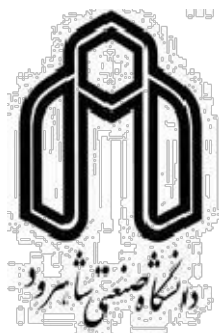


بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای مبدل **Micro-Inverter**

در سیستم‌های فتوولتائیک

نگارنده: امید غلامی

استاد راهنما

دکتر حسین قلی‌زاده نرم

شهریور ۱۳۹۶

شماره: ۰۵۰۲/۱۵۰۲
تاریخ: ۹۲/۲/۱۲

باسمه تعالی



مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره (۳) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای امید غلامی با شماره دانشجویی

۹۳۱۲۶۷۴ رشته مهندسی کنترل گرایش کنترل تحت عنوان: طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای مبدل

Micro-Inverter در سیستم های فتوولتائیک که در تاریخ ۱۳۹۶/۰۶/۱۲ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه

صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

قبول (با امتیاز ۱۲/۱۲ درجه ... متوسط)	<input checked="" type="checkbox"/>
مردود	<input type="checkbox"/>
نوع تحقیق: نظری	<input checked="" type="checkbox"/>
عملی	<input type="checkbox"/>

امضاء	مرتبه علمی	نام و نام خانوادگی	عضو هیأت داوران
	رئیس	حسین قاسمی	۱- استاد راهنمای اول
—	—	—	۲- استاد راهنمای دوم
—	—	—	۳- استاد مشاور
	رئیس	محمد رضا زعفرانی	۴- نماینده تحصیلات تکمیلی
	رئیس	علیرضا الهی	۵- استاد ممتحن اول
	استاد	حسن اصبغی	۶- استاد ممتحن دوم

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:
وزارت علوم، تحقیقات و فناوری
تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:
دانشگاه صنعتی شاهرود

تبصره: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیلی) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

این رساله را تقدیم می کنم به:

پدرم

کوهی استوار و حامی من در طول تمام زندگی

مادرم

سنگ صبوری که الفبای زندگی به من آموخت

همسرم

که در سایه همیاری و همدلی او به این منظور نائل شدم

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ
مَنْ لَمْ يَشْكُرِ الْمَخْلُوقَ لَمْ يَشْكُرِ الْخَالِقَ

سپاس خدای را که سخنوران، در ستودن او بمانند و شمارندگان، شمردن نعمت های او ندانند و کوشندگان، حق او را گزاردن نتوانند. و سلام و دورد بر محمد و خاندان پاک او، طاهران معصوم، هم آنان که وجودمان وامدار وجودشان است؛ و نفرین پیوسته بر دشمنان ایشان تا روز رستاخیز....

بدون شک جایگاه و منزلت معلم، اجل از آن است که در مقام قدردانی از زحمات بی شائبه ی او، با زبان قاصر و دست ناتوان، چیزی بنگاریم. اما از آنجایی که تجلیل از معلم، سپاس از انسانی است که هدف و غایت آفرینش را تامین می کند و سلامت امانت هایی را که به دستش سپرده اند، تضمین؛ بر حسب وظیفه و از باب :

" مَنْ لَمْ يَشْكُرِ الْمَنْعَمَ مِنَ الْمَخْلُوقِينَ لَمْ يَشْكُرِ اللَّهَ عَزَّ وَجَلَّ "

از پدر و مادر عزیزم... این دو معلم بزرگوام... که همواره بر کوتاهی و درستی من، قلم عفو کشیده و کریمانه از کنار غفلت هایم گذشته اند و در تمام عرصه های زندگی یار و یآوری بی چشم داشت برای من بوده اند؛ از استاد با کمالات و شایسته؛ جناب آقای دکتر قلی زاده نرم که در کمال سعه صدر، با حسن خلق و فروتنی، از هیچ کمکی در این عرصه بر من دریغ ننمودند و زحمت راهنمایی این رساله را بر عهده گرفتند؛

باشد که این خردترین، بخشی از زحمات آنان را سپاس گوید.

تعهد نامه

اینجانب امید غلامی دانشجوی کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود، نویسنده پایان نامه با عنوان **کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای مبدل میکرواینورتر در سیستم‌های فتوولتائیک**، تحت راهنمایی دکتر حسین قلی‌زاده نرم متعهد می‌شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش‌های دیگر پژوهش‌گران، به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب این پایان نامه، تاکنون توسط خود، یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ‌جا ارائه نشده است.
- حقوق معنوی این اثر، به دانشگاه شاهرود متعلق دارد، و مقالات مستخرج با نام “ دانشگاه صنعتی شاهرود “ یا “ Shahrood University of Technology “ به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به‌دست آوردن نتایج اصلی پایان نامه تاثیرگذار بوده‌اند، در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می‌گردد.
- در تمام 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 تمام مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته (یا استفاده) شده است، اصل رازداری و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

امید غلامی

شهریور ماه ۹۶

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

از میان منابع مختلف انرژی ، امروزه انرژی خورشیدی بعنوان یک انرژی طبیعی ، پاک ، ارزان ، فراوان ، بی پایان و قابل دسترسی در همه جا در نظر گرفته می شود. با توجه به اینکه استفاده از انرژی خورشیدی با کاهش روز افزون هزینه تولید و پیشرفت تکنولوژی ساخت آن بطور عام در سراسر دنیا از جمله ایران رو به افزایش است، بکارگیری شیوه هایی که توان برداشتی از تجهیزات خورشیدی را به حداکثر ممکن برساند بسیار حایز اهمیت است . بطور کلی توان خروجی پنلهای خورشیدی خاصیت غیر خطی داشته و به میزان شدت تابش و دمای محیط بستگی دارد. برای یک شدت تابش و دمای معین ، توان خروجی پنل خورشیدی بسته به ولتاژ دو سر آن متغیر است و حداکثر توان خروجی در یک ولتاژ و جریان مشخص که نقطه توان بیشینه است روی می دهد . از آنجایی که میزان ولتاژ خروجی پایین و متغیر بوده و با توجه به نیاز شبکه که ولتاژی ثابت می خواهیم با در نظر گرفتن ویژگی مبدل میکرواینورتر از این مبدل استفاده می کنیم تا توان را به شبکه اصلی انتقال دهیم. استفاده از میکرو اینورتر موجب می گردد به دلیل برخورداری از تعقیب کننده حداکثر توان برای هر تک یا جفت پانل ، توان تولیدی نسبت به اینورترهای مرکزی تا ۲۰ درصد افزایش یابد. از سویی دیگر به دلیل اینکه طرف DC ولتاژ ورودی اینورترهای مرکزی از ولتاژ بالای ۵۰۰ ولت برخوردار می باشند از این رو خطر برق گرفتگی وجود دارد و این در حالی است که استفاده از میکرو اینورتر باعث کاهش ولتاژ DC تا کمتر از ۵۰ ولت شده که کاملاً ایمن و بی خطر باشد.

در این مطالعه به جهت افزایش کارائی نیروگاههای خورشیدی اقدام به طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای نیروگاههای خورشیدی با ساختار میکرواینورتر شده است. کنترل کننده پیشنهادی نرخ THD خروجی میکرواینورتر را با تطبیق پارامترهای خود، بهبود می دهد. در اینجا به جهت نمایش عملکرد میکرواینورتر و کنترل کننده پیشنهادی مدل سازی هر دو عنصر اینورتر و کنترل کننده تطبیقی مقاوم در محیط شبیه ساز MATLAB انجام گرفته است. در انتها نشان داده می شود با

تنظیم کنترل کننده تطبیقی ضمن تضمین پایداری کل سیستم، عملکرد این کنترل کننده در بهبود نرخ THD موفق نشان می دهد.

کلید واژه‌ها: میکرواینورتر، نیروگاه‌های خورشیدی ، کنترل تطبیقی مقاوم، انرژی تجدیدپذیر.

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	۱.... فصل اول
۲.....	۱-۱ مقدمه.....
۲.....	۲-۱ سلولهای خورشیدی.....
۵.....	۳-۱ کنترلکننده تطبیقی مقاوم.....
۶.....	۴-۱ تعریف مسئله.....
۶.....	۵-۱ میکرو اینورتر.....
۸.....	۱-۵-۱ ساختار میکرواینورتر و کنترلکننده.....
۹.....	۱-۵-۱-۱ یکسو ساز تکفاز (مبدل AC to DC).....
۱۰.....	۱-۵-۱-۲ چاپر (مبدل DC to DC).....
۱۴.....	۱-۵-۱-۳ اینورتر تکفاز (مبدل DC to AC).....
۱۵.....	۱-۵-۱-۴ الگوهای کلیدزنی.....
۱۹	۲.... فصل دوم
۲۰.....	۱-۲ مقدمه.....
۲۱.....	۲-۲ دستهبندی سوابق پژوهشی.....
۲۷	۳.... فصل سوم
۲۸.....	۱-۳ مدلسازی میکرواینورتر تکفاز.....
۲۸.....	۲-۳ بلوک MATLAB Function.....
۲۹.....	۳-۳ مدلسازی اینورتر.....
۳۵.....	۴-۳ قیود مدلسازی.....
۳۵.....	۱-۴-۳ مدلسازی مبدل DC به AC تکفاز.....
۳۶.....	۲-۴-۳ مرز پیوستگی چاپر.....

۳۷ ۳-۴-۳ ریبیل
۳۷ ۳-۴-۴ تولید سیگنال AC در خروجی اینورتر
۳۹ ۳-۵ کنترلکننده
۳۹ ۳-۵-۱ تنظیم تابع THD
۴۳ ۴ فصل چهارم
۴۴ ۴-۱ مقدمه
۴۵ ۴-۲ انتخاب نوع کنترل کننده تطبیقی مقاوم
۴۷ ۴-۳ تنظیم تابع انتقال میکرواینورتر و کنترلکننده
۴۷ ۴-۳-۱ تابع مشخصه میکرواینورتر
۵۰ ۴-۳-۲ تابع انتقال میکرواینورتر
۵۲ ۴-۴ آرایش کنترلکننده تطبیقی مقاوم با رگولاتور خود تنظیم جهت کنترل میکرواینورتر
۵۲ ۴-۴-۱ مدل کنترلکننده تطبیقی مقاوم
۵۸ ۴-۵ مدل کنترلکننده تطبیقی مقاوم
۶۲ ۴-۶ مقایسه عملکرد کنترلکننده تطبیقی و کنترلکننده تطبیقی مقاوم
۶۲ ۴-۶-۱ شرایط مقاوم کردن کنترلکننده
۶۵ ۵ فصل پنجم
۶۶ ۵-۱ نتیجه گیری
۶۶ ۵-۲ پیشنهادات
۶۸ منابع و مراجع
۷۲ پیوست ها
۷۲ پیوست آ: انواع کلیدهای قدرت
۷۴ پیوست ب: ناحیه کارکرد مبدل‌های یکسوساز
۷۵ پیوست پ: مشخصه باز یافت معکوس (Reverse Recovery)
۷۶ پیوست ت: روابط مورد نیاز

فهرست شکل‌ها

صفحه	عنوان
۴.....	شکل ۱-۱ بلوک دیاگرام یک سیستم الکترونیک قدرت
۱۰.....	شکل ۲-۱ شکل مداری مبدل کاهنده
۱۱.....	شکل ۳-۱ نمودار جریان سلف، جریان ورودی و جریان خروجی در مبدل کاهنده
۱۱.....	شکل ۴-۱ شکل مداری مبدل افزایشنده
۱۲.....	شکل ۵-۱ نمودار جریان سلف، جریان ورودی و جریان خروجی در مبدل افزایشنده
۱۳.....	شکل ۶-۱ شکل مداری مبدل افزایشنده-کاهنده
۱۳.....	شکل ۷-۱ نمودار جریان سلف، جریان ورودی و جریان خروجی در مبدل افزایشنده-کاهنده
۱۴.....	شکل ۸-۱ مدار الکتریکی اینورتر تکفاز
۱۵.....	شکل ۹-۱ حذف هارمونیک در موج خروجی مبدل
۱۷.....	شکل ۱۰-۱ مدولاسیون پهنای پالس به روش یونیپولار
۱۷.....	شکل ۱۱-۱ مدولاسیون پهنای پالس به روش بایپولار
۲۲.....	شکل ۱-۲ اینورتر سوئیچینگ نرم پیشنهادی با استفاده از Clamp ولتاژ در لینک DC
۲۳.....	شکل ۲-۲ کانورتر B6 با سه پایه و دو کلید در هر پایه
۲۳.....	شکل ۳-۲ کانورتر H6 دو پایه و سه کلید در هر پایه
۲۴.....	شکل ۴-۲ طرح پیشنهادی افزودن فیلتر LLCC و مبدل بوست با الگوی ZVT در اینورتر تکفاز
۲۴.....	شکل ۵-۲ الگوی کلید زنی یک کلید، در هر نیم سیکل مثبت یا منفی در مبدل بوست
۲۵.....	شکل ۶-۲ آرایش کلید، نیم سیکل مثبت (مد یک) و نیم سیکل منفی (مد دو)
۲۹.....	شکل ۱-۳ بلوک کنترلی MATLAB Function
۳۰.....	شکل ۲-۳ نمایی کلی از اینورتر تکفاز
۳۰.....	شکل ۳-۳ نمایی از مدار چاپر (مبدل DC/DC) جهت تامین سیگنال ورودی اینورتر
۳۱.....	شکل ۴-۳ آرایش اتصال IGBT های قدرت در مدار اینورتر تکفاز
۳۲.....	شکل ۵-۳ بلوکهای کنترلی اینورتر تکفاز به همراه دستگاههای اندازهگیری
۳۳.....	شکل ۶-۳ پالسهای گیت اینورتر تکفاز به جهت تامین سیگنال سینوسی متقارن در خروجی
۳۳.....	شکل ۷-۳ سیگنالهای اینورتر تکفاز (a) سیگنالهای مدولاسیون (سینوسی) و حامل (مثلثی)، (b) سیگنال مربعی خروجی اینورتر با متوسط سینوسی، (c) ولتاژ DC خروجی چاپر (ورودی اینورتر تکفاز)
۳۵.....	شکل ۸-۳ بار غیرخطی و کنترل نامناسب اینورتر

- شکل ۳-۹ بار غیرخطی و کنترل مناسب اینورتر..... ۳۵
- شکل ۳-۱۰ مرز پیوستگی جریان سلف به ترتیب (از سمت چپ) مبدل کاهنده،..... ۳۶
- افزاینده و افزایشده-کاهنده..... ۳۶
- شکل ۳-۱۱ ریپل جریان در چاپرها..... ۳۷
- شکل ۳-۱۲ شکل موج متقارن و معکوس..... ۳۸
- شکل ۳-۱۳ شکل موج متناوب..... ۳۸
- شکل ۳-۱۴ تضمین فاز در خروجی مبدل..... ۳۸
- شکل ۳-۱۵ تضمین دامنه براساس عرض پالس ها..... ۳۹
- شکل ۴-۱ کنترلکننده تطبیقی به روش غیرمستقیم و نوع رگولاتور خود تنظیم..... ۴۷
- شکل ۴-۲ پاسخ پله خروجی میکرواینورتر بدون اعمال کنترلکننده تطبیقی..... ۴۹
- شکل ۴-۳ نمودار مکان هندسی ریشههای میکرواینورتر بدون اعمال کنترلکننده تطبیقی..... ۵۰
- شکل ۴-۴ نمودار نایکویست میکرواینورتر در پاسخ به تابع THD خروجی..... ۵۱
- شکل ۴-۵ نمودار بُد میکرواینورتر در پاسخ به تابع THD خروجی..... ۵۱
- شکل ۴-۶ پاسخ پله سیگنال کنترلی (ورودی سیستم پنل خورشیدی و اینورتر رابط)..... ۵۸
- شکل ۴-۷ مقایسه پاسخ پله ورودی و خروجی سیستم پنل خورشیدی و اینورتر رابط..... ۵۸
- شکل ۴-۸ پاسخ پله سیستم پنل خورشیدی و اینورتر رابط، با اعمال کنترل کننده تطبیقی مقاوم..... ۵۹
- شکل ۴-۹ پاسخ پله خروجی میکرواینورتر با حضور کنترلکننده تطبیقی مقاوم..... ۶۰
- شکل ۴-۱۰ نمودار مکان هندسی ریشههای میکرواینورتر و پنل خورشیدی با حضور..... ۶۰
- کنترلکننده تطبیقی مقاوم جهت بهبود مشخصه THD..... ۶۰
- شکل ۴-۱۱ نمودار بُد میکرواینورتر و پنل خورشیدی در پاسخ به تابع THD خروجی..... ۶۱
- با حضور کنترلکننده تطبیقی مقاوم..... ۶۱
- شکل ۴-۱۲ پاسخ پله سیستم پنل خورشیدی و اینورتر رابط، با اعمال کنترل کننده تطبیقی..... ۶۳

فهرست جدول ها

- جدول ۱-۴ نقاط پراهمیت جهت استخراج تابع مشخصه سیستم..... ۴۸
- جدول ۲-۴ توان و ولتاژ پنل خورشیدی آزمون..... ۶۴
- جدول ۳-۴ اطلاعات جزئی پنل خورشیدی آزمون..... ۶۴
- آ-۴ مشخصات انواع کلیدهای قدرت ۷۷

۱ فصل اول

کلیات

۱-۱- مقدمه

با توجه به رشد بارهای غیرخطی کوچک (خانگی)، استفاده از اینورترهای الکترونیک قدرت در تغذیه آنها در سال‌های اخیر بسیار چشمگیر بوده است. در حال حاضر مطالعات لازم جهت بهره‌گیری از اینورترهای با راندمان بالا به صورت بی سابقه‌ای انجام می‌گیرد. ارزیابی پارامترهای مدار اینورتر و الگوهای کلیدزنی سوئیچ‌های الکترونیک قدرت هدف مطالعه محققین امروز است. یکی از کاربری‌های مهم اینورترهای تک فاز تبدیل سیگنال DC خروجی پنل‌های خورشیدی به سیگنال یا موج AC مصرف کنندگان شبکه می‌باشد. میکرواینورترها موجود در نیروگاه‌های خورشیدی به دلایل مزایای موجود رو به گسترش است. در این مطالعه براساس ضرورت و اهمیت موجود در کاهش هزینه تولید و بهینه‌سازی منابع تجدیدپذیر، اقدام به معرفی طرح‌های پژوهشی بهبود کنترل اینورتر تک‌فاز به جهت افزایش کارایی عملکرد نیروگاه‌های خورشیدی مبتنی بر سلول‌های فتوولتائیک و میکرواینورترها شده است. طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به جهت کنترل میکرواینورترهای تک‌فاز هدف این مطالعه بوده که در ادامه، ارائه می‌گردد.

در فصل نخست این پایان‌نامه کلیات مطالعه شامل تعریف مسئله و بخش‌های دخیل در آن می‌باشد. در فصل دوم سوابق پژوهشی و مطالعاتی انجام شده مرور می‌گردد. در فصل سوم و چهارم به ترتیب کلیات مدل‌سازی و مستندات این مطالعه و همچنین طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم و تحلیل نتایج خروجی مدل ارائه می‌گردد. در فصل پنجم به عنوان فصل انتهایی نتایج این پایان‌نامه به همراه پیشنهادات ارائه می‌گردد.

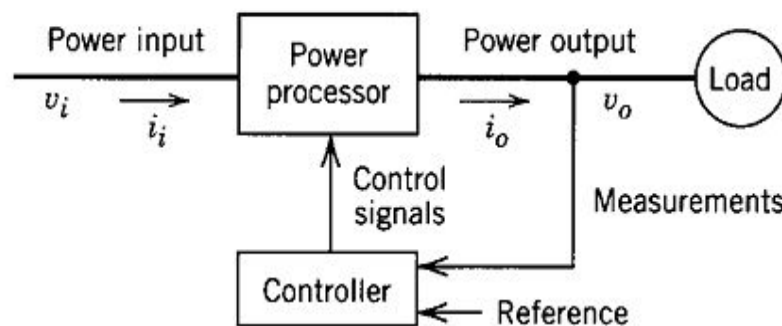
۱-۲ سلول‌های خورشیدی

با توجه به رشد مصرف انرژی در جوامع امروزی و استفاده فراگیر از اینورترها در مصارف خانگی و صنایع کوچک متصل به شبکه‌ی توزیع کنونی، مطالعه اینورترهای تک‌فاز در سالیان اخیر اهمیت پیدا کرده است [۱]. علاوه بر آن بالغ بر ۱/۲ میلیارد نفر (حدوداً ۲۰ درصد جمعیت جهان) که اغلب در

کشورهای در حال توسعه زندگی می‌کنند، از اتصال به شبکه الکتریکی محروم می‌باشند [۲]. با توجه به اینکه ساده‌ترین راه‌حل رساندن برق به این گروه، استفاده از منابع خورشیدی با ساختار تولیدات پراکنده و مجهز به میکرواینورترهای تک‌فاز است، لزوم مطالعه بیشتر در زمینه‌ی ارتقاء عملکرد میکرواینورترها اهمیت بیشتری پیدا می‌کند. علاوه بر این باید توجه داشت که انتشار هارمونیک‌های مرتبه بالاتر جریان، در شبکه توزیع از طریق منبع خورشیدی به دلیل عدم وجود کنترل‌کننده مناسب جهت کنترل میکرواینورترها، می‌تواند عامل خسارت و تحمیل هزینه تلفات در شبکه گردد. بنابراین ابتدایی‌ترین تصمیم برای حذف این هارمونیک‌ها یافتن روش‌هایی است که بتواند آن‌ها را در سطوح ولتاژ پایین‌تر (شبکه توزیع) که تولید می‌گردند تضعیف یا حذف نماید. از این جهت، این عامل نیز یکی دیگر از عوامل مهم در ضرورت مطالعه میکرواینورترها می‌باشد.

بهبود عملکرد و طراحی کنترل‌کننده میکرواینورتر به معنی داشتن خروجی با نرخ THD کمتر یا کمینه‌سازی اعوجاج هارمونیک‌ی شکل موج خروجی یا افزایش دامنه مولفه فرکانس پایه و افزایش بازدهی اینورتر است [۳]. در حال حاضر مطالعات لازم جهت بهره‌گیری از اینورترهای با بازدهی بالا، به صورت گسترده‌ای انجام می‌گیرد.

طرح‌های مختلف مدولاسیون، کارائی اینورتر را در حالت پایدار به طور عمده تغییر می‌دهد. بنابراین امروزه به صورت گسترده‌ای در این زمینه مطالعه انجام می‌شود. اما این مطالعات غالباً پیرامون توپولوژی اینورتر سه فاز انجام شده است و اینورترهای تک‌فاز کمتر مورد مطالعه قرار می‌گیرند [۴]. در مرجع [۵]، مطابق شکل ۱ بلوک دیاگرام کنترلی یک سیستم متشکل از مبدل الکترونیک قدرت نشان داده می‌شود. در این تصویر مدار کنترلی بر اساس فیدبک از خروجی مبدل الکترونیک قدرت زمان آتش پالس‌های گیت را تعیین می‌کند. لازم به ذکر آرایش اتصال کنترل‌کننده مورد بحث در این مطالعه نیز به همین ترتیب است.



