بسم الله الرحمن الرحيم

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده مهندسی برق و رباتیک

رساله دکتری مهندسی برق- سیستم‌های قدرت

در نظر گرفتن عدم قطعیت بار و منابع انرژی تجدیدپذیر در کنترل سلسله‌مراتبی ولتاژ ریزشبکه‌ها

نگارنده: **سید هادی حسینی کردخیلی**

استاد راهنما:

دکتر مهدی بانژاد

اساتید مشاور:

دکتر علی اکبرزاده کلات

دکتر جوزپ گوئررو

اردیبهشت‌ماه ۱۳۹۷

شماره : ۰۰۲۱۵۵۸
تاریخ : ۹۷/۲/۴
ویرایش : ـــ

باسمه تعالی

دانشگاه صنعتی شاهرود
مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره ۱۲: صورت جلسه نهایی دفاع از رساله دکتری (Ph.D)

(ویژه دانشجویان ورودی های ۹۴ و ما قبل)

بدینوسیله گواهی می شود آقای/خانم **سید هادی حسینی کردخیلی** دانشجوی دکتری رشته **برق – قدرت** به شماره دانشجویی **۹۰۲۲۴۸۵** ورودی **مهر** ماه سال **۱۳۹۰** درتاریخ **۱۳۹۷/۰۲/۰۴** از رساله **نظری** ■ / **عملی** □ خود با عنوان :

در نظر گرفتن عدم قطعیت بار و منابع انرژی تجدیدپذیر در کنترل سلسله مراتبی ولتاژ ریزشبکه ها

دفاع و با اخذ نمره ۱۷/۰۰ به درجه : بسیار خوب نائل گردید.

الف) درجه عالی: نمره ۲۰-۱۹ □ ب) درجه بسیار خوب: نمره ۱۸/۹۹ – ۱۷ ☑
ج) درجه خوب: نمره۱۶/۹۹– ۱۵ □ د) غیر قابل قبول و نیاز به دفاع مجدد دارد □
ه) رساله نیاز به اصلاحات دارد □

ردیف	هیئت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱	دکتر سهراب بازرگاد	استاد/ اساتید راهنما	دانشیار	
۲	دکتر علی اکبرزاده کلات	مشاور/ مشاورین	استادیار	
۳	دکتر عبدالفضل شیخ	استاد مدعو داخلی / خارجی	دانشیار	
۴	دکتر علی دستمال	استاد مدعو داخلی / خارجی	=	
۵	دکتر حسین تقی زادگان	استاد مدعو داخلی / خارجی	دانشیار	
۶	دکتر محسن اصغری	سرپرست (نماینده) تحصیلات تکمیلی دانشکده	استادیار	

مدیر محترم تحصیلات تکمیلی دانشگاه:

ضمن تأیید مراتب فوق مقرر فرمائید اقدامات لازم در خصوص انجام مراحل دانش آموختگی آقای/خانم **سیدهادی حسینی کردخیلی** بعمل آید.

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده :

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:

وزارت علوم، تحقیقات و فناوری
دانشگاه شاهرود
دانشکده مهندسی برق و رباتیک

تقدیم به

همسرم و فرزندم

تشکر و قدردانی

سپاس و ستایش مخصوص خداوندی است که پروردگار جهانیان است. او مرا در مسیر تحصیل و زندگی یاری نموده‌است. خداوند را به خاطر لطف بی‌پایانش به این حقیر سپاس می‌گویم.

از زحمات و شرح صدر استاد بزرگوارم جناب آقای دکتر مهدی بانژاد صمیمانه تشکر می‌کنم. بدون راهنمایی ایشان طی این مسیر دشوار، میسّر نبود. پاسخ به ابهامات من در حین انجام مطالعات و تعهد ایشان به این موضوع، کم‌نظیر بود. همچنین از زحمات جناب آقای دکتر علی اکبرزاده کلات و پروفسور جوزپ گوئررو اساتید مشاور این رساله قدردانی می‌کنم. پیمودن این مسیر تحقیق بدون راهنمایی و کمک این عزیزان غیرممکن بود. و در آخر، از حمایت‌های خانواده‌ام و خانواده همسرم تشکر می‌کنم. صبر و اشتیاق آن‌ها، در کنار حمایت‌های اساتید گرامی، انگیزه‌ای دوچندان برای من در طی این مسیر بود.

تعهدنامه

اینجانب **سید هادی حسینی کردخیلی** دانشجوی دوره دکتری رشته **برق- سیستم‌های قدرت** دانشکده **مهندسی برق و رباتیک** دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان‌نامه **در نظر گرفتن عدم قطعیت بار و منابع انرژی تجدیدپذیر در کنترل سلسله‌مراتبی ولتاژ ریزشبکه‌ها** تحت راهنمایی **دکتر مهدی بانژاد** متعهد می‌شوم:

- تحقیقات در این پایان‌نامه توسط اینجانب انجام‌شده و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش‌های محققان دیگر به مرجع مورداستفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان‌نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد و مقالات مستخرج با نام «دانشگاه صنعتی شاهرود» و یا «Shahrood University of Technology» به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در بدست آمدن نتایج اصلی پایان‌نامه تأثیرگذار بوده‌اند در مقالات مستخرج از پایان‌نامه رعایت می‌گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا چینی‌جاهای آن‌ها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ:۱۳۹۷/۲/۴

سید هادی حسینی کردخیلی

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه‌های رایانه‌ای، نرم‌افزارها و تجهیزات ساخته شده) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان‌نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی‌باشد.

چکیده

یکی از مهم‌ترین چالش‌های ریزشبکه‌ها، بحث کنترل ولتاژ در بازه مجاز تغییرات آن خصوصاً در شرایط قطع از شبکه (حالت کار جزیره‌ای) است. در این رساله، هدف اصلی بررسی و طراحی سیستم کنترل ولتاژ ریزشبکه جزیره‌ای در شرایط تغییرات غیرقطعی بار و منابع تجدیدپذیر است. رویکرد کلی در این رساله، ارائه یک سیستم کنترل محلی چندمنظوره با در نظر گرفتن تغییرات ناگهانی و غیرقطعی بار و تولید است که در حالت استفاده از ساختار کنترلی سلسله‌مراتبی در سطوح کنترل محلی (سطح صفر و سطح اولیه) موردبررسی قرار می‌گیرد. ابتدا با استفاده از معادلات مشخصه افتی مبتنی بر جریان و تحلیل حالت‌های دائمی و دینامیکی، منحنی‌های ظرفیت حالت دائمی مبتنی بر جریان به‌صورت دایره شکل و منحنی بیضی شکل فرکانس-ولتاژ معرفی می‌گردند. بر اساس همین منحنی‌ها، حدود بالا و پایین جریان، فرکانس و ولتاژ در معادلات مشخصه افتی بدست می‌آیند. سپس ایده ناحیه عملکرد ریزشبکه با تلاقی منحنی‌های ظرفیت هر منبع تولید پراکنده ارائه شده و مورد بررسی قرار می‌گیرند. در کنار این قابلیت‌های اضافه‌شده به سیستم، جبران‌سازی هارمونیکی برای کاهش هارمونیک‌های ولتاژ نیز صورت می‌گیرد تا سیستم کنترل چندمنظوره موردنظر حاصل شود. در ادامه رویکرد کنترل سلسله‌مراتبی، از یک کنترل‌کننده مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف در ساختار حلقه کنترل داخلی استفاده می‌شود. با استفاده از کنترل‌کننده ارائه‌شده، توابع کلیدزنی مناسب برای عملکرد پایدار کنترل‌کننده محلی و نیز عملکرد مناسب هر منبع تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در ریزشبکه بدست می‌آید. استفاده از این کنترل‌کننده در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی محلی ریزشبکه به همراه جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ و ارائه یک ساختار کنترلی چندمنظوره، از نوآوری‌های این بخش به شمار می‌رود. به‌منظور جبران‌سازی عدم قطعیت تولید انرژی تجدیدپذیر و تغییرات ولتاژ لینک DC نیز از یک حلقه کنترلی اضافی استفاده شده و پایداری آن نیز مورد بررسی قرار گرفته است. استفاده از این حلقه اضافی در هر دو نوع سیستم کنترلی ارائه‌شده قبلی و تجمیع آن در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی و تکمیل ساختار کنترلی سلسله‌مراتبی چندمنظوره موردنظر، از نوآوری‌های این بخش به شمار می‌رود.

واژه‌های کلیدی: ریزشبکه، کنترل اولیه، حلقه‌های کنترل داخلی، مشخصه افتی، کنترل سلسله‌مراتبی، منحنی‌های ظرفیت، روش پایداری مستقیم لیاپانوف، کنترل ولتاژ سمت DC.

مقالات مستخرج از رساله

[1] H. H. Kordkheili and M. Banejad, “Modified Local Voltage Controller Design of Inverter-based DGs in a Microgrid,” *7th Power Electronics and Drive System Technology Conferenec (PEDSTC)*, 2016.

[2] H. Hosseini Kordkheili, M. Banejad, and A. Akbarzadeh kalat, “Hierarchical Modified Droop Based Local Voltage Control of Microgrids Considering Intermittent harmonically distorted Loads,” *4th Iranian Conference on Renewable Energy and Distributed Generation*, 2016.

[3] H. Hosseini Kordkheili, M. Banejad, Josep M. Guerrero and A. Akbarzadeh kalat, “Primary Control Design Based on Capacity Curves for Inverter-based Microgrids,” *Accepted at Electric Power Components and System Journal. (Taylor & Francis)*, Jan. 2018, (DOI: 10.1080/15325008.2018.1432726).

[۴] سید هادی حسینی کردخیلی، مهدی بانژاد، علی اکبرزاده کلات، «کنترل ولتاژ چندحلقه‌ای سلسله‌مراتبی بهبودیافته بر اساس کنترل دروپ برای منابع تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در یک ریزشبکه جزیره‌ای»، پذیرفته‌شده در مجله هوش محاسباتی در مهندسی برق، دانشگاه اصفهان.

فهرست مطالب

چکیده ..... ک

مقالات مستخرج از رساله ..... م

فهرست مطالب..... س

فهرست جدول‌ها ..... ق

فهرست شکل‌ها..... ش

۱- مقدمه ۱

۱-۱. انگیزه تحقیق..... ۲

۱-۲. بیان مسئله..... ۳

۱-۳. اهداف اصلی تحقیق..... ۴

۱-۴. نوآوری‌های تحقیق..... ۵

۱-۵. ساختار فصل‌های این رساله..... ۵

۲- رویکردهای کنترل ریزشبکه‌ها و عوامل مؤثر بر آن‌ها ۷

۲-۱. رویکردهای کنترل ریزشبکه‌ها..... ۸

۲-۲. روش‌های مبتنی بر زیرساخت مخابراتی..... ۹

۲-۲-۱- کنترل متمرکز ۹

۲-۲-۲- کنترل فرمانده/فرمان‌بردار..... ۱۰

۲-۲-۳- کنترل توزیع‌شده..... ۱۱

۲-۳. کنترل سلسله‌مراتبی ریزشبکه‌ها..... ۱۲

۲-۳-۱- معرفی کنترل سلسله‌مراتبی..... ۱۲

۲-۳-۲- ساختار کنترل سلسله‌مراتبی ریزشبکه‌ها ۱۳

۲-۳-۱- کنترل سطح صفر (حلقه‌های کنترل داخلی) ۱۵

۲-۳-۲- حلقه کنترل اولیه ۱۶

۲-۳-۳- حلقه کنترل ثانویه ۱۸

۲-۳-۴- حلقه کنترل ثالثیه ۲۰

۲-۴. مروری بر مطالعات مرتبط با حلقه‌های کنترل محلی ۲۰

۲-۵. تئوری کنترل مشخصه افتی ۲۴

۲-۵-۱- خطوط با نسبت X/R بالا ۲۷

۲-۵-۲- خطوط با نسبت X/R پایین ۲۸

۲-۵-۳- مشخصه افتی تعمیم یافته ۲۹

۲-۵-۴- تقسیم توان میان منابع تولید پراکنده و طراحی مشخصه افتی ۳۰

۲-۶. عدم قطعیت در ریزشبکه‌ها ۳۲

۲-۶-۱- مدل بار ۳۳

۲-۶-۲- تغییرات ولتاژ DC ۳۵

۲-۷. روش مستقیم لیاپانوف ۳۶

۲-۸. جمع‌بندی ۳۹

۳- مدل‌سازی ریزشبکه ۴۱

۳-۱. مدل واحد تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر منبع ولتاژ سه فاز ۴۲

۳-۱-۱- مدل اینورتر و مدار ورودی و خروجی آن ۴۳

۳-۱-۲- مدل کنترل‌کننده توان ۴۷

۳-۱-۳- مدل کنترل‌کننده ولتاژ ۴۹

۳-۱-۴- مدل کنترل‌کننده جریان ۵۰

۳-۱-۵- مدل کامل اینورتر ۵۲

۳-۲. جمع‌بندی ۵۹

۴- تعیین حدود مشخصه افتی مبتنی بر جریان با استفاده از منحنی‌های ظرفیت واحد تولید پراکنده . ۶۱

۴-۱. ساختار ریزشبکه مورد مطالعه و تعیین روابط اساسی ۶۲

۴-۲. مشخصه افتی مبتنی بر جریان ۶۵

۴-۳. تحلیل حالت دائمی و محاسبه محدودیتهای جریان در مشخصه افتی ۶۶

۴-۳-۱- تعیین منحنی‌های ظرفیت بر اساس تحلیل حالت دائمی ۶۶

۴-۳-۲- تعیین ناحیه عملکرد دائمی و بررسی تأثیر تغییر پارامترها ۶۸

۴-۴. تعیین محدودیتهای فرکانس و ولتاژ براساس تحلیل حالت دینامیکی ۷۰

۴-۵. جبرانسازی هارمونیک‌های ولتاژ خروجی ۷۳

۴-۶. شبیه‌سازی و تحلیل نتایج ۷۴

۴-۶-۱- تثبیت ولتاژ ۷۷

۴-۶-۲- هارمونیک‌های ولتاژ ۷۹

۴-۶-۳- تقسیم توان اکتیو و راکتیو ۸۰

۴-۷. مقایسه روش ارائه شده با رویکرد غیر سلسله‌مراتبی ۸۱

۴-۸. جمع‌بندی ۸۴

۵- کنترل ولتاژ مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف در ساختار سلسله‌مراتبی ۸۵

۵-۱. طراحی کنترل جریان با روش مستقیم لیاپانوف ۸۶

۵-۱-۱- ساختار ریزشبکه مورد مطالعه ۸۶

۵-۱-۲- طراحی کنترل‌کننده داخلی با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف ۸۷

۵-۲. سایر بخش‌های کنترل محلی ۹۱

۵-۳. شبیه‌سازی و تحلیل نتایج ۹۱

۵-۳-۱- تثبیت ولتاژ ۹۲
۵-۳-۲- هارمونیک‌های ولتاژ ۹۴
۵-۳-۳- تقسیم توان اکتیو و راکتیو ۹۵
۵-۴. جمع‌بندی ۹۶
۶- کنترل ولتاژ در شرایط تغییرات تولید منابع تجدید پذیر ۹۷
۶-۱. تحلیل دینامیکی و طراحی سیستم کنترل ولتاژ سمت DC ۹۸
۶-۱-۱- تحلیل دینامیکی مدل سمت DC ۹۸
۶-۱-۲- حلقه کنترل جبران‌ساز برای ولتاژ DC ۱۰۰
۶-۲. اعمال کنترل‌کننده ارائه شده در سیستم مبتنی بر مشخصه افتی جریانی ۱۰۱
۶-۳. اعمال کنترل‌کننده ارائه شده در سیستم دارای کنترل لیاپانوفی ۱۰۵
۶-۴. جمع‌بندی ۱۰۸
۷- نتیجه‌گیری و پیشنهادها ۱۰۹
۷-۱. نتیجه‌گیری ۱۱۰
۷-۲. پیشنهادها ۱۱۲
ضمائم ۱۱۳
بدست آوردن منحنی های قابلیت حالت دائمی (دایره شکل) CSCC ارائه‌شده در فصل چهارم ۱۱۳
بدست آوردن منحنی های بیضی شکل حالت دینامیکی ارائه شده در فصل چهارم ۱۱۴
بدست آوردن مشتق تابع لیاپانوف ارائه شده در فصل پنجم ۱۱۶
مراجع ۱۲۱

فهرست جدول‌ها

جدول ۴-۱. مشخصات ریزشبکه مورد مطالعه ۱ [80] ,[55] ۷۶

جدول ۵-۱. مشخصات ریزشبکه مورد مطالعه ۲ ..... ۹۲

فهرست شکل‌ها

شکل ۲–۱: فلوچارت عملکرد سطوح مختلف کنترلی در یک ریزشبکه [26] ۱۵

شکل ۲–۲. ساختار کلی یک تولید پراکنده تجدیدپذیر ۱۷

شکل ۲–۳. ساختار حلقه‌های کنترل داخلی (سطح صفر) ۱۸

شکل ۲–۴. ساختار کنترل محلی تولید پراکنده تجدیدپذیر با حضور حلقه کنترل اولیه ۱۸

شکل ۲–۵. ساختار کنترل ثانویه یک ریزشبکه در ارتباط سایر سطوح کنترلی ۲۰

شکل ۲–۶. منابع ولتاژ موازی ۲۵

شکل ۲–۷. دیاگرام فیزور افت ولتاژ ۲۷

شکل ۲–۸. منحنی‌های مشخصه افتی متداول [4] ۲۸

شکل ۲–۹. منحنی‌های مشخصه افتی برای واحدهای تولید پراکنده با ظرفیتهای مختلف جهت تقسیم توان مناسب میان آن‌ها ۳۲

شکل ۳–۱. اینورتر منبع ولتاژ سه فاز به همراه فیلتر LC خروجی و بار و خط متصل کننده به شبکه ۴۳

شکل ۳–۲. دیاگرام معادل تک‌فاز برای اینورتر i ام ۴۳

شکل ۳–۳. بلوک دیاگرام مدل اینورتر منبع ولتاژ سه فاز ۴۶

شکل ۳–۴. بلوک دیاگرام مدل کنترل‌کننده توان ۴۹

شکل ۳–۵. بلوک دیاگرام مدل کنترل‌کننده ولتاژ ۴۹

شکل ۳–۶. بلوک دیاگرام مدل کنترل‌کننده جریان ۵۱

شکل ۳–۷. چارچوب‌های مرجع مشترک (DQ) و محلی (dq) [83] ۵۳

شکل ۳–۸. بلوک دیاگرام قسمت‌های مختلف DG#i ۵۵

شکل ۴–۱. دیاگرام تک‌خطی ریزشبکه مورد مطالعه ۱ ..... ۶۳

شکل ۴–۲. منحنی‌های مشخصه افتی دامنه ولتاژ و فرکانس مبتنی بر جریان مؤلفه اصلی هر واحد تولید پراکنده در ریزشبکه ۶۶

شکل ۴–۳. منحنی ظرفیت مبتنی بر جریان حالت دائمی (CSCC) یک واحد تولید پراکنده... ۶۸

شکل ۴–۴. منحنی‌های ظرفیت مبتنی بر جریان حالت دائمی (CSCC) و ناحیه عملکرد یک ریزشبکه جزیره‌ای ۶۹

شکل ۴–۵. تغییرات دایره‌های CSCC ناشی از تغییر در R_i ۷۰

شکل ۴–۶. تغییرات دایره‌های CSCC ناشی از تغییر در V^*_{di} ۷۰

شکل ۴–۷. منحنی بیضی‌شکل رابطه فرکانس و ولتاژ هر واحد تولید پراکنده ۷۲

شکل ۴–۸. بلوک دیاگرام کنترل اولیه مبتنی بر مشخصه افتی جریانی ارائه شده به همراه جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ خروجی ۷۴

شکل ۴–۹. کنترل‌کننده محلی ارائه شده برای هر واحد تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر ۷۵

شکل ۴–۱۰. فلوچارت فرآیند کنترلی برای هر واحد واحد تولید پراکنده ۷۶

شکل ۴–۱۱. تغییرات دامنه (rms) و فرکانس ولتاژ سه فاز در نقطه اتصال مشترک (PCC) (الف) سناریو ۱ (ب) سناریو ۲ ..... ۷۷

شکل ۴–۱۲. تغییرات شکل موج ولتاژ فازی سه فاز و ولتاژ فازی یکی از فازها در نقطه اتصال مشترک (PCC) (الف) سناریو ۱ (ب) سناریو ۲ ..... ۷۸

شکل ۴–۱۳. محتویات هارمونیکی ولتاژهای PCC در سناریو ۲ برای بازه های زمانی مختلف.. ۷۹

شکل ۴–۱۴. تقسیم توان اکتیو در سناریوهای مختلف (الف) سناریو ۱ (ب) سناریو ۲ ..... ۸۱

شکل ۴–۱۵. تقسیم توان راکتیو در سناریوهای مختلف (الف) سناریو ۱ (ب) سناریو ۲ ..... ۸۱

شکل ۴–۱۶. مقایسه تغییرات دامنه (rms) ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) برای سناریو ۲ ..... ۸۲

شکل ۴–۱۷. مقایسه تغییرات هارمونیک‌های ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) برای سناریو ۲ ..... ۸۳
شکل ۴–۱۸. مقایسه تغییرات توان اکتیو برای سناریو ۲ ..... ۸۳
شکل ۵–۱. دیاگرام تک‌خطی ریزشبکه مورد مطالعه ۲ ..... ۸۷
شکل ۵–۲. کنترل داخلی ارائه شده مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف ۹۰
شکل ۵–۳. کنترل‌کننده‌های محلی پیشنهادی برای واحدهای تولید پراکنده در ریزشبکه مورد مطالعه ۹۱
شکل ۵–۴. شکل موج ولتاژهای PCC ۹۳
شکل ۵–۵. تغییرات (الف) دامنه و (ب) فرکانس ولتاژ فاز در PCC ۹۳
شکل ۵–۶. تغییرات THD و سطوح هارمونیکی ولتاژ PCC ۹۴
شکل ۵–۷. تغییرات توان اکتیو و راکتیو برای DG#1 و بارها: (الف) توان اکتیو (ب) توان راکتیو ۹۵
شکل ۵–۸. تغییرات توان اکتیو و راکتیو برای DG#2 و بارها: (الف) توان اکتیو (ب) توان راکتیو ۹۶
شکل ۶–۱. ریزشبکه مورد مطالعه ۹۸
شکل ۶–۲. نمودار معادله دینامیکی سمت DC در شرایط دائمی ۱۰۰
شکل ۶–۳. حلقه کنترل ولتاژ DC و ایجاد سیگنال DC مرجع موردنیاز ۱۰۱
شکل ۶–۴. کنترل‌کننده‌های محلی ارائه شده برای هر واحد تولید پراکنده با اعمال حلقه جبران‌ساز ولتاژ سمت DC ۱۰۲
شکل ۶–۵. تغییرات (الف) دامنه (rms) و (ب) فرکانس ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) در شرایط تغییر ناگهانی ولتاژ سمت DC ۱۰۴

شکل ۶–۶. تغییرات شکل موج ولتاژ سه فاز در نقطه اتصال مشترک (PCC) در شرایط تغییر ناگهانی ولتاژ سمت DC ۱۰۴

شکل ۶–۷. تغییرات توان اکتیو در شرایط تغییرات سمت DC ۱۰۵

شکل ۶–۸. تغییرات توان راکتیو در شرایط تغییرات سمت DC ۱۰۵

شکل ۶–۹. کنترل‌کننده‌های محلی شامل کنترل‌کننده لیاپانوفی برای هر واحد تولید پراکنده با اعمال حلقه جبران‌ساز ولتاژ سمت DC ۱۰۶

شکل ۶–۱۰. تغییرات (الف) دامنه (rms) و (ب) فرکانس ولتاژ سه فاز در نقطه اتصال مشترک (PCC) در شرایط تغییر ناگهانی ولتاژ سمت DC ۱۰۶

شکل ۶–۱۱. تغییرات شکل موج ولتاژ سه فاز در نقطه اتصال مشترک (PCC) در شرایط تغییر ناگهانی ولتاژ سمت DC برای ریزشبکه دارای کنترل کننده لیاپانوفی ۱۰۷

شکل ۶–۱۲. تغییرات توان اکتیو در شرایط تغییرات سمت DC برای ریزشبکه دارای کنترل کننده لیاپانوفی ۱۰۸

فصل اول

مقدمه

شبکه‌های برق در آستانه تحولی بزرگ و اساسی قرار گرفته‌اند. این تحول در ساختار شبکه‌های انتقال و توزیع، مزیت‌ها و چالش‌هایی اجتناب‌ناپذیر را در پی خواهد داشت. سیستم‌های برق متداول ساختاری غیرفعال[۱] دارند که در آن گذر توان به‌صورت یک‌طرفه از نیروگاه‌های بزرگ و متمرکز به سمت مصرف‌کنندگان صورت می‌گیرد. این نیروگاه‌ها عموماً با سوخت‌های فسیلی و هسته‌ای کار می‌کنند و آلودگی‌های زیست‌محیطی زیادی را به همراه دارند. در کنار این موضوع، چالش‌های مربوط به قابلیت اطمینان این نوع شبکه‌ها در کنار موضوعات مربوط به کیفیت توان، تلفات و بازار برق، رویکردی نوین را به صنعت توزیع برق معرفی کرده‌است. این رویکرد و تحول بزرگ ایجاد شبکه‌های توزیع فعال با استفاده از منابع تولید پراکنده (DG[۲]) است.

از سوی دیگر منابع تولید پراکنده تجدیدپذیر به دلیل مزایای فراوان فنی، زیست‌محیطی و امنیتی در سال‌های اخیر موردتوجه بیشتری قرار گرفته‌اند. با ورود منابع تولید پراکنده تجدیدپذیر، عملاً ملاحظات و چالش‌های شبکه‌های توزیع، به موضوعاتی کاملاً متفاوت و جدید تبدیل شده‌اند. موضوعاتی چون کنترل فعال گسترده و محلی، حفاظت و کنترل تطبیقی، ادوات مدیریت شبکه، شبیه‌سازی بلادرنگ[۳] شبکه، حس‌گرها و تجهیزات اندازه‌گیری پیشرفته، ارتباطات گسترده و توزیع‌شده، استخراج اطلاعات با روش‌های هوشمند و طراحی نوین سیستم‌های انتقال و توزیع مواردی ازاین‌دست به شمار می‌روند. لذا ساختارهای نوینی چون شبکه‌های هوشمند[۴] و ریزشبکه‌ها (MG[۵]) مطرح گردیده‌اند.

۱-۱. انگیزه تحقیق

در استانداردهای IEEE 1547-2003 [1] و IEEE 929-2000 [2] بیان شده است که واحدهای تولید پراکنده در شرایط عدم اتصال به شبکه اصلی، از خط AC قطع شوند. هرچند در سال‌های بعد، با نفوذ بیشتر واحدهای تولید پراکنده در شبکه، از آن‌ها در شرایط عدم وجود تغذیه اصلی، به‌عنوان

[۱] Passive
[۲] Distributed Generation
[۳] Real time
[۴] Smart grids
[۵] Microgrids

منابع پشتیبان استفاده گردیده است. لذا واحدهای تولید پراکنده باید بتوانند در حالت جزیره‌ای نیز کار کرده و بارهای حساس را تغذیه نمایند و قابلیت اطمینان سیستم را به میزان قابل‌توجهی بهبود بخشند. به‌علاوه، در مناطق روستایی و دوردست که شبکه عمومی در دسترس نیست، بهره‌برداری در شرایط جزیره‌ای بسیار حائز اهمیت است. این حالت منجر به مفهوم ریزشبکه در شبکه‌های هوشمند شده است.

ریزشبکه‌ها، شبکه‌های مقیاس کوچک فشار متوسط یا فشار ضعیف هستند که برای تأمین بارهای الکتریکی و گرمایی مجموعه‌های کوچک طراحی می‌شود. این مجموعه‌های کوچک می‌توانند شامل مجموعه‌های مستقل، مناطق حومه شهر، جوامع دانشگاهی یا عمومی مانند مدرسه و دانشگاه، مناطق تجاری، مجموعه‌های صنعتی، محل‌های خرید و فروش یا یک منطقه شهرداری باشد. یک ریزشبکه، یک شبکه توزیع فعال است؛ زیرا مخلوطی از سیستم‌های تولید پراکنده و بارهای مختلف در سطح ولتاژ توزیع به شمار می‌رود [3]. از دید زیست‌محیطی نیز ریزشبکه با استفاده از فنّاوری‌های پاک، می‌تواند آلودگی‌های زیست‌محیطی و گرم شدن تدریجی زمین را کاهش دهد.

ریزشبکه‌ها به‌عنوان یک واحد قابل کنترل به‌موازات شبکه اصلی مورداستفاده قرار می‌گیرند و شامل منابع تولید پراکنده، بارها و کنترل‌کننده‌ها می‌باشند. یک ریزشبکه باید به‌گونه‌ای طراحی شود که در حین قطعی برق شبکه اصلی و بروز اختلالات، بتواند خودش را به‌صورت جزیره‌ای درآورده و توان موردنیاز برای بارهای شبکه را در سطح قابل قبولی تأمین نماید.

در کشور ما، هنوز نیاز به تحقیقات بیشتر در این زمینه و بومی‌سازی فنّاوری‌ها و روش‌های ذکرشده در مقالات وجود دارد. توسعه دانش بومی در این زمینه، حرکت رو به رشد کشور را تسریع خواهد نمود.

۱-۲. بیان مسئله

یکی از مهم‌ترین چالش‌های ریزشبکه‌ها، بحث کنترل ولتاژ در بازه مجاز تغییرات آن خصوصاً در شرایط قطع از شبکه (حالت کار جزیره‌ای[۱]) است. در این حالت ریزشبکه می‌تواند برای مدتی که از

[۱] Islanding

شبکه اصلی جداست، بارهای خود را باکیفیت قابل‌قبول تأمین نماید. اما به دلیل عدم وجود منابع تولید با ظرفیت بالا و درنتیجه عدم وجود یک شین بی‌نهایت، کنترل ولتاژ در شرایط تغییرات دینامیکی بار و سایر اغتشاشات، نیاز به تمهیدات و سیستم‌های کنترلی بیشتری دارد. از سوی دیگر شرایط عدم قطعیت موجود در بارها و منابع تولید تجدیدپذیر شرایط کنترل‌کننده‌ها و سیستم‌های مدیریت انرژی را در ریزشبکه‌ها با چالش‌های جدیدی مواجه می‌کند. ویژگی اصلی ریزشبکه‌های هوشمند که تمامی تصمیمات باید با حداقل دخالت بهره‌بردار و به‌سرعت و به‌طور خودکار صورت گیرد بر اهمیت موضوع افزوده است.

۱-۳. اهداف اصلی تحقیق

در این رساله، هدف اصلی بررسی و طراحی سیستم کنترل ولتاژ ریزشبکه جزیره‌ای در شرایط تغییرات غیرقطعی بار و منابع تجدیدپذیر است؛ به‌گونه‌ای که عملکرد مطمئن و با کیفیت ولتاژ مناسب در ریزشبکه تضمین گردد. این موضوع در حالت استفاده از ساختار کنترلی سلسله‌مراتبی در سطوح صفر و اولیه مورد بررسی قرار گرفته است. ریزشبکه مورد مطالعه، در سطح ولتاژ فشارضعیف به‌صورت سیستم سه فاز متعادل می‌باشد که به‌صورت ریزشبکه جزیره‌ای مورد بهره‌برداری قرارگرفته شده است. برای عدم قطعیت بار، مدل ساده و از پیش تعیین‌شده در نظر گرفته شود که در آن میزان بار به‌طور پیش‌بینی‌نشده و ناگهانی تغییر می‌کند. منابع انرژی تجدیدپذیر در نظر گرفته‌شده در این رساله به‌صورت منابع تولید متغیر در نظر گرفته شده‌اند که سطح تولید آن‌ها به‌صورت پیش‌بینی‌نشده و ناگهانی تغییر می‌کند. اندازه منابع تولید پراکنده و مکان‌یابی آن از قبل برنامه‌ریزی شده و نصب گردیده‌اند و در این رساله به جایابی و تعیین اندازه آن‌ها پرداخته نمی‌شود. در مدل‌سازی، پارامترهای مدل سیستم دارای مقادیر معلوم هستند. به عبارت دیگر عدم قطعیت مدل در سیستم‌های کنترلی در نظر گرفته نمی‌شود. با در نظر گرفتن این موارد، کنترل سلسله‌مراتبی ولتاژ ریزشبکه‌های جزیره‌ای در شرایط تغییرات ناگهانی بار و منابع انرژی تجدیدپذیر مورد بررسی قرار می‌گیرد و کنترل ولتاژ در ریزشبکه جزیره‌ای انجام خواهد گرفت.

۱–۴. نوآوری‌های تحقیق

فهرست کلی نوآوری‌های این رساله به شرح ذیل است:

۱. تعیین حدود منحنی مشخصه افتی با کمک تحلیل حالت‌های ماندگار و دینامیکی سیستم و تعیین منحنی‌های دایره‌ای (CSCC[۱]) و بیضوی تغییرات جریان، ولتاژ و فرکانس و تلفیق تلفیق آن با یک روش جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ؛ این ترکیب چندمنظوره به‌خوبی در شرایط مختلف تغییرات ناگهانی بار عمل کرده است.

۲. طراحی کنترل‌کننده به روش مستقیم لیاپانوف به‌منظور کنترل ولتاژ ریزشبکه و استفاده از این کنترل‌کننده در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی محلی ریزشبکه به همراه جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ و ارائه یک ساختار کنترلی چندمنظوره، با تلفیق آن با کنترل اولیه مبتنی بر مشخصه افتی و منحنی‌های CSCC.

۳. طراحی حلقه کنترل ولتاژ سمت DC به‌منظور تثبیت تغییرات ناشی از تغییرات تولید و استفاده از این حلقه کنترلی تکمیلی در هر دو نوع سیستم کنترلی ارائه‌شده قبلی و تجمیع آن در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی چندمنظوره.

۱–۵. ساختار فصل‌های این رساله

ساختار مطالب در فصل‌های بعدی این رساله به‌صورت زیر می‌باشد:

در فصل دوم کنترل ریزشبکه‌ها و مطالعات قبلی در این زمینه که توسط سایر محققان صورت گرفته، ارائه می‌شود. پس از معرفی اجمالی انواع مختلف رویکردهای کنترلی، به موضوع کنترل سلسله‌مراتبی پرداخته شده و مطالعات قبلی انجام‌گرفته در این زمینه معرفی شده‌اند. همچنین به کارهای انجام‌شده قبلی در مورد عدم قطعیت در کنترل ریزشبکه‌ها پرداخته شده‌است. در انتها نیز روش مستقیم لیاپانوف که در این رساله از آن استفاده شده، معرفی گردیده است.

[۱] Current-based Steady-state Capacity Curve

در فصل سوم مدل‌سازی ریزشبکه ارائه شده است. در این فصل ضمن ارائه مدل فضای حالت سیگنال کوچک (خطی شده) ریزشبکه، پارامترهای تولید پراکنده مورد بررسی محاسبه شده است. مطالعات فصل‌های بعدی بر پایه این مدل‌سازی صورت گرفته است.

در فصل چهارم یک کنترل‌کننده چند حلقه‌ای چندمنظوره سلسله‌مراتبی شامل کنترل سطح صفر، کنترل اولیه و کنترل ولتاژ DC بر اساس مدل دینامیکی ریزشبکه ارائه شده است تا دامنه ولتاژ و فرکانس آن در نقطه اتصال مشترک (PCC[1]) تنظیم شده و تقسیم توان اکتیو و راکتیو مناسبی میان واحدهای تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر صورت گیرد. منحنی‌های CSCC و محدوده عملکرد مشخصه افتی در این فصل بدست آمده‌اند.

در فصل پنجم یک طرح کنترلی مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف برای تنظیم ولتاژهای سه فاز مورد استفاده قرارگرفته است. کنترل‌کننده پیشنهادی به‌عنوان یک کنترل‌کننده محلی داخلی برای هر واحد تولید پراکنده در نظر گرفته‌شده و با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف[2] برای پایداری سراسری مجانبی بدست آمده‌است.

در فصل ششم، دو رویکرد قبلی ارائه شده در فصل‌های قبلی با به‌کارگیری یک حلقه کنترل ولتاژ سمت DC در ساختار سلسله‌مراتبی تکمیل شده‌است تا تغییرات غیرقطعی و ناگهانی ناشی از مولد تجدیدپذیر در کنار تغییرات ناگهانی بار، جبران شوند.

در نهایت فصل هفتم خلاصه و نتایج رساله به همراه پیشنهادهایی برای مطالعات آتی ارائه شده‌است.

[1] Point of Common Coupling

[2] Lyapunov Stability Theory

فصل دوم

رویکردهای کنترل ریزشبکه‌ها و عوامل مؤثر بر آن‌ها

منابع تولید پراکنده تجدید پذیر و مدارهای الکترونیک قدرت اصلی‌ترین بخش‌های یک ریزشبکه‌ها به شمار می‌روند. در این میان استفاده از حداکثر مزایای این تجهیزات در ریزشبکه‌ها خصوصاً در شرایط غیرعادی و تغییرات ناگهانی در بار و تولید، از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. به همین منظور لازم است بخش‌های مختلف آن توسط ساختارها و سیستم‌های کنترلی پیشرفته مورد بهره‌برداری و کنترل قرار گیرند. این موضوع به‌خصوص در شرایط ایجاد ریزشبکه‌های جزیره‌ای[۱] از اهمیت ویژه‌ای برخوردار خواهد بود. الزام حفظ ولتاژ و فرکانس در بازه مجاز در شرایط جزیره‌ای نیز وجود دارد؛ اما فقدان یک شین مستحکم[۲] برای پشتیبانی از ریزشبکه جزیره‌ای در شرایط تغییرات بار و تولید، می‌تواند باعث ایجاد مخاطراتی برای تأمین توان مطمئن مصرف‌کنندگان شود. تقسیم مناسب توان میان واحدهای تولید در کنار موضوعات مربوط به کیفیت توان و هارمونیک‌های ولتاژ و جریان از مواردی است که اهمیت و ضرورت به‌کارگیری سیستم‌های کنترل ریزشبکه را بیش‌ازپیش تأیید می‌کند.

در این فصل به معرفی موضوع کنترل ریزشبکه‌ها و مفاهیم مربوط به آن پرداخته شده و ساختار کنترل سلسله‌مراتبی در ریزشبکه‌ها و مهم‌ترین روش‌های کنترل ولتاژ ریزشبکه‌ها معرفی خواهند شد.

۲-۱. رویکردهای کنترل ریزشبکه‌ها

واحدهای تولید پراکنده در ریزشبکه‌ها به دو صورت مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرند [4]:

۱- کنترل‌شده با ولتاژ یا تشکیل‌دهنده شبکه[۳]

۲- کنترل‌شده با جریان یا دنبال‌کننده شبکه[۴]

---

[۱] Islanded

[۲] Stiff

[۳] Grid-forming

[۴] Grid-following

در حالت متصل به شبکه[۱]، واحدهای تولید پراکنده معمولاً به‌صورت کنترل‌شده با جریان هستند. اما در حالت جزیره‌ای، مبدل‌های الکترونیک قدرتی که بین منبع انرژی و بار قرار دارند به‌صورت منابع ولتاژ عمل کرده و به‌صورت کنترل‌شده با ولتاژ هستند.

بر همین اساس، روش‌های کنترل ریزشبکه‌های جزیره‌ای به دو دسته اصلی تقسیم‌بندی می‌شوند:

۱- روش‌های مبتنی بر زیرساخت مخابراتی: که شامل روش‌های کنترل متمرکز، فرمانده/فرمان‌بردار[۲] و توزیع‌شده می‌باشد [5].

۲- روش‌های بدون نیاز به زیرساخت مخابراتی: که اساساً مبتنی بر مفهوم مشخصه افتی بوده و شامل چهار دسته‌اند:

a. روش‌های مبتنی بر معادلات مرسوم و تغییریافته مشخصه افتی[۳] [7] ,[6]

b. روش‌های مبتنی بر چارچوب مجازی (امپدانس مجازی[۴]) [8]

c. روش‌های مبتنی بر مشخصه‌های دروپ تغییریافته با مشتق سیگنال‌ها [9]

d. روش‌های ترکیبی مشخصه افتی و تزریق سیگنال [10]

این دسته‌بندی‌ها در قالب استراتژی‌های کنترل یکپارچه در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی نیز قابل‌استفاده هستند که در بخش‌های آینده به تشریح آن‌ها خواهیم پرداخت.

۲-۲. روش‌های مبتنی بر زیرساخت مخابراتی

۲-۲-۱- کنترل متمرکز

در حالت کنترل متمرکز، یک کنترل‌کننده مرکزی وظیفه هماهنگی و کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت را در ریزشبکه بر عهده دارد. در این حالت، یک پیوند مخابراتی میان کنترل‌کننده مرکزی و هر واحد تولید پراکنده موردنیاز است [11]. مزیت این روش، استفاده از الگوریتم‌های کنترلی ساده است.

[۱] Grid-connected
[۲] Master/Slave
[۳] Conventional and modified droop
[۴] Virtual Impedance

اما هزینه‌های قابل‌توجه بستر مخابراتی موردنیاز و نیاز به یک مرکز کنترل نظارتی معایب قابل‌توجهی به‌حساب می‌آیند؛ لذا پیاده‌سازی آن‌ها در سیستم‌های بزرگ و پراکنده، بسیار دشوار است.

رویکرد مهم دیگری که در این زمینه وجود دارد، استفاده از کنترل مرکزی حدود مرجع برای واحدهای تولید پراکنده است. در این روش که به CLC[1]معروف است، کنترل‌کننده مرکزی مقادیر مرجع جریان را برای هر واحد تولید پراکنده تعیین کرده و آن را از طریق یک لینک مخابراتی به تولید پراکنده مربوطه ارسال می‌کند. این جریان مرجع، کسری از جریان بار است که به‌وسیله کنترل‌کننده مرکزی اندازه‌گیری شده می‌شود. به طریق مشابه، یک سیگنال تصحیح‌کننده ولتاژ نیز برای کنترل ولتاژ بار تولید می‌شود [12]. روش دیگری که در این خصوص مطرح شده است، طرح کنترل مرکزی چندمرحله‌ای است برای حالت نفوذ زیاد خودروهای الکتریکی مطرح شده است. این طرح باعث می‌شود که خودروهای الکتریکی نقشی اساسی در بهره‌برداری بهینه و موفق از ریزشبکه داشته باشند [13]. اما درهرصورت، مشکل اصلی یعنی نیاز به زیرساخت مخابراتی با پهنای باند بالا به خاطر هم‌زمانی میان واحدهای مختلف، توجیه فنی- اقتصادی و قابلیت اطمینان آن را تحت تأثیر منفی خود قرار می‌دهد.

۲-۲-۲- کنترل فرمانده/فرمان‌بردار[2]

در این روش کنترل، از هر دو کنترل‌کننده ولتاژ و جریان استفاده می‌شود. یکی از واحدهای تولید پراکنده به‌عنوان فرمانده و بقیه به‌عنوان فرمان‌بردار در نظر گرفته می‌شود. واحد تولید پراکنده اصلی (فرمانده) مسئول تنظیم ولتاژ خروجی بوده و جریان مرجع را برای هر اینورتر تعیین می‌کند. واحدهای فرمان‌بر نیز مرجع جریان تعیین‌شده توسط واحد فرمانده را دنبال می‌کنند تا توزیع جریان میان واحدهای تولید پراکنده ریزشبکه به‌صورت متعادل ایجاد شود [15] ,[14]. در روش CLC، که در قسمت قبل معرفی شد، به دلیل اینکه کنترل‌کننده مرکزی جریان کل بارها را بر اساس ضرایب وزنی بین واحدهای تولید پراکنده تقسیم می‌کند، اگر به دلیل خاموش شدن یک یا چند واحد تولید پراکنده یا

[1] Central-limit Control

[2] Master/Slave

خطای برنامه، مجموع ضرایب وزنی از مقدار واحد فاصله بگیرد، آنگاه جریان‌های بار به‌خوبی تغذیه نمی‌شوند. اما در روش فرمانده/فرمانبردار، واحد تولید پراکنده اصلی تنها دارای سیستم کنترل ولتاژ است و کنترل جریان در آن صورت نمی‌گیرد. لذا این واحد تولید پراکنده جریان‌های گذرای موردنیاز را تأمین کرده و مشکل خطای ضرایب وزنی را جبران می‌کند.

مزیت اصلی روش فرمانده/فرمانبردار، عملکرد خوب تقسیم جریان و پیاده‌سازی ساده آن است. اما این روش از قابلیت اطمینان مناسبی برخوردار نیست؛ چراکه عملکرد همه واحدهای فرمان‌بر به واحد فرمانده وابسته است. مشکل دیگر عدم وجود کنترل جریان در واحد فرمانده است که این موضع باعث ایجاد فراجهش[۱] جریان خروجی قابل‌توجهی در شرایط گذرا خصوصاً در هنگام شروع به کار آن می‌گردد. در این روش نیز نیاز به زیرساخت مخابراتی با پهنای باند زیاد نیز وجود دارد [15].

رویکردهای مختلفی برای رفع برخی مشکلات روش فرمانده/فرمانبردار اتخاذ شده‌است؛ ازجمله آن‌ها می‌توان به روش‌های بدون کنترل‌کننده مرکزی [16]، روش‌های اصلاح‌شده با کنترل مرکزی [17] و روش‌های مبتنی بر توان‌های اکتیو و راکتیو [18] اشاره کرد.

۲-۲-۳- کنترل توزیع‌شده[۲]

روش کنترل توزیع‌شده معمولاً در مبدل‌های موازی مورد استفاده قرار می‌گیرد [21]–[19]. در این میان، روش معمول مورد استفاده، روش تقسیم جریان متوسط لحظه‌ای است که نیاز به کنترل‌کننده مرکزی ندارد و سیستم‌های کنترل مجزا برای هر اینورتر در نظر گرفته‌شده است. در روش تقسیم جریان لحظه‌ای، از یک شین تقسیم جریان به همراه یک روش سنکرون‌کننده ولتاژ مرجع استفاده می‌شود. همچنین از یک حلقه کنترل جریان اضافی برای وادار کردن هر اینورتر به دنبال‌کردن جریان مرجع متوسط که توسط شین تقسیم جریان تولیدشده، استفاده می‌گردد.

[۱] Overshoot

[۲] Distributed Control

در [19]، طرح کنترلی توزیع‌شده دولایه معرفی شده است. در این روش، کمیت‌های ولتاژ/فرکانس و توان اکتیو/توان راکتیو از یکدیگر مجزا شده و به ترتیب با لایه‌های اول و دوم کنترل و تنظیم می‌شوند. درواقع لایه دوم همان کنترل ثانویه و لایه اول همان کنترل اولیه است اما پیوند مخابراتی میان همه واحدهای تولید پراکنده در هر دو لایه وجود دارد.

طرح کنترلی ارائه شده در [20]، بازیابی فرکانس و توزیع اقتصادی بار میان واحدهای تولید پراکنده را در نظر گرفته است و به‌صورت کاملاً توزیع‌شده، می‌تواند بار ریزشبکه را بر اساس تابع هزینه واحدها میان آن‌ها تقسیم کند.

در [21]، از یک سیستم کنترل شبکه‌ای توزیع‌شده برای بازیابی فرکانس و دامنه ولتاژ و تقسیم توان راکتیو استفاده شده است و بدون نیاز به یک کنترل مرکزی، اگر یکی از واحدهای تولید پراکنده از مدار خارج شود، عملکرد کل سیستم تحت تأثیر قرار نمی‌گیرد.

به‌طورکلی، در ساختارهای توزیع‌شده مبتنی بر زیرساخت مخابراتی، تنظیم ولتاژ و تقسیم توان به‌خوبی قابل انجام است. اما همچنان به ارتباط میان اینورترها نیاز می‌باشد که باعث کاهش انعطاف‌پذیری و قابلیت اطمینان سیستم می‌شود. این موضوع خصوصاً در مواقعی باعث ایجاد مشکل می‌شود که تعداد و فواصل واحدهای تولید پراکنده افزایش یابد [22].

۲-۳. کنترل سلسله‌مراتبی ریزشبکه‌ها

۲-۳-۱- معرفی کنترل سلسله‌مراتبی

کنترل سلسله‌مراتبی از استاندارد ANSI-ISA 95 گرفته شده است [8]. این استاندارد، با هدف ایجاد و توسعه واسط [۱]خودکار بین بخش اصلی سیستم در یک مجموعه با سیستم‌های کنترل آن به وجود آمده‌است و برای کلیه تولیدکنندگان در همه صنایع و انواع مختلف فرآیندها قابل اعمال است. هدف ISA-95 فراهم آوردن اطلاعات و تعاریف یکپارچه و سازگار است تا پایه‌ای برای ارتباطات

[۱] Interface

تأمین‌کنندگان و سازندگان درزمینهٔ کنترل سلسله‌مراتبی ایجاد گردد. همچنین قصد دارد مدل‌های اطلاعاتی و بهره‌برداری یکپارچه‌ای را به وجود آورد تا پایه‌ای برای روشن شدن قابلیت‌های کاربردی و چگونگی استفاده از اطلاعات فراهم گردد. استاندارد IEC مشابه آن IEC62264 است [24] ,[23]. در این استاندارد، یک کنترل سلسله‌مراتبی چند سطحی با سطوح شش‌گانه ارائه شده‌است. هر یک از این سطوح، وظیفه کنترل سطح تحت فرمان خود را داشته و کنترل نظارتی را نیز روی سیستم‌های سطوح پایین‌تر فراهم می‌آورد. لذا باید مطمئن شد که سیگنال‌های فرمان و مرجع که از یک سطح به سطح پایین‌تر ارسال می‌شوند، تأثیر کمی روی عملکرد پایداری و مقاوم‌بودن داشته‌باشند. درنتیجه با بالا رفتن سطح کنترلی، پهنای باند باید کاهش یابد تا تداخل عملکردی به وجود نیاید. در ریزشبکه‌ها نیز این موضوع به‌عنوان رویکردی مؤثر معرفی شده است.

