

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل تناسبی - رزونانسی فازی بهینه اینورتر تک فاز متصل به شبکه  
برای کاربردهای فتوولتائیک

محمد حاجی عرب

استاد راهنما:

دکتر حسین قلی زاده نرم

شهریور ۱۳۹۴

تقدیم به:

پروردگارا:

نه می‌توانم موهایشان را که در راه عزت من سفید شد، سیاه کنم و نه برای دستهای  
پینه‌بسته‌شان که ثمره تلاش برای افتخار من است، مرهمی دارم . پس توفیقم ده که  
هر لحظه شکرگزارشان باشم و ثانیه‌های عمرم را در عصای دست بودنشان بگذرانم.

تقدیم به پدر و مادرم

که از نگاهشان صلابت

از رفتارشان محبت

و از صبرشان ایستادگی را آموختم...

## تقدیر و تشکر:

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؛

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 پایان نامه را بر عهده گرفتند، کمال تشکر و قدردانی را دارم و از خدای منان برایشان سلامتی و طول عمر با عزت را خواهانم.

## تعهد نامه

اینجانب محمد حاجی عرب دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق دانشکده برق و رباتیک دانشگاه شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل تناسبی - رزونانسی فازی بهینه اینورتر تک فاز متصل به شبکه برای کاربردهای فتوولتائیک تحت راهنمایی دکتر حسین قلی زاده نرم متعهد می شوم.

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

### تاریخ

### امضای دانشجو

### مالکیت نتایج و حق نشر

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

## چکیده پایان نامه:

هدف از این پایان نامه توسعه اینورتر قابل اتصال به شبکه برای کاربرد فتوولتائیک در اتصال منابع تجدید پذیر به شبکه و نیز بررسی و طراحی قسمت کنترل کننده می باشد.

بخش قدرت اینورتر دارای ساختار تمام پل با قدرت ۱۲۰۰ وات می باشد. بخش کنترل دارای یک کنترل کننده جریان برای تعیین میزان توان اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه است. کنترل جریان برای تنظیم توان اکتیو و راکتیو استفاده شده و روش کنترل تناسبی - رزونانسی (PR) به منظور کنترل جریان بکار گرفته شده است. و برای طراحی بخش کنترل کننده و تعیین ضرایب، از کنترل فازی بهینه شده با الگوریتم انبوه ذرات و نیز از الگوریتم ژنتیک بهره برده شده است. همچنین از یک فیلتر LCL، برای محدودیت هارمونیکی جریان تزریقی به شبکه، استفاده شده است.

همچنین طراحی و شبیه سازی بخش های قدرت و کنترل با ارزیابی شرط پایداری حلقه کنترلی با کمک از نرم افزار MATLAB/SIMULINK انجام شده است.

کلید واژگان: اینورتر، اتصال به شبکه، کنترل کننده تناسبی - رزونانسی، کنترل فازی، الگوریتم -

بهینه سازی انبوه ذرات، الگوریتم بهینه سازی ژنتیک

## لیست مقالات استخراج شده:

[۱] م.حاجی عرب، ح.قلی زاده نرم " کنترل تناسبی-رزونانسی فازی بهینه اینورتر تک فاز متصل به شبکه برای کاربرد های فتوولتائیک" پانزدهمین کنفرانس سیستم های فازی و سیزدهمین کنفرانس سیستم های هوشمند شهریور ۱۳۹۴ دانشگاه زاهدان

## فهرست مطالب

فصل ۱ : مقدمه	۱
۱-۱- اهمیت انرژی خورشیدی	۲
۲-۱- ویژگی‌های مبدل مناسب برای کاربرد انرژی خورشیدی	۲
۳-۱- انواع مختلف اینورترهای خورشیدی	۳
۱-۳-۱- اینورترهای جدا از شبکه سراسری	۳
۲-۳-۱- اینورترهای متصل به شبکه سراسری	۴
۴-۱- ساختار پایان‌نامه	۶
فصل ۲ : بررسی اینورترهای فتوولتائیک	۹
۱-۲- جایگاه ترانسفورماتور در اینورترهای فتوولتائیک و ملزومات حذف آن	۱۰
۲-۲- مروری بر ساختارهای قابل قبول اینورتر فتوولتائیک	۱۱
۱-۲-۲- ساختار تمام پل	۱۱
۲-۲-۲- ساختار H5	۱۸
۳-۲-۲- ساختار Z-Source	۲۰
۴-۲-۲- ساختار سه سطحی NPC	۲۱
۳-۲- انتخاب اینورتر	۲۲
۴-۲- زمینه کاربرد اینورتر در منابع انرژی‌های تجدیدپذیر	۲۳
۵-۲- اینورتر متصل به شبکه	۲۴
۱-۵-۲- نحوه عملکرد اینورتر	۲۵



۲۷	۲-۵-۲- نحوه اتصال به شبکه
۲۹	۲-۶- کاربرد اینورتر در سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه
۲۹	۲-۶-۱- روش‌های اتصال سیستم فتوولتائیک به شبکه
۳۱	۲-۷- الزامات و چالش‌های اتصال به شبکه:
۳۱	۲-۷-۱- پارامترهای کارایی
۳۲	۲-۷-۲- چالش‌های موجود در اینورتر متصل به شبکه
۳۵	۲-۷-۳- استانداردها
۳۷	<b>فصل ۳: روش‌شناسی کنترل‌کننده و پیشینه تحقیق</b>
۳۷	۳-۱- اهمیت طراحی کنترل‌کننده:
۳۸	۳-۲- فیلتر خروجی
۴۱	۳-۳- میرا نمودن پدیده تشدید
۴۲	۳-۴- مدل‌سازی سیستم
۴۳	۳-۴-۱- مدل PWM
۴۵	۳-۴-۲- مدل فیلتر
۴۶	۳-۵- بررسی روش‌های مختلف کنترل جریان
۴۷	۳-۵-۱- کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی
۵۰	۳-۵-۲- کنترل‌کننده PR :
۵۵	۳-۵-۳- کنترل پیش‌بین
۵۶	۳-۵-۴- کنترل‌کننده هیستریزیس