شکل ۱-۱ بلوک دیاگرام یک سیستم الکترونیک قدرت

در ساختار نیروگاه‌های خورشیدی مبتنی بر میکرواینورتر، پنل‌های PV با تعداد و مقیاس کوچک، توان تولیدی خروجی خود که سیگنال جریان مستقیم است را به میکرواینورتر محلی تحویل می‌دهند و در نهایت خروجی مجموعه پنل خورشیدی و میکرواینورتر توان تولیدی جریان متناوب خود را با دیگر مجموعه‌های نظیر در کلکتور یا نقطه PCC جمع نموده و به شبکه تزریق می‌نمایند. این ساختار نسبت به ساختار دیگری که در آن پنل‌ها با اتصال سری و موازی مرتبط می‌گردند و در نهایت توسط یک اینورتر مرکزی توان بالا، انرژی نیروگاه خورشیدی را به شبکه تزریق می‌کند، متفاوت است. ساختار اتصال میکرواینورترها در نیروگاه‌های خورشیدی مزایایی دارد که عبارتند از:

- ۱- قابلیت اطمینان بیشتر مجموعه نیروگاه.
- ۲- قابلیت تعقیب بهتر نقطه بیشینه توان.
- ۳- نصب آسانتر مجموعه پنل و میکرواینورتر.
- ۴- انعطاف‌پذیری بیشتر و قابلیت توسعه راحت‌تر نیروگاه خورشیدی.
- ۵- هزینه تعمیر و نگهداری پایین‌تر میکرواینورترها.

همانطور که قبلاً ذکر گردید در مطالعات این پژوهش قصد بر آن است میکرواینورترهای موجود در پارک خورشیدی توسط کنترل‌کننده تطبیقی مستقر بر آن کنترل گردد، لذا در ادامه، پیرامون این نوع کنترل‌کننده ارائه بحث می‌شود.

۱-۳ کنترل کننده تطبیقی مقاوم

طرح‌های کنترلی کلاسیک سیستم‌ها اعم از خطی و غیرخطی از دیرباز معرفی و اجرا گردیده است اما از طراحی اولین کنترل کننده‌های تطبیقی هنوز بیش از شش دهه نگذشته است. در یک نگاه کلان می‌توان به سه نسل از سیستم‌های تطبیقی اشاره کرد که از مهمترین آنها، در بازه‌های زمانی مختلف نیز بوده‌اند.

۱- سیستم‌های تطبیقی اولیه، با استفاده از روش گرادیان قوانین تطابقی برای پارامترهای کنترل کننده سیستم نامعلوم می‌دهند که در صورت پایداری حلقه بسته خطای ردیابی را در حد صفر می‌کنند. مشکل اصلی این روش‌ها ناپایداری آنها با تغییرات ساده در چارچوب مساله است. این روش‌ها اگر چه در حل چند مساله سودمند بودند، اما کارایی لازم برای پیاده‌سازی در سیستم‌های واقعی را نداشتند.

۲- نسل دوم سیستم‌های تطبیقی، سیستم‌های تطبیقی پایدار هستند که از اواخر دهه ۶۰ تا اوایل دهه ۸۰ مورد توجه جدی بودند. این روش‌ها قوانین تطابق را بر اساس نظریه‌های پایداری، لیاپانوف و پسیویتی، طراحی می‌کنند و با ارایه شروطی برای مساله، پایداری حلقه بسته را تضمین می‌نمایند. در اوایل دهه ۸۰، شرایط داده شده برای تضمین پایداری حلقه بسته و همگرایی پارامترهای سیستم‌های تطبیقی، بازنگری شدند و نشان داده شد که سیستم‌های تطبیقی پایدار به سادگی با نقض یکی از این شروط ناپایدار می‌شوند.

۳- از این رو، در اوایل دهه ۸۰ مساله سیستم‌های تطبیقی مقاوم مورد توجه قرار گرفت و نسل سوم سیستم‌های تطبیقی معرفی شدند. این موضوع تاکنون نیز مورد توجه بوده و هم اکنون نیز مانند این پژوهش از زمینه‌های فعال پژوهشی محسوب می‌شود. سیستم‌های تطبیقی مقاوم ارایه شده در اوایل دهه ۸۰ تا اواخر دهه ۹۰ را سیستم‌های تطبیقی مقاوم کلاسیک نامیده‌اند و هر چند که هم

اکنون نیز کم و بیش به آن‌ها پرداخته می‌شود، اما توجه اصلی پژوهشگران حوزه سیستم‌های تطبیقی مقاوم از اواخر دهه ۹۰ تاکنون به روش‌های کنترل تطبیقی مقاوم بر پایه مدل چندگانه و کلیدزنی بوده است که در ادامه با آن بیشتر آشنا خواهیم شد. در بخش بعدی مسئله‌ای که مورد بحث در این مطالعه است، معرفی می‌گردد.

۴-۱- تعریف مسئله

مسئله مهم در حال حاضر، حذف هارمونیک‌های نامطلوب و کمینه‌سازی THD برای داشتن موج سینوسی باکیفیت در خروجی اینورترها و میکرواینورتر تکفاز است [۱] و [۶]. لازم به ذکر است در اثر کمینه‌سازی مقدار THD، کاهش تلفات ناشی از تضعیف مولفه‌های هارمونیک‌های بالاتر نیز محقق می‌گردد [۳] و [۷]. یکی از روش‌های مرسوم جهت تعیین زوایای آتش کلیدهای قدرت، کنترل PWM است [۷]. کنترل دقیق زوایای آتش کلیدهای قدرت موسوم به کنترل PWM و با هدف کاهش THD در خروجی اینورترهای تکفاز و سه فاز مورد بحث و مطالعه می‌باشد. همچنین برای حذف هارمونیک‌های خاص و یا به عبارتی برای تقویت مولفه فرکانس پایه، می‌توان زمان کلیدزنی یا زاویه آتش را محاسبه نمود [۱] و [۸]. در این مطالعه قصد بر آن است با فیدبکی که از THD سیگنال خروجی میکرواینورترهای مستقر در پارک PV اخذ می‌گردد و کنترل‌کننده تطبیقی طراحی شده، مقدار THD خروجی پنل خورشیدی در سطح کمترین خود ثابت باقی بماند. گفتنی است در این پژوهش بار متغیر با زمان و غیرخطی، جهت تضمین دقت و کارایی کنترل‌کننده معرفی شده، به پنل PV اعمال می‌گردد.

۵-۱- میکرو اینورتر

میکرواینورترهای خورشیدی توان الکتریکی با جریان DC را از منابعی مانند باتری، پنل‌های خورشیدی، یا سلول‌های سوختی به توان الکتریکی با جریان AC تبدیل می‌کند میکرواینورتر خورشیدی مستقیماً جریان را از پنل‌های خورشیدی به جریان متناوب تبدیل می‌کنند و در نهایت

جمع تولید هر پنل به صورت جریان متناوب است، تولید کل نیروگاه خورشیدی را موجب می‌گردد.

در سیستم‌های فتوولتائیک برای اتصال پنل‌های خورشیدی به شبکه برق نیاز به اینورتر متصل به شبکه داریم. اینورترهای توان بالا باعث پیدایش مشکلاتی همچون کاهش بازده هنگام بروز سایه-های جزئی و عدم انعطاف‌پذیری در گسترش نیروگاه بعد از نصب اولیه واحد تولید می‌شود. در محیط مسکونی مسئله مذکور از اهمیت ویژه‌ای برخوردار می‌باشد و استفاده از میکرواینورترهای مجهز به تعقیب‌کننده حداکثر توان برای هر تک یا جفت پنل، توان تولیدی نسبت به اینورترهای مرکزی تا ۲۰ درصد افزایش یابد. براین اساس سیستمی که بر اساس میکرواینورتر نصب شده است دارای قابلیت اطمینان بیشتری است. به طوری که اگر یکی از ماژول‌ها دچار مشکل شد به دلیل اینکه پنل‌ها به صورت موازی به شبکه متصل شده‌اند، سایر ماژول‌ها می‌توانند بدون وقفه و مستقل به کار خود ادامه دهند. اهمیت این موضوع به دلیل احتمال بالای کاهش و قطع تولید یک پنل بر اثر سایه، اهمیت می‌یابد. دومین مبحث این است که به دلیل کاهش جریان عبوری از هر کلید عمر کلیدها در ساختار میکرواینورتر بیشتر از اینورترهای مرکزی زیاد می‌باشد. به طوری که طول عمر میکرواینورتر ۵ تا ۱۰ سال بیشتر از اینورترهای مرکزی است. همچنین مطالعات نشان داده است، با استفاده از میکرواینورتر توان تولیدی از پنل‌ها ۵ تا ۲۵ درصد بیشتر از سیستم اینورتر مرکزی می‌باشد. مهمترین دلیل این امر مدیریت بهتر نقطه ماکزیمم توان پنل‌ها است. برای توضیح بیشتر در سیستم اینورتر مرکزی اگر روی یکی از پنل‌ها سایه قرار گیرد، MPPT اینورتر دیگر قادر نیست سایر پنل‌ها را در نقطه توان ماکزیمم کنترل کند و این شرایط برای ساختار میکرواینورتر و کنترل‌کننده مستقل آن حل شده است. همچنین نصب و توسعه سیستم خورشیدی با میکرواینورتر ساده‌تر، سریع‌تر و ارزاتر از سیستم اینورتر مرکزی است. لازم به ذکر است، هر زمان بعد از نصب اولیه سیستم با میکرواینورتر، می‌توان آن را گسترش و توسعه داد و این کار بدون نیاز به تعویض و جایگزینی اینورتر مرکزی است. میکرواینورترها در ولتاژهای پایین DC کار می‌کنند. از این رو با کاهش استرس بر روی قطعات مورد

استفاده در اینورتر روبرو هستیم. از طرفی طول عمر و گارانتی این نوع اینورترها عموماً ۵ الی ۱۵ سال بیشتر از اینورترهای مرکزی معمول بازار می‌باشد. اینورترهای مرکزی در طول عمر سیستم نیاز به تعویض دارند در شرایطی که میکرواینورترها در طول عمر سیستم نیاز به تعمیر نداشته و این امر موجب کاهش هزینه‌ها خواهد گردید. ساختار میکرواینورترها امکان تولید انبوه و اقتصادی‌تر کردن تولید آنها را به وجود می‌آورد در حالی که اینورترهای مرکزی به دلیل متفاوت بودن تولید نیروگاه‌های خورشیدی باید به صورت اختصاصی طراحی و نگهداری گردند.

هرچند استفاده از میکرواینورترها (به دلیل تعداد آنها در مجموعه یک نیروگاه) با نگاه به تفاوت قیمت آنها با اینورترهای مرکزی در بررسی اولیه مقرون به صرفه به نظر نمی‌آید، اما با دقت به عمر مفید و کارکرد برتر و با زمان طولانی میکرواینورترها نسبت به اینورترهای مرکزی این مسئله حل می‌گردد. بیشترین طول عمر مفید و کاربری اینورترهای مرکزی در بهترین شرایط ۲۰ سال است. با احتساب هزینه‌های دوره‌ای تعمیر و نگهداری و تعویض قطعات اینورتر مرکزی که جایگزین میکرواینورتر شده است، مشخص می‌گردد پرداخت هزینه نصب میکرواینورترها در بدو احداث نیروگاه خورشیدی، سرمایه گذاری اولیه قابل برگشت و اقتصادی به حساب می‌آید.

تولید یک پنل خورشیدی به صورت یک سیگنال جریان مستقیم می‌باشد که با کمک اینورتر یا میکرواینورتر به سیگنال جریان متناوب تبدیل می‌گردد. در ادامه برای مدل‌سازی این عنصر و کنترل-کننده مود بحث این پژوهش اقدام به معرفی و تنظیم مدل آن می‌شود.

۱-۵-۱- ساختار میکرواینورتر و کنترل کننده

در یک مبدل DC به AC دو مبدل یا ریزسیستم وجود دارد. یک مبدل DC به DC و پس از آن یک مبدل DC به AC. هر یک از این مبدل‌ها نامی مختص به خود را دارد. در حالت کلی در یک مبدل AC-DC-AC تک‌فاز چهار عنصر یا ریزسیستم اصلی وجود دارد:

- رکتیفایر تکفاز (مبدل AC to DC)
- چاپر (مبدل DC to DC)
- اینورتر تکفاز (مبدل DC to AC)
- الگوی کلیدزنی

در تبدیل انرژی یک پنل خورشیدی به سیگنال مناسب برای برق شهر دو بلوک از بلوک‌های فوق لازم است. ابتدا یک چاپر و پس از آن به یک اینورتر نیاز است. در حقیقت نقش اصلی توسط اینورتر ایفا می‌شود و چاپر با کنترل Duty Cycle میزان تزریق جریان به بار را کنترل می‌کند. اینورترها بر اساس سیگنال گیت کلیدهای قدرت (در پیوست A انواع کلیدهای الکترونیک قدرت گنجانده شده است) متناسب با پارک خورشیدی به صورت سه‌فاز یا تک‌فاز فرکانس و دامنه ولتاژ خروجی را کنترل می‌کنند. در ادامه به جهت ارائه کلیات بحث، به اجمال هر یک از بلوک‌های فوق معرفی و پس از آن فرایند مدل‌سازی اینورتر بحث می‌گردد.

۱-۵-۱-۱ یکسو ساز^۱ تکفاز (مبدل AC to DC)

در این بخش سیگنال متناوب به یک سیگنال مستقیم یا جریان DC جهت تزریق توان به لینک DC تبدیل می‌شود. در پیوست B نواحی کارکرد این مبدل‌ها ارائه شده‌اند. در شبیه‌سازی این مطالعه از کلیدهای قدرت نسل جدید پرکاربرد، موسوم به IGBT استفاده شده است. با توجه به اهمیت کمتر بحث دلایل و شرایط انتخاب کلید، از توضیحات بیشتر در این خصوص صرف‌نظر می‌گردد.

¹ Rectifier

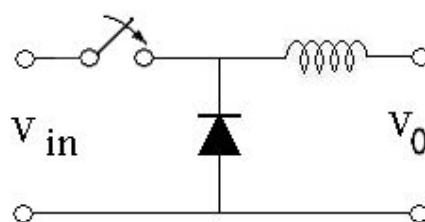
۱-۵-۱-۲ چاپر^۲ (مبدل DC to DC)

این مبدل‌ها با سه عنصر اصلی سوئیچ، سلف و دیود عمل کاهش، افزایش و معکوس کردن ولتاژ خروجی را به وسیله مدارهای زیر انجام می‌دهند. این بلوک قبل از میکرواینورترها قرار می‌گیرد تا سیگنال DC متناسب را تامین کند. در حقیقت چاپرها به سه دسته‌ی کلی زیر تقسیم می‌شوند.

- مبدل کاهنده (Buck)
- مبدل افزایشنده (Boost)
- مبدل معکوس کننده (Buck-Boost)

۱-۵-۱-۲-۱ مبدل کاهنده (Buck)

هر یک از مبدل‌های کاهنده، افزایشنده و از همه مهم‌تر معکوس کننده (کاهنده-افزاینده) در مبدل‌های مورد مطالعه در این مطالعه، کاربرد دارد و برای کاربرد هر یک از این مبدل‌ها مراجع متعددی وجود دارد. لذا بر حسب ضرورت موجود، به طور خلاصه، آرایش مدار و روابط حاکم بر آن را که برای مدل‌سازی مبدل در محیط شبیه‌ساز MATLAB می‌بایست استفاده نمود، در این بخش معرفی می‌گردد.



شکل ۱-۲ شکل مداری مبدل کاهنده

روابط حاکم بر مدار ترسیمی در شکل ۲ در ادامه آمده است.

$0 < t < t_{on}$

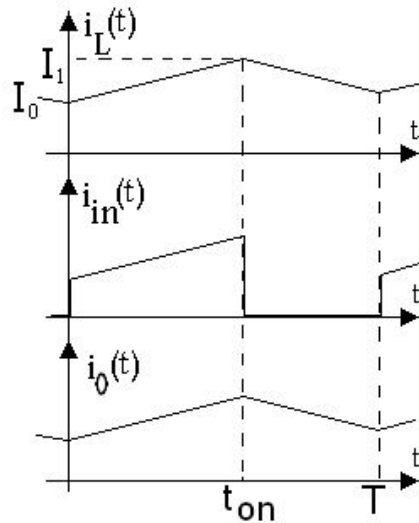
$$V_{in} = V_L + V_O \Rightarrow L \frac{di}{dt} = V_{in} - V_O \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{V_{in} - V_O}{L} \Rightarrow i = \frac{V_{in} - V_O}{L} t + I_0$$

$t_{on} < t < T$

$$0 = V_L + V_O \Rightarrow L \frac{di}{dt} = -V_O \Rightarrow \frac{di}{dt} = -\frac{V_O}{L} \Rightarrow i = -\frac{V_O}{L} (t - t_{on}) + I_1$$

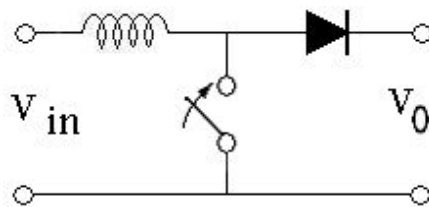
$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_{in} - V_O}{L} t_{on} + I_0 \\ I_0 = -\frac{V_O}{L} (T - t_{on}) + I_1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_1 - I_0 = \frac{V_{in} - V_O}{L} t_{on} \\ I_1 - I_0 = \frac{V_O}{L} (T - t_{on}) \end{cases} \Rightarrow \frac{V_{in} - V_O}{L} t_{on} = \frac{V_O}{L} (T - t_{on})$$

$$\Rightarrow \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T} = d$$



شکل ۳-۱ نمودار جریان سلف، جریان ورودی و جریان خروجی در مبدل کاهنده

۱-۵-۲-۲-۲ مبدل افزایشده (Boost)



شکل ۴-۱ شکل مداری مبدل افزایشده

روابط حاکم بر مدار ترسیمی در شکل ۴ در ادامه آمده است.

$0 < t < t_{on}$

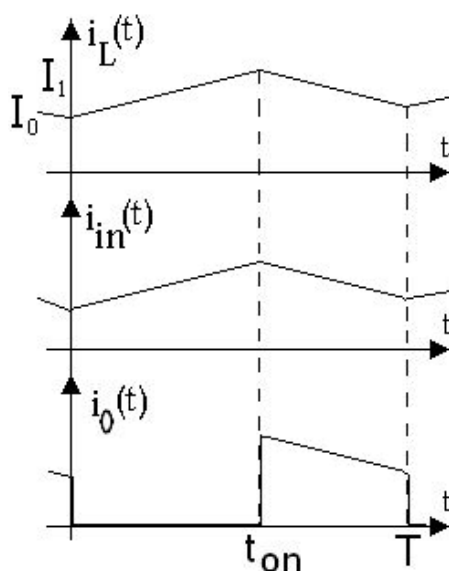
$$V_{in} = V_L \Rightarrow L \frac{di}{dt} = V_{in} \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \Rightarrow i = \frac{V_{in}}{L} t + I_0$$

$t_{on} < t < T$

$$V_{in} = V_L + V_O \Rightarrow L \frac{di}{dt} = V_{in} - V_O \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{V_{in} - V_O}{L} \Rightarrow i = \frac{V_{in} - V_O}{L} (t - t_{on}) + I_1$$

$$\begin{cases} I_0 = \frac{V_{in} - V_O}{L} (T - t_{on}) + I_1 \\ I_1 = \frac{V_{in}}{L} t_{on} + I_0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_1 - I_0 = -\frac{V_{in} - V_O}{L} (T - t_{on}) \\ I_1 - I_0 = \frac{V_{in}}{L} t_{on} \end{cases} \Rightarrow -\frac{V_{in} - V_O}{L} (T - t_{on}) = \frac{V_{in}}{L} t_{on}$$

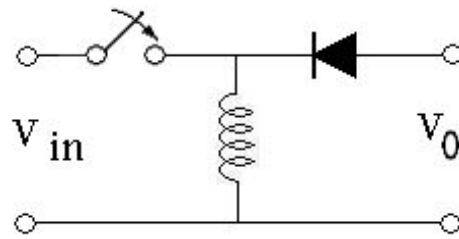
$$\Rightarrow \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{T}{T - t_{on}} = \frac{1}{1 - d}$$



شکل ۵-۱ نمودار جریان سلف، جریان ورودی و جریان خروجی در مبدل افزایشنده

۵-۱-۲-۳ مبدل معکوس کننده (Buck-Boost)

در پژوهش‌های موجود در مراجع این پایان نامه از این مبدل بیشتر استفاده انجام شده است. بر این اساس در این پژوهش نیز با توجه به روابط حاکم بر مبدل افزایشنده-کاهنده از این مبدل بهره‌گیری شده است و مدل‌سازی روابط حاکم بر مبدل نیز در محیط شبیه‌ساز MATLAB نسخه 2014b صورت پذیرفته است که در ادامه این پایان نامه و پس از ارائه سوابق پژوهشی، به تفصیل ارائه می‌گردد.



شکل ۶-۱ مدار مبدل افزایشنده-کاهنده

روابط حاکم بر مدار ترسیمی در شکل ۶ در ادامه آمده است.

$$0 < t < t_{on}$$

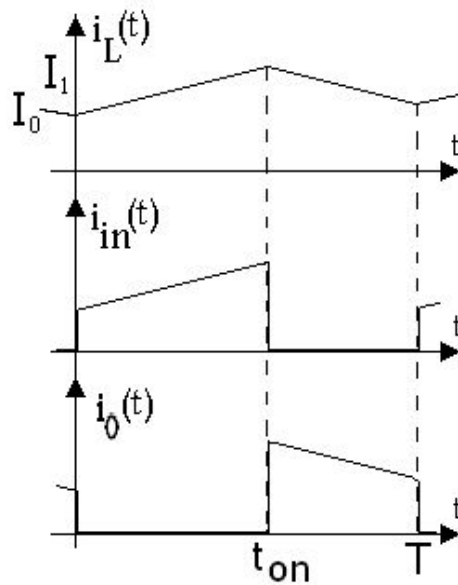
$$V_{in} = V_L \Rightarrow L \frac{di}{dt} = V_{in} \Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \Rightarrow i = \frac{V_{in}}{L} t + I_0$$

$$t_{on} < t < T$$

$$0 = V_L + V_O \Rightarrow L \frac{di}{dt} = -V_O \Rightarrow \frac{di}{dt} = -\frac{V_O}{L} \Rightarrow i = -\frac{V_O}{L} (t - t_{on}) + I_1$$

$$\begin{cases} I_1 = \frac{V_{in}}{L} t_{on} + I_0 \\ I_0 = -\frac{V_O}{L} (T - t_{on}) + I_1 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_1 - I_0 = \frac{V_{in}}{L} t_{on} \\ I_1 - I_0 = \frac{V_O}{L} (T - t_{on}) \end{cases} \Rightarrow \frac{V_{in}}{L} t_{on} = \frac{V_O}{L} (T - t_{on})$$

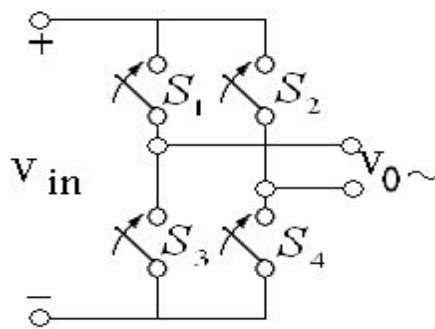
$$\Rightarrow \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T - t_{on}} = \frac{d}{1 - d}$$



شکل ۷-۱ نمودار جریان سلف، جریان ورودی و جریان خروجی در مبدل افزایشنده-کاهنده

۱-۵-۱-۳ اینورتر^۳ تک فاز (مبدل DC to AC)

یک مبدل DC به AC توسط مدار شکل ۸ که قادر به ایجاد سه سطح ولتاژ صفر، مثبت و منفی ولتاژ ورودی است، نشان داده شده است. در این مبدل نحوه عملکرد و سرعت سوئیچها بسیار اهمیت دارد. چرا که در ازای فرکانس سوئیچینگ بالا شکل موج AC مطلوب تری را در خروجی خواهیم داشت. البته ناگفته نماند، فرکانس کلیدزنی بالا موجب تحمیل تلفات و حرارت نیز می گردد، که باید بین آنها مصالحه ای صورت پذیرد.