۲-۳-۲- ساختار کنترل سلسله‌مراتبی ریزشبکه‌ها

به‌منظور کنترل سلسله‌مراتبی یک ریزشبکه، چهار سطح کنترلی در نظر گرفته شده است که هریک علاوه بر داشتن وظیفه کنترلی در حوزه عمل خود، وظیفه نظارتی و فراهم کردن سیگنالهای مرجع برای سطوح پایین‌تر را نیز بر عهده دارند [8]. این چهار سطح عبارتند از:

۱- سطح صفر- (حلقه‌های کنترل داخلی۱): مسائل مربوط به تنظیم هر یک از مبدل‌های الکترونیک قدرت هر واحد تولید پراکنده در این سطح انجام می‌گیرد. ولتاژ و جریان، بازخوردها۲ و پیش‌خورها۳ و حلقه‌های کنترلی خطی و غیر خطی در این سطح قابل‌استفاده‌اند تا ولتاژ خروجی را تنظیم کنند و جریان را با حفظ پایداری سیستم کنترل نمایند. این سطح

[۱] Inner Control Loops
[۲] Feedbacks
[۳] Feed-Forwards

شامل دو حلقه کنترل ولتاژ و کنترل جریان و در نهایت، پالس‌های PWM را برای اعمال به گیت سوئیچهای مبدل فراهم می‌آورد.

۲- سطح اول- (کنترل اولیه[۱]): معمولاً از روش کنترل مشخصه افتی در این سطح استفاده می‌شود تا رفتار فیزیکی ژنراتور سنکرون را در یک مولد مبتنی بر اینورتر با اینرسی ذاتی ناچیز، ایجاد نماید. همچنین می‌تواند شامل یک حلقه کنترل امپدانس مجازی باشد که امپدانس خروجی فیزیکی را شبیه‌سازی کرده و کنترل مستقل توان‌های اکتیو و راکتیو را بهبود بخشد.

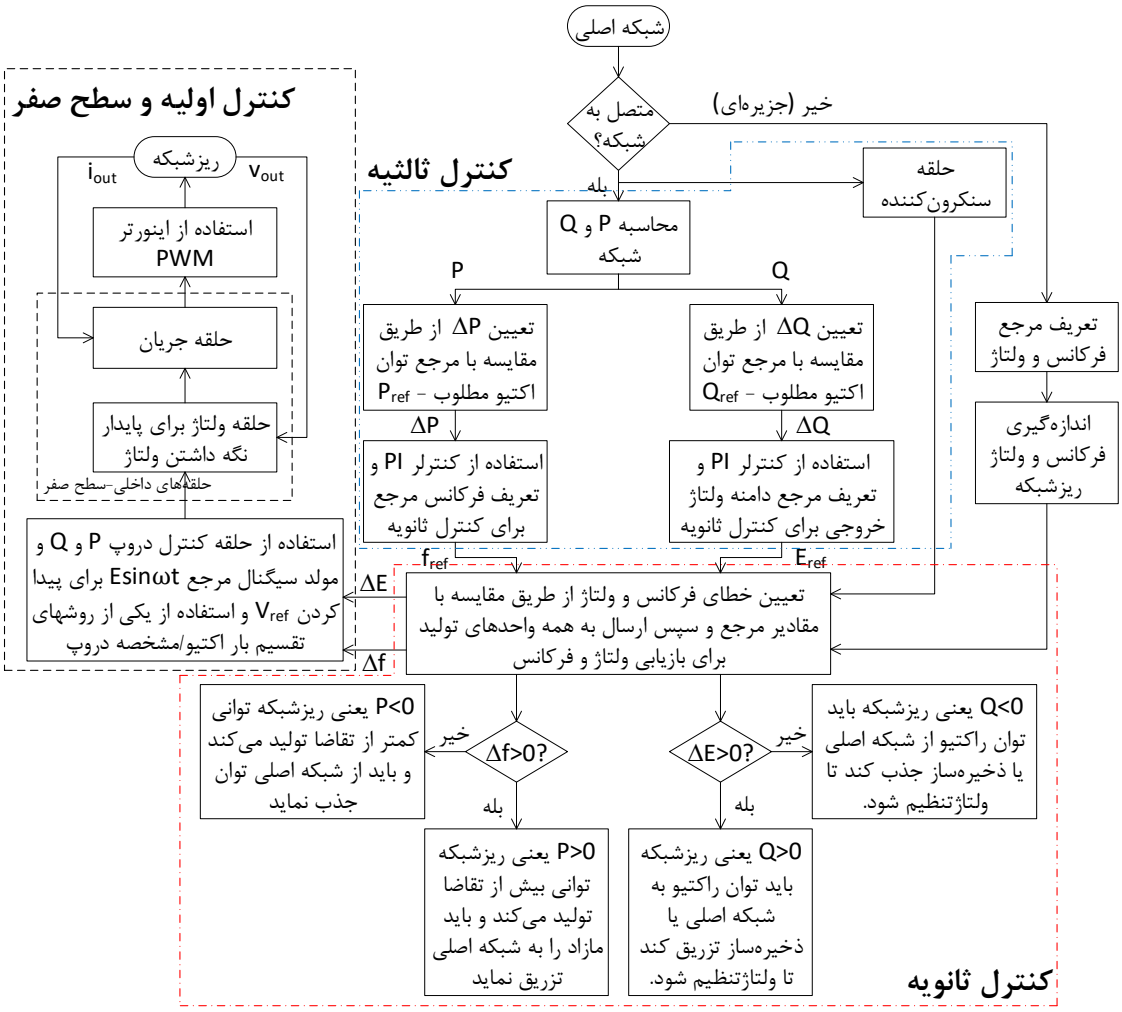
۳- سطح دوم- (کنترل ثانویه[۲]): با کمک این سطح کنترلی این اطمینان حاصل می‌شود که مقادیر کمیت‌های الکتریکی یک ریزشبکه در محدوده مقادیر مجاز کنترل شده است. همچنین شامل یک حلقه کنترلی سنکرون کننده است که به‌طور یکپارچه و نامحسوس، ریزشبکه را از شبکه توزیع جدا می‌کند یا مجدداً به آن متصل می‌نماید.

۴- سطح سوم- (کنترل ثالثیه[۳]): در این سطح، تولید انرژی و پخش توان میان ریزشبکه و شبکه اصلی کنترل شده و در شرایط متصل به شبکه فعال می‌شود.

در شرایط جزیره‌ای، ریزشبکه باید مقادیر توان اکتیو و راکتیو موردنیاز بارها را در بازه فرکانسی و ولتاژی پایدار و مجاز تأمین نماید. در این میان، اتصال مجدد ریزشبکه به شبکه اصلی هنگامی صورت می‌گیرد که ولتاژ در محدوده قابل قبول بوده و دو شبکه با هم سنکرون باشند. لذا به شرایطی نیاز است که به‌صورت کاملاً انعطاف پذیر هم در حالت جزیره‌ای و هم در حالت متصل به شبکه کار کنند. سیستم کنترل تعریف‌شده در سیستم‌های قدرت بزرگ، مناسب برای سیستم‌های قدرت دارای ماشین‌های سنکرون بزرگ و با اینرسی‌های زیاد و شبکه اندوکتیو است. اما در یک ریزشبکه مبتنی بر الکترونیک قدرت، هیچ اینرسی قابل‌توجهی وجود ندارد. این موضوع باید در طراحی کنترل‌کننده خصوصاً کنترل‌کننده مشخصه افتی (سطح اولیه) مورد توجه قرار گیرد. درواقع کنترل اولیه ریزشبکه مربوط به

[۱] Primary Control
[۲] Secondary Control
[۳] Tertiary Control

کنترل داخلی واحدهای تولید پراکنده است که اینرسی‌های مجازی را اضافه کرده و امپدانس‌های خروجی آن‌ها را کنترل می‌کند. کنترل اولیه (سطح اولیه) به همراه حلقه‌های کنترل داخلی (سطح صفر) مجموعاً کنترل‌کننده‌های محلی[1] واحد تولید پراکنده به شمار می‌روند [25].



شکل ۲-۱: فلوچارت عملکرد سطوح مختلف کنترلی در یک ریزشبکه [26]

با این مقدمه، به معرفی دقیق‌تر هریک از سطوح کنترل سلسله‌مراتبی ریزشبکه‌های AC می‌پردازیم. شکل ۲-۱ فلوچارت عملکرد کنترل سلسله‌مراتبی ریزشبکه را نشان می‌دهد.

۲-۳-۱- کنترل سطح صفر (حلقه‌های کنترل داخلی)

[1] Local Controllers

فصل مشترک منابع تولید انرژی تجدیدپذیر و ریزشبکه، مبدل‌های الکترونیک قدرت به همراه فیلترها و سیستم‌های کنترلی می‌باشد.

با توجه به نوع الکتریسیته تولیدشده از منبع انرژی، از مبدل‌های مختلفی استفاده می‌شود. اما در اکثر این منابع، مبدل‌های AC/DC یا اینورترها نقش اصلی را بر عهده دارند.

اینورترها به دو صورت قابل‌استفاده هستند [8]:

۱- اینورترهای منبع جریان (CSI[۱]): که شامل یک شامل یک حلقه کنترل جریان داخلی و یک حلقه قفل فاز (PLL[۲]) است تا به‌طور پیوسته با شبکه سنکرون بماند.

۲- اینورترهای منبع ولتاژ (VSI[۳]): شامل یک حلقه کنترل جریان داخلی و یک حلقه کنترل ولتاژ خارجی است.

برای تزریق جریان به شبکه، از حالت CSI استفاده می‌شود که به دلیل اتصال به شین بینهایت، نیاز به حلقه کنترل ولتاژ ندارد. اما در شرایط بهره‌برداری مستقل از شبکه (جزیره‌ای)، حالت VSI (به‌منظور پایدار نگه داشتن ولتاژ) برای ریزشبکه مطلوب‌تر است. در حالت متصل به شبکه، VSI ها می‌توانند رفتار خود را به‌صورت منابع جریان تغییر دهند [8].

حلقه‌های کنترلی ولتاژ و جریان، درواقع همان حلقه‌های کنترل داخلی هستند که در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی به‌عنوان کنترل سطح صفر شناخته شده‌اند و به‌عنوان کنترل‌کننده‌های محلی برای هر اینورتر (در کنار کنترل سطح یک) مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرند. شکل ۲-۲ بلوک دیاگرام ساختار کلی یک تولید پراکنده تجدیدپذیر را نشان می‌دهد. شکل ۲-۳ نیز ساختار حلقه‌های کنترل داخلی (سطح صفر) را نمایش می‌دهد.

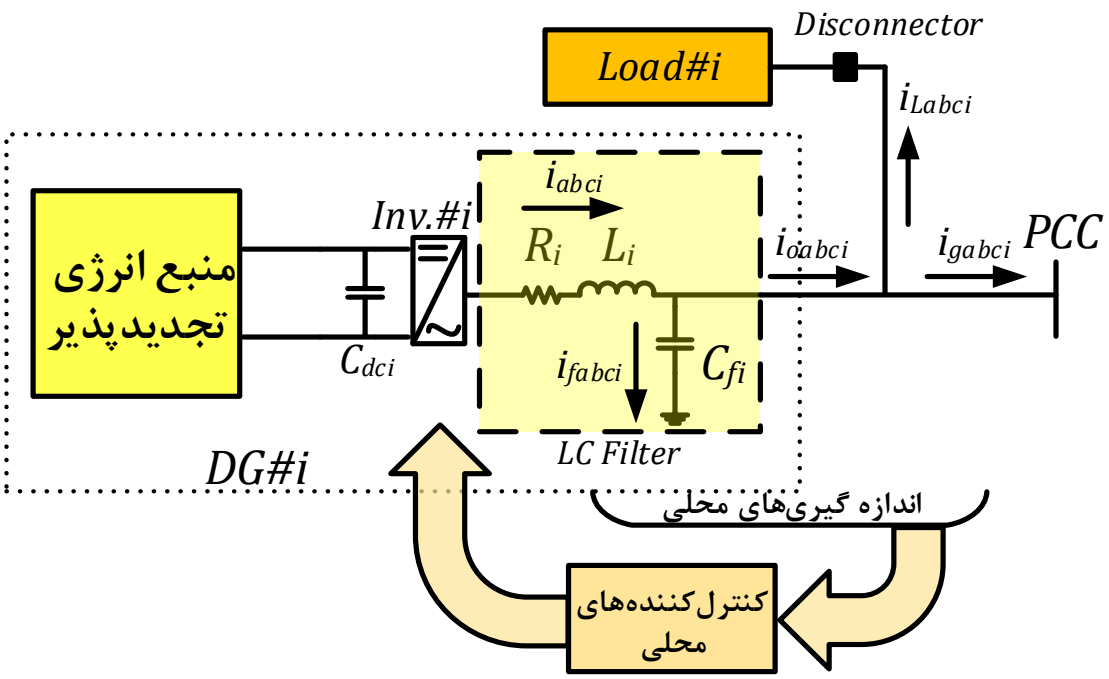
۲-۳-۲- حلقه کنترل اولیه

[۱] Current-Source Inverters

[۲] Phase Locked Loop

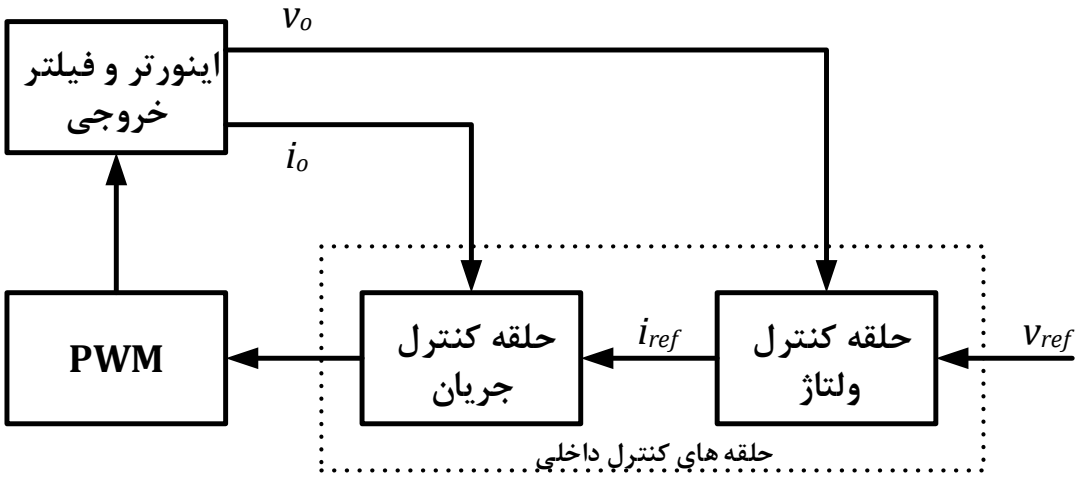
[۳] Volatge-Source Inverters

اگر دو یا چند VSI به‌طور موازی به هم متصل شوند، لازم است تقسیم توان اکتیو و راکتیو میان آن‌ها صورت گیرد. در سطح کنترل اولیه، مقادیر مرجع فرکانس و دامنه ولتاژ برای حلقه داخلی کنترل ولتاژ تعیین می‌شود. ایده اصلی این سطح کنترلی، تقلید رفتار یک ژنراتور سنکرون است که در هنگام افزایش یا کاهش توان اکتیو و راکتیو، فرکانس و ولتاژ افزایش یا کاهش یافته را بازیابی و تثبیت کند [27]. این موضوع با کمک کنترل‌کننده‌های مبتنی بر معادلات مشخصه افتی[1] *P-f* و *Q-v* که در VSI قرارداده می‌شود ایجاد می‌گردد [28].



شکل ۲-۲. ساختار کلی یک تولید پراکنده تجدیدپذیر

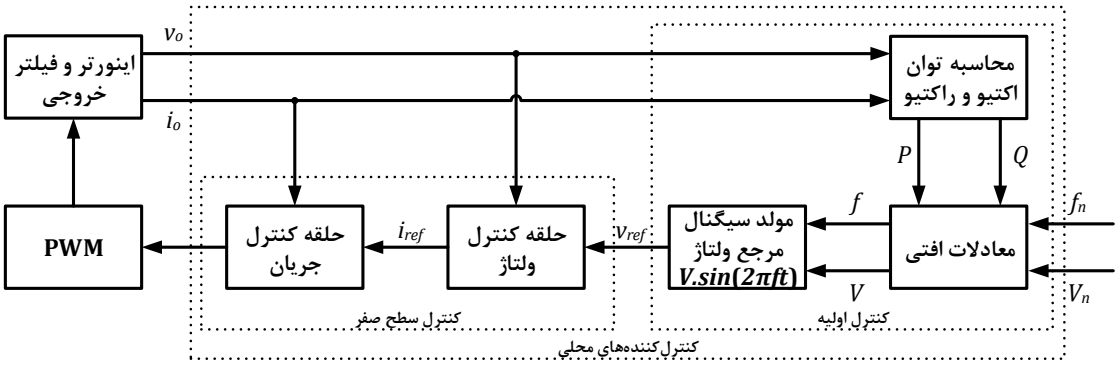
[1] Droop Equations



شکل ۲-۳. ساختار حلقه‌های کنترل داخلی (سطح صفر)

علاوه بر این، از کنترل اولیه می‌توان برای ایجاد تعادل انرژی و تقسیم انرژی میان واحدهای تولید پراکنده و ذخیره‌ساز استفاده نمود. در این شرایط، برحسب میزان وضعیت شارژ باتری‌ها، سهم توان اکتیو مطابق با میزان در دسترس بودن انرژی از هر واحد تولید پراکنده قابل تنظیم است [8].

شکل ۲-۴ ساختار کنترل محلی تولید پراکنده تجدیدپذیر را با حضور حلقه کنترل اولیه نشان می‌دهد. جزئیات بیشتر مربوط به هر یک از بلوکهای کنترلی در بخش مدل‌سازی سیستم مورد بررسی قرار خواهد گرفت.



شکل ۲-۴. ساختار کنترل محلی تولید پراکنده تجدیدپذیر با حضور حلقه کنترل اولیه

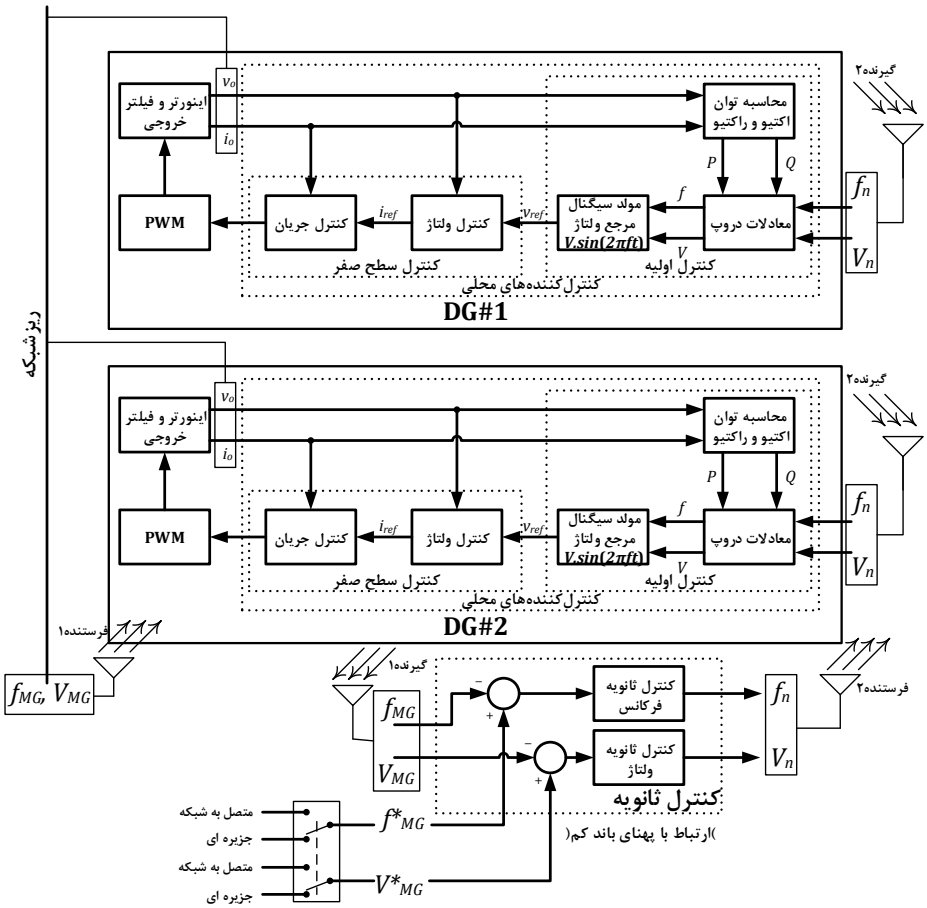
۲-۳-۳- حلقه کنترل ثانویه

به‌منظور جبران‌سازی انحرافات فرکانس و دامنه ولتاژ پس از هر تغییر در میزان بار یا تولید در داخل ریزشبکه، از یک حلقه کنترل ثانویه استفاده می‌شود که به‌صورت متمرکز در مرکز کنترل ریزشبکه پیاده‌سازی می‌شود. مقادیر فرکانس و دامنه ولتاژ اندازه‌گیری شده و با مقادیر مرجع مقایسه

می‌گردند. خطای حاصله بعد از عبور از جبران ساز، به همه واحدها برای اصلاح مقادیر مرجع فرکانس و دامنه ولتاژ و درنتیجه بازیابی فرکانس و دامنه خروجی ارسال می‌شود [29]. براساس الزامات شبکه، کنترل ثانویه باید تغییرات فرکانس را در محدوده قابل قبول (مثلاً ±0.1Hz در شمال اروپا یا ±0.2Hz در سایر مناطق اروپا) تصحیح نماید [8].

کنترل‌کننده اولیه تنها بر اساس اندازه‌گیری‌های محلی ولتاژ و جریان خروجی، مقادیر P و Q را برای معادلات مشخصه افتی محاسبه می‌کند. اما کنترل ثانویه بوسیله یک کنترل‌کننده مرکزی خارجی، انحرافات تولید شده توسط کنترل اولیه را جبران خواهد کرد [30]. وظیفه دیگر کنترل ثانویه، عملکرد آن در هنگام اتصال مجدد ریزشبکه به شبکه اصلی است. در هنگام اتصال، مقادیر مرجع همان مقادیر شبکه اصلی خواهند شد. فاز بین شبکه اصلی و ریزشبکه بوسیله یک PLL سنکرون می‌شود. سیگنال خروجی PLL به کنترل ثانویه اعمال شده و به همه اجزاء ارسال می‌گردد تا فاز ریزشبکه در شرایط متصل به شبکه سنکرون گردد. پس از چندین سیکل، فرآیند سنکرون‌سازی تمام شده و ریزشبکه به شبکه اصلی از طریق سوئیچ کنارگذر[۱] استاتیکی متصل می‌شود [28] ,[8]. شکل ۲–۵ ساختار کنترل ثانویه یک ریزشبکه را نشان می‌دهد.

[۱] By-pass



شکل ۲–۵. ساختار کنترل ثانویه یک ریزشبکه در ارتباط سایر سطوح کنترلی

۲–۳–٤– حلقه کنترل ثالثیه

هنگامیکه ریزشبکه در حالت متصل به شبکه است، می‌توان گذر توان را با تنظیم فرکانس (تغییر فاز در حالت دائمی) و تنظیم دامنه ولتاژ کنترل کرد. برای این کار، دو کنترل‌کننده PI[۱] برای توان اکتیو و راکتیو مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این سطح کنترلی، بحث تشخیص شرایط جزیره‌ای نیز وجود دارد که باید در طراحی کنترل‌کننده مد نظر قرار گیرد. در شرایط جزیره‌ای، این کنترل‌کننده باید مقادیر مرجع را بر اساس شبکه اصلی ایجاد کند. همچنین قسمت انتگرالی کنترل‌کننده‌ها را برای جلوگیری از ناپایداری ولتاژ جدا نماید [8].

۲–۴. مروری بر مطالعات مرتبط با حلقه‌های کنترل محلی

[۱] Proportional-Integral

کنترل مطلوب ریزشبکه، پیش نیازی برای عملکرد پایدار و با بهره‌وری مناسب آن به شمار می‌رود [32] ,[31] ,[8]. وظایف اساسی این سیستم کنترلی عبارت است از [34] ,[33] ,[31]:

۱. تنظیم ولتاژ و فرکانس برای هر دو حالت متصل و به شبکه و جزیره‌ای؛
۲. تقسیم بار مناسب و هماهنگی میان منابع تولید انرژی پراکنده؛
۳. سنکرون شدن مجدد ریزشبکه با شبکه اصلی در هنگام اتصال مجدد؛
۴. کنترل شارش توان میان ریزشبکه و شبکه اصلی؛
۵. بهینه‌سازی هزینه‌های عملیاتی ریزشبکه.

این الزامات دارای اهمیت و مقیاسهای زمانی متفاوتی هستند. درنتیجه نیاز به ساختار کنترل سلسله‌مراتبی ضروری است تا هر یک از این الزامات در سطح سلسله‌مراتبی مربوط به خود تحت کنترل قرار گیرد [8]. در قسمت‌های قبلی به معرفی این سطوح پرداخته شد.

با توجه به محدوده این رساله، تمرکز بر روی کنترل محلی ریزشبکه یعنی کنترل سطح صفر و کنترل اولیه خواهد بود.

بطورکلی، کنترل سطح صفر به دو حالت قابل پیاده سازی است: حالت PQ و حالت کنترل ولتاژ [29]. در حالت کنترل PQ، توان اکتیو و راکتیو واحد تولید پراکنده روی یک نقطه مرجع از پیش تعیین شده تنظیم می‌شوند و مبدل منبع ولتاژ به‌صورت کنترل شده با جریان مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این روش، ولتاژ لینک DC و توان خروجی اینورتر به‌وسیله یک کنترل‌کننده مشترک و با تنظیم دامنه مؤلفه اکتیو جریان خروجی اینورتر تنظیم می‌شود. از سوی دیگر توان راکتیو خروجی به‌وسیله تنظیم دامنه مؤلفه راکتیو جریان خروجی کنترل می‌گردد [35] ,[29]. در حالت کنترل ولتاژ، منبع انرژی پراکنده به‌صورت یک مبدل منبع ولتاژ کنترل شده با ولتاژ مورد بهره‌برداری قرار می‌گیرد میزان ولتاژ مرجع توسط سطح کنترل اولیه (عموماً با کمک معادلات مشخصه افتی) تولید می‌شود [29]. حلقه‌های کنترل ولتاژ و فرکانس تو در تو در این حالت مورد استفاده قرار می‌گیرد. همچنین از یک تابع تبدیل به‌عنوان امپدانس مجازی استفاده شده و جریان خروجی با عبور از آن در یک مسیر پیش‌خور، میزان

سیگنال مرجع جریان را تصحیح می‌کند. به‌منظور بهبود پاسخ گذرا، کنترل‌کننده‌های PID[1] [36]، تطبیقی[2] [37] و تناسبی-تشدیدی (PR[3]) [38] به‌عنوان کنترل‌کننده ولتاژ پیشنهاد شده‌اند.

از نظر تقسیم توان میان واحدهای تولید پراکنده موازی، معمولاً از دو روش استفاده می‌شود: یکی روش تقسیم بار فعال[4] که مبتنی بر زیرساخت مخابراتی است و دیگری تکنیکهای مشخصه مشخصه افتی که در سطح کنترل اولیه پیاده سازی می‌شود [16]. در روش تقسیم بار فعال سیگنالهای مرجع جریان و توان‌های اکتیو/راکتیو بر اساس رویکردهای متفاوتی قابل تولید هستند. از جمله این رویکردها می‌توان به روش متمرکز مرکزی [39]، روش فرمانده/فرمان‌بردار [40]، روش تقسیم بار متوسط [41]، و روش کنترل زنجیره دایره‌ای [42] اشاره کرد. اما اصلی‌ترین و مهم‌ترین روش، در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی به‌صورت کنترل اولیه پیاده شده و مبتنی بر مشخصه‌های مشخصه افتی می‌باشد.

روش کنترل مشخصه افتی به دلیل حذف لینک مخابراتی میان مبدلها، به‌عنوان روشی مستقل و بی‌سیم شناخته شده است. استفاده از مشخصه افتی‌های توان اکتیو-فرکانس و توان راکتیو-ولتاژ بسیار رایج است. در سایر بخش‌های این رساله در مورد مبانی کنترل‌کننده مشخصه افتی توضیح داده شده‌است. بطورکلی روش مشخصه افتی به دلیل عدم نیاز به سیستم مخابراتی، از قابلیت اطمینان بالاتری نسبت به روش‌های تقسیم بار فعال برخوردار است. اما بعضاً در مقالات مختلف اشکالاتی برای آن مطرح شده‌است؛ از جمله اینکه:

۱. از آنجایی‌که تنها یک متغیر کنترلی برای هر مشخصه مشخصه افتی وجود دارد (ضریب معادله مشخصه افتی)، لذا با هر معادله نمی‌توان به بیش از یک هدف کنترلی دست یافت. برای مثال، در هنگام طراحی، مصالحه‌ای میان ثابت زمانی سیستم کنترل و تنظیم ولتاژ و فرکانس موردنیاز است [43].

[1] Proportional-Integral-Derivative
[2] Adaptive
[3] Proportional-Resonant
[4] Active Load Sharing

۲. روش‌های مشخصه افتی مرسوم بر اساس امپدانس مؤثر کاملاً اندوکتیو میان مبدل منبع ولتاژ و شین AC به وجود آمده‌اند. با این وجود، در شبکه‌های فشار ضعیف، این موضوع به دلیل ماهیت مقاومتی شبکه، عملکرد معادلات مشخصه افتی مرسوم را می‌تواند تحت‌الشعاع قرار دهد[44] ,[8].

۳. در بارهای غیرخطی، روش مشخصه افتی مرسوم نمی‌تواند میان هارمونیک‌های جریان بار و مؤلفه اصلی جریان، تمایزی قائل شود. علاوه بر این، هارمونیک‌های جریان، ولتاژ خروجی واحد تولید پراکنده را دچار آلودگی هارمونیکی می‌کنند. لذا روش مشخصه افتی مرسوم به‌گونه‌ای تغییر می‌یابد که THD[۱] ولتاژ خروجی را کاهش دهد [45].

این مشکلات در مقالات متعددی مورد بررسی قرار گرفته‌اند و راه‌حل‌های مختلفی برای رفع آن‌ها پیشنهاد شده است [45]–[43] ,[8]. به‌طور خلاصه، روش‌های مورد استفاده در این خصوص عبارتند از:

۱- روش تقسیم بار قابل تنظیم [47] ,[46] ,[43]؛

۲- روش‌های مشخصه افتی ولتاژ-توان اکتیو و فرکانس-توان راکتیو در شبکه‌های مقاومتی [48]؛

۳- روش تبدیل به چارچوب مرجع مجازی (چارچوب مرجع سراسری[۲]) [49] ,[4]؛

۴- روش امپدانس خروجی مجازی [50] ,[8]؛

۵- روش کنترل مشخصه افتی ولتاژ تطبیقی [44]؛

۶- روش تزریق سیگنال [10]؛

۷- روش تقسیم بار غیرخطی [51] ,[45]؛

بهتر است به‌منظور ارتقاء قابلیت اطمینان سیستم، عملکرد کنترل اولیه به یک سیستم مخابراتی وابسته نباشد. هرچند، در برخی مقالات از یک سیستم مخابرات با پهنای باند کم برای کاهش خطای تقسیم توان راکتیو در معادلات مشخصه افتی استفاده کرده‌اند [52]. در همین راستا، رویکردهای کنترل

[۱] Total Harmonic Distortaion

[۲] Global Reference Frame

اولیه بدون استفاده از مشخصه افتی نیز ارائه شده است که مبتنی بر تبادل اطلاعات میان واحدهای تولید پراکنده مجاور است [53].

در سالهای اخیر، در [54] روش امپدانس مجازی تطبیقی با اصلاح مرجع ولتاژ ورودی به حلقه کنترل داخلی، بهبود یافته است.

در [55]، تقسیم توان راکتیو مبتنی بر مشخصه افتی با در نظر گرفتن محدودیت‌های توان ظاهری و حداکثر توان اکتیو اینورتر ارائه گردیده‌است.

روش‌های کنترل هوشمند نیز به جای کنترل مشخصه افتی مورد استفاده قرار گرفته است [56], [57]. در [56]، از یک کنترل‌کننده ANFIS به جای مشخصه افتی تعمیم‌یافته استفاده شده و نتایج مناسبی خصوصاً از نظر عملکرد مقاوم آن بدست آمده است. در [57]، یک کنترل کننده فرکانس با استفاده از کنترل‌کننده PI برخط ارائه شده است که با استفاده از یک الگوریتم PSO-فازی تنظیم می‌شود.

در [21]، کنترل‌کننده‌های مشخصه افتی به‌گونه‌ای اصلاح شده‌اند که مشکلات کیفیت توان واحدهای تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر، خصوصاً هارمونیک‌های ولتاژ را رفع نمایند.

در [58]، از روش مشخصه افتی بهبود یافته مبتنی بر شار مجازی استفاده شده است. این روش، پیچیدگی کنترل فیدبک چندحلقه‌ای داخلی را تا حدی کاهش می‌دهد.

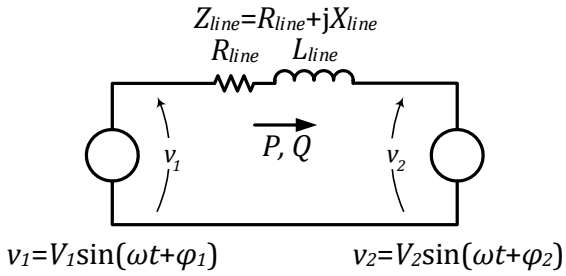
در [59]، یک ساختار کنترل چند متغیره ارائه شده است که در آن رویکرد طراحی سیستماتیک و مستقیمی با استفاده از روش Loop-shaping ارائه شده است. همچنین تقسیم توان حقیقی با استفاده از مشخصه افتی هم‌زمان فرکانس و دامنه ولتاژ انجام شده است که دقت تقسیم توان را در ریزشبکه‌های مقاومتی افزایش می‌دهد.

۲-۵. تئوری کنترل مشخصه افتی

تئوری کنترل مشخصه افتی در ابتدا در ماشینهای سنکرون مورد استفاده قرار گرفته است و بعدها در سیستم کنترل مولدهای تجدیدپذیر مبتنی بر اینورتر به‌منظور ایجاد شرایط اینرسی مجازی مشابه

با ژنراتورهای سنکرون و تقسیم توان مناسب میان واحدهای تولید بدون استفاده از سیستم مخابراتی و به‌طور کاملاً مستقل، مورد استفاده قرار گرفته است. به‌طور معمول دو حلقه مشخصه افتی مورد استفاده قرار می‌گیرد: حلقه مشخصه افتی توان اکتیو-فرکانس (P-f) و حلقه مشخصه افتی توان راکتیو-ولتاژ (Q-v). مشخصه افتی (P-f) در مولدهای موازی، باعث تقسیم مناسب تغییرات توان اکتیو ناشی از تغییرات بار میان مولدها می‌شود. همچنین در مشخصه افتی (Q-v)، ضمن تقسیم مناسب توان راکتیو میان مولدها، جریان‌های گردشی ناشی از تفاوت امپدانس بین مولدها و یک بار مشترک را به حداقل می‌رساند.

دو منبع ولتاژ AC را در نظر بگیرید که بوسیله امپدانس‌های خط با یکدیگر مطابق شکل ۲–۶ موازی شده‌اند. معادلات توان ظاهری عبوری از خط به شرح ذیل می‌باشد [48] ,[4]:



شکل ۲–۶. منابع ولتاژ موازی

$$S = P + jQ = V_1 I^* = \overline{V}_1\left(\frac{\overline{V}_1 - \overline{V}_2}{\overline{Z}_{line}}\right)^* = V_1 e^{j\varphi_1}\left(\frac{V_1 e^{-j\varphi_1} - V_2 e^{-j\varphi_2}}{Z_{line} e^{-j\theta_{line}}}\right) = \frac{V_1^2}{Z_{line}} e^{j(\theta_{line})} - \frac{V_1 V_2}{Z_{line}} e^{j(\varphi_1 - \varphi_2 + \theta_{line})} \quad (۱-۲)$$

که در آن:

S: توان ظاهری، P: توان اکتیو، Q: توان راکتیو، V_1 و V_2: ولتاژهای منابع ولتاژ،
Z_{line}: امپدانس خط، θ_{line}: زاویه امپدانس خط،
R_{line}: مقاومت خط، X_{line}: راکتانس خط،
φ_1 و φ_2: زاویه ولتاژها، بالانویس $\overline{\ }$: فازور کمیت مربوطه.

با توجه به معادله (۲-۱)، می‌توان توان‌های اکتیو و راکتیو را بدست آورد [4]:

$$P = \frac{V_1^2}{Z_{line}} \cos\theta_{line} - \frac{V_1 V_2}{Z_{line}} \cos(\varphi_1 - \varphi_2 + \theta_{line})$$
$$Q = \frac{V_1^2}{Z_{line}} \sin\theta_{line} - \frac{V_1 V_2}{Z_{line}} \sin(\varphi_1 - \varphi_2 + \theta_{line}) \qquad (۲-۲)$$

با در نظر گرفتن $\bar{Z}_{line} = R_{line} + jX_{line}$، اندازه و زاویه $\bar{Z}_{line}$ (یعنی θ_{line}) بر حسب پارامترهای R_{line} و X_{line} بدست می‌آید. با در نظر گرفتن $\delta = \varphi_1 - \varphi_2$ و در نهایت جاگذاری آن‌ها در (۲-۲)، خواهیم داشت [4]:

$$P = \frac{V_1^2}{Z_{line}} \frac{R_{line}}{Z_{line}} - \frac{V_1 V_2}{Z_{line}} (\cos\theta_{line} \cos\delta - \sin\theta_{line} \sin\delta)$$
$$= \frac{V_1^2 R_{line}}{Z_{line}^2} - \frac{V_1 V_2}{Z_{line}} \left(\frac{R_{line}}{Z_{line}} \cos\delta - \frac{X_{line}}{Z_{line}} \sin\delta \right)$$
$$= \frac{V_1^2 R_{line}}{Z_{line}^2} - \frac{V_1 V_2}{Z_{line}^2} (R_{line} \cos\delta - X_{line} \sin\delta)$$
$$P = \frac{V_1}{R_{line}^2 + X_{line}^2} (R_{line} V_1 - R_{line} V_2 \cos\delta + X_{line} V_2 \sin\delta) \qquad (۳-۲)$$

و به طریق مشابه برای توان راکتیو خواهیم داشت [4]:

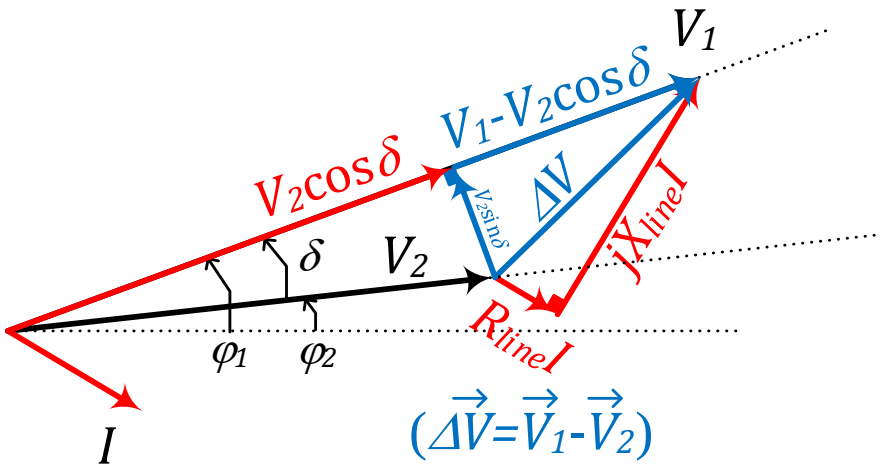
$$Q = \frac{V_1}{R_{line}^2 + X_{line}^2} (X_{line} V_1 - X_{line} V_2 \cos\delta - R_{line} V_2 \sin\delta) \qquad (۴-۲)$$

دو عبارت $V_2 \sin\delta$ و $V_1 - V_2 \cos\delta$ در هر دو رابطه بدست آمده برای توان‌های اکتیو و راکتیو وجود دارند که بر حسب توان‌های اکتیو و راکتیو و پارامترهای خط توزیع به‌صورت زیر محاسبه می‌شوند [4]:

$$V_2 \sin\delta = \frac{X_{line} P - R_{line} Q}{V_1} \qquad (۵-۲)$$

$$V_1 - V_2 \cos\delta = \frac{R_{line} P + X_{line} Q}{V_1} \qquad (۶-۲)$$

شکل ۲–۷ دیاگرام فیزور این معادلات را نشان می‌دهد.



شکل ۲–۷. دیاگرام فیزور افت ولتاژ

بر اساس معادلات (۲-۵) و (۲-۶)، حالت‌های مختلفی قابل بررسی است که در ادامه به آن‌ها اشاره خواهد شد.

۲–۵–۱– خطوط با نسبت X/R بالا

در بعضی خطوط توزیع و انتقال (خصوصاً خطوط هوایی)، مقدار X_{line} عدد بسیار بزرگتری در مقایسه با R_{line} است. در این حالت می‌توان با صرفنظر از R_{line}، و در نظر گرفتن کوچک بودن زاویه توان δ ($\sin\delta=\delta$ و $\cos\delta=1$) معادلات (۲-۵) و (۲-۶) را به‌صورت ذیل بازنویسی نمود [4]:

$$\delta \cong \frac{X_{line}P}{V_1.V_2} \qquad (۲-۷)$$

$$V_1 - V_2 \cong \frac{X_{line}Q}{V_1} \qquad (۲-۸)$$

بر اساس معادله (۲-۷)، مشخص است که در حالت $X_{line} >> R_{line}$، میزان تغییرات زاویه توان (δ) با توان اکتیو عبوری از خط (P) مرتبط است. از سوی دیگر میان δ و فرکانسهای منابع (ω_1 و ω_2) رابطه زیر برقرار است [4]:

$$\delta = \int (\omega_1 - \omega_2) dt \qquad (۲-۹)$$

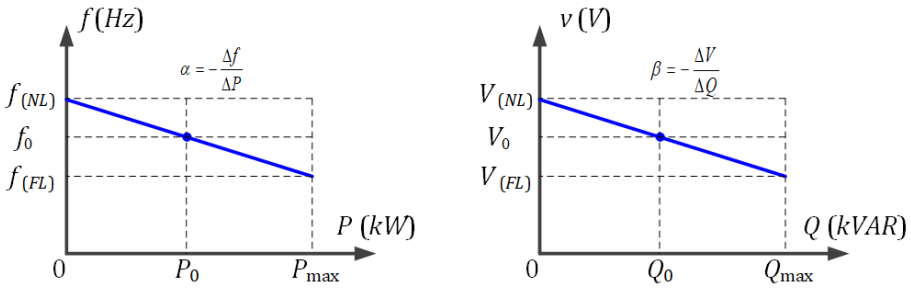
لذا براحتی می‌توان برای این شرایط نتیجه گرفت با کنترل فرکانس می‌توان زاویه توان و درنتیجه توان اکتیو شبکه را کنترل نمود. به عبارت دیگر فرکانس شبکه با تنظیم توان اکتیو قابل تغییر و تنظیم است. به طریق مشابه، بر اساس معادله (۲-۸)، می‌توان نتیجه گرفت در حالت $X_{line} >> R_{line}$، میزان

تغییرات ولتاژ با توان راکتیو عبوری از خط (Q) متناسب است و با کنترل هر یک می‌توان دیگری را تنظیم و کنترل نمود. این نتایج، اساس مفهوم مشخصه افتی‌های فرکانس و ولتاژ به شرح ذیل می‌باشند که به معادلات مشخصه افتی معمول[۱] یا مشخصه افتی‌های (P-f) و (Q-V) نیز معروفند [4]:

$$\Delta f = -\alpha_1 . \Delta P \qquad (۱۰-۲)$$

$$\Delta V = -\beta_1 . \Delta Q \qquad (۱۱-۲)$$

که در آن‌ها، α و β، ضرایب معادلات مشخصه افتی بوده و $\Delta f = f - f_0$ و $\Delta V = V_1 - V_0$ و $\Delta P = P - P_0$ و $\Delta Q = Q - Q_0$ نشان‌دهنده تغییرات دینامیکی فرکانس، ولتاژ و توان‌های اکتیو و راکتیو نسبت به مقادیر مرجع نامی می‌باشد. شکل ۲–۸ منحنی‌های مشخصه افتی معمول را نشان می‌دهد [4].



شکل ۲–۸. منحنی‌های مشخصه افتی متداول [4]

۲–۵–۲ خطوط با نسبت X/R پایین

در بعضی خطوط توزیع و انتقال (خصوصاً خطوط کابلی فشارضعیف)، مقدار X_{line} عدد بسیار کوچکتری در مقایسه با R_{line} است. در این حالت، برخلاف حالت قبل، می‌توان با صرفنظر از X_{line}، و در نظر گرفتن کوچک بودن زاویه توان δ ($\sin\delta=\delta$ و $\cos\delta=1$) معادلات (۲-۵) و (۲-۶) را به‌صورت ذیل بازنویسی نمود[4]:

$$\delta \cong \frac{-R_{line} Q}{V_1 . V_2} \qquad (۱۲-۲)$$

$$V_1 - V_2 \cong \frac{R_{line} P}{V_1} \qquad (۱۳-۲)$$

[۱] Conventional Droop Equations

در این حالت، نتیجه‌ای کاملاً متفاوت با حالت قبلی ایجاد می‌شود و وابستگی‌ها در معادلات مشخصه افتی به‌صورت مشخصه افتی‌های (P-v) و (Q-f) خواهد بود [4]:

$$\Delta f = -\alpha_2.\Delta Q \tag{۱۴-۲}$$

$$\Delta V = -\beta_2.\Delta P \tag{۱۵-۲}$$

۲-۵-۳- مشخصه افتی تعمیم یافته[۱]

این روش در [56] ,[4] ارائه شده است و بر اساس آن، هر دو کمیت X_{line} و R_{line} در نظر گرفته می‌شود. برای این منظور، دو کمیت مجازی جدید به نام توان‌های اکتیو و راکتیو اصلاح شده معرفی می‌شوند که بر اساس ماتریس تبدیل دوران خطی متعامد بدست می‌آیند. درواقع بردارهای P و Q به اندازه زاویه فاز امپدانس خط چرخانده می‌شوند. با این کار، توان‌های اصلاح شده (P' و Q') به شرح ذیل بدست می‌آیند که بر اساس آن مقادیر فرکانس و ولتاژ رابطه‌ای مجزا و مستقل با تغییرات هریک خواهد داشت [56]:

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\theta_{line} & -\cos\theta_{line} \\ \cos\theta_{line} & \sin\theta_{line} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X_{line}}{Z_{line}} & -\frac{R_{line}}{Z_{line}} \\ \frac{R_{line}}{Z_{line}} & \frac{X_{line}}{Z_{line}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \tag{۱۶-۲}$$

اگر (۲-۱۶) در (۲-۳) و (۲-۴) جایگذاری شود، در نهایت به روابط ذیل خواهیم رسید:

$$\sin\delta = \frac{|Z_{line}|P'}{V_1.V_2} \tag{۱۷-۲}$$

$$V_1 - V_2\cos\delta = \frac{|Z_{line}|Q'}{V_1} \tag{۱۸-۲}$$

با همان فرضیات قبلی یعنی در نظر گرفتن کوچک بودن زاویه توان δ ($\sin\delta=\delta$ و $\cos\delta=1$)، می‌توان نتیجه گرفت که زاویه توان (و درنتیجه فرکانس) را می‌توان با تنظیم P' کنترل نمود. به طریق مشابه، ولتاژ اینورتر را می‌توان با تنظیم Q' کنترل کرد. با معرفی این دو توان اکتیو و راکتیو اصلاح شده، این دو سیستم کنترلی کاملاً مستقل از هم می‌توانند عمل کنند و مشخصه افتی‌های مرسوم

[۱] Generalized Droop Control (GDC)

کماکان قابل‌استفاده خواهد بود. کاملاً مشخص است که نسبت R_{line}/X_{line} شبکه از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. معادلات مشخصه افتی تعمیم یافته به‌صورت ذیل بدست می‌آیند [56]:

$$\Delta f = -\alpha.\Delta P' = -\alpha\left(P' - P_0'\right) = -\alpha\frac{X_{line}}{Z_{line}}\left(P - P_0\right) + \alpha\frac{R_{line}}{Z_{line}}\left(Q - Q_0\right) \quad (۱۹\text{-}۲)$$

$$\Delta V = -\beta.\Delta Q' = -\beta\left(Q' - Q_0'\right) = -\beta\frac{R_{line}}{Z_{line}}\left(P - P_0\right) - \beta\frac{X_{line}}{Z_{line}}\left(Q - Q_0\right) \quad (۲۰\text{-}۲)$$

۲-۵-٤- تقسیم توان میان منابع تولید پراکنده و طراحی مشخصه افتی

در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی، معادلات مشخصه افتی به‌عنوان سطح کنترل اولیه وظیفه تولید سیگنال مرجع ولتاژ را برای حلقه کنترل ولتاژ داخلی اینورتر بر عهده دارند. همچنین تنظیم ضرایب مشخصه افتی بر تقسیم توان میان واحدهای تولید پراکنده موازی تأثیر می‌گذارد. در یک ریزشبکه، بار میان واحدهای تولید پراکنده تقسیم می‌شود و هر مولد باید سهم خود از توان ظاهری بار را بر اساس حداکثر ظرفیت نامی خود تأمین نماید. به عبارت دیگر با توجه به معادلات (۲-۱۰) و (۲-۱۱) و با صرفنظر کردن از تلفات فیدرها، معادلات مشخصه افتی باید در معادله زیر نیز صدق کنند:

$$\sum_i S_{DG\,i} = \sum_j S_{Load\,j} \quad (۲۱\text{-}۲)$$

که در آن $S_{Load\,j}$ توان ظاهری موردنیاز بار j اُم و $S_{DG\,i}$ توان ظاهری خروجی مولد i اُم است. با توجه به معادلات مشخصه افتی (۲-۱۰) و (۲-۱۱) و نیز معادله تعادل توان (۲-۲۱)، روابط ذیل بدست می‌آید:

$$\sum_j P_{Load\,j} = \sum_i -\frac{\Delta f_i}{\alpha_{1i}} \quad (۲۲\text{-}۲)$$

$$\sum_j Q_{Load\,j} = \sum_i -\frac{\Delta V_i}{\beta_{1i}} \quad (۲۳\text{-}۲)$$

که در آن‌ها P_{Load} و Q_{Load} بترتیب توان‌های اکتیو و راکتیو بارها، α و β بترتیب ضرایب مشخصه افتی فرکانس و ولتاژ و Δf و ΔV بترتیب تغییرات ولتاژ و فرکانس می‌باشند.