۵۷ ..... ۳-۵-۵- کنترل بهینه

۵۷ ..... ۳-۵-۶- کنترل حالت لغزشی

۵۸ ..... ۳-۵-۷- سیستم‌های کنترل هوشمند

۵۸ ..... ۳-۵-۸- کنترل هوشمند فازی

۵۹ ..... ۳-۵-۹- الگوریتم بهینه‌سازی

۶۴ ..... ۳-۶- قفل فاز PLL

#### فصل ۴: طراحی کنترل کننده ..... ۶۷

۶۷ ..... ۴-۱- کلیات طرح

۶۸ ..... ۴-۲- روش سوئیچینگ

۶۹ ..... ۴-۳- تعیین مقدار خازن باس DC

۷۰ ..... ۴-۴- طراحی فیلتر:

۷۲ ..... ۴-۴-۱- طراحی سلف سمت اینورتر

۷۳ ..... ۴-۴-۲- طراحی خازن فیلتر

۷۳ ..... ۴-۴-۳- طراحی سلف سمت شبکه

۷۷ ..... ۴-۵- طراحی کنترل کننده جریان

۷۷ ..... ۴-۵-۱- تعیین پارامترهای کنترل کننده جریان

۸۱ ..... ۴-۶- پایداری سیستم:

#### فصل ۵: شبیه‌سازی کنترل کننده ..... ۸۵

۸۶ ..... ۵-۱- شبیه‌سازی در Simulink

۲-۵- پارامترهای شبیه‌سازی ..... ۸۸

۱-۲-۵- نتایج شبیه‌سازی با روش فازی و با کمک الگوریتم بهینه‌سازی PSO ..... ۸۹

۲-۲-۵- نتایج شبیه‌سازی با استفاده از الگوریتم GA ..... ۹۵

۳-۵- نتیجه‌گیری حاصل از شبیه‌سازی ..... ۱۰۳

**فصل ۶: نتیجه‌گیری و پیشنهادات ..... ۱۰۵**

۱-۶- نتیجه‌گیری ..... ۱۰۶

۲-۶- پیشنهادات ..... ۱۰۷

## فهرست شکل ها:

- شکل ۱-۱: نمایش نمونه‌هایی از پیکربندی سیستم متصل به شبکه در منابع انرژی تجدید پذیر..... ۵
- شکل ۱-۲ اینورتر تمام پل FB ..... ۱۲
- شکل ۲-۲ مدولاسیون دوجهته برای ساختار FB ..... ۱۲
- شکل ۳-۲ مدار اینورتر FB با مدولاسیون دوجهته..... ۱۳
- شکل ۴-۲: ولتاژ خروجی اینورتر FB پس از عبور فیلتر با مدولاسیون دوجهته..... ۱۴
- شکل ۵-۲: حالت‌های سوئیچینگ FB با مدولاسیون یک جهته..... ۱۶
- شکل ۶-۲ شبیه‌سازی مدولاسیون تک جهته..... ۱۷
- شکل ۷-۲ حالت‌های سوئیچینگ FB با مدولاسیون ترکیبی..... ۱۸
- شکل ۸-۲ حالت‌های سوئیچینگ H5..... ۱۹
- شکل ۹-۲ ساختار اینورتر Z-Source ..... ۲۰
- شکل ۱۰-۲ ساختار اینورتر NPC ..... ۲۲
- شکل ۱-۴ نمایش نحوه بازخورد جریان و تأثیر آن در معادله مشخصه حالت..... ۴۱
- شکل ۲-۴ افزایش ضریب میرایی سیستم با استفاده از مقاومت..... ۴۲
- شکل ۳-۴ ایجاد میرایی سیستم با افزودن صفر و قطب..... ۴۲
- شکل ۴-۴ نمایش اصول اولیه PWM ..... ۴۴
- شکل ۵-۴ فیلتر LCL و عوامل تأثیرگذار در جریان خروجی..... ۴۵
- شکل ۶-۴ نمایش حلقه کنترل جریان در اینورتر متصل به شبکه..... ۴۶
- شکل ۷-۴ بلوک دیاگرام کنترل کننده جریان مرجع..... ۴۷
- شکل ۸-۴ انواع مختلف کنترل جریان اینورتر..... ۴۷
- شکل ۹-۴ دنبال کردن موج مرجع سینوسی توسط کنترل کننده تناسبی انتگرالی..... ۴۹
- شکل ۱۰-۴ پاسخ فرکانسی کنترل کننده رزونانسی..... ۵۱