شکل ۸-۱ مدار الکتریکی اینورتر تکفاز

برای اینکه یک سیگنال AC داشته باشیم باید پارامترهای زیر تضمین شوند.

- متناوب بودن خروجی
- فرکانس
- فاز
- دامنه
- شکل موج

برای تضمین هر یک از پارامترهای فوق در ادامه این پایان نامه که پیرامون شبیه سازی و مدل سازی اینورتر بحث شده است به تفصیل توضیح داده خواهد شد.

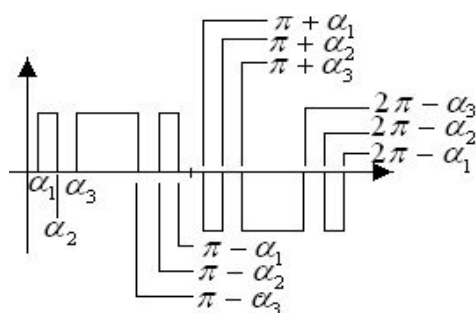
³ Inverter

۱-۵-۱-۴ الگوهای کلیدزنی

روش‌های گوناگونی جهت تعیین زوایای کلیدزنی کلیدهای الکترونیک قدرت مبدل تک‌فاز وجود دارد که انتخاب مناسب آنها منجر به کاهش تلفات، ساده‌سازی سخت افزار و حذف هارمونیک‌های مضر می‌گردد. در ادامه به شرح روش متداول مدولاسیون پهنای پالس برنامه ریزی شده پرداخته می‌شود.

۱-۲-۱-۱ مدولاسیون پهنای پالس برنامه ریزی شده (*Programmed PWM*)

برای کاهش هارمونیک‌ها در شکل موج سینوسی خروجی مبدل می‌توان با تعیین مقادیر زوایای α_1 ، α_2 و α_3 از طریق معادلات بدست آمده از روابط سری فوریه مطابق زیر عمل نمود.



شکل ۱-۹ حذف هارمونیک در موج خروجی مبدل

با محاسبه‌ی بسط سینوسی سری فوریه‌ی زیر می‌توان برای حذف هارمونیک خاص اقدام نمود. به طور مثال برای حذف دو هارمونیک خاص و اطلاع از دامنه‌ی هارمونیک اصلی (فاندامنتال) سه معادل تشکیل داد که با حل آن زوایای $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ استخراج می‌گردند (شکل ۹).

$$V_o = V_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(nwt) + A_n \cos(nwt)$$

$$V_{DC} = \frac{1}{T} \int_0^T V_o(t).dt = 0$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T V_o(t). \cos(nwt).dt = 0$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T V_o(t). \sin(nwt).dt = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_o(t). \sin(nwt).dt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_{DC}(t). \sin(nwt).dt$$

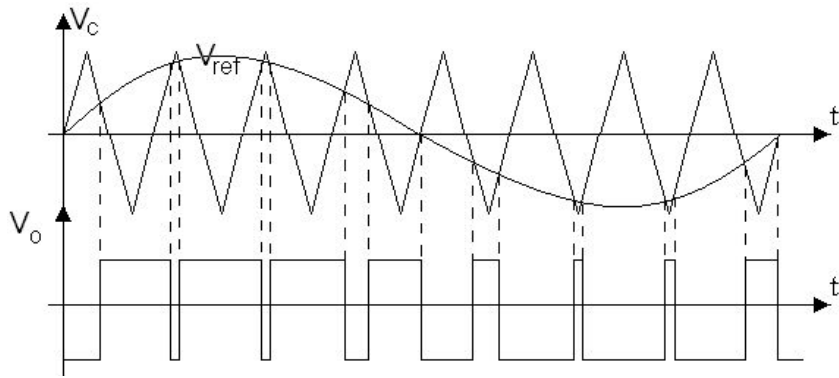
$$+ \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_3}^{\pi-\alpha_3} V_{DC}(t). \sin(nwt).dt + \dots + \frac{1}{\pi} \int_{2\pi-\alpha_2}^{2\pi-\alpha_1} V_{DC}(t). \sin(nwt).dt$$

$$\Rightarrow \begin{cases} V_1(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = k \\ V_3(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = 0 \\ V_5(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) = 0 \end{cases}$$

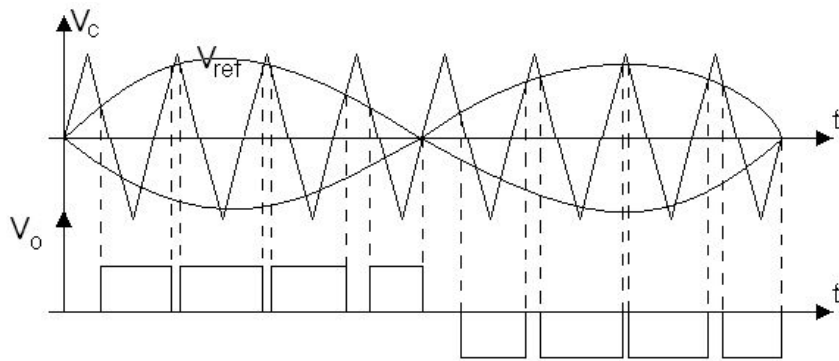
در مطالعات پژوهش پیش رو از این روش برای کاهش THD استفاده نشده است. در این مطالعه در محیط نرم افزار MATLAB و با کمک بلوک THD به راحتی میتوان از سیگنال خروجی میکرواینورتر THD گرفت و عملیات کنترلی پالس‌های گیت را براساس آن انجام داد. در ادامه انواع روش‌های مدولاسیون پهنای پالس گیت معرفی می‌گردد.

۲-۱-۲-۱ انواع مدولاسیون های *Unipolar* و *Bipolar* برای مبدل‌های *DC to AC*

در مدولاسیون پهنای پالس یونی‌پولار یک سیگنال مرجع با سیگنال حامل مقایسه می‌شود در حالی که در مدولاسیون پهنای پالس بای‌پولار دو سیگنال مرجع در کنترل کننده وجود دارد (شکل‌های ۱۰ و ۱۱). در ادامه و در قالب فصل دوم سوابق و ادبیات پژوهشی مطالعه پیش‌رو معرفی و ارائه می‌گردد.



شکل ۱۰-۱ مدولاسیون پهناي پالس به روش يونی پولار



شکل ۱۱-۱ مدولاسیون پهناي پالس به روش بای پولار

۲ فصل دوم

مروری بر مطالعات پیشین

۲- مقدمه

در این بخش با توجه به موضوع مورد مطالعه، مشکلات و مسائل موجود در خصوص اینورترها ارائه می‌گردد. این مسائل عبارتند از: کاهش هارمونیک ولتاژ خروجی (کاهش THD^۴) و یا حذف برخی از هارمونیک‌های خاص، کاهش تلفات توان (ارتقای راندمان مبدل)، کاهش سطح ولتاژ لینک DC، کاهش ظرفیت خازن، افزایش عمر مبدل و ... [۱۰-۱۳]. در این بین اینورترهای منبع ولتاژ با مدولاسیون پهنای باند (PWM^۵) به صورت وسیع در کاربردهای صنعتی و خانگی مانند منابع توان بی وقفه (UPS^۶)، سیستم‌های کنترل فرکانس و درایوهای سرعت متغیر جهت راه‌اندازی انواع موتورهای الکتریکی استفاده می‌شوند [۱۴]. در مدولاسیون پهنای باند روش‌های مختلفی برای تعیین الگوی کلیدزنی استفاده می‌شود. اما اساس عملکرد آنها یکسان و از نتیجه‌ی مقایسه موج مرجع با موج مثلثی (موج حامل) نتیجه می‌شود. بطور مثال در SPWM از موج مرجع سینوسی استفاده شده است [۴]. دلیل استفاده از اینورترهای منبع ولتاژ مزایایی چون سادگی ساخت، کنترل فرکانس و مولفه‌ی اصلی ولتاژ (هارمونیک فاندمنتال) به صورت خطی پیوسته و امکان کاهش گستره‌ی هارمونیک ولتاژ خروجی با تنظیم فرکانس مرجع می‌باشد [۱۴]. با این حال روش SPWM که بیشترین کاربرد را دارد، دارای ایرادهایی چون دامنه‌ی ولتاژ خروجی اصلی کم است به این دلیل از روش‌های دیگری که موسوم به روش‌های مدولاسیون پیشرفته هستند و کارایی بهتری را ارائه می‌دهند استفاده می‌شود [۵]:

- مدولاسیون دوزنقه‌ای
- مدولاسیون پلکانی
- مدولاسیون پله ای

⁴ Total Harmonic Distortion

⁵ Pulse-Width-Modulation

⁶ Uninterruptible Power Supply

- مدولاسیون تزریق هارمونیک

- مدولاسیون دلتا

از دیگر معایب این نوع منبع را می‌توان وجود هارمونیک‌های فرکانس بالای کلیدزنی دانست که می‌توان آن را با کمک فیلتر قدرت در خروجی کاهش یا حذف نمود [۱۴]. در اینورترهای سه فاز برای حذف هارمونیک‌های خاص مثلاً هارمونیک سوم به کمک مدولاسیون پهنای پالس می‌توان زاویه‌های کلیدزنی برای موج خروجی را تعیین نمود [۱۱]. نکته مهم این است که مزایایی برای کلیدزنی مبدل سه فاز وجود دارد که در مبدل‌های تکفاز وجود ندارد [۴]. اما با این وجود الگوهای کلیدزنی در مبدل تکفاز عاملی جهت کاهش تعداد سوئیچ‌های مبدل می‌باشد. که این کاهش تعداد سوئیچ عامل استقلال بین سیگنال‌های متناوب خروجی و ورودی می‌گردد. لازم به ذکر است کاهش سوئیچ‌ها عامل کاهش تلفات و ارتقای راندمان مبدل نیز می‌باشند. اما با این حال در دهه‌ی اخیر بیشتر مطالعات بر روی الگوهای کلیدزنی مبدل‌های سه فاز بوده و مطالعات کمی بر روی الگوریتم‌های کلیدزنی در مبدل‌های تکفاز صورت پذیرفته است [۱۶-۱۵]. در ادامه دسته‌بندی سوابق پژوهشی در این مبحث ارائه می‌گردد.

۲-۲ دسته‌بندی سوابق پژوهشی

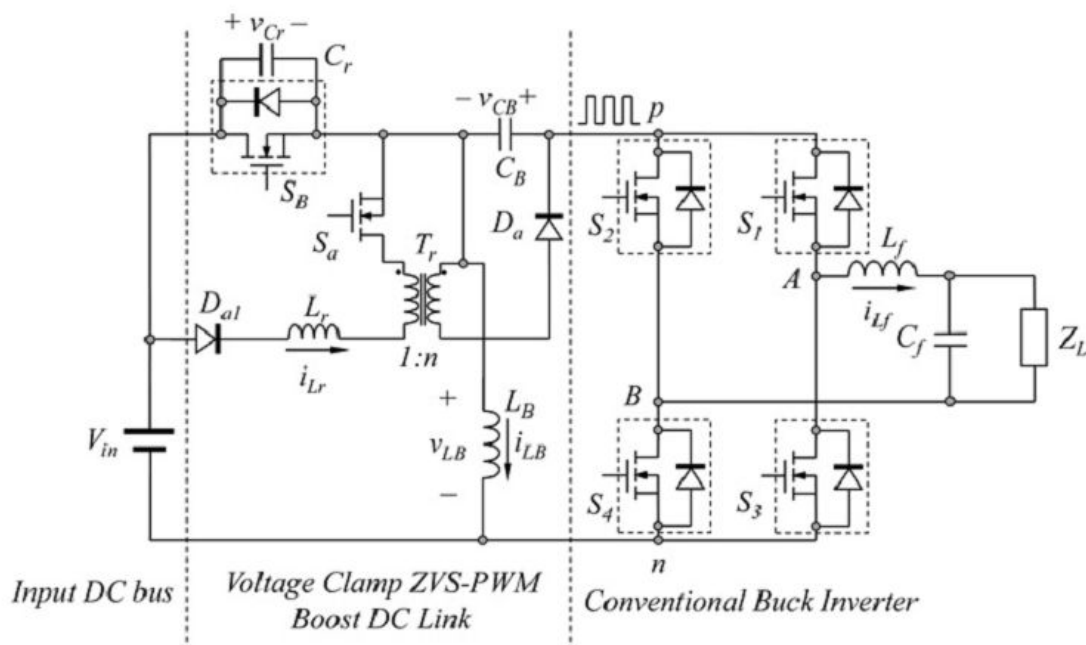
در مطالعات اخیر، پارامترهای مدار اینورتر و الگوهای کلیدزنی کلیدهای الکترونیک قدرت، با هدف بهبود بازدهی و کاهش هارمونیک‌های مضر (کاهش THD) مورد توجه قرار گرفته‌اند. در این راستا می‌توان عناوین مطالعاتی مقالات موجود را به دو دسته‌ی کلی تقسیم‌بندی کرد:

۱- روش‌های کنترلی و معرفی انواع الگوهای کلیدزنی [1-3] و [6] و [8] و [17-20]

۲- تغییر در ساختار مدار کلی اینورتر [۲۱ - ۲۲] و [4] و [14].

کلیدهای قدرت عناصر اصلی در مبدل‌ها به حساب می‌آیند، بنابراین مطالعه‌ی توزیع دمائی آنها اهمیت بسیاری پیدا می‌کند. انتخاب الگوی کلیدزنی مناسب عامل کاهش توزیع دمائی کلیدها بوده

که منجر به کاهش تلفات و ارتقای راندمان سیستم می‌گردد [۴]. در مرجع [۱۴] با تغییر شکل مدار، تثبیت لینک dc، کاهش نویز سوئیچینگ (کاهش استرس‌های ولتاژی و جریانی) و معرفی فیلتر خروجی با اعمال پترن سوئیچینگ SPWM و الگوی ZVS توانسته است راندمان مبدل را در نقطه‌ی کار به ۹۳ درصد ارتقاء دهد. در شکل ۱۲ که توسط این مرجع معرفی شده است در قسمت Voltage Clamp با اعمال فرکانس سوئیچینگ بالا، عملیات کنترل لینک dc (مبدل بوست) برای ارتقای ولتاژ و تثبیت آن با در نظر گرفتن الگوی ZVS بر روی تمام کلیدهای خروجی، ارتقای راندمان مبدل را محقق ساخته است.



شکل ۱-۲ اینورتر سوئیچینگ نرم پیشنهادی با استفاده از Clamp ولتاژ در لینک DC

در مرجع [۴] نیز با معرفی کانورترهای AC-DC-AC با نامهای B6 و H6 که به ترتیب در

شکل ۱۳ و ۱۴ گنجانده شده است دو هدف دنبال شده است:

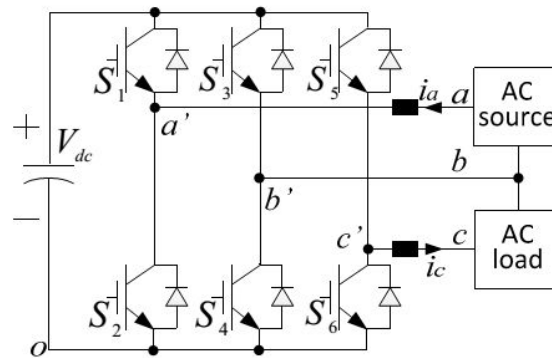
- کاهش سطح ولتاژ لینک DC در سطح پایین (جهت کاهش استرس ولتاژ و تلفات

حرارتی در کلیدها)

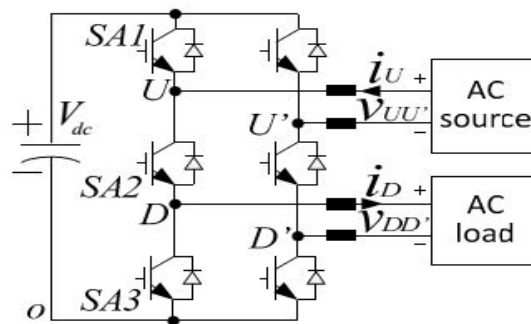
- کاهش تعداد کلیدهای کانورتر و ایزولاسیون سیگنال‌های متناوب ورودی از خروجی

در شکل ۱۳ مبدل معرفی شده دارای سه پایه و دو کلید قدرت در هر پایه است. دیود موازی

شده با کلید قدرت، دیود هرزگرد بوده و موجب می‌شود در بارهای مقاومتی سلفی که هنگام صفر شدن ولتاژ، جریان پیوسته برقرار است، کلید به خاطر مشخصه‌ی بازایافت معکوس (سطح QRR) صدمه نبیند. پیوست C مشخصه‌ی بازایافت معکوس را ارائه می‌دهد.



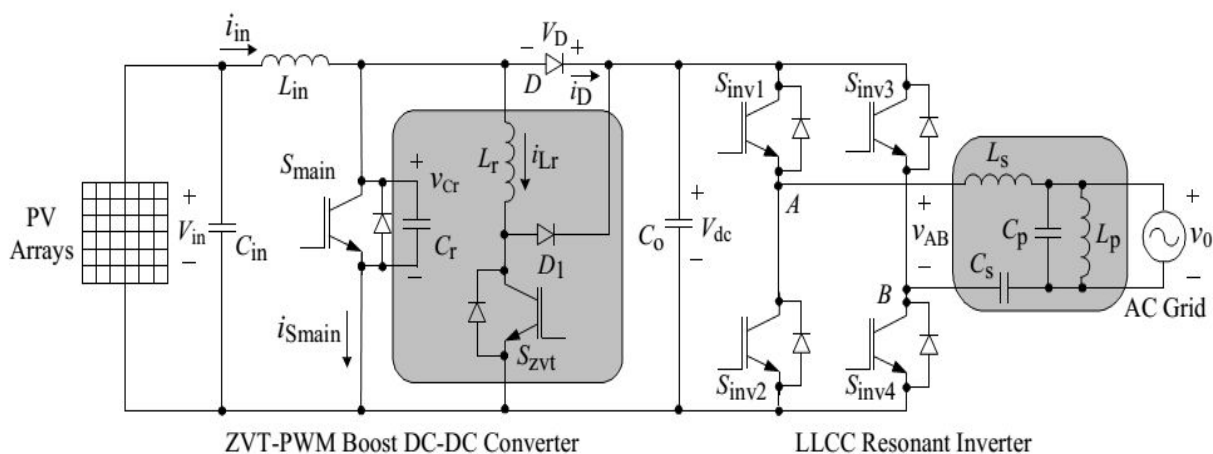
شکل ۲-۲ کانورتر B6 با سه پایه و دو کلید در هر پایه



شکل ۳-۲ کانورتر H6 دو پایه و سه کلید در هر پایه

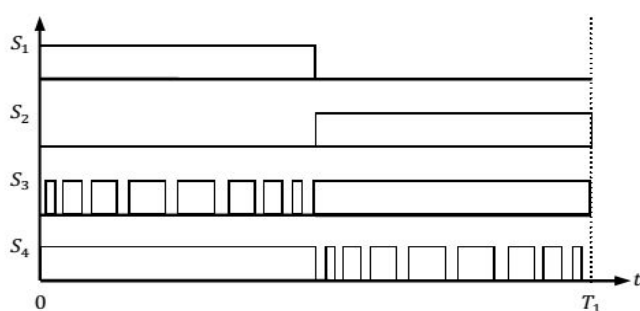
در مرجع [۲۱] مانند مراجع پیش در این بخش، مطالعات مربوط به ارتقای راندمان و THD خروجی مبدل DC به AC که برای اتصال واحد فتوولتائیک به شبکه است بکار می‌رود، انجام شده است. لازم به ذکر است THD یکی از مشخصه‌های کیفیت توان بوده که در این مقاله مورد ارزیابی قرار گرفته است. مشخصه‌های دیگر کیفیت توان از قبیل S.S, R.S و دیگر مشخصه‌های معرفی شده در پیوست D مرجع بررسی شکل موج خروجی (کیفیت توان خروجی) در دیگر مقالات می‌باشد.

در این مقاله با استفاده از پترن کلید زنی موسوم به ZVT^V و ZCT^A کنترل مبدل صورت گرفته است. در این مقاله مطابق شکل ۱۵ فیلتر LLCC معرفی شده است، که با نصب فیلتر در خروجی مبدل، پایداری ولتاژ خروجی در فرایند عملکرد مبدل احراز شده است.



شکل ۲-۴ طرح پیشنهادی افزودن فیلتر LLCC و مبدل بوست با الگوی ZVT در اینورتر تکفاز

مطابق شکل ۱۶ در مرجع [۲۳] با معرفی سوئیچینگ پترن یک مرحله‌ای برای افزایش دامنه و ایجاد شکل موج سینوس خروجی (که در مبدل‌های دیگر طی دو مرحله انجام می‌شود) مبدل $CSBI^9$ معرفی شده است. در این مقاله نیز با کلیدزنی انجام شده و عملکرد یک سوئیچ در هر بازه، این امر محقق شده است.

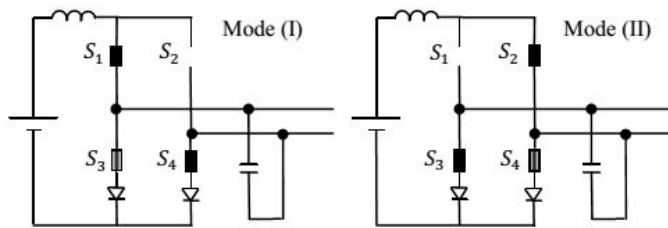


شکل ۲-۵ الگوی کلید زنی یک کلید، در هر نیم سیکل مثبت یا منفی در مبدل بوست

⁷ Zero-voltage-transition

⁸ Zero-current-transition

⁹ Current source boost inverter



شکل ۲-۶ آرایش کلید، نیم سیکل مثبت (مد یک) و نیم سیکل منفی (مد دو)

در ادامه و در جهت تمرکز بر روش‌های کنترلی اینورتر تکفاز، در مرجع [۱] نویسندگان با روش جستجوی straight-line اقدام به حذف هارمونیک سوم و تقویت هارمونیک پایه بصورت بهینه نموده‌اند. در این مرجع، حل بهینه‌ی مسأله مدولاسیون پهنای پالس (PWM) با کمینه‌سازی THD در اینورتر تکفاز مورد بررسی قرار گرفته است. در مقاله موجود در مرجع [۲] با تعیین فرکانس کلیدزنی، تلفات اینورتر کاهش می‌یابد. کاهش فرکانس کلیدزنی موجب افزایش اعوجاج (افزایش THD) در خروجی اینورتر می‌گردد. لازم به ذکر است برای تعیین فرکانس کلیدزنی باید مصالحه‌ای بین THD و تلفات کلیدزنی در نظر گرفته شود. ارائه یک الگوی کلیدزنی بهینه می‌تواند بر اساس تحلیل حوزه زمان ریپل جریان و محاسبه متغیرها انجام شود. این روش در مقایسه با روش فرکانس ثابت کلیدزنی و روش کنترل هیستریزس صرفه جویی قابل توجهی در تلفات کلیدزنی دارد [۱۸].

همچنین الگوهای کلیدزنی را می‌توان با استفاده از مدولاسیون بردار فضای حالت ایجاد نمود [۱۲]، [۱۳]. حذف هارمونیک‌های خاص برای اینورترهای چندسطحی^{۱۰}، خصوصاً در شاخص‌های مدولاسیون پایین، می‌تواند توسط معرفی الگوریتم پرش قورباغه‌ی بی‌قرار^{۱۱} و تعیین زوایای کلیدزنی در هر سلول اینورتری انجام پذیرد [۲۴]. روش دیگر، استفاده از یک الگوریتم بهینه‌سازی موسوم به DOA^{۱۲} است که یکی از الگوریتم‌های بهینه‌سازی هوش جمعی برای حل مسائل بهینه‌سازی می-

¹⁰ Multilevel Inverters

¹¹ Shuffled Frog Leaping

¹² Divided Optimization Algorithm

باشد. این الگوریتم مقدار بهینه هر جزء را بصورت موازی و در دو بخش^{۱۳} ADOA و^{۱۴} SDOA جستجو می کند [۲۰].