واحدهای تولید پراکنده‌ای که در یک ریزشبکه کار می‌کنند باید در یک بازه مشخص افت فرکانس و ولتاژ (Δf و ΔV) مورد بهره‌برداری قرار گیرند تا بتوان از عملکرد پایدار آن‌ها مطمئن بود و نیز تحت

یک فرکانس مشابه یکدیگر (f_0) در ریزشبکه به کار خود ادامه دهند. لذا از معادلات (۲-۲۲) و (۲-۲۳) می‌توان نتیجه گرفت که سهم توان تولیدی توسط هریک از واحدهای تولید پراکنده در یک ریزشبکه، با تنظیم شیب‌های منحنی‌های مشخصه افتی، تعیین می‌شود. به‌عنوان مثال در دو واحد تولید پراکنده با توان‌های نامی متفاوت، اگر حداکثر توان اکتیو کل بار ریزشبکه P_{Load} باشد که دو سوم توسط DG#1 و یک سوم توسط DG#2 تأمین شود، آنگاه معادلات ذیل را خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} P_{Load} &= P_{DG1} + P_{DG2} \\ P_{DG1} &= \tfrac{2}{3} P_{Load} \\ P_{DG2} &= \tfrac{1}{3} P_{Load} \end{aligned} \qquad (۲-۲۴)$$

که در آن، P_{DGi} توان‌های تولیدی توسط هر واحد تولید پراکنده ناشی از تقاضای بار می‌باشند. با توجه به معادلات (۲-۱۰) و (۲-۲۴) و در نظر گرفتن اینکه فرکانس حالت دائمی هر دو واحد تولید پراکنده باید یکسان باشد، مفهوم مهمی در طراحی کنترل‌کننده مشخصه افتی بدست می‌آید که با اعمال آن، از مشکلات ناشی از تولید توان توسط واحدهای تولید پراکنده بیش از قدرت نامی خود جلوگیری می‌شود:

$$\alpha_1 P_{DG1} = \alpha_2 P_{DG2} \qquad (۲-۲۵)$$

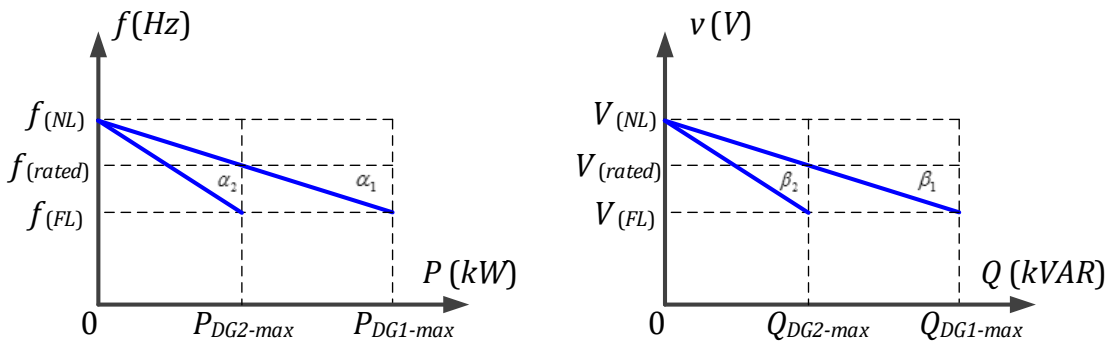
که α_i ضرایب مشخصه افتی فرکانس می‌باشند. در حالت مثال فوق داریم:

$$\alpha_1 = \tfrac{1}{2} \alpha_2 \qquad (۲-۲۶)$$

با توجه به معادله (۲-۲۶)، می‌توان گفت اگر توان اکتیو نامی DG#1 دو برابر بزرگتر از DG#2 باشد، آنگاه مقدار ضریب مشخصه افتی فرکانس DG#1 باید نصف ضریب مشخصه افتی فرکانس DG#2 باشد. بطریق مشابه و با فرضیات مشابه فوق، ضریب مشخصه افتی ولتاژ (β_i) برای DG#1 نیز نصف DG#2 خواهد بود:

$$\beta_1 = \tfrac{1}{2} \beta_2 \qquad (۲-۲۷)$$

شکل ۲–۹ منحنی‌های مشخصه افتی این دو واحد تولید پراکنده را نشان می‌دهد.



شکل ۲–۹. منحنی‌های مشخصه افتی برای واحدهای تولید پراکنده با ظرفیتهای مختلف جهت تقسیم توان مناسب میان آن‌ها

۲–۶. عدم قطعیت در ریزشبکه‌ها

یک ریزشبکه شامل مجموعه‌ای از بارها (مصرف کنندگان) و منابع تولید پراکنده تجدیدپذیر می‌باشد. هر دوی اینها ماهیت متغیر و تا حدی غیر قطعی دارند و این عدم قطعیت باید در طراحی سیستم کنترل ریزشبکه در نظر گرفته شود. نوع دیگری از عدم قطعیت سیستم می‌تواند ناشی از عدم قطعیت در مقادیر پارامترها باشد (که در این پایان نامه بررسی نمی‌شود).

برای یک سیستم کنترل ریزشبکه با اهداف کنترلی مشخص مانند کنترل ولتاژ و فرکانس، عملکرد سیستم در یک بازه زمانی بسیار کوتاه و سریع (در حد چند سیکل) بوده و لازم است در همان بازه تغییرات غیرقابل پیش بینی را پوشش دهد. مدلسازی این تغییرات که ناشی از تغییر ناگهانی در بار و تغییر ناگهانی در تولید هستند، عملاً به‌صورت تغییر پله‌ای مقادیر مربوطه در نظر گرفته می‌شود.

تغییر ناگهانی در بار درواقع تغییر نامشخص در اندازه بار در زمان نامشخص است. به عبارت دیگر، ممکن است باری به طور ناگهانی وارد ریزشبکه شود یا از آن خارج گردد. در این حالت، علاوه بر میزان بار وارد شده، نوع بار نیز از پارامترهای نامعلوم به شمار می‌رود.

از سوی دیگر، تغییر ناگهانی در تولید، در اثر ماهیت متغیر و غیر قطعی منابع تجدیدپذیر، اجتناب‌ناپذیر است. این تغییر عموماً به‌صورت ولتاژ متغیر سمت DC در نظر گرفته می‌شود. سیستم کنترل طراحی شده باید تغییر پله‌ای ولتاژ سمت DC اینورترهای ریزشبکه را نیز کنترل نماید.

بطورکلی، نامعینی‌های قابل بررسی می‌تواند ناشی از تغییرات ناگهانی در اندازه بار مصرفی و نیز نوع بار مصرفی باشد. اما در نظر گرفتن این موضوع مهم است که در طراحی و بررسی عملکرد سیستم‌های کنترل ریزشبکه، سناریوهای عملیاتی در زمانی بسیار کوتاهی رخ می‌دهد و باید در مدت بسیار کوتاهی نیز تنظیم شود. لذا مدلسازی عدم قطعیت و تغییرات ناگهانی در این موارد متفاوت از روش‌های احتمالاتی خواهد بود که در مسائل برنامه‌ریزی شبکه با استفاده از توابع توزیع احتمال پرداخته می‌شود. در این شرایط به‌خوبی می‌توان با یک تغییر پله به‌عنوان بدترین شرایط تغییر، پاسخ سیستم را بررسی و از صحت عملکرد آن اطمینان حاصل کرد.

۲-۶-۱- مدل بار

بارها در سیستم‌های توزیع و قدرت به انواع مختلفی دسته بندی می‌شوند [60]. بعضی دسته‌بندی‌ها بر اساس نوع مصرف بارها (مسکونی، تجاری، عمومی، صنعتی و کشاورزی) ارائه شده‌اند. اما در مدلسازی بار، دسته بندی بر اساس مدلهای بار استاتیکی و دینامیکی صورت می‌گیرد [61], [62]. دسته‌بندی دیگری نیز بر اساس بارهای خطی و غیر خطی وجود دارد [63].

هنگامی که در یک بار، ولتاژ و جریان در یک فرکانس معین رابطه‌ای خطی با هم داشته باشند، آن بار را می‌توان بار خطی[۱] نامید. معمولاً مقاومتها و سلفهای خطی از این نوع هستند. با این وجود، عملاً اکثر بارهای واقعی به‌صورت ترکیبی از بارهای خطی و غیر خطی هستند. در اکثر آن‌ها از کنترل‌کننده‌ها یا یکسوکننده‌ها استفاده می‌شود. همچنین استفاده فراوان از الکترونیک قدرت در وسایل الکتریکی و ترکیب مختلف عناصر کلیدزنی می‌تواند منجر به غیرخطی شدن بار گردد.

همانطورکه گفته شد، مدل‌های بار، صرفنظر از روش مدلسازی، به دو نوع استاتیکی و دینامیکی تقسیم می‌شوند. مدل بار استاتیکی به‌صورت رابطه‌ای جبری میان توان‌های اکتیو (یا راکتیو)، فرکانس و ولتاژ شین اتصال بار به سیستم در یک زمان معین تعریف می‌شود. عموماً از مدلهای استاتیکی می‌توان

[۱] Linear Load

برای تقریب زدن بارهای دینامیکی در هنگام تغییرات کوچک بار در زمانی کوتاه، استفاده کرد. در مدلسازی استاتیکی بار، دو تئوری اصلی وجود دارد: مدل بار ZIP [60]و مدل ماتریس ادمیتانس فرکانسی متقاطع[1] [64]. مدل امپدانس ثابت، جریان ثابت و توان ثابت (ZIP) به‌صورت یک چند جمله‌ای مرتبه دوم بر حسب ولتاژ شین مربوط به بار به‌صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{aligned} P_{Laod\,i} &= a_{1i}V_i^2 + a_{2i}V_i + a_{3i} \\ Q_{Laod\,i} &= b_{1i}V_i^2 + b_{2i}V_i + b_{3i} \end{aligned} \qquad (۲-۲۸)$$

در این رابطه، ضرایب a و b ثوابت بار می‌باشند. از سه جمله رابطه‌های (۲-۲۸)، عبارت اول (متناسب با مجذور ولتاژ) مربوط به بخش امپدانس ثابت (Z)، عبارت دوم (متناسب با ولتاژ) مربوط به بخش جریان ثابت (I) و عبارت سوم مربوط به بخش توان ثابت (P) مدل است. این مدل می‌تواند توصیف مناسبی برای مصرف توان، پروفیل ولتاژ و جریان داشته باشد؛ اما نمی‌تواند اطلاعاتی در مورد پاسخ فرکانسی بار ارائه نماید و برای مدلسازی بارهای هارمونیکی مناسب نمی‌باشد. برای این منظور از مدل ماتریس ادمیتانس فرکانسی متقاطع استفاده می‌گردد. این نوع مدل اثر متقابل هارمونیکی میان هارمونیک‌های جریان و ولتاژ را برای مرتبه‌های مختلف به‌صورت زیر در نظر می‌گیرد:

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_1 \\ \bar{I}_2 \\ \bar{I}_3 \\ \vdots \\ \bar{I}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{Y}_{11} & \bar{Y}_{12} & \bar{Y}_{13} & \cdots & \bar{Y}_{1N} \\ \bar{Y}_{21} & \bar{Y}_{22} & \bar{Y}_{23} & \cdots & \bar{Y}_{2N} \\ \bar{Y}_{31} & \bar{Y}_{32} & \bar{Y}_{33} & \cdots & \bar{Y}_{3N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \bar{Y}_{M1} & \bar{Y}_{M2} & \bar{Y}_{M3} & \cdots & \bar{Y}_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_1 \\ \bar{V}_2 \\ \bar{V}_3 \\ \vdots \\ \bar{V}_N \end{bmatrix} \qquad (۲-۲۹)$$

در این رابطه، ولتاژها و جریان‌ها اعداد مختلط هستند و M و N به ترتیب نماینده مرتبه‌های هارمونیکی جریان و ولتاژ هستند و هر یک از ادمیتانسهای $\bar{Y}_{MN}$ بر اساس اثر متقابل هارمونیک M ام جریان بر هارمونیک N ام ولتاژ بدست می‌آیند. برای منبع ولتاژ غیرهارمونیکی، بجز $\bar{V}_1$ بقیه عناصر بردار ولتاژ صفر خواهد بود؛ اما جریان‌ها به دلیل ماهیت هارمونیکی بار صفر نخواهند بود. برای بارهای

[1] Crossed Frequency Admittance Matrix

خطی، ماتریس ادمیتانس فرکانسی متقاطع به یک ماتریس قطری تبدیل می‌شود. در مدل ماتریس ادمیتانس فرکانسی متقاطع، بارها به‌صورت منابع جریان هارمونیکی مدل می‌شوند.

از طرف دیگر، در بارهای دینامیکی، برخلاف بارهای استاتیکی، بجای روابط جبری فوق، معادلات دیفرانسیل مورد استفاده قرار می‌گیرند. در [65] بیان شده است که برای هر یک از انواع مختلف شبیه‌سازی‌ها، مدل بار مناسب باید انتخاب شده و مورد استفاده قرار گیرد.

۲-۶-۲- تغییرات ولتاژ DC

همیشه در سمت تولید در منابع تجدیدپذیر ریزشبکه‌ها، منابع ولتاژ DC قراردارد که به دلیل ماهیت متغیر تولید، نیاز به تثبیت ولتاژ دارند. عدم تثبیت تغییرات ناگهانی ولتاژ در سمت DC منجر به ناپایداری در ریزشبکه خواهد شد. از سوی دیگر، منابع ریزشبکه ذاتاً منابع ولتاژ محکمی نبوده و شین بینهایت در این شبکه‌ها وجود ندارد. لذا تغییرات ناگهانی در بار مصرفی نیز می‌تواند منجر به تغییرات ناگهانی در ولتاژ منابع شود. همه اینها باعث می‌شود تا تغییرات ناشی از عدم قطعیت در میزان تولید با حلقه کنترلی سمت DC جبران گردد.

در [66] و [67]، ولتاژ شین DC به‌وسیله یک حلقه کنترلی اضافی کنترل شده‌است و تغییرات آن با اضافه کردن سیگنالهای مرجع بدست آمده از این کنترل کننده، جبران می‌شود. رویکرد طراحی این حلقه، بر اساس معادلات تعادل توان بوده که در [68] و [69] بیان شده است. در همه اینها کنترل توان دوم ولتاژ DC به‌وسیله یک کنترل‌کننده PI صورت گرفته است.

در [70] ضمن بررسی مفهوم حوضچه انرژی الکتریکی DC، کنترل ولتاژ لینک DC به‌عنوان اصلی‌ترین بخش از این مفهوم با استفاده از روش کنترل غیرخطی مبتنی بر ساختار متغیر صورت گرفته است. در این روش از طراحی مبتنی بر پسیویتی استفاده شده است.

در [71]، مدل سیگنال کوچک دقیقی برای دینامیک سمت DC ارائه شده است و بر مبنای آن یک کنترل‌کننده مقاوم بهینه برای مقابله با نامعینی‌های سمت DC خصوصاً نامعینی‌های پارامترهای مداری طراحی شده است.

یکی از پدیده‌های مؤثر، سایه اندازی ناگهانی بر روی سلولهای فتوولتائیک (ناشی از موانع طبیعی و مصنوعی اطراف یا ابری شدن ناگهانی) می‌باشد. در [72] روشی برای کنترل شرایط سایه افتادن روی سلولهای فتوولتائیک یک نیروگاه خورشیدی بزرگ و کم کردن تغییرات ناشی از آن ارائه کرده است. در این استراتژی، پنلهای نیروگاه خورشیدی به N بخش مجزا با ظرفیت رزرو معین تقسیم می‌شوند. یک کنترل‌کننده مرکزی به طور پیوسته این بخش‌ها را مانیتور می‌کند و به محض تشخیص بخش‌های دچار سایه افتادگی، سایر بخش‌ها را وادار می‌کند که ظرفیت توان اکتیو رزرو خود را برای جبران کاهش ناشی از سایه افتادگی بکار گیرند و بتوانند فرکانس را تثبیت نمایند. این روش عملکرد مناسبی را از خود نشان داده است اما به دلیل ساختار آن و استفاده از ظرفیت رزرو، برای مولدهای کوچک فتوولتائیک قابل‌استفاده نیست.

در [73] تغییرات آب و هوایی مؤثر در تولید پنلهای فتوولتائیک در سیستم کنترلی ارائه شده در نظر گرفته شده است. سیستم کنترل ارائه شده، یک سیستم مبتنی بر عوامل مخابراتی است. در این مقاله به‌منظور مشاهده تأثیر تغییرات آب و هوایی (دمای محیط و میزان تابش) در سیستم ریزشبکه، میزان تابش به‌طور ناگهانی و در طول مدت زمان شبیه‌سازی، کم یا زیاد می‌شود. کاهش تولید ناشی از شرایط آب و هوایی می‌تواند منجر به کمبود توان موردنیاز برای تغذیه بار شود. لذا در روش ارائه شده با استفاده از یک زیرساخت مخابراتی با پهنای باند کم، از شرایط نزدیکترین مولد اطلاع حاصل کرده و ضرایب تقسیم توان را متناسب با این تغییرات تغییر می‌دهد. موضوع مهم دیگر تثبیت ولتاژ است که با روش ارائه شده در این مقاله انجام می‌شود. تغییرات نامعین بار نیز با روش مشابهی مورد بررسی قرار گرفته و تغییرات پله‌ای بار در بررسی عملکرد سیستم کنترل طراحی شده در حالت تغییرات ناگهانی و نامعین بار در نظر گرفته شده است.

۲-۷. روش مستقیم لیاپانوف

روش مستقیم لیاپانوف یکی از روش‌های بررسی پایداری در سیستم‌های غیرخطی است. در این روش با تعریف یک تابع شبه انرژی به نام تابع لیاپانوف برای سیستم، پایداری سیستم غیر خطی مورد

بررسی قرار می‌گیرد. به عبارت دیگر فلسفه روش مستقیم لیاپانوف، بر اساس تعمیم مفهوم انرژی در سیستم‌های واقعی است که با کاهش مداوم انرژی کل یک سیستم، آن سیستم به سمت نقطه تعادل خواهد رفت [74]. این موضوع با انتخاب یک تابع اسکالر مناسب به‌عنوان تابع انرژی لیاپانوف قابل توسعه است. اگر نرخ رشد این انرژی منفی باشد، نشان دهنده نزول انرژی تا رسیدن به نقطه تعادل خواهد بود. همچنین این روش در شرایطی که روش خطی سازی حول نقطه تعادل به دلیل تغییرات زیاد سیستم حول آن بکار نمی‌آید، قابل‌استفاده است.

تابع شبه انرژی مورد استفاده در روش لیاپانوف ($V(x)$) باید یک تابع اسکالر پیوسته و به‌صورت محلی مثبت معین باشد. به‌صورت محلی معین مثبت بودن این تابع بدین معناست که دو شرط زیر را در یک کره B_{R0} داشته باشد:

$$\begin{aligned} &V(0) = 0; \\ &\forall x \in B_{R0}, x \neq 0: \qquad V(x) > 0 \end{aligned} \tag{۳۰-۲}$$

اگر شرط دوم به‌صورت $V(x) \geq 0$ باشد، آنگاه تابع V نیمه معین مثبت[۱] است و اگر تابع $-V$ معین مثبت (نیمه معین مثبت) باشد آنگاه تابع V معین منفی (نیمه معین منفی) است [75] ,[74].

اگر بتوان یک تابع شبه انرژی معین مثبت $V(x)$ با مشتقات جزئی پیوسته در یک کره B_{R0} را به‌گونه‌ای پیدا کرد که مشتق زمانی آن در طول مسیرهای حالت یک سیستم، نیمه معین منفی باشد (یعنی $\dot{V}(x) \leq 0$) آنگاه تابع V یک تابع لیاپانوف آن سیستم است. براساس همین تعریف، **قضیه لیاپانوف برای پایداری محلی**[۲] به شرح ذیل است [75]:

- **اگر در یک کره B_{R0} یک تابع اسکالر $V(x)$ با مشتقات اول جزئی پیوسته موجود باشد به قسمی که $V(x)$ به‌صورت محلی در کره B_{R0} معین مثبت و $\dot{V}(x)$ به‌صورت محلی در کره B_{R0} نیمه معین منفی باشند، آنگاه نقطه تعادل 0 (مبداء) پایدار است. اگر $\dot{V}(x)$ به‌صورت محلی معین منفی باشد آنگاه پایدار مجانبی خواهد بود.**

در همین راستا، قضیه لیاپانوف برای پایداری فراگیر ارائه شده است [75]:

[۱] Semi-positive definite

[۲] Local stability

- **اگر یک تابع اسکالر $V(x)$ با مشتقات اول پیوسته موجود باشد به قسمی که $V(x)$ معین مثبت و $\dot{V}(x)$ معین منفی باشند و نیز به ازای $\|x\|\to\infty$ داشته باشیم $\|V(x)\|\to\infty$، آنگاه نقطه تعادل 0 (مبداء) پایدار مجانبی فراگیر است.**

نکته مهم در مباحث پایداری لیاپانوف آنست که تمامی قضایای لیاپانوف شرایط کافی برای پایداری را مشخص می‌کند. لذا تست یک تابع لیاپانوف خاص و برآورده نشدن شرایط مشتق زمانی آن دلیل بر ناپایداری سیستم نیست بلکه باید تعداد دیگری تابع لیاپانوف تست شود.

در طراحی کنترل‌کننده‌های مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف، دو رویکرد مبتنی بر سعی و خطا وجود دارد. در روش اول، ابتدا یک شکل از قانون کنترل فرض می‌شود. سپس تابع لیاپانوف بر اساس آن تعیین شده و به اثبات پایداری پرداخته می‌شود. در روش دوم برعکس روش اول عمل می‌شود؛ به این ترتیب که ابتدا یک تابع لیاپانوف پیشنهادی در نظر گرفته شده و سپس قانون کنترلی مناسب به‌گونه‌ای جستجو می‌شود که تابع لیاپانوف پیشنهادی به یک تابع لیاپانوف واقعی برای سیستم تحت کنترل تبدیل شود. شرایط بدست آمده از این روش، قانون کنترلی مورد نظر را بدست خواهد داد [75].

در مطالعات مربوط به ریزشبکه‌ها، با توجه به ماهیت غیرخطی آن‌ها، از روش مستقیم لیاپانوف برای اثبات پایداری و طراحی کنترل‌کننده استفاده شده است. در [76]، از روش مستقیم لیاپانوف در کنترل مبدل‌های چند سطحی استفاده شده است. در [77]، یک کنترل‌کننده جریان در چارچوب *abc* برای یک اینورتر سه فاز ارئه شده است که در آن جریان توان‌های اکتیو و راکتیو از منبع تولید تجدیدپذیر به ریزشبکه کنترل می‌شود. از پایداری کنترل‌کننده بر اساس روش مستقیم لیاپانوف اطمینان حاصل شده است. نکته مهم در این مقاله عدم استفاده از تبدیل *abc/dq* و *PLL* است. در [78] از روش مستقیم لیاپانوف برای عملکرد پایدار واحد تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در زمان متصل شدن به شبکه یا جدا شدن از آن استفاده شده است. جبران سازی هارمونیکی و جبران‌سازی تغییرات لحظه‌ای مولفه‌های جریان مرجع در سمت AC و نیز جبران‌سازی تغییرات ولتاژ *dc* نیز در کنترل‌کننده ارائه شده، در نظر گرفته شده‌است. در [81]–[79] نیز رویکردهای مشابهی در زمینه ارائه یک سیستم کنترل چندمنظوره مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف ارائه شده است. در [82]، سیستم کنترل پیشنهادی

برای یک مبدل تکفاز در چارچوب مرجع ثابت ($\alpha\beta$) و با استفاده از روش نمایی لیاپانوف ارائه شده است. از مدل زمان گسسته و تکنیک متوسط گیری فضای حالت استفاده شده است و در کنار روش نمایی لیاپانوف، از روش ماتریس جاکوبین نیز بهره گرفته شده است.

۲-۸. جمع‌بندی

در این فصل ابتدا انواع روش‌های کنترل ریزشبکه‌ها معرفی گردید. سپس با تمرکز بر رویکرد کنترل سلسله‌مراتبی، در مورد بخش‌های مختلف این ساختار کنترلی توضیح داده شد و کارهای انجام شده قبلی در این خصوص معرفی گردید. سپس به حلقه‌های کنترل داخلی با دقت بیشتری نگاه شد و تئوری کنترل مشخصه افتی ارائه گردید. در انتها نیز به موضوعات مربوط به عدم قطعیت ریزشبکه‌ها و روش پایداری مستقیم لیاپانوف به‌عنوان روش کنترلی مورد استفاده در این رساله پرداخته شد. با این رویکرد و پس از آشنایی کامل با کارهای انجام شده قبلی، در فصل بعدی پایه‌ریزی تئوری فصل‌های آینده رساله انجام خواهد گرفت و پس از تعیین مدل ریز شبکه، به رویکردهای ارائه شده در این رساله پرداخته خواهد شد.

فصل سوم

مدل‌سازی ریزشبکه

در این فصل ابتدا مدل خطی‌شده (سیگنال کوچک) ریزشبکه ارائه خواهد شد. ریزشبکه بدست آمده از تحلیلهای این فصل و پارامترهای آن، در مطالعات فصل‌های آینده مورد استفاده قرار خواهد گرفت.

۳-۱. مدل واحد تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر منبع ولتاژ سه فاز

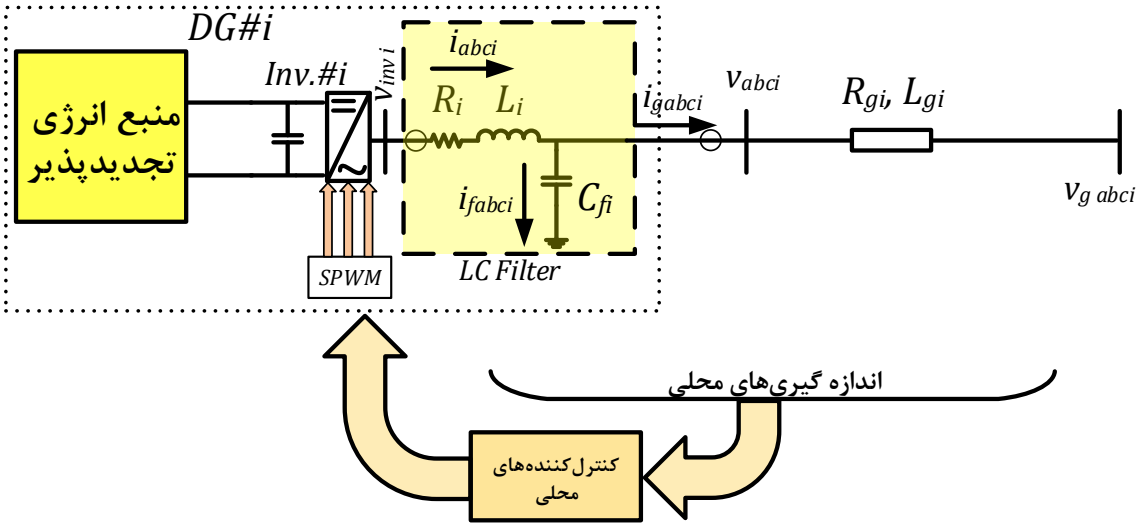
اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز[۱] مهم‌ترین بخش ریزشبکه به شمار می‌رود. در کنترل اینورترها، گام اول مدل‌سازی آن به شمار می‌رود. این مدل‌سازی بر اساس مطالعات مختلف صورت گرفته، عموماً در چارچوب مرجع گردان (چارچوب مرجع *dq*) صورت می‌گیرد. دلیل این موضوع در [69] به تفضیل توضیح داده شده است. به‌طور خلاصه، در یک سیستم اینورتر منبع ولتاژ سه فاز، معمولاً هدف کنترلی، تعقیب یک سیگنال مرجع سینوسی، با سرعت بالا و خطای حالت دائمی کوچک است. همچنین نیاز است که تغییرات سریع در دامنه یا فاز سیگنال فرمان به سرعت دنبال شود. اگر سیگنال فرمان یا مرجع سینوسی بماند، طراحی سیستم کنترل برای رسیدن به اهداف کنترلی ذکر شده بسیار مشکل خواهد بود. از این رو اگر مسأله تعقیب سیگنال فرمان سینوسی به یک مسأله تعقیب سیگنال فرمان DC تبدیل شود، آنگاه طراحی سیستم کنترل بسیار ساده‌تر خواهد شد و می‌توان از کنترل‌کننده‌های PI نیز استفاده نمود. این موضوع با استفاده از تئوری‌های چارچوب مرجع خصوصاً تبدیل به چارچوب مرجع *dq* انجام می‌شود [69].

در ادامه این بخش، ابتدا مدل اینورتر در چارچوب *abc* نوشته شده و سپس با تبدیل *abc/dq* مدل اینورتر در چارچوب *dq* نوشته خواهد شد. با توجه به رویکرد این رساله، مدل سیگنال کوچک مورد استفاده قرار خواهد گرفت. هر قسمت از اینورتر و سیستم کنترل آن به‌طور مجزا مدل شده و در نهایت کل مدلها با هم ترکیب می‌شوند. مدل ارائه شده براساس مراجع [84] ,[83] ,[69] می‌باشد.

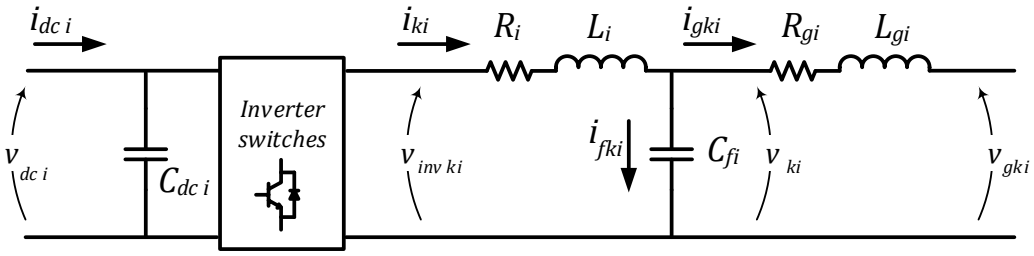
[۱] Three-phase Voltage Source Inverters (VSI)

۳-۱-۱- مدل اینورتر و مدار ورودی و خروجی آن

در شکل ۳-۱، منبع انرژی تجدید پذیر i ام از یک ریزشبکه نشان داده شده است که از طریق یک اینورتر و یک فیلتر، بار را تغذیه می‌کند. سیستم مورد بررسی، سه فاز متعادل است. بر اساس این شکل، دیاگرام تک‌خطی شکل ۳-۲ قابل ترسیم است. معادلات دیفرانسیل مربوط به فیلتر خروجی و خط متصل کننده آن به ریزشبکه و سمت DC در چارچوب abc با فرض ایده‌آل بودن ولتاژ DC و کلیدها بدست می‌آید. این معادلات عبارتند از:



شکل ۳-۱. اینورتر منبع ولتاژ سه فاز به همراه فیلتر LC خروجی و بار و خط متصل کننده به شبکه



شکل ۳-۲. دیاگرام معادل تک‌فاز برای اینورتر i ام

$$
\begin{aligned}
&L_i\, di_{ki}/dt + R_i i_{ki} - v_{invki} + v_{ki} = 0\\
&C_{fi}\, dv_{ki}/dt = i_{fki}\\
&L_{gi}\, di_{gki}/dt + R_{gi} i_{gki} - v_{ki} + v_{gki} = 0
\end{aligned}
\qquad (۱-۳)
$$

که در آن، زیرنویس k نشان دهنده فاز abc و زیرنویس i شماره واحد تولید پراکنده در ریزشبکه می‌باشند [78]. سایر کمیتها در شکل ۳-۲ مشخص شده‌اند و به شرح ذیل می‌باشند:

L_i: اندوکتانس سری فیلتر خروجی اینورتر
R_i: مقاومت سری فیلتر خروجی اینورتر
i_{ki}: جریان‌های سه فاز خروجی اینورتر
$v_{inv\,ki}$: ولتاژهای سه فاز خروجی اینورتر
v_{ki}: ولتاژهای سه فاز خروجی فیلتر
C_{fi}: ظرفیت خازن موازی فیلتر خروجی اینورتر
i_{fki}: جریان‌های سه فاز خازن موازی فیلتر
L_{gi}: اندوکتانس سری خط متصل کننده به شبکه
R_{gi}: مقاومت سری خط متصل کننده به شبکه
i_{gki}: جریان‌های سه فاز خروجی واحد تولید پراکنده
v_{gki}: ولتاژهای سه فاز خروجی واحد تولید پراکنده در نقطه اتصال به ریزشبکه

با استفاده از تبدیل abc به dq [69]، ده معادله (۳-۱) به‌صورت شش معادله زیر نوشته می‌شوند [83]:

$$\dot{i}_{di} = -\frac{R_i}{L_i} i_{di} + \omega_i i_{qi} + \frac{1}{L_i} v_{invdi} - \frac{1}{L_i} v_{di} \tag{۳-۲}$$

$$\dot{i}_{qi} = -\frac{R_i}{L_i} i_{qi} - \omega_i i_{di} + \frac{1}{L_i} v_{invqi} - \frac{1}{L_i} v_{qi} \tag{۳-۳}$$

$$\dot{v}_{di} = \omega_i v_{qi} + \frac{1}{C_{fi}} i_{di} - \frac{1}{C_{fi}} i_{gdi} \tag{۳-۴}$$

$$\dot{v}_{qi} = -\omega_i v_{di} + \frac{1}{C_{fi}} i_{qi} - \frac{1}{C_{fi}} i_{gqi} \tag{۳-۵}$$

$$\dot{i}_{gdi} = -\frac{R_{gi}}{L_{gi}} i_{gdi} + \omega_i i_{gqi} + \frac{1}{L_{gi}} v_{di} - \frac{1}{L_{gi}} v_{gdi} \tag{۳-۶}$$

$$\dot{i}_{gqi} = -\frac{R_{gi}}{L_{gi}} i_{gqi} - \omega_i i_{gdi} + \frac{1}{L_{gi}} v_{qi} - \frac{1}{L_{gi}} v_{gqi} \tag{۳-۷}$$

که در آن، $\dot{x}$ مشتق زمانی $(d(.)/dt)$ کمیت x و کمیت‌های با زیرنویس‌های d و q مقادیر کمیت‌های مربوطه در چارچوب مرجع گردان dq به شرح ذیل می‌باشند:

i_{dqi}: جریان‌های خروجی اینورتر در چارچوب dq
$v_{inv\,dqi}$: ولتاژهای خروجی اینورتر در چارچوب dq
v_{dqi}: ولتاژهای خروجی فیلتر در چارچوب dq
ω_i: فرکانس زاویه‌ای اینورتر i
i_{gdqi}: جریان‌های خروجی واحد تولید پراکنده در چارچوب dq
v_{gdqi}: ولتاژهای خروجی واحد تولید پراکنده در نقطه اتصال به ریزشبکه در چارچوب dq

بردار متغیرهای حالت ($\mathbf{x}_i$) و بردار ورودی‌ها ($\mathbf{u}_i$) برای DG#i به‌صورت زیر در نظر گرفته شده‌است:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i &= [i_{di} \quad i_{qi} \quad v_{di} \quad v_{qi} \quad i_{gdi} \quad i_{gqi}]^T_{6\times1} \\ \mathbf{u}_i &= [v_{invdi} \quad v_{invqi} \quad v_{gdi} \quad v_{gqi} \quad \omega_i]^T_{5\times1} \end{aligned} \tag{۳-۸}$$

مدل بیان‌شده توسط روابط فوق در حالت کلی غیرخطی است (به دلیل ظاهر شدن حاصلضرب فرکانس در جریان و ولتاژ در معادلات قبلی) که برای تحلیل سیگنال بزرگ اینورتر به کار می‌رود. برای تعیین مدل سیگنال کوچک لازم است معادلات فوق حول نقطه تعادل سیستم خطی سازی شود. در سیستم حول حالت تعادل ($\mathbf{x}_0$) و ورودی‌ها و خروجی‌های ثابت حالت مذکور ($\mathbf{u}_0$ و $\mathbf{y}_0$) یک اختلال حول نقطه تعادل ($\Delta\mathbf{x}$ و $\Delta\mathbf{u}$ و $\Delta\mathbf{y}$) در نظر گرفته شده و با استفاده از بسط سری تیلور و صرفنظر از جملات مرتبه بالاتر، معادلات خطی شده بدست می‌آیند [85]. با تعریف $\mathbf{x}_i=\mathbf{x}_{0i}+\Delta\mathbf{x}_i$ و $\mathbf{u}_i=\mathbf{u}_{0i}+\Delta\mathbf{u}_i$ و $\mathbf{y}_i=\mathbf{y}_{0i}+\Delta\mathbf{y}_i$، مجموعه معادلات حالت غیر خطی $\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{f}(\mathbf{x},\mathbf{u})$ و $\mathbf{y}=\mathbf{g}(\mathbf{x},\mathbf{u})$ را می‌توان با خطی سازی به شکل معادله حالت خطی شده $\Delta\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}.\Delta\mathbf{x}+\mathbf{B}.\Delta\mathbf{u}$ و $\Delta\mathbf{y}=\mathbf{C}.\Delta\mathbf{x}+\mathbf{D}.\Delta\mathbf{u}$ نوشت. ماتریس‌های حالت سیستم خطی شده با محاسبه ماتریس ژاکوبین برای DG#i به شرح ذیل بدست می‌آیند[83] :

$$\mathbf{A}=\left.\frac{\partial\mathbf{f}}{\partial\mathbf{x}}\right|_{\substack{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0\\ \mathbf{u}=\mathbf{u}_0}} \quad , \quad \mathbf{B}=\left.\frac{\partial\mathbf{f}}{\partial\mathbf{u}}\right|_{\substack{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0\\ \mathbf{u}=\mathbf{u}_0}} \quad , \quad \mathbf{C}=\left.\frac{\partial\mathbf{g}}{\partial\mathbf{x}}\right|_{\substack{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0\\ \mathbf{u}=\mathbf{u}_0}} \quad , \quad \mathbf{D}=\left.\frac{\partial\mathbf{g}}{\partial\mathbf{u}}\right|_{\substack{\mathbf{x}=\mathbf{x}_0\\ \mathbf{u}=\mathbf{u}_0}} \tag{۹-۳}$$

با این رویکرد، معادلات (۳-۲) الی (۳-۷) را می‌توان به‌صورت مدل خطی شده سیگنال کوچک نوشت و ماتریسهای معادلات حالت را بدست آورد:

$$\begin{cases}[\dot{\mathbf{x}}_i]_{6\times1}=[\mathbf{A}_{invi}]_{6\times6}[\mathbf{x}_i]_{6\times1}+[\mathbf{B}_{invi}]_{6\times5}[\mathbf{u}_i]_{5\times1}\\ [\mathbf{y}_i]_{2\times1}=[\mathbf{C}_{invi}]_{2\times6}[\mathbf{x}_i]_{6\times1}+[\mathbf{D}_{invi}]_{2\times5}[\mathbf{u}_i]_{5\times1}\end{cases} \tag{۱۰-۳}$$

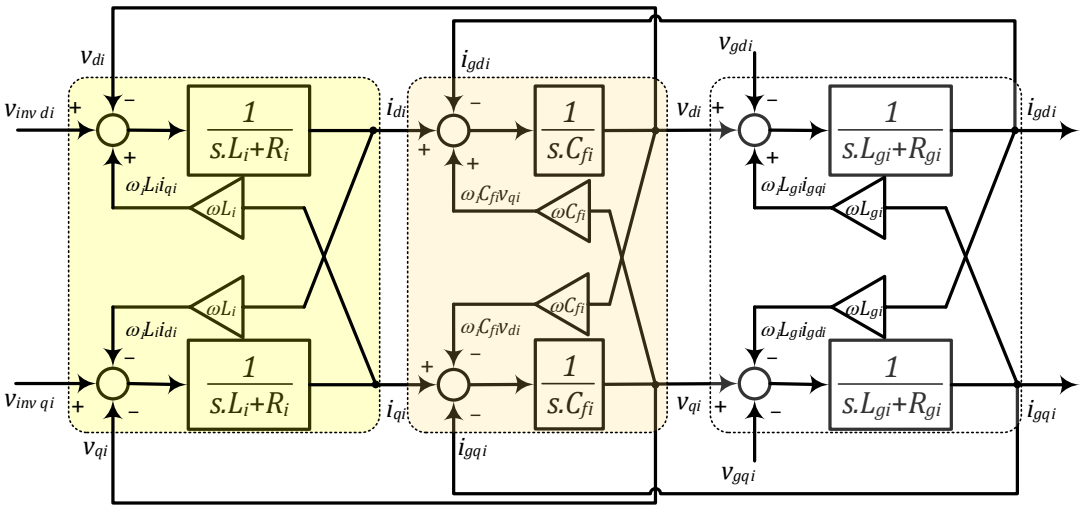
$$\mathbf{A}_{inv\,i}=\begin{bmatrix} -\frac{R_i}{L_i} & \omega_{i0} & -\frac{1}{L_i} & 0 & 0 & 0\\ -\omega_{i0} & -\frac{R_i}{L_i} & 0 & -\frac{1}{L_i} & 0 & 0\\ \frac{1}{C_{fi}} & 0 & 0 & \omega_{i0} & -\frac{1}{C_{fi}} & 0\\ 0 & \frac{1}{C_{fi}} & -\omega_{i0} & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{fi}}\\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{gi}} & 0 & -\frac{R_{gi}}{L_{gi}} & \omega_{i0}\\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{gi}} & -\omega_{i0} & -\frac{R_{gi}}{L_{gi}} \end{bmatrix}_{6\times6} \tag{۱۱-۳}$$

$$\mathbf{B}_{inv\,i}=\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_i} & 0 & 0 & 0 & i_{qi0} \\ 0 & \frac{1}{L_i} & 0 & 0 & -i_{di0} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & v_{qi0} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -v_{di0} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{gi}} & 0 & i_{gqi0} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{gi}} & -i_{gdi0} \end{bmatrix}_{6\times 5} \tag{۱۲-۳}$$

$$\mathbf{C}_{inv\,i}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}_{2\times 6} \tag{۱۳-۳}$$

$$\mathbf{D}_{inv\,i}=\mathbf{0}_{2\times 5} \tag{۱۴-۳}$$

که در آن‌ها بردار $\mathbf{x}_{i0}=[i_{di0} \quad i_{qi0} \quad v_{di0} \quad v_{qi0} \quad i_{gdi0} \quad i_{gqi0}]^T$ اعداد ثابتی هستند که نشان‌دهنده مقادیر متغیرهای حالت در نقطه تعادل می‌باشند. همچنین $\mathbf{y}_i=[i_{gdi} \quad i_{gqi}]^T_{2\times 1}$ به‌عنوان کمیت‌های خروجی در نظر گرفته شده‌اند. بلوک دیاگرام کنترلی این بخش در شکل ۳–۳ نشان داده شده است. مرتبط بودن مدل‌های محورهای d و q در شکل مشخص است.



شکل ۳–۳. بلوک دیاگرام مدل اینورتر منبع ولتاژ سه فاز

برای طراحی مستقل حلقه‌های کنترلی مربوطه و کنترل مستقل هر یک از کمیت‌های خروجی، معمولاً از جبران‌سازی پیش خور[۱] استفاده می‌شود [69] که در بخش ۳-۱-۳- به آن اشاره خواهدشد.

[۱] Feed-Forward Compensation

۳-۱-۲- مدل کنترل‌کننده توان

همانطورکه در بخش ۲-۵ گفته شد، در قسمت کنترل اولیه اینورتر، از روش کنترل مشخصه افتی به‌عنوان کنترل‌کننده توان DG_i استفاده می‌شود. مقادیر لحظه‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو اینورتر از اندازه‌گیریهای ولتاژها و جریان‌های خروجی به‌صورت زیر قابل محاسبه‌اند [86]:

$$p_i = 1.5(v_{di} i_{gdi} + v_{qi} i_{gqi}) \quad , \quad q_i = 1.5(v_{di} i_{gqi} - v_{qi} i_{gdi}) \qquad (۱۵-۳)$$

با عبور مقادیر لحظه‌ای توان‌های فوق از یک فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع ω_c، مقادیر توان‌های اکتیو و راکتیو مربوط به مؤلفه اصلی بدست می‌آید [8]:

$$P_i = \frac{\omega_{ci}}{s+\omega_{ci}} p_i \quad , \quad Q_i = \frac{\omega_{ci}}{s+\omega_{ci}} q_i \qquad (۱۶-۳)$$

با جاگذاری (۳-۱۵) در (۳-۱۶) و تبدیل عملگر مشتق‌گیر s به حوزه زمان، خواهیم داشت:

$$\dot{P}_i = -\omega_{ci} P_i + 1.5\omega_{ci}(v_{di} i_{gdi} + v_{qi} i_{gqi}) \qquad (۱۷-۳)$$

$$\dot{Q}_i = -\omega_{ci} Q_i + 1.5\omega_{ci}(v_{di} i_{gqi} - v_{qi} i_{gdi}) \qquad (۱۸-۳)$$

با استفاده از معادلات مشخصه افتی فرکانس و ولتاژ، تقسیم توان اکتیو و راکتیو صورت می‌گیرد [83]:

$$\omega_i = \omega_n - \alpha_i P_i \qquad (۱۹-۳)$$

$$v_{di}^* = E_n - \beta_i Q_i \quad , \quad v_{qi}^* = 0 \qquad (۲۰-۳)$$

که در آن، ω_n و E_n به ترتیب فرکانس و ولتاژ نامی، α_n و β_n ضرایب مشخصه افتی و v^*_{dqi} ولتاژهای مرجع تولیدی برای حلقه کنترل داخلی ولتاژ می‌باشند (با همجهت در نظر گرفتن بردار مرجع ولتاژ و محور d، مؤلفه q ولتاژ صفر می‌شود). از سوی دیگر چارچوب مرجع یکی از اینورترها در واحد تولید پراکنده به‌عنوان چارچوب مرجع مشترک در نظر گرفته شده و سایر اینورترها با آن سنجیده می‌شوند. لذا با در نظر گرفتن δ_i به‌عنوان اختلاف زاویه بین چارچوب مرجع اینورتر i با چارچوب مرجع مشترک، می‌توان نوشت [83]:

$$\dot{\delta}_i = \omega_i - \omega_{com} \qquad (۲۱-۳)$$

که در آن، ω_{com} فرکانس چارچوب مرجع مشترک است. معادلات (۳-۱۷)، (۳-۱۸) و (۳-۲۰) به‌عنوان معادله‌های حالت کنترل‌کننده توان می‌باشند [83]. متغیرهای حالت، ورودی و خروجی به شرح ذیل در نظر گرفته می‌شوند:

$$\begin{aligned}
&\mathbf{x}_{pi} = [\delta_i \quad P_i \quad Q_i]^T_{3\times1} \\
&\mathbf{u}_{pi} = [i_{di} \quad i_{qi} \quad v_{di} \quad v_{qi} \quad i_{gdi} \quad i_{gqi} \quad \omega_{com}]^T_{7\times1} \\
&\mathbf{y}_{pi} = [\omega_i \quad v^*_{di} \quad v^*_{qi}]^T_{3\times1}
\end{aligned} \tag{۳-۲۲}$$

همانند بخش قبلی، با به‌کارگیری (۳-۹)، ماتریس‌های معادلات حالت مدل خطی‌شده سیگنال کوچک بدست می‌آید:

$$\begin{cases}
[\dot{\mathbf{x}}_{pi}]_{3\times1} = [\mathbf{A}_{pi}]_{3\times3}[\mathbf{x}_{pi}]_{3\times1} + [\mathbf{B}_{pi}]_{3\times7}[\mathbf{u}_{pi}]_{7\times1} \\
[\mathbf{y}_{pi}]_{3\times1} = [\mathbf{C}_{pi}]_{3\times3}[\mathbf{x}_{pi}]_{3\times1} + [\mathbf{D}_{pi}]_{3\times7}[\mathbf{u}_{pi}]_{7\times1}
\end{cases} \tag{۳-۲۳}$$

$$\mathbf{A}_{pi} = \begin{bmatrix} 0 & -\alpha_i & 0 \\ 0 & -\omega_{ci} & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_{ci} \end{bmatrix}_{3\times3} \tag{۳-۲۴}$$

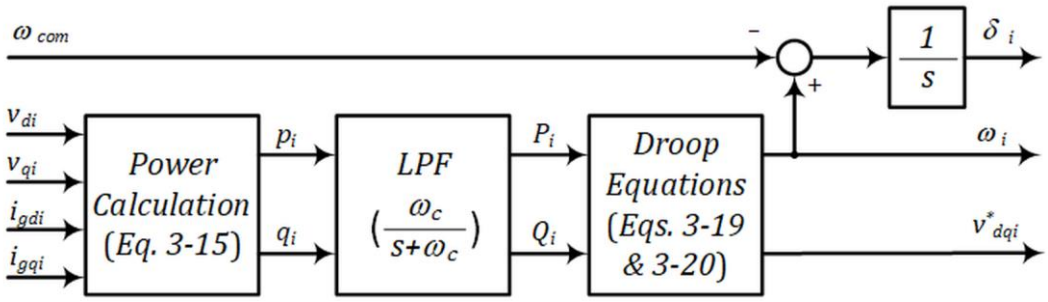
$$\mathbf{B}_{pi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1.5\omega_{ci}i_{gdi0} & 1.5\omega_{ci}i_{gqi0} & 1.5\omega_{ci}v_{di0} & 1.5\omega_{ci}v_{qi0} & 0 \\ 0 & 0 & 1.5\omega_{ci}i_{gqi0} & -1.5\omega_{ci}i_{gdi0} & -1.5\omega_{ci}v_{qi0} & 1.5\omega_{ci}v_{di0} & 0 \end{bmatrix}_{3\times7} \tag{۳-۲۵}$$

$$\mathbf{C}_{pi} = \begin{bmatrix} 0 & -\alpha_i & 0 \\ 0 & 0 & -\beta_i \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{3\times3} \tag{۳-۲۶}$$

$$\mathbf{D}_{pi} = \mathbf{0}_{3\times7} \tag{۳-۲۷}$$

که در آن بردار $\mathbf{u}_{pi0} = [i_{di0} \quad i_{qi0} \quad v_{di0} \quad v_{qi0} \quad i_{gdi0} \quad i_{gqi0} \quad \omega_{com0}]^T$ اعداد ثابتی هستند که نشان‌دهنده مقادیر متغیرهای ورودی در نقطه تعادل می‌باشند [83].