- شکل ۴-۱۱ مدل ساده شده حلقه کنترل جریان ..... ۵۱
- شکل ۴-۱۲ کنترل جریان و جبران هارمونیک‌های مرتبه پایین توسط کنترل کننده PR ..... ۵۳
- شکل ۴-۱۳ پاسخ فرکانسی PR با جبران ساز هارمونیکی ..... ۵۴
- شکل ۴-۱۴ استفاده از اپراتور دلتا و نمایش اثر آن در دقت پاسخ فرکانسی ..... ۵۴
- شکل ۴-۱۵ شکل موج جریان کنترل شونده با کنترل کننده Dead beat ..... ۵۵
- شکل ۴-۱۶ نمایش عملکرد کنترل جریان هیستریزیس ..... ۵۷
- شکل ۴-۱۷ شمای کلی تعیین ضرایب کنترل کننده با استفاده از روش فازی ..... ۵۹
- شکل ۴-۱۸ فرآیند یا تابعی که بهینه‌سازی می‌شود ..... ۶۰
- شکل ۴-۱۹ بلوک دیاگرام حلقه کنترل جریان ..... ۶۰
- شکل ۴-۲۰ خلاصه مراحل اجرای الگوریتم ژنتیک استاندارد ..... ۶۲
- شکل ۴-۲۱ خلاصه مراحل اجرای الگوریتم PSO ..... ۶۴
- شکل ۴-۲۲ بلوک دیاگرام PLL ..... ۶۵
- شکل ۵-۱ شمای کلی اینورتر متصل به شبکه ..... ۶۸
- شکل ۵-۲ بخش کنترل تکفاز اینورتر متصل به شبکه ..... ۶۸
- شکل ۵-۳ مدار معادل فیلتر در فرکانس پایین و بالا ..... ۷۰
- شکل ۵-۴ ضرایب هارمونیکی SPWM و Unipolar ..... ۷۲
- شکل ۵-۵ تغییرات امپدانس در طول ۱۰ ساعت ..... ۷۴
- شکل ۵-۶ نمودار تغییرات امپدانس در طول ۱۰ ساعت ..... ۷۴
- شکل ۵-۷ پاسخ فرکانسی فیلتر ..... ۷۶
- شکل ۵-۸ میزان اعوجاج ولتاژ در یک شبکه واقعی در زمان‌های مختلف ..... ۷۷
- شکل ۵-۹ تأثیر تغییرات  $K_f$  بر نمودار اندازه و فاز تابع تبدیل کنترل کننده ..... ۷۸
- شکل ۵-۱۰ تأثیر تغییرات  $K_f$  بر مقدار اندازه و فاز تابع تبدیل کنترل کننده ..... ۷۹

- شکل ۵-۱۱ نمودار بدست آمده برای مراکز فازی بهینه‌شده توسط PSO ..... ۸۱
- شکل ۵-۱۲ نمودار بود سیستم کنترلی در حالت حلقه باز و با کمک از الگوریتم ژنتیک ..... ۸۲
- شکل ۵-۱۳ نمودار بود سیستم کنترلی در حالت حلقه باز و با کمک از روش Fuzzy PSO ..... ۸۳
- شکل ۶-۱ مدار قدرت و سیستم کنترل ..... ۸۶
- شکل ۶-۲ شبیه‌سازی کنترل‌کننده PR و  $K_i$  و  $K_p$  بدست آمده از الگوریتم ژنتیک ..... ۸۷
- شکل ۶-۳ شبیه‌سازی SPWM برای تولید پالس سوئیچ‌ها ..... ۸۸
- شکل ۶-۴ شکل موج ولتاژ شبکه ..... ۸۹
- شکل ۶-۵ شکل موج جریان مرجع ..... ۸۹
- شکل ۶-۶ کنترل فازی به همراه الگوریتم PSO برای تعیین ضرایب کنترل‌کننده PR ..... ۹۰
- شکل ۶-۷ شکل موج جریان و ولتاژ در حالت توان اکتیو تزریقی به شبکه در حالت دائمی ..... ۹۰
- شکل ۶-۸ شکل موج خطای جریان ورودی کنترل جریان ..... ۹۱
- شکل ۶-۹ شکل موج جریان راه‌اندازی در حالت تزریق توان اکتیو ..... ۹۱
- شکل ۶-۱۰ شکل موج جریان مرجع به همراه شکل موج جریان تزریقی به شبکه ..... ۹۲
- شکل ۶-۱۱ شکل موج جریان شبکه در حالت دائمی و تزریق توان راکتیو ..... ۹۲
- شکل ۶-۱۲ شکل موج جریان لحظه راه‌اندازی در حالت تزریق توان راکتیو به شبکه ..... ۹۳
- شکل ۶-۱۳ شکل موج جریان شبکه و ولتاژ شبکه در حالت تزریق توان راکتیو ..... ۹۳
- شکل ۶-۱۴ نمودار تابع هزینه با استفاده از روش Fuzzy PSO ..... ۹۴
- شکل ۶-۱۵ نمودار پارامترهای انتخابی با روش فازی و الگوریتم PSO ..... ۹۵
- شکل ۶-۱۶ نمودار تابع هزینه با استفاده از الگوریتم GA ..... ۹۶
- شکل ۶-۱۷ شکل موج جریان در حالت توان اکتیو تزریقی به شبکه در حالت دائمی ..... ۹۶
- شکل ۶-۱۸ شکل موج جریان لحظه راه‌اندازی در حالت تزریق توان اکتیو ..... ۹۷
- شکل ۶-۱۹ شکل موج جریان مرجع و جریان شبکه ..... ۹۷