روش های فوق جهت حذف بسیاری از هارمونیک های مضر هر نیم دوره تناوب در خروجی اینورتر، چه تمام پل و چه نیم پل قابل اعمال است [۶]. باید توجه داشت که محاسبه نقاط کلیدزنی مناسب کار دشواری است و این دشواری زمانی که با فرکانس های پایین سروکار داریم بیشتر است [۸]. حذف زمان مرده در نقاط عبور جریان صفر نیز مسأله مهم دیگری است که منجر به معرفی الگوریتم^{۱۵} IA و کنترل سه سطحی برای بهبود کیفیت شکل موج خروجی جریان شده است [۳] و [۱۷]. در ادامه، مبانی مدل سازی این مطالعه در نرم افزار MATLAB ارائه می گردد.

¹³ Asynchronous DOA

¹⁴ Synchronous DOA

¹⁵ Immune Algorithm

۳ فصل سوم

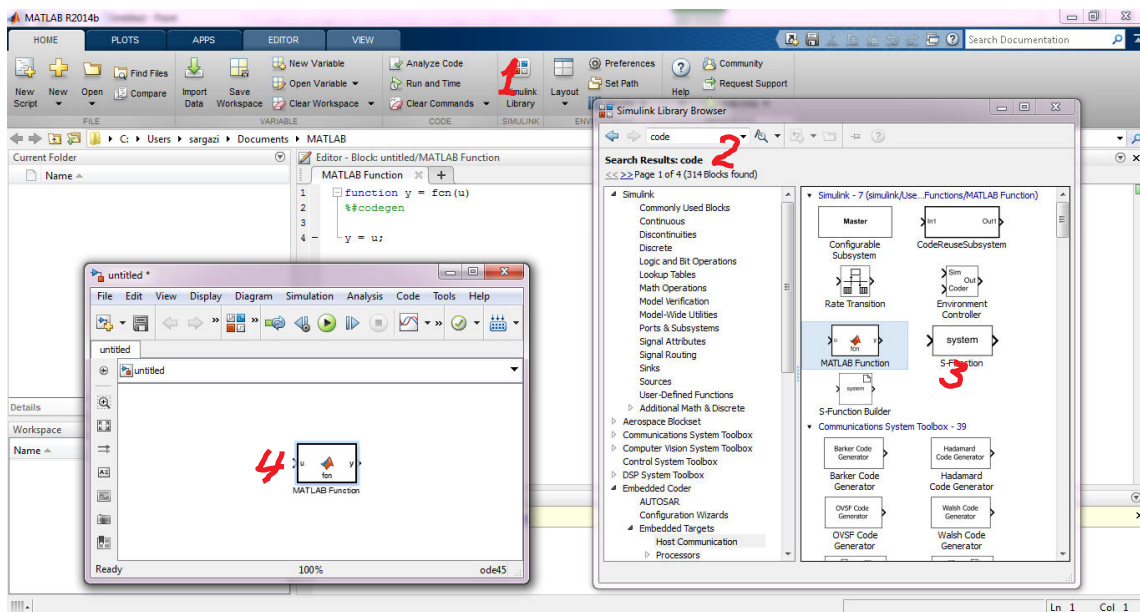
مدل سازی کامپیوتری

۳-۱ مدل سازی میکرواینورتر تک فاز

هدف اصلی میکرواینورترهای توان استاتیک، تولید یک شکل موج خروجی ac، از یک منبع dc، که از پنل خورشیدی تامین می شود، می باشد. انواع شکل موج های مورد نیاز در درایوهای سرعت متغیر، منابع توان اضطراری (UPS)، جبران سازه های وار (یا توان راکتیو)، فیلترهای اکتیو، سیستم های انتقال ac انعطاف پذیر (ادوات FACTS) و جبران سازه های ولتاژ، از این قبیل می باشند. برای خروجی های ac سینوسی، دامنه، فرکانس و فاز بایستی تضمین و قابل کنترل باشند. بسته به نوع شکل موج خروجی ac، اینورترها می توانند به عنوان اینورترهای منبع ولتاژ (VSI) در نظر گرفته شوند، که خروجی ac که را به طور مستقل کنترل می کنند. این ساختارها از پرکاربردترین انواع می باشند، زیرا آنها ذاتا به عنوان منابع ولتاژی عمل می کنند که در بسیاری از کاربردهای صنعتی مانند ASDها که معروف ترین کاربرد میکرواینورترها هستند، مورد نیاز می باشند. میکرواینورترها و VSIهای تک فاز که مورد مطالعه این پژوهش می باشند را می توان به عنوان توپولوژی های نیم موج یا تمام موج یافت. اگرچه، بازه توان که آنها تحت پوشش قرار می دهند، به دلیل تک فاز بودن منبع توان هر پنل خورشیدی پایین است، اما از این اینورترها به طور گسترده در منابع توان، UPSهای تک فاز و تجهیزات خانگی تک فاز استفاده می شوند. بر این اساس توجه این بحث در ابتدای مدل سازی به عموم اینورترهای تک فاز اختصاص می یابد. جهت مدل سازی این تجهیز پر کاربرد از محیط Simulink نرم افزار MATLAB و اطلاعات پنل خورشیدی موجود در مرجع [۲۵] و پیوست E استفاده گردید.

۳-۲ بلوک MATLAB Function

با توجه به اینکه جهت مدل سازی پالس های گیت از بلوک برنامه نویسی MATLAB در محیط Simulink موسوم به بلوک MATLAB Function باید استفاده نمود، ابتدای بحث را با کد نویسی در این بلوک آغاز می کنیم. با کمک تصویر زیر نحوه بکارگیری بلوک کد نویسی MATLAB در محیط سیمولینک ارائه می گردد.



شکل ۳-۱ بلوک کنترل MATLAB Function

برای بکارگیری بلوک MATLAB Function و افزودن آن به محیط شبیه‌سازی مطابق شکل ۳۱ مراحل ۱ الی ۴ را باید پیمود. این بلوک در مدل‌سازی اینورترها برای کنترل کننده اینورتر، تنظیم پالس‌های گیت و تولید سیگنال مرجع و مدولاسیون بکار گرفته می‌شود. مطابق شکل ۳۱ بلوک برنامه نویسی دارای یک ورودی و یک خروجی است. با ورود به این بلوک مشاهده می‌گردد دو خط برنامه برای تعریف ساده یک ورودی و یک خروجی ذکر شده، ارائه شده است.

```
function y = fcn(u)
```

```
y = u;
```

در مدل‌سازی این مطالعه تعداد ورودی‌ها و خروجی‌ها تغییر خواهد نمود که در ادامه پیرامون

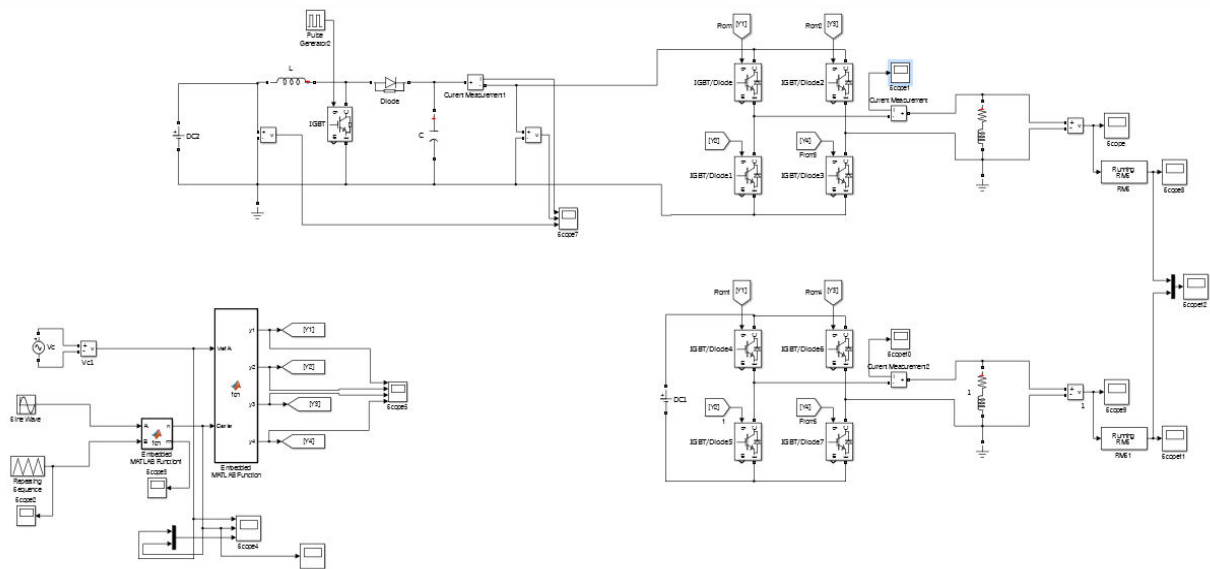
آنها در مدل‌سازی بحث خواهد شد.

۳-۳ مدل‌سازی اینورتر

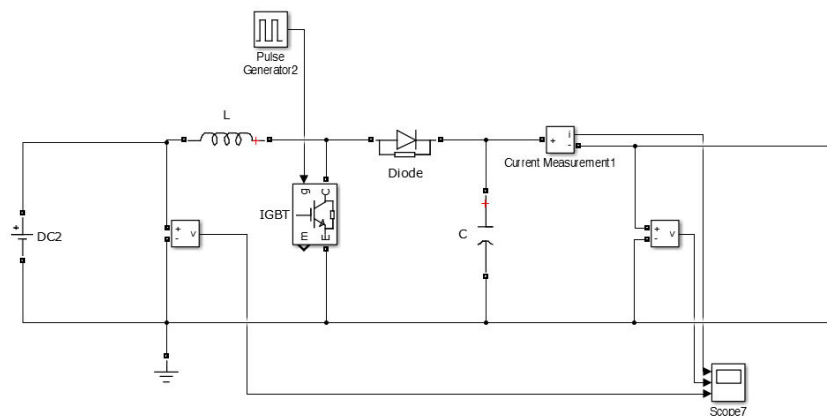
شکل ۳۲ آرایش کلی مبدل AC/AC را نشان می‌دهد. در این مبدل دو جزء اصلی وجود دارد.

بخش اول چاپر (یا مبدل DC/DC) که در شکل ۳۳ مشاهده می‌گردد. وظیفه این بخش تامین ولتاژ

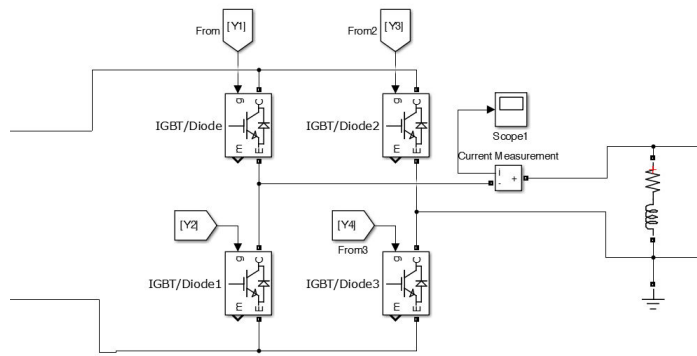
جریان مستقیم مورد نیاز برای اینورتر است. بخش دوم اینورتر (یا مبدل DC/AC) است که در شکل ۳۴ مشاهده می‌گردد. در مدل‌سازی شکل ۳۲ سیگنال DC تولیدی توسط منبع سمت چپ، در نقش مدل یک پنل خورشیدی می‌باشد. برای داشتن یک ولتاژ DC با کیفیت بالا در ورودی چاپر نیاز است، پنل خورشیدی سیگنالی صاف و هموار داشته باشد. به همین دلیل در ورودی این بلوک از یک خازن استفاده می‌کنند. در مدل‌سازی موجود چون پنل خورشیدی را با یک منبع ولتاژ مدل نمودید، دیگر نیاز به استقرار خازن و ایجاد حلقه خازنی ناپایدار نمی‌باشد.



شکل ۳-۲ نمایی کلی از اینورتر تک‌فاز

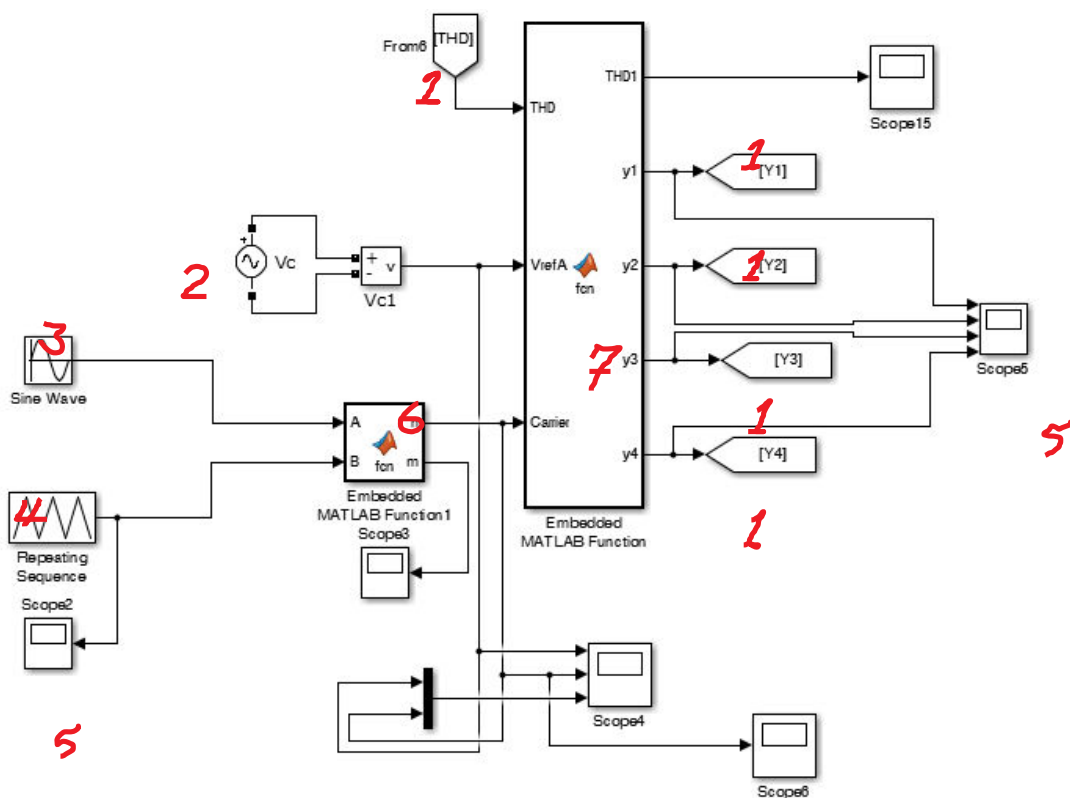


شکل ۳-۳ نمایی از مدار چاپر (مبدل DC/DC) جهت تامین سیگنال ورودی اینورتر



شکل ۳-۴ آرایش اتصال IGBT های قدرت در مدار اینورتر تک فاز

داشتن سیگنال ورودی DC با کیفیت بالا در چار عملکرد این عنصر را بهبود می بخشد. معمولاً در مبدل های AC/AC چابری که در بخش میانی گنجانده می شود وظیفه تامین ولتاژ مورد نظر DC را برعهده دارد. در منابع تجدیدپذیر چون ماژول های فتوولتائیک و یا توربین های بادی کوچک، چابری یا مبدل DC/DC با کنترلی که بر دیوتی سایکل آن می تواند وجود داشته باشد، از این عنصری برای تعقیب حداکثر توان منبع تغذیه استفاده می شود. چون بحث یافتن نقطه بیشینه توان خارج از حوصله این مطالعه است، در این قسمت به این مبحث نمی پردازیم.

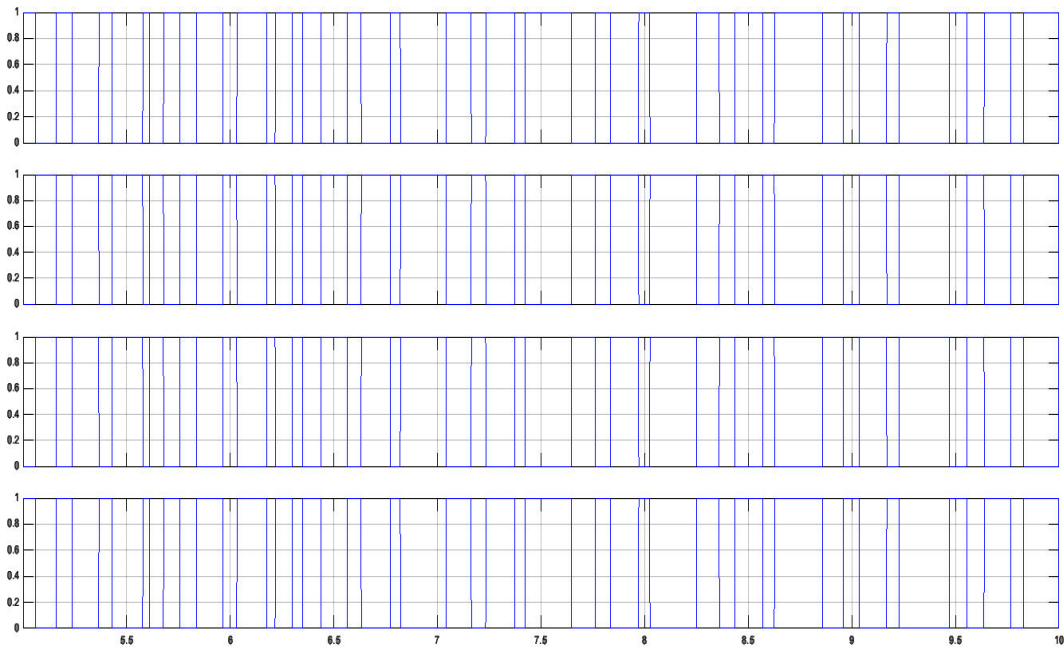


شکل ۳-۵ بلوک‌های کنترلی اینورتر تک‌فاز به همراه دستگاه‌های اندازه‌گیری

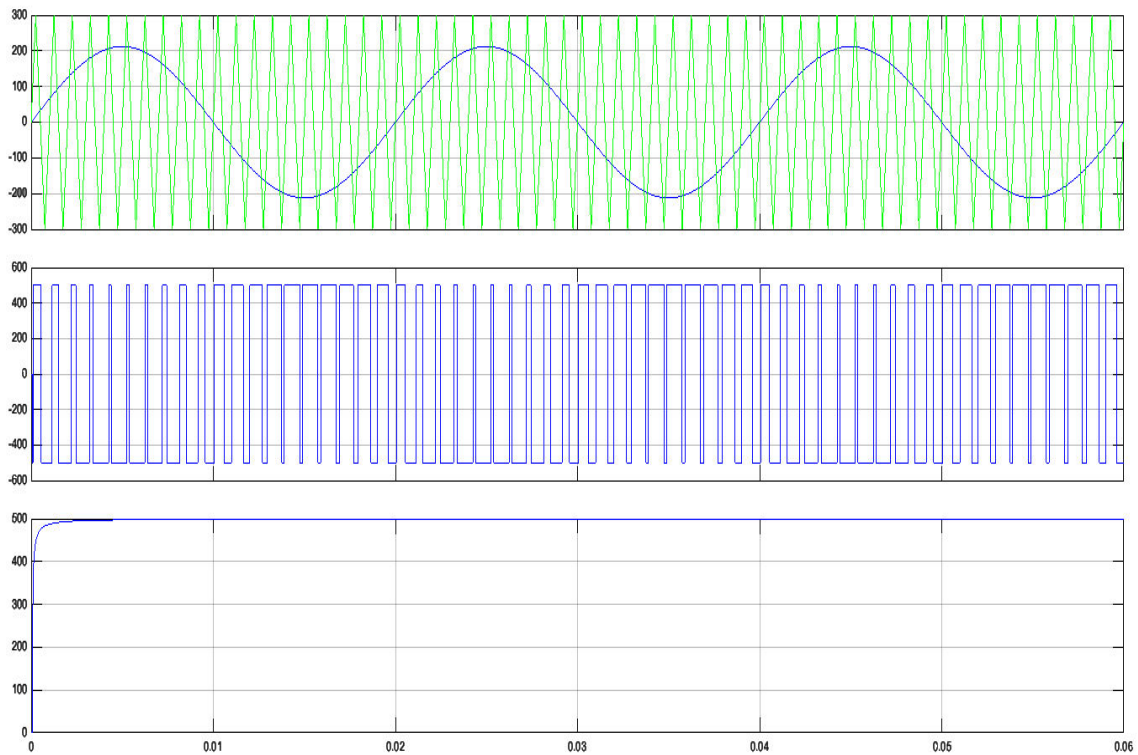
شکل ۲۲ نمایی از کنترل‌کننده و دستگاه‌های اندازه‌گیری اینورتر تک‌فاز را نشان می‌دهد. در

این تصویر با شماره‌هایی بخش‌های مختلف نمایش داده شده است که هر یک از آنها عبارتند از:

- (۱) بلوک‌های ارتباطی برای انتقال سیگنال‌ها از بخش‌های مختلف مدل‌سازی.
- (۲) منبع ولتاژ DC که نمایش دهنده ولتاژ ورودی اینورتر به عنوان مرجع می‌باشد.
- (۳) منبع تولید سیگنال مدولاسیون برای مقایسه با سیگنال مثلثی حامل.
- (۴) منبع تولید سیگنال یا موج حامل.
- (۵) اسلیسکوپ.
- (۶) برنامه مربوط به مقایسه سیگنال‌های مدولاسیون و حامل.
- (۷) بلوک برنامه نویسی محاسبه مولفه THD و تولید کننده پالس‌های تحریک گیت کلیدهای (IGBT‌های) قدرت.