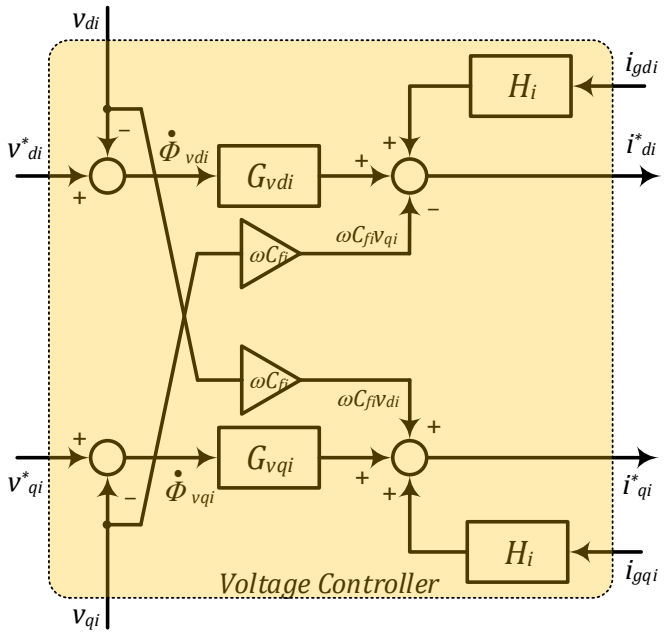
بلوک دیاگرام کنترلی این بخش در شکل ۳–۴ نشان داده شده است.



شکل ۳–۴. بلوک دیاگرام مدل کنترل‌کننده توان

۳-۱-۳- مدل کنترل‌کننده ولتاژ

کنترل ولتاژ خروجی (v_{idq}) معمولاً بوسیله یک کنترل‌کننده PI قابل انجام است. با در نظر گرفتن معادلات ولتاژ (۳-۴) و (۳-۵)، اختلاف بین ولتاژ مرجع تولیدی توسط کنترل‌کننده توان و ولتاژ اندازه‌گیری‌شده خروجی اینورتر از PI عبور داده می‌شود و سیگنال‌های مرجع کنترل‌کننده جریان تولید می‌شود. این ساختار در (۳-۵) نشان داده شده‌است.



شکل ۳–۵. بلوک دیاگرام مدل کنترل‌کننده ولتاژ

دو جبران‌سازی پیش‌خور در این کنترل‌کننده مورد استفاده قرار گرفته است. اولی مربوط به جبران عبارت وابسته کننده معادلات d و q به یکدیگر (یعنی $\omega.C_{fi}.v_{qdi}$) می‌باشد که با علامت مخالف مجدد به کنترل‌کننده اضافه شده تا اثر آن در مدل فیلتر خنثی گردد. جبران‌ساز پیش‌خور بعدی مربوط به سیگنال i_{gdqi} در مدل اصلی است که در اینجا با علامت مخالف و با استفاده از تابع تبدیل H_i جبران

شده است. تابع تبدیل پیش‌خور H_i اندازه‌ای از جریان خروجی را به مرجع جریان تولیدی اضافه می‌کند تا گذراهای نامطلوب احتمالی در هنگام شروع به کار سیستم از حالت صفر را کاهش دهد و $H_i(0) = 1$ باشد. یکی از این توابع پیشنهادی $H_i(s)= 1/(8 \times 10^{-6}s + 1)$ است [69].

با استفاده از متغیرهای حالت کمکی ϕ_d و ϕ_q معادلات دینامیکی کنترل‌کننده ولتاژ با در نظر گرفتن کنترل‌کننده‌های PI به‌صورت $G_{vdqi}=K_{pv}+K_{Iv}/s$ به شرح ذیل نوشته می‌شود [83]:

$$\dot{\phi}_{di} = d\phi_{di} / dt = v_{di}^{*} - v_{di} \tag{۳-۲۸}$$

$$\dot{\phi}_{qi} = d\phi_{qi} / dt = v_{qi}^{*} - v_{qi} \tag{۳-۲۹}$$

$$i_{di}^{*} = H_i i_{gdi} - \omega_n C_{fi} v_{qi} + K_{pv}(v_{di}^{*} - v_{di}) + K_{Iv}\phi_{di} \tag{۳-۳۰}$$

$$i_{qi}^{*} = H_i i_{gqi} + \omega_n C_{fi} v_{di} + K_{pv}(v_{qi}^{*} - v_{qi}) + K_{Iv}\phi_{qi} \tag{۳-۳۱}$$

متغیرهای حالت، ورودی و خروجی به شرح ذیل در نظر گرفته می‌شوند:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{vi} &= [\phi_{di} \quad \phi_{qi}]_{2\times1}^{T} \\ \mathbf{u}_{vi} &= [v_{di}^{*} \quad v_{qi}^{*} \quad i_{di} \quad i_{qi} \quad v_{di} \quad v_{qi} \quad i_{gdi} \quad i_{gqi}]_{8\times1}^{T} \\ \mathbf{y}_{vi} &= [i_{di}^{*} \quad i_{qi}^{*}]_{2\times1}^{T} \end{aligned} \tag{۳-۳۲}$$

همانند بخش‌های قبلی، با به‌کارگیری (۳-۹)، ماتریس‌های معادلت حالت مدل خطی‌شده سیگنال کوچک بدست می‌آید:

$$\begin{cases} [\dot{\mathbf{x}}_{vi}]_{2\times1} = [\mathbf{A}_{vi}]_{2\times2}[\mathbf{x}_{vi}]_{2\times1} + [\mathbf{B}_{vi}]_{2\times8}[\mathbf{u}_{vi}]_{8\times1} \\ [\mathbf{y}_{vi}]_{2\times1} = [\mathbf{C}_{vi}]_{2\times2}[\mathbf{x}_{vi}]_{2\times1} + [\mathbf{D}_{vi}]_{2\times8}[\mathbf{u}_{vi}]_{8\times1} \end{cases} \tag{۳-۳۳}$$

$$\mathbf{A}_{vi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_{2\times2} \tag{۳-۳۴}$$

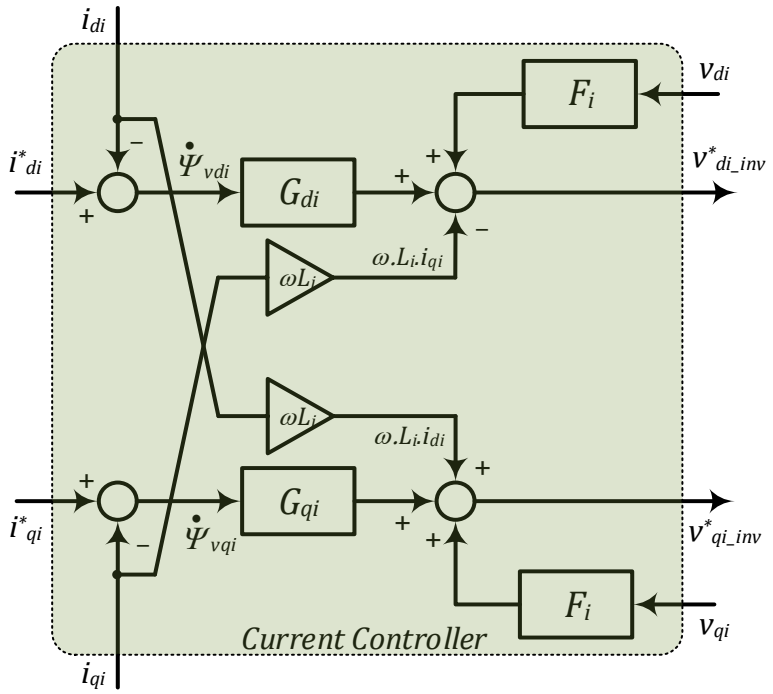
$$\mathbf{B}_{vi} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{2\times8} \tag{۳-۳۵}$$

$$\mathbf{C}_{vi} = \begin{bmatrix} K_{Iv} & 0 \\ 0 & K_{Iv} \end{bmatrix}_{2\times2} \tag{۳-۳۶}$$

$$\mathbf{D}_{vi} = \begin{bmatrix} K_{pv} & 0 & 0 & 0 & -K_{pv} & -\omega_n C_{fi} & H_i & 0 \\ 0 & K_{pv} & 0 & 0 & \omega_n C_{fi} & -K_{pv} & 0 & H_i \end{bmatrix}_{2\times8} \tag{۳-۳۷}$$

۳-۱-٤- مدل کنترل‌کننده جریان

کنترل جریان خروجی اینورتر (جریان سلف سری در فیلتر خروجی) (i_{dqi}) معمولاً بوسیله یک کنترل‌کننده PI قابل انجام است. با در نظر گرفتن معادلات (۳-۲) و (۳-۳)، اختلاف بین جریان مرجع تولیدی توسط کنترل‌کننده و جریان اندازه‌گیری‌شده خروجی اینورتر از PI عبور داده شده و سیگنال‌های مرجع ولتاژ برای تولید پالسهای SPWM[1] تولید می‌شود. این ساختار در شکل ۳–۶ نشان داده شده‌است [69].



شکل ۳–۶. بلوک دیاگرام مدل کنترل‌کننده جریان

همانند کنترل کننده ولتاژ، در اینجا نیز دو جبران‌سازی پیش‌خور مورد استفاده قرار گرفته است. اولی مربوط به جبران عبارت وابسته کننده معادلات d و q به یکدیگر (یعنی $\omega.L_i.v_{qdi}$) می‌باشد که با علامت مخالف مجدد به کنترل‌کننده اضافه شده تا اثر آن در مدل فیلتر خنثی گردد. جبران‌ساز پیش‌خور بعدی مربوط به سیگنال v_{dqi} در مدل اصلی است که در اینجا با علامت مخالف و با استفاده از تابع تبدیل F_i جبران شده است. انتخاب تابع تبدیل پیش خور نیز مشابه توضیحات بخش قبلی صورت می‌گیرد [69].

[1] Sinusoidal Pulse Width Modulation

با استفاده از متغیر حالت کمکی Ψ_{dq} معادلات دینامیکی کنترل‌کننده جریان با در نظر گرفتن کنترل‌کننده‌های PI به‌صورت $G_{dqi}=K_{pc}+K_{Ic}/s$ به شرح ذیل نوشته می‌شود [83]:

$$\dot{\Psi}_{di} = d\Psi_{di}/dt = i_{di}^{*} - i_{di} \tag{۳۸-۳}$$

$$\Psi_{qi} = d\Psi_{qi}/dt = i_{qi}^{*} - i_{qi} \tag{۳۹-۳}$$

$$v_{di_inv}^{*} = F_i v_{di} - \omega_n L_i i_{qi} + K_{pc}(i_{di}^{*} - i_{di}) + K_{Ic}\Psi_{di} \tag{۴۰-۳}$$

$$v_{qi_inv}^{*} = F_i v_{qi} + \omega_n L_i i_{di} + K_{pc}(i_{qi}^{*} - i_{qi}) + K_{Ic}\Psi_{qi} \tag{۴۱-۳}$$

متغیرهای حالت، ورودی و خروجی به شرح ذیل در نظر گرفته می‌شوند:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{ci} &= [\Psi_{di} \quad \Psi_{qi}]_{2\times1}^{T} \\ \mathbf{u}_{ci} &= [i_{di}^{*} \quad i_{qi}^{*} \quad i_{di} \quad i_{qi} \quad v_{di} \quad v_{qi} \quad i_{gdi} \quad i_{gqi}]_{8\times1}^{T} \\ \mathbf{y}_{ci} &= [v_{di_inv}^{*} \quad v_{qi_inv}^{*}]_{2\times1}^{T} \end{aligned} \tag{۴۲-۳}$$

همانند بخش‌های قبلی، با به‌کارگیری (۳-۹)، ماتریس‌های حالت، ورودی و خروجی مدل خطی‌شده سیگنال کوچک بدست می‌آید [83]:

$$\begin{cases} [\dot{\mathbf{x}}_{ci}]_{2\times1} = [\mathbf{A}_{ci}]_{2\times2}[\mathbf{x}_{ci}]_{2\times1} + [\mathbf{B}_{ci}]_{2\times8}[\mathbf{u}_{ci}]_{8\times1} \\ [\mathbf{y}_{ci}]_{2\times1} = [\mathbf{C}_{ci}]_{2\times2}[\mathbf{x}_{ci}]_{2\times1} + [\mathbf{D}_{ci}]_{2\times8}[\mathbf{u}_{ci}]_{8\times1} \end{cases} \tag{۴۳-۳}$$

$$\mathbf{A}_{ci} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_{2\times2} \tag{۴۴-۳}$$

$$\mathbf{B}_{ci} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{2\times8} \tag{۴۵-۳}$$

$$\mathbf{C}_{ci} = \begin{bmatrix} K_{Ic} & 0 \\ 0 & K_{Ic} \end{bmatrix}_{2\times2} \tag{۴۶-۳}$$

$$\mathbf{D}_{ci} = \begin{bmatrix} K_{pc} & 0 & -K_{pc} & -\omega_n L_i & F_i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{pc} & \omega_n L_i & -K_{pc} & 0 & F_i & 0 & 0 \end{bmatrix}_{2\times8} \tag{۴۷-۳}$$

۳-۱-۵- مدل کامل اینورتر

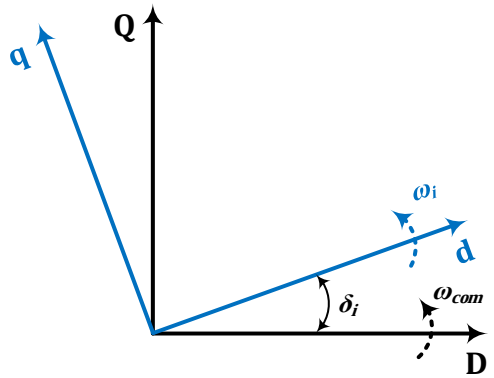
برای کل ریزشبکه یک چارچوب مرجع مشترک در نظر می‌گیرند که مربوط به یکی از واحدهای تولید پراکنده است و سایر مدل‌های واحدهای تولید پراکنده دیگر به این چارچوب مشترک تبدیل می‌شوند تا در نهایت مدل کل ریزشبکه در یک چارچوب مشترک بدست آید. برای هر اینورتر نیز باید

مدل اینورتر به مدل چارچوب مشترک تبدیل شود [83]. بر این اساس، برای تعیین مدل کامل هر اینورتر، باید مدلهای فضای حالت بدست آمده در قسمت‌های قبلی (مدل‌های کنترل‌کننده توان، ولتاژ، جریان و فیلتر خروجی) را با هم ترکیب کرد و سپس متغیرهای خروجی مدل (i_{gdq}) را با کمک ماتریس تبدیل دوران در صفحه، از چارچوب محلی dq به چارچوب مشترک DQ تبدیل نمود [83].

۳-۱-۵-۱-*ماتریس تبدیل چارچوبهای مرجع*

با توجه به شکل ۳-۷، اگر چارچوب مرجع مشترک DQ با سرعت زاویه‌ای ω_{com} و چارچوب مرجع dq مربوط به DG#i با سرعت زاویه‌ای ω_i در حال چرخش باشند، میان آن‌ها اختلاف زاویه‌ای به اندازه δ_i وجود دارد. لذا برای رسیدن از چارچوب dq به DQ باید صفحه dq را به اندازه δ_i دوران داد. بر این اساس می‌توان برای هر بردار $\mathbf{z}$، از ماتریس دوران در صفحه به شرح ذیل استفاده نمود [87] ,[83]:

$$\mathbf{z}_{DQ} = \mathbf{R}_i(\delta_i).\mathbf{z}_{dq} \quad , \quad \mathbf{R}_i(\delta_i) = \begin{bmatrix} \cos\delta_i & -\sin\delta_i \\ \sin\delta_i & \cos\delta_i \end{bmatrix} \tag{۴۸-۳}$$



شکل ۳-۷. چارچوب‌های مرجع مشترک (DQ) و محلی (dq) [83]

اختلاف زاویه δ_i پیش از این در (۳-۲۱) معرفی شده است. متغیرهای حالت، ورودی و خروجی به شرح ذیل در نظر گرفته می‌شوند:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{Ti} &= [\delta_i]^T \\ \mathbf{u}_{Ti} &= [i_{gdi} \quad i_{gqi}]^T \\ \mathbf{y}_{Ti} &= [i_{gDi} \quad i_{gQi}]^T \end{aligned} \tag{۴۹-۳}$$

همانند بخش‌های قبلی، با به‌کارگیری (۳-۹)، ماتریس‌های مدل خطی‌شده سیگنال کوچک بدست براساس معادله (۳-۴۸) می‌آید:

$$[i_{gDQi}] = \mathbf{C}_{Ti}.[\delta_i] + \mathbf{D}_{Ti}.[i_{gdqi}] \tag{۳-۵۰}$$

$$\mathbf{C}_{Ti} = \begin{bmatrix} -i_{gdi0}\sin\delta_0 - i_{gqi0}\cos\delta_0 \\ i_{gdi0}\cos\delta_0 - i_{gqi0}\sin\delta_0 \end{bmatrix} \tag{۳-۵۱}$$

$$\mathbf{D}_{Ti} = \begin{bmatrix} \cos\delta_0 & -\sin\delta_0 \\ \sin\delta_0 & \cos\delta_0 \end{bmatrix} \tag{۳-۵۲}$$

که در آن بردار $\mathbf{u}_{Ti0} = [i_{gdi0} \quad i_{gqi0}]^T$ و δ_0 اعداد ثابتی هستند که نشان‌دهنده مقادیر متغیرهای ورودی و حالت در نقطه تعادل می‌باشند.

به طریق مشابه، باید ورودی به مدل اینورتر از شبکه کلی یعنی v_{gDQi} را نیز به چارچوب مرجع محلی dq تبدیل کنیم. لذا معکوس تبدیل (۳-۴۸) به‌صورت ذیل مورد استفاده قرار می‌گیرد [83]:

$$\mathbf{z}_{dq} = \mathbf{R}_i^{-1}(\delta_i).\mathbf{z}_{DQ} \quad , \quad \mathbf{R}_i^{-1}(\delta_i) = \begin{bmatrix} \cos\delta_i & \sin\delta_i \\ -\sin\delta_i & \cos\delta_i \end{bmatrix} \tag{۳-۵۳}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{TVi} &= [\delta_i]^T \\ \mathbf{u}_{TVi} &= [v_{gDi} \quad v_{gQi}]^T \\ \mathbf{y}_{TVi} &= [v_{gdi} \quad v_{gqi}]^T \end{aligned} \tag{۳-۵۴}$$

$$[v_{gdqi}] = \mathbf{C}_{TVi}.[\delta_i] + \mathbf{D}_{TVi}.[v_{gDQi}] \tag{۳-۵۵}$$

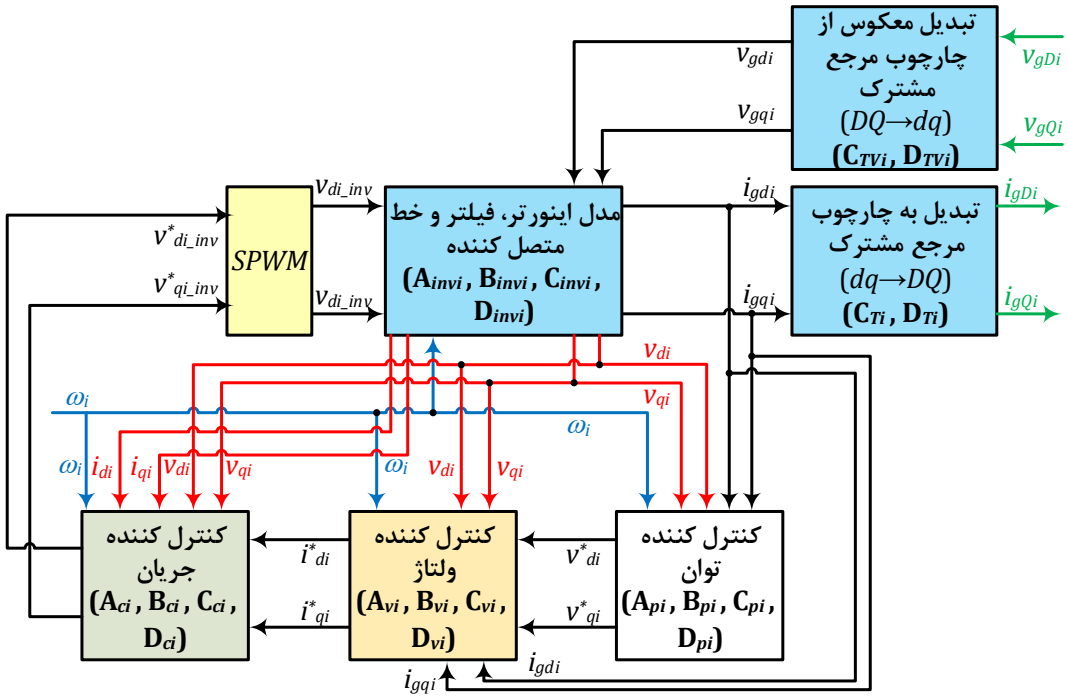
$$\mathbf{C}_{TVi} = \begin{bmatrix} -v_{gDi0}\sin\delta_0 + v_{gQi0}\cos\delta_0 \\ -v_{gDi0}\cos\delta_0 - v_{gQi0}\sin\delta_0 \end{bmatrix} \tag{۳-۵۶}$$

$$\mathbf{D}_{TVi} = \begin{bmatrix} \cos\delta_0 & \sin\delta_0 \\ -\sin\delta_0 & \cos\delta_0 \end{bmatrix} \tag{۳-۵۷}$$

که در آن بردار $\mathbf{u}_{TVi0} = [v_{gDi0} \quad v_{gQi0}]^T$ و δ_0 اعداد ثابتی هستند که نشان‌دهنده مقادیر متغیرهای ورودی و حالت در نقطه تعادل می‌باشند.

۳-۱-۵-۲- *اتصال زیرسیستمها و تعیین مدل هر واحد تولید پراکنده*

با استفاده از مدل‌های زیرسیستم‌های بدست آمده و بلوک دیاگرام شکلهای قبلی، می‌توان بلوک دیاگرام کلی شکل ۳–۸ را ترسیم نمود.



شکل ۳–۸. بلوک دیاگرام قسمت‌های مختلف DG#*i*

مدل بدست آمده دارای ۱۳ متغیر حالت، ۳ ورودی و ۲ خروجی در هر DG#*i* مبتنی بر اینورتر می‌باشد (در واحد تولید پراکنده با چارچوب مشترک، ۳ خروجی خواهیم داشت که سومی مربوط به فرکانس مشترک در چارچوب مرجع مشترک است) [83]:

$$\begin{aligned}
\mathbf{x}_{DGi} &= [\delta_i \quad P_i \quad Q_i \quad \phi_{di} \quad \phi_{qi} \quad \Psi_{di} \quad \Psi_{qi} \quad i_{di} \quad i_{qi} \quad v_{di} \quad v_{qi} \quad i_{gdi} \quad i_{gqi}]^T_{13\times1} \\
\mathbf{u}_{DGi} &= [v_{gDi} \quad v_{gQi} \quad \omega_{com}]^T_{3\times1} \\
\mathbf{y}_{DGi} &= [\omega_i \quad i_{gDi} \quad i_{gQi}]^T_{3\times1}
\end{aligned} \tag{۵۸-۳}$$

با اتصال زیرسیستمهای بدست آمده به یکدیگر، معادلات حالت کل DG#*i* بدست می‌آید [83]:

$$\begin{cases}
[\dot{\mathbf{x}}_{DGi}]_{13\times1} = [\mathbf{A}_{DGi}]_{13\times13}[\mathbf{x}_{DGi}]_{13\times1} + [\mathbf{B}_{DGi}]_{13\times3}[\mathbf{u}_{DGi}]_{3\times1} \\
[\mathbf{y}_{DGi}]_{3\times1} = [\mathbf{C}_{DGi}]_{3\times13}[\mathbf{x}_{DGi}]_{13\times1} + [\mathbf{D}_{DGi}]_{3\times3}[\mathbf{u}_{DGi}]_{3\times1}
\end{cases} \tag{۵۹-۳}$$

$$\mathbf{B}_{DGi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\cos\delta_0}{L_{gi}} & -\frac{\sin\delta_0}{L_{gi}} & 0 \\ \frac{\sin\delta_0}{L_{gi}} & -\frac{\cos\delta_0}{L_{gi}} & 0 \end{bmatrix}_{13\times 3} \qquad (۶۰-۳)$$

$$
\mathbf{A}_{DGi} = \begin{bmatrix}
0 & -\alpha_i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5\omega_{ci} i_{gdi0} & 0 & 0 & 1.5\omega_{ci} v_{qi0} & 1.5\omega_{ci} v_{di0} \\
0 & -\omega_{ci} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1.5\omega_{ci} i_{gqi0} & -1.5\omega_{ci} i_{gdi0} & -1.5\omega_{ci} v_{qi0} & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\omega_{ci} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\beta_i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -K_{pv}\beta_i & K_{Iv} & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & -K_{pv} & -\omega_n C_{fi} & -1 & H_i & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_{Iv} & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & \frac{M}{L_i} & -K_{pv} & 0 & 0 & H_i \\
0 & -\alpha_i i_{qi0} & -\frac{K_{pc}K_{pv}\beta_i}{L_i} & \frac{K_{pc}K_{Iv}}{L_i} & \frac{K_{pc}K_{Iv}}{L_i} & 0 & \frac{K_{Ic}}{L_i} & \frac{K_{Ic}}{L_i} & 0 & \frac{-R_i - K_{pc}}{L_i} & \frac{-R_i - K_{pc}}{L_i} & \frac{N}{L_i} & \frac{-N}{L_i} & \frac{M}{L_i} & \frac{K_{pc}H_i}{L_i} & 0 \\
0 & \alpha_i i_{di0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{i0} + \omega_n & \omega_{i0} - \omega_n & 0 & \frac{M}{L_i} & \omega_{i0} & 0 & \frac{K_{pc}H_i}{L_i} \\
0 & -\alpha_i v_{qi0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{fi}} & \frac{1}{C_{fi}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{fi}} & 0 \\
0 & \alpha_i v_{di0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{i0} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_{fi}} \\
\frac{-Z}{L_{gi}} & -\alpha_i i_{gqi0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{gi}} & 0 & 0 & -\frac{R_{gi}}{L_{gi}} & \omega_{i0} \\
\frac{-J}{L_{gi}} & \alpha_i i_{gdi0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{gi}} & -\omega_{i0} & -\frac{R_{gi}}{L_{gi}} & 0
\end{bmatrix}_{13\times 13}
$$

(۶۱-۳)

$$Z = -v_{gDi\,0}\sin\delta_0 + v_{gQi\,0}\cos\delta_0 \quad , \quad J = -v_{gDi\,0}\cos\delta_0 - v_{gQi\,0}\sin\delta_0$$

$$M = -1 - K_{pc}K_{pv} + F_i \quad , \quad N = K_{pc}\omega_n C_{fi}$$

$$\mathbf{C}_{DGi}=\begin{bmatrix} 0 & -\alpha_i & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -i_{gdi0}\sin\delta_0 - i_{gqi0}\cos\delta_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos\delta_0 & -\sin\delta_0 \\ i_{gdi0}\cos\delta_0 - i_{gqi0}\sin\delta_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin\delta_0 & \cos\delta_0 \end{bmatrix}_{3\times 13} \quad if\ i=1$$

$$\mathbf{C}_{DGi}=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -i_{gdi0}\sin\delta_0 - i_{gqi0}\cos\delta_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos\delta_0 & -\sin\delta_0 \\ i_{gdi0}\cos\delta_0 - i_{gqi0}\sin\delta_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin\delta_0 & \cos\delta_0 \end{bmatrix}_{3\times 13} \quad if\ i\neq 1$$

$$\mathbf{D}_{DGi}=\mathbf{0}_{3\times 3}$$

(۶۲-۳)

۳-۲. جمع‌بندی

در این فصل، مدل خطی شده ریزشبکه مورد مطالعه (مدل سیگنال کوچک) بدست آمده است. مدل فضای حالت بدست آمده، با در کنار هم قرار دادن مدلهای فضای حالت هر یک از قسمت‌های سیستم تحت کنترل و کنترل‌کننده‌های مسیر فیدبک بدست آمده است. برای این منظور ابتدا مدل فضای حالت هر اینورتر بدست آمده و سپس مدل کل ریزشبکه نتیجه شده است. بلوک دیاگرام قسمتهای مختلف مدل و در نهایت دیاگرام کل سیستم ارائه گردیده است. در مدلسازی صورت گرفته تبدیل چارچوبهای مرجع نیز بصورت محلی و سراسری لحاظ شده است. سیستم مورد استفاده و مدل بدست آمده در این فصل، اساس مطالعات فصل‌های آینده خواهد بود. در فصل آینده، کنترل مشخصه افتی بهبودیافته‌ای مبتنی بر جریان با محاسبه محدودیت‌های آن بر اساس منحنی‌های ظرفیت ارائه شده‌است.

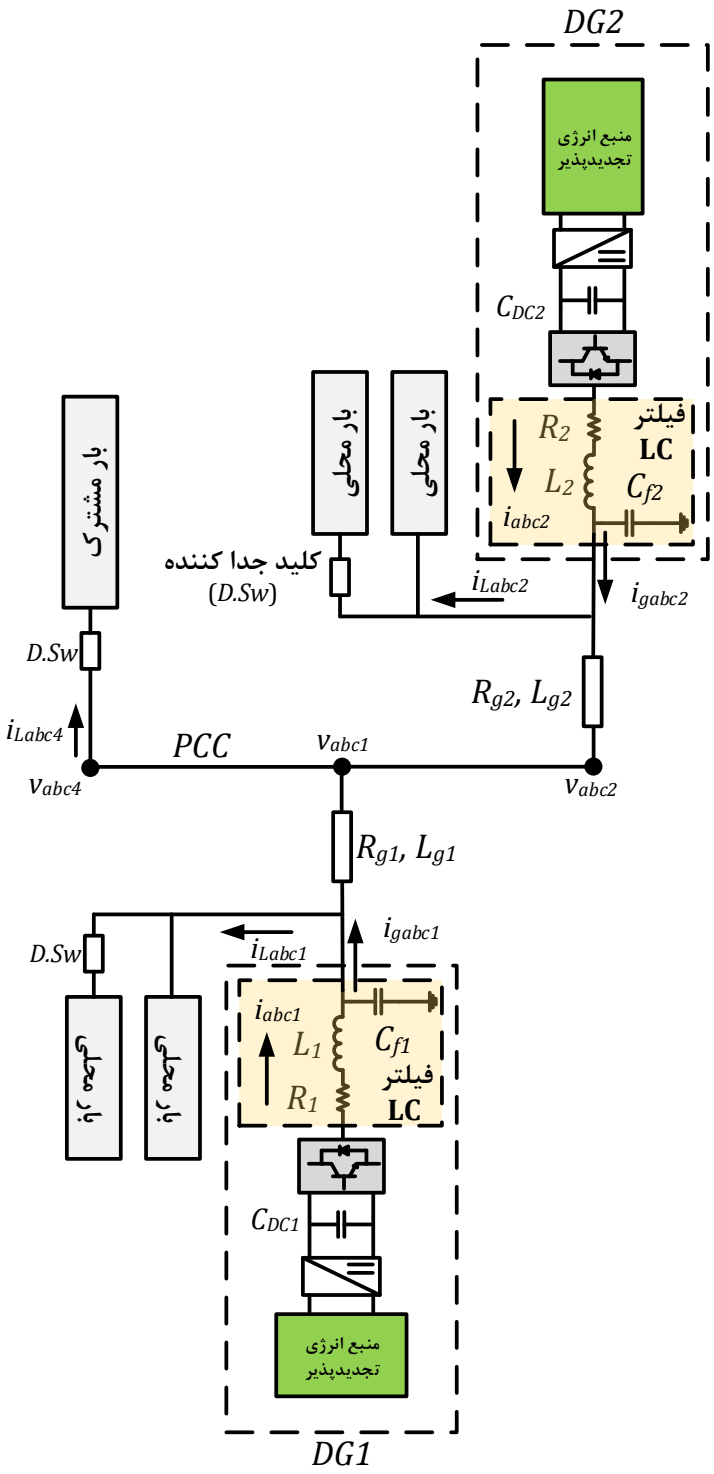
فصل چهارم

تعیین حدود مشخصه افتی مبتنی بر جریان با استفاده از منحنی‌های ظرفیت واحد تولید پراکنده

دراین فصل یک کنترل‌کننده چند حلقه‌ای سلسله‌مراتبی چندمنظوره برای یک ریزشبکه دارای منابع تولید پراکنده تجدیدپذیر به‌منظور کنترل ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) و تقسیم توان اکتیو و راکتیو مناسب ارائه شده است. از حلقه‌های جریان و ولتاژ براساس مدل دینامیکی ریزشبکه استفاده شده است تا سیگنالهای کلیدزنی مناسب را برای اینورترهای هر واحد تولید پراکنده تولید نماید و سیگنال مرجع جریان را برای هر واحد تولید پراکنده به وجود آورد. همچنین یک کنترل‌کننده مشخصه افتی اصلاح شده ارائه شده‌است و حدود بالا و پایین مشخصه افتی‌های دامنه ولتاژ و فرکانس با استفاده از منحنی‌های ظرفیت هر واحد تولید پراکنده تعیین گردیده‌اند. به‌منظور بهبود عملکرد دینامیکی کنترل‌کننده ارائه شده در هنگام تأمین توان موردنیاز برای بارهای هارمونیکی، مولفه‌های هارمونیکی ولتاژ PCC جداسازی شده‌اند. عملکرد ساختار کنترلی ارائه شده با شبیه‌سازی در محیط MATLAB/SIMULINK مورد بررسی قرار گرفته‌است و نتایج نشان می‌دهد که روش ارائه‌شده عملکرد مناسبی را در حالت‌های ماندگار و گذرا در هنگام تغییر ناگهانی در تولید توان و یا میزان بار هارمونیکی خواهد داشت.

۴-۱. ساختار ریزشبکه مورد مطالعه و تعیین روابط اساسی

شکل ۴-۱ ساختار ریزشبکه مورد استفاده در این فصل را نشان می‌دهد. دو واحد تولید پراکنده به یک ریزشبکه متصل شده‌اند و تعدادی بار محلی یا مشترک را تغذیه می‌کنند. عدم قطعیت بارها با تغییر ناگهانی بارها نشان داده شده است. میان منبع انرژی تجدیدپذیر و ریزشبکه، یک لینک DC، اینورتر، فیلتر LC و سیستم کنترل محلی قرار دارد. در پارامترهای فیلتر LC، مقدار مقاومت و اندوکتانس معادل مربوط به فیلتر، ترانسفورماتور و کابل‌های ارتباطی در نظر گرفته شده است. پارامترهای شکل ۴-۱ در فصل قبل معرفی شده‌اند.



شکل ۴–۱. دیاگرام تک‌خطی ریزشبکه مورد مطالعه ۱

در یک سیستم کنترلی، دنبال کردن سیگنال مرجع سینوسی به میزان زیادی به پهنای باند حلقه بسته سیستم وابسته است [69]. درواقع این پهنای باند می‌تواند به میزان قابل‌توجهی سرعت کنترل‌کننده و میزان خطای سیستم را تحت تأثیر قرار دهد. لذا طراحی سیستم کنترل در چارچوب

گردان dq یکی از روش‌های مورد استفاده به‌منظور رفع این وابستگی است. درواقع تمامی کمیتها پیش از ورود به سیستم کنترلی، با تبدیل abc/dq تبدیل به مقادیر DC شده و درنتیجه فرآیند طراحی کنترل کننده تسهیل خواهد شد. با این رویکرد، معادلات دینامیکی در چارچوب گردان dq مشابه آنچه در فصل سوم مورد بررسی قرار گرفت استفاده شده است. تنها موضوع قابل اشاره، ورود متغیر کلیدزنی به معادلات است که معادلات (۳-۲) و (۳-۳) را به‌صورت زیر تغییر داده و تکمیل می‌کند:

$$\dot{i}_{di} = -\frac{R_i}{L_i} i_{di} + \omega_i i_{qi} - \frac{1}{L_i} u_{di} v_{dci} - \frac{1}{L_i} v_{di} \tag{۱-۴}$$

$$\dot{i}_{qi} = -\frac{R_i}{L_i} i_{qi} - \omega_i i_{di} - \frac{1}{L_i} u_{qi} v_{dci} - \frac{1}{L_i} v_{qi} \tag{۲-۴}$$

که در آن u_{dqi} تابع کلیدزنی معادل [78] و زیرنویس i شماره واحد تولید پراکنده در ریزشبکه می‌باشند. همچنین $v_{inv\,ki} = -u_{ki} \cdot v_{dci}$ در نظر گرفته شده که زیرنویس k نشان دهنده فاز abc بوده و با تبدیل به چارچوب مرجع dq به u_{dqi} تبدیل می‌شود. سایر کمیت‌ها نیز در شکل ۳–۲ مشخص شده‌اند. تابع کلیدزنی معادل با استفاده از روابط (۴-۱) و (۴-۲)، به شرح ذیل قابل محاسبه است [55]:

$$u_{di} = -v_{dci}^{-1}\left(L_i \frac{di_{di}}{dt} + R_i i_{di} - \omega_i L_i i_{qi} + v_{di} \right) \tag{۳-۴}$$

$$u_{qi} = -v_{dci}^{-1}\left(L_i \frac{di_{qi}}{dt} + R_i i_{qi} + \omega_i L_i i_{di} + v_{qi} \right) \tag{۴-۴}$$

از سوی دیگر، معادله لینک DC هر اینورتر را می‌توان به‌صورت زیر نوشت [55]:

$$\dot{v}_{dci} = \frac{1}{C_{dci}} u_{di} i_{di} + \frac{1}{C_{dci}} u_{qi} i_{qi} + \frac{1}{C_{dci}} i_{dci} \tag{۵-۴}$$

این روابط در بخش‌های بعدی این فصل مورد استفاده قرار خواهد گرفت.

به‌منظور عملکرد صحیح ریزشبکه لازم است دامنه ولتاژ و فرکانس در بازه مطلوب قرار داشته باشند و در عین حال به تقسیم توان اکتیو و راکتیو مناسب میان واحدهای تولید پراکنده دست یافت. در مورد سیستم کنترلی مبتنی بر ساختار سلسله‌مراتبی و مدل آن به‌طور مفصل در فصل دوم و فصل سوم توضیح داده شد. لذا در ادامه به کنترل اولیه مبتنی بر جریان خواهیم پرداخت.

۴-۲. مشخصه افتی مبتنی بر جریان

تغییرات ولتاژ را می‌توان با کمک تقسیم توان مناسب میان واحدهای تولید پراکنده ریزشبکه تثبیت کرد که معمولاً با استفاده از روش کنترل مشخصه افتی در سطح کنترل اولیه در ساختار سلسله‌مراتبی انجام می‌شود. معادلات مرسوم مشخصه افتی (P-f) و (Q-v) در هارمونیک اصلی ولتاژ به شرح ذیل می‌باشد [55] ,[4]:

$$f_{i1} = f_{0i} - \alpha_i (P_{i1} - P_{0i1}) \quad , \quad v_{i1} = v_{0i} - \beta_i (Q_{i1} - Q_{0i1}) \tag{۴-۶}$$

که در آن، v_{i1} و f_{i1} دامنه و فرکانس سیگنال تولیدی توسط مشخصه افتی برای مرجع ولتاژ هستند که به‌عنوان ورودی مرجع برای حلقه‌های کنترلی داخلی مورد استفاده قرار می‌گیرند . سیگنال‌های v_{0i} و f_{0i}، مقادیر مرجع کنترل‌کننده اولیه به‌شمار می‌روند. همچنین پارامترهای α_i و β_i به‌عنوان ضرایب مشخصه افتی و P_{i1}، Q_{i1}، P_{0i1} و Q_{0i1} بترتیب توان‌های خروجی و توان‌های مرجع هر واحد تولید پراکنده در فرکانس هارمونیکی اصلی می‌باشند. روابط (۴-۶) را می‌توان به‌صورت ذیل بازنویسی کرد:

$$f_{i1} = f'_{0i} - \alpha_i P_{i1} \quad , \quad v_{i1} = v'_{0i} - \beta_i Q_{i1} \tag{۴-۷}$$

که در آن:

$$f'_{0i} = f_{0i} + \alpha_i P_{0i1} \quad , \quad v'_{0i} = v_{0i} + \beta_i Q_{0i1} \tag{۴-۸}$$

از سوی دیگر، توان‌های لحظه‌ای اکتیو و راکتیو خروجی هر واحد تولید پراکنده مطابق روابط ذیل محاسبه می‌شود [86]:

$$P_i = 1.5(v_{di}.i_{di} + v_{qi}.i_{qi}) \tag{۴-۹}$$

$$Q_i = 1.5(v_{qi}.i_{di} - v_{di}.i_{qi}) \tag{۴-۱۰}$$

با همجهت در نظر گرفتن بردار مرجع ولتاژ و محور d، مؤلفه q ولتاژ صفر می‌شود [78] و درنتیجه توان‌های اکتیو و راکتیو واحدهای تولید پراکنده در شرایط دائمی و شرایط دینامیکی به ترتیب توسط روابط (۴-۱۱) و (۴-۱۲) بدست می‌آیند (بالانویس * نشان دهنده کمیت در حالت دائمی می‌باشد):

$$P_i^* = 1.5 v_{di}^*.i_{di}^* \quad , \quad Q_i^* = -1.5 v_{di}^*.i_{qi}^* \tag{۴-۱۱}$$

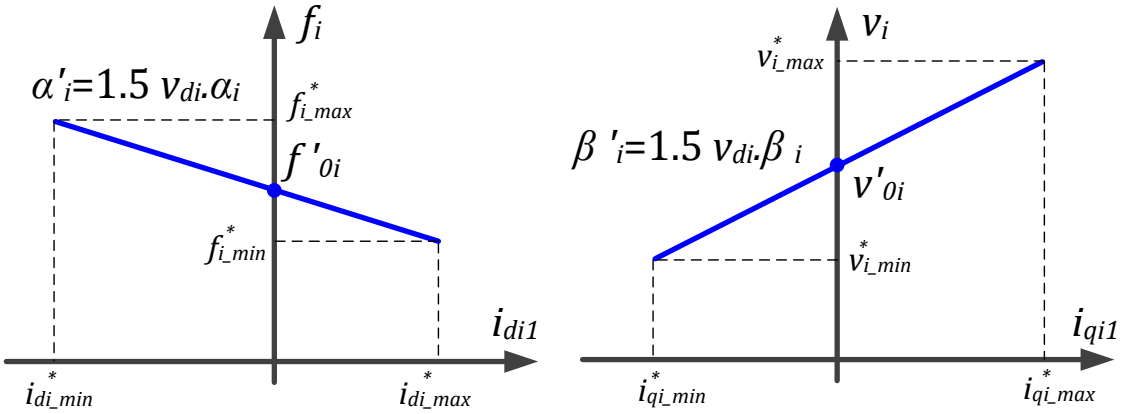
$$P_i = 1.5 v_{di}.i_{di} \quad , \quad Q_i = -1.5 v_{di}.i_{qi} \tag{۴-۱۲}$$

با در نظر گرفتن (۴-۱۱) و (۴-۱۲) و جاگذاری (۴-۱۲) در (۴-۷) و در نظر گرفتن مؤلفه هارمونیکی اصلی، معادلات مشخصه افتی تغییر یافته بر اساس جریان‌های dq در هر یک از واحدهای تولید پراکنده به‌صورت زیر خواهد بود:

$$f_{i1} = f'_{0i} - \alpha'_i i_{di1} \qquad (۴-۱۳)$$

$$v_{i1} = v'_{0i} + \beta'_i i_{qi1} \qquad (۴-۱۴)$$

که در آن، α_i. $\alpha'_i = 1.5\ v_{di1}$ و β_i. $\beta'_i = 1.5\ v_{di1}$ می‌باشد. لذا برابر روابط (۴-۱۳) و (۴-۱۴)، دامنه ولتاژ و فرکانس را می‌توان با استفاده از مولفه‌های هارمونیک اصلی جریان هر واحد تولید پراکنده در چارچوب مرجع dq کنترل نمود. شکل ۴–۲، منحنی‌های معادلات مشخصه افتی فوق را نشان می‌دهد [55].



شکل ۴–۲. منحنی‌های مشخصه افتی دامنه ولتاژ و فرکانس مبتنی بر جریان مؤلفه اصلی هر واحد تولید پراکنده در ریزشبکه

همانطورکه در شکل ۴–۲ مشخص است، برای هر منحنی مشخصه افتی، حدود بالا و پایینی وجود دارد که مربوط به ولتاژها، فرکانس و جریان‌های dq هستند و باید محاسبه شوند. روش محاسبه این حدود با استفاده از تحلیل حالت‌های دائمی و دینامیکی در ادامه ارائه خواهد گردید.

۴–۳. تحلیل حالت دائمی و محاسبه محدودیتهای جریان در مشخصه افتی

٤–۳–۱– تعیین منحنی‌های ظرفیت بر اساس تحلیل حالت دائمی

در شرایط دائمی، نقاط کار سیستم، همان مقادیر مرجع هستند که بوسیله سیستم کنترل تعیین می‌شوند. این مقادیر مرجع ممکن است تغییرات ناچیزی در شرایط کار عادی داشته باشند که قابل چشم‌پوشی است. بنابراین، نرخ زمانی این تغییرات در چارچوب dq برابر صفر خواهد بود:

$$dx^*/dt = 0 \tag{۱۵-۴}$$

که x^* یکی از مقادیر مرجع ولتاژ یا جریان در حالت دائمی است. با توجه به (۴-۱)، (۴-۲)، (۴-۵) و (۴-۱۵)، معادلات حالت دائمی را می‌توان به‌صورت زیر بدست آورد:

$$R_i i_{di}^* - \omega_i L_i i_{qi}^* + v_{di}^* + u_{di}^* v_{dc_i}^* = 0 \tag{۱۶-۴}$$

$$R_i i_{qi}^* + \omega_i L_i i_{di}^* + v_{qi}^* + u_{qi}^* v_{dc_i}^* = 0 \tag{۱۷-۴}$$

$$u_{di}^* i_{di}^* + u_{qi}^* i_{qi}^* + i_{dci}^* = 0 \tag{۱۸-۴}$$

توابع کلیدزنی معادل در حالت دائمی (u_{di}^* و u_{qi}^*) را می‌توان از (۴-۱۶) و (۴-۱۷) و با صفر در نظر گرفتن مؤلفه q ولتاژ PCC در حالت دائمی بدست آورد:

$$u_{di}^* = -v_{dc_i}^{*-1}(R_i i_{di}^* - \omega_i L_i i_{qi}^* + v_{di}^*) \tag{۱۹-۴}$$

$$u_{qi}^* = -v_{dc_i}^{*-1}(R_i i_{qi}^* + \omega_i L_i i_{di}^*) \tag{۲۰-۴}$$

با جایگزینی (۴-۱۹) و (۴-۲۰) در (۴-۱۸)، رابطه زیر بدست می‌آید:

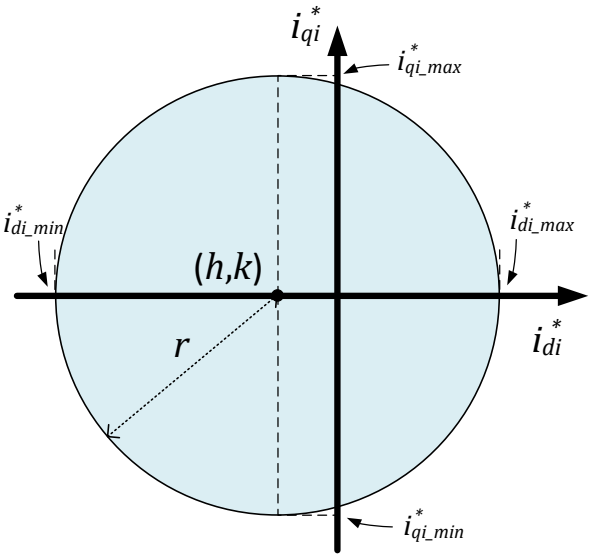
$$i_{di}^{*2} + i_{qi}^{*2} + \frac{v_{di}^*}{R_i} i_{di}^* - \frac{v_{dc_i}^* i_{dc_i}^*}{R_i} = 0 \tag{۲۱-۴}$$

که معادله یک دایره با شکل کلی $x^2+y^2+Dx+F=0$ می‌باشد. در این رابطه، مرکز دایره از رابطه $(h, k) = (-D/2, -E/2)$ و شعاع دایره (r) از رابطه $r^2=h^2+k^2-F$ بدست می‌آیند. بر این اساس، مقادیر h، k و r عبارتند از:

$$(h,k) = \left(-\frac{v_{di}^*}{2R_i}, 0\right)$$
$$r = (0.5R_i^{-1})\sqrt{(v_{di}^*)^2 + 4R_i v_{dc_i}^* i_{dc_i}^*} \tag{۲۲-۴}$$

رابطه (۴-۲۱)، منحنی ظرفیت مبتنی بر جریان حالت دائمی (CSCC[۱]) برای هر واحد تولید پراکنده در حالت دائمی است. شکل ۴–۳ نمونه‌ای از CSCC حالت دائمی را نشان می‌دهد.