- شکل ۶-۲۰ شکل موج خطای جریان ورودی کنترل کننده جریان در حالت توان اکتیو..... ۹۸
- شکل ۶-۲۱ شکل موج توان اکتیو تزریقی به شبکه..... ۹۸
- شکل ۶-۲۲ شکل موج توان راکتیو تزریقی به شبکه..... ۹۹
- شکل ۶-۲۳ شکل موج جریان در حالت توان راکتیو تزریقی به شبکه در حالت دائمی ..... ۱۰۰
- شکل ۶-۲۴ شکل موج جریان لحظه راه اندازی در حالت تزریق توان راکتیو..... ۱۰۰
- شکل ۶-۲۵ شکل موج ولتاژ شبکه و جریان شبکه در حالت تزریق توان راکتیو ..... ۱۰۱
- شکل ۶-۲۶ شکل موج خطای جریان ورودی کنترل کننده جریان در حالت توان راکتیو ..... ۱۰۱
- شکل ۶-۲۷ شکل موج توان راکتیو تزریقی به شبکه..... ۱۰۲
- شکل ۶-۲۸ شکل موج توان اکتیو تزریقی به شبکه..... ۱۰۲

## فهرست جدول‌ها:

- جدول ۱-۲: زمان قطع برای سطوح مختلف جریان نشتی بر اساس استاندارد ..... ۱۱
- جدول ۲-۲: میزان هارمونیک جریان استانداردهای IEC 61727 و IEE 1547 ..... ۳۵
- جدول ۳-۲: مقایسه محدودیت فرکانسی در استانداردهای مختلف ..... ۳۵
- جدول ۴-۲: مقایسه محدودیت تزریق جریان DC در استانداردهای مختلف ..... ۳۵
- جدول ۱-۴: حد مجاز اعوجاج در مبدل‌های متصل به شبکه ..... ۷۱
- جدول ۲-۴: نمایش مؤلفه‌های هارمونیکی ولتاژ برحسب مدولاسیون دامنه و فرکانس ..... ۷۵
- جدول ۳-۴: پارامترهای انتخابی الگوریتم ژنتیک و مقادیر بدست آمده برای کنترل کننده PR ..... ۸۰
- جدول ۴-۴: مراکز فازی پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  بدست آمده از Fuzzy PSO ..... ۸۰
- جدول ۱-۵: شبیه‌سازی کنترل کننده PR و پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  بدست آمده از Fuzzy PSO ..... ۸۷
- جدول ۲-۵: پارامترهای شبیه‌سازی ..... ۸۸







---

فصل ۱ :

مقدمه

---

## ۱-۱- اهمیت انرژی خورشیدی

خورشید منبع عظیم انرژی بلکه سرآغاز حیات و منشأ تمام انرژی‌های دیگر است. در حدود ۶۰۰۰ میلیون سال از تولید این گوی آتشین می‌گذرد و در هر ثانیه ۴/۲ میلیون تن از جرم خورشید به انرژی تبدیل می‌شود. با توجه به وزن خورشید که حدود ۳۳۳ هزار برابر وزن زمین است. این کره نورانی را می‌توان به‌عنوان منبع عظیم انرژی تا ۵ میلیارد سال آینده به‌حساب آورد [۱].

امروزه سلول‌های خورشیدی عموماً از ماده سیلیسیم تهیه می‌شود و سیلیسیم موردنیاز از شن و ماسه تهیه می‌شود که در مناطق کویری کشور، به فراوانی یافت می‌گردد. بنابراین از نظر تأمین ماده اولیه این سلول‌ها هیچ‌گونه کمبودی در ایران وجود ندارد. تجدید پذیری، در دسترس بودن و سهولت نصب و استفاده از سیستم‌های انرژی خورشیدی می‌تواند این منبع عظیم را به جایگزینی مناسب برای انرژی‌های فسیلی تبدیل کند.

## ۱-۲- ویژگی‌های مبدل مناسب برای کاربرد انرژی خورشیدی

سلول‌های خورشیدی تنها می‌توانند برق DC تولید کنند و ولتاژ خروجی آن‌ها معمولاً کم است. بنابراین با توجه به اینکه بسیاری از مصرف‌کننده‌ها برای کار با برق AC طراحی شده‌اند به‌منظور استفاده از برق تولیدشده از انرژی خورشیدی به مبدل DC به AC نیازمندیم. از طرفی با توجه به کم بودن ولتاژ خروجی سلول‌های خورشیدی، افزایش سطح ولتاژ ضروری است. برای این منظور، راه‌حل‌های متفاوتی به کار گرفته می‌شود. گاهی اوقات با استفاده از یک مبدل افزایش‌دهنده ولتاژ DC ورودی اینورتر را افزایش می‌دهند.

راه‌حل دیگر استفاده از ترانسفورماتور برای افزایش سطح ولتاژ است. راه‌حل سوم استفاده از اینورتر منبع امپدانس<sup>۱</sup> است که قابلیت افزایش سطح ولتاژ را دارد.

---

<sup>۱</sup> Z-Source

استفاده از ترانسفورماتور اگرچه علاوه بر افزایش سطح ولتاژ ایزولاسیون ورودی و خروجی را فراهم می‌کند، معایبی هم دارد. ترانسفورماتورها باعث کاهش بازده و افزایش وزن و حجم اینورتر می‌شوند.

تولید برق از انرژی خورشیدی گران و پرهزینه است. بر اساس [۲] برای نصب هر وات ظرفیت در کاربرد خانگی، به‌طور متوسط باید ۸ تا ۱۰ دلار هزینه کرد. بنابراین بازده تجهیزات مورد استفاده برای تولید، انتقال و مصرف انرژی خورشیدی، از جمله اینورتر اهمیت زیادی دارد.

در صورت استفاده از ترانسفورماتور در خروجی اینورتر باید آن را برای فرکانس برق شهر یعنی ۵۰-۶۰ هرتز طراحی کرد که موجب ایجاد تلفات زیاد می‌شود و حجم و وزن دستگاه را افزایش می‌دهد.

