

الحمد لله رب العالمين



دانشکده‌ی مهندسی برق و رباتیک

رشته‌ی مهندسی برق گرایش کنترل

پایان‌نامه‌ی کارشناسی ارشد

طراحی کنترل‌کننده‌ی تنظیم‌گر مربعی خطی (LQR) برای مبدل

افزاینده‌ی دوطرفه در کاربردهای فتوولتائیک

نگارنده: علی امیرپرست

استاد راهنما: دکتر حسین قلی زاده نرم

تقدیم به

پدر و مادر عزیز و مهربانم

که در سختی‌ها و دشواری‌های زندگی همواره یوری دلسوز و فداکار

و پشتیبانی محکم و مطمئن برایم بوده‌اند.

از استاد گرامیم جناب آقای دکتر حسین قلی زاده بسیار سپاسگزارم چراکه
بدون راهنمایی‌های ایشان تأمین این پایان‌نامه بسیار مشکل می‌نمود.

تعهد نامه

اینجانب علی امیرپرست دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق گرایش کنترل دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی کنترل کننده‌ی تنظیم گر مربعی خطی LQR برای مبدل افزایشدهی دو طرفه در کاربردهای فتوولتائیک تحت راهنمایی دکتر حسین قلی زاده نرم متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه 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 می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری، ضوابط و اصول اخلاقی انسانی رعایت شده است

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه های رایانه ای، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد .

چکیده

در این پایان نامه یک کنترل کننده دو حلقه‌ای مبتنی بر تکنیک تنظیم گر مربعی خطی LQR برای اینورتر افزایش دهنده دو طرفه طراحی می‌شود. تبدیل ولتاژ DC به یک ولتاژ AC افزایش یافته تنها در یک مرحله از مزایای این اینورتر می‌باشد. از معایب این اینورتر می‌توان به میرایی ضعیف آن در حالت متصل به شبکه و متصل به بار مقاومتی و سلفی-مقاومتی اشاره کرد. این اینورتر از دو مبدل DC-DC افزایش دهنده تشکیل می‌شود که با چرخه‌ی وظیفه‌ی متغیر بازمان کار می‌کند. به جهت طراحی کنترل کننده از یک مدل سازی به نام مدل میانگین تعمیم یافته جهت استخراج یک سیستم خطی نامتغیر بازمان از سیستم غیرخطی این اینورتر استفاده می‌شود. در این پژوهش، یک کنترل کننده دو حلقه‌ای به جهت ردیابی ولتاژ مرجع و افزایش میرایی مبتنی بر تکنیک تنظیم گر مربعی خطی و مدل میانگین تعمیم یافته طراحی می‌شود. حلقه‌ی داخلی دربرگیرنده‌ی فیدبک حالت است و افزایش میرایی را در پی دارد. ساختار کنترل کننده‌ی حلقه‌ی خارجی نیز با توجه به فرکانس اغتشاش وارد شده و همچنین فرکانس مرجع طراحی می‌شود. ضرایب کنترل کننده‌های هر دو حلقه با تکنیک تنظیم گر مربعی خطی طراحی می‌شود. برای هدف تزریق توان به شبکه نیز یک حلقه‌ی سوم نیز به این کنترل کننده جهت کنترل فاز ولتاژ خروجی اینورتر و همچنین تنظیم مرجع ولتاژ برای حلقه‌ی میانی طراحی می‌شود. نتایج شبیه سازی‌ها و مقایسه‌ی صورت گرفته بین کنترل کننده‌ی پیشنهادی و کنترل کننده‌ی مد لغزشی نشان دهنده‌ی عملکرد مناسب کنترل کننده‌ی پیشنهادی بر روی اینورتر افزایش دهنده در حالت جدا از شبکه و متصل به شبکه است.

واژگان کلیدی: اینورتر افزایش دهنده دیفرانسیلی، مدل سازی میانگین تعمیم یافته، تنظیم گر مربعی خطی (LQR)، اینورتر جدا از شبکه، اینورتر متصل به شبکه.

مقالات مستخرج از پایان نامه

ع. امیرپرست، ح. قلی زاده نرم و ف. محمدحسینی، "طراحی کنترل کننده دو حلقه‌ای جهت بهبود رفتار اینورتر افزایشده و ردیابی ولتاژ مرجع"، در هفتمین کنفرانس انرژی های تجدید پذیر و تولید پراکنده / ایران، تهران، ۱۳۹۸.

A. Amirparst and H. Gholizade-narm, "Nested Control Loop Design for Differential Boost Inverter using Generalized Averaged Model," *Energy Science & Engineering*, 2020. Link: <https://doi.org/10.1002/ese3.718>

فهرست مطالب

فصل ۱ مقدمه	۱
۱-۱- سیستم‌های فتوولتائیک	۲
۲-۱- اینورترها	۵
۱-۲-۱- اینورترهای جدا از شبکه	۵
۲-۲-۱- اینورترهای متصل به شبکه	۶
۳-۲-۱- اینورترهای باتری‌های اضطراری	۶
۳-۱- تاریخچه‌ی کنترل اینورترها	۷
۱-۴- ساختار پایان‌نامه	۹
فصل ۲ مدل‌سازی و تحلیل دینامیک اینورتر افزایشده دیفرانسیلی	۱۱
۱-۲- مقدمه	۱۲
۲-۲- اینورتر افزایشده با پیکربندی دو مرحله‌ای	۱۳
۱-۲-۲- مبدل افزایشده دو طرفه (Bilateral Boost converter)	۱۳
۲-۲-۲- اینورتر پل	۱۴
۳-۲- اینورتر افزایشده‌ی دیفرانسیلی (پیکربندی یک مرحله‌ای)	۱۵
۱-۳-۲- نحوه‌ی عملکرد مدار اینورتر افزایشده	۱۶
۴-۲- مدل سوئیچی	۱۷
۱-۴-۲- مدل سوئیچی خطی	۱۸
۵-۲- میانگین لغزشی و کلاسیک	۱۹
۱-۵-۲- ویژگی‌های میانگین کلاسیک	۲۰
۲-۵-۲- میانگین لغزشی متغیرهای حالت	۲۱
۳-۵-۲- میانگین لغزشی سوئیچ	۲۱
۶-۲- مدل میانگین تعمیم‌یافته	۲۲
۱-۶-۲- اصول پایه	۲۲
۷-۲- مدل میانگین تعمیم‌یافته‌ی اینورتر افزایشده دیفرانسیلی	۲۴
۱-۷-۲- جدا از شبکه با بار مقاومتی	۲۴
۲-۷-۲- جدا از شبکه با بار سلفی	۲۸
۳-۷-۲- متصل به شبکه	۳۳
فصل ۳ طراحی کنترل‌کننده	۳۹

۳-۱-	مقدمه.....	۴۰
۳-۲-	کنترل کننده دو حلقه‌ای.....	۴۰
۳-۲-۱-	مبانی تنظیم گر مربعی خطی.....	۴۲
۳-۳-	اعمال کنترل کننده حلقه‌ی اول به اینورتر افزایشده دیفرانسیلی.....	۴۴
۳-۳-۱-	جدا از شبکه با بار مقاومتی.....	۴۵
۳-۳-۲-	جدا از شبکه با بار سلفی.....	۴۶
۳-۳-۳-	متصل به شبکه.....	۴۶
۳-۴-	تزریق توان به شبکه.....	۴۷
۳-۴-۱-	ساختار کلی ژنراتور سنکرون.....	۴۸
۳-۴-۲-	تزریق توان اکتیو.....	۴۹
۳-۴-۳-	تزریق توان اکتیو و راکتیو (مختلط).....	۵۰

فصل ۴ شبیه‌سازی..... ۵۳

۴-۱-	مقدمه.....	۵۴
۴-۲-	مشخصات شبیه‌سازی.....	۵۴
۴-۳-	نتایج شبیه‌سازی‌ها.....	۵۵
۴-۳-۱-	جدا از شبکه با بار سلفی.....	۵۵
۴-۳-۲-	متصل به شبکه.....	۶۰
۴-۳-۲-۱-	توان اکتیو.....	۶۰
۴-۳-۲-۲-	توان راکتیو.....	۶۴

فصل ۵ نتیجه‌گیری و پیشنهادات..... ۶۵

۵-۱-	نتیجه‌گیری.....	۶۶
۵-۲-	پیشنهادها.....	۶۸
	مراجع.....	۶۹

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: پیش‌بینی و روند افزایش احداث نیروگاه‌های خورشیدی از سال ۲۰۰۰ تا ۲۰۲۵ [۲]..... ۴
- شکل ۱-۲: مقایسه انرژی‌های تجدیدپذیر از لحاظ ایجاد شغل [۳]..... ۴
- شکل ۱-۳: بلوک دیاگرام عملکرد اینورترهای جدا از شبکه..... ۵
- شکل ۱-۴: بلوک دیاگرام عملکرد اینورترهای متصل به شبکه..... ۶
- شکل ۱-۵: بلوک دیاگرام عملکرد اینورترهای باتری‌های اضطراری..... ۷
- شکل ۱-۶: ساختار کلی کنترل‌کننده‌ی دو حلقه‌ای ابشاری [۸]..... ۸
- شکل ۱-۷: ساختار کلی کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی [۸]..... ۸
- شکل ۲-۱: شماتیک کلی پیکربندی اینورتر افزایشنده‌ی الف (یک مرحله‌ای و ب) دو مرحله‌ای..... ۱۲
- شکل ۲-۲: ساختار مداری مبدل افزایشنده دوطرفه..... ۱۳
- شکل ۲-۳: ساختار مداری اینورتر پل..... ۱۴
- شکل ۲-۴: بلوک دیاگرام اینورتر افزایشنده دیفرانسیلی..... ۱۵
- شکل ۲-۵: ساختار مداری اینورتر افزایشنده دیفرانسیلی..... ۱۶
- شکل ۲-۶: ساختار نیم‌مدار اینورتر افزایشنده دیفرانسیلی..... ۱۷
- شکل ۲-۷: سیگنال نمونه جهت میانگین‌گیری لغزشی [۸]..... ۲۰
- شکل ۲-۸: عملکرد کلی یک سوئیچ [۸]..... ۲۲
- شکل ۲-۹: پاسخ‌ها به ورودی‌های پله سیستم هارمونیک حلقه باز با بار مقاومتی..... ۲۷
- شکل ۲-۱۰: نمودار قطب‌های سیستم هارمونیک حلقه باز با بار مقاومتی..... ۲۸
- شکل ۲-۱۱: پاسخ‌ها به ورودی‌های پله سیستم هارمونیک حلقه باز با بار سلفی-مقاومتی..... ۳۲
- شکل ۲-۱۲: نمودار قطب‌های سیستم هارمونیک حلقه باز با بار سلفی-مقاومتی..... ۳۲
- شکل ۲-۱۳: پاسخ‌ها به ورودی‌های پله سیستم هارمونیک حلقه باز متصل به شبکه..... ۳۷
- شکل ۲-۱۴: نمودار قطب‌های سیستم هارمونیک حلقه باز متصل به شبکه..... ۳۷

- شکل ۳-۱: شماتیک کلی ساختار کنترل کننده [۱۹] ۴۱
- شکل ۳-۲: مکان حرکت قطب های سیستم حلقه بسته با بار مقاومتی به ازای تغییر q ۴۵
- شکل ۳-۳: مکان حرکت قطب های سیستم حلقه بسته با بار سلفی-مقاومتی به ازای تغییر q ۴۶
- شکل ۳-۴: مکان حرکت قطب های سیستم حلقه بسته متصل به شبکه به ازای تغییر q ۴۶
- شکل ۳-۵: شماتیک کلی ژنراتور سنکرون ۴۸
- شکل ۳-۶: بلوک دیاگرام کلی کنترل کننده حلقه سوم جهت تزریق توان اکتیو ۵۰
- شکل ۴-۱: ولتاژ بار سلفی-مقاومتی سیستم حلقه باز ۵۵
- شکل ۴-۲: ولتاژ بار سلفی-مقاومتی سیستم حلقه بسته ۵۶
- شکل ۴-۳: نمودار میله ای THD ولتاژ بار سلفی-مقاومتی سیستم حلقه بسته ۵۶
- شکل ۴-۴: ولتاژ بار سلفی-مقاومتی سیستم حلقه بسته در حضور اغتشاش وارده به منبع ورودی ولتاژ در ثانیه ۰/۰۸۵ ۵۷
- شکل ۴-۵: ولتاژ بار سلفی مقاومتی سیستم حلقه بسته الف) با کنترل کننده ی پیشنهادی ب) با کنترل کننده ی مد لغزشی [۹] در حضور اغتشاش وارده موج مربعی با فرکانس 10 Hz به منبع ورودی ولتاژ ۵۸
- شکل ۴-۶: ولتاژ بار سلفی مقاومتی سیستم حلقه بسته در حضور تغییر الف) سلف ها از $10\text{ }\mu\text{H}$ به $130\text{ }\mu\text{H}$ ب) خازن ها از $150\text{ }\mu\text{F}$ به $100\text{ }\mu\text{F}$ ۵۹
- شکل ۴-۷: تزریق توان اکتیو به میزان 3000 W ۶۰
- شکل ۴-۸: THD جریان شبکه ۶۱
- شکل ۴-۹: توان اکتیو تزریق شده با توجه به تغییر مرجع توان اکتیو ۶۲
- شکل ۴-۱۰: توان اکتیو تزریق شده با توجه به کاهش ولتاژ شبکه به میزان 10% ۶۲
- شکل ۴-۱۱: توان اکتیو تزریق شده با توجه به تغییر $1/5$ درجه ای فاز شبکه ۶۳
- شکل ۴-۱۲: توان اکتیو (بالا) و راکتیو (پایین) تزریق شده به شبکه به صورت هم زمان ۶۴

فهرست جداول

جدول ۴-۱: مقادیر پارامترهای اینورتر افزایشده دیفرانسیلی.....	۵۴
--	----

فصل ۱

مقدمه

۱-۱- سیستم‌های فتوولتائیک

با توجه به این که منابع سوخت‌های فسیلی رو به کاهش هستند و استفاده از آن‌ها مضراتی اعم از آلودگی محیط‌زیست در پی دارد، توجه جامعه مهندسين به سمت انرژی‌های تجدید پذیر مانند انرژی بادی، خورشیدی، آبی، زمین‌گرمایی و... جلب شده است. در این میان استفاده از منابع خورشیدی به دلیل در دسترس بودن، نداشتن آلودگی و از اهمیت و جایگاه ویژه‌ای برخوردارند.

به پدیده‌ای که در اثر تابش نور بدون استفاده از مکانیسم‌های محرک، الکتریسیته تولید کند، پدیده فتوولتائیک و به هر سیستمی که از این پدیده‌ها استفاده کند، سیستم فتوولتائیک گویند [۱]. الکتریسیته می‌تواند به‌طور مستقیم از انرژی خورشید تولید شود. فتوولتائیک، یکی از انواع سامانه‌های تولید الکتریسیته از نور خورشید است. در این روش با به‌کارگیری سلول خورشیدی، تولید مستقیم الکتریسیته از تابش خورشید امکان‌پذیر می‌شود. سیستم‌های فتوولتائیک یکی از پرمصرف‌ترین کاربردهای انرژی‌های تجدید پذیر می‌باشند. از سری و موازی کردن سلول‌های آفتابی می‌توان به جریان و ولتاژ قابل قبولی دست‌یافت. در نتیجه به یک مجموعه از سلول‌های سری و موازی شده پنل فتوولتائیک می‌گویند. پنل‌های خورشیدی از نظر جنس، گونه‌های مختلفی دارند و از دیدگاه حرکتی ممکن است ثابت یا گردان باشند. نوع گردان روی پایه‌ای ثابت نصب است و با مجهز بودن به ردیاب خورشیدی می‌تواند مسیر خورشید در آسمان را دنبال کند. اگرچه انرژی خورشیدی و سیستم‌های فتوولتائیک مزایایی همچون تجدید پذیر بودن، فراوانی، و پایداری دارد ولی در سمت دیگر دارای معایبی نیز است که به‌اختصار به آن می‌پردازیم. یکی از بزرگ‌ترین معایب استفاده از این انرژی متناوب بودن آن است. بدین منظور که انرژی خورشیدی یک منبع متناوب است و دسترسی به نور خورشید در یک بازه زمانی خاص در طول شبانه‌روز امکان‌پذیر است. همچنین پیش‌بینی آب‌وهوای روزانه نیز دشوار است. از این‌رو برای تولید برق مورد نیاز، انرژی خورشید به‌عنوان منبع اصلی و اولیه برای این منظور محسوب نمی‌شود. از دیگر عیوب آن می‌توان به هزینه‌ی بالای راه‌اندازی سیستم‌های فتوولتائیک نیز اشاره کرد. از دلایل اصلی هزینه‌ی بالای راه‌اندازی سیستم‌های فتوولتائیک می‌توان به گران بودن و کمیاب بودن مواد سازنده

سلول‌های خورشیدی نام برد اگرچه لازم به ذکر است با توجه پیشرفت‌های علمی در خصوص ساخت این‌گونه سلول‌ها در آینده هزینه‌های تولید مواد اولیه کاهش می‌یابد در نتیجه هزینه سرمایه‌گذاری اولیه نیز کمتر می‌شود همچنین با تحقیقات انجام‌شده در خصوص این زمینه با فروش مازاد برق به‌دست‌آمده توسط این سیستم هزینه‌ی انجام‌شده اولیه بازگردانی می‌شود.

در ادامه برای مثال هزینه راه‌اندازی و مدت‌زمان بازگشت سرمایه اولیه برای نیروگاه خورشیدی ۲۰ کیلووات آورده شده است.

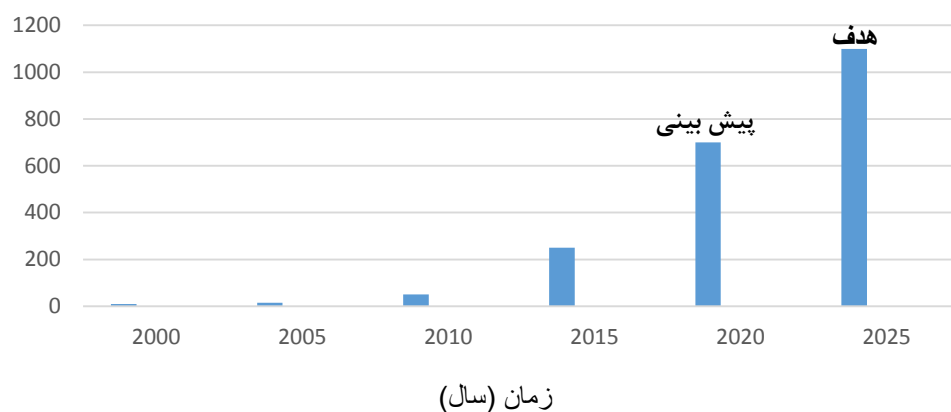
بهای یک کیلووات تولید انرژی = ۰/۰۶ دلار

میزان درآمد حاصل از ۲۰ کیلووات سامانه خورشیدی در سال = ۲۵۴۰/۲ دلار

قیمت نصب و تأمین سامانه ۲۰ کیلووات = ۱۶۰۰۰ دلار

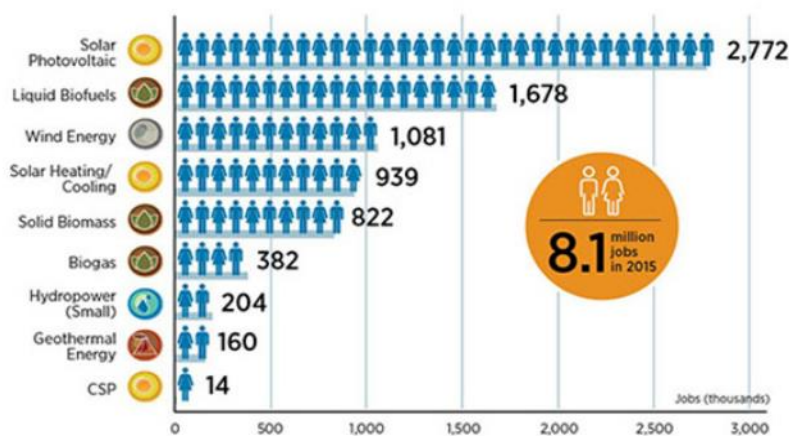
بازگشت سرمایه با در نظر گرفتن تورم برای نیروگاه ۲۰ کیلووات = ۶/۴ سال

با توجه به توضیحات فوق شکل ۱-۱ نمایانگر افزایش نصب این‌گونه نیروگاه‌ها می‌باشد و همچنین با توجه به این نمودار رشد ۱۵۰ درصدی این نیروگاه‌ها تا سال ۲۰۲۰ پیش‌بینی می‌شود علاوه بر آن انتظار می‌رود تا سال ۲۰۲۵ نیز میزان TW/H ۱۱۰۰ توسط این نیروگاه‌ها تولید شود [۲].



شکل ۱-۱: پیش بینی و روند افزایش احداث نیروگاه های خورشیدی از سال ۲۰۰۰ تا ۲۰۲۵ [۲].

شکل ۱-۲ نیز به گونه ای نشانگر افزایش نیروگاه های خورشیدی در مقایسه با دیگر نیروگاه های منابع تجدید پذیر می باشد.



شکل ۲-۱: مقایسه انرژی های تجدید پذیر از لحاظ ایجاد شغل [۳].

همان گونه که مشاهده می شود نسبت به بقیه ی نیروگاه های انرژی های تجدید پذیر، نیروگاه های خورشیدی شغل بیشتری ایجاد کرده اند بنابراین می توان نتیجه گرفت روند احداث آنها نسبت به بقیه نیروگاه ها نیز افزایش بیشتری داشته است [۳].

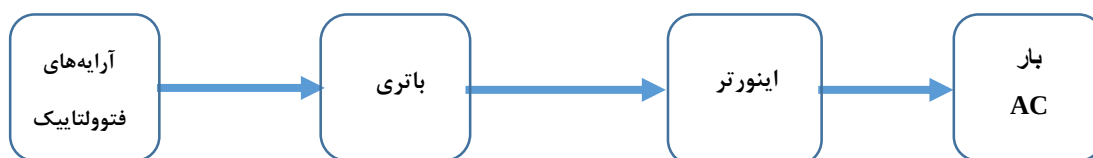
۱-۲- اینورترها

اینورترهای خورشیدی عموماً به دودسته با ترانسفورماتور و بدون ترانسفورماتور تقسیم می‌شوند. گونه‌ی ترانسفورماتور دار با افزایش دادن ولتاژ به دست‌آمده توسط پنل‌های خورشیدی سعی در تولید ولتاژی برابر با ولتاژ شبکه را دارد. اگرچه طراحی ترانسفورماتور این‌گونه اینورترها ساده می‌باشد ولی از لحاظ هزینه و وزن به صرفه نیستند. اینورترهای بدون ترانسفورماتور سبک‌تر، کم‌هزینه‌تر و پربازده‌تر می‌باشند [۴]. بازده این‌گونه اینورترها بین ۹۵٪ تا ۹۹٪ تخمین زده می‌شود. در ادامه دسته‌بندی مهم اینورترها شرح داده می‌شود.