شکل ۳-۶ پالس‌های گیت اینورتر تک‌فاز به جهت تامین سیگنال سینوسی متقارن در خروجی

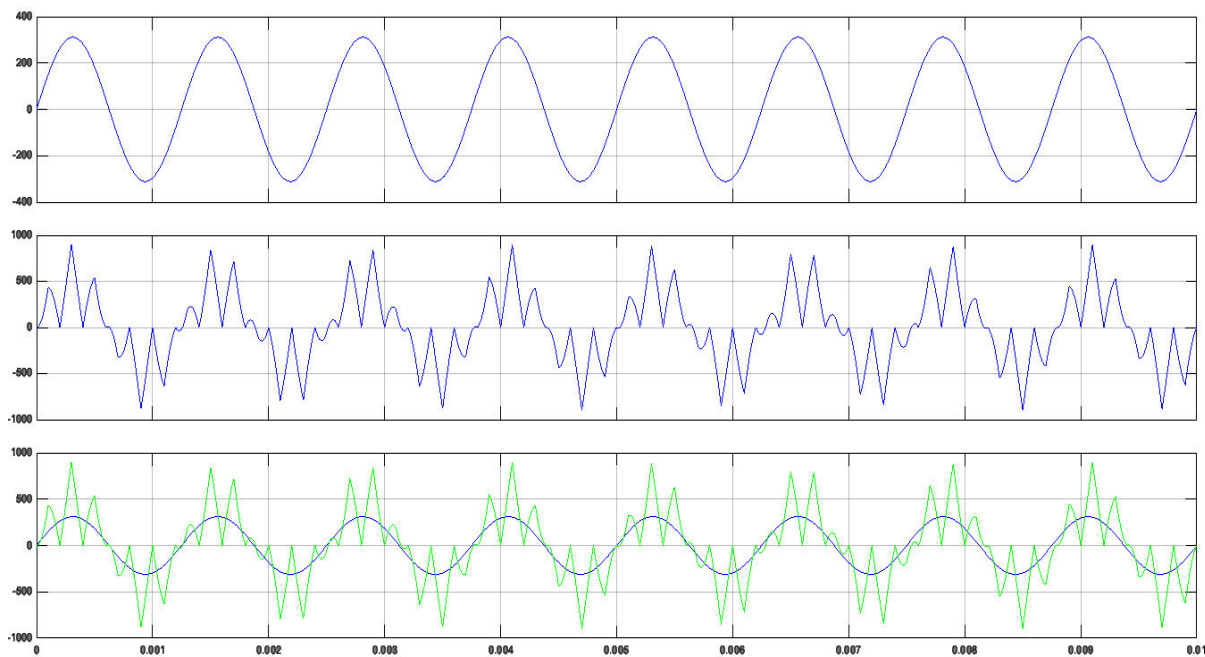


شکل ۳-۷ سیگنال‌های اینورتر تک‌فاز (a) سیگنال‌های مدولاسیون (سینوسی) و حامل (مثلثی)، (b) سیگنال مربعی

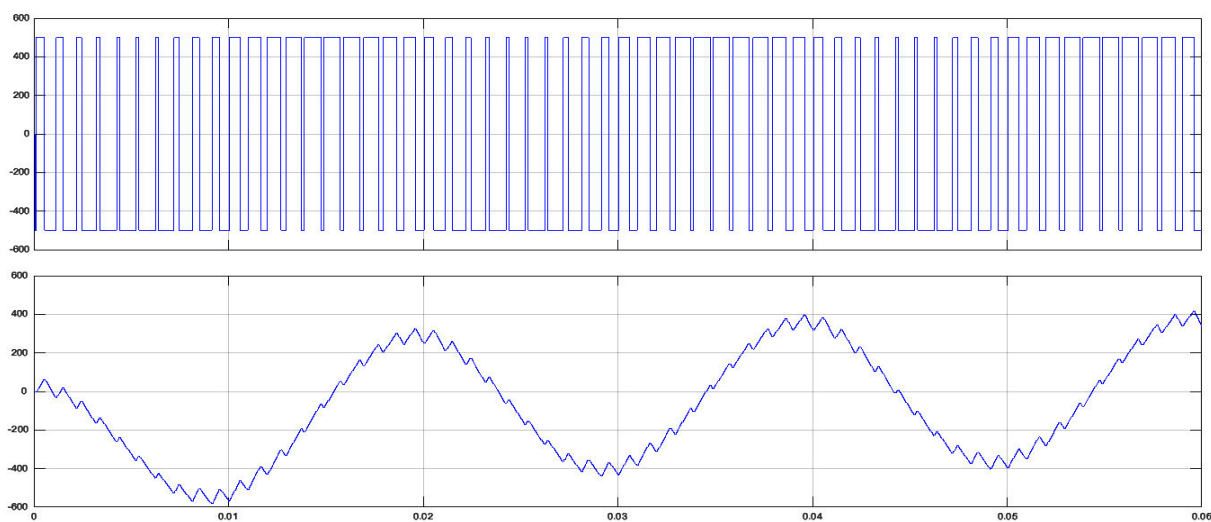
خروجی اینورتر با متوسط سینوسی، (c) ولتاژ DC خروجی چابر (ورودی اینورتر تک‌فاز)

در نتیجه عملکرد بلوک‌های ترسیمی در شکل ۲۲ پالس‌های گیت ترسیمی در شکل ۲۳ تولید می‌گردند. در این تصویر چهار دسته پالس گیت متعلق به چهار IGBT مدار اینورتر می‌باشد. لازم به ذکر برای تحقق تقارن در موج خروجی باید سیگنال‌های شکل ۲۳ متقارن باشد. در نتیجه مقایسه سیگنال مدولاسیون و موج حامل که در بلوک‌های کنترل اینورتر انجام می‌گیرد پالس‌های کلیدزنی هر یک از گیت‌ها مشخص می‌گردند. با اعمال این پالس‌ها به پایه گیت IGBTها، ولتاژ DC ورودی اینورتر بررشی‌هایی به ظاهر نامنظم را در خود می‌بیند (شکل ۲۴-b). همانطور که قبلاً ذکر شد با افزایش فرکانس موج مثلی حامل می‌توان فرکانس کلیدزنی کلیدهای قدرت را تا حد مجاز ارتقاء داد. در این شرایط سیگنال AC خروجی اینورتر سینوسی‌تر خواهد بود، اما در کلیدهای قدرت به دلیل تلفات زیاد، حرارت زیاد شده و احتمال از بین رفتن کلید بیشتر می‌گردد. بر این مبنا مطالعاتی جهت تعیین نقطه بهینه عمر کلید و کیفیت سیگنال تولیدی اینورتر به وجود می‌آید.

از شکل ۲۴-b همانطور که دیده می‌شود سطح ولتاژ خروجی چاپر بر عدد ۵۰۰ ولت DC تنظیم شده است. با اخذ فیدبک از خروجی چاپر در شکل ۲۴-c نیز این ادعا مشاهده می‌گردد. لازم به ذکر است انتخاب مناسب ظرفیت خازنی خروجی چاپر کیفیت ولتاژ DC این بخش را تضمین می‌نماید. در مدل‌سازی انجام شده در این مطالعه مقدار پیک ولتاژ سینوسی خروجی میکرواینورتر مطابق اطلاعات پنل خورشیدی موجود در مرجع [۲۵] و پیوست E، ۳۱۱/۱۲ ولت و مقدار موثر آن ۲۲۰ ولت در نظر گرفته شده است که این دامنه ولتاژ AC در مبدل VSI به کمک دامنه ولتاژ ۵۰۰ ولت DC محقق شده است.



شکل ۳-۸ بار غیر خطی و کنترل نامناسب اینورتر



شکل ۳-۹ بار غیر خطی و کنترل مناسب اینورتر

۳-۴ قیود مدل سازی

۳-۴-۱ مدل سازی مبدل DC به AC تک فاز

برای کنترل مبدل DC به AC تک فاز قیودی وجود دارد که باید در مدل سازی و تنظیم

کنترل کننده اینورتر و چاپر مورد نظر قرار گیرد. برخی از این قیود در ادامه ذکر شده‌اند.

۲-۴-۳-۲-مرز پیوستگی چاپر

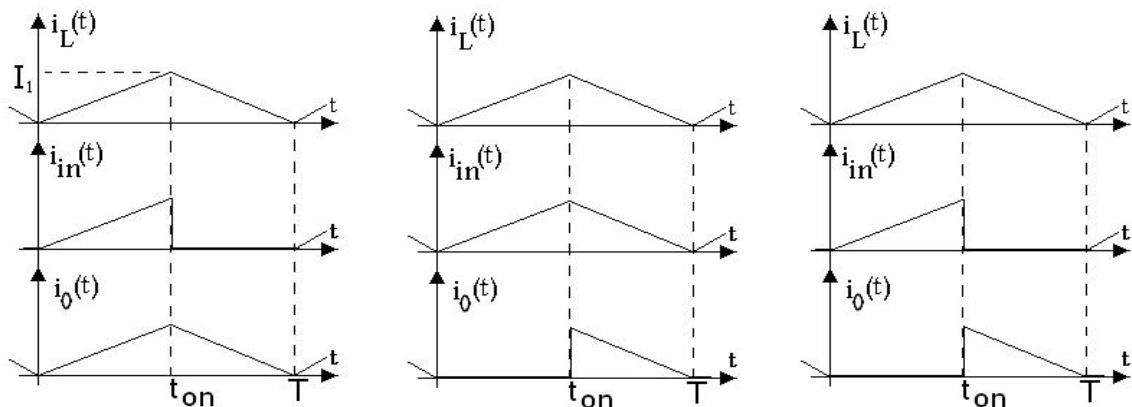
مرز پیوستگی در چاپرهای DC پیرامون پیوستگی جریان سلف صحبت می‌کند. به این ترتیب که در عملکرد مبدل در بازه‌ی زمانی T ، شکل موج جریان سلف به صورت پیوسته و بدون گسستگی باشد (به عبارتی دیگر $I_0=0$ است).

عواملی که پیوستگی را در مدار ایجاد می‌کنند عبارتند از:

- افزایش جریان (خروجی یا ورودی)
- کاهش ولتاژ (خروجی یا ورودی)
- افزایش توان (خروجی یا ورودی)
- افزایش L (اندوکتانس)
- افزایش F (فرکانس)

در صورتی که بتوان با کمک شرایط فوق در مبدل پیوستگی ایجاد نمود، شکل موج‌های این

مبدل به صورت شکل ۲۷ (برای مبدلهای کاهنده، افزایشنده و معکوس کننده) خواهد بود.



شکل ۳-۱۰-۳-مرز پیوستگی جریان سلف به ترتیب (از سمت چپ) مبدل کاهنده،

افزاینده و افزایشنده-کاهنده

۳-۴-۳ ریپل ۱۶

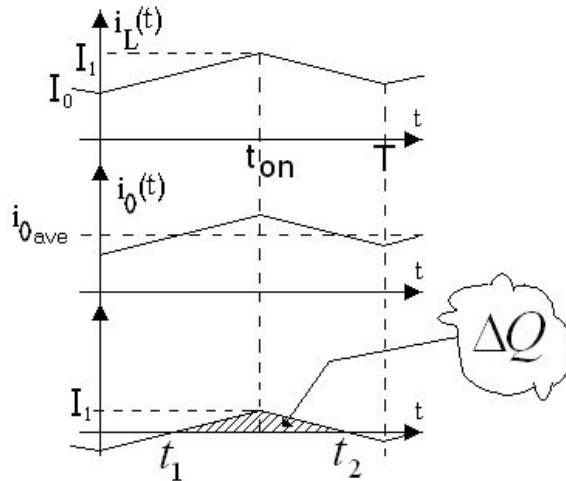
در مبدل‌ها مقدار نوسانات خروجی را ریپل می‌نامند که به صورت زیر محاسبه می‌شوند.

$$V = \frac{Q}{C} \Rightarrow \Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \Rightarrow \Delta V = \frac{\Delta(i.t)}{C}$$

بطور مثال در مبدل کاهنده محاسبه ریپل براساس رابطه زیر می‌باشد.

$$\Delta V = \frac{\Delta Q}{C} \Rightarrow \Delta V = \frac{\Delta(i.t)}{C} \Rightarrow \Delta V = \frac{\frac{1}{2}(I_1 - I_{O_{ave}})(t_2 - t_1)}{C} \Rightarrow \Delta V = \frac{(I_1 - I_{O_{ave}})(t_2 - t_1)}{2C}$$

$$I_{O_{ave}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_o . dt = \dots = \frac{I_1 + I_0}{2T}$$

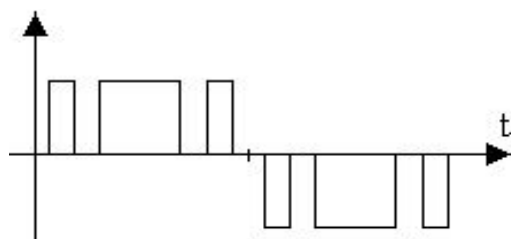


شکل ۳-۱۱ ریپل جریان در چاپرها

۳-۴-۴ تولید سیگنال AC در خروجی اینورتر

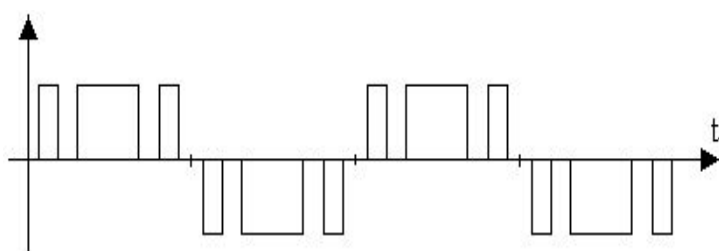
برای تضمین ac بودن کافی است کلید زنی به نحوی باشد که شکل موج در دو نیم فاصله

متقارن و معکوس باشد (شکل ۲۹).



شکل ۱۲-۳ شکل موج متقارن و معکوس

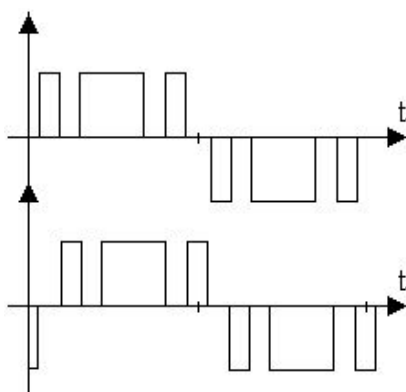
برای تضمین فرکانس کافی است شکل موج متناوباً عیناً تکرار شود.



شکل ۱۳-۳ شکل موج متناوب

برای تضمین فاز کافی است بتوان شروع شکل موج را جابجا نمود. از این مبحث در راستای

افزایش ضریب قدرت و کاهش هارمونیک در مقالات استفاده می‌گردد.

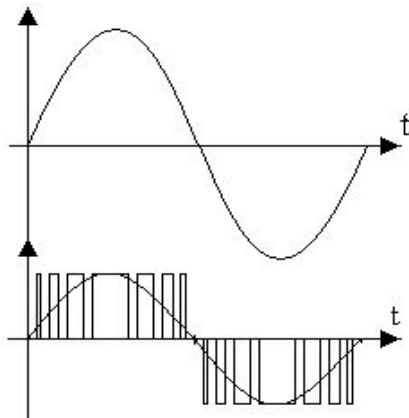


شکل ۱۴-۳ تضمین فاز در خروجی مبدل

برای تضمین دامنه کافی است که عرض پالس‌ها (در کلیدزنی) متناسب با دامنه شکل خواسته

شده باشد (شکل ۳۲). برای تضمین شکل موج باید هنگام متوسط‌گیری از خروجی، شکل موج

خواسته شده ظاهر گردد.



شکل ۳-۱۵ تضمین دامنه براساس عرض پالس ها

۳-۵ کنترل کننده

همانطور که قبلاً نیز اشاره شد برای تنظیم کنترل کننده از تابع THD خروجی اینورتر فیدبک اخذ می‌گردد. در ادامه و در قالب فصل چهارم مراحل طراحی کنترل کننده شرح داده می‌شود.

سیگنال فیدبک براساس تابع THD یا گستره هارمونیکی موج خروجی این عملیات را انجام می‌دهد. لازم به ذکر است کنترل کننده چند سطحی تطبیقی مقاوم برای وضعیت‌های مختلف تابع THD تصمیمات خود را مبتنی به نوع کنترل اتخاذ می‌کند. گفتنی است تابع THD در MATLAB به کمک بلوکی با همین نام استخراج می‌گردد. اما نحوه محاسبات این بلوک در ادامه بحث می‌گردد.

۳-۵-۱ تنظیم تابع THD

تابع THD یکی از توابع معرف کیفیت سیگنال خروجی اینورتر می‌باشد. این تابع معرف نرخ گستره هارمونیک‌های موجود در یک سیگنال می‌باشد. رابطه زیر نشان می‌دهد چگونه مقدار موثر هارمونیک‌های یک سیگنال نسبت به هارمونیک فاندمنتال، تابع THD را تولید می‌کند.

$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}{U_1}$$

در برنامه نوشته برای این بلوک برای استخراج THD تابع در نرم افزار MATLAB کدهای

زیر اجرا گردید:

```

clc;clear;clear all;
alfa1=0:10:90;
alfa2=0:10:90;
alfa3=0:10:90;
alfa4=0:10:90;
alfa5=0:10:90;
for alfa1=1:90
    a1=(4/(pi))*[cos(1.0001*alfa1)-
cos(alfa2)+cos(alfa3)-cos(alfa4)+cos(alfa5)];
end

a3=(4/(3*pi))*[cos(1.0001*3*alfa1)-
cos(3*alfa2)+cos(3*alfa3)-
cos(3*alfa4)+cos(3*alfa5)];

a5=(4/(5*pi))*[cos(1.0001*5*alfa1)-
cos(5*alfa2)+cos(5*alfa3)-
cos(5*alfa4)+cos(5*alfa5)];

a7=(4/(7*pi))*[cos(1.0001*7*alfa1)-
cos(7*alfa2)+cos(7*alfa3)-
cos(7*alfa4)+cos(7*alfa5)];

a11=(4/(11*pi))*[cos(1.0001*11*alfa1)-
cos(11*alfa2)+cos(11*alfa3)-
cos(11*alfa4)+cos(11*alfa5)];

```

$$a_{13} = (4 / (13 * \pi)) * [\cos(1.0001 * 13 * \alpha_1) - \cos(13 * \alpha_2) + \cos(13 * \alpha_3) - \cos(13 * \alpha_4) + \cos(13 * \alpha_5)];$$

$$THD = (\sqrt{a_3.^2 + a_5.^2 + a_7.^2 + a_{11}.^2 + a_{13}.^2}) / (a_1.^2);$$

همانطور که مشاهده می‌گردد، برای بدست آوردن تابع غیرخطی THD به دلیل غیرخطی بودن معادلات مجبور به استفاده از بلوک آماده THD می‌باشد تا بر اساس اطلاعات خروجی از این بلوک عملیات کنترلی بر انجام گیرد. در ادامه و در قالب فصل چهارم نتایج عملکرد کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم ارائه می‌گردد.

۴ فصل چهارم

تنظیم پارامترهای کنترل کننده تطبیقی مقاوم

و نتایج خروجی مدل کامپیوتری

۴-۱ مقدمه

علاوه بر بهره‌گیری از میکرواینورترها در انتقال توان الکتریکی پنل خورشیدی به شبکه، با توجه به رشد بارهای غیرخطی کوچک (خانگی)، استفاده از اینورترهای مقیاس کوچک الکترونیک قدرت، جهت تغذیه آنها در سال‌های اخیر بسیار چشمگیر بوده است. در حال حاضر مطالعات لازم جهت بهره‌گیری از اینورترهای با راندمان بالا برای تمام مصارف، به صورت بی سابقه‌ای انجام می‌گیرد.

در این بخش از پایان‌نامه مراحل طراحی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم به جهت کنترل THD خروجی میکرواینورتر در سامانه فتوولتائیک ارائه می‌گردد. گفتنی است، با توجه به غیرخطی بودن و عدم قطعیت مازول PV، وجود اغتشاش، وابسته بودن پارامترهای سیستم به ولتاژ، جریان بار و دما استفاده از کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک برای کنترل این سامانه وجود ندارد.

بر این اساس کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم برای این کاربرد پیشنهاد گردید. در این مطالعه با توجه به اینکه خروجی میکرواینورتر دارای هارمونیک می‌باشد. عملیات کنترلی بر روی THD که شاخص نرخ هارمونیک‌های خروجی مبدل می‌باشد، انجام گرفته است. گفتنی است میکرواینورترها به دلیل اینکه موج سینوسی خروجی را با کلیدزنی توسط IGBTها تولید می‌کنند، از ابتدا دارای هارمونیک می‌باشند. چرا که مشخصه کلید غیرخطی بوده و از طرف دیگر برش‌هائی که توسط کلیدها بر روی ولتاژ DC بروز می‌یابد، عامل تولید هارمونیک می‌باشد. یعنی اگر در خروجی میکرواینورتر یک مقاومت ساده خطی به عنوان بار نیز نصب شود. عملاً ولتاژ و جریان این مقاومت هارمونیکی خواهد بود. شکل ۲۶ (فصل قبل) نشان می‌دهد با وجود ارائه پالس‌های مناسب گیت به کلیدهای قدرت، موج خروجی دارای سطحی غیرهموار و هارمونیکی است.

معمولاً در مدل‌سازی‌ها به دلیل اینکه جریان بار پیوسته فرض گردد بار را مقاومتی سلفی در نظر می‌گیرند. در این مطالعه نیز بار متصل به میکرواینورتر RL در نظر گرفته شده است. هر چه نرخ

سوئیچینگ کلیدهای قدرت بیشتر باشد، عملاً هارمونیک‌های موج خروجی کمتر خواهد بود. فرکانس کلیدزنی نمی‌تواند نرخ بزرگی به خود بگیرد چرا که قطع و وصل شدن کلیدها موجب افزایش حرارت و در نهایت تلفات کلید می‌گردد. لازم به ذکر است طول عمر کلیدهای نیز وابستگی مستقیم به نرخ حرارتی که تحمل می‌کنند دارد.

لذا با نصب کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم و اخذ فیدبک از THD موج خروجی می‌توان نرخ این پارامتر را کنترل نمود. در ادامه مراحل مدل‌سازی کنترل‌کننده پیشنهادی ارائه و نتایج خروجی آن در کنترل سیستم مورد نظر، مورد تحلیل قرار می‌گردد.

۴-۲ انتخاب نوع کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم

روش‌های مختلفی تاکنون برای طراحی کنترل‌کننده تطبیقی معرفی شده است. برخی از این روش‌های مرسوم عبارتند از:

۱- کنترل‌کننده تطبیقی به روش مستقیم^{۱۷}

۱-۱ کنترل‌کننده نوع برنامه‌ریزی گین^{۱۸}

۲-۱ کنترل‌کننده نوع مدل مرجع^{۱۹} موسوم به MRAS

۲- کنترل‌کننده تطبیقی به روش غیرمستقیم^{۲۰}

۱-۲ کنترل‌کننده نوع رگولاتورهای خودتنظیم^{۲۱}

۲-۲ کنترل‌کننده نوع کنترل دوگان^{۲۲}

¹⁷ Direct Adaptive Control
¹⁸ Gain Scheduling Control
¹⁹ Model Reference Adaptive System Control
²⁰ Indirect Adaptive Control
²¹ Self-Tuning Control
²² Dungeon Control

در این مطالعه، به جهت کنترل میکرواینورتر از کنترل کننده تطبیقی غیرمستقیم به روش خود تنظیم موسوم به STC، بهره گرفته شده است. مهمترین دلایل، استفاده از این روش کنترلی جهت مسئله موجود در این مطالعه عبارتند است از:

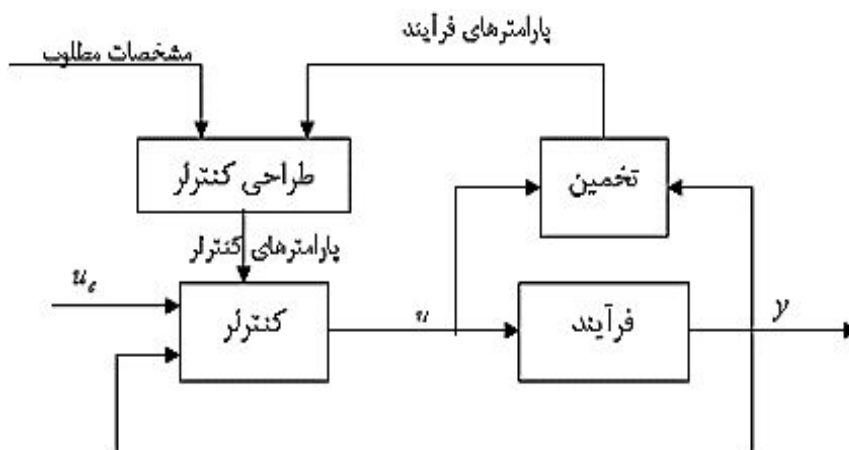
۱- می توان این کنترل کننده را به راحتی برای سیستم های غیرخطی پیچیده اعمال نمود. همان طور که در مدل سازی میکرواینورتر تک فاز در فصل سوم دیده شد. در این سیستم چهار کلید الکترونیک قدرت با مشخصه غیرخطی وجود دارد و در هر لحظه از زمان دو عنصر از چهار عنصر درگیر تولید موج خروجی است. به دلیل وجود این چهار عنصر غیرخطی و سوئیچینگ موجود در مدار، با اعمال سیستم های کنترل خطی به میکرواینورترها موجب استحصال پاسخ کنترلی مناسب نمی گردد. لذا از کنترل کننده ای باید بهره گرفت که متناسب با شرایط سیگنال کنترلی خود را تطبیق دهد.