[۱] Current-based Steady-state Capacity Curve



شکل ۴–۳. منحنی ظرفیت مبتنی بر جریان حالت دائمی (CSCC) یک واحد تولید پراکنده

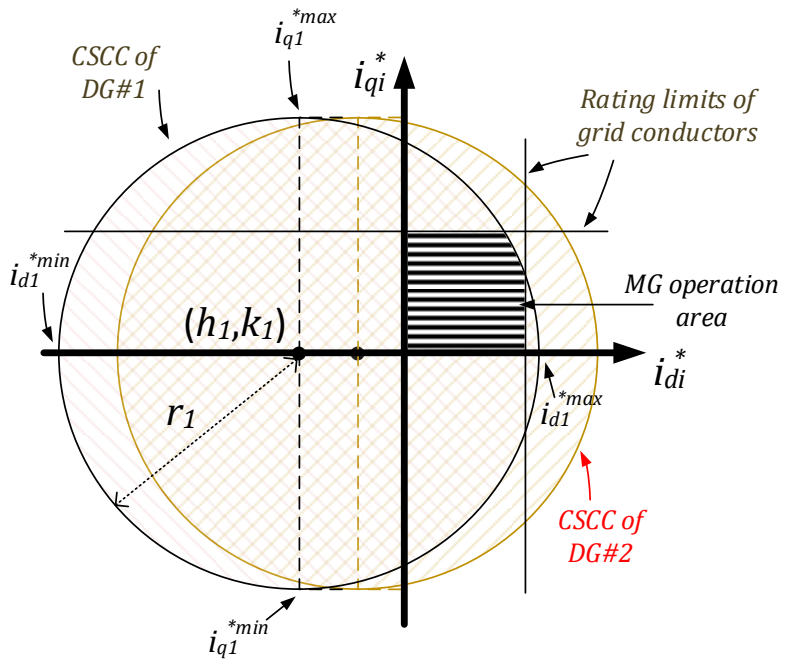
همانطورکه در این شکل مشخص است، چهار کمیت جریان به‌عنوان حدود کنترلی بالا و پایین منحنی‌های مشخصه افتی قبلی می‌باشند که از معادله دایره بدست آمده و به‌صورت زیر قابل محاسبه‌اند:

$$\begin{aligned} i_{di_\max}^* &= 0.5R_i^{-1}(-\left|v_{di}^*\right| + \sqrt{(v_{di}^*)^2 + 4R_i v_{dc_i}^* i_{dc_i}^*}) \\ i_{di_\min}^* &= -0.5R_i^{-1}(\left|v_{di}^*\right| + \sqrt{(v_{di}^*)^2 + 4R_i v_{dc_i}^* i_{dc_i}^*}) \end{aligned} \quad (۲۳\text{-}۴)$$

$$\begin{aligned} i_{qi_\max}^* &= 0.5R_i^{-1}\sqrt{(v_{di}^*)^2 + 4R_i v_{dc_i}^* i_{dc_i}^*} \\ i_{qi_\min}^* &= -0.5R_i^{-1}\sqrt{(v_{di}^*)^2 + 4R_i v_{dc_i}^* i_{dc_i}^*} \end{aligned} \quad (۲۴\text{-}۴)$$

٤–۳–۲– تعیین ناحیه عملکرد دائمی و بررسی تأثیر تغییر پارامترها

هر یک از واحدهای تولید پراکنده در ریزشبکه به دلیل تفاوت در پارامترهای آن‌ها، می‌تواند CSCC مربوط به خود را داشته باشد. در این حالت، همپوشانی منحنی‌ها را می‌توان به‌عنوان ناحیه عملکرد کل ریزشبکه در نظر گرفت. این ناحیه به همراه محدودیتهای محاسبه شده قبلی و نیز محدودیتهای جریان نامی هادی‌های زیرشبکه، ناحیه عملکرد ریزشبکه را تشکیل می‌دهند. در شکل ۴–۴ این ناحیه که در شرایط جزیره‌ای در ربع اول قرار گرفته، نشان داده شده است.



شکل ۴–۴. منحنی‌های ظرفیت مبتنی بر جریان حالت دائمی (CSCC) و ناحیه عملکرد یک ریزشبکه جزیره‌ای

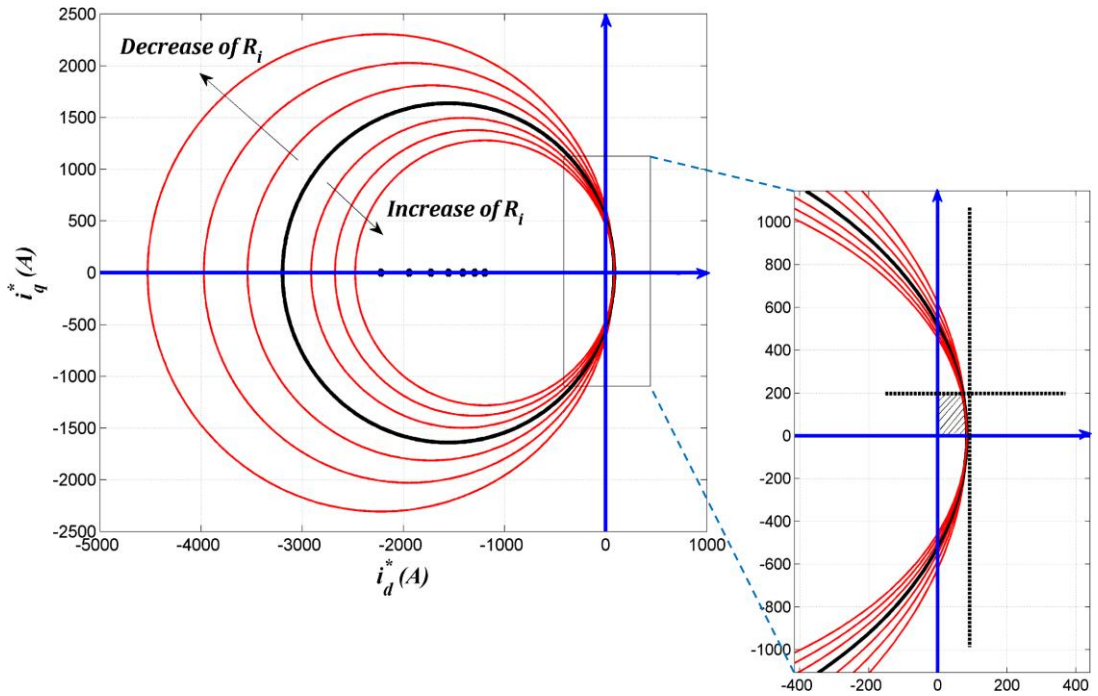
مرکز و شعاع CSCC (و درنتیجه نقاط حداقل و حداکثر بدست آمده از آن) می‌توانند در شرایط ماندگار به دلیل تغییرات احتمالی در پارامترهای مداری ریزشبکه، تغییر کنند. بر اساس رابطه (۴-۲۲)، دو نوع تغییر در پارامترها می‌تواند CSCC را تحت تأثیر قرار دهد:

۱- تغییرات مقاومت فیلتر R_i ناشی از دمای محیط، عدم تطابقهای مقادیر نامی و عملیاتی و غیره؛

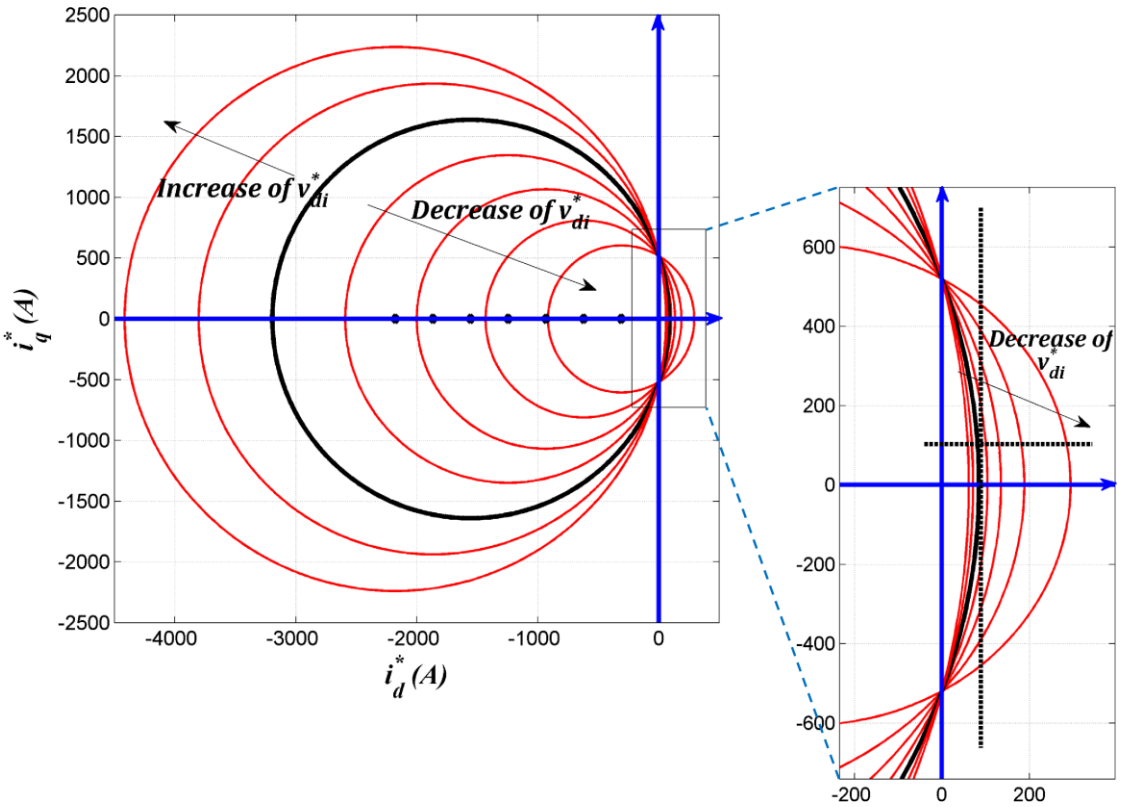
۲- تغییرات ولتاژ مرجع سمت AC (v^*_{di}) که توسط مشخصه افتی تولید شده و می‌تواند به دلیل ماهیت متغیر تولید در منابع انرژی تجدیدپذیر، تغییر نماید.

به‌منظور مطالعه تغییرات CSCC و حدود آن در شرایط وقوع تغییرات اجتناب‌ناپذیر فوق‌الذکر، دایره‌های نمونه‌ای با تغییر این پارامترها ترسیم شدند. فرض شده‌است که حداکثر بازه تغییرات ممکن برای R_i برابر ±30% باشد. همچنین تغییرات ولتاژ تا حداکثر ۸۰٪ مقدار نامی در نظر گرفته شده است [88]. شکل ۴–۵ و شکل ۴–۶ تغییرات CSCC را برای انواع مختلف تغییرات پارامترها نشان می‌دهد.

همان‌طور که در شکل‌ها مشخص است، تغییرات R_i تأثیر قابل‌توجهی روی ناحیه عملکرد ریزشبکه در ربع اول در شرایط ماندگار نمی‌گذارد. اما تأثیر تغییرات v^*_{di} باید بیشتر در نظر گرفته شود.



شکل ۴–۵. تغییرات دایره‌های CSCC ناشی از تغییر در R_i



شکل ۴–۶. تغییرات دایره‌های CSCC ناشی از تغییر در V^*_{di}

۴–۴. تعیین محدودیتهای فرکانس و ولتاژ براساس تحلیل حالت دینامیکی

یک تغییر کوچک در جریان‌های واحد تولید پراکنده (ناشی از تغییرات در بار یا تولید)، می‌تواند موجب ایجاد یک تغییر جریان در معادلات چارچوب dq گردد که این تغییرات را با Δi_{di1} و Δi_{qi1} نشان

می‌دهیم. این تغییرات درواقع انحراف جریان‌ها نسبت به حالت دائمی هستند که به‌صورت زیر نشان داده می‌شوند:

$$i_{di1} = i^*_{di1} + \Delta i_{di1} \quad , \quad i_{qi1} = i^*_{qi1} + \Delta i_{qi1} \tag{۲۵-۴}$$

که در آن i_{dqi1} و i^*_{dqi1}، به‌ترتیب جریان‌های واحد تولید پراکنده در دو حالت دینامیکی و دائمی می‌باشند. با استفاده از (۴-۱۳) و (۴-۱۴) و (۴-۲۵)، معادلات زیر بدست می‌آیند:

$$i^*_{di1} = i_{di1} - \Delta i_{di1} = \alpha_i'^{-1}(f'_{0i} - f_{i1} + \Delta f_{i1}) \tag{۲۶-۴}$$

$$i^*_{qi1} = i_{qi1} - \Delta i_{qi1} = -\beta_i'^{-1}(v'_{0i} - v_{i1} + \Delta v_{i1}) \tag{۲۷-۴}$$

که در آن‌ها، Δf_{i1} و Δv_{i1}، به ترتیب انحرافات فرکانس و ولتاژ در نقطه PCC بر اساس مؤلفه هارمونیکی اصلی می‌باشد. با قراردادن (۴-۲۶) و (۴-۲۷) در (۴-۲۱)، رابطه بین فرکانس و دامنه ولتاژ به‌صورت زیر بدست می‌آید:

$$\begin{aligned}\alpha_i'^{-2}(f'_{0i} - f_{i1} + \Delta f_{i1})^2 + \beta_i'^{-2}(v'_{0i} - v_{i1} + \Delta v_{i1})^2 + R_i^{-1} v^*_{di}\alpha_i'^{-1}(f'_{0i} - f_{i1} + \Delta f_{i1}) \\ - R_i^{-1} v^*_{dc_i} i^*_{dc_i} = 0\end{aligned} \tag{۲۸-۴}$$

با انجام محاسبات جبری، در نهایت رابطه (۴-۲۹) بدست می‌آید:

$$A f_{i1}^2 + B v_{i1}^2 + D f_{i1} + E v_{i1} + F = 0 \tag{۲۹-۴}$$

که در آن:

$$A = \alpha_i'^{-2} \quad , \quad B = \beta_i'^{-2} \tag{۳۰-۴}$$

$$D = -2\alpha_i'^{-2} f'_{0i} - 2\alpha_i'^{-2}\Delta f_{i1} - R_i^{-1} V^*_{di}\alpha_i'^{-1} \tag{۳۱-۴}$$

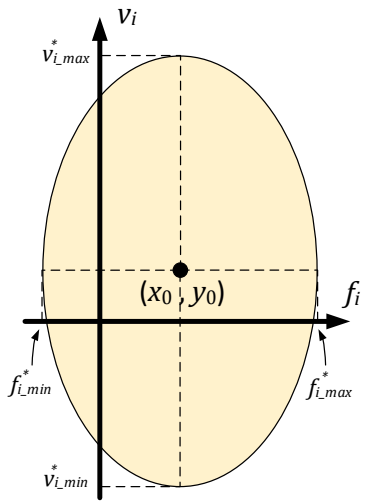
$$E = -2\beta_i'^{-2} v'_{0i} - 2\beta_i'^{-2}\Delta v_{i1} \tag{۳۲-۴}$$

$$F = \alpha_i'^{-2}(f'_{0i} + \Delta f_{i1})^2 + \beta_i'^{-2}(v'_{0i} + \Delta v_{i1})^2 + R_i^{-1} v^*_{di}\alpha_i'^{-1}(f'_{0i} + \Delta f_{i1}) - R_i^{-1} v^*_{dc_i} i^*_{dc_i} \tag{۳۳-۴}$$

رابطه (۴-۲۹)، معادله یک بیضی با شکل کلی $Ax^2+By^2+Dx+Ey+F=0$ است. مرکز این بیضی نقطه $(x_0, y_0) = (-D/2A, -E/2B)$ و قطرهای آن $d_1=\mu.a$ و $d_2=\mu.b$ می‌باشند که به‌صورت زیر قابل محاسبه‌اند:

$$\begin{aligned}&\begin{pmatrix} x_0 \\ y_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f'_{0i} + \Delta f_{i1} + 0.5 R_i^{-1}\alpha_i' v^*_{di} \\ v'_{0i} + \Delta v_{i1} \end{pmatrix} \\ &a = \alpha_i' \quad , \quad b = \beta_i' \\ &\mu = 0.5 R_i^{-1}\sqrt{(v^*_{di})^2 + 4 R_i v^*_{dc_i} i^*_{dc_i}}\end{aligned} \tag{۳۴-۴}$$

شکل ۴–۷ منحنی بیضی شکل مربوط به رابطه (*v-f*) برای یک واحد تولید پراکنده است. محدودیت‌های فرکانس و دامنه ولتاژ با کمک این بیضی به شرح ذیل قابل محاسبه است:



شکل ۴–۷. منحنی بیضی‌شکل رابطه فرکانس و ولتاژ هر واحد تولید پراکنده

$$f^*_{i_\max} = {}^{d_1}\!/_2 + x_0 = f'_{0i} + \Delta f_{i1} + 0.5R_i^{-1}\alpha'_i[0.5\sqrt{(v^*_{di})^2 + 4R_i v^*_{dc_i} i^*_{dc_i}} + |v^*_{di}|] \quad (۳۵\text{-}۴)$$

$$f^*_{i_\min} = -({}^{d_1}\!/_2 - x_0) = f'_{0i} + \Delta f_{i1} - 0.5R_i^{-1}\alpha'_i[0.5\sqrt{(v^*_{di})^2 + 4R_i v^*_{dc_i} i^*_{dc_i}} + |v^*_{di}|] \quad (۳۶\text{-}۴)$$

$$v^*_{i_\max} = {}^{d_2}\!/_2 + y_0 = v'_{0i} + \Delta v_{i1} + 0.5R_i^{-1}\beta'_i[0.5\sqrt{(v^*_{di})^2 + 4R_i v^*_{dc_i} i^*_{dc_i}}] \quad (۳۷\text{-}۴)$$

$$v^*_{i_\min} = -({}^{d_2}\!/_2 - y_0) = v'_{0i} + \Delta v_{i1} - 0.5R_i^{-1}\beta'_i[0.5\sqrt{(v^*_{di})^2 + 4R_i v^*_{dc_i} i^*_{dc_i}}] \quad (۳۸\text{-}۴)$$

از بیضی (*v-f*) فوق‌الذکر، محدوده کنترلی فرکانس و دامنه ولتاژ بدست می‌آید. این بازه، در عملکرد سیستم کنترل اهمیت دارد تا بوسیله آن بتوان نقطه کار ولتاژ مناسبی را برای هر واحد تولید پراکنده تنظیم نمود. در قسمتی از منحنی بیضی که در ربع اول واقع شده‌است (یعنی ناحیه مثبت)، مقادیر مثبت فرکانس و دامنه ولتاژ قرار دارند و ولتاژ واحد تولید پراکنده بایستی در این ناحیه تثبیت شود.

همان‌طور که در (۴-۳۴) نشان داده شده است، مختصات مرکز بیضی به پارامترهای سیستم و نقاط کار آن بستگی دارد. این پارامترها به‌گونه‌ای قابل انتخاب هستند که سطح بیضی در ناحیه مثبت افزایش یابد (یعنی بیضی به سمت بالا و راست حرکت داده شود). به عبارت دیگر افزایش مساحت بیضی در ربع اول می‌تواند با حرکت دادن مرکز بیضی به سمت راست و افزایش شعاع‌های آن ممکن باشد. اما جابجایی کنترل نشده بیضی مربوط به یک واحد تولید پراکنده، می‌تواند منجر به عملکرد نامطلوب سیستم کنترل شود، چراکه نقطه مرجع ممکن است در خارج از منحنی واقع شود و عملکرد تعقیب

سیگنال مرجع در سیستم کنترل دچار مشکل گردد. علاوه بر این، تغییر نامناسب شعاع‌ها نیز می‌تواند منجر به مقادیر کمتری برای ولتاژ و فرکانس گردد که قابل قبول نمی‌باشد.

۴–۵. جبرانسازی هارمونیک‌های ولتاژ خروجی

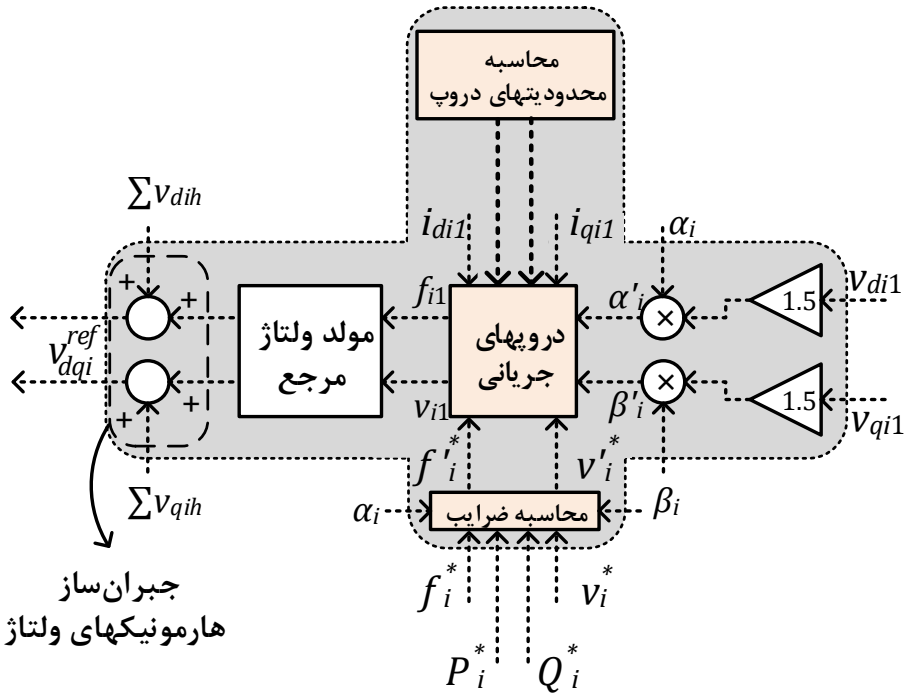
از آنجایی که کنترل‌کننده مشخصه افتی ارائه شده در فرکانس اصلی بدست آمده است، لذا مولفه‌های هارمونیکی مختلف ولتاژهای PCC بایستی در حلقه ولتاژ محاسبه و در نظر گرفته‌شوند. مؤلفه‌های d و q ولتاژهای PCC را می‌توان به‌صورت زیر نوشت [89]:

$$v_{dqi} = v_{dq\,i1} + \sum_{h=2}^{\infty} v_{dqi\,h} \qquad (۳۹\text{-}۴)$$

که در آن، v_{dqi1} و Σv_{dqih}، به ترتیب ولتاژهای مؤلفه‌های فرکانس اصلی و مجموع سایر مولفه‌های هارمونیکی ولتاژ در چارچوب مرجع dq در نقطه PCC می‌باشند. این مجموع ولتاژهای هارمونیکی باید توسط کنترل‌کننده محلی هر واحد تولید پراکنده جبران شود. جمله مربوط به مجموع ولتاژهای هارمونیکی را می‌توان با استفاده از یک فیلتر پایین‌گذر (LPF) از موج اصلی استخراج نمود [89]:

$$\sum_{h=2}^{\infty} v_{dqi\,h} = (1 - LPF) v_{dqi} \qquad (۴۰\text{-}۴)$$

که LPF یک فیلتر پایین‌گذر برای استخراج مؤلفه هارمونیک اصلی ولتاژهای v_{dqi} می‌باشد. به‌منظور کاهش اثر بارهای غیر خطی که در اثر آن‌ها نیز ولتاژهای PCC دچار اعوجاجات هارمونیکی می‌شوند، رابطه (۴-۴۰) مطابق شکل ۴–۸ به سیگنال ولتاژ مرجع تولیدی توسط کنترل‌کننده توان (مشخصه افتی) اضافه می‌شود تا در ورودی مرجع به حلقه کنترل ولتاژ، هارمونیک‌ها نیز در نظر گرفته شده باشند. شکل ۴–۸ بلوک دیاگرام کنترل اولیه ارائه شده به همراه جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ را نشان می‌دهد.



شکل ۴–۸. بلوک دیاگرام کنترل اولیه مبتنی بر مشخصه افتی جریانی ارائه شده به همراه جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ خروجی

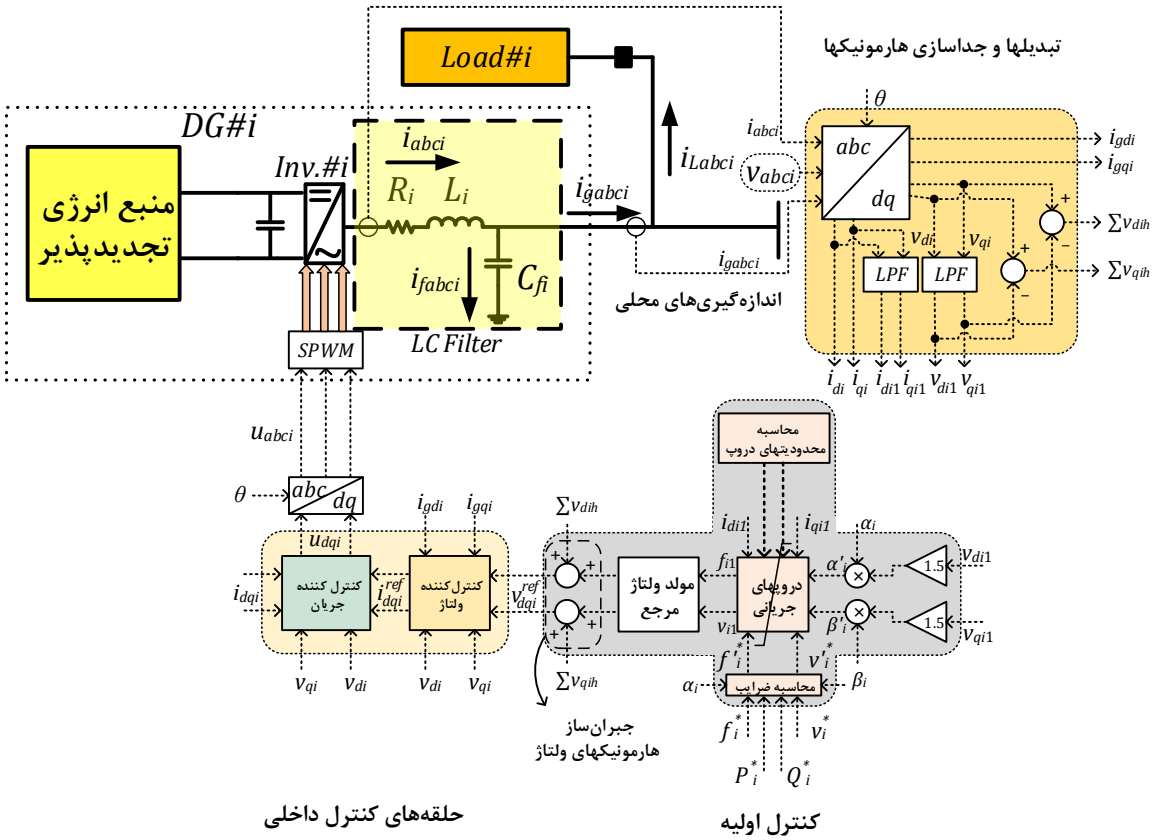
۴–۶. شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

به‌منظور بررسی و تأیید روش کنترلی ارائه شده، سیستم ریزشبکه شکل ۴–۱ در محیط MATLAB/SIMULINK شبیه‌سازی شده‌است. ساختار کلی کنترل کننده محلی ارائه شده در شکل ۴–۹، فلوچارت فرآیند کنترلی در شکل ۴–۱۰ و مشخصات ریزشبکه در جدول ۴-۱ ارائه گردیده است.

در سناریو شبیه‌سازی شده، ابتدا ریزشبکه در شرایط ماندگار در حال کار است و هر دو واحد تولید پراکنده، بارهای ریزشبکه را تغذیه می‌کنند. سپس به‌منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی در شرایط مختلف، تغییرات تصادفی بار و تولید در دو نوع بار خطی و غیر خطی (هارمونیکی) اعمال شده است. سناریوهای مورد نظر عبارتند از:

- سناریو ۱: تغییرات بار خطی در شرایط ثابت بودن تولید (ثابت بودن ولتاژ سمت DC)
- سناریو ۲: تغییرات بار غیر خطی در شرایط ثابت بودن ولتاژ سمت DC
- بار غیرخطی به صورت یک یکسوساز دیودی در نظر گرفته شده که یک بار RL را تغذیه می کند. در سناریو مربوط به بار خطی، بار RL بدون یکسوساز به شبکه متصل شده است.

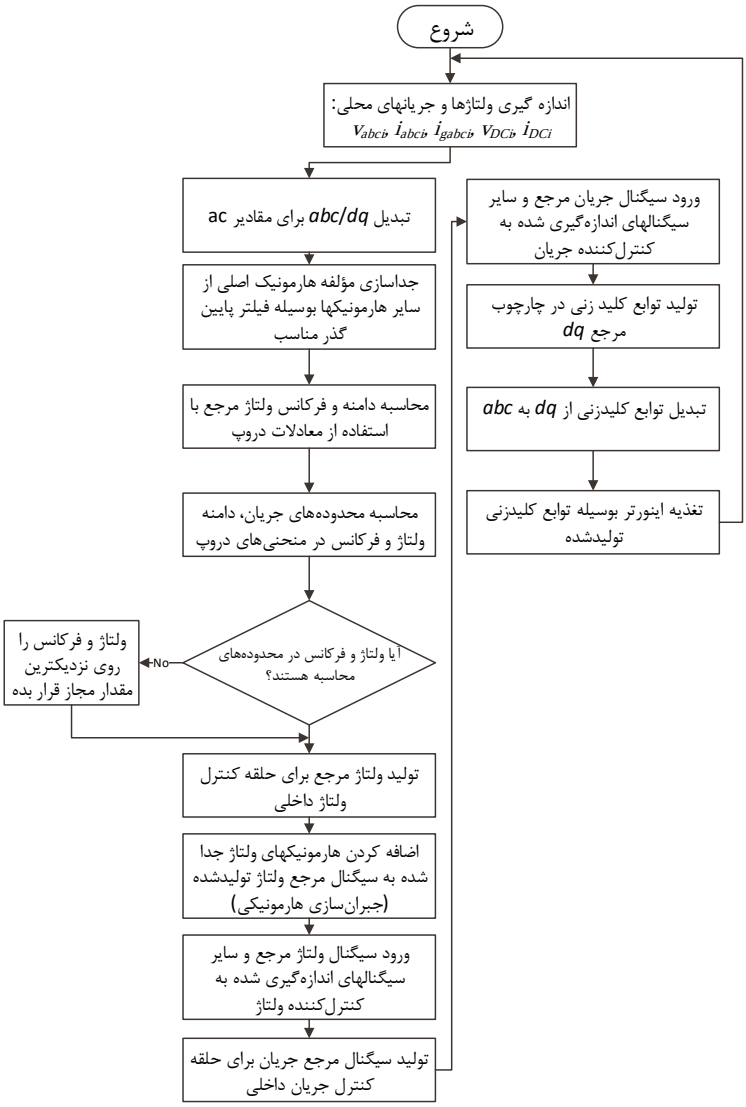
- هر سناریو از سه منظر تثبیت ولتاژ در نقطه PCC، هارمونیک‌های ولتاژ و تقسیم توان اکتیو و راکتیو مناسب میان واحدهای تولید پراکنده مورد بررسی قرار گرفته است.
- در ابتدا یک بار محلی پایه (R_{1DGi} و L_{1DGi}) توسط واحدهای تولید پراکنده تغذیه می‌شود. سپس تغییر بارها در دو زمان t_1=0.2 sec و t_2=0.4 sec صورت می‌گیرد که بترتیب به‌صورت ورود ناگهانی بارهای محلی (R_{2DGi} و L_{2DGi}) و بارهای مشترک (R_c و L_c) مدل شده‌است. بارهای محلی نسبت به مقدار اولیه خود، هر یک در حدود ۷۵٪ افزایش می‌یابند. به بار مشترک نیز نسبت به مقدار بار کل ریز شبکه، در حدود ۲۱٪ اضافه می‌شود. مقادیر نامی بارها در جدول ۴-۱ ارائه شده‌اند. فرض شده که از نظر مقادیر نامی مشکلی در مورد تأمین توان اکتیو و راکتیو توسط واحدهای تولید پراکنده وجود ندارد.



شکل ۴-۹. کنترل‌کننده محلی ارائه شده برای هر واحد تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر

جدول ۴-۱. مشخصات ریزشبکه مورد مطالعه ۱ [55], [80]

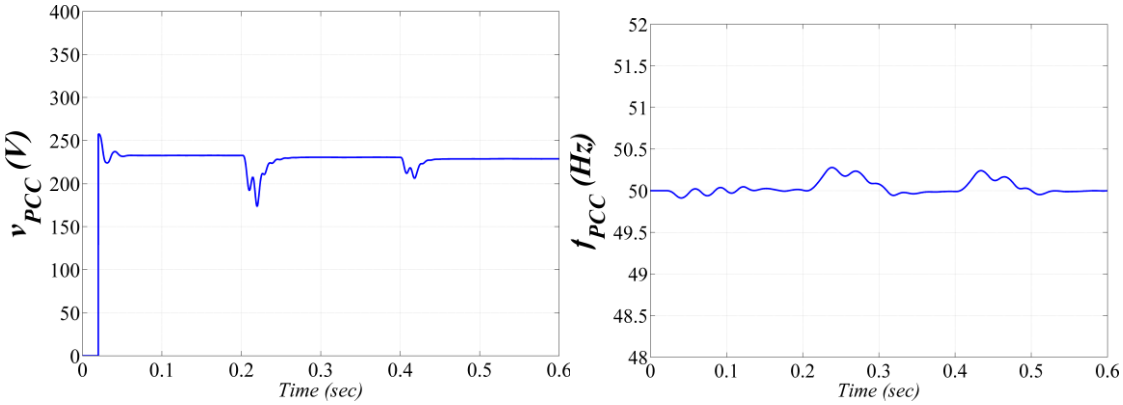
پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
ولتاژ نامی	۲۲۰/۳۸۰ ولت	R_i	۰,۱ میلی اهم	بار محلی۱: R_{1DGi}	٤۰ اهم
ولتاژ لینک DC	۹۰۰ ولت	L_i	۰,٤۵ میلی هانری	بار محلی۱: L_{1DGi}	۱۰ میلی هانری
فرکانس اصلی	۵۰ هرتز	C_{fi}	۱۲۰ میکروفاراد	بار محلی۲: R_{2DGi}	۳۰ اهم
فرکانس کلیدزنی	۱۰ کیلوهرتز	R_g	۱٤,۵ میلی اهم	بار محلی۲: L_{2DGi}	۱۰ میلی هانری
توان نامی	۱۵ کیلوولت‌آمپر	L_g	۰,۰٦ میلی هانری	بار مشترک: R_c	۳۰ اهم
ضریب دروپ ولتاژ	۰,۰۰٦۲۵	C_{DCi}	۲۲۰۰ میکروفاراد	بار مشترک: L_c	۱۰ میلی هانری
ضریب دروپ فرکانس	۰,۰۰۳۵	ضرایب PI در کنترلر ولتاژ (K_{pv},K_{Iv})	(۰,۱ و ۱)	ضرایب PI در کنترلر جریان (K_{pc},K_{Ic})	(۰,۰۷ و ٤۹۵)



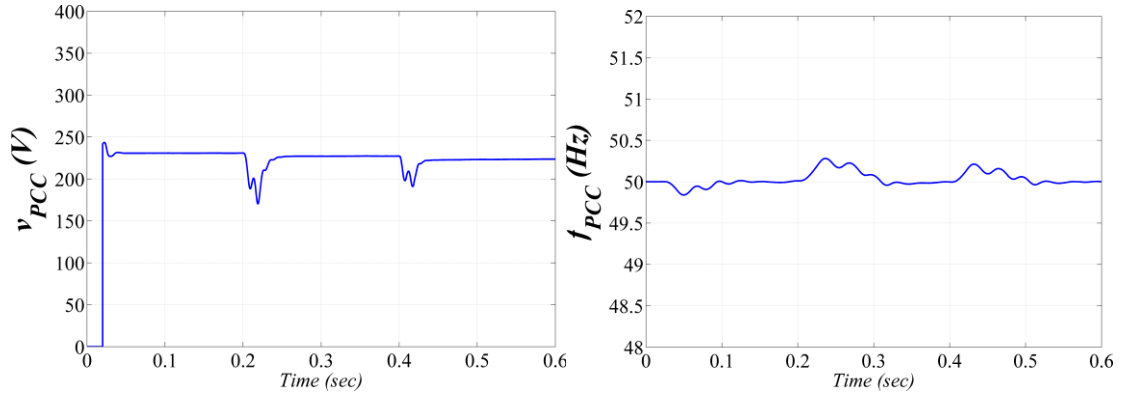
شکل ۴-۱۰. فلوچارت فرآیند کنترلی برای هر واحد واحد تولید پراکنده

٤-۶-۱- تثبیت ولتاژ

نتایج شبیه‌سازی سناریوهای مختلف از نظر دامنه و فرکانس ولتاژ در نقطه PCC، در شکل ۴-۱۱ و شکل ۴-۱۲ ارائه شده است. در همه شبیه‌سازی‌ها، دامنه ولتاژهای PCC و فرکانس آن در حد قابل قبول ولتاژ مرجع قرار می‌گیرد و تغییرات قابل قبولی را در طول شبیه‌سازی نشان می‌دهد. همچنین، مطابق شکل ۴-۱۲، موج ولتاژهای PCC در همه سناریوها پس از طی یک دوره گذرای بسیار کوتاه، در مقدار مطلوب حفظ شده‌اند. در این شکل، ولتاژهای سه فاز PCC نشان داده شده‌اند. و از نظر هارمونیکی نیز شرایط مناسبی دارند.



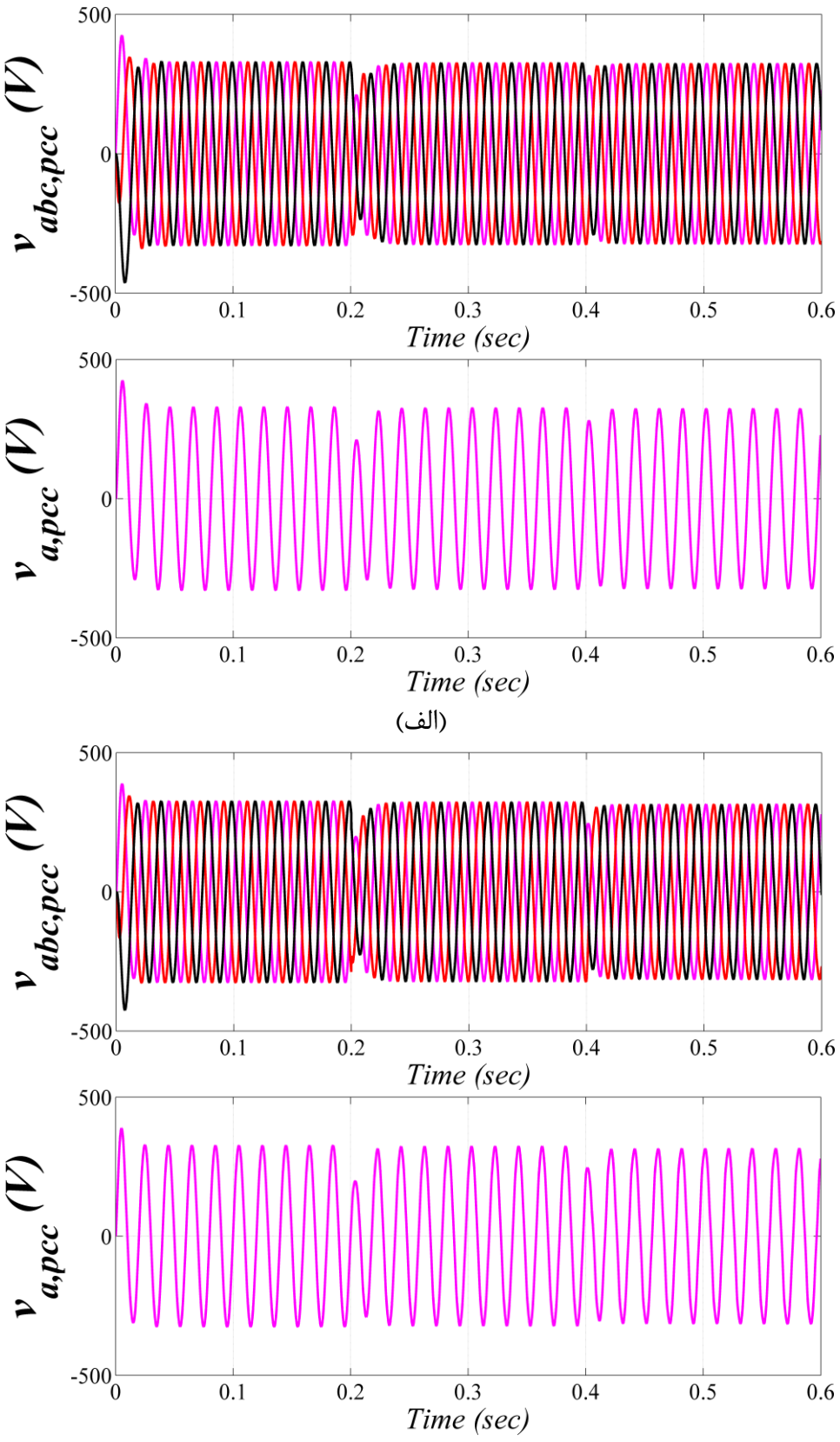
(الف)



(ب)

شکل ۴-۱۱. تغییرات دامنه (rms) و فرکانس ولتاژ سه فاز در نقطه اتصال مشترک (PCC) (الف) سناریو ۱ (ب) سناریو ۲

این شکل‌ها نشان می‌دهند که تکنیک کنترلی ارائه شده، توانایی خوبی برای تنظیم ولتاژ واحدهای تولید پراکنده ریزشبکه به‌منظور ایجاد ولتاژهای سه فاز سینوسی متعادل دارد.



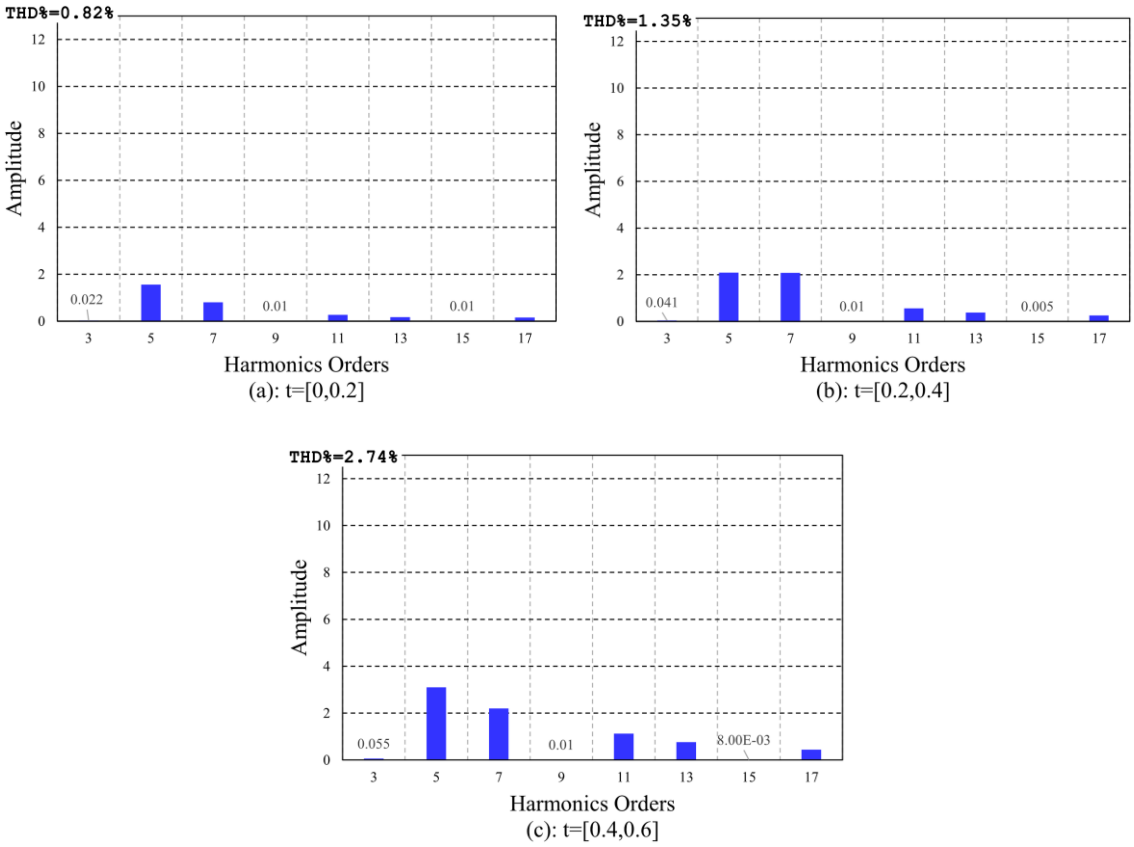
شکل ۴–۱۲. تغییرات شکل موج ولتاژ فازی سه فاز و ولتاژ فازی یکی از فازها در نقطه اتصال مشترک (PCC) (الف) سناریو ۱ (ب) سناریو ۲

٤-٦-٢- هارمونیک‌های ولتاژ

شکل ۴-۱۳ مقادیر محتوای هارمونیکی و THD ولتاژهای PCC را برای سناریو ۲ نشان می‌دهد. همانطورکه در این شکل مشخص است، مقادیر THD ولتاژ در بازه استاندارد IEC61000-2-2 [90] قرار گرفته‌اند و مقدار THD ولتاژ PCC، تقریباً تثبیت شده است و با وجود تغییر قابل ملاحظه در مقادیر بار ریزشبکه و هارمونیک‌های آن (استفاده از بار غیر خطی در سناریو شبیه‌سازی ۲) مقدار THD هنوز در بازه استاندارد حفظ گردیده‌است.

به‌منظور بررسی دقیق‌تر موضوع، هارمونیک‌های مختلف ولتاژ در حالت دارای بار غیرخطی برای بازه‌های زمانی مختلف در شبیه‌سازی، در شکل ۴-۱۳ نشان داده شده است. در اینجا نیز مشاهده می‌شود هارمونکیهای ولتاژ مطابق استاندارد IEC61000-2-2 در محدوده استاندارد قرار گرفته‌اند.

در این شکلها، ناچیز بودن مضربهای ۳ به دلیل نوع سیستم سه فاز متعادل سه سیمه و در نتیجه حذف هارمونیک‌های مضرب ۳ است.



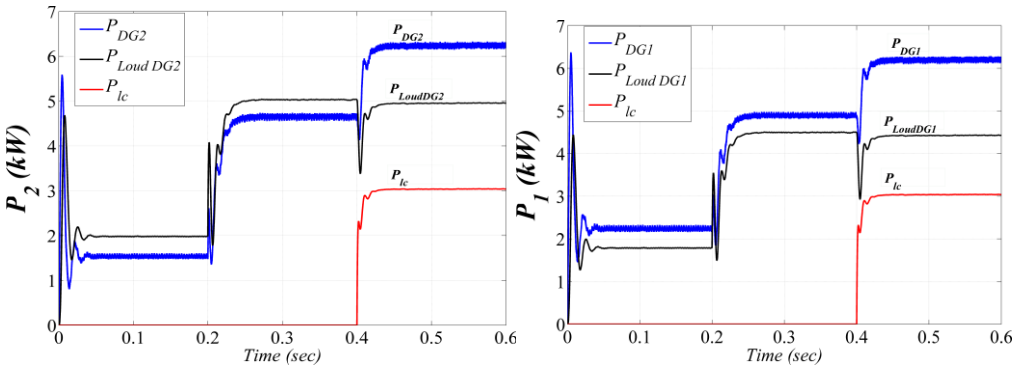
شکل ۴-۱۳. محتویات هارمونیکی ولتاژهای PCC در سناریو ۲ برای بازه های زمانی مختلف

٤-٦-٣- تقسیم توان اکتیو و راکتیو

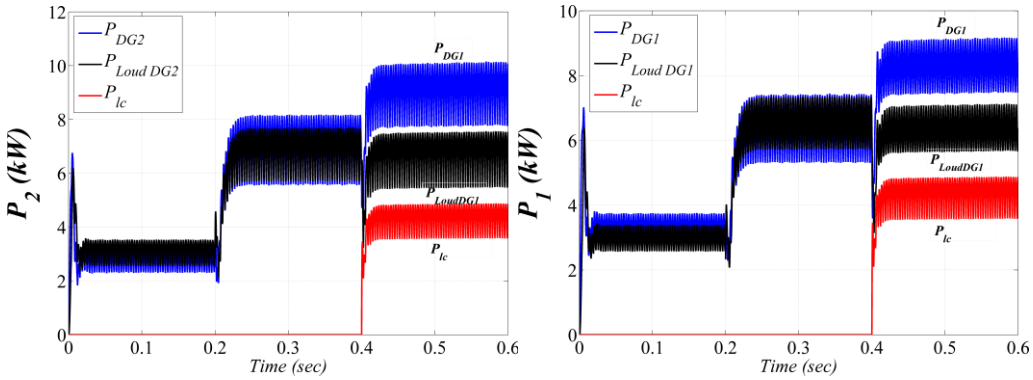
شکل ۴-۱۴ و شکل ۴-۱۵، توان‌های اکتیو و راکتیو واحدهای تولید پراکنده را در بارهای خطی و غیر خطی ریز شبکه نشان می‌دهند. زیرنویس lc در توان‌های اکتیو و راکتیو شکل‌ها، مربوط به بار مشترکی (P_{lc}) است که در زمان 0.4 وارد می‌شود. همانطورکه مشاهده می‌شود، واحدهای تولید پراکنده می‌توانند توان اکتیو بارهای خطی و غیرخطی محلی خود را که شامل هارمونیک اصلی و سایر هارمونیکهاست، در شرایط ماندگار و با زمان گذرای مناسبی تأمین نماید. از سوی دیگر، واحدهای تولید پراکنده توان راکتیو تولیدی توسط فیلتر AC را نیز مصرف می‌کنند تا ولتاژهای PCC در مقدار مطلوب خود باقی بماند. پس از اینکه بار محلی در t=0.2 sec تغییر کرد، واحدهای تولید پراکنده بوسیله کنترل‌کننده‌های ارائه شده به‌گونه‌ای تنظیم می‌شوند که توان اکتیو اضافه شده را مطابق شکل ۴-۱۴ تأمین نمایند. لذا واحدهای تولید پراکنده با تعقیب مؤلفه d جریان، عملکرد مناسبی در تقسیم توان اکتیو دارا می‌باشند.

توان راکتیو واحدهای تولید پراکنده به‌گونه‌ای تغییر می‌کند که در PCC ولتاژهای سینوسی داشته باشیم. با اتصال بار مشترک به PCC در t=0.4 sec، واحدهای تولید پراکنده به‌خوبی توان اکتیو و راکتیو بار را تأمین می‌کنند به‌گونه‌ای که ولتاژهای PCC در مقادیر مطلوب خود حفظ شوند.

نوسانی بودن توان‌های لحظه‌ای در سناریو ۲ به دلیل هارمونیک‌های ولتاژ و جریان (خصوصا جریان) است. لذا نمودار این توان‌های لحظه‌ای که از حاصلضرب ولتاژها و جریانهاست نوسانی خواهند شد [86]. در بار خطی به دلیل هارمونیک کم جریان بار، این نوسانات در نمودار توان لحظه‌ای بسیار ناچیز است.