این دسته‌بندی بر اساس کلاس کاری آن‌ها می‌باشد که به سه زیر دسته‌ی اینورترهای جدا از شبکه اینورترهای متصل به شبکه و اینورترهای باتری‌های اضطراری تقسیم‌بندی می‌شوند.

۱-۲-۱- اینورترهای جدا از شبکه

به‌طور معمول این‌گونه اینورترها به‌طور مستقیم به آرایه‌های فتوولتائیک متصل نمی‌شوند و توان DC را از باتری‌هایی که توسط آرایه‌های فتوولتائیک، توربین‌های بادی و دیزل ژنراتور شارژ می‌شوند در ورودی خود دریافت می‌کنند و همین‌طور که از اسم آن‌ها مشخص است به شبکه متصل نمی‌شوند بلکه وظیفه آن‌ها تغذیه بار محلی می‌باشد [۵]. در شکل ۱-۳ بلوک دیاگرام عملکرد این‌گونه از اینورترها آورده شده است.



شکل ۱-۳: بلوک دیاگرام عملکرد اینورترهای جدا از شبکه.

۱-۲-۲- اینورترهای متصل به شبکه

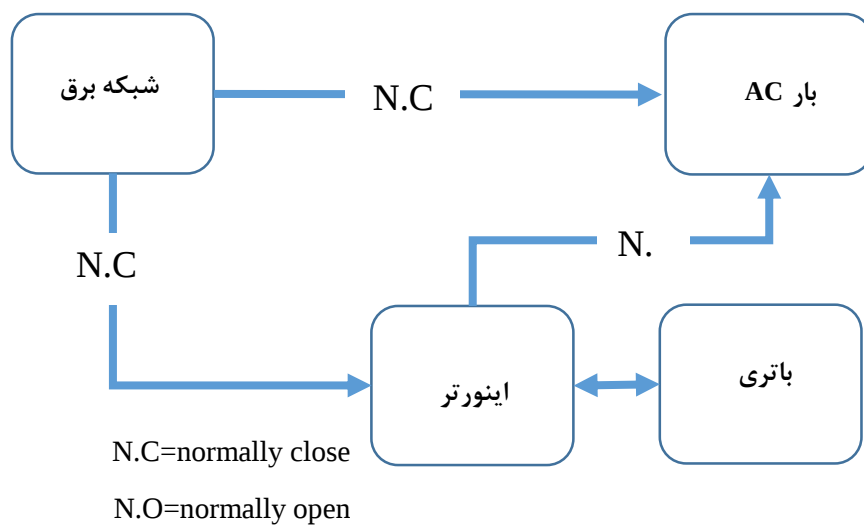
این گونه اینورترها غالباً به همراه یک فیلتر به شبکه جهت تزریق توان متصل می‌شوند همچنین این گونه اینورترها به هنگام از دست رفتن توان جهت ایمنی بیشتر به طور خودکار خاموش می‌شوند به همین دلیل این اینورترها نیروی برق اضطراری را در این هنگام نمی‌توانند تولید کنند. با این وجود این گونه اینورترها جهت بهره‌مندی از مزایای فروش برق مازاد به صاحبان خانه‌هایی که انرژی الکتریکی آن‌ها از طریق شبکه تأمین می‌شوند توصیه می‌شود. این گونه اینورترها معمولاً نیازمند محافظت ضد جزیره‌ای شدن (anti-islanding protection) هستند. شرایط جزیره‌ای شدن برای یک شبکه زمانی اتفاق می‌افتد که تعدادی از منابع بنا به دلایلی از شبکه جدا شوند اما سایر منابع همچنان به تزریق توان به شبکه ادامه دهند. این اتفاق می‌تواند در اثر عمل بریکر، فیوز و یا کلیدهای جداکننده خودکار در شبکه بالادست رخ دهد. در شکل ۴-۱ نمودار بلوک دیاگرام این نوع اینورتر آورده شده است [۵].



شکل ۴-۱: بلوک دیاگرام عملکرد اینورترهای متصل به شبکه.

۱-۲-۳- اینورترهای باتری‌های اضطراری

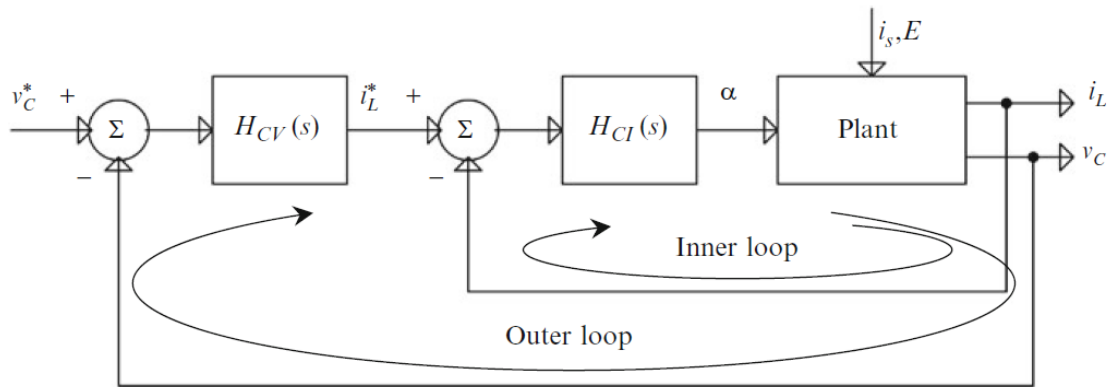
این گونه از اینورترها توان AC را از شبکه دریافت می‌کنند و برای ذخیره‌سازی در باتری اضطراری به توان DC تبدیل می‌کنند. به عبارت دیگر این گونه اینورترها برخلاف دو اینورتر فوق‌الذکر در ابتدا به صورت AC-DC عمل می‌کنند و در شرایط اضطراری مانند قطع ارتباط با شبکه‌ی برق توان DC ذخیره‌شده را به توان AC تبدیل می‌کنند. و لازم به ذکر است، به دلیل اتصال این گونه اینورتر به شبکه نیاز به حفاظت ضد جزیره‌ای نیز می‌باشد. در شکل ۵-۱ نمودار بلوک دیاگرام این نوع اینورتر آورده شده است [۶].



شکل ۱-۵: بلوک دیاگرام عملکرد اینورترهای باتری های اضطراری.

۳-۱- تاریخچه کنترل اینورترها

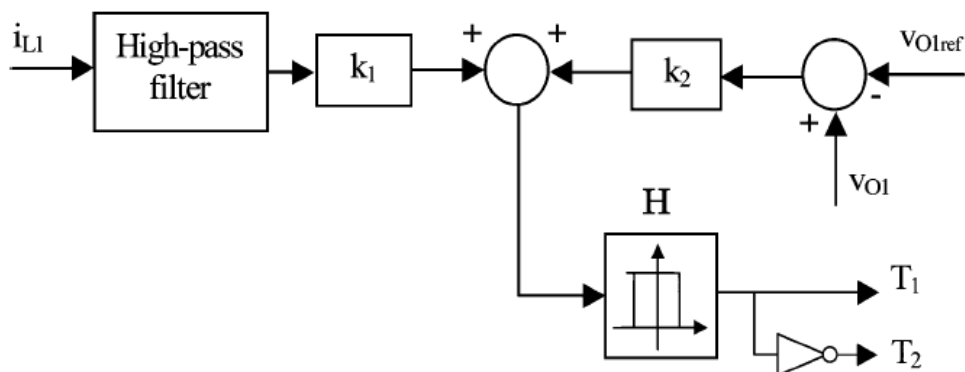
برای انتقال انرژی الکتریکی به دست آمده توسط منابع خورشیدی به شبکه و یا استفاده از آن به صورت جداگانه بر روی بار به مبدل های DC-DC و DC-AC نیاز داریم و همان طور که می دانیم بنا به دلایلی اعم از کاهش تابش خورشید و یا تغییر زاویه تابش خورشید و تغییرات دما بر روی ماژول خورشیدی با تغییر ولتاژ خروجی ماژول خورشیدی مواجه می باشیم [۷]. بنابراین به جهت داشتن ولتاژی با دامنه و فاز مناسب و اعوجاج کم بر روی مصرف کننده نیازمند انتخاب مبدل و روش کنترلی مناسب برای داشتن ولتاژ مطلوب در خروجی هستیم. بنابراین برای دستیابی به این امر مبدلی تحت عنوان اینورتر افزاینده انتخاب شده است. در کنار انتخاب ساختار مبدل، انتخاب ساختار کنترل کننده برای مبدل های الکترونیک قدرت نیز دارای اهمیت زیادی می باشد که در این جهت محققان روش های بسیاری را برای کنترل مبدل انتخاب شده مطرح کرده اند که هر کدام با محدودیت ها و مشکلاتی نیز روبه رو بوده است. از جمله این روش ها استفاده از روش کنترلی دو حلقه ای آبخاری بوده است. بلوک دیاگرام کلی این اینورتر به صورت شکل ۱-۶ می باشد.



شکل ۶-۱: ساختار کلی کنترل کننده‌ی دو حلقه‌ای ابشاری [۸].

با توجه به ساختار شکل ۶-۱ ساختار دو کنترل کننده‌ی HCV و HCI با توجه به محل قطب های حلقه بسته تعیین می گردند. همچنین به طور معمول حلقه‌ی داخلی پنج الی ده برابر سریع تر از حلقه‌ی خارجی طراحی می گردد [۸]. این کنترل کننده علاوه بر مزایایی همچون عملکرد مناسب در جهت حذف اثر اغتشاش معایبی همچون وجود یک حلقه‌ی کنترلی اضافه برای کنترل ولتاژ و تنظیم دو کنترل کننده تناسبی-انتگرالی و همچنین نیاز به اندازه‌گیری جریان برای حلقه کنترلی داخلی و در نتیجه افزایش هزینه برای پیاده‌سازی این روش می‌باشد [۹].

از دیگر کنترل کننده‌های مورد استفاده نیز می‌توان به کنترل کننده‌ی مد لغزشی نیز اشاره کرد. شماتیک کلی این کنترل کننده به جهت کنترل اینورتر افزایشنده در شکل ۷-۱ نمایش داده می‌شود



شکل ۷-۱: ساختار کلی کنترل کننده‌ی مد لغزشی [۸].

که در این مساله سطح لغزش به صورت ترکیب خطی از فرکانس های مرتبه ی بالای جریان سلف و خطای بین ولتاژ خازن و ولتاژ مرجع به صورت رابطهی (۱-۱) ساخته می شود.

$$s = k_1 i_{l1}^* + k_2 (V_{O1ref} - V_{O2}) \quad (1-1)$$

در رابطۀ ی (۱-۱) و ساختار کلی نمایش داده شده در شکل ۷-۱، به جهت آن که از مرجع جریان سلف اطلاعی نداریم از فرکانس های مرتبه بالای جریان سلف استفاده می کنیم. نقطه ضعف اصلی این محاسبه عدم توانایی در کنترل مقدار متوسط جریان سلف می باشد. در نتیجه در مواجهه با اتصال کوتاه های گذرا تغییرات شدید بار و همچنین برخی بارهای غیرخطی این متغیر ناپایدار می شود. همچنین علاوه مزایایی همچون عملکرد مناسب در برابر تغییرات نقطه کار سیستم معایبی همچون نظریه پیچیده کنترلی و پایداری از طریق محدود کردن جریان سلف نیز می باشد [۱۰]، [۱۱].

در پژوهش [۱۲] نیز با استفاده از طراحی کنترل کننده به روش تطبیقی به کنترل این مبدل با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامترها پرداخته است. از عیوب این روش می توان به ضعف در بهبود حالت گذرا اشاره کرد. همچنین این کنترل کننده ی پیشنهادی محدود به سیستم های غیرخطی است که عدم قطعیت پارامتری در آن ها به صورت خطی ظاهر شده باشد. جهت بهبود رفتار حالت گذاری این مبدل فیدبک حالتی به وسیله روش سعی و خطا نیز طراحی شده است [۱۳].

۴-۱- ساختار پایان نامه

این پایان نامه به ۵ فصل تقسیم شده است. در فصل اول تحت عنوان مقدمه مبانی سیستم های فتوولتائیک و دسته بندی اینورترها مورد بررسی قرار گرفت. در فصل دوم به مدل سازی به روش میانگین تعمیم یافته و تحلیل دینامیک های اینورتر افزایشده پرداخته می شود. در فصل سوم به طراحی کنترل کننده فیدبک حالت مبتنی بر روش تنظیم گر مربعی خطی (LQR) برای حالت جدا از شبکه و متصل به شبکه پرداخته می شود. شبیه سازی ها در فصل چهارم آورده می شود و در فصل پنجم نیز به نتیجه گیری و پیشنهادات پرداخته می شود.

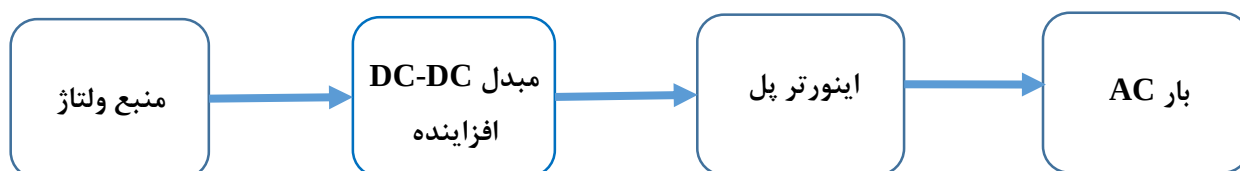
فصل ۲

مدل سازی و تحلیل دینامیک

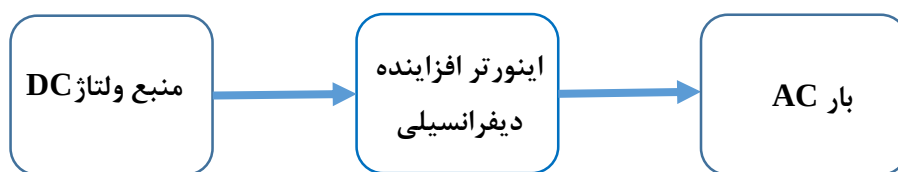
اینورتر افزاینده دیفرانسیلی

۲-۱- مقدمه

با توجه به اینکه اکثر اینورترهای منابع ولتاژ دارای دامنه ولتاژ خروجی کمتر از ولتاژ ورودی می‌باشند، در صورت نیاز به ولتاژ با دامنه بیشتر یک مبدل افزایش‌دهنده DC-DC نیز بین منبع DC ولتاژ ورودی و اینورتر قرار می‌گیرد که به آن پیکربندی دومرحله‌ای نیز می‌گویند. استفاده از این‌گونه پیکربندی از سمتی سبب افزایش حجم، وزن، هزینه و کاهش بازده می‌شود و از سمتی دیگر نیاز به طراحی کنترل‌کننده برای کنترل دو مبدل می‌باشیم. این در حالی است که در ساختار تک‌مرحله‌ای افزایش دامنه ولتاژ و تبدیل ولتاژ DC به ولتاژ متناوب تنها در یک مرحله صورت می‌پذیرد [۱۳]. از مزایای استفاده از این ساختار می‌توان به کاهش سوئیچ‌های قدرت حجم کمتر و بازده بالاتر اشاره کرد. شکل ۲-۱ ساختار شماتیکی پیکربندی اینورتر افزایش‌دهنده‌ی یک مرحله‌ای و دومرحله‌ای را به ترتیب نشان می‌دهد.



الف



ب

شکل ۲-۱: شماتیک کلی پیکربندی اینورتر افزایش‌دهنده‌ی الف (یک مرحله‌ای و ب) دو مرحله‌ای

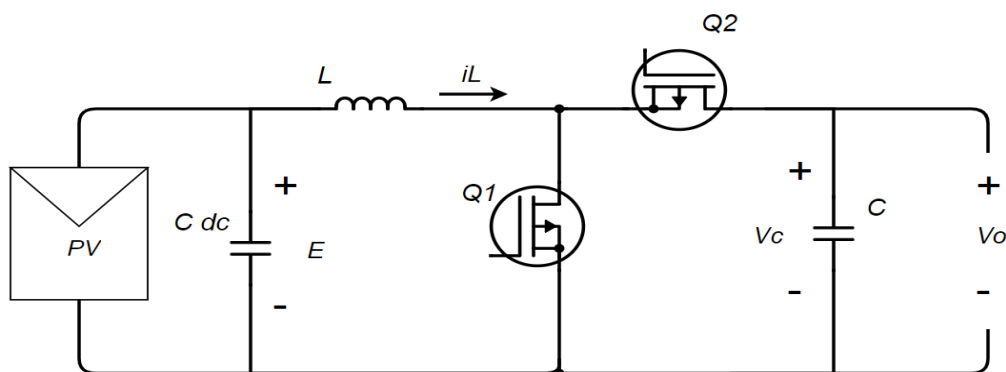
در ادامه یک نمونه از مبدل‌های مورد استفاده در ساختار دو مرحله‌ای معرفی شده و سپس به بررسی پیکربندی یک مرحله‌ای و اینورتر مورد استفاده پرداخته می‌شود. همچنین در این بخش ابتدا مدل سوئیچی و مدل میانگین لغزشی به جهت بررسی و تحلیل دینامیک اینورتر افزایشده دیفرانسیلی به طور کامل شرح داده می‌شود.

۲-۲- اینورتر افزایشده با پیکربندی دو مرحله‌ای

در این گونه ساختار ابتدا در مرحله‌ی اول، ولتاژ DC منبع توسط یک مبدل افزایشده DC-DC افزایش یافته و سپس توسط یک اینورتر پل در مرحله‌ی دوم به ولتاژ متناوب تبدیل می‌شود. در ادامه نحوه‌ی عملکرد دو مبدل ذکر شده به صورت جداگانه شرح داده می‌شود.

۲-۲-۱- مبدل افزایشده دو طرفه (Bilateral Boost converter)

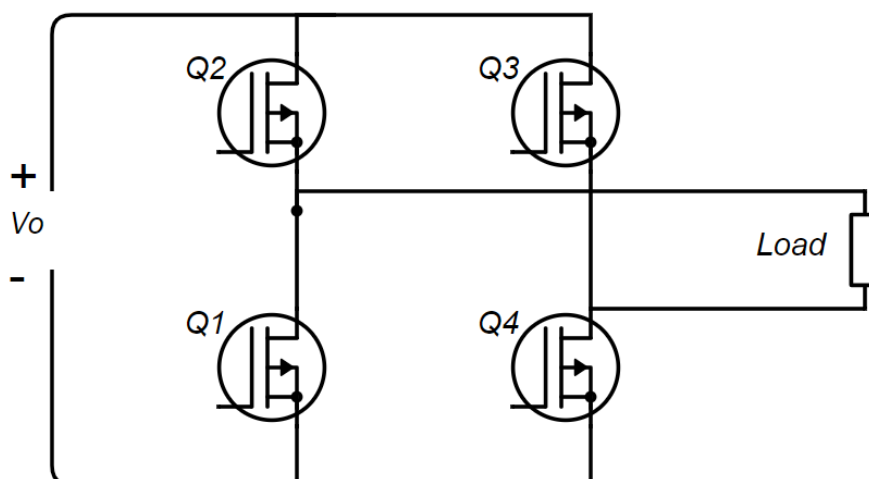
همان گونه که ذکر شد از این مبدل DC-DC در مرحله‌ی اول پیکربندی دومرحله‌ای جهت افزایش ولتاژ منبع استفاده می‌شود. نحوه‌ی عملکرد ساختار مداری شکل ۲-۲ در زیر بخش ۲-۳-۱ به طور کامل توضیح داده می‌شود.



شکل ۲-۲: ساختار مداری مبدل افزایشده دوطرفه.

۲-۲-۲- اینورتر پل

از این اینورتر در مرحله‌ی دوم به جهت تبدیل ولتاژ DC افزایش یافته در مرحله‌ی اول به ولتاژی متناوب با استفاده از تکنیک مدولاسیون پهنای پالس سینوسی SPWM استفاده می‌شود. ساختار مداری این اینورتر در شکل ۳-۲ نشان داده می‌شود.



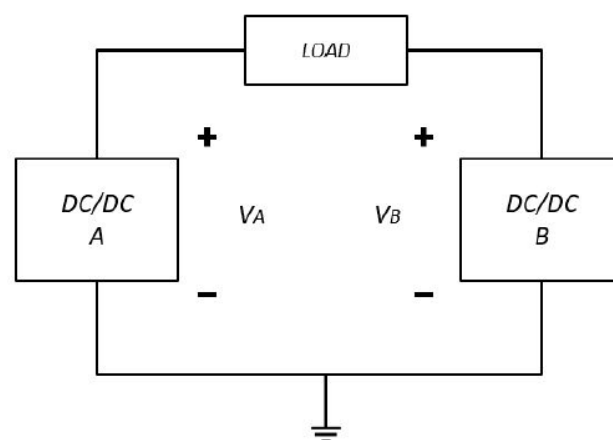
شکل ۳-۲: ساختار مداری اینورتر پل.

اینورتر نشان داده شده در شکل ۳-۲ در دو حالت انتخابی دو قطبی (Bipolar) و تک قطبی (Unipolar) عمل می‌کند. در حالت اول موج SPWM توسط مقایسه بین یک سیگنال حامل مثلثی و یک سیگنال مرجع سینوسی ساخته می‌شود. در این حالت Q_1 و Q_3 توسط SPWM ساخته شده عمل می‌کند و Q_2 و Q_4 توسط قرینه‌ی SPWM ساخته شده عمل می‌کنند. در حالت تک قطبی جهت عملکرد سوییچ‌ها دو SPWM که با یک دیگر 180° درجه اختلاف فاز دارند مانند حالت قبل از مقایسه یک سیگنال حامل و یک سیگنال مرجع سینوسی ساخته می‌شود. در این حالت Q_2 و Q_3 توسط SPWM‌های ساخته شده عمل می‌کنند. همچنین Q_1 و Q_4 توسط قرینه‌ی SPWM‌ها نظیر به نظیر عمل می‌کنند. ولتاژ بار در حالت اول در یک سیکل سیگنالی بین یک و منفی یک می‌باشد. و در حالت دوم در نیم سیکل اول بین صفر و یک و در نیم سیکل دوم بین صفر و منفی یک می‌باشد. لازم به ذکر است، ولتاژ خروجی در دو حالت پس از استفاده از یک فیلتر پایین گذر به ولتاژی سینوسی تبدیل می‌شود [۱۴].