۲- با کمک روش لیپانف، پایداری و تضمین پاسخ مطلوب سیستم کنترلی تطبیقی و میکرواینورتر قطعی است.

۳- با مشخص بودن تابع THD خروجی میکرواینورتر تطبیق کنترل کننده راحت صورت می پذیرد.

۴- تنها با داشتن تابع THD به عنوان خروجی مدل، کنترل کننده قابل طراحی است.

شکل ۳۴ نمای کلی بلوک دیاگرام کنترل کننده تطبیقی به روش غیرمستقیم و نوع رگولاتور خودتنظیم را ارائه می دهد.



شکل ۴-۱ کنترل کننده تطبیقی به روش غیرمستقیم و نوع رگولاتور خود تنظیم

۴-۳ تنظیم تابع انتقال میکرواینورتر و کنترل کننده

برای مطالعه پایداری و طراحی پارامترهای کنترل کننده تطبیقی مقاوم میبایست تابع انتقال میکرواینورتر در حوزه لاپلاس یا فرکانس استخراج گردد. بر این اساس برای استخراج تابع انتقال از پاسخ گذرای میکرواینورتر مدل سازی شده در فصل سوم استفاده گردید.

۴-۳-۱ تابع مشخصه میکرواینورتر

برای استخراج پاسخ پله میبایست اطلاعات نقاط بحرانی استخراج شده از مدل سازی میکرواینورتر به کار گرفته شود. به این معنی که با انجام مدل سازی کامل میکرواینورتر و پنل خورشیدی (مطابق مباحث فصل سوم) مشخصات این سیستم در شرایط مختلف عملکرد بررسی شود. با استخراج این مدل و براساس هدف این مطالعه تابع THD خروجی میکرواینورتر استخراج می گردد. با توجه به اینکه تحلیل عملکرد کنترل کننده در حوزه لاپلاس (یا فرکانس) انجام می گیرد. لازم است براساس نقاط مهمی که از پاسخ حوزه زمان اخذ می گردد. تابع انتقال سیستم در حوزه فرکانس استخراج گردد. جدول ۳ مشخصات نقاط مهم برای استخراج تابع مشخصه سیستم را نشان می دهد.

جدول ۴-۱ نقاط پراهمیت جهت استخراج تابع مشخصه سیستم

مشخصه نقطه	دامنه تابع THD	زمان [s]
نقطه آغازین	۰/۹۵	۰/۰۰
نقطه بیشترین جهش	۰/۹۵	۰/۰۰
نقطه نشست	۰/۲	۲/۵

با در دست داشتن جدول ۳ و روابط ۱ و ۲، تابع مشخصه سیستم یا مشخصات قطب‌های سیستم (میکرواینورتر و پنل خورشیدی) استخراج می‌گردد.

$$\begin{aligned} \mu_p &= e^{\frac{-\zeta \pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \end{aligned} \quad (1)$$

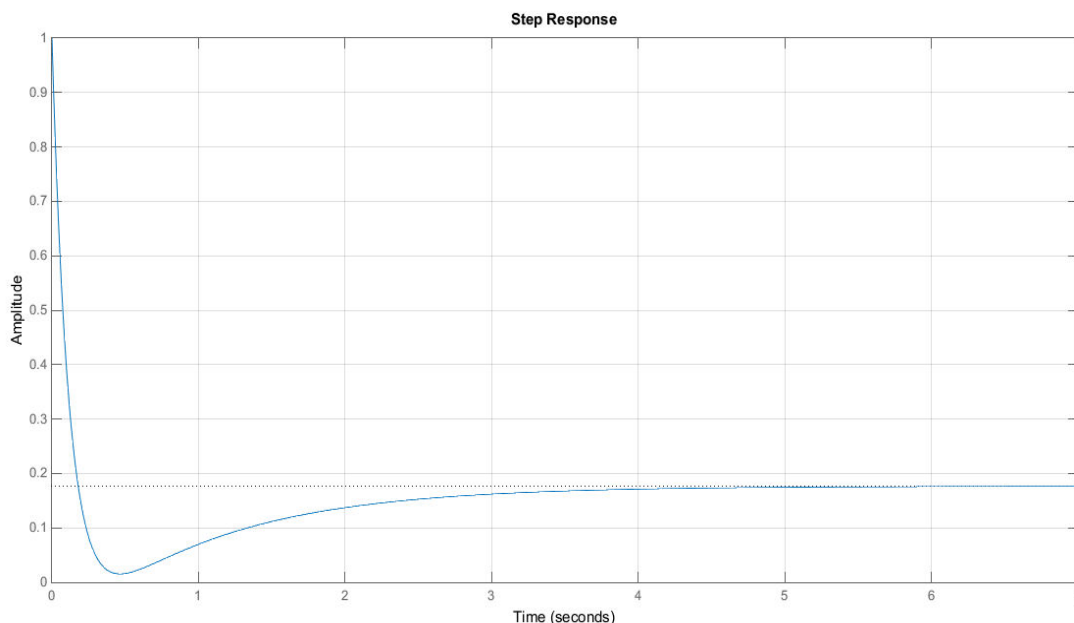
$$t_s = \frac{4}{\zeta \omega_n} \quad (2)$$

که در روابط ۱ و ۲، حداکثر جهش (μ_p) : بیشترین جهش پاسخ پله و زمان (t_s) : زمان نشست یا زمان مورد نیاز برای رسیدن پاسخ پله به جواب مورد نظر است.

$$s^2 + 9.5s + 8.5$$

(۳) در این شرایط تابع مشخصه سیستم برابر با $S^2+9.5*S+8.5$ خواهد بود. بر این اساس پاسخ پله تابع THD در میکرواینورتر طراحی شده در این مطالعه، مطابق شکل ۳۵ می‌باشد. گفتنی است پاسخ پله یک سیستم اطلاعات سیستم را به ما می‌دهد. به این معنی که با اتصال خروجی پنل

خورشیدی به میکرواینورتر رابط، این تابع بر اساس شرایط و رفتار پارامتر THD استخراج می‌شود.

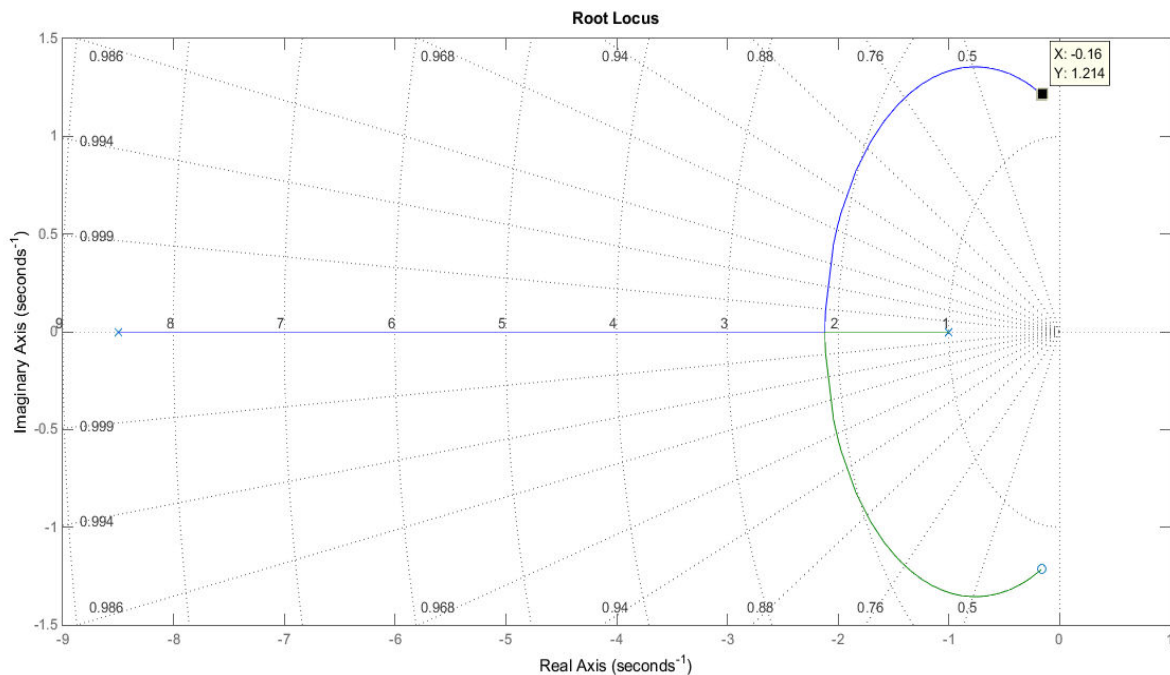


شکل ۴-۲ پاسخ پله خروجی میکرواینورتر بدون اعمال کنترل‌کننده تطبیقی

لازم به ذکر است، تابع انتقال استخراج شده از این مرحله قابلیت اعمال کنترل‌کننده را که در بخش بعد ارائه می‌گردد، دارا می‌باشد. همانطور که در شکل ۳۵ دیده می‌شود با آغاز عملکرد میکرواینورتر به دلیل جریان هجومی ناشی از انتشار موج در نیمه‌هادی‌ها، تابع THD به میزان زیادی تخریب می‌گردد. همانطور که در شکل دیده می‌شود، جریان شدیدی از بار و سوئیچ‌ها عبور می‌کند که منجر به افزایش نرخ تابع THD در لحظات ابتدائی استارت می‌گردد. رفته رفته پس از سپری شدن چند ده میلی‌ثانیه پاسخ پله اینورتر از ماکسیمم جهشی که داشته است فروکش کرده و به نرخ متعادل برگشت می‌کند. این رفتار تابع THD میکرواینورتر و پنل خورشیدی متصل به آن می‌تواند در لحظات ابتدائی بارهای حساس به هارمونیک را دچار چالش جدی کند. بر این اساس طراحی کنترل‌کننده‌ای مناسب برای خروج از این وضعیت اهمیت پیدا می‌کند.

۴-۳-۲ تابع انتقال میکرواینورت

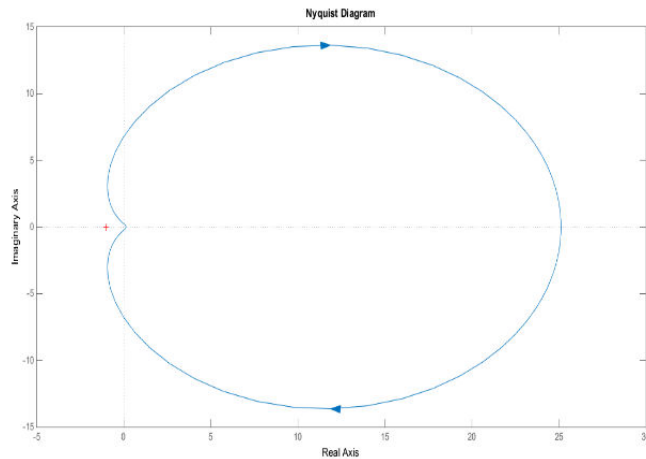
در حقیقت تابع مشخصه یک سیستم (که در مرحله قبل استخراج گردید) مخرج تابع انتقال سیستم می‌باشد. برای تنظیم کنترل کننده میبایست تابع انتقال سیستم در دسترس باشد. در این مرحله، برای استخراج تابع انتقال یا موقعیت صفرهای سیستم میکرواینورت بایست از قضیه مقدار نهایی و مقدار اولیه استفاده نمود. به این ترتیب که در حالت نهایی تابع بایست مقدار $0/18$ و در ابتدا باید مقدار $0/95$ را به خود بگیرد. شکل ۳۶ مکان هندسی ریشه‌های میکرواینورت را نشان می‌دهد. همانطور که دیده می‌شود، عملکرد میکرواینورت حالت نسبتاً مطلوبی از حیث پایداری داشته است. اما تابع THD پاسخ گذرای مناسبی ندارد. همچنین لازم به ذکر است اکنون با داشت تابع انتقال تقریبی سیستم می‌توان معادله حالت آن را تشکیل داد.



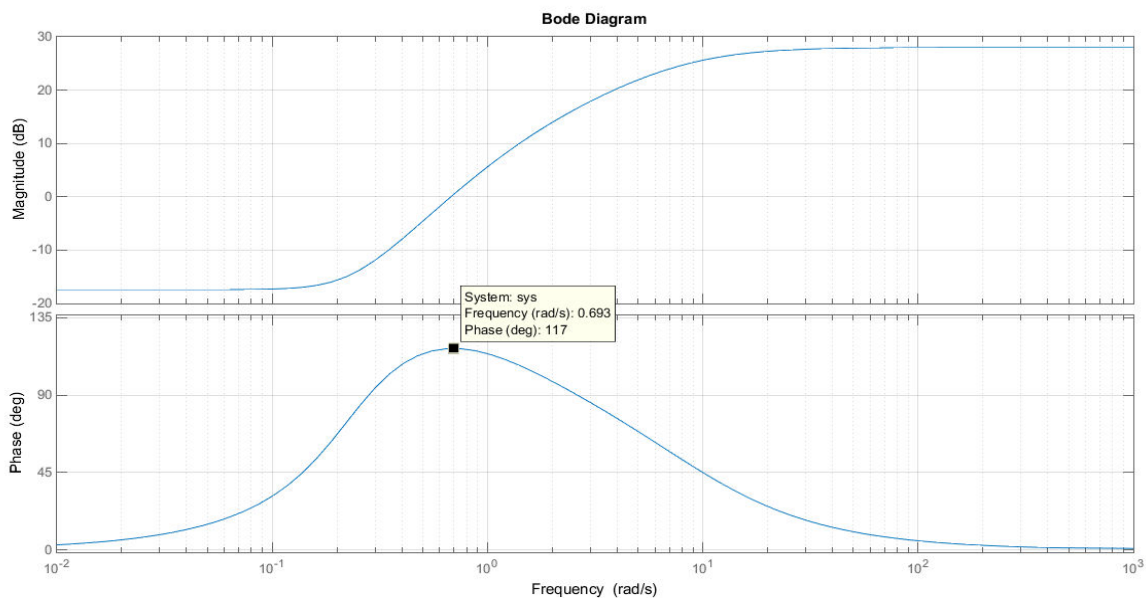
شکل ۴-۳ نمودار مکان هندسی ریشه‌های میکرواینورت بدون اعمال کنترل کننده تطبیقی

گفتنی است با مشاهده شکل ۳۶ دیده می‌شود تابع انتقال میکرواینورت دارای دو صفر در

مجاورت محور $j\omega$ در نقاط $1/214 \pm j0.163$ می‌باشد که این امر موجب کاهش حد پایداری گذرا سیستم در ابتدای عملکرد آن می‌گردد. لذا در طراحی کنترل‌کننده باید به نحوی عمل نمود که این صفرها موجب ناپایداری میکرواینورتر نگردند. شکل‌های ۳۷ و ۳۸ به ترتیب نمودار نایکوئیست و نمودار بُوَد تابع انتقال میکرواینورتر مورد مطالعه در این پژوهش را ارائه می‌دهد.



شکل ۴-۴ نمودار نایکوئیست میکرواینورتر در پاسخ به تابع THD خروجی



شکل ۴-۵ نمودار بُوَد میکرواینورتر در پاسخ به تابع THD خروجی

مطابق شکل ۳۸ از منحنی فاز در دیاگرام بُوَد متوجه می‌شویم، حد فاز سیستم تا ۱۸۰ درجه

که ناپایداری سیستم در آن محقق می‌گردد، در حول و حوش فرکانس $10^{\wedge}0$ ($W=1$) بسیار پایین می‌باشد. در فرکانس $0/693$ رادیان بر ثانیه فاز سیستم به 117 هرتز یا سیکل بر ثانیه می‌رسد که حد فاز در کمترین حالت ممکن و به 63 درجه می‌رسد. با اعمال کنترل‌کننده تطبیقی انتظار می‌رود مشخصات فوق بهبود یابد.

۴-۴ آرایش کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم با رگولاتور خود تنظیم جهت کنترل

میکرواینورتر

کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم با روش رگولاتور خودتنظیم استفاده در این پایان‌نامه در ورودی خود می‌بایست سه ورودی داشته باشد، که عبارتند از:

- ۱- ورودی فیدبک: اولین ورودی ورودی فیدبک است که مانند تمام کنترل‌کننده‌های ساده از خروجی سیستمی که تحت کنترل است، اخذ می‌گردد.
- ۲- ورودی کنترل‌کننده پارامترها: این ورودی، براساس تطبیق کنترل‌کننده تولید و به عنوان ورودی برای تغییر پارامترهای کنترل‌کننده بکار می‌رود.
- ۳- ورودی مرجع مقایسه: این ورودی مربوط به سیگنال‌های مرجع است که به کمک آن سیگنال کنترلی کنترل‌کننده مقایسه و استخراج می‌گردد.

۴-۴-۱ مدل کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم

برای طراحی کنترل تطبیقی باقابلیت تنظیم پارامترهای آن، باید روشی برای کاهش خطا در سیستم کنترلی حلقه بسته پیدا نمود. با توجه به اینکه فیدبک خروجی سیستم حلقه بسته به عنوان مرجعی برای تنظیم پارامترها در نظر گرفته می‌شود. برای تنظیم پارامترهای خطای حاصل از خروجی سیستم حلقه بسته و خروجی مدل مرجع کنترل‌کننده از رابطه ۱ استفاده می‌شود که باید آن را کمینه نمود. در ادامه روش کمینه نمودن این تابع که به کمک آن نیز شرایط مقاوم بودن

کنترل کننده تخمین زده شده است ارائه می‌گردد.

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (4)$$

۱-۱-۴-۴ کمینه‌سازی خطا به کمک روش حداقل مربعات

روش حداقل مربعات بازگشتی برای به کارگیری سیستم کنتری در فضایی که پارامترها شناسائی نشده‌اند به کار می‌رود. به این ترتیب که مشاهدات پی در پی در زمان حقیقی به دست می‌آید. اگر محاسبات انجام شده در زمان $t-1$ ذخیره شود و در زمان t مورد استفاده قرار گیرد. در این حالت الگوریتم به صورت بازگشتی طراحی شده است. بنابراین خواهیم داشت:

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \dots - a_n y(k-n) + b_1 u(k-d_0) + \dots + b_m u(k-d_0-m) \quad (5)$$

که در آن می‌توان مدل فرایند را به صورت برداری مطابق رابطه زیر نوشت:

$$y(k) = \varphi^T(k) \theta$$

(۶) در اینجا داریم:

$$\theta = [b_0, \dots, b_n, a_1, \dots, a_n]$$

$$\varphi(k) = [u(k-d_0), \dots, u(k-d_0-m), -y(k-1), \dots, -y(k-n)]^T$$

(۷) با فرض اینکه ماتریس $\varphi^T \varphi$ برای تمام مقادیر t غیرمنفرد باشد. تخمین حداقل مربعات بازگشتی

توسط معادلات زیر به دست می‌آید:

$$\theta(k-1) = \theta(k)$$

$$y(k) = \varphi^T(k) \theta(k) + e(k) \quad (۸)$$

۴-۱-۲ طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم

خاصیت ویژه کنترل کننده تطبیقی تعقیب تغییرات دینامیک فرایند است. برای این کار لازم است از داده‌های قدیم صرف نظر گردد. این کار مستلزم ایجاد مصالحه‌ای در این بین می‌باشد که به چه میزان داده استفاده گردد. در شرایطی که پارامترهای کنترل کننده ثابت باشد، بهتر است تخمین براساس تعداد زیادی از داده‌ها اتفاق بیفتد تا اثر اغتشاش کاهش یابد. که این خود به معنی صرف هزینه، زمان و کند نمودن کنترل کننده، برای محقق نمودن این مهم با کمک این روش است. اما برای اینکه بتوان این نواقص را برطرف نمود بایست پارامترهای کنترل کننده سیر تکاملی در روند کنترلی خود داشته باشند. به این معنی که علاوه بر تطبیق پارامترها، فرایند مقاوم‌سازی پارامترهای کنترل کننده نیز انجام گیرد.

با مقاوم سازی، این الگوریتم قادر به مقابله با دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاشات احتمالی را پیدا خواهد نمود. برای مقاوم‌سازی میبایست بهره کنترل کننده در فرکانس‌های بالا کاهش یابد. روش تطبیقی که توضیح داده شد هر چند از حیث تئوری بسیار مهم و قابل است اما ارزش عملی چندانی ندارد. در صورتی که فرضی از فرضیات روش تطبیقی برقرار نشود، این روش برقرار نخواهد بود. همچنین صرف نظر نمودن از اغتشاشات کاربرد عملی کنترل کننده را زیر سوال می‌برد. طی مشاهدات انجام شده، با اعمال نویزی به قدرت ۰/۰۱ به ورودی تخمین‌گر، کنترل کننده تطبیقی، باعث ایجاد سیگنال ورودی با دامنه بسیار زیاد شده که منجر به تنش قابل به عرضی به سیستم و کنترل کننده می‌گردد.

حال برای جلوگیری از بروز چنین حوادثی می‌بایست در پی راهکاری در رفع مشکل تخمین‌گر نمود. بر این اساس می‌بایست تخمین‌گر را طوری طراحی نمود که مقاوم باشد. در این مطالعه طراحی تخمین‌گر براساس فاکتور فراموشی نمائی انجام شده است. این روش به گونه‌ای عمل می‌کند که با در

نظر گرفتن ضریبی برای فراموشی نمائی به همان نسبت تاثیر پارامترهای تخمینی به صورت نمایی در زمان‌های جدید بیشتر می‌شود. فاکتور فراموشی λ ، ابزاری برای تنظیم سرعت همگرایی در حین ردیابی دینامیک‌های کند و متغیر با زمان می‌باشد.

از طریق این ماتریس می‌توان وزن بیشتری را به داده‌های اخیر اعمال نمود. در مقادیر کوچک λ ، تعقیب پارامترهای جدید سریعتر انجام می‌گیرد. اما اثر نویز در حالت دائمی افزایش پیدا می‌کند. لذا این پارامتر مصالحه‌ای را بین سرعت همگرایی و اثر نویز برقرار می‌کند. از طرفی λ ، را می‌توان به صورت ثابت یا متغیر در نظر گرفت. عموماً برای سهولت استفاده، این پارامتر را ثابت و بین ۹۸ تا ۹۹۵ در نظر می‌گیرند. بنابراین معادلات تخمین‌گر را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$\theta(t-1) = \theta(t)$$

$$P(t+1) = \frac{1}{\lambda} P(t) \quad (9)$$

اگر مقدار λ کوچکتر از یک باشد، ماتریس P به صورت نمائی رشد خواهد کرد و در نهایت تخمین پارامترها به شدت تغییر می‌کند که این پدیده را اختتام تخمین‌گر می‌نامند. برای جلوگیری از بروز این وضعیت روش موسوم به بهنگام سازی شرطی بکار گرفته می‌شود. در ادامه نتایج حاصل از پیاده‌سازی بلوک‌های کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم ارائه می‌گردد.