از طرفی عدم استفاده از ترانسفورماتور موجب جاری شدن جریان نشتی بین پنل‌های خورشیدی و زمین می‌شود که علاوه بر خطر جانی برای افراد، عمر بعضی از انواع سلول‌های خورشیدی را نیز کاهش می‌دهد [۳].

در سال‌های اخیر ساختارهایی به‌عنوان اینورتر بدون ترانسفورماتور معرفی شده‌اند که موجب دستیابی به بازده بیشتر، قیمت و وزن کمتر می‌شوند.

### ۱-۳- انواع مختلف اینورترهای خورشیدی

اینورترهای خورشیدی در نوع متصل به شبکه سراسری و جدا از شبکه سراسری موجود هستند.

### ۱-۳-۱- اینورترهای جدا از شبکه سراسری

در این مدل از اینورترها با استفاده از یک دنبال کننده ماکزیمم توان خروجی (MPPT<sup>۱</sup>)،

---

<sup>۱</sup> Maximum Power Point Tracker (MPPT)

خروجی سلول‌های خورشیدی بانک باتری را شارژ می‌نماید و بدینوسیله باتری‌ها به‌عنوان یک منبع ولتاژ ثابت امکان استفاده از یک اینورتر منبع ولتاژی با خروجی ولتاژ دلخواه را فراهم می‌آورند. چنانچه ولتاژ باتری با سطح ولتاژ خروجی مطلوب فاصله داشته باشد، استفاده از مبدل‌های افزایشی معمولی در طبقه ورودی برای دستیابی به بهره ولتاژ موردنظر امکان‌پذیر نبوده و برای افزایش سطح ولتاژ باید از یک ترانسفورماتور افزایشی استفاده کنیم. در مدل‌های جدیدتر این اینورترها، ترانسفورماتور افزایشی در طبقه ورودی و به‌صورت یک ترانسفورماتور فرکانس زیاد استفاده می‌شود تا تلفات آن کاهش یافته و وزن مجموعه اینورتر و مبدل افزایشی کاهش پیدا کند. نمونه‌هایی از این اینورترها در [۴] در دسترس هستند.

### ۱-۳-۲- اینورترهای متصل به شبکه سراسری

در نیروگاه‌های خورشیدی که به شبکه سراسری برق متصل هستند معمولاً چندین پنل خورشیدی با یکدیگر سری شده و توان خروجی آن‌ها به‌وسیله یک اینورتر به شبکه تزریق می‌شود. برای استفاده بهینه از ظرفیت نصب‌شده، بهره‌برداری از سیستم‌های متصل به شبکه معمولاً با استفاده از روش MPPT صورت می‌گیرد. به دلیل ماهیت توان خروجی سلول‌های خورشیدی، کنترل این اینورترها به‌صورت منبع جریانی بوده و برای دستیابی به بازده بیشتر، در مدل‌های جدیدتر این‌گونه اینورترها معمولاً از ترانسفورماتور استفاده نمی‌شود. نمونه‌هایی از این اینورترها در [۵] در دسترس هستند.

منابع تجدید پذیری هم چون انرژی باد و خورشید دارای طبیعتی نوسانی بوده و نیاز به سیستم‌های کنترلی مناسب به‌منظور استحصال توان بهینه و همچنین تزریق توان الکتریکی مطابق با استانداردهای لازم و پارامترهای کیفیت توان دارد. با توجه به شیوع روزافزون استفاده از منابع تولید پراکنده، اینورترهای متصل به شبکه<sup>۱</sup> از تأثیر زیادی در شبکه‌های قدرت برخوردار بوده به‌طوری‌که

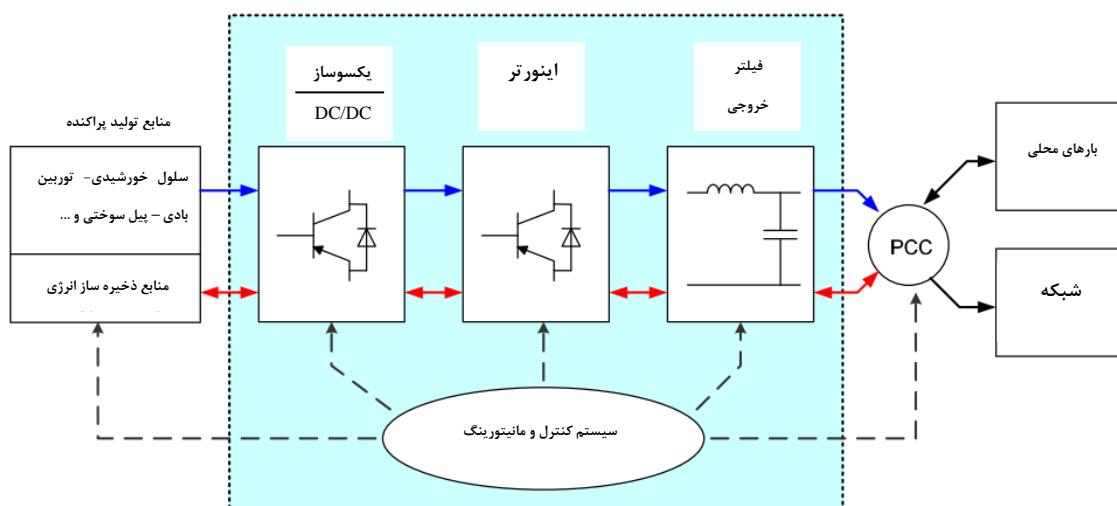
---

<sup>۱</sup> Grid Connected Inverter (GCI)

امروزه قابلیت‌هایی نظیر کنترل ولتاژ و فرکانس، بهبود کیفیت توان و فیلتراسیون فعال، مبدل‌های متصل به شبکه را به اینورترهای چندکاره<sup>۱</sup> تبدیل نموده است.