۲-۳- اینورتر افزایشدهی دیفرانسیلی (پیکربندی یک مرحله‌ای)

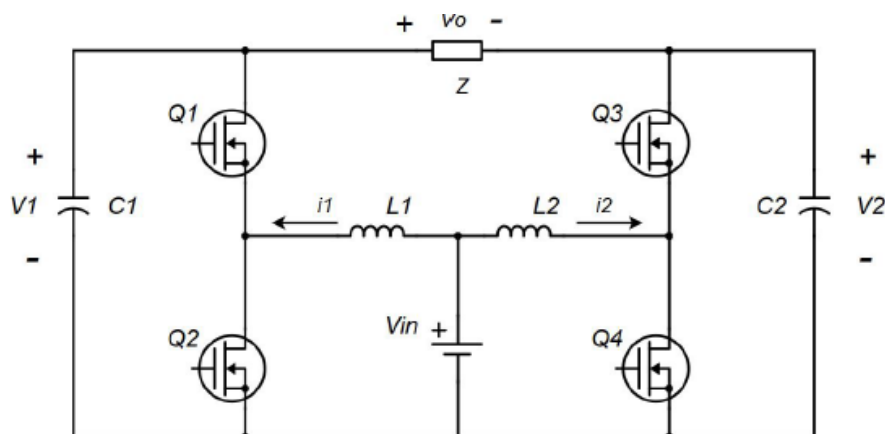
همانطور که در بخش ۲-۲ شرح داده شد پیکربندی دو مرحله‌ای از یک کانورتر به همراه یک اینورتر تشکیل می‌شود که از لحاظ هزینه، حجم و طراحی کنترل‌کننده نسبت به ساختار تک مرحله‌ای که در ادامه شرح داده می‌شود مقرون به صرفه نمی‌باشد. تمرکز اصلی این پایان‌نامه ارائه روشی جهت مدل‌سازی اینورتر افزایشدهی دیفرانسیلی و سپس طراحی کنترل‌کننده جهت دستیابی به اهداف کنترلی همچون ردیابی ولتاژ مرجع، پایدارسازی و افزایش دمپینگ در دو حالت جدا از شبکه و متصل به شبکه می‌باشد.

اینورتر افزایشدهی دیفرانسیلی از دو مبدل DC-DC افزایشدهی تشکیل شده است. وظیفه این دو مبدل تغذیه باری است که به صورت دیفرانسیلی بین این دو مبدل قرار گرفته است. بلوک دیاگرام این اینورتر در شکل ۲-۴ آورده شده است [۱۵].



شکل ۲-۴: بلوک دیاگرام اینورتر افزایشدهی دیفرانسیلی.

در این گونه اینورتر هر مبدل به وسیله‌ی یک چرخه‌ی وظیفه متغیر با زمان، ولتاژی سینوسی به همراه بایاس DC تولید می‌کند؛ به عبارت دیگر مبدل در هر لحظه ولتاژ ورودی را به میزان متفاوتی نسبت به لحظه‌ی قبل را افزایش می‌دهد. مدولاسیون دو مبدل دارای 180° درجه اختلاف فاز نسبت به یکدیگر می‌باشند که در نتیجه ولتاژ سینوسی خالصی از روی بار عبور می‌کند. در شکل ۵-۲ ساختار مداری اینورتر افزایش دینامیکی قابل مشاهده می‌باشد [۱۵].

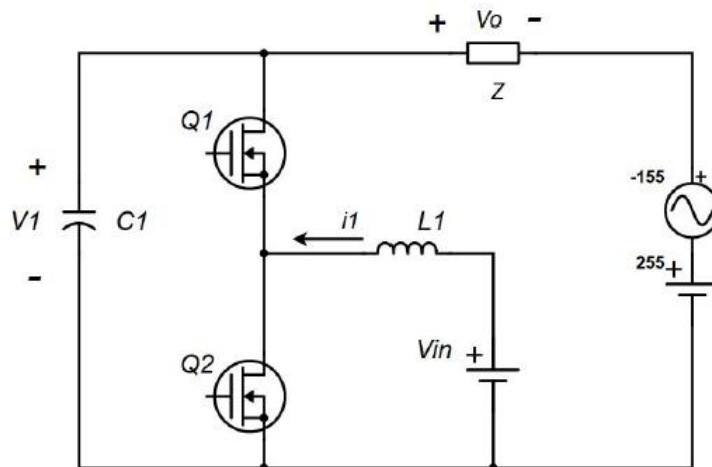


شکل ۵-۲: ساختار مداری اینورتر افزایش دینامیکی.

در شکل ۳-۲، Q_1 تا Q_4 به عنوان سوئیچ‌های قدرت در نظر گرفته شده‌اند. L_1 و L_2 سلف‌ها، C_1 و C_2 خازن‌های اینورتر را تشکیل می‌دهند. همچنین جریان‌های سلف‌ها و ولتاژهای خازن به ترتیب به صورت i_1 ، i_2 ، V_1 و V_2 در نظر گرفته شده و V_O نمایانگر ولتاژ خروجی اینورتر یا همان ولتاژ بار که با Z نشان داده شده می‌باشد.

۲-۳-۱- نحوه‌ی عملکرد مدار اینورتر افزایش دینامیکی

جهت بررسی عملکرد مدار همه‌ی المان‌ها به صورت ایده‌آل در نظر گرفته می‌شود و همچنین فرض می‌شود مدار در حالت هدایت پیوسته عمل می‌کند. به جهت سادگی در بررسی سیستم و طراحی کنترل کننده می‌توان از نیم مدار این سیستم استفاده کرد [۱۵]. در شکل ۶-۲ مدل نیم مدار اینورتر آورده شده است.



شکل ۶-۲: ساختار نیم مدار اینورتر افزایشنده دیفرانسیلی.

با توجه به شکل ۶-۲ این اینورتر در دو حالت عمل می‌کند. هنگامی که سویچ Q_2 روشن و Q_1 خاموش است سلف از طریق ولتاژ DC ورودی شارژ شده و در نتیجه جریان آن افزایش می‌یابد. همچنین خازن انرژی ذخیره‌شده در خود را در بار تخلیه می‌کند و ولتاژ خازن کاهش می‌یابد. در سمت دیگر زمانی که Q_2 خاموش و Q_1 روشن است، انرژی ذخیره‌شده در سلف به پایانه‌ی خروجی تخلیه می‌شود. در نتیجه جریان آن کاهش می‌یابد و هم‌زمان خازن را شارژ می‌کند و ولتاژ خازن افزایش پیدا می‌کند به‌طور مشابه این روند در نیم‌مدار دیگر نیز مشاهده می‌شود.

۴-۲- مدل سوئیچی

در این قسمت جهت مدل‌سازی و بررسی اینورتر بار به‌صورت مقاومتی در نظر گرفته‌شده است. هر مبدل با سیکل وظیفه D و D' عمل می‌کند. سوئیچ‌های Q_1 و Q_2 به ترتیب با چرخه‌ی وظیفه‌ی D و D' عمل می‌کند. همچنین در سمت دیگر سوئیچ‌های Q_3 و Q_4 به ترتیب با چرخه‌ی وظیفه‌ی D' و D عمل می‌کنند؛ بنابراین بر اساس روند خاموش و روشن شدن سوئیچ‌ها مدل سوئیچی اینورتر شکل ۶-۲ با متغیرهای حالت i_1 ، i_2 ، v_1 و v_2 به‌صورت معادله‌ی (۱-۲) به دست می‌آید.

$$\begin{aligned}
L_1 \frac{di_1}{dt} &= v_{in} - Dv_1 \\
C_1 \frac{dv_1}{dt} &= Di_1 - \frac{(v_1 - v_2)}{R} \\
L_2 \frac{di_2}{dt} &= v_{in} - D'v_2 \\
C_2 \frac{dv_2}{dt} &= D'i_2 + \frac{(v_1 - v_2)}{R}
\end{aligned} \tag{۱-۲}$$

۲-۴-۱- مدل سوئیچی خطی

در این قسمت جهت طراحی کنترل کننده به خطی سازی مدل دینامیکی غیرخطی با استفاده از بسط تیلور پرداخته می شود. بدین منظور هر متغیر حالت به صورت ترکیبی از یک قسمت حالت مانا (I_1) و یک بخش با تغییرات کوچک (i_1) حول نقطه کار به صورت معادلات (۲-۲) در نظر گرفته می شود.

$$\begin{aligned}
i_1(t) &= i_1 + I_1, i_2(t) = i_2 + I_2 \\
v_1(t) &= v_1 + V_1, v_2(t) = v_2 + V_2 \\
D(t) &= d + D, D'(t) = d' + D'
\end{aligned} \tag{۲-۲}$$

در روابط فوق مقادیر مانا پس از در نظر گرفتن معادلات در فرم حالت مانای خود به صورت (۳-۲) به دست می آیند.

$$\begin{aligned}
D &= \frac{1}{\alpha + \beta \sin(100\pi t)} & \alpha &= \frac{E + 2V_{in}}{2V_{in}} \\
D' &= \frac{1}{\alpha - \beta \sin(100\pi t)} & \beta &= \frac{E}{2V_{in}}
\end{aligned} \tag{۳-۲}$$

$$\begin{aligned}
V_1 &= \frac{v_{in}}{D}, V_2 = \frac{v_{in}}{D'} \\
I_1 &= \frac{(V_1 - V_2)}{RD}, I_2 = \frac{-(V_1 - V_2)}{RD'}
\end{aligned}$$

با فرض اینکه دامنه تغییرات متغیرهای حالت سیستم نسبت به حالت ماندگار آن‌ها خیلی کم است معادله خطی سازی شده اینورتر افزاینده دیفرانسیلی با بار مقاومتی به صورت معادله‌ی (۴-۲) قابل محاسبه است.

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{-1}{L_1}(Dv_1 + V_1d) \quad (4-2)$$

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{-1}{C_1}(Di_1 + I_1d - \frac{(v_1 - v_2)}{R})$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{-1}{L_2}(Dv_2 + V_2d)$$

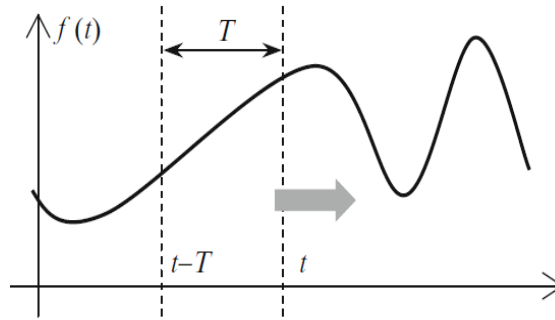
$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{-1}{C_2}(Di_2 + I_2d + \frac{(v_1 - v_2)}{R})$$

$$y = v_o = v_1 - v_2$$

همان‌طور که در معادله‌ی (۴-۲) نشان داده شده است، سیستم غیرخطی به دلیل وجود نقطه کارهای متغیر بازمان پس از خطی سازی به یک سیستم خطی متغیر بازمان تبدیل شده است که این موضوع در ادامه باعث ایجاد پیچیدگی در طراحی کنترل کننده می شود [۱۶]. به همین جهت در بخش بعد مدل سازی به روش میانگین لغزشی و میانگین تعمیم یافته شرح داده می شوند و از طریق مدل میانگین تعمیم یافته کنترل کننده دو حلقه ای طراحی می شود.

۵-۲- میانگین لغزشی و کلاسیک

با در نظر گرفتن سیگنال نشان داده شده در شکل ۷-۲ و میانگین گیری از آن در یک پنجره متحرک زمانی به عرض T میانگین لغزشی سیگنال به دست می آید. برخلاف مفهوم میانگین کلاسیک که در واقع سطح زیر منحنی در یک تناوب است، این میانگین کاملاً به زمان وابسته است به دلیل آنکه پنجره زمانی در طول محور زمان در حال حرکت است. حال اگر سیگنال موردنظر یک سیگنال با دوره تناوب T متناوب باشد می توان نتیجه گرفت که میانگین لغزشی با میانگین کلاسیک برابر است [۸].



شکل ۷-۲: سیگنال نمونه جهت میانگین گیری لغزشی [۸].

$$\langle f \rangle_0(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) d\tau \quad (۵-۲)$$

۲-۵-۱- ویژگی‌های میانگین کلاسیک

یک ویژگی پایه مرتبط با میانگین لغزشی طبق رابطه‌ی (۶-۲) بیان می‌شود. این رابطه اظهار می‌کند که مشتق میانگین لغزشی یک سیگنال درواقع همان میانگین لغزشی مشتق آن سیگنال می‌باشد [۸].

$$\frac{d}{dt} \langle f(t) \rangle_0(t) = \left\langle \frac{d}{dt} f(t) \right\rangle_0(t) \quad (۶-۲)$$

اثبات:

به توجه به قسمت سمت راست رابطه (۷-۲) داریم:

$$\frac{d}{dt} \langle f(t) \rangle_0(t) = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{T} \int_{t-T}^t f(\tau) d\tau \right) = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{T} (F(t) - F(t-T)) \right) = \frac{1}{T} (f(t) - f(t-T)) \quad (۷-۲)$$

و با توجه به رابطه (۷-۲) داریم:

$$\left\langle \frac{d}{dt} f(t) \right\rangle_0(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^T \frac{d}{d\tau} f(\tau) d\tau = \frac{1}{T} \cdot f(\tau) \Big|_{t-T}^t = \frac{1}{T} (f(t) - f(t-T)) \quad (۸-۲)$$

از دو رابطه (۶-۲) و (۷-۲) نتیجه می‌شود که رابطه (۸-۲) برقرار است.

ویژگی دیگری مربوط به میانگین لغزشی به صورت رابطه (۹-۲) تعریف می‌شود.

$$\langle g.u \rangle_0 = \langle g \rangle_0 \cdot \langle u \rangle_0 \quad (۹-۲)$$

رابطه (۹-۲) بیان می‌دارد که میانگین لغزشی ضرب دو سیگنال با ضرب میانگین لغزشی دو سیگنال برابر است. در ادامه به بررسی روابط فوق در بخش‌های مختلف مدار می‌پردازیم.

۲-۵-۲- میانگین لغزشی متغیرهای حالت

اگر متغیر حالت را $x(t)$ تعریف کنیم، دینامیک آن به صورت رابطه‌ی (۱۰-۲) تعریف می‌شود.

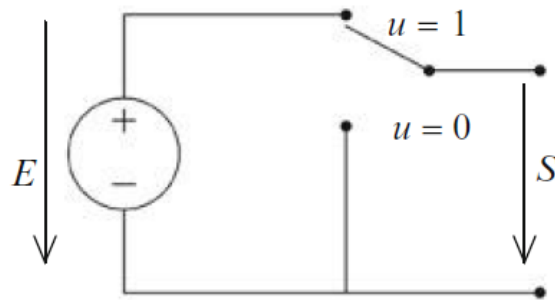
$$\frac{d}{dt} x(t) = f(x, u, t) \quad (۱۰-۲)$$

در رابطه (۱۰-۲)، f به صورت کلی تابعی غیرخطی و متغیر با زمان می‌تواند باشد. با استفاده از رابطه‌ی (۱۰-۲) می‌توان به معادله میانگین لغزشی رابطه (۱۱-۲) به صورت رابطه زیر دست پیدا کرد.

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_0(t) = \langle f(x, u, t) \rangle_0(t) \quad (۱۱-۲)$$

۲-۵-۳- میانگین لغزشی سوئیچ

همان طور که می‌دانیم سوئیچ‌ها به طور کلی در یک لحظه قطع یا وصل هستند. در شکل ۸-۲ این عملکرد با متغیر کنترلی u نمایش داده شده است. هنگامی که $u=1$ می‌باشد، کلید وصل و هنگامی $u=0$ می‌باشد کلید قطع می‌باشد. در شکل زیر S ولتاژ خروجی می‌باشد. با توجه به رابطه (۱۱-۲) میانگین ولتاژ خروجی به طور کلی به صورت رابطه (۱۲-۲) به دست می‌آید [۸].



شکل ۲-۸: عملکرد کلی یک سوئیچ [۸].

$$\langle S \rangle_0(t) = \langle E \rangle_0(t) \cdot \langle u \rangle_0(t) \quad (2-12)$$

بدیهی است، در رابطه (۲-۱۲) در صورت ثابت بودن مقدار ولتاژ ورودی میانگین لغزشی آن با خود سیگنال برابر است.

با توجه به توضیحات ارائه شده در این بخش می توان دریافت که چنین روشی تنها سیستم را در فرکانس صفر (هارمونیک مرتبه صفر) مدل سازی می کند. اگر سیگنال ها دارای هارمونیک های مراتب بالاتری باشند نیاز به حالت کلی تری از مدل سازی داریم که به مدل میانگین تعمیم یافته مشهور است و در ادامه به آن پرداخته می شود. لازم به ذکر است کاربرد اصلی استفاده از میانگین لغزشی (میانگین مرتبه صفر) در مبدل های DC-DC است.

۲-۶- مدل میانگین تعمیم یافته

۲-۶-۱- اصول پایه

مدل میانگین تعمیم یافته بر پایه ی نمایش شکل موج با استفاده از سری فوریه مختلط به دست می آید؛ بنابراین هر سیگنال متناوب را می توان با استفاده از بسط فوریه مختلط به صورت مجموعی از ضرایب هارمونیک به صورت معادله ی (۲-۱۳) نشان داد.

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x_k(t) e^{jk\omega t} \quad (۱۳-۲)$$

$$\langle x \rangle_k(t) = x_k(t)$$

در رابطه‌ی (۱۳-۲)، ω فرکانس پایه و x_k هارمونیک مرتبه k ام $x(t)$ می‌باشد که با رابطه‌ی (۱۴-۲) نمایش داده می‌شود.

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) e^{-jk\omega \tau} d\tau \quad (۱۴-۲)$$

معادلات (۱۳-۲) و (۱۴-۲) منجر به دو ویژگی اساسی زیر می‌شوند.

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t) \quad (۱۵-۲)$$

$$\langle x, y \rangle_k(t) = \sum_i \langle x \rangle_{k-i}(t) \langle y \rangle_i(t) \quad (۱۶-۲)$$

که رابطه (۱۵-۲) ویژگی مشتق و رابطه‌ی (۱۶-۲) ویژگی ضرب ضرایب هارمونیکی می‌باشد. لازم به ذکر است، رابطه‌ی مربوط به مشتق ضرایب هارمونیکی همانند بخش قبل قابل اثبات می‌باشند.

با استفاده از دو رابطه‌ی (۱۵-۲) و (۱۶-۲) برای متغیرهای حالت یک مدار RLC داریم:

$$v_L = L \frac{di}{dt} \Rightarrow \langle v \rangle_k = \left\langle L \frac{di}{dt} \right\rangle_k = jk\omega L \langle i \rangle_k - L \frac{d\langle i \rangle_k}{dt} \quad (۱۷-۲)$$

$$i_C = C \frac{dv}{dt} \Rightarrow \langle i \rangle_k = \left\langle C \frac{dv}{dt} \right\rangle_k = jk\omega C \langle v \rangle_k - C \frac{d\langle v \rangle_k}{dt} \quad (۱۸-۲)$$

$$v_{load} \Rightarrow \langle v_{load} \rangle_k = R \langle i_{load} \rangle_k \quad (۱۹-۲)$$

۷-۲- مدل میانگین تعمیم یافته ی اینورتر افزایشده دیفرانسیلی

۷-۲-۱ جدا از شبکه با بار مقاومتی

برای به دست آوردن مدل میانگین تعمیم یافته اینورتر افزایشده دیفرانسیلی با بار مقاومتی کافی است دو ویژگی مربوط به ضرایب هارمونیک ذکر شده در بخش ۶-۲ را به معادلات سوئیچی (۱-۲) اعمال کنیم. جهت سادگی در مدل سازی با در نظر گرفتن حالت مانای خازن مبدل سمت راست به صورت رابطه ی (۲۰-۲) نیم مدار اینورتر مورد بررسی و مدل سازی قرار داده شده است. در ادامه معادلات میانگین تعمیم یافته ی اینورتر با بار مقاومتی آورده شده است [17].

$$v_2 = M - N \sin(\omega t) \quad (20-2)$$

$$L_1 \frac{d}{dt} \langle i_1 \rangle_0 = v_{in} - \langle Dv_1 \rangle_0 \quad (21-2)$$

$$L_1 \frac{d}{dt} \langle i_1 \rangle_1 = -j\omega L \langle i_1 \rangle_1 - \langle Dv_1 \rangle_1$$

$$C_1 \frac{d}{dt} \langle v_1 \rangle_0 = \langle Di_1 \rangle_0 - \frac{(\langle v_1 \rangle_0 - \langle v_2 \rangle_0)}{R'}$$

$$C_1 \frac{d}{dt} \langle v_1 \rangle_1 = -j\omega C \langle v_1 \rangle_1 + \langle Di_1 \rangle_1 - \frac{(\langle v_1 \rangle_1 - \langle v_2 \rangle_1)}{R'}$$

در معادلات (۲۱-۲) $\langle i \rangle_0$ هارمونیک مرتبه صفر جریان سلف و $\langle i \rangle_1$ هارمونیک مرتبه یک جریان سلف

می باشد. همچنین $\langle v \rangle_0$ هارمونیک مرتبه صفر و $\langle v \rangle_1$ هارمونیک مرتبه یک ولتاژ خازن می باشد.

جهت ساده سازی متغیرهای (۲۲-۲) تعریف می شوند.

$$\begin{aligned}
\langle i_1 \rangle_0 &= x_1 \\
\langle i_1 \rangle_1 &= x_2 + jx_3 \\
\langle v_1 \rangle_0 &= x_4 \\
\langle v_1 \rangle_1 &= x_5 + jx_6 \\
\langle v_2 \rangle_0 &= x_{10} = M \\
\langle v_2 \rangle_1 &= x_{11} + jx_{12} = 0 - j \frac{N}{2} \\
\langle D \rangle_0 &= u_1 \\
\langle D \rangle_1 &= u_2 + ju_3
\end{aligned} \tag{۲۲-۲}$$

در روابط (۲۲-۲)، با توجه به رابطه بین سری فوریه مختلط و سری فوریه زمان حقیقی M و N به ترتیب مقدار DC و دامنه سینوسی ولتاژ خازن مبدل سمت راست می‌باشد و با توجه به ولتاژ موردنیاز می‌توانند محاسبه شوند. با استفاده از متغیرهای (۲۲-۲) معادلات (۲۱-۲) به فرم نهایی میانگین تعمیم‌یافته به صورت معادلات (۲۳-۲) تبدیل می‌شوند.