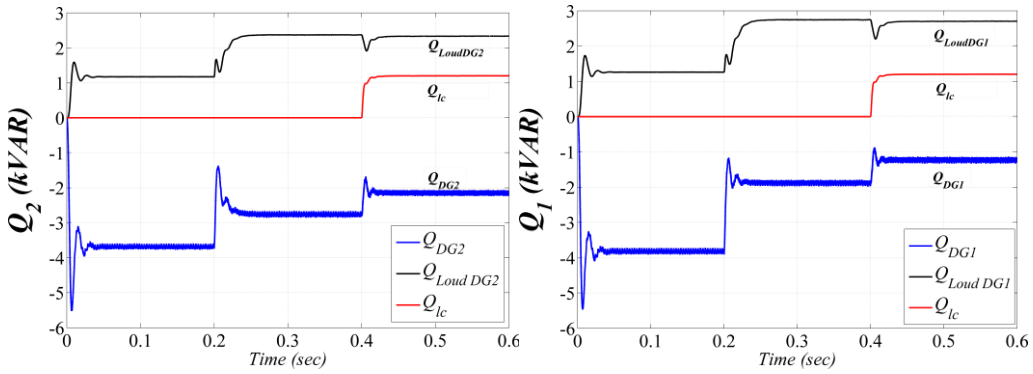


(الف)

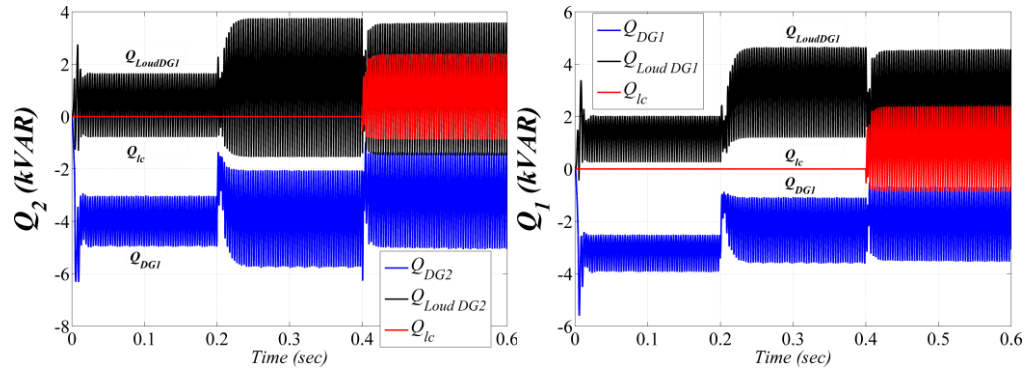


(ب)

شکل ۴–۱۴. تقسیم توان اکتیو در سناریوهای مختلف (الف) سناریو ۱ (ب) سناریو ۲



(الف)



(ب)

شکل ۴–۱۵. تقسیم توان راکتیو در سناریوهای مختلف (الف) سناریو ۱ (ب) سناریو ۲

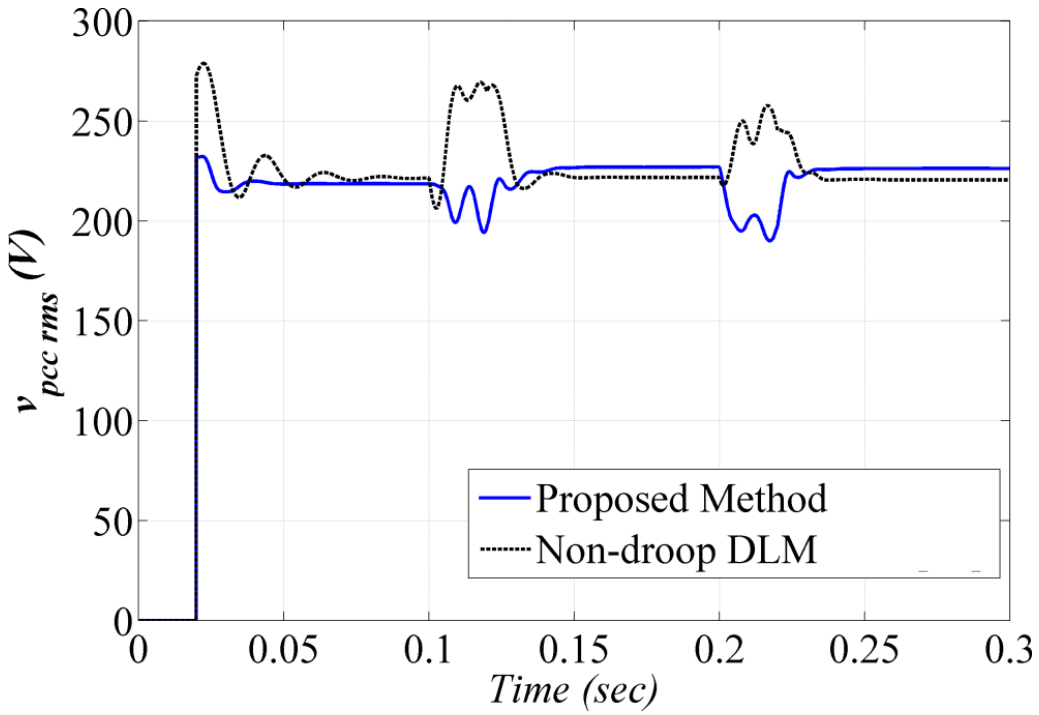
۴–۷. مقایسه روش ارائه شده با رویکرد غیر سلسله‌مراتبی

در این بخش، به‌منظور بررسی عملکرد روش ارائه شده، مقایسه‌ای با یکی از رویکردهای غیرسلسله‌مراتبی اخیر مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف (DLM[۱]) که در [80] ارائه شده، صورت گرفته

[۱] Direct Lyapunov Method

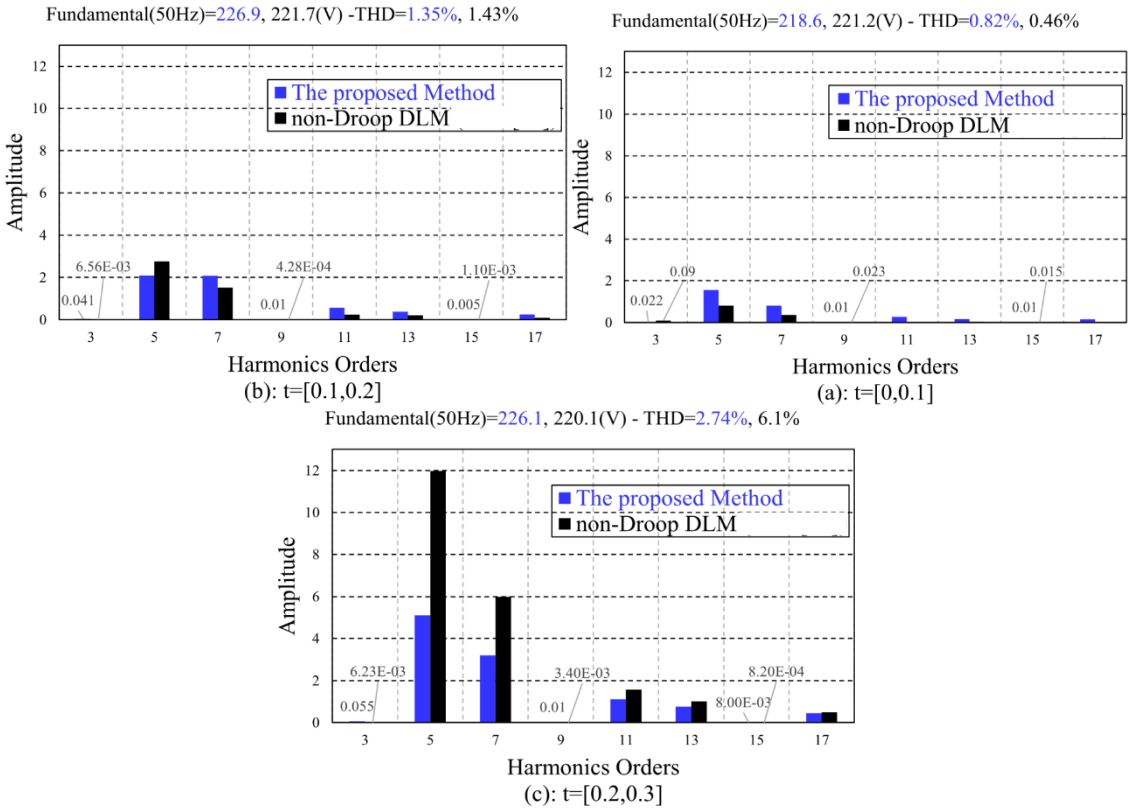
است. به‌منظور تطابق سناریوها، کمی مدت زمان سناریو شبیه‌سازی قبلی تغییر یافته است؛ به این ترتیب که زمانهای تغییر بار از 0.2 و 0.4 به 0.1 و 0.3 تقلیل یافته‌اند. همچنین تنها رویکرد دارای بارغیرخطی (سناریو ۲) به‌عنوان بدترین حالت ممکن برای عملکرد ریزشبکه درنظر گرفته شده است.

شکل ۴–۱۶، مقایسه بین ولتاژها در روش ارائه شده با روش مرجع [80] را نشان می‌دهد. واضح است که روش ارائه شده عملکرد مناسب‌تری را نشان می‌دهد. مشخصه‌های گذرای پاسخ ولتاژ (زمان نشست و فراجهش) در روش سلسله‌مراتبی ارائه شده بهتر از روش غیرسلسله‌مراتبی مبتنی بر لیاپانوف در مرجع [80] می‌باشد.

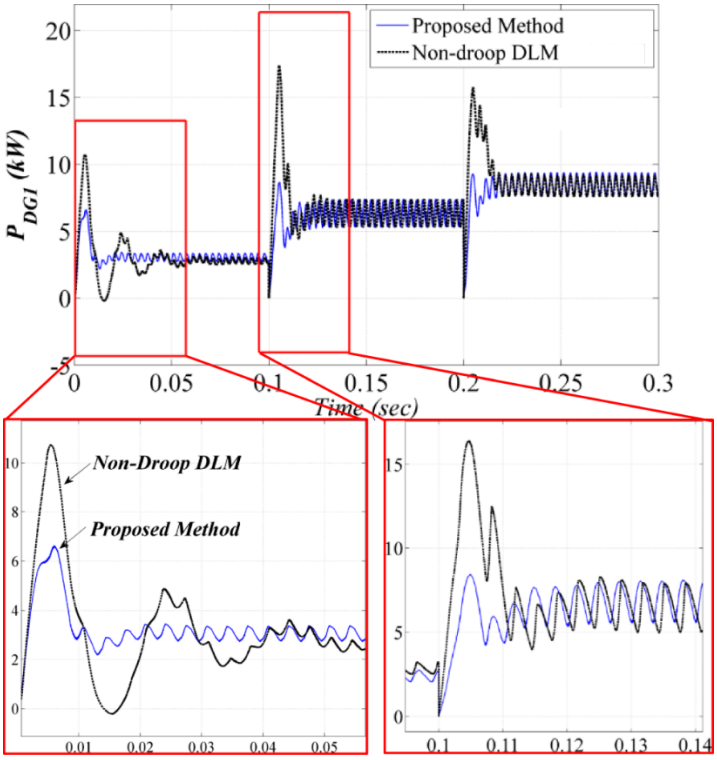


شکل ۴–۱۶. مقایسه تغییرات دامنه (rms) ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) برای سناریو ۲

مقایسه هارمونیکی میان این دو روش نیز در شکل ۴–۱۷ نشان داده شده‌است. همان‌طور که از شکل پیداست، علیرغم قرارداشتن مقادیر هارمونیکها در بازه مجاز استاندارد IEC61000-2-2 در هر دو روش، میزان قابلیت جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ در روش ارائه شده، شرایط بهتری را در بارهای بیشتر دارد. هر چند، در سطوح بار پایین‌تر، روش ارائه شده در [80] مقدار THD کمتری دارد؛ اما با افزایش بار و افزایش هارمونیک ولتاژ، جبران‌سازی کمتری صورت می‌گیرد و THD روش ارائه شده بهتر می‌شود.



شکل ۴–۱۷. مقایسه تغییرات هارمونیک‌های ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) برای سناریو ۲



شکل ۴–۱۸. مقایسه تغییرات توان اکتیو برای سناریو ۲

مقایسه بین تقسیم توان اکتیو نیز در شکل ۴–۱۸ نشان داده‌شده است. عملکرد روش ارائه شده به وضوح بهتر از روش ارائه شده در [80] است. حالت گذرای کمتر و سرعت بیشتر در رسیدن به حالت دائمی از مزایای روش ارائه شده می‌باشد.

۴–۸. جمع‌بندی

در این فصل، یک کنترل‌کننده چند حلقه‌ای چندمنظوره سلسله‌مراتبی شامل کنترل سطح صفر، کنترل اولیه و کنترل ولتاژ DC بر اساس مدل دینامیکی ریزشبکه ارائه شده است تا دامنه ولتاژ و فرکانس آن در نقطه اتصال مشترک (PCC) تنظیم شده و تقسیم توان اکتیو و راکتیو مناسبی میان واحدهای تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر صورت گیرد. به‌منظور کامل‌شدن حلقه کنترل ولتاژ، یک کنترل‌کننده مشخصه افتی بهبود یافته ارائه شده‌است که تأثیر بارهای غیر خطی بر ولتاژهای PCC را از جبران می‌کند. در این خصوص، از جداسازی مؤلفه‌های هارمونیکی ولتاژ PCC استفاده شده‌است. همچنین حدود بالا و پایین منحنی‌های مشخصه افتی ولتاژ و فرکانس با استفاده از منحنی CSCC تحلیل و محاسبه شده‌است. مقایسه با یکی از روش‌های غیر سلسله‌مراتبی ارائه شده در یکی از مراجع نیز عملکرد مناسبی را در مورد کنترل‌کننده‌های ارائه شده نشان می‌دهد. در فصل آینده، کنترل ولتاژ سلسله‌مراتبی ریزشبکه ارائه شده در این فصل با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف بهبود داده شده‌است.

فصل پنجم

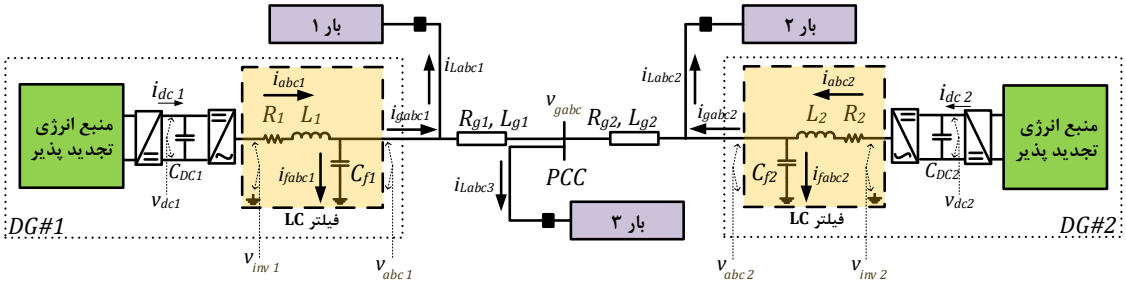
کنترل ولتاژ مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف در ساختار سلسله‌مراتبی

در این فصل، ساختار کنترل محلی سلسله‌مراتبی چندمنظوره واحدهای تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در ریزشبکه با به‌کارگیری یک کنترل‌کننده مبتنی بر تئوری پایداری لیاپانوف طراحی شده‌است. با استفاده از کنترل‌کننده ارائه شده، توابع کلیدزنی مناسب برای عملکرد پایدار کنترل‌کننده محلی و نیز عملکرد مناسب هر واحد تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در ریزشبکه بدست می‌آید. مهم‌ترین نوآوری این فصل، استفاده از کنترل‌کننده مبتنی بر تئوری پایداری لیاپانوف در یک ساختار کنترل محلی سلسله‌مراتبی و طراحی یک سیستم کنترل چندمنظوره با در نظر گرفتن ولتاژ DC می‌باشد. از روش کنترل مشخصه افتی ارائه شده در فصل چهارم و ساختار کنترلی آن نیز استفاده شده است. عملکرد ساختار کنترلی ارائه شده با شبیه‌سازی در محیط MATLAB/SIMULINK مورد بررسی قرار گرفته‌است و نتایج نشان می‌دهد که روش ارائه‌شده عملکرد مناسبی را در حالت‌های ماندگار و گذرا در هنگام تغییر ناگهانی در تولید توان و یا میزان بار هارمونیکی خواهد داشت.

۵-۱. طراحی کنترل جریان با روش مستقیم لیاپانوف

۵-۱-۱- ساختار ریزشبکه مورد مطالعه

ساختار ریزشبکه مورد مطالعه همانند ساختار معرفی شده در فصل چهارم در نظر گرفته شده و مجدداً در شکل ۵-۱ نشان داده شده‌است. هر واحد تولید پراکنده شامل یک مدار الکترونیکی قدرت، فیلتر LC و سیستم کنترل است. مقاومت و اندوکتانس ترانسفورماتورهای کوپلینگ و کابل‌های ارتباطی نیز در امپدانس سمت شبکه در نظر گرفته شده است. از همان مدل دینامیکی ارائه شده در فصل سوم و فصل چهارم در این فصل استفاده شده است.



شکل ۵-۱. دیاگرام تک‌خطی ریزشبکه مورد مطالعه ۲

۵-۱-۲- طراحی کنترل‌کننده داخلی با استفاده از روش مستقیم لیاپانوف

ساختار کنترلی ارائه شده در این بخش بر اساس تئوری پایداری لیاپانوف مستقیم در یک ساختار کنترل سلسله‌مراتبی ایجاد شده‌است. در مورد تئوری پایداری لیاپانوف مستقیم در بخش ۲-۷ توضیح داده شده است.

۵-۱-۲-۱-*انتخاب تابع لیاپانوف مناسب و تحلیل پایداری*

تابع لیاپانوف برای هر واحد تولید پراکنده (E_L)، به‌صورت انرژی قابل ذخیره در سیستم (در سلف‌ها و خازن‌ها) در طول یک تغییر دینامیکی در نظر گرفته شده است که به‌صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\begin{aligned} E_L(\Delta i_{di},\Delta i_{qi},\Delta v_{di},\Delta v_{qi},\Delta v_{dci}) &= 0.5L_i\Delta i_{di}^{\ 2}+0.5L_i\Delta i_{qi}^{\ 2}+0.5C_{fi}\Delta v_{di}^{\ 2} \\ &+0.5C_{fi}\Delta v_{qi}^{\ 2}+0.5L_{gi}\Delta i_{gdi}^{\ 2}+0.5L_{gi}\Delta i_{gqi}^{\ 2}+0.5C_{dci}\Delta v_{dci}^{\ 2} \end{aligned} \qquad (۱-۵)$$

که در آن:

$$\begin{aligned} &\Delta i_{dqi}=i_{dqi}-i_{dqi}^{*} \quad , \quad \Delta v_{dqi}=v_{dqi}-v_{dqi}^{*} \\ &\Delta i_{gdqi}=i_{gdqi}-i_{gdqi}^{*} \quad , \quad \Delta v_{dci}=v_{dci}-v_{dci}^{*} \\ &\Delta v_{gdqi}=v_{gdqi}-v_{gdqi}^{*} \quad , \quad \Delta u_{dqi}=u_{dqi}-u_{dqi}^{*} \end{aligned} \qquad (۲-۵)$$

بالانویس * نشان‌دهنده مقادیر متغیر مربوطه در حالت دائمی می‌باشد.

بر اساس تئوری لیاپانوف، اگر مشتق زمانی تابع مثبت معین لیاپانوف (یعنی رابطه (۵-۱)) منفی معین باشد، آنگاه انرژی سیستم در صورت بروز هر تغییر دینامیکی کاهشی بوده و سیستم دارای پایداری کلی مجانبی خواهد بود. به عبارت دیگر لازم است صحت عبارت زیر تحقیق شود:

$$\begin{aligned}\dot{E}_L &= L_i\Delta i_{di}\Delta\dot{i}_{di} + L_i\Delta i_{qi}\Delta\dot{i}_{qi} + C_{fi}\Delta v_{di}\Delta\dot{v}_{di} + C_{fi}\Delta v_{qi}\Delta\dot{v}_{qi} + L_{gi}\Delta i_{gdi}\Delta\dot{i}_{gdi} \\ &+ L_{gi}\Delta i_{gqi}\Delta\dot{i}_{gqi} + C_{dci}\Delta v_{dci}\Delta\dot{v}_{dci} < 0\end{aligned} \quad (۳-۵)$$

پس از انجام محاسبات جبری و جایگذاری (۵-۲) در معادلات (۳-۲) الی (۳-۷)، (۴-۱)، (۴-۲)، (۴-۵) و سپس جایگذاری نتیجه در (۵-۳)، مشتق تابع لیاپانوف بدست می‌آید:

$$\begin{aligned}\dot{E}_L &= -R_i\left(\Delta i_{di}{}^2 + \Delta i_{qi}{}^2\right) - R_{gi}\left(\Delta i_{gdi}{}^2 + \Delta i_{gqi}{}^2\right) - \left(\Delta v_{gdi}\Delta i_{gdi} + \Delta v_{gqi}\Delta i_{gqi}\right) \\ &- \Delta u_{di}\left(v^*_{dci}\Delta i_{di} - \Delta v_{dci}i^*_{di}\right) - \Delta u_{qi}\left(v^*_{dci}\Delta i_{qi} + \Delta v_{dci}i^*_{qi}\right) + \Delta v_{dci}\Delta i_{dci}\end{aligned} \quad (۴-۵)$$

برای اینکه رابطه (۵-۴) منفی معین باشد کافی است کلیه جملات آن منفی یا بعضی از آن‌ها (و نه همه) صفر باشند. شش جمله مجزا در اینجا وجود دارد که به بررسی هریک از آن‌ها می‌پردازیم:

۱. جملات اول و دوم: $-R_i\left(\Delta i_{di}{}^2 + \Delta i_{qi}{}^2\right) - R_{gi}\left(\Delta i_{gdi}{}^2 + \Delta i_{gqi}{}^2\right)$: این جملات به دلیل اینکه حاصل جمع عبارات دارای توان دوم و مثبت بوده و همه عبارات مثبت در علامت منفی ضرب شده‌اند، به‌وضوح منفی هستند.

۲. جمله سوم: $-(\Delta v_{gdi}\Delta i_{gdi} + \Delta v_{gqi}\Delta i_{gqi})$: در این جمله با در نظر گرفتن این موضوع که مقادیر ولتاژ ریزشبکه توسط سیستم کنترل حول مقادیر مرجع خودتنظیم می‌شوند (یعنی $v_{gdqi} \rightarrow v^*_{gdqi}$)، Δv_{gdqi} تقریباً صفر خواهد بود و لذا این جملات نیز صفر خواهند شد.

۳. جمله ششم: $\Delta v_{dci}\Delta i_{dci}$: می‌توان ثابت کرد این عبارت نیز در شرایط مختلف عملکرد سیستم منفی (با مقدار نزدیک به صفر) است و نمی‌تواند مقادیر منفی سایر جملات را تحت‌الشعاع قرار دهد. به عبارت دیگر، با در نظر گرفتن این موضوع که بار مشخصی به سیستم متصل است (توان اخذ شده از سیستم در یک لحظه مشخص مقدار ثابتی است)، برای v_{dci} و v^*_{dci} نسبت به هم دو حالت می‌تواند اتفاق بیفتد:

حالت اول: $v_{dci} < v^*_{dci}$: لذا برای یک توان مشخص لازم است $i_{dci} > i^*_{dci}$ شود. در نتیجه عبارت $\Delta v_{dci} = v_{dci} - v^*_{dci} < 0$ و $\Delta i_{dci} = i_{dci} - i^*_{dci} > 0$ و حاصلضرب آن‌ها در یکدیگر منفی خواهد بود ($\Delta v_{dci}\Delta i_{dci} < 0$).

حالت دوم: $v_{dci} > v^*_{dci}$: به طریق مشابه حالت قبل، $i_{dci} < i^*_{dci}$ شده و در نتیجه باز هم $\Delta v_{dci}\Delta i_{dci} < 0$ بدست می‌آید.

در مورد این موضوع در [78] و [91] نیز توضیح داده شده‌است.

۴. جملات چهارم و پنجم: $-\Delta u_{di}(v^*_{dci}\Delta i_{di} - \Delta v_{dci} i^*_{di})$ و $-\Delta u_{qi}(v^*_{dci}\Delta i_{qi} - \Delta v_{dci} i^*_{qi})$: در صورت منفی شدن این دو جمله، کل عبارت منفی شده و شرط لیاپانوف برقرار می‌شود. لذا با انتخاب مناسب Δu_{dqi} می‌توان از منفی شدن این دو جمله اطمینان حاصل کرد و درواقع کنترل‌کننده لیاپانوفی موردنظر را طراحی نمود. عبارات Δu_{dqi} همان تغییرات دینامیکی توابع کلیدزنی مطابق (۵-۲) هستند که در ادامه به آن‌ها خواهیم پرداخت.

۵-۱-۲-۲-*تعیین کنترل‌کننده مبتنی بر تحلیل پایداری لیاپانوف*

همان‌طور که در قسمت قبل بررسی شد، کلید پیشنهاد کنترل‌کننده موردنظر به‌منظور اطمینان از پایداری مجانبی سراسری سیستم، انتخاب مناسب تغییرات دینامیکی توابع کلیدزنی Δu_{dqi} است که با ضرب در عبارات $-(v^*_{dci}\Delta i_{di} - \Delta v_{dci} i^*_{di})$ و $-(v^*_{dci}\Delta i_{qi} - \Delta v_{dci} i^*_{qi})$، کل دو عبارت منفی شده و منفی معین بودن مشتق تابع لیاپانوف تأمین شود. لذا می‌توان عبارات زیر را پیشنهاد داد:

$$\Delta u_{di} = m_{di}(v^*_{dci}\Delta i_{di} - \Delta v_{dci} i^*_{di}) \qquad (۵-۵)$$

$$\Delta u_{qi} = m_{qi}(v^*_{dci}\Delta i_{qi} - \Delta v_{dci} i^*_{qi}) \qquad (۶-۵)$$

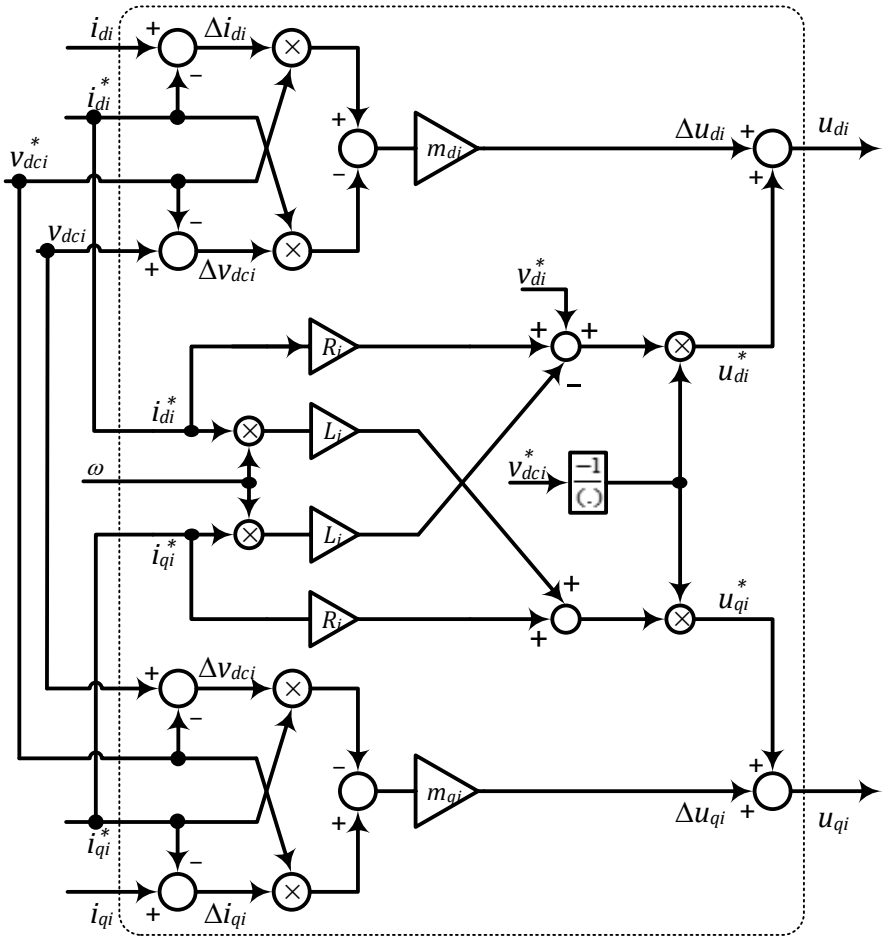
که در معادلات فوق، m_{dqi} مقادیر ثابت مثبت هستند. با قرار دادن این دو عبارت در رابطه مشتق تابع لیاپانوف، عبارت اصلی جملات چهارم و پنجم به توان دو رسیده و با توجه به علامت منفی پشت آن‌ها، منفی بودن آن عبارت‌ها تضمین می‌شود.

بخش Δu_{dqi} در کنترل‌کننده لیاپانوفی بدست آمده با مقدار تابع کلید زنی در حالت دائمی (u^*_{dqi}) جمع شده و تابع کلیدزنی معادل را بدست می‌دهد. عبارت مربوط به u^*_{dqi} پیش از این در (۴-۱۹) و (۴-۲۰) بدست آمده است که مجدداً در اینجا تکرار شده است:

$$u^*_{di} = -v^{*-1}_{dc_i}(R_i i^*_{di} - \omega_i L_i i^*_{qi} + v^*_{di}) \qquad (۷-۵)$$

$$u^*_{qi} = -v^{*-1}_{dc_i}(R_i i^*_{qi} + \omega_i L_i i^*_{di}) \qquad (۸-۵)$$

شکل ۵–۲ کنترل‌کننده لیاپانوفی مبتنی بر قسمت‌های ماندگار و دینامیکی پایدار تابع کلیدزنی معادل را نشان می‌دهد. از ویژگی‌های این کنترل‌کننده، در نظر گرفتن تغییرات هر دو سمت AC و DC در کنار اطمینان از عملکرد پایدار و استفاده از آن در ساختار سلسله‌مراتبی ریزشبکه می‌باشد. بخش Δu_{dqi} که درواقع بخش دینامیکی تابع کلیدزنی است درواقع مسئولیت حفظ پایداری سیستم را در برابر تغییرات بار و تولید بر عهده دارد. بخش ماندگار u^*_{dqi} نیز به‌گونه‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرد که متغیرهای حالت سیستم، مقادیر مرجع را بدون تغییر عمده‌ای دنبال کنند. در کمیت‌های موجود در روابط ارائه شده برای کنترل‌کننده پیشنهادی، تمامی کمیت‌های قابل تغییر در سمت AC و DC وجود دارد و لذا تأثیر تمامی این تغییرات در این کنترل‌کننده در نظر گرفته شده است.



شکل ۵–۲. کنترل داخلی ارائه شده مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف

بخش دیگر کنترل داخلی مربوط به کنترل‌کننده ولتاژ است که در قسمت ۳-۱-۳- در مورد آن توضیح داده شده است.

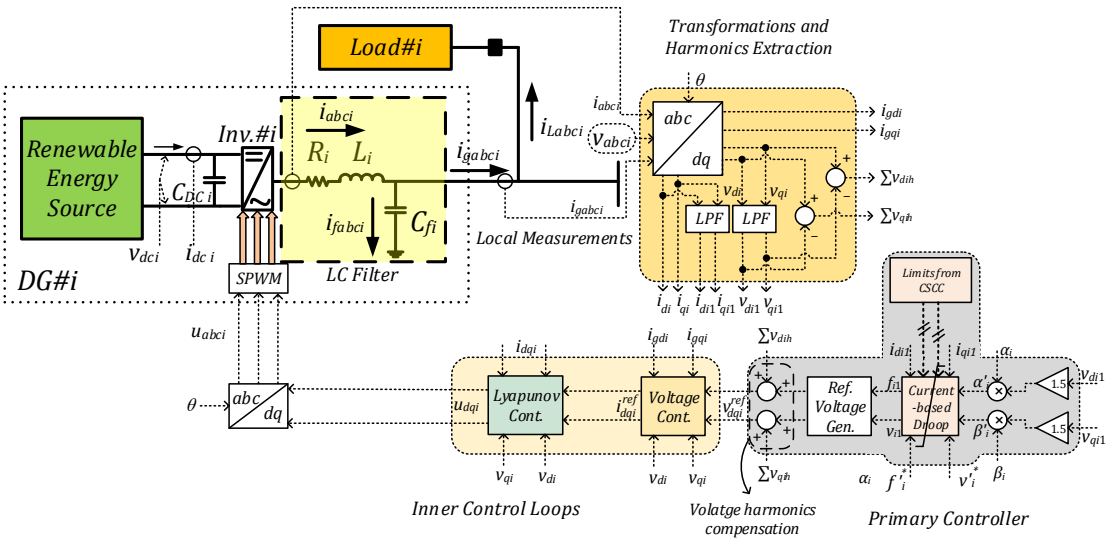
۵–۲. سایر بخش‌های کنترل محلی

به‌جز حلقه کنترل داخلی، کنترل اولیه مورد استفاده همان ساختار پیشنهادی در فصل چهارم یعنی مشخصه افتی جریانی مبتنی بر منحنی‌های ظرفیت می‌باشد و ساختاری چندمنظوره را در کنار کنترل ولتاژ و فرکانس دنبال می‌کند. یعنی تقسیم مناسب توان و جبران هارمونیک‌های ولتاژ تولیدی نیز توسط آن انجام می‌شود.

به این بخش‌ها، یک کنترل‌کننده تکمیلی نیز برای بخش DC اضافه خواهد شد که در فصل ششم به آن خواهیم پرداخت.

۵–۳. شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

واحدهای تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در ریزشبکه نشان داده شده در شکل ۵–۱، مطابق شکل ۵–۳ در نظر گرفته شده‌اند. پارامترهای ریزشبکه مطابق جدول ۵-۱ می‌باشد.



شکل ۵–۳. کنترل‌کننده‌های محلی پیشنهادی برای واحدهای تولید پراکنده در ریزشبکه مورد مطالعه

جدول ۵-۱. مشخصات ریزشبکه مورد مطالعه ۲

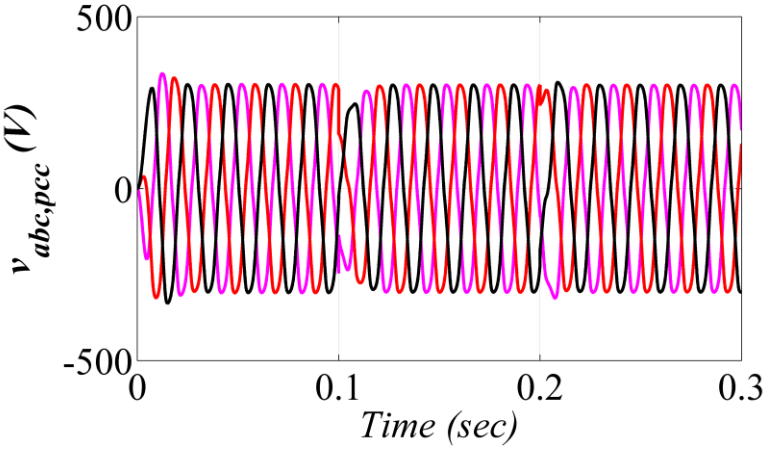
پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
ولتاژ نامی	۲۲۰/۳۸۰ ولت	R_i	۰,۱ میلی اهم	بار محلی۱: R_{1DGi}	٤۰ اهم
ولتاژ لینک DC	۹۰۰ ولت	L_i	۰,٤۵ میلی هانری	بار محلی۱: L_{1DGi}	۱۰ میلی هانری
فرکانس اصلی	۵۰ هرتز	C_{fi}	۱۲۰ میکروفاراد	بار محلی۲: R_{2DGi}	٤۰ اهم
فرکانس کلیدزنی	۱۰ کیلوهرتز	R_g	۱٤,۵ میلی اهم	بار محلی۲: L_{2DGi}	۱۰ میلی هانری
توان نامی	۱۵ کیلوولت‌آمپر	L_g	۰,۰٦ میلی هانری	بار مشترک: R_c	٤۰ اهم
ضریب دروپ ولتاژ	۰,۰۰٦۲۵	C_{DCi}	۲۲۰۰ میکروفاراد	بار مشترک: L_c	۱۰ میلی هانری
ضریب دروپ فرکانس	۰,۰۰۳۵	ضرایب PI در کنترلر ولتاژ (K_{pv},K_{Iv})	(۰,۱ و ۱)	ضرایب PI در کنترلر جریان (K_{pc},K_{Ic})	(۰,۰۷ و ٤۹۵)
ضرایب کنترل‌کننده لیاپانوفی (m_d)	$m_d=10^{-3}$	ضرایب کنترل‌کننده لیاپانوفی (m_q)	$m_q=10^{-4}$	ضرایب PI در کنترلر سمت DC (K_{pc},K_{Ic})	(۰,۰۱ و ۲۲۰)

سناریو شبیه‌سازی به این صورت در نظر گرفته شده که ابتدا هر دو واحد تولید پراکنده در حالت دائمی کار کرده و بارهای غیرخطی محلی خود (R_{1DGi} و L_{1DGi}) را تغذیه می‌کنند. در t=0.1 sec یک بار غیرخطی اضافی (R_{2DGi} و L_{2DGi}) به‌طور ناگهانی به هر واحد تولید پراکنده اضافه می‌شود. سپس در t=0.2 sec، یک بار غیرخطی مشترک (R_c و L_c) به PCC متصل می‌شود که باید توسط هر دو واحد تولید پراکنده تغذیه شود. مقادیر امپدانس این بارهای اضافه‌شده در جدول ۵-۱ نشان داده‌شده‌اند. بارهای محلی نسبت به مقدار اولیه خود، هر یک ۱۰۰٪ افزایش می‌یابند. به بار مشترک نیز نسبت به مقدار بار کل ریز شبکه، ۲۵٪ اضافه می‌شود. تغییرات بار غیرخطی در شرایط ثابت بودن ولتاژ سمت DC در این سناریو در نظر گرفته شده است.

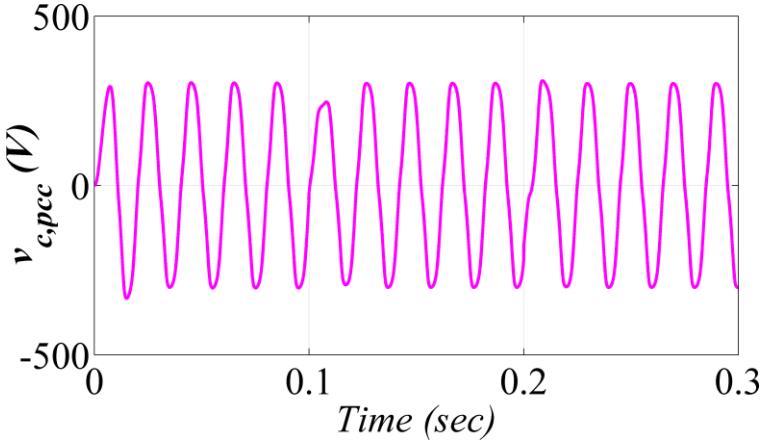
۵-۳-۱- تثبیت ولتاژ

شکل ۵-۴ و شکل ۵-۵ وضعیت عملکرد روش پیشنهادی در تنظیم ولتاژهای PCC را نشان می‌دهد. بعد از هر تغییر ناگهانی در سطح بار، دامنه و فرکانس ولتاژ PCC در محدوده مطلوب باقی‌مانده است و بعد از تغییرات گذرای کوچک، تثبیت می‌شود. در این شرایط، سیستم کنترل محلی ارائه شده، به‌خوبی عمل کرده و ولتاژ واحدهای تولید پراکنده را در شرایط بارگذاری مختلف تنظیم می‌کند. در

نظر گرفتن تأثیر هارمونیک‌های ولتاژ و جبران‌سازی آن در کنار کنترل‌کننده پیشنهادی، موضوع مهمی در رسیدن به این نتایج مطلوب است.

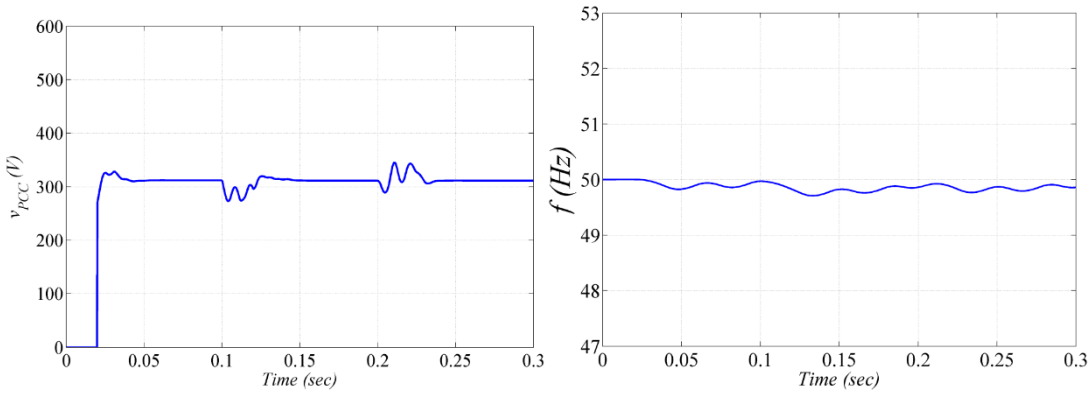


(الف)



(ب)

شکل ۵–۴. شکل موج ولتاژهای PCC (الف) سه فاز (ب) یکی از فازها (فاز c)



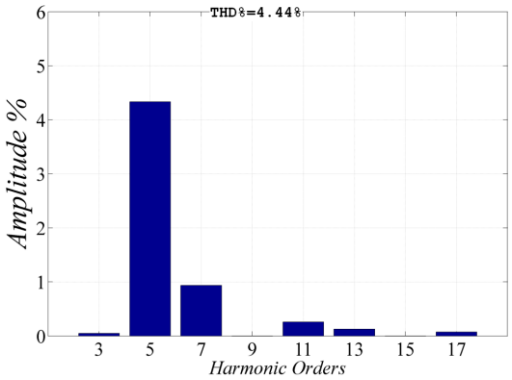
(الف) (ب)

شکل ۵–۵. تغییرات (الف) دامنه و (ب) فرکانس ولتاژ فاز در PCC

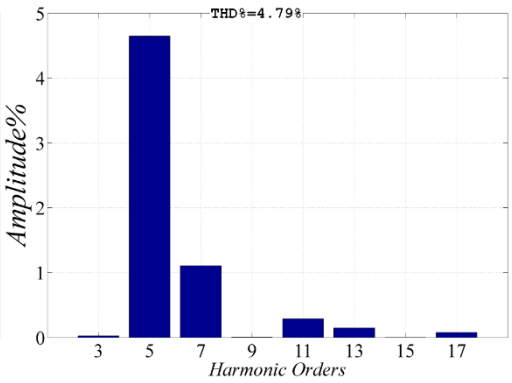
۵-۳-۲- هارمونیک‌های ولتاژ

در شکل ۵-۶، وضعیت هارمونیکی ولتاژهای PCC و نتیجه جبران‌سازی هارمونیکی صورت گرفته، نشان داده شده است. این شکل از سه بخش تشکیل شده است که تغییرات محتویات هارمونیکی ولتاژ را در بازه‌های زمانی مختلف شبیه‌سازی (0 تا 0.1، 0.1 تا 0.2 و 0.2 تا 0.3) نشان داده‌است.

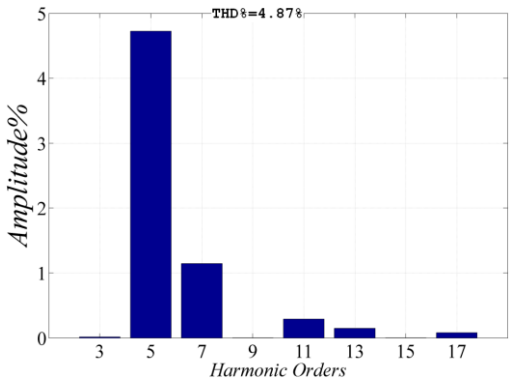
مقدار سطح بار در هر تغییر تقریباً دو برابر شده است اما مقدار THD ولتاژ زیر ۵٪ تثبیت گردیده‌است و با IEC61000-2-2 تطابق دارد[90]. محتویات هارمونیکی ولتاژها نیز مطابق شکل ۵-۶ در بازه استاندارد قرار دارند. مطابق استاندارد فوق‌الذکر میزان دامنه در هر یک از مرتب هارمونیکی باید در بازه مشخصی نسبت به هارمونیک اصلی قرار بگیرد. این میزان حداکثر ۵٪ برای هارمونیک‌های مضرب ۳ و حداکثر ۶٪ برای سایر هارمونیک‌هاست [90]. در شکل ۵-۶ عملکرد مناسب سیستم کنترلی پیشنهادی برای برآورده‌کردن شرایط استاندارد موردنظر قابل‌مشاهده است.



t=[0-0.1] (الف)



t=[0.1-0.2] (ب)

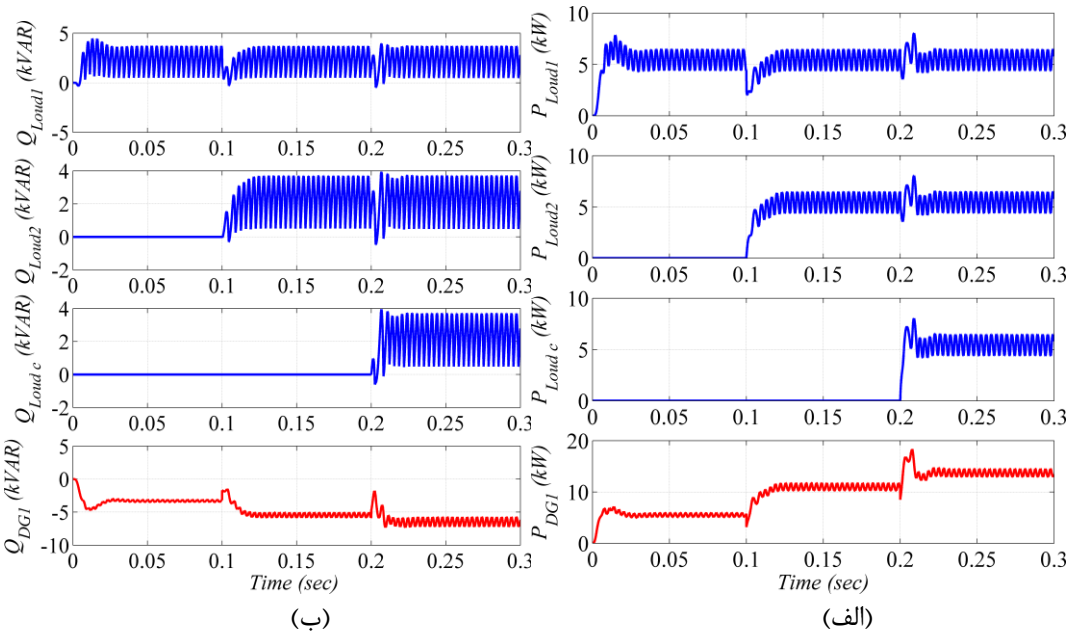


t=[0.2-0.3] (ج)

شکل ۵-۶. تغییرات THD و سطوح هارمونیکی ولتاژ PCC

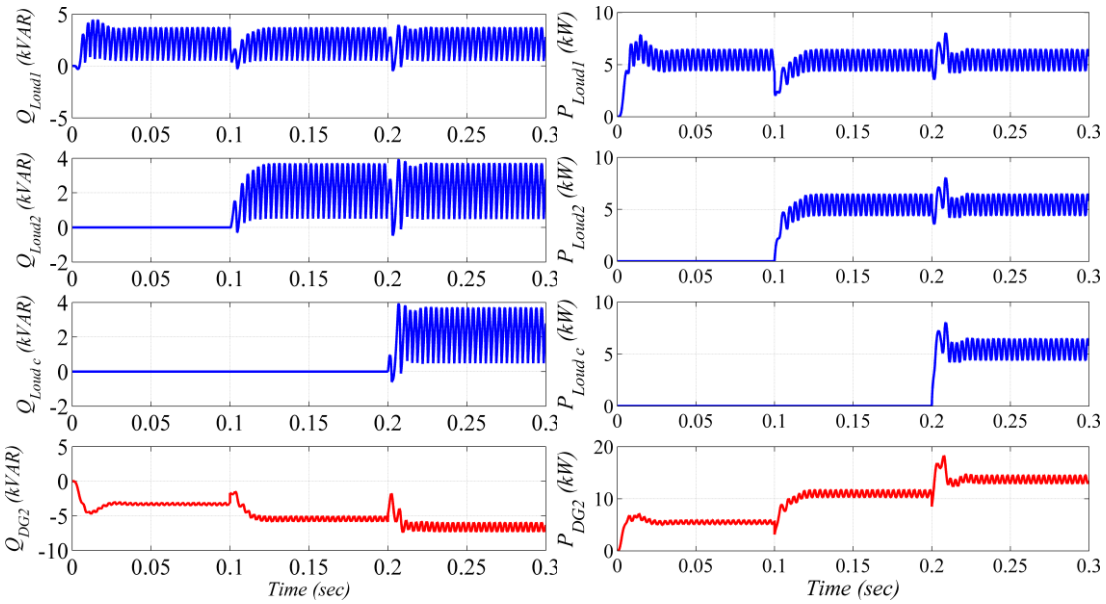
۵-۳-۳- تقسیم توان اکتیو و راکتیو

بر اساس سناریو شبیه‌سازی، تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو برای هر واحد تولید پراکنده در این بخش مورد ارزیابی قرار گرفته است. در شکل ۵-۷، توان‌های اکتیو و راکتیو DG#1 و بارها نشان داده شده‌اند. هر یک از واحدهای تولید پراکنده می‌توانند به‌تنهایی بار محلی خود را تغذیه کند و نیز مقداری از بار مشترک را در تأمین نماید. هر بخش (الف) و (ب) از این شکل شامل چهار نمودار است. سه نمودار اول در هر بخش مربوط به تغییرات بارهای اضافه‌شده به ریزشبکه است. پایین‌نویس *Load1* مربوط به بارهای محلی اولیه DG#1 است که در طول شبیه‌سازی در مدار به‌عنوان بار پایه DG#1 حفظ می‌شود. پایین‌نویس *Load2* نیز مربوط به بار محلی است که در t=0.1 وارد می‌شود. بار مشترک نیز با پایین نویس *Loadc* نشان داده شده‌است که در t=0.2 وارد مدار می‌شود. در نهایت نمودار چهارم تغییرات توان تأمین‌شده توسط DG#1 را نشان می‌دهد. برای DG#2 نیز تغییرات مشابه DG#1 است که در شکل ۵-۸ نشان داده شده‌است.