برای مبدل‌های متصل به شبکه تاکنون استانداردهایی نظیر [۶] IEE 1547، [۷] IEEE519، IEC61727 [۸]، 1992، IEC61400-21 [۹] و [۱۰] VDE V 0126-1-1 وضع شده است. این استانداردها برای هارمونیک‌های جریان تزریقی به شبکه محدودیت‌هایی را تعیین کرده‌اند. در طراحی المان‌ها به خصوص طراحی فیلتر باید این محدودیت‌ها را در نظر گرفت.

شکل ۱-۱ نمونه‌هایی از منابع انرژی تجدید پذیر و پیکربندی اینورترهای متصل به شبکه را نشان می‌دهد.



شکل ۱-۱: نمایش نمونه‌هایی از پیکربندی سیستم متصل به شبکه در منابع انرژی تجدید پذیر [۱۱]

همان‌طور که مشاهده می‌شود، اینورتر متصل به شبکه یکی از مهم‌ترین قسمت‌های سیستم اتصال به شبکه‌ی منابع انرژی تجدید پذیر به شمار می‌رود که شامل یک ساختار اینورتری برای تبدیل ولتاژ DC به AC و یک فیلتر برای کاهش هارمونیک‌های خروجی و تأمین استانداردهای شبکه می‌باشد. در خروجی باس DC نیز در صورت نیاز، با توجه به مشخصات ورودی، از یک‌سوساز یا مبدل

<sup>۱</sup> Multi-Functional Inverter

DC به DC استفاده می‌شود و خروجی DC همان ورودی اینورتر خواهد بود.

نوع فیلتر خروجی متناسب با ظرفیت و محدودیت‌های شبکه انتخاب می‌گردد. فیلتر LCL برای توان‌های متوسط و کم استفاده می‌شود اما باید به ناپایدار شدن سیستم به دلیل پدیده تشدید نیز توجه کرد [۱۲].

برای اتصال اینورتر به شبکه با توان مشخص به یک کنترل‌کننده نیاز داریم. در حالت اتصال به شبکه، ولتاژ خروجی همان ولتاژ شبکه است لذا برای کنترل توان بهتر است جریان تزریقی را کنترل کرد. کنترل‌کننده تناسبی رزونانسی<sup>۱</sup> به دلیل دقت زیاد و عملکرد فرکانسی بهتر گزینه خوبی برای کنترل جریان است. اختلاف فاز میان ولتاژ شبکه و جریان تزریقی به آن برای تعیین میزان توان اکتیو و راکتیو تزریقی پارامتر مهمی بوده و به یک فاز مرجع برای تعیین این پارامتر نیاز است. فاز مرجع توسط یک سیستم قفل فاز<sup>۲</sup> از ولتاژ شبکه بدست می‌آید [۱۳].

برای اطمینان از عملکرد صحیح و طراحی بهتر کنترل‌کننده حلقه کنترلی را از دید پایداری باید تحلیل کرد تا در عملکرد آن ناپایداری بروز ندهد.

## ۱-۴- ساختار پایان نامه

این پایان‌نامه در هفت فصل تدوین شده است که در فصل اول مقدمه‌ای را ارائه داده و در ادامه مطالب، فصل دوم به بررسی انواع اینورترهای فتوولتائیک متصل به شبکه پرداخته می‌شود و فصل سوم شامل مرور بر ادبیات و کاربرد اینورتر، نحوه اتصال به شبکه و چالش‌های اتصال به شبکه توضیح داده می‌شود. در فصل چهارم به روش‌شناسی کنترل‌کننده و بررسی انواع کنترل‌کننده جریان و فیلتر خروجی و نیز روش‌های نوین کنترل هوشمند شامل روش فازی و الگوریتم‌های بهینه‌سازی پرداخته می‌شود. در فصل پنجم به طور مفصل در مورد پیاده‌سازی کنترل‌کننده انتخابی و نیز طراحی فیلتر

<sup>1</sup> Proportional Resonant (PR)

<sup>2</sup> Phase locked Loop (PLL)



خروجی و همچنین پیاده‌سازی الگوریتم هوشمند ژنتیک و انبوه ذرات صحبت می‌شود. در فصل ششم نیز با کمک نرم‌افزار قدرتمند MATLAB/SIMULINK به شبیه‌سازی قسمت قدرت و کنترل اینورتر متصل به شبکه می‌پردازیم و در پایان در فصل هفتم طبق روال همه‌ی پایان‌نامه‌ها به نتیجه‌گیری و نیز پیشنهادات برای کارهای آینده در زمینه اینورتر متصل به شبکه پرداخته می‌شود.



---

---

فصل ۲ :

بررسی اینورترهای فتوولتائیک

---

---

## ۲-۱- جایگاه ترانسفورماتور در اینورترهای فتوولتائیک<sup>۱</sup> و ملزومات حذف آن

ولتاژ خروجی پنل‌های خورشیدی عموماً کم است و مجموعه باتری‌هایی که در ورودی اینورتر قرار می‌گیرند معمولاً ولتاژی در محدوده ۱۲-۴۸ ولت قرار دارند. بنابراین برای تبدیل این ولتاژ به ولتاژ ۲۲۰ ولت AC، ابتدا باید سطح ولتاژ را افزایش دهیم بدین ترتیب به بهره ولتاژی بیشتر از ۷ احتیاج داریم. مبدل‌های افزایشنده معمولی به دلیل غیر ایده آل بودن المان‌ها در بهره‌های زیاد عملکرد بسیار ضعیفی دارند. حتی در مواردی دستیابی به بهره بیشتر از ۵ در عمل امکان‌پذیر نیست.