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{2}{L_1}(x_5 u_2 + x_6 u_3) - \frac{1}{L_1} u_1 x_4 \\
\dot{x}_2 &= \omega x_3 - \frac{1}{L_1} x_4 u_2 - \frac{1}{L_1} u_1 x_5 \\
\dot{x}_3 &= -\omega x_3 - \frac{1}{L_1} x_4 u_3 - \frac{1}{L_1} u_1 x_6 \\
\dot{x}_4 &= \frac{2}{C_1}(x_2 u_2 + x_3 u_3) - \frac{1}{R' C_1}(x_4 - x_{10}) + \frac{1}{C_1} u_1 x_1 \\
\dot{x}_5 &= \omega x_6 + \frac{1}{C_1} x_1 u_2 - \frac{1}{R' C_1}(x_5 - x_{11}) + \frac{1}{C_1} u_1 x_2 \\
\dot{x}_6 &= -\omega x_5 + \frac{1}{C_1} x_1 u_3 - \frac{1}{R' C_1}(x_6 - x_{12}) + \frac{1}{C_1} u_1 x_3
\end{aligned} \tag{۲۳-۲}$$

با در نظر گرفتن معادلات (۲۳-۲) در حالت مانا و به دست آوردن مقادیر مانای میانگین مرتبه یک و مرتبه صفر متغیرهای حالت مبدل به منظور طراحی کنترل‌کننده معادلات (۲۳-۲) را به روش تیلور خطی سازی می‌کنیم. بدین ترتیب هریک از متغیرهای معادلات (۲۳-۲) را به صورت یک بخش مانا و یک بخش با تغییرات کوچک به صورت رابطه‌ی (۲۴-۲) در نظر گرفته می‌شود.

$$\begin{aligned}\bar{x} &= \bar{X} + \tilde{x} \\ \bar{u} &= \bar{U} + \tilde{u}\end{aligned}\quad (24-2)$$

در رابطه (۲۴-۲)، $\bar{X}$ و $\bar{U}$ بردار حالت مانا و $\tilde{x}$ و $\tilde{u}$ بردار تغییرات کوچک می‌باشند. با فرض آنکه نرم بردار حالت مانای متغیرها بسیار بزرگ‌تر از نرم بردار تغییرات کوچک آن‌ها می‌باشد، خطی سازی معادلات (۲۳-۲) به فرم ماتریسی (۲۵-۲) قابل محاسبه است.

$$\begin{aligned}\tilde{x} &= A\tilde{x} + B\tilde{u} \\ \tilde{y} &= C\tilde{x} + D\tilde{u}\end{aligned}\quad (25-2)$$

در رابطه (۲۵-۲) ماتریس‌های A, B, C و D به صورت زیر می‌باشند.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{-U_1}{L_1} & \frac{-2U_2}{L_1} & \frac{-2U_3}{L_1} \\ 0 & 0 & \omega & \frac{-U_2}{L_1} & \frac{-U_1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\omega & 0 & \frac{-U_3}{L_1} & 0 & \frac{-U_1}{L_1} \\ \frac{U_1}{C_1} & \frac{2U_2}{C_1} & \frac{2U_3}{C_1} & \frac{-1}{R'C_1} & 0 & 0 \\ \frac{U_2}{C_1} & \frac{U_1}{C_1} & 0 & 0 & \frac{-1}{R'C_1} & \omega \\ \frac{U_3}{C_1} & 0 & \frac{U_1}{C_1} & 0 & -\omega & \frac{-1}{R'C_1} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{-X_4}{L_1} & \frac{-2X_5}{L_1} & \frac{-2X_6}{L_1} \\ \frac{-X_5}{L_1} & \frac{-X_4}{L_1} & 0 \\ \frac{-X_6}{L_1} & 0 & \frac{-X_4}{L_1} \\ \frac{X_1}{C_1} & \frac{2X_2}{C_1} & \frac{2X_3}{C_1} \\ \frac{X_2}{C_1} & \frac{X_1}{C_1} & 0 \\ \frac{X_3}{C_1} & 0 & \frac{X_1}{C_1} \end{bmatrix}$$

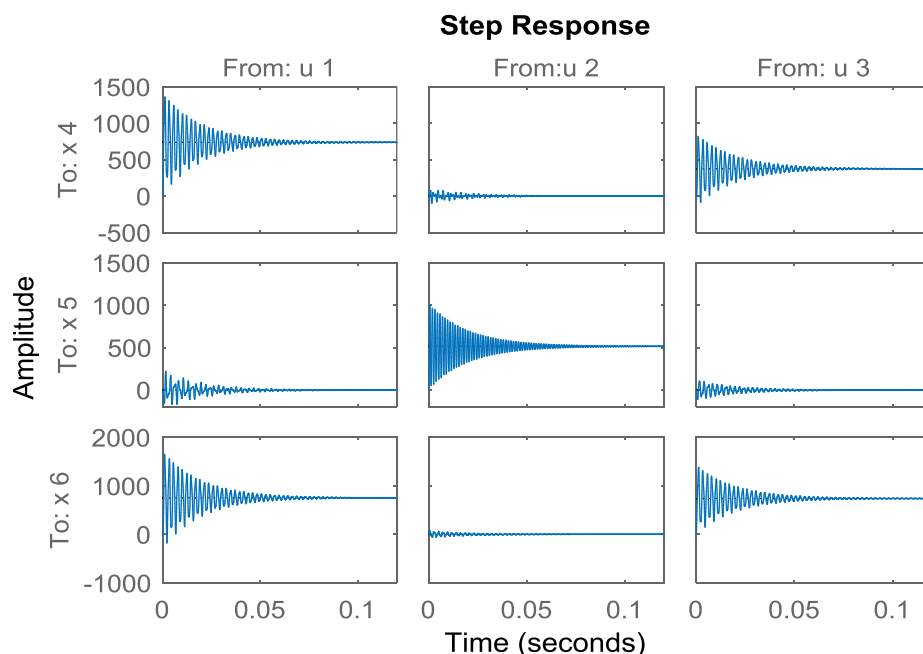
$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} D = 0$$

$$\tilde{x} = [\tilde{x}_1 \quad \tilde{x}_2 \quad \tilde{x}_3 \quad \tilde{x}_4 \quad \tilde{x}_5 \quad \tilde{x}_6]^T$$

$$\tilde{u} = [\tilde{u}_1 \quad \tilde{u}_2 \quad \tilde{u}_3]^T$$

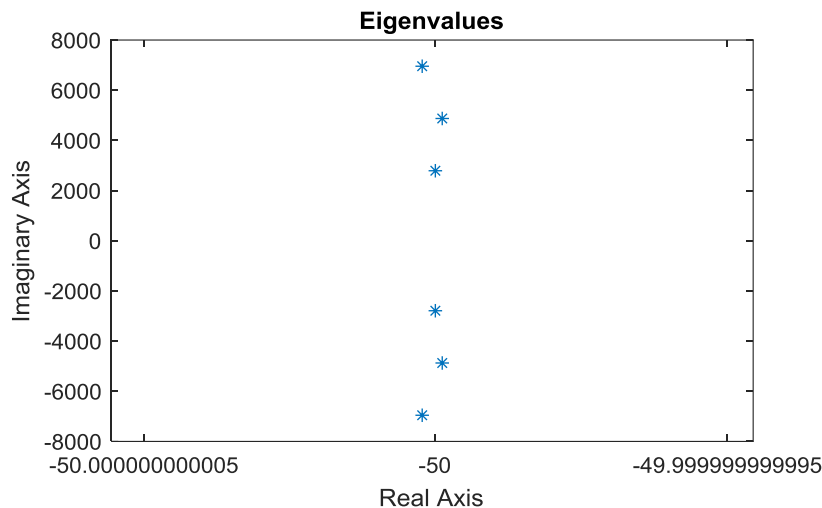
همان‌طور که مشاهده می‌شود، معادلات سوئیچی اینورترتر افزاینده دیفرانسیلی با بار مقاومتی پس از مدل‌سازی به روش میانگین تعمیم‌یافته و خطی سازی به معادلات LTI تبدیل می‌گردند. نتیجه‌ای که

می‌توان از این‌گونه مدل‌سازی گرفت آن است که افزایش میزان هارمونیک‌های موردنظر در مدل‌سازی باعث افزایش تعداد ورودی‌ها و خروجی‌ها و مرتبه سیستم می‌شود؛ به عبارت دیگر با سیستمی پیچیده‌تر ولی دقیق‌تر مواجه می‌شویم. انتخاب میزان هارمونیک‌های موردنظر در مدل‌سازی در واقع مصالحه‌ای بین پیچیدگی مدل و دقت آن مدل می‌باشد [۱۷]. در این سیستم به دلیل آن که خروجی سیستم یک ولتاژ AC به همراه بایاس DC می‌باشد، تنها هارمونیک مرتبه صفر و یک متغیرها در نظر گرفته می‌شود. به جهت بررسی دقیق‌تر تداخل در کانال‌ها و حالت گذرای مبدل، ورودی پله واحد به سیستم اعمال می‌شود و پاسخ مبدل موردبررسی قرار می‌گیرد. در شکل ۲-۹ پاسخ به ورودی پله قابل مشاهده می‌باشد.



شکل ۲-۹: پاسخ‌ها به ورودی‌های پله سیستم هارمونیکی حلقه باز با بار مقاومتی.

همان‌طور که در شکل ۲-۹ دیده می‌شود، سیستم دارای تداخل شدید در کانال‌ها و میرایی ضعیف می‌باشد. میرایی نسبتاً ضعیف اینورتر توسط نمودار قطب‌های سیستم حلقه باز در شکل ۲-۱۰ قابل مشاهده می‌باشد.



شکل ۲-۱۰: نمودار قطب‌های سیستم هارمونیک حلقه باز با بار مقاومتی.

۲-۷-۲- جدا از شبکه با بار سلفی

همان‌گونه که می‌دانیم بسیاری از بارهای موجود در شبکه مانند موتورهای بار سلفی هستند از این‌رو بررسی این‌ورتر به هنگام اتصال به بار سلفی از اهمیت زیادی برخوردار است. در این قسمت نیز همانند بخش قبل به مدل‌سازی به روش میانگین تعمیم‌یافته می‌پردازیم. جهت مدل‌سازی دو ویژگی مشتق و ضرب ضرایب هارمونیک را به معادلات سویچ‌چی با بار سلفی اعمال می‌کنیم. معادلات سوئیچی نیم‌مدار این‌ورتر افزاینده با بار سلفی به صورت معادلات (۲-۲۶) می‌باشد.

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = v_{in} - Dv_1 \quad (2-26)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = Di_1 - i_{load}$$

$$L_{load} \frac{di_{load}}{dt} = v_1 - v_2 - r_{load} i_{load}$$

$$v_2 = M - N \sin(\omega t)$$

در معادلات (۲-۲۶) i_{load} و L_{load} و r_{load} به ترتیب جریان عبوری از بار، قسمت سلفی و قسمت مقاومتی بار می‌باشد. در ادامه معادلات میانگین تعمیم‌یافته با بار سلفی آورده شده است.

$$L_1 \frac{d}{dt} \langle i_1 \rangle_0 = v_{in} - \langle Dv_1 \rangle_0 \quad (27-2)$$

$$L_1 \frac{d}{dt} \langle i_1 \rangle_1 = -j\omega L_1 \langle i_1 \rangle_1 - \langle Dv_1 \rangle_1$$

$$C_1 \frac{d}{dt} \langle v_1 \rangle_0 = \langle Di_1 \rangle_0 - \langle i_{load} \rangle_0$$

$$C_1 \frac{d}{dt} \langle v_1 \rangle_1 = -j\omega C_1 \langle v_1 \rangle_1 + \langle Di_1 \rangle_1 - \langle i_{load} \rangle_1$$

$$L_{load} \frac{d}{dt} \langle i_{load} \rangle_0 = \langle v_1 \rangle_0 - \langle v_2 \rangle_0 - r_{load} \langle i_{load} \rangle_0$$

$$L_{load} \frac{d}{dt} \langle i_{load} \rangle_1 = -j\omega L_1 \langle i_{load} \rangle_1 + \langle v_1 \rangle_1 - \langle v_2 \rangle_1 - r_{load} \langle i_{load} \rangle_1$$

جهت ساده‌سازی متغیرهای (28-2) تعریف می‌شوند.

$$\langle i_1 \rangle_0 = x_1$$

$$\langle i_1 \rangle_1 = x_2 + jx_3$$

$$\langle v_1 \rangle_0 = x_4$$

$$\langle v_1 \rangle_1 = x_5 + jx_6$$

$$\langle v_2 \rangle_0 = x_{10} = M$$

$$\langle v_2 \rangle_1 = x_{11} + jx_{12} = 0 - j\frac{N}{2}$$

$$\langle i_{load} \rangle_0 = x_7$$

$$\langle i_{load} \rangle_1 = x_8 + jx_9$$

$$\langle D \rangle_0 = u_1$$

$$\langle D \rangle_1 = u_2 + ju_3$$

(28-2)

با استفاده از متغیرهای (28-2) معادلات (27-2) به فرم نهایی میانگین تعمیم‌یافته به صورت معادلات

(29-2) تبدیل می‌شوند.

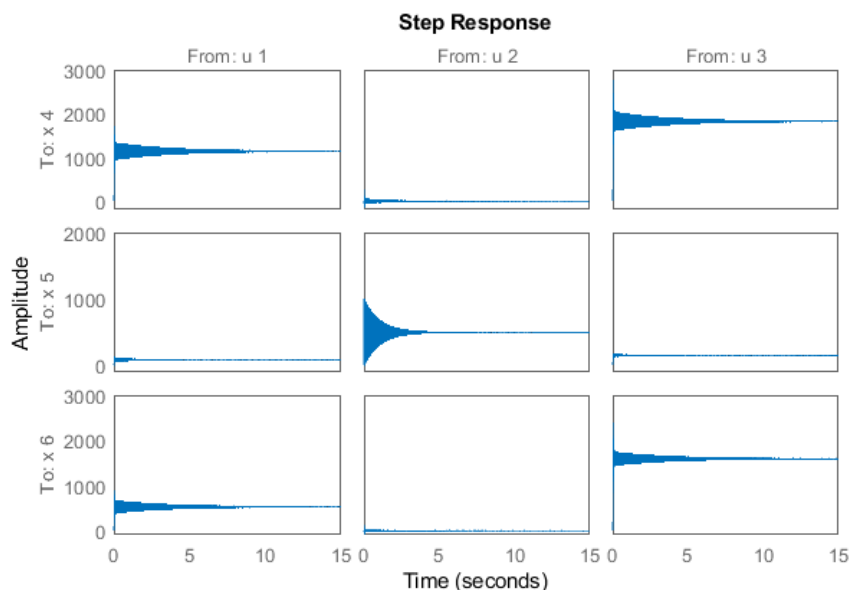
$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{2}{L_1}(x_5 u_2 + x_6 u_3) - \frac{1}{L_1} u_1 x_4 \\
\dot{x}_2 &= \omega x_3 - \frac{1}{L_1} x_4 u_2 - \frac{1}{L_1} u_1 x_5 \\
\dot{x}_3 &= -\omega x_2 - \frac{1}{L_1} x_4 u_3 - \frac{1}{L_1} u_1 x_6 \\
\dot{x}_4 &= \frac{2}{C_1}(x_2 u_2 + x_3 u_3) - \frac{1}{C_1} x_7 + \frac{1}{C_1} u_1 x_1 \\
\dot{x}_5 &= \omega x_6 + \frac{1}{C_1} x_1 u_2 - \frac{1}{C_1} x_8 + \frac{1}{C_1} u_1 x_2 \\
\dot{x}_6 &= -\omega x_5 + \frac{1}{C_1} x_1 u_3 - \frac{1}{C_1} x_9 + \frac{1}{C_1} u_1 x_3 \\
\dot{x}_7 &= \frac{1}{L_{load}}(x_4 - x_{10} - r_{load} x_7) \\
\dot{x}_8 &= \omega x_9 + \frac{1}{L_{load}}(x_5 - x_{11}) - \frac{1}{L_{load}} r_{load} x_8 \\
\dot{x}_9 &= -\omega x_8 + \frac{1}{L_{load}}(x_6 - x_{12}) - \frac{1}{L_{load}} r_{load} x_9
\end{aligned} \tag{۲۹-۲}$$

در ادامه با توجه به مطالب ذکر شده در بخش قبل به خطی سازی می پردازیم. ماتریس های A, B, C و D معادلات خطی سازی شده ی میانگین تعمیم یافته اینورتر افزایشنده دیفرانسیلی با بار سلفی به صورت زیر می باشد.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{U_1}{L_1} & -\frac{2U_2}{L_1} & -\frac{2U_3}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & -\frac{U_2}{L_1} & -\frac{U_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & 0 & -\frac{U_3}{L_1} & 0 & -\frac{U_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{U_1}{C_1} & \frac{2U_2}{C_1} & \frac{2U_3}{C_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{U_2}{C_1} & \frac{U_1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ \frac{U_3}{C_1} & 0 & \frac{U_1}{C_1} & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{load}} & 0 & 0 & -\frac{r_{load}}{L_{load}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{load}} & 0 & 0 & -\frac{r_{load}}{L_{load}} & \omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_{load}} & 0 & -\omega & -\frac{r_{load}}{L_{load}} \end{bmatrix}$$

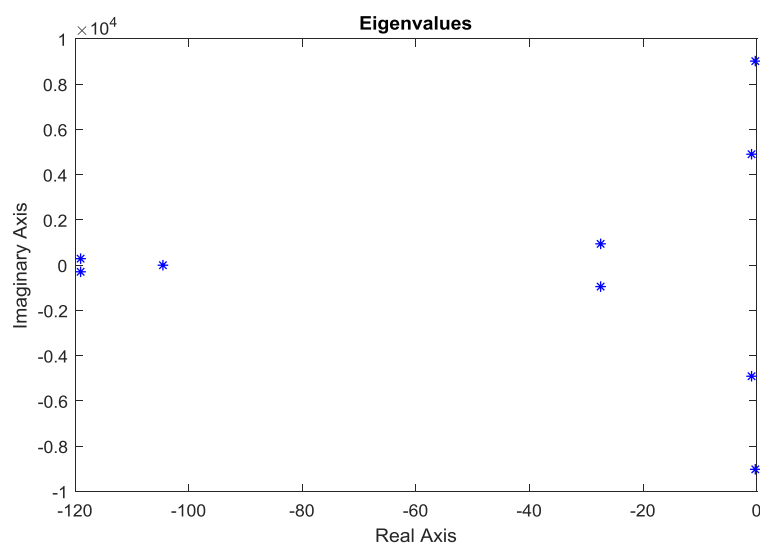
$$B = \begin{bmatrix} -\frac{X_4}{L_1} & -\frac{2X_5}{L_1} & -\frac{2X_6}{L_1} \\ -\frac{X_5}{L_1} & -\frac{X_4}{L_1} & 0 \\ -\frac{X_6}{L_1} & 0 & -\frac{X_4}{L_1} \\ \frac{X_1}{C_1} & \frac{2X_2}{C_1} & \frac{2X_2}{C_1} \\ \frac{X_2}{C_1} & \frac{X_1}{C_1} & 0 \\ \frac{X_3}{C_1} & 0 & \frac{X_1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D = 0$$

پاسخ پله‌ی اینورتر افزایشده دیفرانسیلی با بار سلفی-مقاومتی به صورت شکل ۱۱-۲ می‌باشد.



شکل ۱۱-۲: پاسخ‌ها به ورودی‌های پله سیستم هارمونیک حلقه باز با بار سلفی-مقاومتی.

همان‌طور که در شکل ۱۱-۲ مشاهده می‌شود سیستم کاملاً نوسانی می‌باشد. از مقایسه پاسخ پله‌های اینورتر با بار مقاومتی و سلفی می‌توان نتیجه گرفت که خود بار مقاومتی به صورت میراکننده عمل می‌کند به همین دلیل پاسخ پله سریع‌تر میرا می‌شود ولی در بار سلفی به دلیل آن که میزان مقاومت سری شده با سلف بسیار اندک می‌باشد سیستم زمان نشست بیشتری خواهد داشت. در ادامه به دلیل درک بهتر این موضوع نمودار قطب‌های اینورتر با بار سلفی-مقاومتی آورده شده است.



شکل ۱۲-۲: نمودار قطب‌های سیستم هارمونیک حلقه باز با بار سلفی-مقاومتی.

همان گونه که در شکل ۲-۱۲ مشاهده می شود، قطب های اینورتر با بار سلفی به محور موهومی بسیار نزدیک بوده به همین دلیل دارای پاسخ نوسانی در حالت گذرا و زمان نشست زیادی می باشد.

۲-۷-۳- متصل به شبکه

در این قسمت نیز به طور مشابه با قسمت های قبل به منظور بررسی حالت گذرای مدار پس از مدل سازی به روش میانگین تعمیم یافته به خطی سازی می پردازیم و سپس پاسخ پله و قطب ها را مورد بررسی قرار می دهیم. شکل ساختار نیم مدار اینورتر افزاینده دیفرانسیلی در حالت اتصال به شبکه نشان می دهد.

در این بخش شبکه به صورت یک منبع AC با دامنه ی V_m مدل شده است. همچنین اتصال منابع تولید انرژی به شبکه همواره با چالش هایی روبه رو بوده است. یکی از شناخته شده ترین پدیده های مضر در اتصال منابع به شبکه تولید هارمونیک است. هارمونیک ها را می توان دلیل اصلی آسیب دیدن تجهیزات دانست یکی از راه های کاهش هارمونیک ها استفاده از فیلترهای پایین گذر بین شبکه و اینورتر می باشد. اینورتر مورد بررسی خود دارای یک فیلتر LCL پنهان می باشد که هارمونیک ها را تا حد قابل قبولی کاهش می دهد [۱۸]. به طور معمول اضافه کردن یک فیلتر LCL مشکلاتی از قبیل کنترل پیچیده تر، افزایش مرتبه سیستم و در نتیجه سخت تر شدن طراحی کنترل کننده را به دنبال دارد. به همین دلیل در این پژوهش برای رسیدن به کمترین میزان THD و حذف اکثر هارمونیک ها یک فیلتر L علاوه بر فیلتر LCL داخلی بین اینورتر و شبکه استفاده شده است. معادلات سوئیچی نیم مدار اینورتر افزاینده دیفرانسیلی در حالت اتصال به شبکه به صورت معادله ی (۲-۳۰) می باشد.

$$L_1 \frac{di_1}{dt} = v_{in} - Dv_1 \quad (2-30)$$

$$C_1 \frac{dv_1}{dt} = Di_1 - i_g$$

$$L_f \frac{di_g}{dt} = v_1 - v_2 - v_g$$

$$v_2 = M - N \sin(\omega t)$$

$$v_g = v_m \sin(\omega t)$$

در رابطه‌ی (۳۰-۲)، i_g ، I_f و V_g به ترتیب فیلتر سلفی، جریان شبکه و ولتاژ شبکه می‌باشند. در ادامه به مدل‌سازی اینورتر در حالت اتصال به شبکه به روش میانگین تعمیم‌یافته می‌پردازیم. در روابط (۲-۳۱) معادلات میانگین تعمیم‌یافته‌ی اینورتر در حالت متصل به شبکه آورده شده است.