شکل ۵-۷. تغییرات توان اکتیو و راکتیو برای DG#1 و بارها: (الف) توان اکتیو (ب) توان راکتیو

اولین تغییر بار در t=0.1 *sec* توسط کنترل‌کننده پیشنهادی به‌خوبی و با حالت گذارای مناسبی کنترل شده‌است. همچنین مقدار بار مشترک اضافه‌شده در t=0.2 *sec* نیز به‌خوبی میان واحدهای تولید پراکنده تقسیم شده است و پایداری سیستم نیز در ورود ناگهانی بار قابل‌توجه جدید، حفظ شده است.



(ب) (الف)

شکل ۵–۸. تغییرات توان اکتیو و راکتیو برای DG#2 و بارها: (الف) توان اکتیو (ب) توان راکتیو

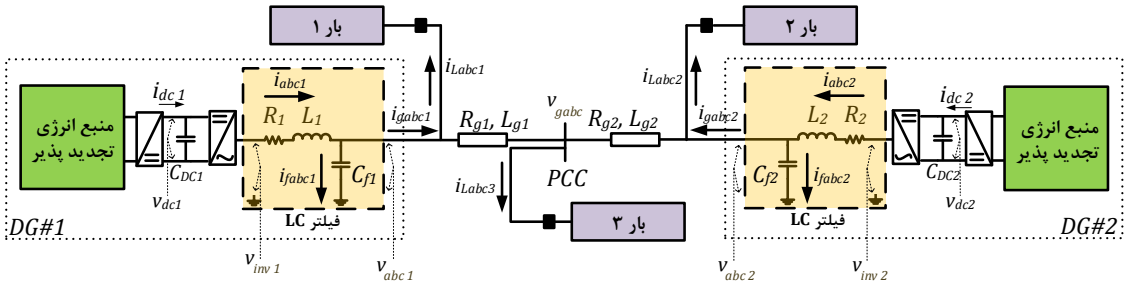
۵–۴. جمع‌بندی

در این فصل، بهبود دیگری در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی محلی واحدهای تولید پراکنده در یک ریزشبکه جزیره‌ای به‌صورت یک سیستم کنترل چندمنظوره برای ریزشبکه ارائه شده‌است. برای این منظور، یک طرح کنترلی مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف برای تنظیم ولتاژهای سه فاز مورد استفاده قرار گرفته‌است. کنترل‌کننده پیشنهادی به‌عنوان یک کنترل‌کننده محلی داخلی برای هر واحد تولید پراکنده در نظر گرفته شده و با استفاده از تئوری پایداری لیاپانوف برای پایداری سراسری مجانبی بدست آمده‌است. استفاده از این کنترل‌کننده در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی محلی ریزشبکه به همراه جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ و ارائه یک ساختار کنترلی چندمنظوره، از نوآوری‌های این فصل به شمار می‌رود. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد مطلوب سیستم را در هردو حالت دائمی و دینامیکی نشان می‌دهند. در فصل آینده به موضوع کنترل ولتاژ در شرایط تغییرات ولتاژ سمت DC ناشی از تغییرات ناگهانی در تولید انرژی تجدیدپذیر پرداخته خواهد شد و روش‌های ارائه شده در این فصل و فصل قبل، تکمیل خواهد گردید.

فصل ششم

کنترل ولتاژ در شرایط تغییرات تولید منابع تجدید پذیر

ماهیت متغیر و غیرقطعی منابع انرژی تجدیدپذیر (مانند فتوولتائیک، باد و ...) از مشخصه‌های اصلی آن‌ها به شمار می‌رود. به عبارت دیگر، در سمت DC واحدهای تولید در یک ریزشبکه، یک منبع انرژی تجدیدپذیر قرار دارد که دارای ماهیتی متغیر و غیرقطعی است که در تحلیل و طراحی ریزشبکه، به‌صورت یک منبع DC متغیر در نظر گرفته می‌شود. ولتاژ خازن DC (یعنی v_{dci}) در طول عملکرد ریزشبکه، ثابت نخواهد بود و باید به‌منظور تبادل توان با شبکه AC و حفظ پایداری، روی مقدار مشخصی تثبیت گردد. به همین منظور، در این فصل، دو روش پیشنهادی در فصل‌های چهارم و پنجم با استفاده از یک حلقه کنترلی اضافی، کامل‌تر شده‌است که ادامه به تشریح روش خواهیم پرداخت. ریزشبکه مورد مطالعه، مشابه ریزشبکه مورد استفاده در دو فصل قبلی است که در شکل ۶–۱ نشان داده شده است.



شکل ۶–۱. ریزشبکه مورد مطالعه

۶–۱. تحلیل دینامیکی و طراحی سیستم کنترل ولتاژ سمت DC

۶–۱–۱– تحلیل دینامیکی مدل سمت DC

در فصل چهارم، معادلات دینامیکی (۴-۳) الی (۴-۵) مربوط به سمت DC معرفی گردید. جهت یادآوری، مجدداً این معادلات در اینجا آورده شده است:

$$u_{di} = -v_{dci}^{-1}\left(L_i \frac{di_{di}}{dt} + R_i i_{di} - \omega_i L_i i_{qi} + v_{di}\right) \quad (۶-۱)$$

$$u_{qi} = -v_{dci}^{-1}\left(L_i \frac{di_{qi}}{dt} + R_i i_{qi} + \omega_i L_i i_{di} + v_{qi}\right) \quad (۶-۲)$$

$$\dot{v}_{dci} = \frac{1}{C_{dci}} u_{di} i_{di} + \frac{1}{C_{dci}} u_{qi} i_{qi} + \frac{1}{C_{dci}} i_{dci} \quad (۶-۳)$$

از معادلات (۶-۱) الی (۶-۳) و با در نظر گرفتن $\tilde{u}=du/dt$، معادلات دینامیکی سمت DC به شرح ذیل بدست می‌آید:

$$C_{dc_i}\tilde{v}_{dc_i}=i_{dc_i}-v_{dc_i}^{-1}L_i\left(\tilde{i}_{di}^{2}+\tilde{i}_{qi}^{2}\right)-v_{dc_i}^{-1}R_i\left(i_{di}^{2}+i_{qi}^{2}\right)-v_{dc_i}^{-1}\left(v_{di}i_{di}+v_{qi}i_{qi}\right). \qquad (۶-۴)$$

با در نظر گرفتن رابطه مربوط به توان لحظه‌ای (۴-۱۲)، می‌توان (۶-۴) را به‌صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\frac{dv_{dc_i}}{dt}=\frac{v_{dc_i}i_{dc_i}-v_{di}i_{di}-L_i\left(\tilde{i}_{di}^{2}+\tilde{i}_{qi}^{2}\right)-R_i\left(i_{di}^{2}+i_{qi}^{2}\right)}{C_{dc_i}v_{dc_i}} \qquad (۶-۵)$$

یکی از اصلی‌ترین اهداف تکنیک‌های کنترلی ارائه شده، تعقیب سریع مقادیر مرجع ولتاژ و جریان است. لذا جریان‌ها و ولتاژها در رابطه (۶-۵) باید در نهایت در شرایط ماندگار به سمت مقادیر مرجع مربوطه میل کنند ($i_d\to i_d^*, i_q\to i_q^*, v_d\to v_d^*, v_{dc}\to v_{dc}^*, i_{dc}\to i_{dc}^*, \tilde{i}_{dq}\to 0$). با در نظر گرفتن این موضوع، معادله (۶-۵) در شرایط دائمی به‌صورت زیر قابل نوشتن است:

$$\frac{dv_{dci}^*}{dt}=\frac{v_{dci}^*i_{dci}^*-v_{di}^*i_{di}^*-R_i\left(i_{di}^{*\,2}+i_{qi}^{*\,2}\right)}{C_{dci}v_{dci}^*} \qquad (۶-۶)$$

می‌توان معادله فوق را به‌صورت زیر در نظر گرفت:

$$\frac{dv_{dci}^*}{dt}=\frac{M_iv_{dci}^*+N_i}{C_{dc_i}v_{dci}^*} \qquad (۶-۷)$$

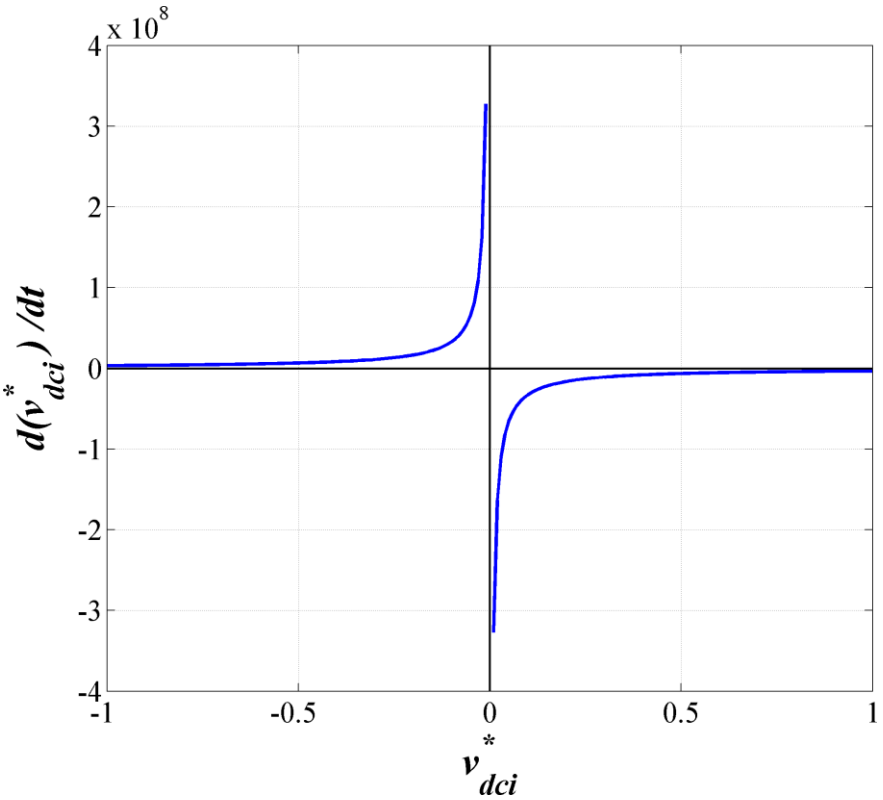
که در آن:

$$M_i=i_{dci}^*$$
$$N_i=-v_{di}^*i_{di}^*-R_i\left(i_{di}^{*\,2}+i_{qi}^{*\,2}\right)$$

رابطه (۶-۷)، یک تابع هموگرافیک است که به‌صورت شکل ۶-۲ برای یک واحد تولید پراکنده نمونه قابل ترسیم می‌باشد. به‌منظور بررسی پایداری داخلی مدل، پایداری دینامیک صفر معادله (۶-۶) باید مورد بررسی قرار گیرد. با فرض غیر صفر بودن ولتاژ DC، معادله دینامیک صفر به شرح ذیل قابل نوشتن است:

$$\frac{dv_{dci}^*}{dt}=0\Rightarrow v_{dci}^*i_{dci}^*=v_{di}^*i_{di}^*+R_i\left(i_{di}^{*\,2}+i_{qi}^{*\,2}\right) \qquad (۶-۸)$$

در این معادله مشخص است که تعادل توان در شرایط دینامیک صفر نیز حفظ شده و سیستم ما درصورتی‌که تغییرات دینامیکی جبران شوند، دارای عملکردی پایدار خواهد بود.



شکل ۶–۲. نمودار معادله دینامیکی سمت DC در شرایط دائمی

۶–۱–۲– حلقه کنترل جبران‌ساز برای ولتاژ DC

با استفاده از (۶-۳)، می‌توان یک سیگنال کنترلی جبران‌کننده برای i_{di}، با استفاده از حلقه کنترل ولتاژ خازن سمت DC بدست آورد و به‌عنوان حلقه جبران‌ساز تکمیلی برای ولتاژ DC مورد استفاده قرار داد:

$$\begin{aligned} i^*_{di_dc} &= u_{di}^{-1}\left(C_{dc_i}\tilde{v}_{dc_i} - u_{qi}i_{qi} - i_{dc_i}\right) \\ &= u_{di}^{-1}v_{dc_i}^{-1}\left(v_{dc_i}u_{dc_i} - u_{qi}v_{dc_i}i_{qi} - v_{dc_i}i_{dc_i}\right). \end{aligned} \qquad (۶-۹)$$

که در آن:

$$u_{dc_i} = C_{dc_i}\tilde{v}_{dc_i}.$$

دو جمله $u_{di} \times v_{dci}$ و $u_{qi} \times v_{dci}$ در (۶-۹) وجود دارند که می‌توان به‌صورت زیر آن‌ها را در نظر گرفت (u_{di} و u_{qi} توابع کلیدزنی معادل هستند [78]):

$$u_{di} v_{dc_i} \cong v_{di} \quad , \quad u_{qi} v_{dc_i} \cong v_{qi} = 0 \qquad (۱۰-۶)$$

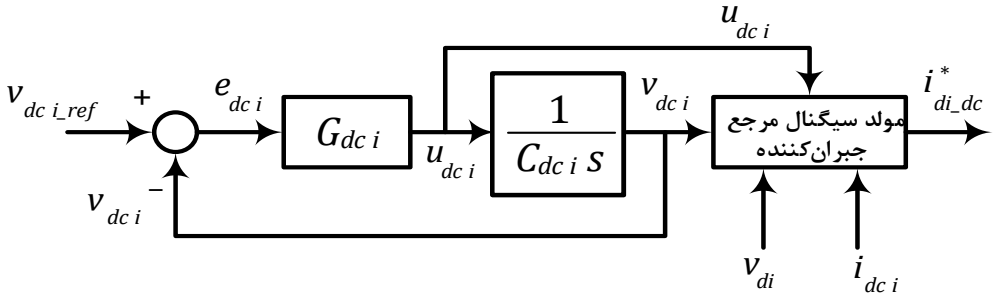
دو عبارت فوق بر این اساس نوشته شده‌اند که ولتاژ خروجی اینورتر در سمت AC را می‌توان بوسیله حاصل‌ضرب تابع کلیدزنی معادل در ولتاژ سمت DC مدل کرد[78]. صفر بودن v_{qi} نیز با این فرض در نظر گرفته شده که بردار محور d همجهت با ولتاژ کل سیستم در چارچوب $\alpha\beta$ باشد که در نتیجه ولتاژ v_{qi} صفر خواهد شد [92]. بر این اساس (۶-۹) به‌صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$i^*_{di_dc} \cong v_{d_i}^{-1}\left(v_{dc_i} u_{dc_i} - v_{dc_i} i_{dc_i}\right). \qquad (۱۱-۶)$$

سیگنال کنترلی $i^*_{di_dc}$ فوق، درواقع یک مؤلفه DC است که به i_{di_ref} در سمت DC اضافه‌شده و تغییرات ولتاژ سمت DC را جبران خواهد کرد. به‌منظور ایجاد این سیگنال کنترلی و تثبیت تغییرات غیرقطعی v_{dci}، خطای بین مقادیر ولتاژهای مرجع و اندازه‌گیری شده سمت DC به یک کنترل‌کننده PI (G_{dci}) به‌صورت زیر داده می‌شود:

$$u_{dc_i} = k_{Pdc_i}.e_{dc_i} + k_{Idc_i}.\int (e_{dc_i})dt \qquad (۱۲-۶)$$

که در آن، ($e_{dci}= v_{dci_ref} - v_{dci}$) مقدار خطای ولتاژ سمت DC در هنگام تغییرات دینامیکی است. ثابت زمانی حلقه ولتاژ DC، باید بزرگ‌تر از حلقه کنترل جریان باشد تا از تداخل عملکرد حلقه‌های کنترلی جلوگیری شود. شکل ۶–۳ بلوک دیاگرام حلقه کنترل ولتاژ DC ارائه شده را نشان می‌دهد.

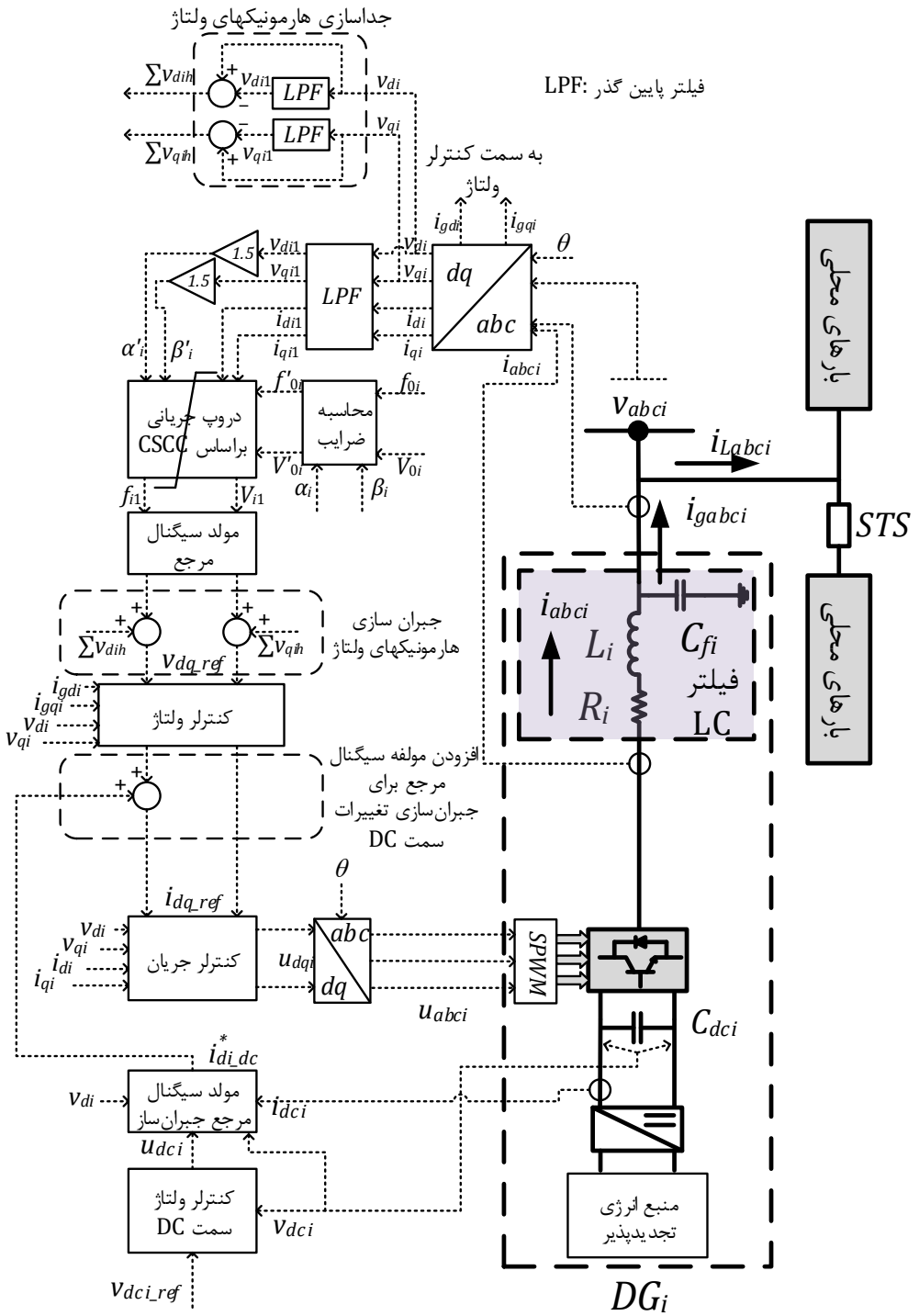


شکل ۶–۳. حلقه کنترل ولتاژ DC و ایجاد سیگنال DC مرجع موردنیاز

۶–۲. اعمال کنترل‌کننده ارائه شده در سیستم مبتنی بر مشخصه افتی جریانی

به‌منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده ولتاژ سمت DC در سیستم مبتنی بر مشخصه افتی جریانی (فصل چهارم) با هدف جبران نوسانات ناگهانی سمت تولید، شبیه‌سازی‌هایی بر اساس سناریوی مشخص

صورت گرفته است. ساختار کلی کنترل‌کننده ارائه شده در شکل ۶–۴ نشان داده شده و مشخصات ریزشبکه همانند فصل‌های قبل در نظر گرفته شده است.

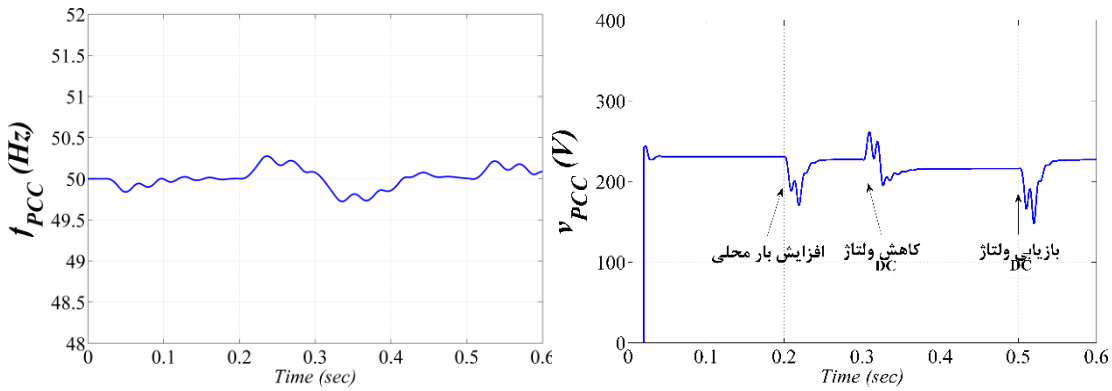


شکل ۶–۴. کنترل‌کننده‌های محلی ارائه شده برای هر واحد تولید پراکنده با اعمال حلقه جبران‌ساز ولتاژ سمت DC

روند شبیه‌سازی به این صورت در نظر گرفته شده‌است که ابتدا ریزشبکه در شرایط ماندگار در حال کار است و هر دو واحد تولید پراکنده، بارهای ریزشبکه را تغذیه می‌کنند. سپس به‌منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی در شرایط مختلف، تغییرات تصادفی بار و تولید در بار غیرخطی (هارمونیکی) اعمال شده است. عملکرد سیستم در تغییرات بار هارمونیکی در شرایط کاهش ۵۰ درصدی ولتاژ سمت DC (تغییر تولید) مورد بررسی قرار گرفته است. همانند فصل‌های قبلی، سناریو شبیه‌سازی از دو منظر تثبیت ولتاژ در نقطه PCC و تقسیم توان اکتیو و راکتیو مناسب میان واحدهای تولید پراکنده مورد بررسی قرار گرفته است. در ابتدا یک بار محلی پایه توسط واحدهای تولید پراکنده تغذیه می‌شود. سپس تغییر بارها در زمان t_1=0.2 sec صورت می‌گیرد که مربوط به ورود بارهای محلی (R_{1DGi} و L_{1DGi}) است. نوع و میزان تغییرات بار همانند سناریو شبیه‌سازی فصل چهارم در نظر گرفته شده و فقط در این بخش، سناریو قبلی با لحاظ تغییرات ولتاژ سمت DC شبیه‌سازی شده‌است و ورود بار مشترک در اینجا در نظر گرفته نشده‌است. در هنگام تغییر ناگهانی ولتاژ سمت تولید، میزان ولتاژ DC در t_{dc1}=0.3 sec به میزان ۵۰٪ افت کرده و در t_{dc2}=0.5 sec به مقدار قبلی باز می‌گردد.

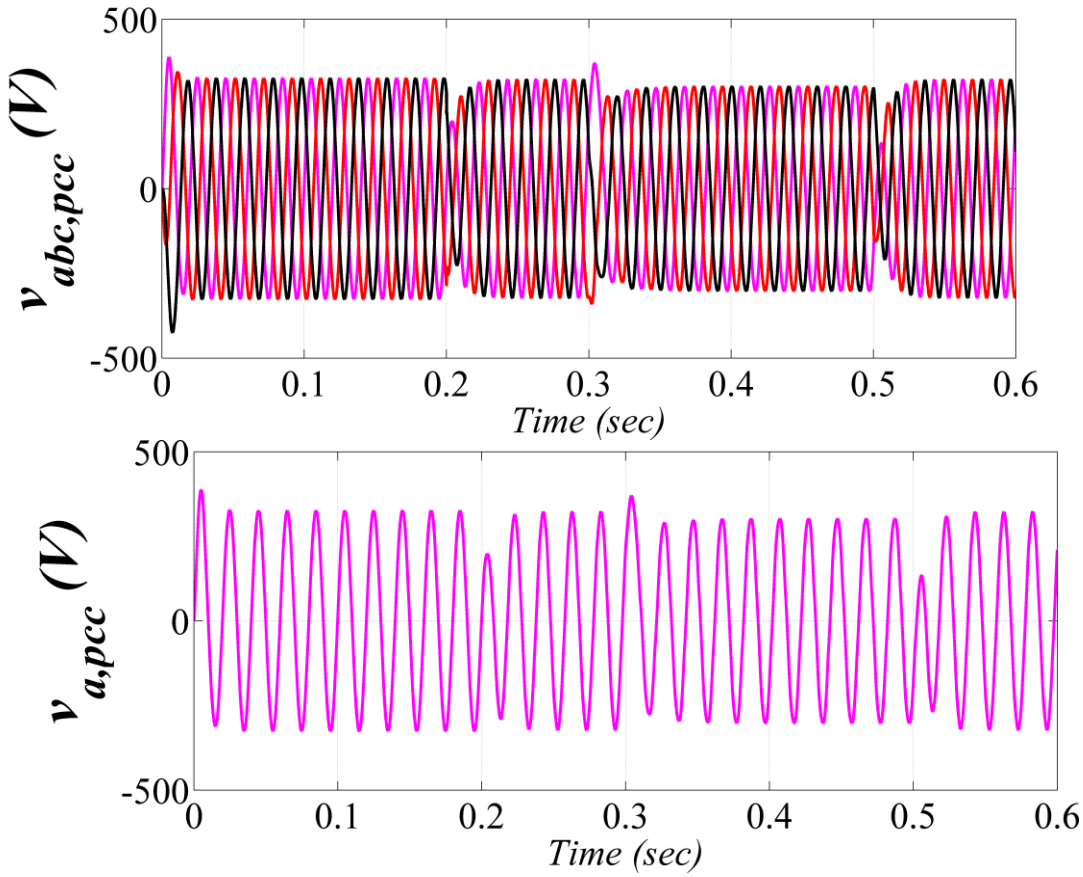
نتایج شبیه‌سازی سناریو موردنظر در شکل ۶–۵ نشان داده شده‌است. از شکل‌ها مشخص است که دامنه ولتاژهای PCC و فرکانس آن در حد قابل‌قبول ولتاژ مرجع قرار می‌گیرد و تغییرات قابل قبولی را در طول شبیه‌سازی نشان می‌دهد. همچنین، مطابق شکل ۶–۶، موج ولتاژهای PCC در همه سناریوها پس از طی یک دوره گذرای بسیار کوتاه، در مقدار مطلوب حفظ شده‌اند.

شکل ۶–۷ و شکل ۶–۸، توان‌های اکتیو و راکتیو واحدهای تولید پراکنده را در شرایط سناریو تغییرات سمت DC نشان می‌دهد. از شکل‌ها مشخص است که سرعت دوره گذرا و پایداری سیستم به‌خوبی تأمین می‌شود.

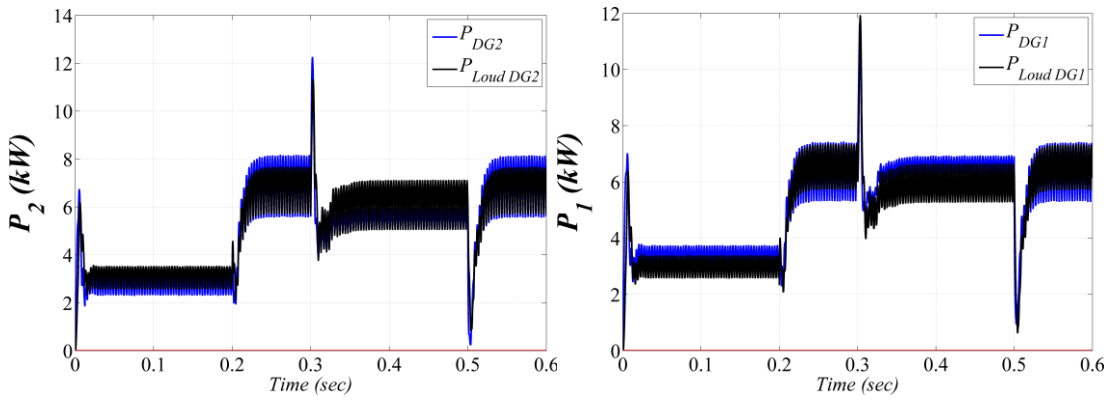


(ب) (الف)

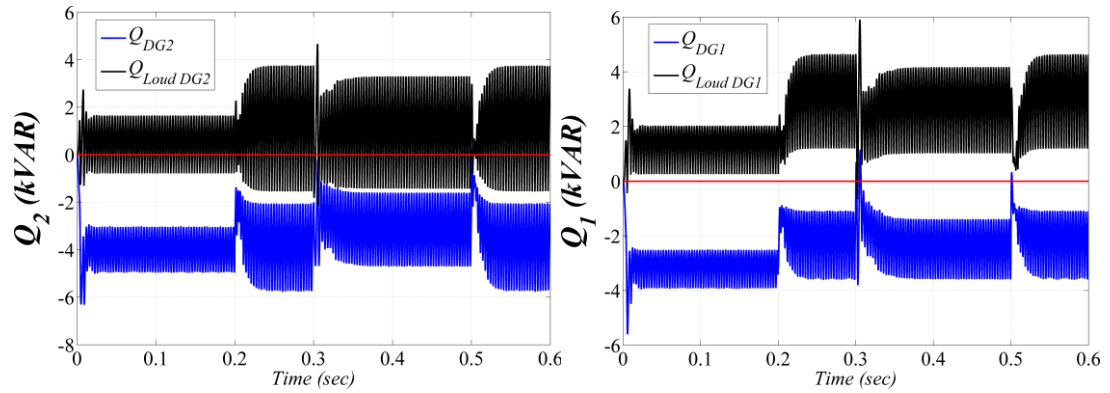
شکل ۶–۵. تغییرات (الف) دامنه (rms) و (ب) فرکانس ولتاژ در نقطه اتصال مشترک (PCC) در شرایط تغییر ناگهانی ولتاژ سمت DC



شکل ۶–۶. تغییرات شکل موج ولتاژ سه فاز در نقطه اتصال مشترک (PCC) در شرایط تغییر ناگهانی ولتاژ سمت DC



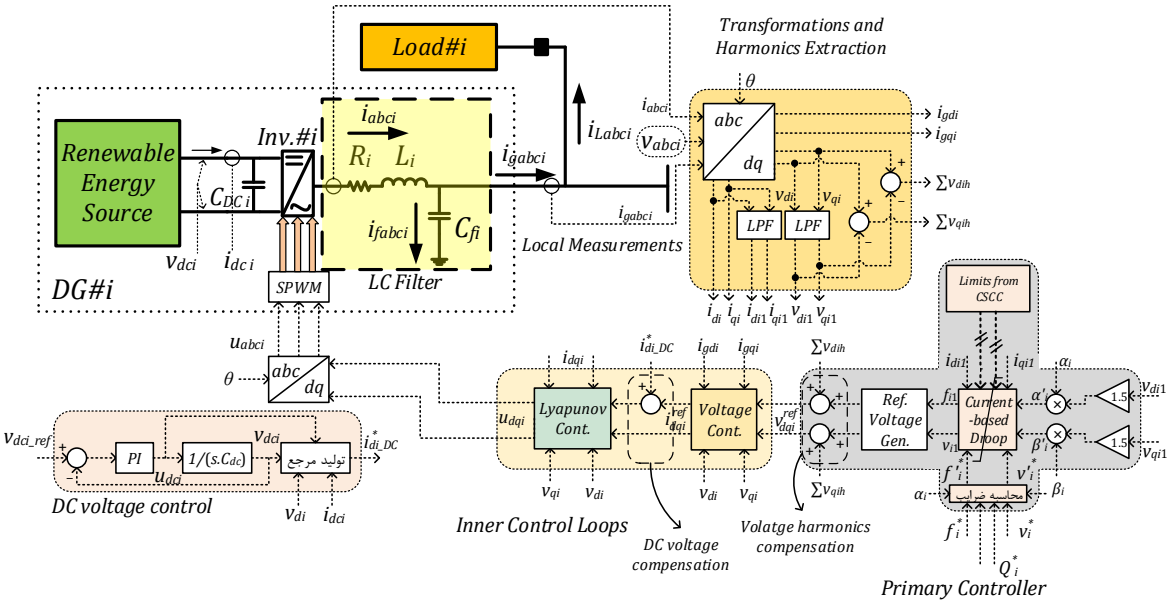
شکل ۶–۷. تغییرات توان اکتیو در شرایط تغییرات سمت DC



شکل ۶–۸. تغییرات توان راکتیو در شرایط تغییرات سمت DC

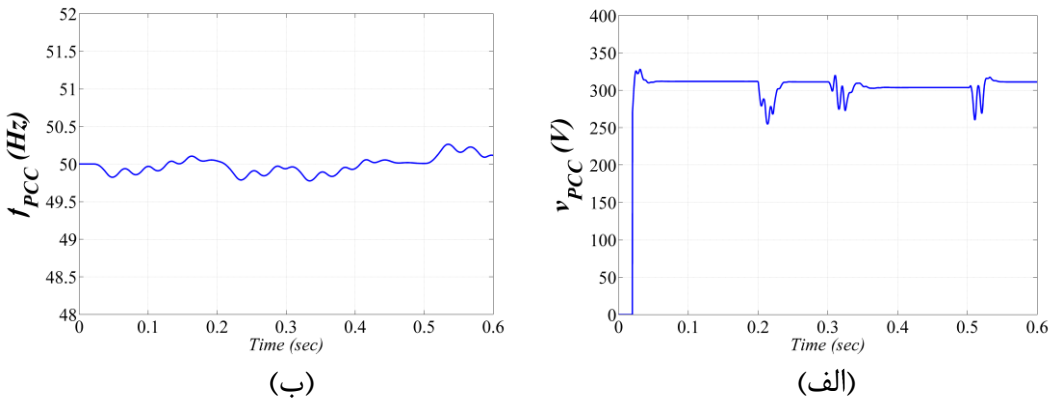
۶–۳. اعمال کنترل‌کننده ارائه شده در سیستم دارای کنترل لیاپانوفی

به‌منظور بررسی عملکرد کنترل‌کننده ولتاژ سمت DC در سیستم مبتنی بر کنترل‌کننده لیاپانوفی (فصل پنجم) با هدف جبران نوسانات ناگهانی سمت تولید، شبیه‌سازی‌هایی بر اساس سناریوی مشخص صورت گرفته است. ساختار کلی کنترل‌کننده ارائه شده در شکل ۶–۹ نشان داده شده و مشخصات ریزشبکه همانند فصل‌های قبل در نظر گرفته شده است.



شکل ۶–۹. کنترل‌کننده‌های محلی شامل کنترل‌کننده لیاپانوفی برای هر واحد تولید پراکنده با اعمال حلقه جبران‌ساز ولتاژ سمت DC

همانطورکه پیش از این گفته شد، افت ولتاژ سمت DC نشان‌دهنده تغییر ناگهانی طبیعی در منبع انرژی تجدیدپذیر است. لذا در سناریو موردنظر، همان سناریو فصل پنجم با تغییرات ولتاژ DC تکمیل شده‌است. به این صورت که پس از افزایش ناگهانی بار در t=0.2 sec، ولتاژ سمت DC به میزان ۵۰٪ از میزان نرمال آن، در زمان t=0.3 sec کاهش می‌یابد و مجدداً در t=0.5 sec به حالت عادی بازمی‌گردد. شکل ۶–۱۰، تأثیر این سناریو را در ولتاژ PCC نشان‌می‌دهد.

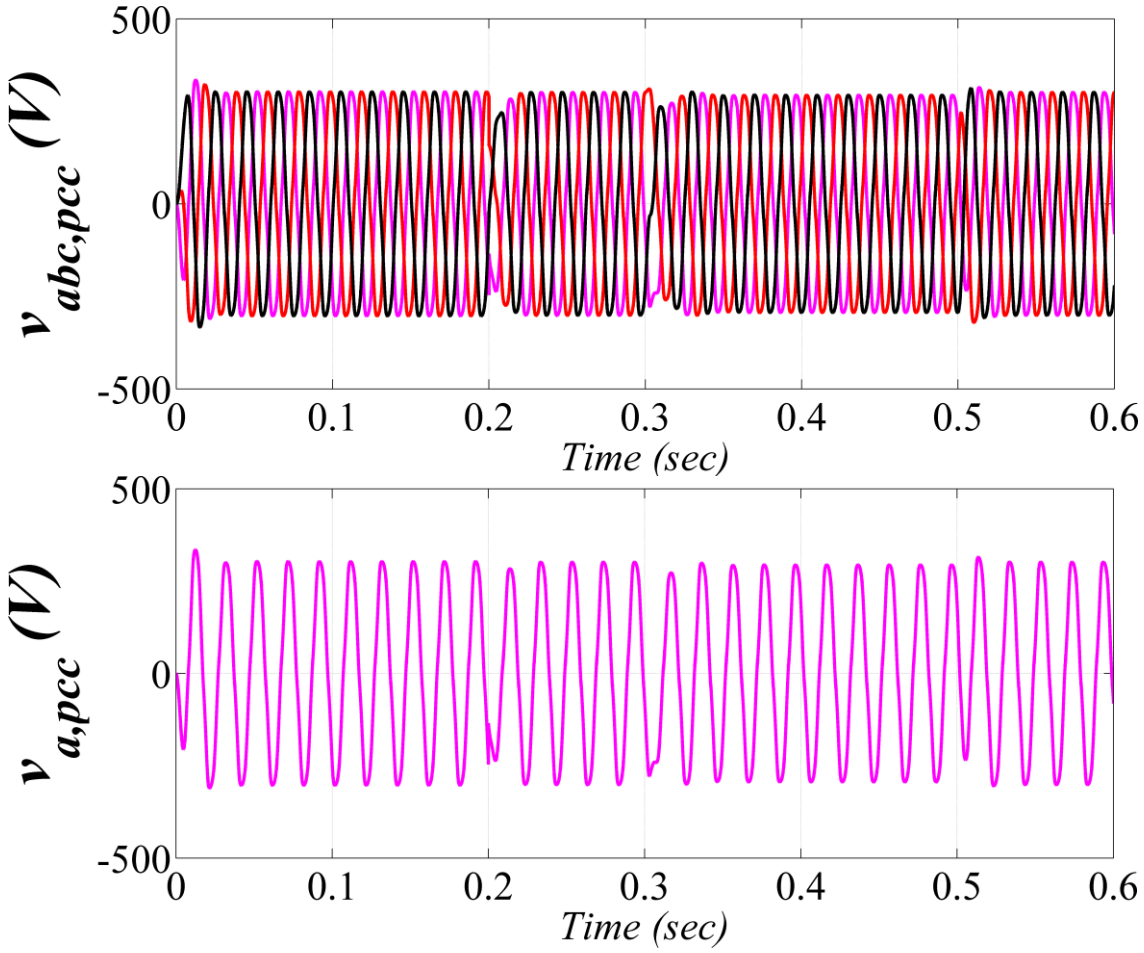


(ب) (الف)

شکل ۶–۱۰. تغییرات (الف) دامنه (rms) و (ب) فرکانس ولتاژ سه فاز در نقطه اتصال مشترک (PCC) در شرایط تغییر ناگهانی ولتاژ سمت DC

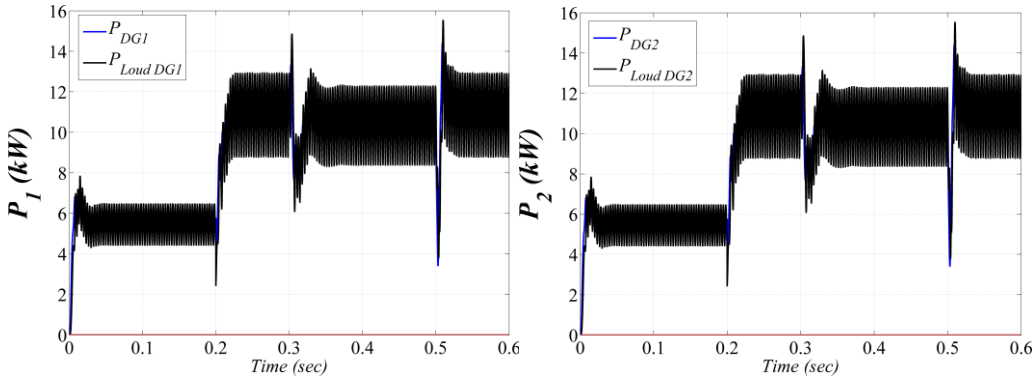
همانطورکه در شکل مشخص است، دامنه و فرکانس ولتاژ پس از وقوع تغییر ناگهانی در ولتاژ DC در دو زمان فوق‌الذکر به‌خوبی تنظیم شده‌اند و در بازه مجاز باقی‌مانده‌اند. اما همانند حالت قبل اگر کاهش ولتاژ DC با افزایش تقاضای بارها مطابقت نداشته‌باشد، افت ولتاژ نامطلوبی ایجاد خواهد شد.

همچنین، مطابق شکل ۶–۱۱، موج ولتاژهای PCC در همه سناریوها پس از طی یک دوره گذرای بسیار کوتاه، در مقدار مطلوب حفظ شده‌اند.



شکل ۶–۱۱. تغییرات شکل موج ولتاژ سه فاز در نقطه اتصال مشترک (PCC) در شرایط تغییر ناگهانی ولتاژ سمت DC برای ریزشبکه دارای کنترل کننده لیاپانوفی

شکل ۶–۱۲ توان‌های واحدهای تولید پراکنده را در شرایط سناریو تغییرات سمت DC نشان می‌دهد. از شکل‌ها مشخص است که سرعت دوره گذرا و پایداری سیستم در این حالت نیز به‌خوبی تأمین می‌شود.



شکل ۶–۱۲. تغییرات توان اکتیو در شرایط تغییرات سمت DC برای ریزشبکه دارای کنترل کننده لیاپانوفی

۶–۴. جمع‌بندی

در این فصل به‌منظور جبران‌سازی عدم قطعیت تولید انرژی تجدیدپذیر و تغییرات ولتاژ لینک DC نیز از یک حلقه کنترلی اضافی استفاده شده و پایداری آن نیز مورد بررسی قرار گرفته است. برای این منظور دو روش پیشنهادی در فصل‌های چهارم و پنجم با استفاده از یک حلقه کنترلی اضافی، کامل‌تر شده است. با استفاده از روش پیشنهادی، پایداری کل سیستم در شرایط تغییرات ناگهانی و غیرقابل پیش‌بینی حفظ شده‌است. در هر دو روش، ولتاژهای خروجی به‌خوبی تنظیم شده‌اند و سیستم کنترلی ارائه شده به‌خوبی کار تنظیم ولتاژ را انجام می‌دهد. در فصل آینده نتیجه‌گیری و پیشنهادهای این رساله جمع‌بندی خواهد شد.

فصل هفتم

نتیجه‌گیری و پیشنهادها

در این فصل خلاصه‌ای از رساله به همراه نتایج اصلی بدست آمده توضیح داده شده‌است. در انتها نیز پیشنهادهایی برای کارهای آینده درزمینهٔ مطالعات صورت گرفته، ارائه گردیده‌است.

۷-۱. نتیجه‌گیری

در این رساله پس از بررسی مطالعات قبلی انجام‌شده در خصوص کنترل ریزشبکه‌ها، ساختار کنترل سلسله‌مراتبی ارائه شده‌است. در این ساختار، برای کنترل ریزشبکه، چهار بخش اصلی حلقه‌های کنترل داخلی، کنترل اولیه، ثانویه و ثالثیه معرفی گردیده و با توجه به تمرکز رساله بر روی کنترل محلی، به مطالعات این بخش خصوصاً تئوری کنترل مشخصه افتی به‌طور خاص پرداخته شده‌است. سپس به‌منظور انجام مطالعات، مدل ریزشبکه بر اساس معادلات حالت خطی شده به‌منظور رسیدن به مدل سیگنال کوچک صورت گرفته‌است.

با این مقدمات، سه موضوع اصلی در این رساله مورد مطالعه قرار گرفته‌است که هر یک با کار روی یکی از قسمت‌های کنترل محلی، عملکرد آن‌را بهبود می‌دهند. رویکرد کلی در این رساله، ارائه یک سیستم کنترل محلی چندمنظوره با در نظر گرفتن تغییرات ناگهانی و غیرقطعی بار و تولید است. در همین راستا، رویکردها و نتایج بدست آمده به‌طور خلاصه به شرح ذیل می‌باشد:

الف- بهبود کنترل محلی با کار روی کنترل مشخصه افتی و حدود عملیاتی آن در سطح کنترل اولیه: در فصل چهارم، مشخصه افتی مبتنی بر جریان مورد استفاده ارائه شده‌است که به پارامترهای تنظیمی کمتری نیاز دارد. سپس با استفاده از تحلیل حالت دائمی، منحنی‌های ظرفیت CSCC بدست آمده‌است. با استفاده از این منحنی‌های دایره شکل، علاوه بر تعیین حدود بالا و پایین برای جریان‌های منحنی‌های مشخصه افتی، ناحیه عملکرد ریزشبکه نیز با تلاقی منحنی‌های مشخصه افتی هر واحد تولید پراکنده تعیین گردیده‌است. این محدوده، با توجه به امکان تغییر احتمالی پارامترهای مؤثر و درنتیجه تغییر دوایر CSCC مورد بررسی قرار گرفته‌اند که در نهایت نشان می‌دهد تغییرات پارامتر مقاومت مدار تأثیر چندانی در اندازه محدوده مجاز کاری ندارد؛ اما تغییرات مرجع ولتاژ بسیار در اندازه این محدوده مؤثر است. از سوی دیگر با تحلیل حالت دینامیکی، دومین مجموعه

محدودیت‌های مشخصه افتی مربوط به فرکانس و ولتاژ محاسبه شده‌است. این محدودیت‌ها از ساختار بیضی‌شکل منحنی فرکانس-ولتاژ گرفته شده‌اند. در کنار این قابلیت‌های اضافه‌شده به سیستم، جبران‌سازی هارمونیکی برای کاهش هارمونیک‌های ولتاژ نیز صورت گرفته تا سیستم کنترل چندمنظوره موردنظر حاصل شود. از سه منظر تثبیت ولتاژ، هارمونیک‌های ولتاژ و تقسیم جریان، عملکرد مطلوب سیستم ارائه شده مورد بررسی قرار گرفته و با یکی از روش‌های مرسوم مقایسه گردیده‌است. مهم‌ترین نوآوری این بخش پیدا کردن حدود منحنی مشخصه افتی با کمک تحلیل حالت‌های ماندگار و دینامیکی سیستم و تعیین منحنی‌های دایره‌ای و بیضوی تغییرات جریان، ولتاژ و فرکانس و تلفیق آن با یک روش جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ است. این ترکیب چندمنظوره به‌خوبی در شرایط مختلف تغییرات ناگهانی بار عمل کرده است.

ب- استفاده از روش مستقیم پایداری لیاپانوف در کنترل محلی: در ادامه رویکرد کنترل سلسله‌مراتبی، از یک کنترل‌کننده مبتنی بر روش مستقیم لیاپانوف در این ساختار در حلقه کنترل داخلی استفاده شده‌است. برای این منظور ابتدا با تشکیل تابع لیاپانوف و مشتق آن، شرط پایداری سراسری مجانبی مورد برسی قرار گرفته و بر اساس آن کنترل‌کننده لیاپانوفی مناسب پیشنهاد گردیده‌است. سپس ساختار کنترل محلی چندمنظوره واحدهای تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در ریزشبکه با به‌کارگیری آن ارائه شده‌است. با استفاده از کنترل‌کننده ارائه شده، توابع کلیدزنی مناسب برای عملکرد پایدار کنترل‌کننده محلی و نیز عملکرد مناسب هر واحد تولید پراکنده مبتنی بر اینورتر در ریزشبکه بدست می‌آید. استفاده از این کنترل‌کننده در ساختار کنترل سلسله‌مراتبی محلی ریزشبکه به همراه جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ و ارائه یک ساختار کنترلی چندمنظوره، از نوآوری‌های این فصل به شمار می‌رود. همچنین در ساختار روش پیشنهادی، همراه با کنترل‌کننده لیاپانوفی، از کنترل اولیه مبتنی بر مشخصه افتی و منحنی‌های CSCC که در فصل قبلی ارائه شد نیز استفاده شده‌است. کارایی روش ارائه شده با استفاده از شبیه‌سازی در MATLAB/SIMULINK و بر اساس سناریوهای

مختلف تغییر بار نشان داده شده است. نتایج شبیه‌سازی، عملکرد مطلوب سیستم را در هردو حالت دائمی و دینامیکی نشان می‌دهند.

ج- طراحی حلقه کنترل ولتاژ سمت DC به‌منظور تثبیت تغییرات ناشی از تغییرات تولید

منبع: به‌منظور جبران‌سازی عدم قطعیت تولید انرژی تجدیدپذیر و تغییرات ولتاژ لینک DC نیز از یک حلقه کنترلی اضافی استفاده شده و پایداری آن نیز مورد بررسی قرار گرفته است. برای این منظور دو روش پیشنهادی در فصل‌های چهارم و پنجم با استفاده از یک حلقه کنترلی اضافی، کامل‌تر شده‌است. با استفاده از روش پیشنهادی، پایداری کل سیستم در شرایط تغییرات ناگهانی و غیرقابل پیش‌بینی حفظ شده‌است. در هر دو روش، ولتاژهای خروجی به‌خوبی تنظیم شده‌اند و حلقه کنترلی ارائه شده به‌خوبی کار تنظیم ولتاژ را انجام می‌دهد. استفاده از این حلقه اضافی در هر دو نوع سیستم کنترلی ارائه شده قبلی و تکمیل ساختار کنترلی سلسله‌مراتبی چندمنظوره موردنظر، از نوآوری‌های این بخش به شمار می‌رود.

۷-۲. پیشنهادها

برای ادامه و تکمیل رویکردهای معرفی‌شده در این رساله، موضوعات ذیل پیشنهاد می‌شود:

۱. در نظر گرفتن مشخصه افتی‌های مبتنی بر هزینه تولید هر واحد تولید پراکنده در ساختارهای پیشنهادی به‌منظور بهینه‌سازی تقسیم بار میان واحدها را براساس شرایط هزینه تولید هر واحد.

۲. طراحی سیستم اتصال برای هر واحد تولید پراکنده در هنگام اتصال به شبکه‌ای ناشناخته با حداقل تنظیمات توسط کاربر و براساس تنظیم تطبیقی و هوشمند سیستم کنترل.