به‌علاوه به دلیل سطح وسیع موازی که پنل‌های خورشیدی با زمین به وجود می‌آورند، خازن نشستی این پنل‌ها دارای مقادیر قابل توجهی است که می‌تواند در عملکرد کل سیستم اختلال به وجود آورد.

استفاده از ترانسفورماتور اگرچه علاوه بر افزایش سطح ولتاژ، با فراهم کردن ایزولاسیون ورودی و خروجی مانع از جاری شدن جریان نشستی به زمین می‌شود، معایبی نیز دارد. ترانسفورماتورها باعث کاهش بازده در حدود ۳٪ و افزایش هزینه ساخت و نیز افزایش وزن و حجم مجموعه دستگاه می‌شوند.

از طرفی، عدم استفاده از ترانسفورماتور موجب جاری شدن جریان نشستی بین پنل‌های خورشیدی و زمین می‌شود که علاوه بر خطر جانی برای افراد بعضی از انواع سلول‌های خورشیدی را نیز کاهش می‌دهد. برای اینکه بتوان ترانسفورماتور را از ساختار اینورتر حذف کرد.

باید جریان نشستی طبق استاندارد DIN (DIN VDE 0126-1-1) اندازه‌گیری شده و در مواقع لزوم طبق جدول ۱-۲ جریان برق توسط کلیدهای حفاظتی قطع شود. با استفاده از ابزارهایی چون اندازه‌گیری جریان نشستی، می‌توان به اینورتری امن‌تر از اینورترهای ترانسفورماتور دار نیز دست‌یافت.

---

<sup>1</sup> photovoltaic

جدول ۱-۲: زمان قطع برای سطوح مختلف جریان نشتی بر اساس استاندارد (DIN VDE 0126-1-1)

زمان قطع برحسب ثانیه	جریان نشتی برحسب میلی‌آمپر
۰/۳	۳۰
۰/۱۵	۶۰
۰/۰۴	۱۰۰

## ۲-۲- مروری بر ساختارهای قابل قبول اینورتر فتوولتائیک

در این قسمت به مروری اجمالی بر ساختارهای ارائه شده به عنوان اینورتر بدون نیاز به ترانسفورماتور ۵۰ هرتز در خروجی می‌پردازیم.

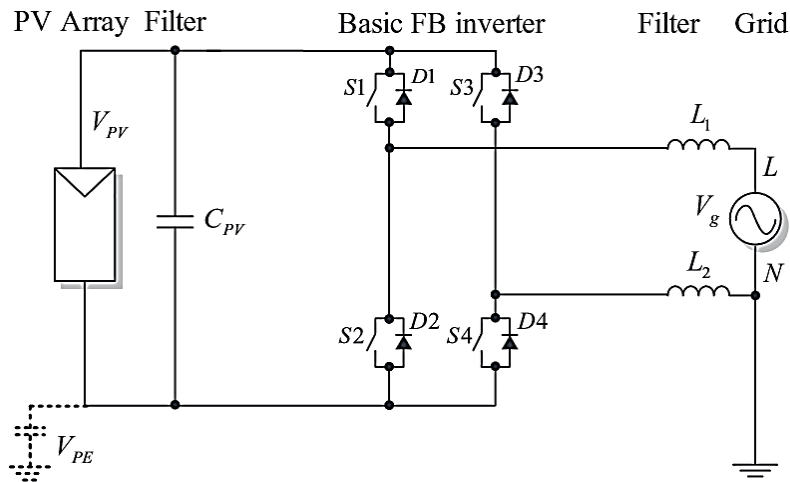
### ۲-۲-۱- ساختار تمام پل<sup>۱</sup>

این ساختار یکی از معروف‌ترین ساختار درمبدل الکترونیک قدرت است. این ساختار معروف به پل H یا FB است که توسط W.Mcmurray در سال ۱۹۶۵ گسترش داده شده بود. این اولین ساختاری بود که قابلیت دستور پذیری توسط نیمه‌هادی‌ها را داشت (شکل ۱-۲).

سه استراتژی اصلی مدولاسیون که برای این ساختار استفاده می‌شود شامل:

- مدولاسیون PWM دوجته
- مدولاسیون PWM یک جهته
- مدولاسیون PWM ترکیبی

<sup>1</sup> Full bridge (FB)

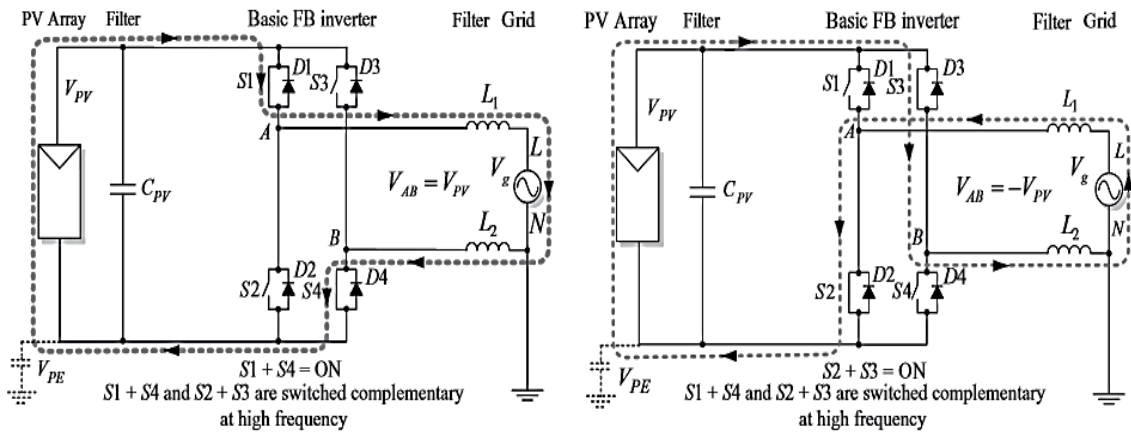


شکل ۱-۲ اینورتر تمام پل FB [۱۴]