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{d}{dt} \langle i_1 \rangle_0 &= v_{in} - \langle Dv_1 \rangle_0 \\
 L_1 \frac{d}{dt} \langle i_1 \rangle_1 &= -j\omega L_1 \langle i_1 \rangle_1 - \langle Dv_1 \rangle_1 \\
 C_1 \frac{d}{dt} \langle v_1 \rangle_0 &= \langle Di_1 \rangle_0 - \langle i_g \rangle_0 \\
 C_1 \frac{d}{dt} \langle v_1 \rangle_1 &= -j\omega C_1 \langle v_1 \rangle_1 + \langle Di_1 \rangle_1 - \langle i_g \rangle_1 \\
 L_f \frac{d}{dt} \langle i_g \rangle_0 &= \langle v_1 \rangle_0 - \langle v_2 \rangle_0 - \langle v_g \rangle_0 \\
 L_f \frac{d}{dt} \langle i_g \rangle_1 &= -j\omega L_f \langle i_g \rangle_1 + \langle v_1 \rangle_1 - \langle v_2 \rangle_1 - \langle v_g \rangle_1
 \end{aligned} \tag{۳۱-۲}$$

جهت سادگی تغییر متغیرهای (۳۲-۲) تعریف می‌شوند.

$$\begin{aligned}
 \langle i_1 \rangle_0 &= x_1 \\
 \langle i_1 \rangle_1 &= x_2 + jx_3 \\
 \langle v_1 \rangle_0 &= x_4 \\
 \langle v_1 \rangle_1 &= x_5 + jx_6 \\
 \langle v_2 \rangle_0 &= x_{10} = M \\
 \langle v_2 \rangle_1 &= x_{11} + jx_{12} = \frac{P}{2} - j\frac{N}{2} \\
 \langle v_g \rangle_0 &= 0 \\
 \langle v_g \rangle_1 &= 0 - j\frac{V_m}{2} \\
 \langle i_g \rangle_0 &= x_7 \\
 \langle i_g \rangle_1 &= x_8 + jx_9 \\
 \langle D \rangle_0 &= u_1 \\
 \langle D \rangle_1 &= u_2 + ju_3
 \end{aligned} \tag{۳۲-۲}$$

تفاوتی که میان حالت متصل به شبکه و جدا از شبکه

کاملاً مشهود است آن است که در حالت متصل به شبکه اینورتر بایستی جهت تزریق توان اکتیو ولتاژی

با اختلاف فاز غیر صفر در خروجی خود تولید کند به همین دلیل در هارمونیک مرتبه یک ولتاژ خازن مبدل سمت راست قسمت حقیقی مقداری غیر صفر است؛ به عبارت دیگر قسمت حقیقی هارمونیک مرتبه یک ولتاژ خازن‌ها، دامنه کسینوسی ولتاژ خازن‌ها و ولتاژ خروجی اینورتر می‌باشد. جهت درک بهتر موضوع رابطه ولتاژ خازن مبدل سمت راست اینورتر در حالت اتصال به شبکه به صورت معادله‌ی (۳۳-۲) آورده شده است.

$$v_2 = v_{dc} - v \sin(\omega t + \delta) = v_{dc} - v \cos(\delta) \sin(\omega t) - v \sin(\delta) \cos(\omega t)$$

در تغییر متغیرهای (۳۲-۲)، M ، N و P به ترتیب v_{dc} ، $v \cdot \cos \delta$ و $v \cdot \sin \delta$ می‌باشد. پس از استفاده از تغییر متغیرهای (۳۲-۲) معادلات (۳۱-۲) به فرم نهایی میانگین تعمیم یافته به صورت معادلات (۳۲-۲) تبدیل می‌شوند.

$$\dot{x}_1 = \frac{v_{in}}{L_1} - \frac{2}{L_1} (x_5 u_2 + x_6 u_3) - \frac{1}{L_1} u_1 x_4 \quad (۳۴-۲)$$

$$\dot{x}_2 = \omega x_3 - \frac{1}{L_1} x_4 u_2 - \frac{1}{L_1} u_1 x_5$$

$$\dot{x}_3 = -\omega x_2 - \frac{1}{L_1} x_4 u_3 - \frac{1}{L_1} u_1 x_6$$

$$\dot{x}_4 = \frac{2}{C_1} (x_2 u_2 + x_3 u_3) - \frac{1}{C_1} x_7 + \frac{1}{C_1} u_1 x_1$$

$$\dot{x}_5 = \omega x_6 + \frac{1}{C_1} x_1 u_2 - \frac{1}{C_1} x_8 + \frac{1}{C_1} u_1 x_2$$

$$\dot{x}_6 = -\omega x_5 + \frac{1}{C_1} x_1 u_3 - \frac{1}{C_1} x_9 + \frac{1}{C_1} u_1 x_3$$

$$\dot{x}_7 = \frac{1}{L_{load}} (x_4 - x_{10})$$

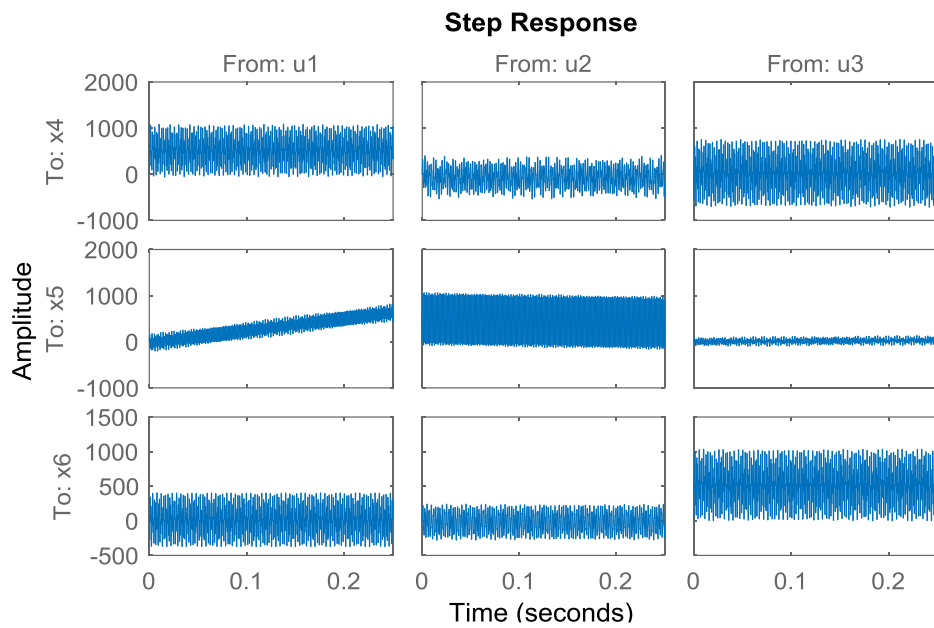
$$\dot{x}_8 = \omega x_9 + \frac{1}{L_f} (x_5 - x_{11})$$

$$\dot{x}_9 = -\omega x_8 + \frac{1}{L_f} (x_6 - x_{12}) + \frac{v}{2.L_f}$$

در ادامه با توجه به مطالب ذکر شده به خطی سازی می پردازیم. از آنجایی که در حالت اتصال به شبکه نسبت به حالت جدا از شبکه با بار سلفی تنها ماتریس A تغییر می کند، تنها همین ماتریس در رابطه ی (۳۵-۲) آورده شده است.

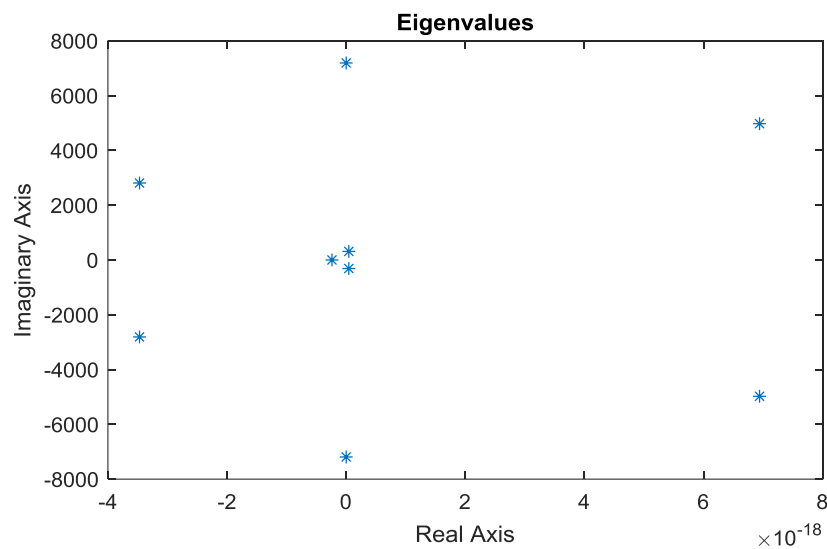
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{U_1}{L_1} & -\frac{2U_2}{L_1} & -\frac{2U_3}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & -\frac{U_2}{L_1} & -\frac{U_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega & 0 & -\frac{U_3}{L_1} & 0 & -\frac{U_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{U_1}{C_1} & \frac{2U_2}{C_1} & \frac{2U_3}{C_1} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{U_2}{C_1} & \frac{U_1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \\ \frac{U_3}{C_1} & 0 & \frac{U_1}{C_1} & 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 & -\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (۳۵-۲)$$

پاسخ پله ی اینورتر افزاینده دیفرانسیلی در حالت اتصال به شبکه به صورت شکل ۲-۱۳ می باشد.



شکل ۲-۱۳: پاسخ ها به ورودی های پله سیستم هارمونیک حلقه باز متصل به شبکه.

همان طور که در شکل ۲-۱۳ مشاهده می شود سیستم نوسانی شدید و ناپایدار می باشد. برای بررسی بهتر نمودار قطب های اینورتر در این حالت در شکل ۲-۱۴ نشان داده شده است.



شکل ۲-۱۴: نمودار قطب های سیستم هارمونیک حلقه باز متصل به شبکه.

همان گونه که در شکل ۲-۱۴ نشان داده شده است برخی قطب‌ها در سمت چپ و بسیار به محور موهومی نزدیک هستند و برخی در سمت راست محور موهومی قرار گرفته‌اند. در نتیجه سیستم حلقه باز در این حالت نیز ناپایدار است.

در این فصل با توجه به ویژگی متغیر با زمان بودن مدل ریاضی خطی سازی شده‌ی سوئیچی مدل سازی به روش میانگین تعمیم یافته به طور کامل شرح داده شد. این گونه مدل سازی بر روی اینورتر در سه حالت جدا از شبکه با بار مقاومتی، جدا از شبکه با بار سلفی و متصل به شبکه اعمال شد. به جهت بررسی دقیق تر مبدل در هر حالت نمودار صفر و قطب و پاسخ به ورودی پله مورد بررسی قرار گرفت. نمودار ها نشانگر آن بودند که سیستم در حالت بار مقاومتی و سلفی-مقاومتی از میرایی کافی برخوردار نبوده و زمان نشست زیادی دارد و همچنین در حالت متصل به شبکه ناپایدار می باشد. در فصل بعد به جهت پایدار سازی و بهبود رفتار ولتاژ خروجی مبدل و همچنین ردیابی ولتاژ مرجع به صورت بهینه و حذف اغتشاش در سه حالت مورد بررسی، کنترل کننده‌ی دو حلقه‌ای مبتنی بر روش تنظیم گر مربعی خطی طراحی می شود.

فصل ۳

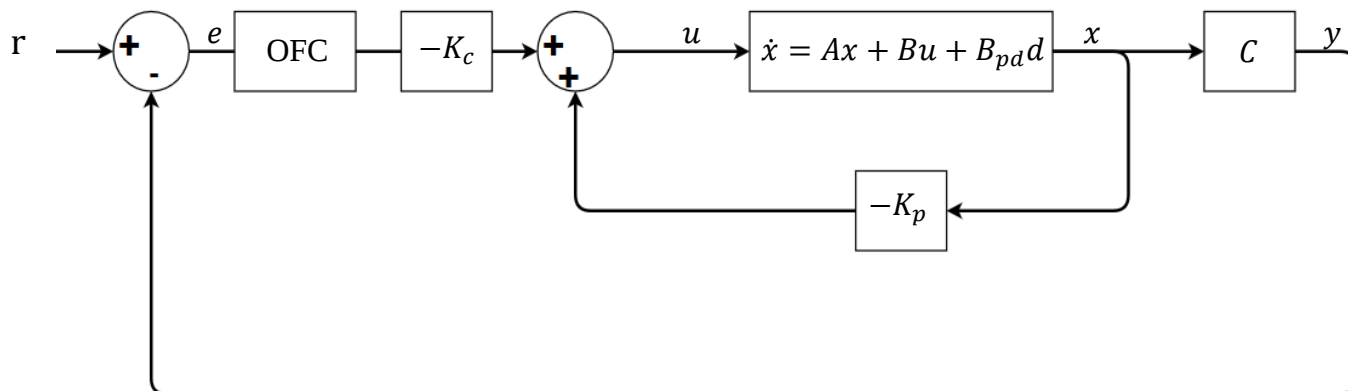
طراحی کنترل کننده

۳-۱- مقدمه

موضوع کنترل مبدل‌ها همواره از همواره به‌عنوان یک مسئله دشوار کنترلی موردتوجه بوده است. محققان در این جهت روش‌های گوناگونی ارائه کرده‌اند که هرکدام دارای معایب و مزایای خاص خود بودند؛ که در فصل یک به آن‌ها اشاره مختصری شد. در فصل قبل اینورتر در سه حالت اتصال به بار مقاومتی، اتصال به بار سلفی و متصل به شبکه موردبررسی قرار گرفت که در حالت مقاومتی پاسخ پله‌ی سیستم پایدار ولی از میرایی کافی برخوردار نبود و در حالت بار سلفی علاوه بر عدم میرایی کافی زمان نشست زیادی نیز داشت. همچنین در حالت متصل به شبکه پاسخ سیستم نامیرا و ناپایدار است. یکی از ساده‌ترین راه‌حل‌ها برای مقابله با نوسانات نامطلوب اضافه کردن مقاومت به سلف‌ها به جهت بدست آوردن میرایی بیشتر می‌باشد ولی از سمت دیگر اضافه کردن مقاومت بدین منظور سبب افزایش تلفات می‌شود [۱۶]. از این‌رو در این فصل جهت پایدارسازی، افزایش میرایی اینورتر، ردیابی ولتاژ مرجع و حذف اغتشاش کنترل‌کننده‌ی دو حلقه‌ای مبتنی بر تئوری تنظیم‌گر مربعی خطی طراحی می‌شود. همچنین در این فصل به طراحی کنترل‌کننده‌ی حلقه‌ی سوم جهت تزریق توان اکتیو و راکتیو نیز پرداخته می‌شود

۳-۲- کنترل‌کننده دو حلقه‌ای

این نوع کنترل‌کننده از دو حلقه تشکیل شده است. حلقه‌ی داخلی یک فیدبک حالت می‌باشد که سبب افزایش میرایی اینورتر و به‌طور کلی بهبود رفتار ولتاژ خروجی اینورتر می‌شود. به‌عبارتی دیگر به‌عنوان یک مقاومت مجازی عمل می‌کند و حلقه‌ی دوم دارای یک کنترل‌کننده در مسیر پیشرو می‌باشد که سبب ردیابی ولتاژ مرجع و حذف اغتشاش وارده می‌گردد. همچنین ضرایب کنترل‌کننده‌ی دو حلقه، با استفاده از تئوری تنظیم‌گر مربعی خطی به دست می‌آیند. در شکل ۳-۱ شماتیک کلی کنترل‌کننده دو حلقه‌ای نشان داده شده است [۱۹].



شکل ۱-۳: شماتیک کلی ساختار کنترل کننده [۱۹].

ساختار OFC^1 نشان داده شده در شکل ۱-۳ به گونه ای انتخاب می شود که ولتاژ مرجع را ردیابی و اغتشاش را دفع کند. ساختار فضای حالت OFC به صورت رابطه ی (۱-۳) در نظر گرفته می شود.

$$\dot{x} = A_c x_c + B_c e \quad (۱-۳)$$

و معادله مشخصه ی OFC به صورت رابطه (۲-۳) می باشد.

$$\Delta_c(s) = \det(sI - A_c) \quad (۲-۳)$$

فرضیات:

۱- به جهت ردیابی هارمونیک های ولتاژ مرجع و دفع اغتشاش بایستی فرکانس های ولتاژ مرجع و

اغتشاش در OFC حضورداشته باشند.

۲- جفت (A_c, B_c) کنترل پذیر باشند.

۳- حذف صفر و قطب بین سیستم و OFC صورت نگیرد.

سیستم حلقه بسته ی نشان داده شده در شکل ۱-۳ به صورت معادله دینامیکی فضای حالت در رابطه (۳-۳) آورده شده است.

$$\begin{aligned}\dot{x}_{cl} &= A_{cl}x_{cl} + B_{cl}u + B_r r + B_d d \\ y_{cl} &= C_{cl}x_{cl} \\ x_{cl} &= [x^T, x_c^T]^T\end{aligned}\quad (3-3)$$

که در روابط فوق ماتریس‌های A_{cl} , B_{cl} , B_r , B_d و C_{cl} به صورت زیر می‌باشند.

$$\begin{aligned}A_{cl} &= \begin{bmatrix} A & 0 \\ -B_c C & A_c \end{bmatrix} & B_{cl} &= \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix} & C^T &= \begin{bmatrix} C_p^T \\ 0 \end{bmatrix} \\ B_r &= \begin{bmatrix} 0 \\ B_c \end{bmatrix} & B_d &= \begin{bmatrix} B_{pd} \\ 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

در روابط فوق اندیس Cl و C به ترتیب نشانگر سیستم حلقه بسته و کنترل کننده OFC می‌باشد. همچنین p و pd نشانگر سیستم حلقه باز و اغتشاش وارده به سیستم حلقه باز می‌باشد.

۳-۲-۱- مبانی تنظیم‌گر مربعی خطی

هدف تنظیم‌گر خطی مربعی (LQR) یافتن قانون کنترلی u می‌باشد که شاخص عملکرد مربعی (۳-۳) را کمینه کند [۲۰].

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} [x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)]dt \quad (4-3)$$

قانون کنترلی موردنظر به صورت رابطه (۳-۵) می‌باشد.

$$\begin{aligned}u &= -K_p x - K_c x_c = -(K_p, K_c) \begin{pmatrix} x \\ x_c \end{pmatrix} = -Kx_{cl} \\ K &= -R^{-1}B_{cl}^T S\end{aligned}\quad (5-3)$$

در رابطه (۶-۳) S پاسخ معادله ریکاتی جبری زیر می باشد.

$$-SA_{cl} - A_{cl}^T S - Q + S - SB_{cl}R^{-1}B_{cl}^T S = 0 \quad (۶-۳)$$

در معادله های بالا ماتریس های R و Q به ترتیب ماتریس های وزنی معین مثبت می باشند.

حال مسئله آن است که تئوری تنظیم گر مربعی خطی تنها بر روی معادله دینامیکی به فرم استاندارد بدون حضور اغتشاش و مرجع قابل پیاده سازی است. از این رو برای تبدیل معادله دینامیکی فضای حالت (۳-۳) به حالت استاندارد راه حل زیر ارائه می شود.

۳-۲-۲- راه حل پیشنهادی

اپراتوری به صورت رابطه ی (۷-۳) تعریف می شود [۱۹].

$$\Delta_c(D) = \det(DI - A_c) \quad (۷-۳)$$

در رابطه ی (۷-۳) D اپراتور مشتق گیر و I ماتریس همانی می باشد. نتایج (۸-۳) پس از اعمال اپراتور به دو سمت رابطه ی (۳-۳) حاصل می شوند.

$$\Delta_c(D)r = \Delta_c(D)d = 0 \quad (۸-۳)$$

$$\dot{z} = A_{cl}z + B_{cl}v, v = -Kz$$

در رابطه ی (۸-۳) z و v به ترتیب متغیر شبه حالت و ورودی شبه کنترلی می باشند و دارای روابط (۳-۹) هستند.

$$z = \Delta_c(D)x_{cl}, v = \Delta_c(D)u \quad (۹-۳)$$

با توجه به رابطه ی (۸-۳) معادله ی دینامیکی (۳-۳) به یک معادله ی دینامیکی استاندارد تبدیل می شود؛ بنابراین شاخص عملکرد نیز به صورت (۱۰-۳) تغییر می کند.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{+\infty} [z^T(t)Qz(t) + v^T(t)Rv(t)]dt \quad (۱۰-۳)$$

حال اگر ماتریس‌های A_c و B_c به درستی انتخاب شوند می‌توان اطمینان حاصل کرد که آخرین درایه بردار z خطا می‌باشد [۱۹]. بنابراین مسئله رگلاتوری به یک مسئله ردیابی تبدیل می‌شود؛ به عبارت دیگر تنظیم‌گر مربعی خطی همواره متغیرهای حالت را به سمت صفر می‌برد که اکنون درایه آخر بردار متغیرهای حالت در این مسئله خطا می‌باشد. در نتیجه خطا به سمت صفر می‌رود؛ بنابراین کافی است ماتریس مربعی Q به صورت زیر طراحی شود.

$$Q = \text{diag}(0, 0, \dots, q) \quad (۱۱-۳)$$

رابطه ی (۱۱-۳) تنها باعث صفر شدن خطا می‌شود و عملاً نقش چندانی در افزایش میرایی ندارد به همین دلیل می‌توان به صورت کلی از رابطه ی (۱۲-۳) جهت افزایش میرایی و همچنین صفر شدن خطا استفاده کرد.

$$Q = q.I \quad (۱۲-۳)$$

به جهت به دست آوردن مقدار q مناسب در هر حالت می‌توان محل حرکت قطب‌های حلقه بسته را بررسی کرد و مقدار q را با توجه به محل قطب‌های حلقه بسته مطلوب تعیین کرد.

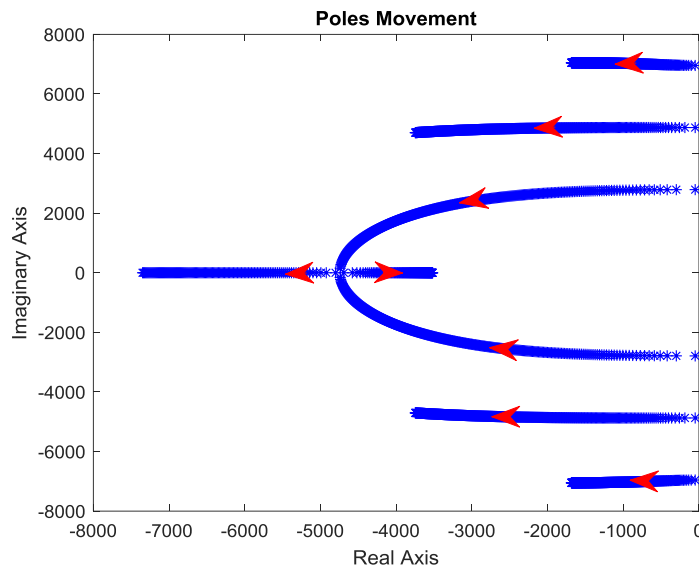
۳-۳- اعمال کنترل کننده حلقه‌ی اول به اینورتر افزایش دینامیکی

با توجه به مدل‌سازی انجام شده، متغیرهای حالت مدل هارمونیک درواقع ضرایب هارمونیک‌های متغیرهای حالت مدل سوئیچی می‌باشند؛ بنابراین هدف کنترل کننده درواقع ردیابی ضرایب هارمونیک‌های ولتاژ مرجع و کاهش نوسانات نامطلوب آن‌ها می‌باشند. همچنین اغتشاش وارد شده نیز به صورت هارمونیک بررسی و حذف می‌شود؛ بنابراین ساختار OFC می‌تواند یک کنترل کننده‌ی انتگرال گیر ساده برای کنترل هر ضریب هارمونیک باشد. در ادامه پس از اعمال کنترل کننده حلقه‌ی

اول پاسخ پله و قطب‌های سیستم به صورت زیر می‌باشد. لازم به ذکر است اثر حلقه‌ی دوم به صورت جامع‌تر در فصل نتایج شبیه‌سازی‌ها مورد بررسی قرار گرفته است.