۴-۴-۲ سیگنال کنترلی U

در این بخش از پایان‌نامه نحوه استخراج سیگنال کنترلی u مرور می‌گردد. در حقیقت این سیگنال به کمک کنترل‌کننده تولید می‌گردد و با کمک آن در ورودی سیستم پنبل خورشیدی و میکرواینورتر رباط میتوان خروجی مورد انتظار را تعقیب نمود. سیگنال کنترلی u مطابق رابطه ۲ شامل سیگنال کنترلی تولیدی از کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم و ورودی سیستم کنترلی می‌باشد.

$$u = f u_c - y q_0 - q_1 y$$

(۱۰) که در آن u ورودی کنترلی، u_c ورودی مرجع، y خروجی سیستم، q_0 ، q_1 ، f بردارهای پارامترهای می باشد. معادلات دیفرانسیلی سیستم پندل خورشیدی و میکرواینورتر رابط مرتبه دوم بوده و مطابق رابطه زیر توصیف می گردد:

$$y'' + a_1 y' + a_2 y = b_0 u$$

(۱۱) با جایگذاری سیگنال کنترلی در معادله فوق، معادله سیستم حلقه بسته، به صورت زیر نوشته می شود:

$$y'' + (a_1 + b_0 q_0) y' + (a_2 + b_0 q_1) y = b_0 f u_c$$

(۱۲) که بر اساس آن خواهیم داشت:

$$y = b_0 f u_c / (p^2 + (a_1 + b_0 q_0) p + (a_2 + b_0 q_1))$$

(۱۳) که در آن p ترم مشتق گیر نسبت به زمان است. هدف از کنترل کننده این است که بتواند سیستم را به سمتی سوق دهد که خروجی سیستم، خروجی مدل را دنبال کند. برای این عملیات بایست در ابتدا خطای سیگنال خروجی استخراج گردد بر این اساس خواهیم داشت:

$$e = y - y_m$$

$$\theta' = -\gamma e \, de/d\theta$$

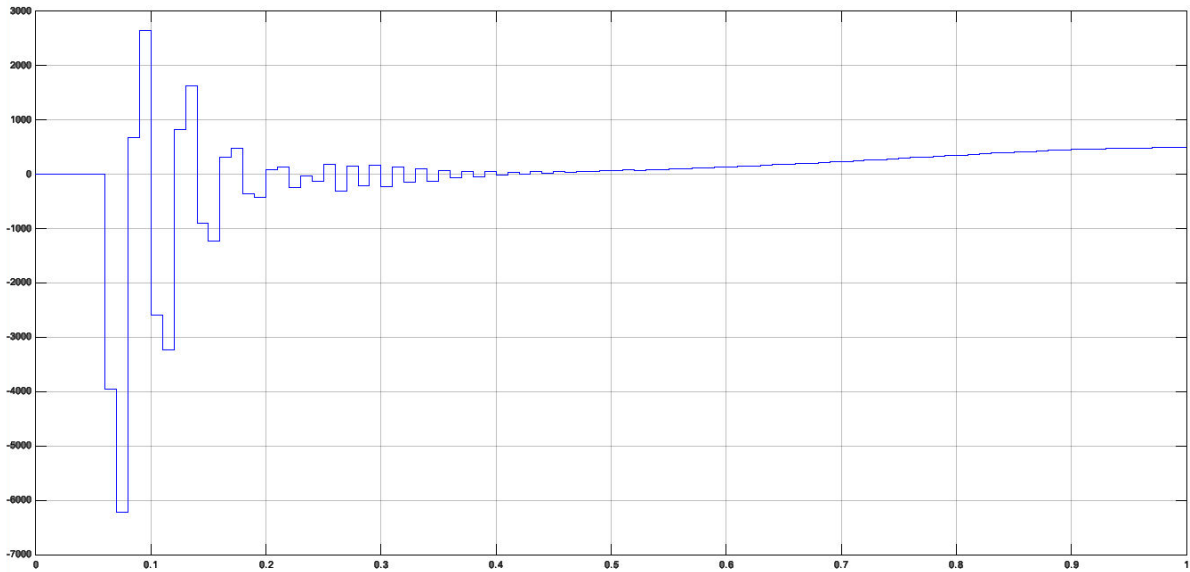
$$\theta^T = [f \ q_0 \ q_1]$$

$$f' = -\gamma_1 e \, y_m$$

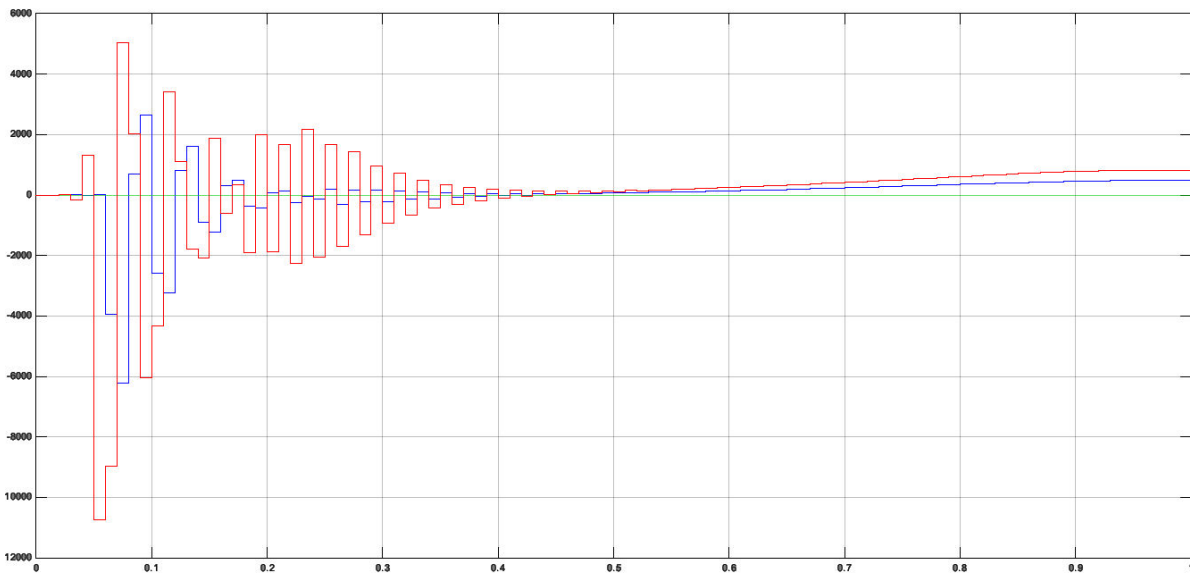
$$q_0' = \gamma_2 e y (p/p^2 + a_{m1} p + a_{m2})$$

$$q_1' = \gamma_3 e y (p/p^2 + a_{m1} p + a_{m2})$$

(۱۴) لازم به ذکر است هدف این است که خروجی سیستم، خروجی مدل مرجع را دنبال کند. برای انجام این خواسته باید مطابق روابط فوق خطای خروجی بدست آید. شکل ۴۰ و ۴۱ به ترتیب سیگنال کنترلی و نمایی از اختلاف سیگنال ورودی (کنترلی) و خروجی را نشان می‌دهد. در شکل ۴۱ سیگنال پردامنه (قرمز رنگ) خروجی سیستم فتوولتائیک و میکرواینورتر را نشان می‌دهد. سیگنال کم دامنه (آبی رنگ) ورودی پنل خورشیدی و میکرواینورتر محسوب می‌شود. لازم به ذکر است در شکل ۴۰ چون سیگنال کنترلی باید نقش اصلاحی خود را در شرایط گذرا ایفا کند. در ابتدای آغاز به کار سیستم پر دامنه بوده و به مرور در انتهای میرا می‌گردد. با اعمال سیگنال کنترلی به سیستم کنترل THD خروجی سیستم اصلاح می‌گردد. در ادامه نحوه پیاده‌سازی و نمایی از مدل کامپیوتری ارائه می‌گردد.



شکل ۴-۶ پاسخ پله سیگنال کنترلی (ورودی سیستم پنل خورشیدی و اینورتر رابط)

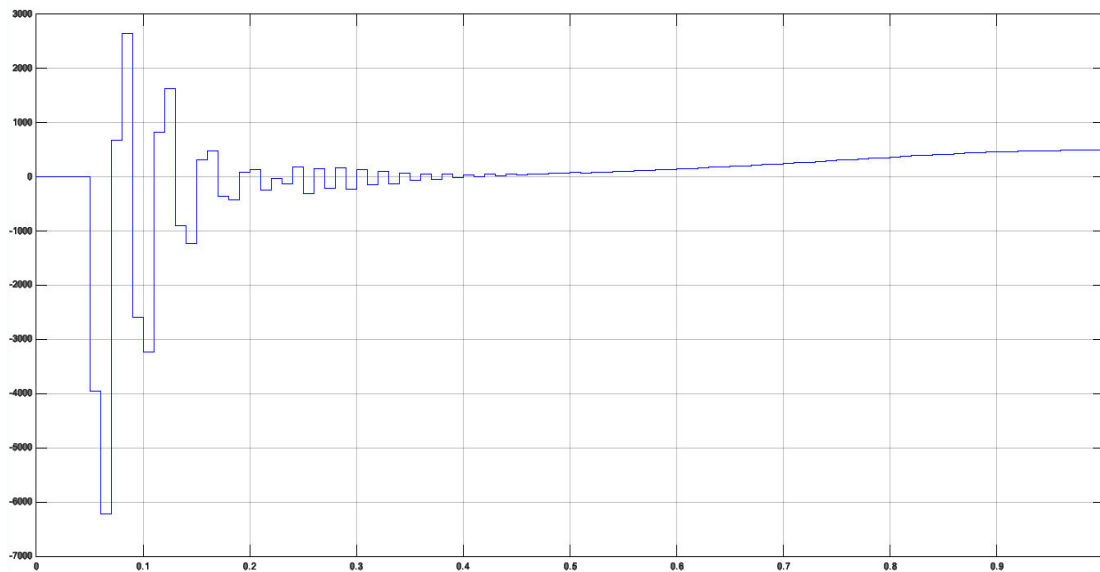


شکل ۴-۷ مقایسه پاسخ پله ورودی و خروجی سیستم پنل خورشیدی و اینورتر رابط

۴-۵ مدل کنترل کننده تطبیقی مقاوم

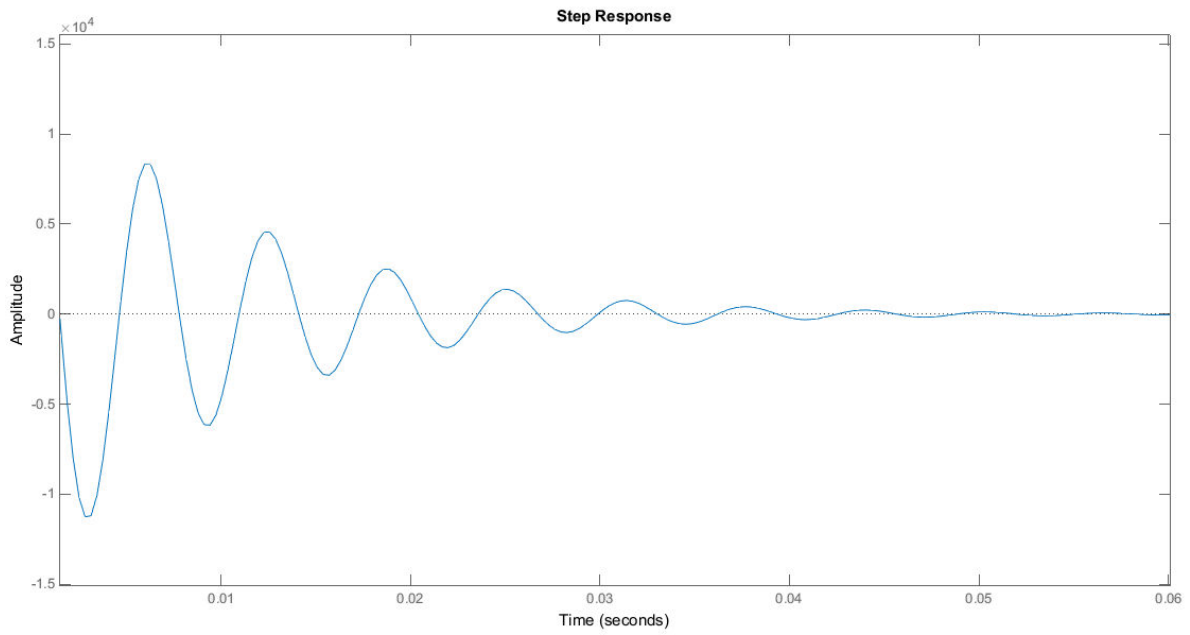
کنترل کننده تطبیقی مقاوم براساس مباحث مطرح شده مطابق شکل ۴۰ طراحی گردید. شکل ۴۱ اصلاح پاسخ گذرا که به کمک این کنترل کننده محقق گردید، را نشان می دهد. کنترل کننده تطبیقی ارائه شده در این بخش براساس بلوک های شکل ۳۴ مدل سازی شده است. بلوک estimatorS12

معادل بلوک تخمین در مدل شبیه‌سازی شده MATLAB قرار داده شده است. بلوک controllerS12 معادل بلوک طراحی کنترلر در مدل‌سازی انجام شده قرار داده شده است. بلوک تخمین وظیفه تحویل سیگنال مشخصه پارامترهای فرایند به طراح کنترلر می‌باشد. با تعقیب خطوط ارتباطی مدل انجام شده در محیط MATLAB می‌توان نحوه تنظیم مدل را براساس شکل ۳۴ بررسی نمود.

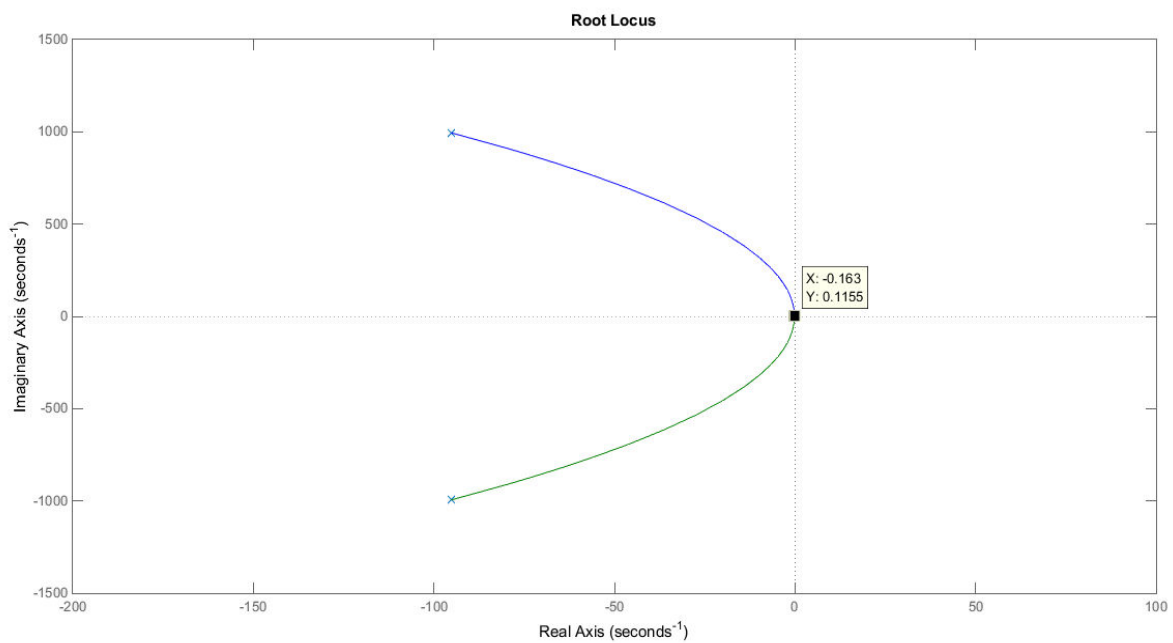


شکل ۴-۸ پاسخ پله سیستم پنل خورشیدی و اینورتر رابط، با عمل کنترل کننده تطبیقی مقاوم

با تقریب پاسخ پله خروجی میکرواینورتر به همراه کنترل کننده تطبیقی مقاوم مشخصه شکل ۴۲ استخراج می‌گردد. در این مشخصه مانند شکل ۴۱ زمان نشست برابر $0/4$ ثانیه و نسبت میرایی $0/095$ در نظر گرفته شد. با استخراج پاسخ پله سیستم کامل (میکرو اینورتر، پنل خورشیدی و کنترل کننده) تابع انتقال جدید سیستم و دیگر مشخصات گذرا استخراج می‌گردد.

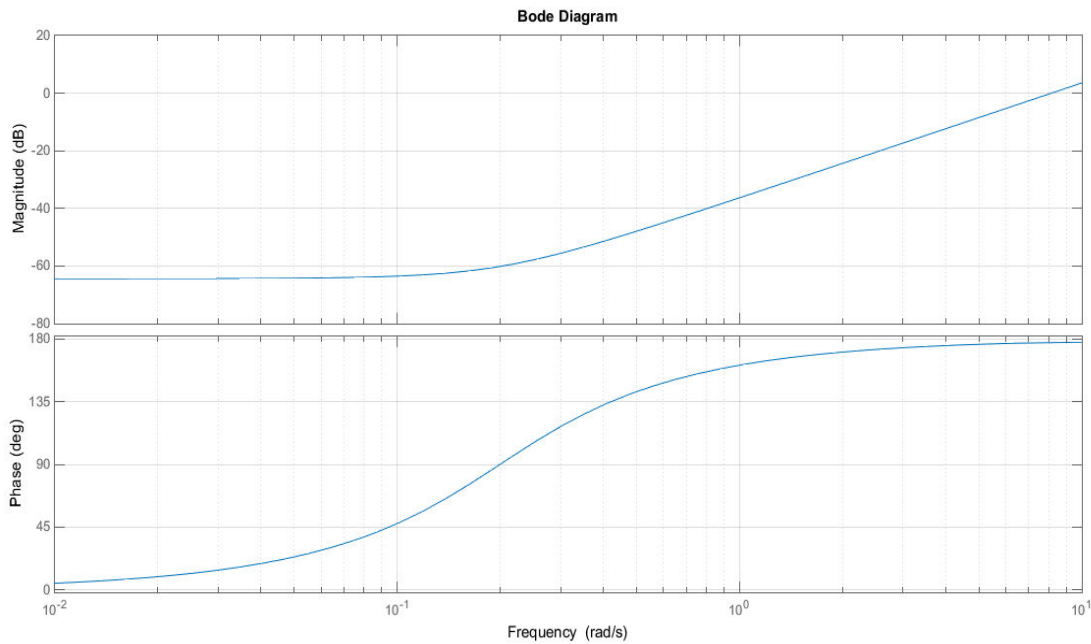


شکل ۹-۴ پاسخ پله خروجی میکرواینورتر با حضور کنترل کننده تطبیقی مقاوم



شکل ۱۰-۴ نمودار مکان هندسی ریشه‌های میکرواینورتر و پنل خورشیدی با حضور

کنترل کننده تطبیقی مقاوم جهت بهبود مشخصه THD



شکل ۴-۱۱ نمودار بُود میکرواینورتر و پنل خورشیدی در پاسخ به تابع THD خروجی

با حضور کنترل کننده تطبیقی مقاوم

شکل ۴۳ مکان هندسی سیستم میکرواینورتر و کنترلر آن را نشان می‌دهد. همانطور که دیده می‌شود صفرهای موجود در شکل ۳۶ به یک صفر و بر روی محور حقیقی قرار گرفت که پایداری را در لحظات اولیه عملکرد سیستم، تضمین می‌کند. شکل ۴۴ نمودار بُود را پس از اعمال کنترل کننده نشان می‌دهد. مطابق این تصویر دیده می‌شود که حاشیه فاز وضعیت بسیار بهتری به خود گرفته است. همانطور که در شکل ۴۴ مشاهده می‌گردد، در شرایط گذرای یعنی $\omega = 1$ نرخ فاز در اثر عملکرد کنترل کننده بر زاویه ۴۵ درجه قرار گرفته است. در این شرایط حاشیه فاز ۱۳۵ درجه می‌باشد. در صورتی که در مرحله قبل و در شرایط عدم حضور کنترل کننده، حاشیه فاز ۶۵ درجه بوده است. اعمال کنترل کننده تطبیقی مقاوم منجر به بهترین پاسخ برای سیستم پنل خورشیدی و میکرواینورتر رابط می‌گردد. در بخش بعد مقایسه‌ای بین عملکرد کنترل کننده تطبیقی و کنترل کننده تطبیقی مقاوم ارائه می‌گردد.

۴-۶ مقایسه عملکرد کنترل کننده تطبیقی و کنترل کننده تطبیقی مقاوم

همان که قبلا نیز اشاره گردید استفاده از کنترل کننده تطبیقی مقاوم به دو دلیل در سیستم معرفی شده این مطالعه اهمیت پیدا می کند.

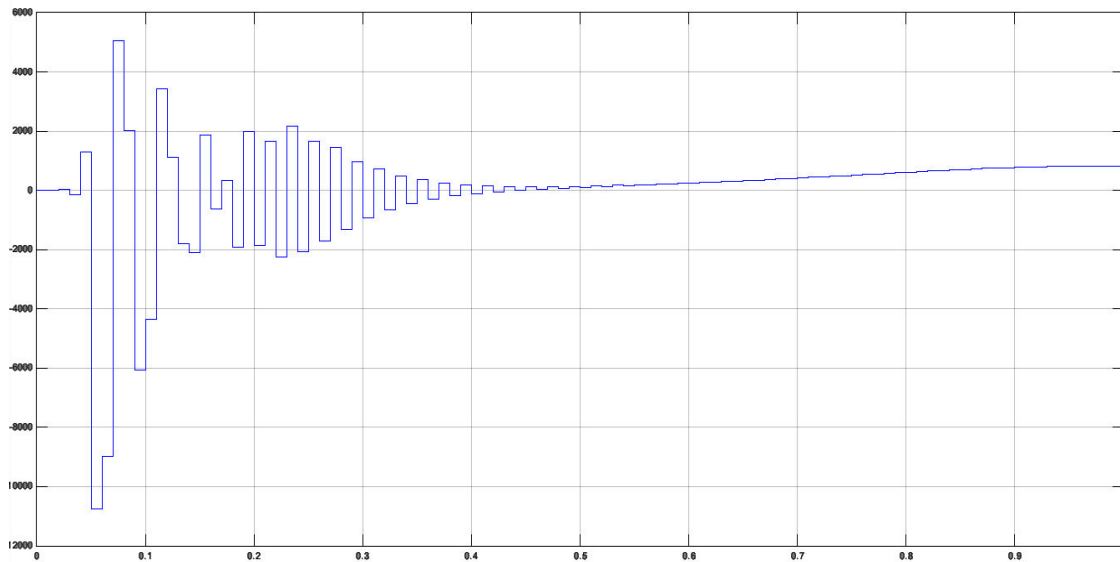
۱- اولین دلیل را می توان اثر دینامیکی یا گذرا سیستم دانست. با توجه به این موضوع که سیستم پنل خورشیدی و میکرواینورتر رابط، در ابتدای عملکرد خود دارای یک تنش بسیار زیادی در جریان و ولتاژ خروجی آن است که عامل تخریب شدید تابع THD است. لذا این جریان هجومی و دامنه ولتاژ ناشی از آن به شدت به بارهای حساس متصل به این منبع انرژی آسیب خواهد رساند و بر این اساس سیستم را نیازمند داشتن کنترل کننده تطبیقی به دلیل تغییر ماهیت بار و مقاوم می کند.

۲- دومین دلیل و مزیت استفاده از کنترل کننده تطبیقی مقاوم، اثر نویز و اغتشاش است. این کنترل کننده ها حساسیت کمتری نسبت به نویز و اغتشاش دارند. میکرواینورترها نیز با وجود عناصر کلیدزنی در آنها عامل و منبع اصلی انتشار نویز و اغتشاش می باشند.