۳. پیاده‌سازی عملی روش‌های ارائه شده و بررسی نتایج آن.

۴. استفاده از سایر روش‌های کنترل غیرخطی به‌طور هم‌زمان با روش‌های هوشمند با حفظ رویکرد چندمنظوره سیستم.

ضمائم

بدست آوردن منحنی های قابلیت حالت دائمی (دایره شکل) CSCC ارائه‌شده در فصل چهارم

با در نظر گرفتن معادلات زیر:

$$C_{dci}\frac{dv_{dci}}{dt}=u_{di}i_{di}+u_{qi}i_{qi}+i_{dci} \qquad \text{(ض- ۱)}$$

$$u_{di}^{*}=-v_{dci}^{*\,-1}(-\omega L_i i_{qi}^{*}+R_i i_{di}^{*}+v_{di}^{*}) \qquad \text{(ض- ۲)}$$

$$u_{qi}^{*}=-v_{dci}^{*\,-1}(\omega L_i i_{di}^{*}+R_i i_{qi}^{*}) \qquad \text{(ض- ۳)}$$

و در نظر گرفتن این موضوع که در حالت ماندگار، سمت چپ معادله (ض- ۱) برابر صفر است می‌توان نوشت:

$$u_{di}i_{di}+u_{qi}i_{qi}+i_{dci}=0 \qquad \text{(ض- ۴)}$$

با قرار دادن (ض- ۲) و (ض- ۳) در (ض- ۴) خواهیم داشت:

$$\left[-v_{dci}^{*\,-1}(-\omega L_i i_{qi}^{*}+R_i i_{di}^{*}+v_{di}^{*})\right]i_{di}^{*}+\left[-v_{dci}^{*\,-1}(\omega L_i i_{di}^{*}+R_i i_{qi}^{*})\right]i_{qi}^{*}+i_{dci}=0 \qquad \text{(ض- ۵)}$$

با ادامه محاسبات جبری به شرح ذیل:

$$\begin{aligned}&\Rightarrow\left[v_{dci}^{*\,-1}\omega L_i i_{qi}^{*}i_{di}^{*}-v_{dci}^{*\,-1}R_i i_{di}^{*\,2}-v_{dci}^{*\,-1}v_{di}^{*}i_{di}^{*}\right]\\&\quad+\left[-v_{dci}^{*\,-1}\omega L_i i_{di}^{*}i_{qi}^{*}-v_{dci}^{*\,-1}R_i i_{qi}^{*\,2}\right]+i_{dci}^{*}=0\end{aligned} \qquad \text{(ض- ۶)}$$

$$\begin{aligned}&\Rightarrow\left[\cancel{v_{dci}^{*\,-1}\omega L_i i_{qi}^{*}i_{di}^{*}}-v_{dci}^{*\,-1}R_i i_{di}^{*\,2}-v_{dci}^{*\,-1}v_{di}^{*}i_{di}^{*}\right]\\&\quad+\left[\cancel{-v_{dci}^{*\,-1}\omega L_i i_{di}^{*}i_{qi}^{*}}-v_{dci}^{*\,-1}R_i i_{qi}^{*\,2}\right]+i_{dci}^{*}=0\end{aligned} \qquad \text{(ض- ۷)}$$

$$\Rightarrow -v_{dci}^{*\,-1}R_i i_{di}^{*\,2}-v_{dci}^{*\,-1}v_{di}^{*}i_{di}^{*}-v_{dci}^{*\,-1}R_i i_{qi}^{*\,2}+i_{dci}^{*}=0 \qquad \text{(ض- ۸)}$$

$$\Rightarrow i_{di}^{*\,2}-\frac{v_{dci}^{*\,-1}v_{di}^{*}i_{di}^{*}}{-v_{dci}^{*\,-1}R_i}+i_{qi}^{*\,2}+\frac{i_{dci}^{*}}{-v_{dci}^{*\,-1}R_i}=0 \qquad \text{(ض- ۹)}$$

$$\Rightarrow i_{di}^{*\,2}+i_{qi}^{*\,2}+R_i^{-1}v_{di}^{*}i_{di}^{*}-R_i^{-1}v_{dci}^{*}i_{dci}^{*}=0 \qquad \text{(ض- ۱۰)}$$

با تعریف D و F بصورت $D=R_i^{-1}v_{di}^{*}$, $F=-R_i^{-1}v_{dci}^{*}i_{dci}^{*}$ معادله نهایی دایره بصورت زیر حاصل خواهد شد:

$$i_{di}^{*\,2} + i_{qi}^{*\,2} + D.i_{di}^{*} + F = 0$$ (ض- ۱۱)

بدست آوردن منحنی های بیضی شکل حالت دینامیکی ارائه شده در فصل چهارم

همانطور که در فصل چهارم گفته شد، در حالت دینامیکی انحراف از حالت دائمی را مطابق معادلات زیر (معادله (۴-۲۵)) در نظر می گیریم:

$$i_{di1} = i_{di1}^{*} + \Delta i_{di1} \qquad , \qquad i_{qi1} = i_{qi1}^{*} + \Delta i_{qi1}$$ (ض- ۱۲)

که در آن i_{dqi1} و i^{*}_{dqi1}، به‌ترتیب جریان‌های واحد تولید پراکنده در دو حالت دینامیکی و دائمی می‌باشند. همچنین معادلات دروپ مبتنی بر جریان (معادلات (۴-۱۳) و (۴-۱۴)) نیز پیش از این ارائه گردید:

$$f_{i1} = f'_{0i} - \alpha'_i i_{di1}$$ (ض- ۱۳)

$$v_{i1} = v'_{0i} + \beta'_i i_{qi1}$$ (ض- ۱۴)

از دو معادله (ض- ۱۳) و (ض- ۱۴) معادلات زیر برای i_{dqi1} و Δi_{dqi1} بدست می‌آیند:

$$i_{di1} = \alpha_i'^{-1}\left(f'_{0i} - f_{i1}\right)$$ (ض- ۱۵)

$$i_{qi1} = -\beta_i'^{-1}\left(v'_{0i} - v_{i1}\right)$$ (ض- ۱۶)

همچنین برای Δi_{dqi1} نیز از دو معادله (ض- ۱۳) و (ض- ۱۴) استفاده می‌کنیم:

$$\Delta i_{di1} = \alpha_i'^{-1}\left(\Delta f'_{0i} - \Delta f_{i1}\right)$$ (ض- ۱۷)

$$\Delta i_{qi1} = -\beta_i'^{-1}\left(\Delta v'_{0i} - \Delta v_{i1}\right)$$ (ض- ۱۸)

با در نظر گرفتن این موضوع که $\Delta f'_{0i}$ و $\Delta v'_{0i}$ تغییرات دینامیکی مقادیر مرجع هستند، مقادیر آنها برابر صفر است. لذا (ض- ۱۷) و (ض- ۱۸) بصورت زیر بازنویسی می شوند:

$$\Delta i_{di1} = -\alpha_i'^{-1}\Delta f_{i1}$$ (ض- ۱۹)

$$\Delta i_{qi1} = \beta_i'^{-1}\Delta v_{i1}$$ (ض- ۲۰)

با قراردادن (ض- ۱۵)، (ض- ۱۶)، (ض- ۱۹) و (ض- ۲۰) در (ض- ۱۲) و بدست آوردن i^{*}_{dqi1} خواهیم داشت:

$$i_{di1}^{*} = i_{di1} - \Delta i_{di1} = \alpha_i'^{-1}(f'_{0i} - f_{i1} + \Delta f_{i1})$$ (ض- ۲۱)

$$i_{qi1}^{*} = i_{qi1} - \Delta i_{qi1} = -\beta_i'^{-1}(v'_{0i} - v_{i1} + \Delta v_{i1})$$ (ض- ۲۲)

با قراردادن (ض- ۲۱) و (ض- ۲۲) در معادله دایره CSCC (معادله (ض- ۱۱) یا همان معادله (۴-۲۱)) خواهیم داشت:

$$\alpha_i'^{-2}(f_{0i}'-f_{i1}+\Delta f_{i1})^2+\beta_i'^{-2}(v_{0i}'-v_{i1}+\Delta v_{i1})^2+R_i^{-1}v_{di}^*\alpha_i'^{-1}(f_{0i}'-f_{i1}+\Delta f_{i1}) - R_i^{-1}v_{dc_i}^*i_{dc_i}^*=0 \qquad \text{(ض- ۲۳)}$$

این معادله را با انجام عملیات جبری، بر حسب f_{i1} و v_{i1} مرتب می کنیم:

$$\begin{aligned}&\alpha_i'^{-2}f_{i1}^{\ 2}+\alpha_i'^{-2}\left(f_{0i}'+\Delta f_{i1}\right)^2-2\alpha_i'^{-2}f_{i1}\left(f_{0i}'+\Delta f_{i1}\right)+\\&+\beta_i'^{-2}v_{i1}^{\ 2}+\beta_i'^{-2}\left(v_{0i}'+\Delta v_{i1}\right)-2\beta_i'^{-2}v_{i1}\left(v_{0i}'+\Delta v_{i1}\right)+\\&-R_i^{-1}v_{di}^*\alpha_i'^{-1}f_{i1}+R_i^{-1}v_{di}^*\alpha_i'^{-1}\left(f_{0i}'+\Delta f_{i1}\right)-R_i^{-1}v_{dc_i}^*i_{dc_i}^*=0\end{aligned} \qquad \text{(ض- ۲۴)}$$

$$\begin{aligned}&\Rightarrow\alpha_i'^{-2}f_{i1}^{\ 2}+\beta_i'^{-2}v_{i1}^{\ 2}-\left(2\alpha_i'^{-2}f_{0i}'\right)f_{i1}-\left(2\alpha_i'^{-2}\Delta f_{i1}\right)f_{i1}+\\&-\left(R_i^{-1}v_{di}^*\alpha_i'^{-1}\right)f_{i1}-\left(2\beta_i'^{-2}v_{0i}'\right)v_{i1}-\left(2\beta_i'^{-2}\Delta v_{i1}\right)v_{i1}+\\&+\alpha_i'^{-2}\left(f_{0i}'+\Delta f_{i1}\right)^2+\beta_i'^{-2}\left(v_{0i}'+\Delta v_{i1}\right)+R_i^{-1}v_{di}^*\alpha_i'^{-1}\left(f_{0i}'+\Delta f_{i1}\right)-R_i^{-1}v_{dc_i}^*i_{dc_i}^*=0\end{aligned} \qquad \text{(ض- ۲۵)}$$

$$\begin{aligned}&\Rightarrow\alpha_i'^{-2}f_{i1}^{\ 2}+\beta_i'^{-2}v_{i1}^{\ 2}+\left(-2\alpha_i'^{-2}f_{0i}'-2\alpha_i'^{-2}\Delta f_{i1}-R_i^{-1}v_{di}^*\alpha_i'^{-1}\right)f_{i1}+\\&+\left(-2\beta_i'^{-2}v_{0i}'-2\beta_i'^{-2}\Delta v_{i1}\right)v_{i1}+\\&+\alpha_i'^{-2}\left(f_{0i}'+\Delta f_{i1}\right)^2+\beta_i'^{-2}\left(v_{0i}'+\Delta v_{i1}\right)+R_i^{-1}v_{di}^*\alpha_i'^{-1}\left(f_{0i}'+\Delta f_{i1}\right)-R_i^{-1}v_{dc_i}^*i_{dc_i}^*=0\end{aligned} \qquad \text{(ض- ۲۶)}$$

معادله (ض- ۲۶) همان معادله بیضی مورد نظر در (۴-۲۹) است که بصورت ذیل بازنویسی شده است:

$$Af_{i1}^2+Bv_{i1}^2+Df_{i1}+Ev_{i1}+F=0 \qquad \text{(ض- ۲۷)}$$

که در آن:

$$A=\alpha_i'^{-2} \quad , \quad B=\beta_i'^{-2} \qquad \text{(ض- ۲۸)}$$

$$D=-2\alpha_i'^{-2}f_{0i}'-2\alpha_i'^{-2}\Delta f_{i1}-R_i^{-1}V_{di}^*\alpha_i'^{-1} \qquad \text{(ض- ۲۹)}$$

$$E=-2\beta_i'^{-2}v_{0i}'-2\beta_i'^{-2}\Delta v_{i1} \qquad \text{(ض- ۳۰)}$$

$$F=\alpha_i'^{-2}(f_{0i}'+\Delta f_{i1})^2+\beta_i'^{-2}(v_{0i}'+\Delta v_{i1})^2+R_i^{-1}v_{di}^*\alpha_i'^{-1}(f_{0i}'+\Delta f_{i1})-R_i^{-1}v_{dc_i}^*i_{dc_i}^* \qquad \text{(ض- ۳۱)}$$

بدست آوردن مشتق تابع لیاپانوف ارائه شده در فصل پنجم

مطابق رابطه (۵-۱)، تابع لیاپانوف پیشنهادی به صورت زیر است:

$$E_L(\Delta i_{di},\Delta i_{qi},\Delta v_{di},\Delta v_{qi},\Delta v_{dci}) = 0.5L_i\Delta i_{di}{}^2 + 0.5L_i\Delta i_{qi}{}^2 + 0.5C_{fi}\Delta v_{di}{}^2 + 0.5C_{fi}\Delta v_{qi}{}^2 + 0.5L_{gi}\Delta i_{gdi}{}^2 + 0.5L_{gi}\Delta i_{gqi}{}^2 + 0.5C_{dci}\Delta v_{dci}{}^2 \quad \text{(ض- ۳۲)}$$

که در آن:

$$\begin{aligned} \Delta i_{dqi} &= i_{dqi} - i^*_{dqi} \quad , \quad \Delta v_{dqi} = v_{dqi} - v^*_{dqi} \\ \Delta i_{gdqi} &= i_{gdqi} - i^*_{gdqi} \quad , \quad \Delta v_{dci} = v_{dci} - v^*_{dci} \\ \Delta v_{gdqi} &= v_{gdqi} - v^*_{gdqi} \quad , \quad \Delta u_{dqi} = u_{dqi} - u^*_{dqi} \end{aligned} \quad \text{(ض- ۳۳)}$$

بالانویس * نشان‌دهنده مقادیر متغیر مربوطه در حالت دائمی می‌باشد.

با گرفتن مشتق از (ض- ۳۲) بر حسب متغیرهای تابع داریم:

$$\dot{E}_L = L_i\Delta i_{di}\Delta\dot{i}_{di} + L_i\Delta i_{qi}\Delta\dot{i}_{qi} + C_{fi}\Delta v_{di}\Delta\dot{v}_{di} + C_{fi}\Delta v_{qi}\Delta\dot{v}_{qi} + L_{gi}\Delta i_{gdi}\Delta\dot{i}_{gdi} + L_{gi}\Delta i_{gqi}\Delta\dot{i}_{gqi} + C_{dci}\Delta v_{dci}\Delta\dot{v}_{dci} < 0 \quad \text{(ض- ۳۴)}$$

از سوی دیگر، مطابق فصل‌های ۳ و ۴ معادلات (۳-۲) الی (۳-۷) و (۴-۵) را در نظر می‌گیریم (این معادلات برای سهولت دسترسی مجدداً در اینجا آورده شده‌اند)

$$\dot{i}_{di} = -\frac{R_i}{L_i}i_{di} + \omega_i i_{qi} - \frac{1}{L_i}u_{di}v_{dci} - \frac{1}{L_i}v_{di} \quad \text{(ض- ۳۵)}$$

$$\dot{i}_{qi} = -\frac{R_i}{L_i}i_{qi} - \omega_i i_{di} - \frac{1}{L_i}u_{qi}v_{dci} - \frac{1}{L_i}v_{qi} \quad \text{(ض- ۳۶)}$$

$$\dot{v}_{di} = \omega_i v_{qi} + \frac{1}{C_{fi}}i_{di} - \frac{1}{C_{fi}}i_{gdi} \quad \text{(ض- ۳۷)}$$

$$\dot{v}_{qi} = -\omega_i v_{di} + \frac{1}{C_{fi}}i_{qi} - \frac{1}{C_{fi}}i_{gqi} \quad \text{(ض- ۳۸)}$$

$$\dot{i}_{gdi} = -\frac{R_{gi}}{L_{gi}}i_{gdi} + \omega_i i_{gqi} + \frac{1}{L_{gi}}v_{di} - \frac{1}{L_{gi}}v_{gdi} \quad \text{(ض- ۳۹)}$$

$$\dot{i}_{gqi} = -\frac{R_{gi}}{L_{gi}}i_{gqi} - \omega_i i_{gdi} + \frac{1}{L_{gi}}v_{qi} - \frac{1}{L_{gi}}v_{gqi} \quad \text{(ض- ۴۰)}$$

$$\dot{v}_{dci} = \frac{1}{C_{dci}}u_{di}i_{di} + \frac{1}{C_{dci}}u_{qi}i_{qi} + \frac{1}{C_{dci}}i_{dci} \quad \text{(ض- ۴۱)}$$

از این معادلات، عبارات مشتق ($\Delta\dot{x}$) را حساب می‌کنیم:

$$L_i\Delta\dot{i}_{di} = -R_i\Delta i_{di} + \omega_i L_i \Delta i_{qi} - \Delta\left(u_{di}v_{dci}\right) - \Delta v_{di} \qquad (ض- ۴۲)$$

$$L_i\Delta\dot{i}_{qi} = -R_i\Delta i_{qi} - \omega_i L_i \Delta i_{di} - \Delta\left(u_{qi}v_{dci}\right) - \Delta v_{qi} \qquad (ض- ۴۳)$$

$$C_{fi}\Delta\dot{v}_{di} = \omega_i C_{fi}\Delta v_{qi} + \Delta i_{di} - \Delta i_{gdi} \qquad (ض- ۴۴)$$

$$C_{fi}\Delta\dot{v}_{qi} = -\omega_i C_{fi}\Delta v_{di} + \Delta i_{qi} - \Delta i_{gqi} \qquad (ض- ۴۵)$$

$$L_{gi}\Delta\dot{i}_{gdi} = -R_{gi}\Delta i_{gdi} + \omega_i L_{gi}\Delta i_{gqi} + \Delta v_{di} - \Delta v_{gdi} \qquad (ض- ۴۶)$$

$$L_{gi}\Delta\dot{i}_{gqi} = -R_{gi}\Delta i_{gqi} - \omega_i L_{gi}\Delta i_{gdi} + \Delta v_{qi} - \Delta v_{gqi} \qquad (ض- ۴۷)$$

$$C_{dci}\Delta\dot{v}_{dci} = \Delta\left(u_{di}i_{di}\right) + \Delta\left(u_{qi}i_{qi}\right) + \Delta i_{dci} \qquad (ض- ۴۸)$$

با ضرب طرفین معادلات فوق در عبارات Δx داریم:

$$L_i\Delta i_{di}\Delta\dot{i}_{di} = -R_i\Delta i_{di}^{\ 2} + \omega_i L_i \Delta i_{qi}\Delta i_{di} - \Delta\left(u_{di}v_{dci}\right)\Delta i_{di} - \Delta v_{di}\Delta i_{di} \qquad (ض- ۴۹)$$

$$L_i\Delta i_{qi}\Delta\dot{i}_{qi} = -R_i\Delta i_{qi}^{\ 2} - \omega_i L_i \Delta i_{di}\Delta i_{qi} - \Delta\left(u_{qi}v_{dci}\right)\Delta i_{qi} - \Delta v_{qi}\Delta i_{qi} \qquad (ض- ۵۰)$$

$$C_{fi}\Delta v_{di}\Delta\dot{v}_{di} = \omega_i C_{fi}\Delta v_{qi}\Delta v_{di} + \Delta i_{di}\Delta v_{di} - \Delta i_{gdi}\Delta v_{di} \qquad (ض- ۵۱)$$

$$C_{fi}\Delta v_{qi}\Delta\dot{v}_{qi} = -\omega_i C_{fi}\Delta v_{di}\Delta v_{qi} + \Delta i_{qi}\Delta v_{qi} - \Delta i_{gqi}\Delta v_{qi} \qquad (ض- ۵۲)$$

$$L_{gi}\Delta i_{gdi}\Delta\dot{i}_{gdi} = -R_{gi}\Delta i_{gdi}^{\ 2} + \omega_i L_{gi}\Delta i_{gqi}\Delta i_{gdi} + \Delta v_{di}\Delta i_{gdi} - \Delta v_{gdi}\Delta i_{gdi} \qquad (ض- ۵۳)$$

$$L_{gi}\Delta i_{gqi}\Delta\dot{i}_{gqi} = -R_{gi}\Delta i_{gqi}^{\ 2} - \omega_i L_{gi}\Delta i_{gdi}\Delta i_{gqi} + \Delta v_{qi}\Delta i_{gqi} - \Delta v_{gqi}\Delta i_{gqi} \qquad (ض- ۵۴)$$

$$C_{dci}\Delta v_{dci}\Delta\dot{v}_{dci} = \Delta\left(u_{di}i_{di}\right)\Delta v_{dci} + \Delta\left(u_{qi}i_{qi}\right)\Delta v_{dci} + \Delta i_{dci}\Delta v_{dci} \qquad (ض- ۵۵)$$

با جمع طرفین معادلات فوق و حذف جبری جملات قرینه، معادله (ض- ۳۴) را تشکیل می دهیم:

$$\begin{aligned}
\dot{E}_L &= L_i\Delta i_{di}\Delta\dot{i}_{di} + L_i\Delta i_{qi}\Delta\dot{i}_{qi} + C_{fi}\Delta v_{di}\Delta\dot{v}_{di} + C_{fi}\Delta v_{qi}\Delta\dot{v}_{qi} + L_{gi}\Delta i_{gdi}\Delta\dot{i}_{gdi} \\
&\quad + L_{gi}\Delta i_{gqi}\Delta\dot{i}_{gqi} + C_{dci}\Delta v_{dci}\Delta\dot{v}_{dci} \\
&= -R_i\Delta i_{di}^{\ 2} + \cancel{\omega_i L_i \Delta i_{qi}\Delta i_{di}} - \Delta\left(u_{di}v_{dci}\right)\Delta i_{di} - \cancel{\Delta v_{di}\Delta i_{di}} + \\
&\quad - R_i\Delta i_{qi}^{\ 2} - \cancel{\omega_i L_i \Delta i_{di}\Delta i_{qi}} - \Delta\left(u_{qi}v_{dci}\right)\Delta i_{qi} - \cancel{\Delta v_{qi}\Delta i_{qi}} + \\
&\quad + \cancel{\omega_i C_{fi}\Delta v_{qi}\Delta v_{di}} + \cancel{\Delta i_{di}\Delta v_{di}} - \cancel{\Delta i_{gdi}\Delta v_{di}} + \\
&\quad - \cancel{\omega_i C_{fi}\Delta v_{di}\Delta v_{qi}} + \cancel{\Delta i_{qi}\Delta v_{qi}} - \cancel{\Delta i_{gqi}\Delta v_{qi}} + \\
&\quad - R_{gi}\Delta i_{gdi}^{\ 2} + \omega_i L_{gi}\Delta i_{gqi}\Delta i_{gdi} + \cancel{\Delta v_{di}\Delta i_{gdi}} - \Delta v_{gdi}\Delta i_{gdi} \\
&\quad - R_{gi}\Delta i_{gqi}^{\ 2} - \omega_i L_{gi}\Delta i_{gdi}\Delta i_{gqi} + \cancel{\Delta v_{qi}\Delta i_{gqi}} - \Delta v_{gqi}\Delta i_{gqi} \\
&\quad + \Delta\left(u_{di}i_{di}\right)\Delta v_{dci} + \Delta\left(u_{qi}i_{qi}\right)\Delta v_{dci} + \Delta i_{dci}\Delta v_{dci}
\end{aligned} \qquad (ض- ۵۶)$$

در مورد جملات دارای توابع کلیدزنی معادل (u_{dqi}) داریم:

$$\Delta\left(u_{di}v_{dci}\right) = u_{di}v_{dci} - u_{di}^{*}v_{dci}^{*} \qquad (ض- ۵۷)$$

$$\Delta\left(u_{qi}v_{dci}\right) = u_{qi}v_{dci} - u_{qi}^{*}v_{dci}^{*} \qquad (ض- ۵۸)$$

$$\Delta\left(u_{di}i_{di}\right)=u_{di}i_{di}-u_{di}^{*}i_{di}^{*}$$ (ض- ۵۹)

$$\Delta\left(u_{qi}i_{qi}\right)=u_{qi}i_{qi}-u_{qi}^{*}i_{qi}^{*}$$ (ض- ۶۰)

از سوی دیگر مطابق (ض- ۳۳) داریم:

$$u_{di}^{*}=u_{di}-\Delta u_{di}$$ (ض- ۶۱)

$$u_{qi}^{*}=u_{qi}-\Delta u_{qi}$$ (ض- ۶۲)

با ضرب طرفین (ض- ۶۱) و (ض- ۶۲) در v_{dci}^{*} داریم:

$$u_{di}^{*}v_{dci}^{*}=u_{di}v_{dci}^{*}-\Delta u_{di}v_{dci}^{*}$$ (ض- ۶۳)

$$u_{qi}^{*}v_{dci}^{*}=u_{qi}v_{dci}^{*}-\Delta u_{qi}v_{dci}^{*}$$ (ض- ۶۴)

با جایگذاری (ض- ۶۳) در(ض- ۵۷) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}&\Delta\left(u_{di}v_{dci}\right)=u_{di}v_{dci}-\left(u_{di}v_{dci}^{*}-\Delta u_{di}v_{dci}^{*}\right)\Rightarrow\\&\Delta\left(u_{di}v_{dci}\right)=u_{di}\left(v_{dci}-v_{dci}^{*}\right)+\Delta u_{di}v_{dci}^{*}\Rightarrow\\&\Delta\left(u_{di}v_{dci}\right)=u_{di}\Delta v_{dci}+\Delta u_{di}v_{dci}^{*}\end{aligned}$$ (ض- ۶۵)

و به طریق مشابه، با جایگذاری (ض- ۶۴) در (ض- ۵۸) خواهیم داشت:

$$\Delta\left(u_{qi}v_{dci}\right)=u_{qi}\Delta v_{dci}+\Delta u_{qi}v_{dci}^{*}$$ (ض- ۶۶)

همچنین با ضرب طرفین (ض- ۶۱) و (ض- ۶۲) بترتیب در i_{di}^{*} و i_{qi}^{*} داریم:

$$u_{di}^{*}i_{di}^{*}=u_{di}i_{di}^{*}-\Delta u_{di}i_{di}^{*}$$ (ض- ۶۷)

$$u_{qi}^{*}i_{qi}^{*}=u_{qi}i_{qi}^{*}-\Delta u_{qi}i_{qi}^{*}$$ (ض- ۶۸)

با جایگذاری (ض- ۶۷) در (ض- ۵۹) خواهیم داشت:

$$\begin{aligned}&\Delta\left(u_{di}i_{di}\right)=u_{di}i_{di}-\left(u_{di}i_{di}^{*}-\Delta u_{di}i_{di}^{*}\right)\Rightarrow\\&\Delta\left(u_{di}i_{di}\right)=u_{di}\left(i_{di}-i_{di}^{*}\right)+\Delta u_{di}i_{di}^{*}\Rightarrow\\&\Delta\left(u_{di}i_{di}\right)=u_{di}\Delta i_{di}+\Delta u_{di}i_{di}^{*}\end{aligned}$$ (ض- ۶۹)

و به طریق مشابه، با جایگذاری (ض- ۶۸) در (ض- ۶۰) داریم:

$$\Delta\left(u_{qi}i_{qi}\right)=u_{qi}\Delta i_{qi}+\Delta u_{qi}i_{qi}^{*}$$ (ض- ۷۰)

چهار عبارت بدست آمده یعنی (ض- ۶۵)، (ض- ۶۶)، (ض- ۶۹) و(ض- ۷۰)) را در (ض- ۵۶) قرار داده و ساده‌سازی جبری را ادامه می‌دهیم:

$$
\begin{aligned}
\dot{E}_L &= -R_i\left(\Delta i_{di}{}^2+\Delta i_{qi}{}^2\right)-R_{gi}\left(\Delta i_{gdi}{}^2+\Delta i_{gqi}{}^2\right)-\Delta\left(u_{di}v_{dci}\right)\Delta i_{di}-\Delta\left(u_{qi}v_{dci}\right)\Delta i_{qi}+\\
&\quad -\left(\Delta v_{gdi}\Delta i_{gdi}+\Delta v_{gqi}\Delta i_{gqi}\right)+\Delta\left(u_{di}i_{di}\right)\Delta v_{dci}+\Delta\left(u_{qi}i_{qi}\right)\Delta v_{dci}+\Delta i_{dci}\Delta v_{dci}\\
&= -R_i\left(\Delta i_{di}{}^2+\Delta i_{qi}{}^2\right)-R_{gi}\left(\Delta i_{gdi}{}^2+\Delta i_{gqi}{}^2\right)+\\
&\quad -\left(u_{di}\Delta v_{dci}+\Delta u_{di}v_{dci}^*\right)\Delta i_{di}-\left(u_{qi}\Delta v_{dci}+\Delta u_{qi}v_{dci}^*\right)\Delta i_{qi}+\\
&\quad -\left(\Delta v_{gdi}\Delta i_{gdi}+\Delta v_{gqi}\Delta i_{gqi}\right)+\\
&\quad +\left(u_{di}\Delta i_{di}+\Delta u_{di}i_{di}^*\right)\Delta v_{dci}+\left(u_{qi}\Delta i_{qi}+\Delta u_{qi}i_{qi}^*\right)\Delta v_{dci}+\Delta i_{dci}\Delta v_{dci}
\end{aligned}
\tag{ض- ۷۱}
$$

$$
\begin{aligned}
\Rightarrow \dot{E}_L &= -R_i\left(\Delta i_{di}{}^2+\Delta i_{qi}{}^2\right)-R_{gi}\left(\Delta i_{gdi}{}^2+\Delta i_{gqi}{}^2\right)-\left(\Delta v_{gdi}\Delta i_{gdi}+\Delta v_{gqi}\Delta i_{gqi}\right)\\
&\quad -\cancel{u_{di}\Delta v_{dci}\Delta i_{di}}-\Delta u_{di}v_{dci}^*\Delta i_{di}-\cancel{u_{qi}\Delta v_{dci}\Delta i_{qi}}-\Delta u_{qi}v_{dci}^*\Delta i_{qi}+\\
&\quad +\cancel{u_{di}\Delta i_{di}\Delta v_{dci}}+\Delta u_{di}i_{di}^*\Delta v_{dci}+\cancel{u_{qi}\Delta i_{qi}\Delta v_{dci}}+\Delta u_{qi}i_{qi}^*\Delta v_{dci}+\Delta i_{dci}\Delta v_{dci}
\end{aligned}
$$

با ادامه عملیات جبری، در نهایت به عبارت مورد نظر برای مشتق تابع لیاپانوف خواهیم رسید:

$$
\begin{aligned}
\dot{E}_L &= -R_i\left(\Delta i_{di}{}^2+\Delta i_{qi}{}^2\right)-R_{gi}\left(\Delta i_{gdi}{}^2+\Delta i_{gqi}{}^2\right)-\left(\Delta v_{gdi}\Delta i_{gdi}+\Delta v_{gqi}\Delta i_{gqi}\right)\\
&\quad -\Delta u_{di}\left(v_{dci}^*\Delta i_{di}-\Delta v_{dci}i_{di}^*\right)-\Delta u_{qi}\left(v_{dci}^*\Delta i_{qi}+\Delta v_{dci}i_{qi}^*\right)+\Delta v_{dci}\Delta i_{dci}
\end{aligned}
\tag{ض- ۷۲}
$$

مراجع

[1] IEEE, “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems,” *IEEE Std 1547-2003*, p. 0_1-16, 2003.

[2] “IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems,” *IEEE Std 929-2000*, p. i, 2000.

[3] S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, and P. Crossley, *Microgrids and active distribution networks*. Institution of Engineering and Technology, 2009.

[4] K. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans, “A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1107–1115, Jul. 2007.

[5] T. L. Vandoorn, J. D. M. De Kooning, B. Meersman, and L. Vandevelde, “Review of primary control strategies for islanded microgrids with power-electronic interfaces,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 19, pp. 613–628, Mar. 2013.

[6] J. He and Y. W. Li, “An Enhanced Microgrid Load Demand Sharing Strategy,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 9, pp. 3984–3995, Sep. 2012.

[7] P. H. Divshali, A. Alimardani, S. H. Hosseinian, and M. Abedi, “Decentralized Cooperative Control Strategy of Microsources for Stabilizing Autonomous VSC-Based Microgrids,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 27, no. 4, pp. 1949–1959, Nov. 2012.

[8] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, and M. Castilla, “Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, Jan. 2011.

[9] C.-T. Lee, C.-C. Chu, and P.-T. Cheng, “A New Droop Control Method for the Autonomous Operation of Distributed Energy Resource Interface Converters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 4, pp. 1980–1993, Apr. 2013.

[10] A. Tuladhar, Hua Jin, T. Unger, and K. Mauch, “Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of line impedance effect,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 131–138, 2000.

[11] A. Engler, O. Osika, M. Barnes, N. Jenkins, and A. Arulampalam, *Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids: DB1: Local Micro Source controller strategies and algorithms*. European Commission, Project Report (Contract No: ENK-CT-2002-00610), 2004.

[12] K. Siri, C. Q. Lee, and T.-F. Wu, “Current distribution control for parallel connected converters. II,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 28, no. 3, pp. 841–851, Jul. 1992.

[13] M. M. A. Abdelaziz, M. F. Shaaban, H. E. Farag, and E. F. El-Saadany, “A Multistage Centralized Control Scheme for Islanded Microgrids With PEVs,”

IEEE Trans. Sustain. Energy, vol. 5, no. 3, pp. 927–937, Jul. 2014.

[14] P. Tenti, T. Caldognetto, A. Costabeber, and P. Mattavelli, “Microgrids operation based on master-slave cooperative control,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2013, pp. 7623–7628.

[15] T. Caldognetto and P. Tenti, “Microgrids Operation Based on Master–Slave Cooperative Control,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 1081–1088, Dec. 2014.

[16] J. M. Guerrero, L. Hang, and J. Uceda, “Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2845–2859, Aug. 2008.

[17] W. C. Lee, S. H. Lee, K. H. Kim, and D. S. Hyun, “Novel control strategy for parallel operation of UPS system,” *The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004.*, vol. 2. p. 983–988 Vol.2, 2004.

[18] Yunqing Pei, Guibin Jiang, Xu Yang, and Zhaoan Wang, “Auto-master-slave control technique of parallel inverters in distributed AC power systems and UPS,” in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, vol. 3, pp. 2050–2053.

[19] A. Bidram, A. Davoudi, and F. L. Lewis, “A multiobjective distributed control framework for islanded AC microgrids,” *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 10, no. 3, 2014.

[20] H. Xin, L. Zhang, Z. Wang, D. Gan, and K. P. Wong, “Control of island AC microgrids using a fully distributed approach,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 6, no. 2, 2015.

[21] Q. Shafiee, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, “Distributed Secondary Control for Islanded Microgrids—A Novel Approach,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 1018–1031, Feb. 2014.

[22] E. Planas, A. Gil-de-Muro, J. Andreu, I. Kortabarria, and I. Martínez de Alegría, “General aspects, hierarchical controls and droop methods in microgrids: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 17, no. 0, pp. 147–159, 2013.

[23] IEC, “IEC 62264-1: Enterprise-control system integration - Part 1: Models and terminology,” *IEC 62264-1 standard*. 2013.

[24] IEC, “IEC 62264-2: Enterprise-control system integration -- Part 2: Objects and attributes for enterprise-control system integration,” *IEC 62264-2 standard*. 2015.

[25] T. Degner, N. Soultanis, A. Engler, and A. G. de Muro, “Intelligent Local Controllers,” in *Book chapter of the book Microgrids*, Chichester, United Kingdom: John Wiley and Sons Ltd, 2013, pp. 81–116.

[26] K. S. Rajesh, S. S. Dash, R. Rajagopal, and R. Sridhar, “A review on control of ac microgrid,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 71, pp. 814–819, 2017.

[27] Y. Sun, X. Hou, J. Yang, H. Han, M. Su, and J. M. Guerrero, “New Perspectives on Droop Control in AC Microgrid,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 7,

pp. 5741–5745, Jul. 2017.

[28] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, “Control of Power Converters in AC Microgrids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, Nov. 2012.

[29] J. A. P. Lopes, C. L. Moreira, and A. G. Madureira, “Defining Control Strategies for MicroGrids Islanded Operation,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 21, no. 2, pp. 916–924, May 2006.

[30] J. W. Simpson-Porco, Q. Shafiee, F. Dorfler, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, and F. Bullo, “Secondary Frequency and Voltage Control of Islanded Microgrids via Distributed Averaging,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 7025–7038, 2015.

[31] A. Mehrizi-Sani and R. Iravani, “Potential-Function Based Control of a Microgrid in Islanded and Grid-Connected Modes,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 25, no. 4, pp. 1883–1891, Nov. 2010.

[32] B. Lasseter, “Microgrids [distributed power generation],” in *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings*, 2001, vol. 1, no. C, pp. 146–149.

[33] Y. A.-R. I. Mohamed and A. A. Radwan, “Hierarchical Control System for Robust Microgrid Operation and Seamless Mode Transfer in Active Distribution Systems,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 2, no. 2, pp. 352–362, Jun. 2011.

[34] C. Yuen, A. Oudalov, and A. Timbus, “The Provision of Frequency Control Reserves From Multiple Microgrids,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 173–183, Jan. 2011.

[35] M. D. Ilić and S. Liu, *Hierarchical Power Systems Control*. London: Springer London, 1996.

[36] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, and R. D. Lorenz, “Control topology options for single-phase UPS inverters,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 493–501, 1997.

[37] G. Escobar, P. Mattavelli, A. M. Stankovic, A. A. Valdez, and J. Leyva-Ramos, “An Adaptive Control for UPS to Compensate Unbalance and Harmonic Distortion Using a Combined Capacitor/Load Current Sensing,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 839–847, Apr. 2007.

[38] A. Hasanzadeh, O. C. Onar, H. Mokhtari, and A. Khaligh, “A Proportional-Resonant Controller-Based Wireless Control Strategy With a Reduced Number of Sensors for Parallel-Operated UPSs,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 1, pp. 468–478, Jan. 2010.

[39] T. Iwade, S. Komiyama, Y. Tanimura, M. Yamanaka, M. Sakane, and K. Hirachi, “A novel small-scale UPS using a parallel redundant operation system,” *The 25th International Conference on Telecommunications Energy, 2003. INTELEC ’03.* pp. 480–484, 2003.

[40] Yeong Jia Cheng and E. K. K. Sng, “A novel communication strategy for

decentralized control of paralleled multi-inverter systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 148–156, Jan. 2006.

[41] Xiao Sun, Lik-Kin Wong, Yim-Shu Lee, and Dehong Xu, "Design and analysis of an optimal controller for parallel multi-inverter systems," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 53, no. 1, pp. 56–61, Jan. 2006.

[42] Tsai-Fu Wu, Yu-Kai Chen, and Yong-Heh Huang, "3C strategy for inverters in parallel operation achieving an equal current distribution," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 2, pp. 273–281, Apr. 2000.

[43] C. K. Sao and P. W. Lehn, "Control and Power Management of Converter Fed Microgrids," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 23, no. 3, pp. 1088–1098, Aug. 2008.

[44] E. Rokrok and M. E. H. Golshan, "Adaptive voltage droop scheme for voltage source converters in an islanded multibus microgrid," *IET Gener. Transm. Distrib.*, vol. 4, no. 5, p. 562, 2010.

[45] T.-L. Lee and P.-T. Cheng, "Design of a New Cooperative Harmonic Filtering Strategy for Distributed Generation Interface Converters in an Islanding Network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1919–1927, Sep. 2007.

[46] C. K. Sao and P. W. Lehn, "Autonomous Load Sharing of Voltage Source Converters," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 20, no. 2, pp. 1009–1016, Apr. 2005.

[47] C. Sao and P. Lehn, "Control and power management of converter fed microgrids," in *IEEE PES General Meeting*, 2010, pp. 1–1.

[48] J. M. Guerrero, J. Matas, L. Garcia de Vicuna, M. Castilla, and J. Miret, "Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 994–1004, Apr. 2007.

[49] 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 Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 10, pp. 4088–4096, Oct. 2009.

[50] W. Yao, M. Chen, J. Matas, J. M. Guerrero, and Z.-M. Qian, "Design and Analysis of the Droop Control Method for Parallel Inverters Considering the Impact of the Complex Impedance on the Power Sharing," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 576–588, Feb. 2011.

[51] Q.-C. Zhong, "Harmonic Droop Controller to Reduce the Voltage Harmonics of Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 3, pp. 936–945, Mar. 2013.

[52] H. Han, Y. Liu, Y. Sun, M. Su, and J. M. Guerrero, "An Improved Droop Control Strategy for Reactive Power Sharing in Islanded Microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3133–3141, Jun. 2015.

[53] Z. Wang, W. Wu, and B. Zhang, "A Distributed Quasi-Newton Method for Droop-Free Primary Frequency Control in Autonomous Microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.

[54] H. Zhang, S. Kim, Q. Sun, and J. Zhou, “Distributed Adaptive Virtual Impedance Control for Accurate Reactive Power Sharing Based on Consensus Control in Microgrids,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 8, no. 4, pp. 1749–1761, Jul. 2017.

[55] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, H. Mehrjerdi, B. N. Jørgensen, and J. P. S. Catalão, “Control technique for enhancing the stable operation of distributed generation units within a microgrid,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 97, pp. 362–373, 2015.

[56] H. Bevrani and S. Shokoohi, “An Intelligent Droop Control for Simultaneous Voltage and Frequency Regulation in Islanded Microgrids,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 4, no. 3, pp. 1505–1513, Sep. 2013.

[57] H. Bevrani, F. Habibi, P. Babahajyani, M. Watanabe, and Y. Mitani, “Intelligent Frequency Control in an AC Microgrid: Online PSO-Based Fuzzy Tuning Approach,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1935–1944, Dec. 2012.

[58] J. Hu, J. Zhu, D. G. Dorrell, and J. M. Guerrero, “Virtual Flux Droop Method—A New Control Strategy of Inverters in Microgrids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4704–4711, Sep. 2014.

[59] M. Ashabani, Y. A.-R. I. Mohamed, M. Mirsalim, and M. Aghashabani, “Multivariable Droop Control of Synchronous Current Converters in Weak Grids/Microgrids With Decoupled dq-Axes Currents,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 6, no. 4, pp. 1610–1620, Jul. 2015.

[60] P. Kundur, *Power system stability and control*. New York: McGraw-Hill, 1994.

[61] M. Banejad, “Identification of damping contribution from power system controllers,” PhD. Thesis, Queensland University of Technology, 2004.

[62] IEEE Task Force on Load Representation for Dynamic Performance, “Load representation for dynamic performance analysis (of power systems),” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 8, no. 2, pp. 472–482, May 1993.

[63] A. Miranian and K. Rouzbehi, “Nonlinear Power System Load Identification Using Local Model Networks,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 28, no. 3, pp. 2872–2881, Aug. 2013.

[64] M. Fauri, “Harmonic modelling of non-linear load by means of crossed frequency admittance matrix,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 12, no. 4, pp. 1632–1638, 1997.

[65] IEEE task force, “Standard load models for power flow and dynamic performance simulation,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 10, no. 3, pp. 1302–1313, 1995.

[66] M. Saeedifard and R. Iravani, “Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2903–2912, Oct. 2010.

[67] Jiangchao Qin and M. Saeedifard, “Predictive Control of a Modular Multilevel Converter for a Back-to-Back HVDC System,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 27, no. 3, pp. 1538–1547, Jul. 2012.

[68] A. Yazdani and R. Iravani, “A Unified Dynamic Model and Control for the Voltage-Sourced Converter Under Unbalanced Grid Conditions,” *IEEE Trans.*

Power Deliv., vol. 21, no. 3, pp. 1620–1629, Jul. 2006.

[69] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2010.

[70] M. Davari and Y. A.-R. I. Mohamed, "Variable-Structure-Based Nonlinear Control for the Master VSC in DC-Energy-Pool Multiterminal Grids," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 6196–6213, Nov. 2014.

[71] M. Davari and Y. A.-R. I. Mohamed, "Dynamics and Robust Control of a Grid-Connected VSC in Multiterminal DC Grids Considering the Instantaneous Power of DC- and AC-Side Filters and DC Grid Uncertainty," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 1942–1958, Mar. 2016.

[72] C. Rahmann, V. Vittal, J. Ascui, and J. Haas, "Mitigation Control Against Partial Shading Effects in Large-Scale PV Power Plants," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 7, no. 1, pp. 173–180, Jan. 2016.

[73] M. S. Rahman and A. M. T. Oo, "Distributed multi-agent based coordinated power management and control strategy for microgrids with distributed energy resources," *Energy Convers. Manag.*, vol. 139, pp. 20–32, May 2017.

[74] W. M. Haddad and V. Chellaboina, *Nonlinear dynamical systems and control: a Lyapunov-based approach*. Princeton University Press, 2011.

[75] J.-J. E. Slotine and L. Weiping, *Applied nonlinear control*, no. 0.5. 1991.

[76] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, and J. P. S. Catalao, "Direct Lyapunov Control Technique for the Stable Operation of Multilevel Converter-Based Distributed Generation in Power Grid," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 931–941, Dec. 2014.

[77] S. Dasgupta, S. N. Mohan, S. K. Sahoo, and S. K. Panda, "Lyapunov Function-Based Current Controller to Control Active and Reactive Power Flow From a Renewable Energy Source to a Generalized Three-Phase Microgrid System," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 2, pp. 799–813, Feb. 2013.

[78] E. Pouresmaeil, M. Mehrasa, and J. P. S. Catalao, "A Multifunction Control Strategy for the Stable Operation of DG Units in Smart Grids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 6, no. 2, pp. 598–607, Mar. 2015.

[79] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, S. Zabihi, E. M. G. Rodrigues, and J. P. S. Catalão, "A control strategy for the stable operation of shunt active power filters in power grids," *Energy*, vol. 96, pp. 325–334, Feb. 2016.

[80] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, B. N. Jørgensen, and J. P. S. Catalão, "A control plan for the stable operation of microgrids during grid-connected and islanded modes," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 129, pp. 10–22, Dec. 2015.

[81] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, M. F. Akorede, B. N. Jørgensen, and J. P. S. Catalão, "Multilevel converter control approach of active power filter for harmonics elimination in electric grids," *Energy*, vol. 84, pp. 722–731, 2015.

[82] Y. Han, X. Fang, P. Yang, C. Wang, L. Xu, and J. M. Guerrero, “Stability Analysis of Digital-Controlled Single-Phase Inverter With Synchronous Reference Frame Voltage Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 7, pp. 6333–6350, Jul. 2018.

[83] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green, “Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 613–625, Mar. 2007.

[84] A. Bidram, V. Nasirian, A. Davoudi, and F. L. Lewis, *Cooperative Synchronization in Distributed Microgrid Control*. Springer International Publishing, 2017.

[85] H. K. Khalil, *Nonlinear systems*. Prentice Hall, 2002.

[86] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous power theory and applications to power conditioning*. John Wiley & Sons, IEEE Press, 2007.

[87] G. B. Arfken, H. J. Weber, and F. E. Harris, *Mathematical Methods for Physicists*. 2013.

[88] M. A. Mahmud, M. J. Hossain, H. R. Pota, and A. M. T. Oo, “Robust Nonlinear Distributed Controller Design for Active and Reactive Power Sharing in Islanded Microgrids,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 4, pp. 893–903, Dec. 2014.

[89] M. Mehrasa, M. E. Adabi, E. Pouresmaeil, and J. Adabi, “Passivity-based control technique for integration of DG resources into the power grid,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 58, pp. 281–290, 2014.

[90] IEC, “IEC 61000-2-2: Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems,” *IEC 61000-2-2*. 2002.

[91] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, S. Zabihi, and J. P. S. Catalao, “Dynamic Model, Control and Stability Analysis of MMC in HVDC Transmission Systems,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 32, no. 3, pp. 1471–1482, Jun. 2017.

[92] E. Pouresmaeil, C. Miguel-Espinar, M. Massot-Campos, D. Montesinos-Miracle, and O. Gomis-Bellmunt, “A Control Technique for Integration of DG Units to the Electrical Networks,” *Ind. Electron. IEEE Trans.*, vol. 60, no. 7, pp. 2881–2893, 2013.

Abstract:

Voltage control within the proper limits in islanding mode of operation is one the most important challenges in the microgrids. In this thesis, the design of a voltage control system in an islanded microgrid is investigated during uncertain variations of loads and renewable energy resources. The general approach in this thesis is to provide a multi-purpose local control system, taking into account the sudden and uncertain changes in loads and generation of DG units. This issue has been considered while using the Hierarchical Control structure at local control levels. By using current-based droop equations and performing steady-state analysis, the Current-based Steady-state Capacity Curve (CSCC) in the form of a circle has been introduced. Based on these curves, the upper and lower limits of droop equations have been calculated. Then, the idea of microgrid operation area has been introduced by intersecting the capacity curves of DG units with each other. The effects of possible variations of effective parameters and the corresponding variation in CSCC circles have been investigated. By performing dynamic analysis, the other droop limits for frequency and voltage have been calculated. These limits have been derived from elliptic shape of voltage-frequency curve. Along with these added features, a harmonic compensation is added to the voltage loop in order to reduce the amount of voltage harmonic contents. In the next approach, an inner controller in a hierarchical structure has been designed based on direct Lyapunov stability theory. By using the proposed controller, proper switching functions have been derived in order to achieve a stable performance of local controller as well as overall proper operation of DG unit in the microgrid. The main contribution of this section is the use of the proposed Lyapunov-based controller in the hierarchical structure along with voltage harmonic compensation that create a multi-purpose control system. To compensate the uncertain variations in the DC-side voltage caused by generation and load intermittent nature, an additional complementary control loop has been added to the hierarchical structure and the stability of the loop has been investigated. The use of this complementary control loop in the previously proposed methods and its integration in the hierarchical multi-purpose structure are the main contributions of this section.

Keywords: Microgrid, Primary Control, Inner Control Loops, Droop Characteristics, Hierarchical Control, Capacity Curves Direct Lyapunov Stability Theory, DC-side Voltage Control.

Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Robotic

Ph.D. Thesis in Electrical Power Systems Engineering

Uncertainty Consideration of Load and Renewable Energy Resources in Hierarchical Voltage Control of Microgrids

By: Seyed Hadi Hosseini Kordkheili

Supervisor:

Dr. Mahdi Banejad

Advisors:

Dr. Ali Akbarzadeh Kalat

Prof. Josep M. Guerrero

May 2018