۳-۳-۱- جدا از شبکه با بار مقاومتی

در شکل ۲-۳ مکان حرکت قطب‌های حلقه بسته به ازای تغییر q نشان داده شده است.

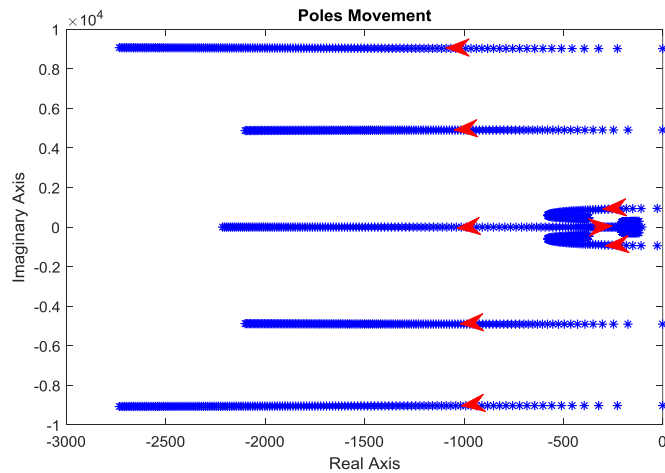


شکل ۲-۳: مکان حرکت قطب‌های سیستم حلقه بسته با بار مقاومتی به ازای تغییر q .

همان‌طور که در شکل ۲-۳ مشاهده می‌شود، به ازای افزایش مقدار q قطب‌های حلقه بسته با فیدبک حالت در فاصله بیشتری از مبدأ قرار می‌گیرند که همین امر سبب میرایی بیشتر می‌شود. با استفاده از نمودار حرکت قطب‌ها محل مطلوب قرارگیری قطب‌ها بین -4000 و -6000 در نظر گرفته می‌شود. همچنین $q = 4 \times 10^{-5}$ در نظر گرفته می‌شود.

۳-۳-۲- جدا از شبکه با بار سلفی

در شکل ۳-۳ مکان حرکت قطب‌های حلقه بسته به ازای تغییر q نشان داده شده است.

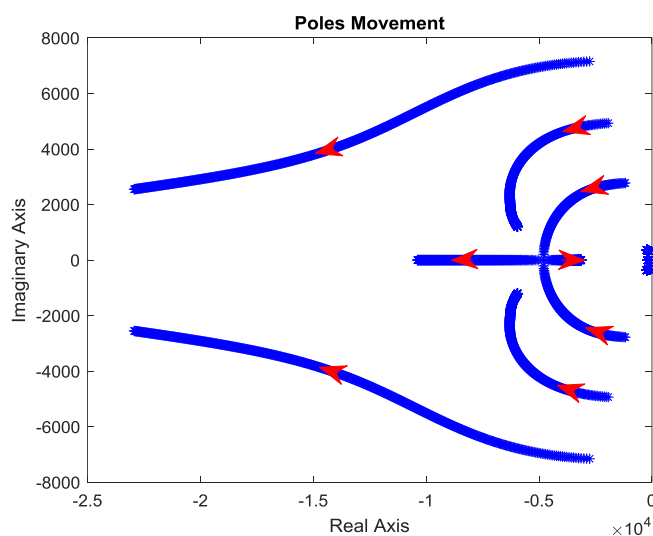


شکل ۳-۳: مکان حرکت قطب‌های سیستم حلقه بسته با بار سلفی-مقاومتی به ازای تغییر q .

همان‌طور که در شکل ۳-۳ مشاهده می‌شود حاشیه پایداری سیستم حلقه بسته با افزایش میزان q از ۰ تا 1.5×10^{-6} افزایش می‌یابد. در این حالت q برابر با 5×10^{-7} در نظر گرفته شده است.

۳-۳-۳- متصل به شبکه

در شکل ۴-۳ مکان حرکت قطب‌های حلقه بسته به ازای تغییر q نشان داده شده است.



شکل ۴-۳: مکان حرکت قطب‌های سیستم حلقه بسته متصل به شبکه به ازای تغییر q .

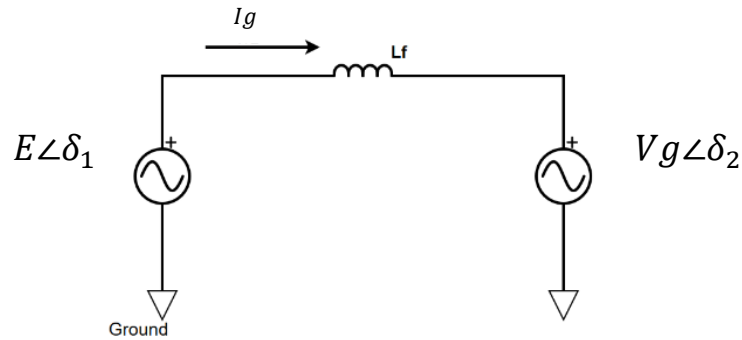
همان‌طور که در شکل ۳-۴ مشاهده می‌شود سیستم حلقه بسته برخلاف سیستم حلقه باز پایدار می‌باشد. همچنین حاشیه پایداری به ازای افزایش میزان q از 1×10^{-6} تا 5×10^{-5} افزایش می‌یابد. در این حالت q برابر با 3×10^{-5} در نظر گرفته شده است.

۳-۴- تزریق توان به شبکه

از آن‌رو که سیستم قدرت در حال حاضر بیشتر به سمت توزیع پراکنده و استفاده از انرژی‌های نو تمایل دارد، بنابراین اینورتر معرفی شده به همراه پنل خورشیدی به عنوان یک ژنراتور سنکرون مجازی و یا سینکرون ورتر جهت تزریق توان به شبکه استفاده می‌شود [۲۱]. همچنین هنگامی که این گونه منابع اکثر توان مورد نیاز شبکه را تأمین می‌کنند، نقشی همانند یک ژنراتور معمولی در شبکه را ایفا می‌کنند که این امر به واحدهای ذخیره انرژی با راندمان بالا احتیاج دارد تا نوسانات تصادفی منبع انرژی اصلی فیلتر شود. مشکل اصلی در اینجا نحوه کنترل اینورترها می‌باشد. دو راه حل برای حل این مشکل ارائه شده است: راه حل اول آن است که تمام سیستم قدرت را برای این منظور مجدداً طراحی کنیم و راه حل دوم آن است که این اینورترها به گونه‌ای طراحی و کنترل شوند که در کنار ساختار قدیمی و مرکزی سیستم قدرت همانند یک ژنراتور بزرگ سنکرون کار کنند. با توجه به مشکلات و هزینه‌هایی که روش اول در پی دارد روش دوم پیشنهاد می‌شود. به همین دلیل در ادامه با استفاده از ساختار کلی یک ژنراتور سنکرون به طراحی کنترل کننده جهت تزریق توان اکتیو و راکتیو با THD کم جریان پرداخته می‌شود.

۳-۴-۱- ساختار کلی ژنراتور سنکرون

شماتیک ساختار کلی ژنراتور سنکرون در شکل ۳-۵ نشان داده شده است.



شکل ۳-۵: شماتیک کلی ژنراتور سنکرون.

در شکل ۳-۵، $E \angle \delta_1$ ولتاژ خروجی اینورتر و $V_g \angle \delta_2$ ولتاژ شبکه می باشد. با توجه به ساختار نشان داده شده در شکل توان ظاهری تزریق شده به شبکه به صورت رابطه ی (۳-۱۳) می باشد.

$$S = V_g \cdot I_g^* \quad (۳-۱۳)$$

در رابطه (۳-۱۳) I_g جریان عبوری از اینورتر به سمت شبکه می باشد و به صورت رابطه ی (۳-۱۴) به دست می آید.

$$I_g = \frac{E \angle \delta_1 - V_g \angle \delta_2}{X_{L_f} \angle 90} \quad (۳-۱۴)$$

توان ظاهری تزریق شده به شبکه برابر است با:

$$S = V_g \angle \delta_2 \times \left(\frac{E}{X_{L_f}} \angle (90 - \delta_1) - \frac{V_g}{X_{L_f}} \angle (90 - \delta_2) \right) \quad (۳-۱۵)$$

در نتیجه توان اکتیو و راکتیو تزریق شده به صورت روابط (۳-۱۶) و (۳-۱۷) می باشد.

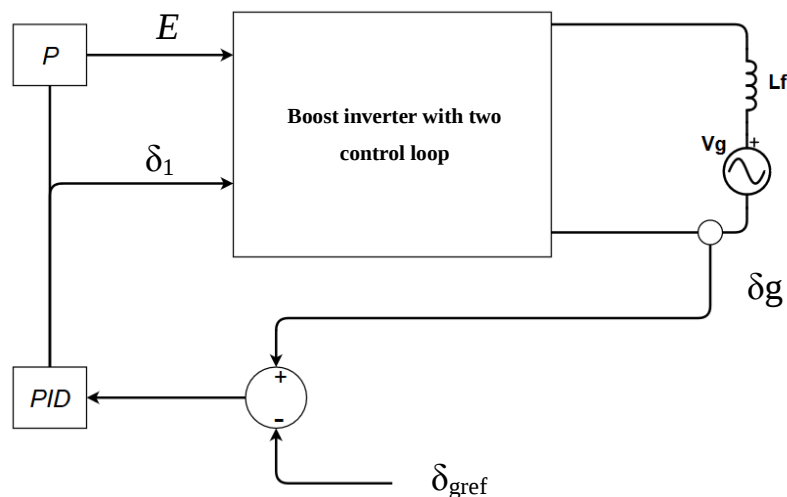
$$P = \frac{EVg}{X_{Lf}} \sin(\delta_1 - \delta_2) \quad (۱۶-۳)$$

$$Q = \frac{Vg}{X_{Lf}} (E \cos(\delta_1 - \delta_2) - Vg) \quad (۱۷-۳)$$

به طور معمول فاز شبکه (δ_2) ثابت و صفر در نظر گرفته می شود ولی در این پژوهش به دلیل تغییرات فاز شبکه این متغیر صفر نبوده و در روابط کنترل کننده نقش مهمی را ایفا می کند. باتوجه به روابط (۳-۱۶) و (۳-۱۷) می توان دامنه و فاز ولتاژ خروجی اینورتر (E و δ_1) را جهت تعیین ولتاژ مرجع در حلقه میانی و ضرایب کنترل کننده حالت مانا (D و D') را به دست آورد. با فرض ثابت بودن X_{Lf} و فاز شبکه لازمی استفاده از روابط فوق جهت تزریق توان تنها فیدبک گرفتن از دامنه ولتاژ شبکه می باشد و در صورت تغییر زاویه جریان شبکه قادر به کنترل میزان توان راکتیو و اکتیو نمی باشد. از عوامل تغییر زاویه جریان شبکه می توان به تغییر مقدار حقیقی امپدانس بین اینورتر و شبکه اشاره کرد. جهت کنترل صحیح فاز و دامنه ولتاژ خروجی نیازمند روش کنترلی هستیم که در آن از اختلاف فاز بین ولتاژ شبکه و جریان شبکه فیدبک گرفته شود. لازم به ذکر است فیدبک از فاز و دامنه یک سیگنال متناوب با استفاده از بلوک فوریه و یا طراحی PLL در سیمولینک متلب صورت می پذیرد. در ادامه روش کنترلی مؤثر جهت تزریق توان در دو حالت تزریق توان اکتیو و راکتیو شرح داده می شود.

۳-۴-۲- تزریق توان اکتیو

برای کنترل تزریق توان اکتیو در این قسمت از اختلاف فاز بین جریان و ولتاژ شبکه استفاده می شود. همان طور که می دانیم هنگامی که اختلاف بین جریان و ولتاژ شبکه صفر باشد، توان راکتیو تزریقی صفر می شود و توان اکتیو به طور کامل تزریق خواهد شد. با استفاده از نکته ذکر شده و راه حل پیشنهادی شماتیک کنترل کننده حلقه سوم به صورت شکل ۳-۶ می باشد.



شکل ۳-۶ بلوک دیاگرام کلی کنترل کننده حلقه‌ی سوم جهت تزریق توان اکتیو.

در شکل ۳-۶، δ_g اختلاف فاز بین ولتاژ و جریان شبکه می‌باشد. همچنین بلوک P وظیفه‌ی محاسبه‌ی اندازه‌ی ولتاژ مرجع از طریق رابطه‌ی توان اکتیو (۳-۱۶) را دارد. لازم به ذکر است جهت بررسی تغییرات و اغتشاش‌های وارده به فاز و دامنه شبکه از این دو نیز می‌توان به صورت فیدبک در بلوک P استفاده کرد. با توجه به شکل ۳-۶ حلقه‌ی سوم با اصلاح و تغییر فاز ولتاژ اینورتر سعی در دنبال کردن δ_{gref} می‌باشد که به جهت تزریق توان اکتیو این اختلاف فاز مرجع صفر می‌باشد.

۳-۴-۳- تزریق توان اکتیو و راکتیو (مختلط)

به جهت تزریق توان اکتیو و راکتیو به صورت هم‌زمان لازم است اختلاف فاز مرجع جهت تزریق توان راکتیو موردنظر به دست آید. بدین منظور فاز جریان شبکه با توجه به رابطه‌ی (۳-۱۴) به صورت رابطه‌ی (۳-۱۸) به دست می‌آید.

$$\angle I_{gref} = \tan^{-1} \left(\frac{E_{ref} \cos(\delta_{1ref}) + V_g}{E_{ref} \sin(\delta_{1ref})} \right) \quad (3-18)$$

در رابطه (۳-۱۸)، E_{ref} و δ_{1ref} با توجه به روابط توان اکتیو و راکتیو (۳-۱۶) و (۳-۱۷) به صورت رابطه‌ی (۳-۱۹) به دست می‌آیند.

$$E_{ref} = \frac{P_1 |X_{Lf}|}{Vg \cdot \sin(\delta_1 - \delta_2)} \quad (19-3)$$

$$\delta_{1ref} = \cot^{-1} \left(\frac{Q}{P} + \frac{Vg^2}{P \cdot X_{Lf}} \right)$$

و در نهایت اختلاف فاز مرجع بین ولتاژ و جریان شبکه به صورت رابطه‌ی (۲۰-۳) به دست می‌آید.

$$\delta_{gref} = \angle I_{gref} - \delta_2 \quad (20-3)$$

در ادامه پس از محاسبه‌ی E و δ_1 ، ضرایب کنترل‌کننده‌ی حالت مانا و ولتاژ مرجع حلقه دوم به صورت روابط (۲۱-۳) قابل محاسبه می‌باشد.

$$\alpha = \frac{E + 2.V_{in}}{2.V_{in}} \quad (21-3)$$

$$\beta = \frac{E}{2.V_{in}}$$

$$D = \frac{1}{\alpha + \beta \sin(\omega.t + \delta_1)}$$

$$D' = \frac{1}{\alpha - \beta \sin(\omega.t + \delta_1)}$$

$$V_{C_{1ref}} = \alpha.V_{in} + \beta.V_{in} \cdot \sin(\omega.t + \delta_1)$$

$$V_{C_{2ref}} = \alpha.V_{in} - \beta.V_{in} \cdot \sin(\omega.t + \delta_1)$$

بدیهی است ولتاژ مرجع حلقه‌ی دوم پس از محاسبه ضرایب هارمونیک‌های مربوط به آن‌ها می‌تواند مورد استفاده قرار بگیرد. شماتیک کنترل‌کننده همانند شکل ۵-۲ می‌باشد، تنها با این فرض که δ_{gref} از رابطه (۲۰-۳) محاسبه می‌شود.

همان‌طور که در این فصل نشان داده شد با استفاده از تئوری تنظیم‌گر مربعی خطی یک کنترل‌کننده دو حلقه‌ای طراحی می‌شود و با استفاده از حلقه‌ی داخلی سیستم پایدار و میرایی افزایش می‌یابد.

همچنین در این فصل با طراحی و اضافه کردن یک حلقه‌ی کنترلی سوم جهت کنترل فاز ولتاژ خروجی و همچنین ساختن ولتاژ مرجع جهت استفاده در حلقه‌ی میانی به تزریق توان به شبکه پرداخته شد. در فصل بعد به نتایج شبیه‌سازی‌ها پرداخته می‌شود.

فصل ۴

شبیه‌سازی

۴-۱- مقدمه

در این فصل اینورتر در دو حالت متصل به شبکه و جدا از شبکه با بار سلفی (به دلیل حضور بیشتر این نوع بار در صنعت نسبت به بار مقاومتی) در حضور اغتشاش‌های مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرد. همچنین روش کنترلی پیشنهادی در حالت جدا از شبکه با کنترل‌کننده مد لغزشی که در [۹] طراحی شده است مورد مقایسه قرار می‌گیرد.

۴-۲- مشخصات شبیه‌سازی

مقادیر پارامترها و بازه‌ی چرخه‌ی وظیفه برای مبدل اینورتر افزایشده در دو حالت متصل به شبکه و بار سلفی در جدول ۶-۱ آورده شده است.

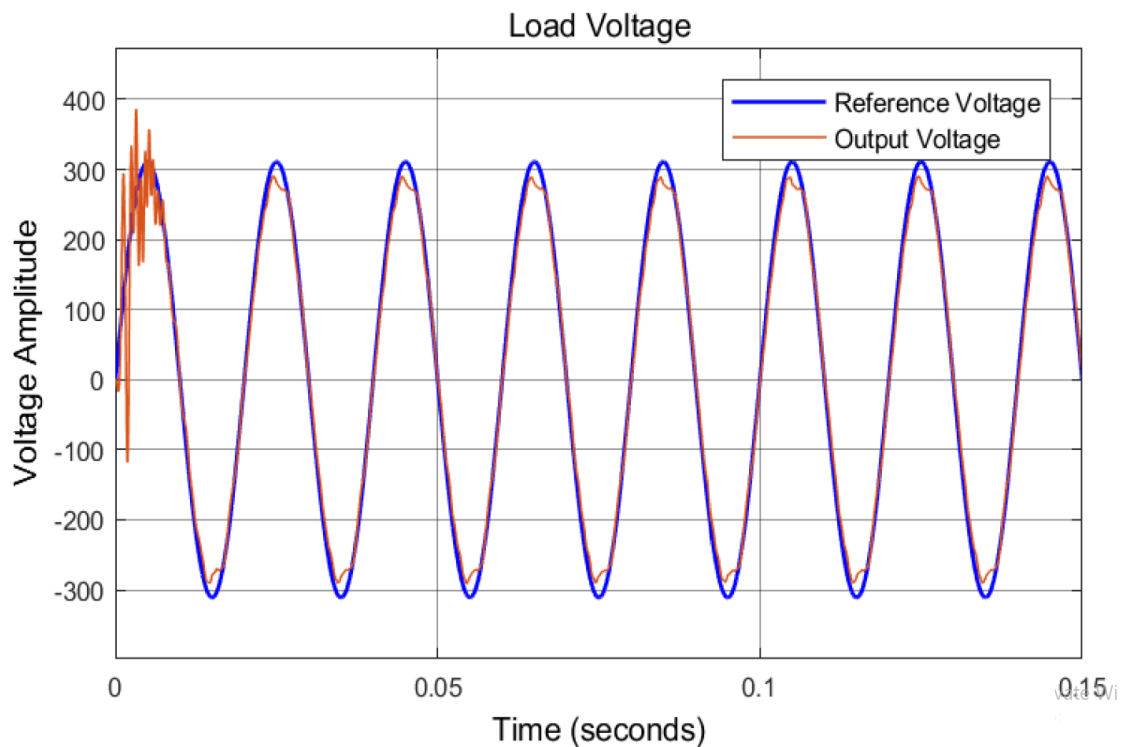
جدول ۴-۱: مقادیر پارامترهای اینورتر افزایشده دیفرانسیلی.

توصیف	نماد	مقدار
سلف	L_1, L_2	100[μ H]
خازن	C_1, C_2	100[μ F]
ولتاژ ورودی	V_{in}	100v
بار سلفی	r_{load} L_{load}	4[Ω] 30[mH]
ولتاژ شبکه	V_g	220v _{rms}
فیلتر سلفی	L_f	5[mH]
فرکانس سوئیچینگ	f_s	20[kHz]
بازه چرخه‌ی وظیفه	D D'	$0 \leq D \leq 1$ $0 \leq D' \leq 1$

۳-۴- نتایج شبیه‌سازی‌ها

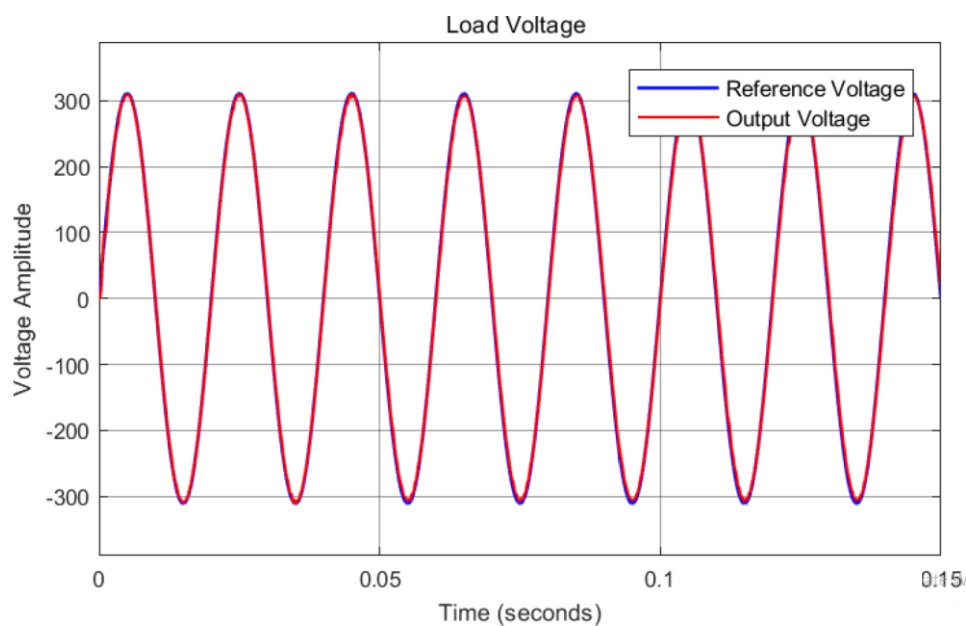
۱-۳-۴- جدا از شبکه با بار سلفی

افزایش میرایی، پایداری سیستم و ایجاد ولتاژ مطلوب در خروجی به میزان $V_o = 311\sin(\omega t)$ به صورت بهینه از اهداف کنترل‌کننده‌ی دو حلقه‌ای LQR می‌باشد. در شکل ۱-۴ و ۲-۴ ولتاژ خروجی به ترتیب در دو حالت حلقه باز و حلقه بسته نشان داده شده است.