۴-۶-۱ شرایط مقاوم کردن کنترل کننده

برای داشتن یک سیستم کنترلی تطبیقی و مقاوم مطمئن، پارامترهای کنترلی میبایست تحت محدوده ای خاص باشند. در این مطالعه با قراردادن فیلترهایی قبل از بلوک تخمین گر (جهت پیش-بینی پارامترهای کنترل کننده) با محدود کردن ورودی های این بلوک جهت مقاوم سازی عملکرد کنترل کننده اقدام شده است. مطابق شکل ۴۰ ورودی بلوک تخمین گر از دو بخش تشکیل شده است. ۱- فیدبکی که از خروجی کنترل کننده (تابع THD) اخذ می گردد و ۲- جمع سیگنال نویز تزریقی به سیستم و اغتشاش موجود در پنل خورشیدی و میکرواینورتر است. در حقیقت ورودی دوم بلوک تخمین گر را نمی توان محدود نمود و سیگنالی ثابت و تحمیلی به سیستم مورد مطالعه است. بنابراین برای مقاوم نمودن کنترل کننده تطبیقی متصل به پنل خورشیدی و میکرواینورتر رابط می بایست

محدوده‌ای برای سیگنال فیدبک تابع THD قرار داده شود. مطابق آنچه در شکل ۴۱ مشاهده گردید با قرار دادن این فیلتر تابع THD به وضعیت بسیار مطلوب‌تری رسیده است. شکل ۴۵ نمایی از همین خروجی با حذف بلوک فیلتر محدودساز پارمتر THD که عملاً وظیفه مقاوم‌سازی کنترل‌کننده را برعهده دارد، نشان می‌دهد. اوج مجدد تابع THD پس از ماکسیمم جهشی که در ابتدا داشته است نشان دهنده نبود اثر فیلتر محدودساز بر تابع THD و وجود احتمال ناپایداری کنترل‌کننده و سیستم متصل به آن در شرایطی که این تنش بیشتر از حد مجاز باشد.



شکل ۴-۱۲ پاسخ پله سیستم پنل خورشیدی و اینورتر رابط، با اعمال کنترل‌کننده تطبیقی

۷-۴ شبیه سازی بر روی سیستم واقعی

کلیه شبیه سازی ها بر روی سیستم واقعی با شرایط زیر صورت گرفته است

جدول ۲-۴ توان و ولتاژ پنل خورشیدی آزمون

PV panel maximum output power	300 W
DC input voltage	20-40 Vdc
AC output voltage	220 Vac

جدول ۳-۴ اطلاعات جزئی پنل خورشیدی آزمون

Transformer design	
L_m	49.8 μ H
L_{k1}	0.97 μ H
Primary	24 turns
Secondary	96 turns
Circuit design	
S_1	IXTQ96N20P (200 V / 96 A)
S_2 and S_3	IXFR15N80Q (800 V / 13 A)
D_1 and D_2	D05S120 (1200 V / 5 A)
DC input capacitor C_{in}	4700 μ F \times 3
Current transformer turn ratio n_{cs}	1:100
AC filter capacitor C_f	1 μ F
AC filter inductor L_f	10 mH

۵ فصل پنجم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات پایان‌نامه

۵-۱ نتیجه‌گیری

همانطور که قبلاً نیز ذکر شد، یکی از کاربری‌های مهم میکرواینورترهای تک‌فاز تبدیل سیگنال DC خروجی پنل‌های خورشیدی به سیگنال یا موج AC مصرف‌کنندگان شبکه می‌باشد. ساختار میکرواینورتری موجود در نیروگاه‌های خورشیدی به دلایل مزایای موجود رو به گسترش است. در این مطالعه براساس ضرورت و اهمیت موجود در بهبود مشخصه خروجی میکرواینورترها گامی در راستای بهره‌گیری بیشتر از منابع تجدیدپذیر برداشته شده است. بر این اساس اقدام به معرفی طرح پژوهشی بهبود کنترل میکرواینورتر تک‌فاز به جهت افزایش کارایی عملکرد نیروگاه‌های خورشیدی مبتنی بر سلول‌های فتوولتائیک شده است. طراحی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم با استفاده از روش خود تنظیم-گر غیرمستقیم (Indirect Adaptive Control (AIC) به جهت کنترل میکرواینورترهای تک‌فاز هدف این مطالعه واقع گردید. با توجه به اینکه کنترل‌کننده‌های مبتنی بر گردایان لزوماً پایداری حلقه بسته سیستم را تضمین نمی‌کنند، در این مطالعه مشاهده گردید، کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم راه حل مناسبی برای اخذ پاسخ گذرا در میکرواینورتر تک‌فاز می‌باشد. مطابق نتایج اخذ شده در فصل چهارم این مطالعه عملکرد مناسب میکرواینورتر در شرایط اولیه پاسخ پله نشان داده شده است. با توجه به اینکه در میکرواینورترها به دلیل وجود کلید الکترونیک قدرت در تنش‌های اولیه احتمال آسیب زیادی دارند. این کنترل‌کننده با تصحیح عملکرد میکرواینورتر در لحظات گذرا جایگزینی بسیار موفق عمل جهت بهبود پاسخ گذرا در میکرواینورترها می‌باشد.

۵-۲ پیشنهادات

همانطور که میدانیم کنترل‌کننده‌ای تطبیقی است که بتواند رفتارش را در پاسخ به دینامیک فرآیند و اغتشاش‌ها تغییر دهد و کنترل تطبیقی فرآیندی است که در آن کنترل‌کننده پارامترهای ساختمان فرآیند را در پروسه فعالیت سیستم تصحیح کرده و عملکرد کنترلی خود را بهبود می‌بخشد. سیستمی است که اطلاعات پیوسته‌ای در مورد وضعیت حالت‌های فعلی فرآیند و به منظور شناسایی

فرآیند، تولید کند، سپس عملکرد سیستم فعلی با وضعیت مطلوب یا بهینه مقایسه شده و بر اساس آن تصمیم‌گیری به منظور تطبیق سیستم صورت می‌گیرد. در نهایت به منظور رسیدن به وضعیت مطلوب، تصحیح مناسب در سیستم اعمال می‌شود. بنابراین سه عمل شناسایی، تصمیم‌گیری و تصحیح در یک سیستم تطبیقی وجود خواهد داشت. با توجه به قابلیت این کنترل‌کننده در این بخش پیشنهاد می‌گردد، مطالعه‌ای صورت پذیرد و در آن یک نیروگاه با چند پنل خورشیدی و میکرواینورتر مدل‌سازی گردد و پس از آن عملکرد کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم را در پاسخ به کل مجموعه نیروگاهی و در راستای بهبود اثر سایه، بررسی شود. لازم به ذکر است، در نیروگاه‌های خورشیدی مبتنی بر ماژول PV در اثر ایجاد سایه بر صفحات خورشیدی توان خروجی به شدت دستخوش تغییر (کاهش) قرار می‌گیرد. به عبارتی اثر سایه متغیر، شاخه و برگ درختان، پرندگان، آلودگی‌های محیطی بر توان خروجی پنل خورشیدی اغتشاش حساب می‌گردد و می‌توان مطالعه‌ای انجام داد و بررسی نمود کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم چگونه می‌تواند بر این اغتشاش فائق آید.

- [1] D. R. Ushakov, "Solving the Optimal Pulse Modulation Problem with THD Minimizing for Single-Phase Inverter", IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), pp. 441–444, Kiev, 21-24 April 2015.
- [2] T. H. Loba, D. H. Wood And E. P. Nowicki, "Improving Inverter Efficiency at Low Power by Reducing Switching Frequency", IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 859 – 863, Halifax, Canada, 3-6 May 2015.
- [3] J. Yuan, et-al, "An Immune-Algorithm-Based Dead Time Elimination PWM Control Strategy in a Single-Phase Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, No. 7, pp. 3964 - 3975, JULY 2015.
- [4] Z. Qin, P. Ch. Loh And F. Blaabjerg, "Modulation Schemes with Enhanced Switch Thermal Distribution for Single-Phase AC-DC-AC Reduced-Switch Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, Iss. 4, pp. 3302 – 3313, April 2016.
- [5] محمد هارون الرشید، "الکترونیک قدرت مدارها، عناصر و کاربردها،" ترجمه دکتر سیدابراهیم افجه ای، ویرایش دوم، چاپ هفتم، انتشارات نوپردازان، ۱۳۸۶.
- [6] H. S. PATEL, R. G. HOFT, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I-Harmonic Elimination", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-9, No. 3, pp. 310 – 317, May/June 1973.

- [7] S. Almér, S. Mariéthoz, And M. Morari, "Dynamic Phasor Model Predictive Control of Switched Mode Power Converters", IEEE Transactions on Control Systems Technology , Vol. 23, Iss. 1, pp. 349 – 356, Jan 2015.
- [8] P. N. Enjeti, Ph. D. Ziogas, "Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics: A Critical Evaluation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 2, pp. 302 – 316, Mar/Apr 1990.
- [9] S. Almér, "Model Predictive PWM of a Single Phase Inverter: A Nonlinear Transformation Approach", IEEE, pp. 4301 - 4306, Montreal, QC, 20-24 Sept 2015.
- [10] K. Zhou, D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis[three-phase inverters]," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 49, no. 1, pp. 186-196, 2002.
- [11] M. H. Ahmet, J. K. Russel, L. A. Thomas, "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 13, no. 4, pp. 674-689, 1998.
- [12] D. Zhao, V.S.S.P.K. Hari, G. Narayanan, R. Ayyanar, "Space-Vector-Based Hybrid Pulsewidth Modulation Techniques for Reduced Harmonic Distortion and Switching Loss," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 25, no. 3, pp. 760774, 2010.
- [13] G. Narayanan, V. T. Ranganathan, D. Zhao, H. K. Krishnamurthy, R. Ayyanar, "Space Vector Based Hybrid PWM Techniques for Reduced Current Ripple," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 55, no. 4, pp. 1614-1627, April 2008.

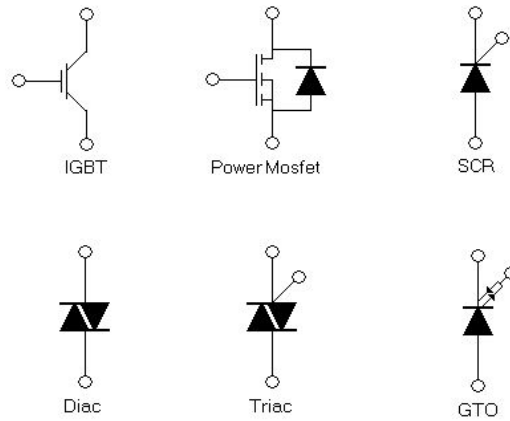
- [14] Chien-Ming Wang, Chang-Hua Lin, Hsin-Yi Lin, Shih-Yung Hsu, "Analysis, design and performance of a soft-switching single-phase inverter," IET Power Electron., Vol. 7, Iss. 9, pp. 2412–2423, 2014.
- [15] I. S. de Freitas, C. B. Jacobina, E. C. dos Santos, "Single-Phase to Single-Phase Full-Bridge Converter Operating With Reduced AC Power in the DC-Link Capacitor," IEEE Trans. on Power Electron., vol. 25, no. 2, pp. 272 – 279, 2010.
- [16] I. S. de Freitas, C. B. Jacobina, "DC-Link Single-Phase to Single-Phase Full-Bridge Converter Operating with Reduced AC Capacitor Voltage," in Proc. of APEC' 2007, pp. 1695 – 1700, 2007.
- [17] M. I. Jahmeerbacus, M. Sunassee, "Evaluation of Selective Harmonic Elimination and Sinusoidal PWM for Single-Phase DC to AC Inverters under Dead-Time Distortion", IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 465-470, Istanbul, 1-4 June 2014.
- [18] X. Mao, R. Ayyanar And H. K. Krishnamurthy, "Optimal Variable Switching Frequency Scheme for Reducing Switching Loss in Single-Phase Inverters Based on Time-Domain Ripple Analysis", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 4, pp. 991 – 1001, Apr 2009.
- [19] D. Czarkowski, et-al, "Solving the Optimal PWM Problem for Single-Phase Inverters", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 49, No. 4, pp. 465 - 475 APRIL, Apr 2002.
- [20] K. Morita, et-al, "Design Procedure of Single Phase PWM DC-AC Inverter by Divided Optimization Algorithm", IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 569 – 574, Kitakyushu,

22-25 April 2013.

- [21] D. Amorndechaphon, S. Premrudeepreechacharn And K. Higuchi, "An Improved Soft-Switching Single-Phase Inverter for Small Grid-Connected PV-System", IEEE 34th Annual Conference of Industrial Electronics, Orlando, FL, pp. 2125 – 2130, 10-13 Nov 2008.
- [22] D. Cao, et-al, "Low Cost Single-Phase Semi-Z-source Inverter", Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 429 – 436, Fort Worth, TX, 6-11 March 2011.
- [23] AliK. Kaviani, Behrooz Mirafzal, "A Switching Pattern for Single-Phase Single-Stage Current Source Boost Inverter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 3, pp. 978-1-4577-1216, 2012.
- [24] H. Lou, et-al, "Fundamental modulation strategy with selective harmonic elimination for multilevel inverters", IET Power Electronics, Vol.7, Iss.8, pp. 2173 – 2181, August 2014.
- [25] Yu-Kun Chen, Tsorng-Juu Liang, and Wei-Chia Wu, "Design and Implementation of a Photovoltaic GridConnected Micro-Inverter with Power Factor Correction Technology", 9th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia, 63 Convention Center, Seoul, Kore, June, 2015.

پیوست‌ها

پیوست آ: انواع کلیدهای قدرت



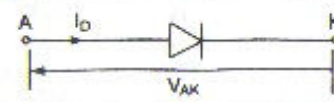
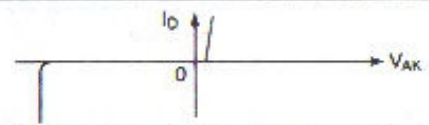
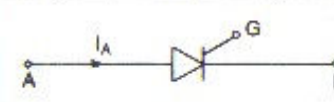
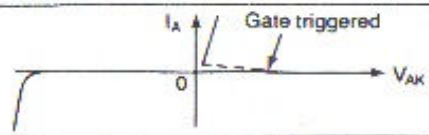
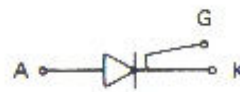
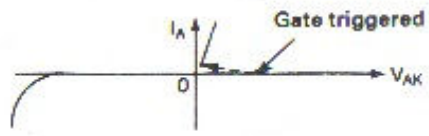
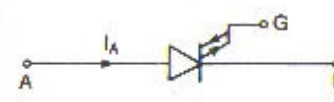
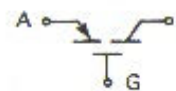
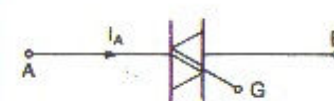
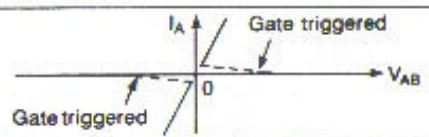
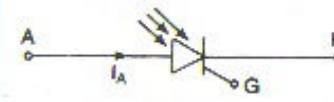
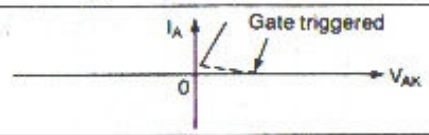
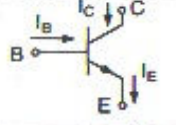
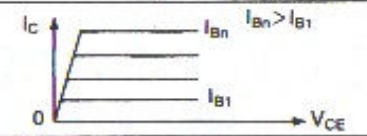
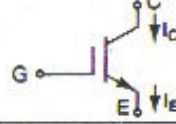
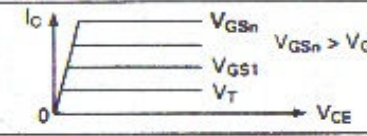
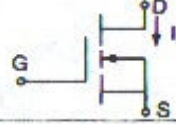
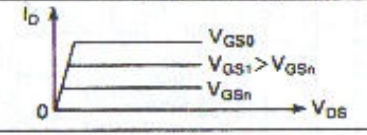
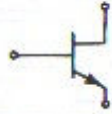
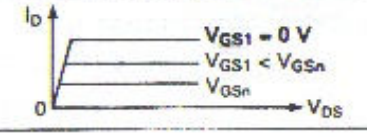
شکل آ-۴۵ انواع کلیدهای قدرت در مبدل‌های الکترونیک قدرت

روش‌های روشن شدن تریستور:

۱. جریان گیت
۲. گرم شدن
۳. زیاد $\frac{dv}{dt}$
۴. تابش نور به گیت

جدول آ-۴ مشخصات انواع کلیدهای قدرت

جدول ۳-۱ مشخصه‌ها و نشانه‌های بعضی از عناصر قدرت

Devices	Symbols	Characteristics
Diode		
Thyristor		
SITH		
GTO		
MCT		
TRIAC		
LASCR		
NPN BJT		
IGBT		
N-Channel MOSFET		
SIT		

پیوست ب: ناحیه کارکرد مبدل‌های یکسوساز

شکل‌های ۲۶، ۲۷ و ۲۸ منطقه کاری، محدوده‌ی ولتاژ و جریان خروجی مبدل‌ها را به جهت تامین بار

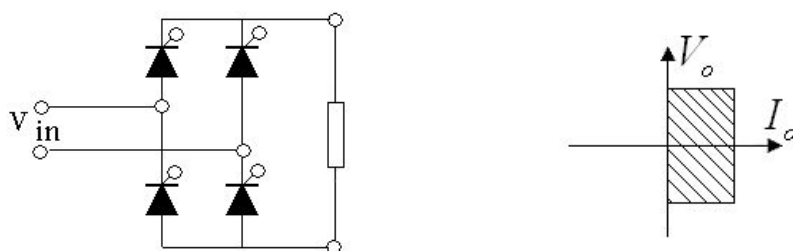
در نواحی مختلف نمایش می‌دهند.

• مدار یک ربعی



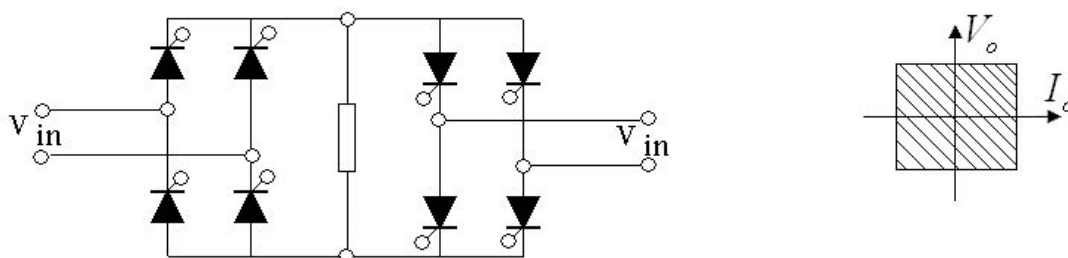
شکل ب-۴۶ مبدل یک ربعی

• مدار دو ربعی



شکل ب-۴۷ مبدل دو ربعی

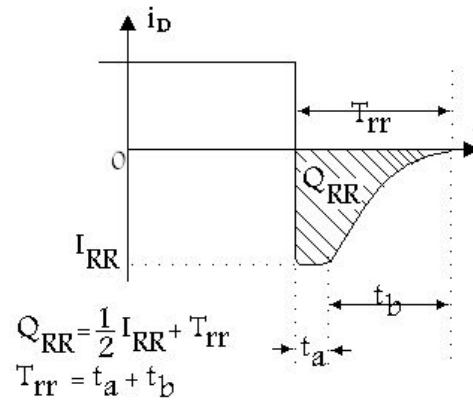
• مدار چهار ربعی



شکل ب-۴۸ مبدل چهار ربعی

پیوست پ: مشخصه بازیافت معکوس (Reverse Recovery)

تعیین کننده سرعت و فرکانس کاری دیود است .

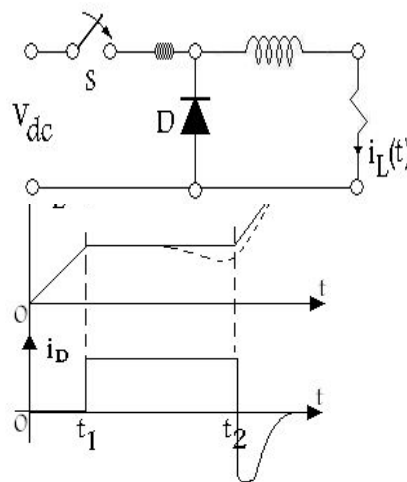


شکل پ-۴۹ مشخصه بازیافت معکوس

که در آن t_a زمان تخلیه پیوند و t_b زمان تخلیه بدنه پیوند خوانده می شود.

اثر Q_{RR} :

در تحلیل مدار زیر خواهیم داشت .



شکل پ-۵۰ مدار سلف دیودی در تحلیل اثر Qrr

افزایش بیش از اندازه جریان در لحظات بزرگتر از t_2 باعث صدمه خوردن سوئیچ های مدار می شود .

در اینجا می توان ادعا کرد چنانچه دانشی از مشخصات بازیافت معکوس نداشته باشیم، علت سوختن سریع

سوئیچ ها مشخص نخواهد شد. بنابراین برای کار با قطعات الکترونیک قدرت نیاز به دانشی وسیع و دقیق

درباره آنها داریم.

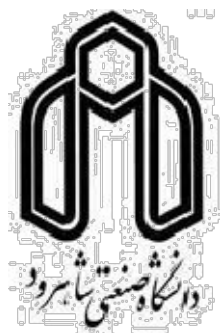
پیوست ت: روابط مورد نیاز

$$\begin{aligned}
 I_{dc} &= \frac{1}{T} \int_0^T I_o . dt & \Rightarrow P_{dc} &= V_{dc} . I_{dc} & I_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_o^2 . dt} & \Rightarrow P_{ac} &= V_{rms} . I_{rms} \\
 V_{dc} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_o . dt & & & V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_o^2 . dt} & & \\
 F.F &= \frac{V_{rms}}{V_{dc}} & R.F &= \frac{V_{ac}}{V_{dc}} = \sqrt{F.F^2 - 1} & V_{ac} &= \sqrt{V_{rms}^2 - V_{dc}^2} & TUF &= \frac{P_{dc}}{V_S . I_S} \\
 DF &= \cos\phi & H.F &= \sqrt{\left(\frac{I_S}{I_{S1}}\right)^2 - 1} & P.F &= \frac{V_S . I_{S1}}{V_S . I_S} . \cos\phi = \frac{I_{S1}}{I_S} . \cos\phi & & \\
 C.F &= \frac{I_{S1}(Peak)}{I_S} & & & & & &
 \end{aligned}$$

Abstract

The use of renewable resources has been significantly developed over the last decades. In addition to reducing the environmental pollution by these types of resources, the structure of their connection to the network causes to reduce in the network power losses and also the energy waste. In the recent years, solar power plants based on photovoltaic module have become more capable of generating the human requirement energies, because of the simplicity in installing of the power plants structures. In this study, in order to increase the efficiency of these types of power plants, a stable adaptive controller has been designed for solar power plants with micro-inverter structure. The suggested controller maintains the THD rate of the micro-inverter output constant by matching its parameters. It should be noticed that, in order to display the performance of the micro-inverter and suggested controller, the modeling of both inverter and stable adaptive controller was performed by using MATLAB simulator. At the end, it is shown that by adjusting the adaptive controller and ensuring the stability of the whole system, the performance of this controller, is very good in pursuit of the desired THD rate of the micro-inverter output.

Keywords: Micro-inverter, Solar Power Plants, Robust adaptive control, Renewable Energy.



Faculty of Electrical Engineering and Robotic

M.Sc. Thesis in Control Engineering

Robust adaptive controller design for micro-inverter converter
in photovoltaic systems

By:Omid Gholami

Supervisor:

Dr. Hossein GholiZade Narm

September 2017