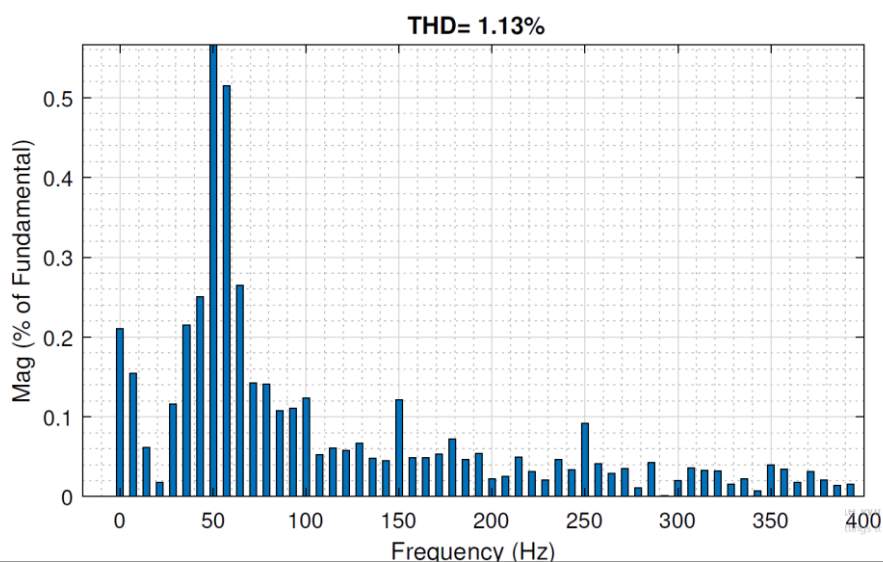
شکل ۱-۴: ولتاژ بار سلفی-مقاومتی سیستم حلقه باز.

همان‌طور که در شکل ۱-۴ قابل‌مشاهده می‌باشد، حالت گذاری ولتاژ حلقه باز دارای نوسانات شدید بوده همچنین در حالت مانا نیز افت ولتاژ شدیدی در ماکزیمم دامنه خود را دارا می‌باشد. ولتاژ بار پس از اعمال کنترل‌کننده‌ی دو حلقه‌ای در شکل ۲-۴ نشان داده شده است.



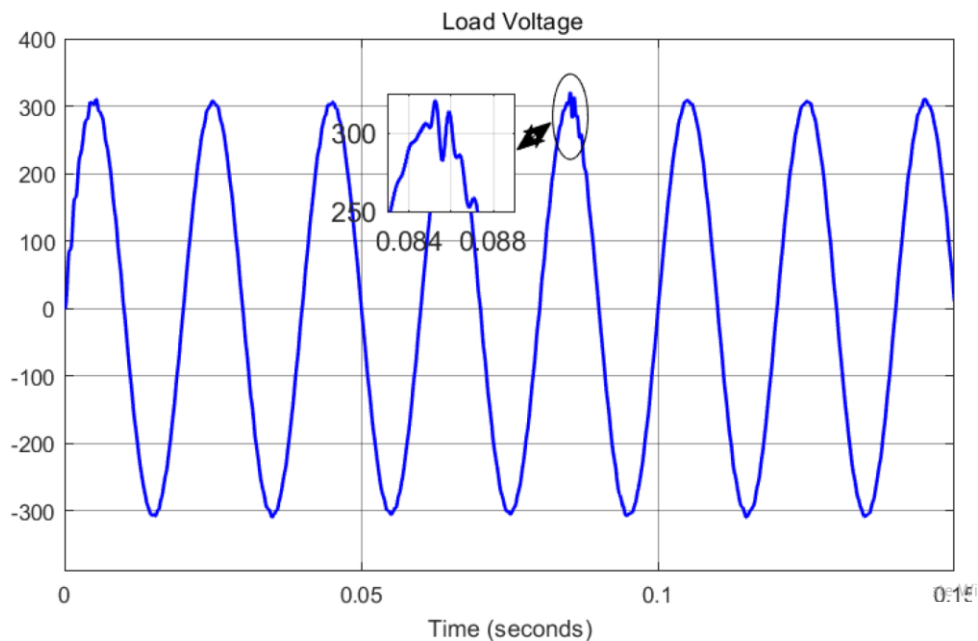
شکل ۴-۲: ولتاژ بار سلفی-مقاومتی سیستم حلقه بسته.

همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود به دلیل افزایش میرایی توسط حلقه‌ی اول نوسانات نامطلوب در حالت گذار حذف شده‌اند و همچنین در حالت مانا نیز ولتاژ به خوبی توسط حلقه‌ی دوم ردیابی شده است. همچنین نمودار THD در شکل ۴-۳ بیانگر عملکرد خوب کنترل‌کننده می‌باشد.



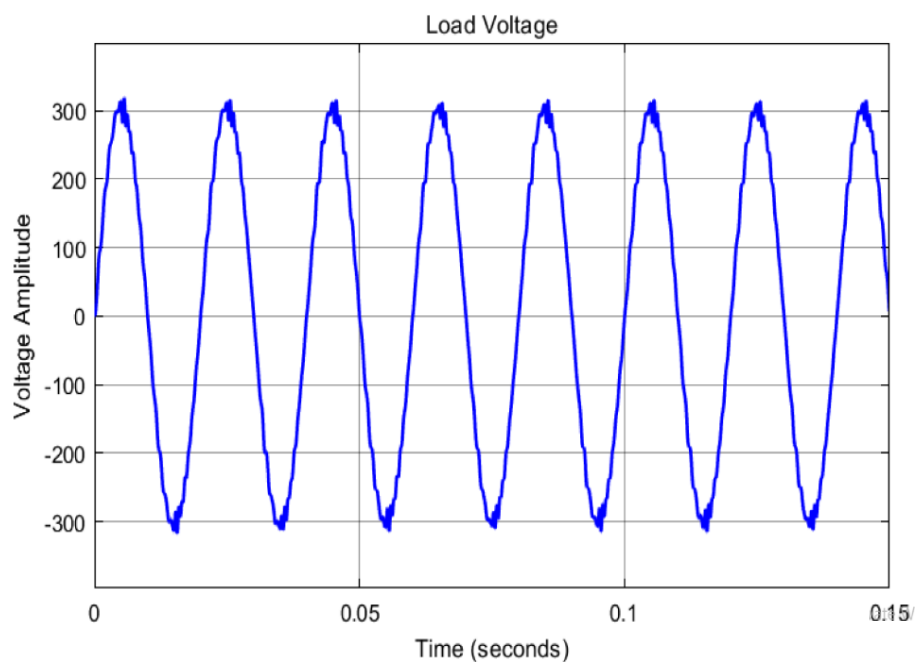
شکل ۴-۳: نمودار میله‌ای THD ولتاژ بار سلفی-مقاومتی سیستم حلقه بسته.

همان گونه که مشاهده می شود مقدار THD $1/13\%$ می باشد که این میزان در بازه استاندارد IEEE ۱۵۴۷ می باشد ($<0.5\%$). در ادامه به دلیل بررسی دقیق تر عملکرد حلقه ی دوم ولتاژ ورودی را به میزان ۱۰ ولت در ثانیه $0/085$ کاهش داده می شود نمودار ۴-۴ رفتار ولتاژ خروجی مبدل در حضور این اغتشاش در فرکانس صفر را مورد بررسی قرار می دهد.

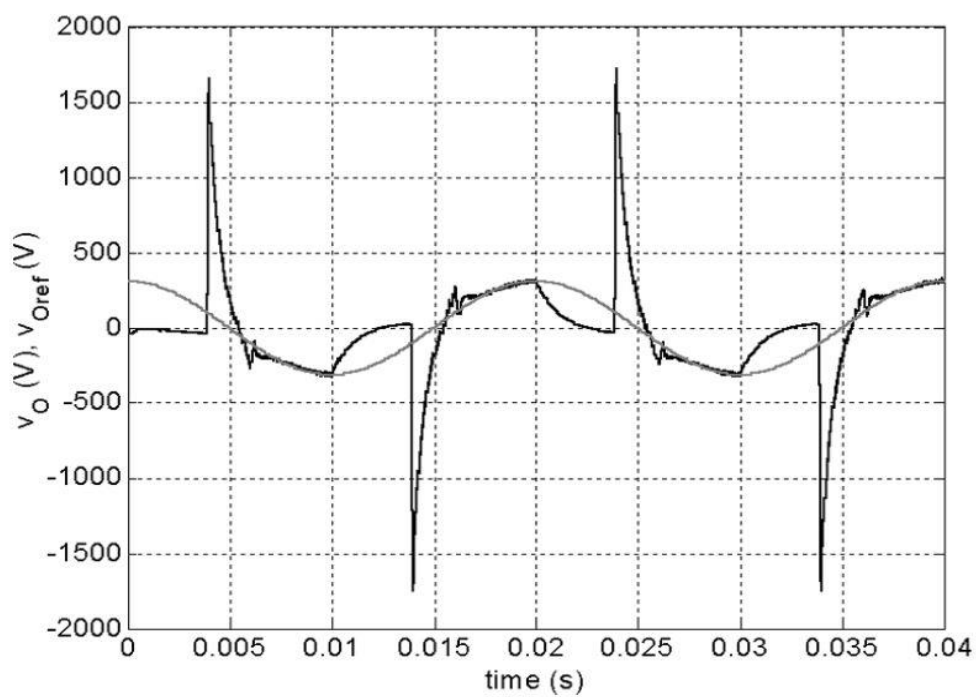


شکل ۴-۴: ولتاژ بار سلفی-مقاومتی سیستم حلقه بسته در حضور اغتشاش وارده به منبع ورودی ولتاژ در ثانیه $0/085$.

در شکل ۴-۴ ولتاژ خروجی به دلیل افت ولتاژ در ثانیه $0/085$ نوسانات اندکی داشته و به سرعت توسط کنترل کننده ی دو حلقه ای جبران شده است. در ادامه کنترل کننده ی پیشنهادی با کنترل کننده ی مد لغزشی مورد مقایسه قرار گرفته است. به جهت انجام این دو مقایسه اغتشاشی با 20% دامنه ولتاژ ورودی و فرکانس 100Hz به ولتاژ ورودی اعمال شده است. در شکل ۴-۵-الف عملکرد کنترل کننده پیشنهادی و در شکل ۴-۵-ب عملکرد کنترل کننده مد لغزشی مشاهده می شود.



الف

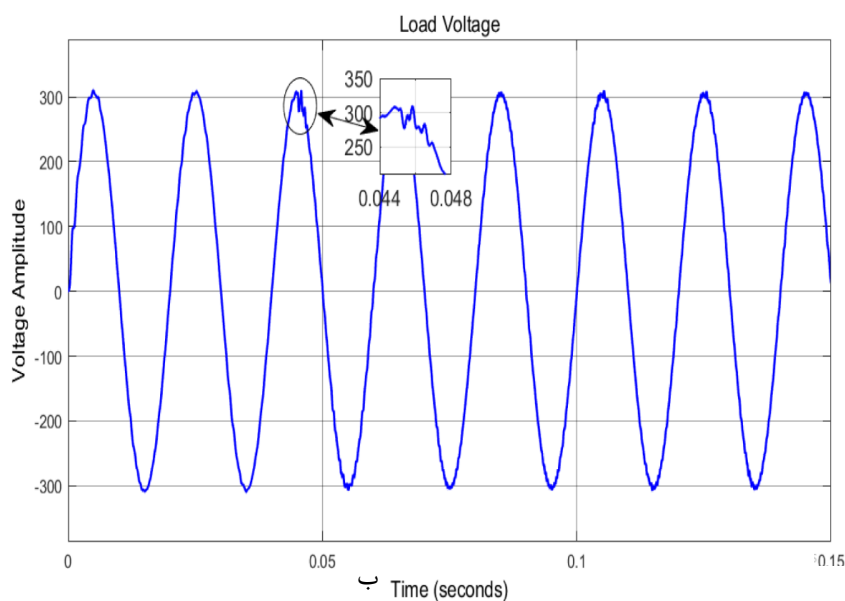
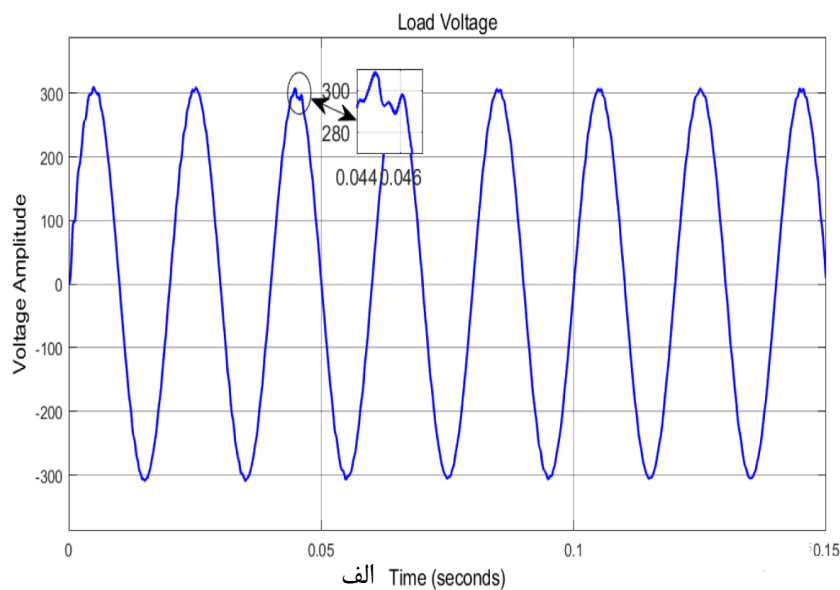


ب

شکل ۴-۵: ولتاژ بار سلفی مقاومتی سیستم حلقه بسته الف) با کنترل کننده ی پیشنهادی ب) با کنترل کننده ی مد

لغزشی [۹] در حضور اغتشاش وارده موج مربعی با فرکانس ۱۰۰Hz به منبع ورودی ولتاژ.

همان طور که در شکل ۴-۵-الف مشاهده می شود کنترل کننده ی پیشنهادی سبب تولید ولتاژی متناوب با کیفیت قابل قبول در حضور اغتشاش ذکر شده در خروجی می باشد ولی همان گونه که در شکل ۴-۵-ب مشاهده می شود ولتاژ خروجی اینورتر کنترل شده با کنترل کننده مد لغزشی ناپایدار می باشد. THD ولتاژ بار سیستم حلقه بسته با کنترل کننده ی پیشنهادی ۲/۹۵٪ می باشد. در ادامه با تغییر در مقادیر پارامترهای اینورتر به بررسی بیشتر کنترل کننده می پردازیم. شکل ۴-۶ ولتاژ خروجی را در هنگام تغییر مقادیر سلف و خازن مبدل در ثانیه ۰/۰۴۵ نشان می دهد.



شکل ۴-۶: ولتاژ بار سلفی مقاومتی سیستم حلقه بسته در حضور تغییر الف) سلفها از $100\mu H$ به $130\mu H$ ب) خازن ها

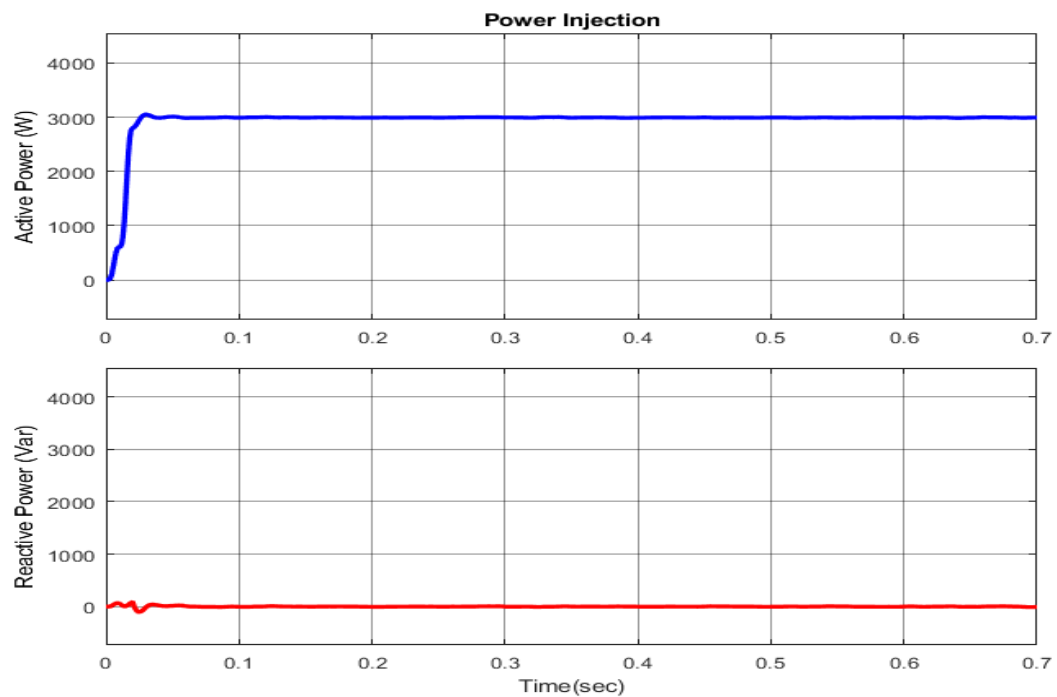
از $150\mu F$ به $100\mu F$.

در شکل ۴-۶ الف ولتاژ خروجی به ازای تغییر مقادیر سلف‌ها از $100\ \mu\text{H}$ به $130\ \mu\text{H}$ نشان داده شده است. همچنین شکل ۴-۶ ب ولتاژ خروجی را به ازای تغییر مقادیر خازن‌ها از $100\ \mu\text{F}$ به $150\ \mu\text{F}$ نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در هنگام تغییر مقدار سلف‌ها و خازن‌ها نوسانات اندکی مشاهده می‌شود و پس از مدت کوتاهی این نوسانات توسط کنترل‌کننده جبران می‌شود. در ادامه به نتایج شبیه‌سازی‌ها در حالت متصل به شبکه می‌پردازیم.

۴-۳-۲- متصل به شبکه

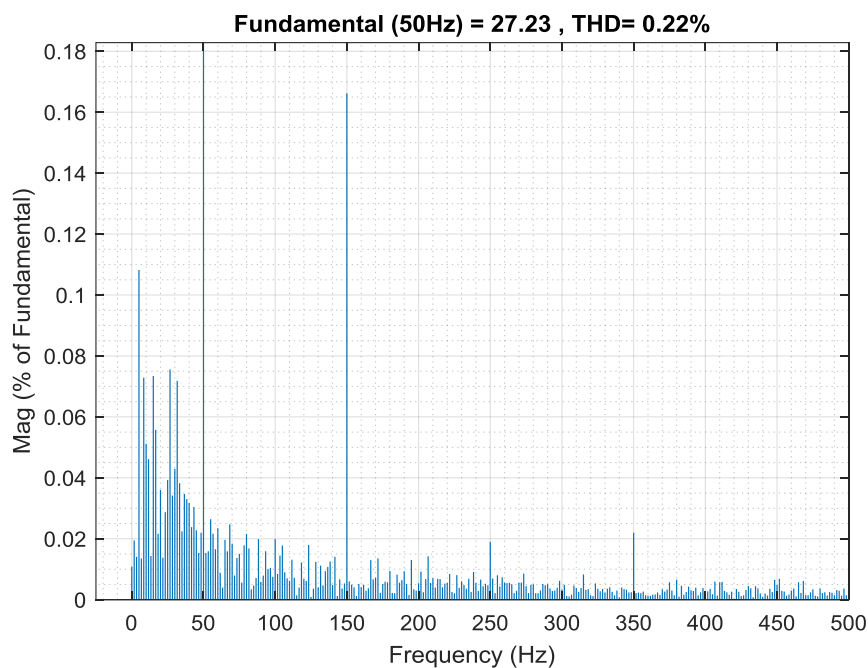
۴-۳-۲-۱- توان اکتیو

شکل ۴-۷ تزریق 3000 W توان اکتیو را به شبکه با کنترل‌کننده سه حلقه‌ای را نشان می‌دهد.



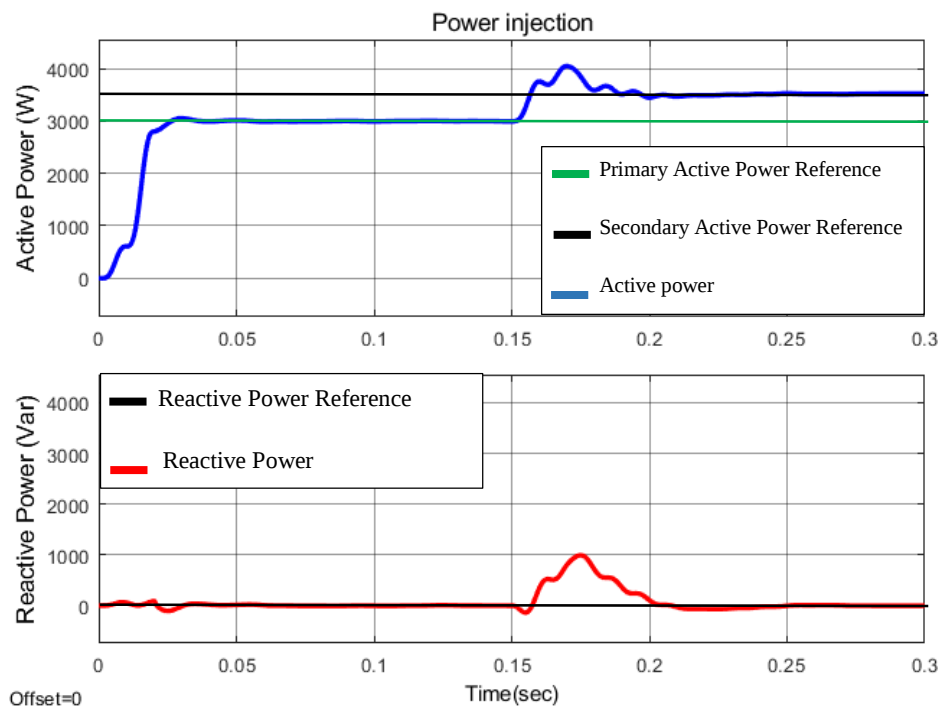
شکل ۴-۷: تزریق توان اکتیو به میزان 3000 W .

همانطور که در شکل ۴-۷ نشان داده می‌شود میزان توان راکتیو تزریق شده صفر می‌باشد و به مقدار ۳۰۰۰W توان اکتیو به شبکه تزریق می‌شود. ازجمله عوامل مهمی که در این امر مورد بررسی قرار می‌گیرد THD جریان شبکه می‌باشد که در شکل ۴-۸ نشان داده شده است.



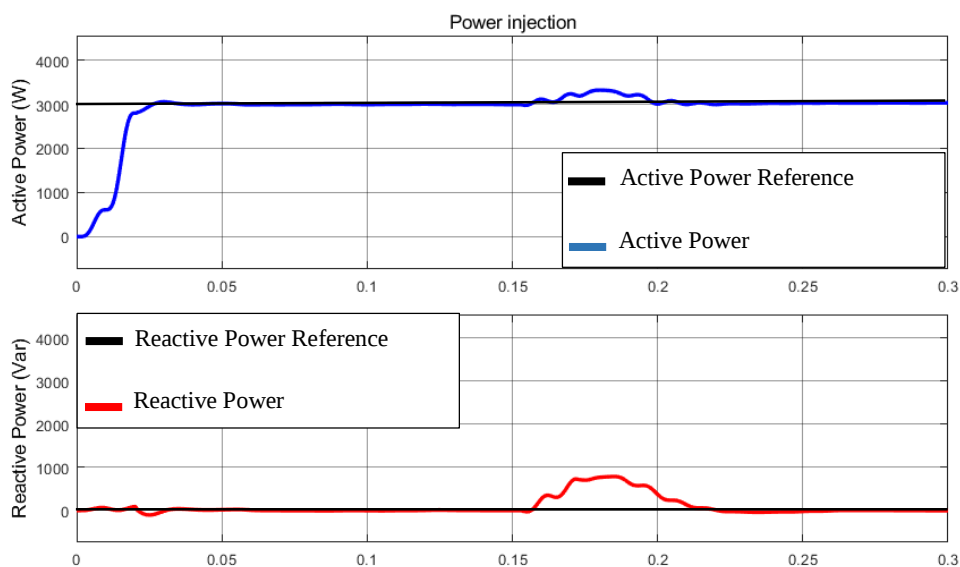
شکل ۴-۸: THD جریان شبکه.

همان‌طور که در شکل ۴-۸ مشاهده می‌شود، THD جریان ۰/۲۲٪ می‌باشد که نشان‌دهنده کیفیت جریان خروجی می‌باشد. در ادامه به بررسی دقیق‌تر عملکرد کنترل‌کننده می‌پردازیم. بدین منظور مقدار توان اکتیو مرجع در ثانیه ۰/۱۵ به ۳۵۰۰ وات تغییر می‌کند. نمودار ۴-۹ توان اکتیو و راکتیو را در این حالت نشان می‌دهد.



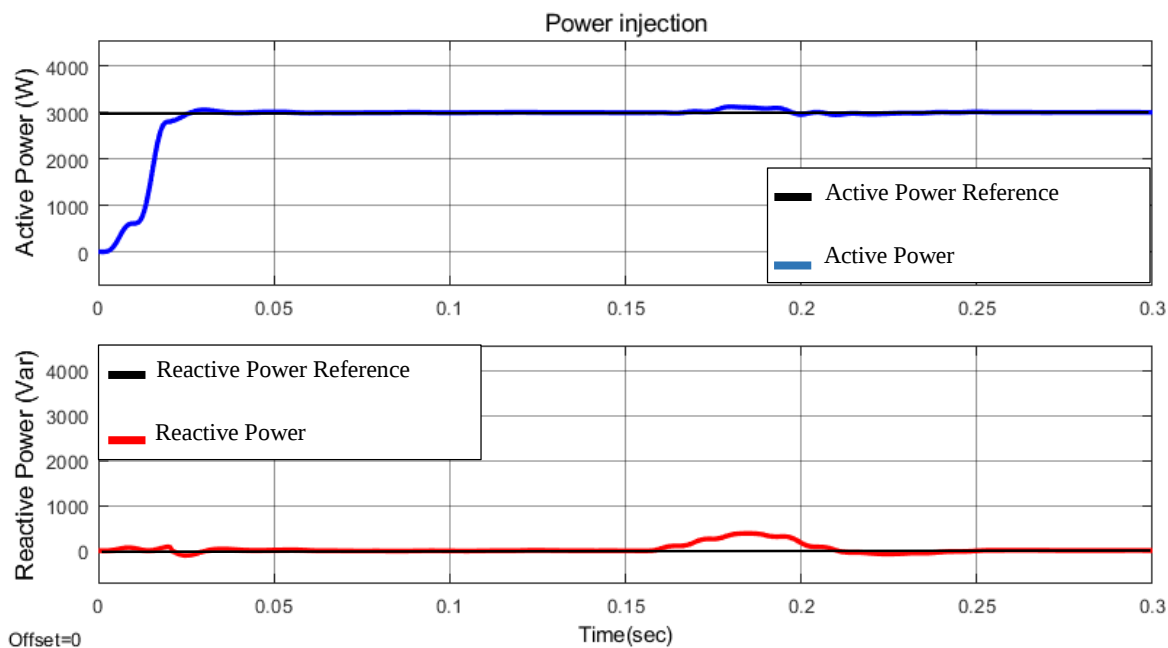
شکل ۴-۹: توان اکتیو تزریق شده با توجه به تغییر مرجع توان اکتیو.

همان‌طور که در شکل ۴-۹ نشان داده می‌شود، توان مرجع به‌خوبی دنبال می‌شود. به جهت بررسی بیشتر دامنه ولتاژ شبکه در ثانیه ۰/۱۵، ۱۰٪ کاهش داده می‌شود. نمودار ۴-۱۰ توان اکتیو و راکتیو تزریق شده را در این حالت نشان می‌دهد.



شکل ۴-۱۰: توان اکتیو تزریق شده با توجه به کاهش ولتاژ شبکه به میزان ۱۰٪.

همان طور که در شکل ۴-۱۰ نشان داده شده است، هنگامی که ولتاژ شبکه کاهش پیدا می کند توان اکتیو و راکتیو تزریق شده به مدت کوتاهی افزایش پیدا می کند و پس از آن توسط کنترل کننده به مقدار مرجع ($Q=0, P=3000$) باز می گردد. در ادامه به جهت بررسی بیشتر فاز شبکه در ثانیه ۰/۱۵ به میزان ۱/۵ درجه تغییر داده می شود. نمودار ۴-۱۱ میزان توان اکتیو و راکتیو را نشان می دهد.

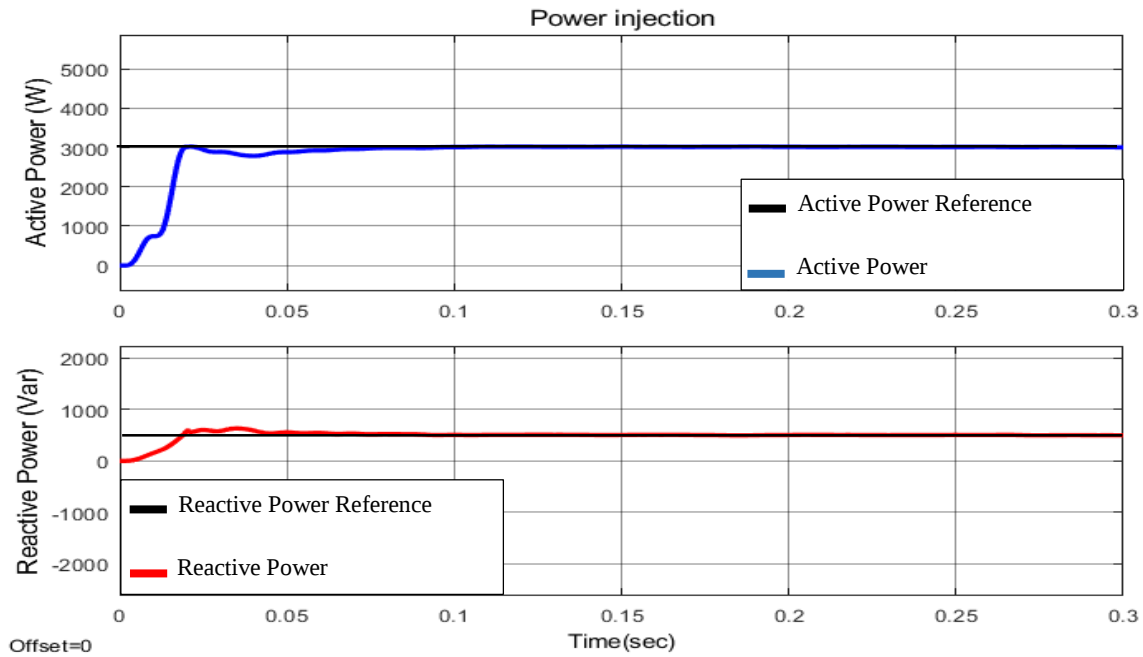


شکل ۴-۱۱: توان اکتیو تزریق شده با توجه به تغییر ۱/۵ درجه ای فاز شبکه.

همان طور که در شکل ۴-۱۱ نشان داده شده است، هنگامی که فاز شبکه تغییر می کند توان اکتیو و راکتیو تزریق شده به مدت کوتاهی افزایش پیدا می کند و پس از آن توسط کنترل کننده به مقدار مرجع بازمی گردند.

۴-۳-۲- توان راکتیو

با تغییر مرجع توان به $(P=3000W, Q=500Var)$ به بررسی عملکرد کنترل کننده در راستای تزریق توان راکتیو می پردازیم. نمودار ۴-۱۲ تزریق توان اکتیو و راکتیو را به صورت هم زمان نشان می دهد.



شکل ۴-۱۲: توان اکتیو (بالا) و راکتیو (پایین) تزریق شده به شبکه به صورت هم زمان.

همان گونه که در شکل ۴-۱۲ نمایش داده می شود، توسط کنترل کننده ی پیشنهادی سه حلقه ای، اینورتر افزایش دهنده دیفرانسیلی قادر به تزریق توان اکتیو و راکتیو به شبکه به صورت هم زمان می باشد.

فصل ۵

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱- نتیجه گیری

در این پایان نامه، تحلیل و طراحی کنترل اینورتر افزایشدهی دیفرانسیلی برای دو حالت جدا از شبکه با هدف افزایش میرایی سیستم و ردیابی ولتاژ مرجع و متصل شبکه جهت تزریق توان اکتیو و راکتیو دلخواه به شبکه ارائه گردید. اینورتر افزایشدهی در نظر گرفته شده قابلیت تبدیل ولتاژ از DC به AC و افزایش آن به صورت همزمان را دارد. در مقابل این مزیت به علت داشتن ماهیت غیرخطی و ساختار رزونانسی دارای میرایی بسیار ضعیف می باشد.

بنابراین به جهت افزایش میرایی و همچنین ردیابی ولتاژ مرجع ابتدا سیستم در حالت جدا از شبکه متصل به بارهای مقاومتی و سلفی-مقاومتی در نظر گرفته می شود. به منظور افزایش میرایی و ردیابی ولتاژ مرجع، کنترل کنندهی دو حلقه ای مبتنی بر تکنیک تنظیم گر مربعی خطی در نظر گرفته می شود. به دلیل ماهیت غیرخطی سیستم، جهت طراحی کنترل کننده به وسیلهی این تکنیک نیاز به خطی سازی معادلات دینامیکی می باشیم. پس از خطی سازی به روش تیلور، به دلیل متغیر بازمان بودن و متناوب بودن نقاط کار اینورتر با یک سیستم خطی متغیر بازمان مواجه هستیم که این ویژگی طراحی کنترل کننده توسط این تکنیک را بسیار پیچیده می کند. به جهت استخراج مدل خطی متغیر بازمان مدل سازی به روش میانگین تعمیم یافته مورد استفاده قرار می گیرد. از مزایای این مدل سازی می توان به دستیابی یک سیستم نامتغیر بازمان از یک سیستم متغیر بازمان نام برد. از معایب این مدل سازی می توان به افزایش تعداد معادلات، تعداد ورودی ها و تعداد خروجی ها در معادلات دینامیکی سیستم نام برد. این مدل سازی بر مبنای استخراج هارمونیک های مورد نیاز هر سیگنال می باشد. در نظر گرفتن هارمونیک مراتب بالاتر مدل دقیق تر ولی پیچیده تر ارائه می دهد. در این پژوهش، به دلیل وجود ولتاژ AC به همراه بایاس DC روی هر خازن تنها هارمونیک مرتبه یک و مرتبه صفر جهت طراحی کنترل کننده در نظر گرفته می شود.

کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی از دو حلقه‌ی تودرتو تشکیل می‌شود که حلقه‌ی اول دربردارنده‌ی کنترل‌کننده‌ی فیدبک حالت جهت افزایش میرایی سیستم و حلقه‌ی دوم یک کنترل‌کننده‌ی فیدبک خروجی بر مبنای فرکانس اغتشاش وارده و ولتاژ مرجع می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی و مقایسه با کنترل‌کننده مد لغزشی در حالت جدا از شبکه نشان‌دهنده کیفیت ولتاژ خروجی و THD پایین می‌باشد. THD ولتاژ در حالت جدا از شبکه با بار سلفی-مقاومتی حدود $1/13\%$ و در حضور اغتشاش موج مربعی با فرکانس 100 Hz حدود $2/95\%$ به دست آمد که نشانگر عملکرد مناسب کنترل‌کننده می‌باشد. همچنین عدم پایداری سیستم توسط کنترل‌کننده‌ی مد لغزشی در حضور اغتشاش موج مربعی نشانگر برتری کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی می‌باشد.

در حالت متصل به شبکه، علاوه بر کنترل‌کننده‌ی دو حلقه‌ای طراحی‌شده یک حلقه‌ی سوم جهت کنترل فاز ولتاژ خروجی مبدل و ساخت مرجع ولتاژ جهت استفاده در حلقه‌ی میانی، بر مبنای روابط توان اکتیو و راکتیو یک ژنراتور سنکرون طراحی می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها نشان‌دهنده کیفیت توان تزریقی اکتیو و راکتیو به صورت جداگانه و هم‌زمان به‌طور دلخواه می‌باشد. THD پایین جریان شبکه نشان‌دهنده کیفیت کنترل‌کننده پیشنهادی می‌باشد. THD جریان شبکه در حالت تزریق 3000 W توان اکتیو به میزان جالب توجه $0/22\%$ به دست آمد که درمجموع نشانگر عملکرد مناسب اینورتر به همراه کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی می‌باشد. همچنین در حالت متصل به شبکه کنترل‌کننده در برابر ورود اغتشاشاتی اعم از تغییر ناگهانی فاز شبکه و دامنه شبکه عملکرد بسیار مناسبی را نشان می‌دهد.

۵-۲- پیشنهادها

موارد زیر را می‌توان برای کارهای آینده در راستای بهبود عملکرد سیستم و کنترل‌کننده پیشنهاد داد:

۱- در خصوص طراحی کنترل‌کننده مبتنی بر مدل‌سازی به روش میانگین تعمیم‌یافته می‌توان اظهار داشت که هرچند این مدل‌سازی سبب سادگی در طراحی می‌شود ولی دقت مدل کاملاً وابسته به تعداد هارمونیک‌های در نظر گرفته‌شده می‌باشد؛ بنابراین با توجه به تحقیقات انجام‌شده در این زمینه می‌توان از حل معادله‌ی $\text{Periodic Ricatti Differential Equations (PRDE)}$ در تکنیک LQR جهت عدم استفاده از این‌گونه مدل‌سازی استفاده کرد [۲۲].

۲- به جهت خطی‌سازی می‌توان از فیدبک خطی ساز به منظور خطی‌سازی عمومی در این سیستم استفاده کرد.

۳- با در نظر گرفتن عدم قطعیت پارامتری در سیستم می‌توان از کنترل‌کننده‌های مقاوم جهت کنترل این اینورتر استفاده نمود.

۴- در این پژوهش فرض شده است که تمامی متغیرهای حالت در دسترس است. این در حالی است که اندازه‌گیری هر متغیر حالت به‌طور معمول هزینه‌بر می‌باشد به همین دلیل استفاده از رویکرد جهت تخمین متغیرهای حالت توصیه می‌گردد.

۵- در این پژوهش شبکه به‌صورت یک منبع ولتاژ AC مدل‌سازی شد. این در حالی است که اتصال سری شبکه به همراه سلف مدل دقیق‌تری از شبکه می‌باشد. همچنین این مدل از شبکه توانایی بررسی کنترل‌کننده را در حالت متصل به شبکه‌های قوی و ضعیف را به پژوهشگر می‌دهد.

- [1] A. Haque and Zaheeruddin, "Research on Solar Photovoltaic (PV) energy conversion system: An overview," in *Third International Conference on Computational Intelligence and Information Technology (CIIT 2013)*, 2013.
- [2] H. Omar and M. Abdolla, "Technical Requirements for Connecting Solar Power Plants to Electricity Networks," in *ch.1*, InTech Open, 2019, pp. 1-26.
- [3] T. Hurst, "Renewable Energy Employs 8.1 Million People Worldwide, Says New IRENA Report," 25 May 2016. [Online]. Available: <https://www.irena.org/newsroom/pressreleases/2016/May/Renewable-Energy-Employs-81-Million-People-Worldwide-Says-New-IRENA-Report>.
- [4] R. Gonzales, L. Jess and P. Sanchis, "Transformerless Inverter for Single-Phase Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 693 - 697, 2007.
- [5] D. Paramashivan and N. Ravindranath, "Grid-connected versus stand-alone energy systems for decentralized power—A review of literature," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 13, no. 8, pp. 2041-2050, 2009.
- [6] D. Venkatramanan and J. Vinod , "A Reconfigurable Solar Photovoltaic Grid-Tied Inverter," *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 2019.
- [7] M. Ahmadi, M. Ghazvini, R. Kumar, A. Naeimi and T. Ming, "Solar power technology for electricity generation: A critical review.," *Energy Science& Engineering*, vol. 5, no. 6, pp. 340-361, 2018.
- [8] s. Bacha , I. Munteanu and A. Bratco, "Generalized Averaged Model," in *Power Electronic Converters Modeling and Control with Case Studies*, London, Springer, 2013, pp. 98-112.

- [9] P. sanchis, E. Gubia and L. Marroyo, "Boost dc-ac inverter: a new control strategy.," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 2, pp. 343-353, 2005.
- [10] N. Vazquez, J. Alvarez and C. Aguilar, "Some critical aspects in sliding mode control design for the boost inverter.," in *6th IEEE Power Electronics Congress.*, 1998.
- [11] R. caseres and I. Barbi, "Sliding mode controller for the boost inverter," in *IEEE Inter- national Power Electronics Congress Techni- cal Proceedings, CIEP 96*, 1996.
- [12] C. Albea, C. Canudas and F. Gordillo, "Adaptive control of DC/AC boost converter," in *IEEE internationa confrence on control application*, Singapore, 2007.
- [13] N. Noroozi and H. Gholizade-narm, "Direct power control of an under-damped grid connected boost inverter," *International journal of industrial electronics, control and optimization*, 2018.
- [14] E. Hassan Aboadla, S. Khan, M. Hadi Habaebi and T. Surya Gunawan, "Effect of modulation index of pulse width modulation inverter on Total Harmonic Distortion for Sinusoidal," in *International Conference on Intelligent Systems Engineering (ICISE)*, 2016.
- [15] R. caceres and I. Barbi, "A boost dc-ac converter: analysis, design, and experimentation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 134-141, 1999.
- ع. امیرپرست، ح. قلی زاده نرم و ف. محمدحسینی، "طراحی کنترل کننده دو حلقه ای جهت بهبود رفتار اینورتر افزایش دهنده و ردیابی [۱۶] ولتاژ مرجع،" در *هفتمین کنفرانس انرژی های تجدید پذیر و تولید پراکنده ی ایران، تهران، ۱۳۹۸*.
- [17] A. Amirparst and H. Gholizade-narm, "Nested Control Loop Design for Differential Boost Inverter using Generalized Averaged Model," *Energy Science& Engineering*, 2020.

- [18] S. Huang, F. Tang, Z. Xin, Q. Xiao and P. Chiang Loh, "Grid-current control of a differential boost inverter with hidden lcl filters.," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 889-903, 2018.
- [19] M. Karimi, S. Khajehoddin and P. Jain, "Linear quadratic output tracking and disturbance rejection," *International Journal of control*, vol. 84, no. 3, pp. 1442-1449, 2011.
- [20] D. Naidu, "Optimal control systems," in *Linear Quadratic Regulator*, Florida, CRC press, 2002, pp. 108-118.
- [21] Q.-C. Zhong, "Synchronverter Based Generation," in *Power Electronics-Enabled Autonomous Power Systems: Next Generation Smart Grids*, Wiley-IEEE Press, 2020, pp. 49-67.
- [22] H. Abou-Kandil, G. Freiling, V. Ionescu and G. Jank, "Periodic Riccati Differential Equations," in *Matrix Riccati Equations in Control and Systems Theory*, Basel, Viaduktstr, 2003, pp. 257-297.

Abstract

In this thesis, a two-loop controller is designed for bilateral boost inverter. Converting DC voltage to AC voltage in just one power stage is one of this inverter's advantages. The main disadvantage of this inverter is being under-damped in both grid connected and stand-alone situations. This inverter consists of two DC-DC bilateral boost converters which work via time-varying duty cycles. For controller design, a modeling method so-called generalized averaged model (GAM) is used to extract a linear time-invariant model from nonlinear system equations. In this study, a two-loop controller is designed for the aim of increasing damping and tracking reference voltage based on LQR technique and GAM modeling. The inner loop consists of state feedback controller which increase system damping and the outer loop uses an output feedback controller which is designed based on external disturbance frequency and reference voltage frequency. The coefficients of both controller is computed by LQR technique. For the goal of injecting power into the grid a third loop is added for controlling the output voltage phase and setting voltage reference for middle control loop. The simulation results and comparing with sliding mode controller shows reliable performance of proposed controller on this inverter in both grid connected and stand-alone situations.

Keywords- Differential Boost Inverter, Generalized Averaged Modeling, Linear Quadratic Regulator (LQR), Stand-alone Inverter, Grid connected Inverter.



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Robotics

M.Sc Thesis in Control Engineering

***Design of LQR controller for bilateral boost converter in
photovoltaic application***

By: Ali Amirparast

Supervisor:

Dr.Hossein Gholizade-narm

July 2020