## ۲-۲-۱-۱-۲-۲ ساختار FB با مدولاسیون PWM<sup>۱</sup> دوجته

در این روش دو سوئیچی که بر روی یک قطر قرار دارند به طور هم زمان سوئیچ می کنند. با توجه

به مدار شکل ۲-۲ کلید  $s_1$  و  $s_4$  و همچنین کلید  $s_2$  و  $s_3$  با هم اقدام به کلید زنی می کنند.



شکل ۲-۲ مدولاسیون دوجته برای ساختار FB [۱۴]

مزایای این مدولاسیون از قرار زیر است:

$V_{PE}$  تنها شامل فرکانس شبکه است و فرکانس سوئیچینگ را شامل نمی شود. این مدولاسیون

<sup>۱</sup> Pulse Width Modulation

دارای جریان نشتی کم و همچنین شامل تداخل الکترومغناطیسی<sup>۱</sup> اندک است.

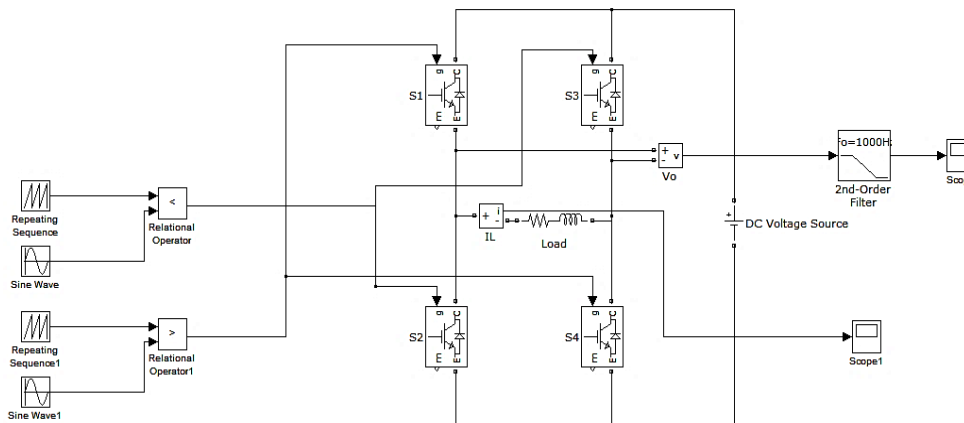
معایب این نوع مدولاسیون:

- ریپل جریان سوئیچینگ برابر با فرکانس سوئیچینگ است، که برای حذف این ریپل به فیلتر با بازده بالا احتیاج است.
- ولتاژ خروجی بر روی فیلتر خروجی دوقطبی است ( $+V_{PE} \rightarrow -V_{PE} \rightarrow +V_{PE}$ )
- بازده در حدود ۹۴ درصد که می‌توان علت این امر را سوئیچ کردن همزمان S1,S4 و S2,S3 به‌طور همزمان و به‌صورت متناوب اعلام کرد.

نتیجه‌گیری:

با وجود جریان نشتی کم اینورتر FB با این نوع مدولاسیون، برای کاربردهای اینورتر PV بدون ترانسفورماتور پیشنهاد نمی‌شود که علت اساسی آن را می‌توان به کم بودن بازده نسبت به دیگر اینورترها دانست.

مدار اینورتر شبیه‌سازی شده با بار اهمی - سلفی و با مدولاسیون دوجهته به‌صورت شکل ۳-۲ نشان داده شده.

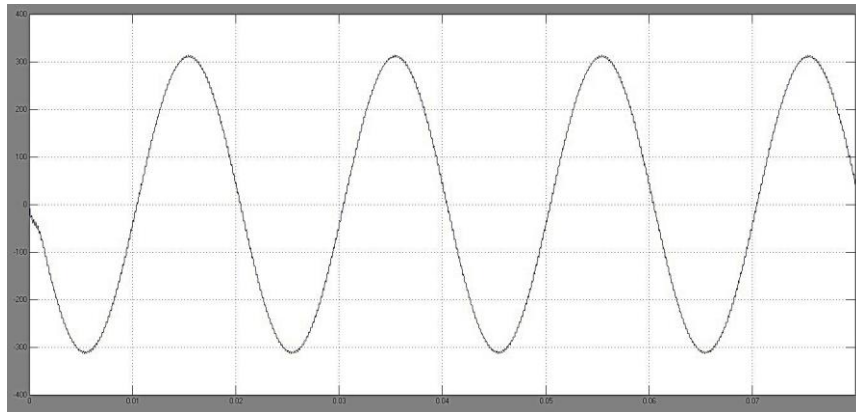


شکل ۳-۲ مدار اینورتر FB با مدولاسیون دوجهته

همان‌طور که در شکل ۳-۲ مشخص است فرمان سوئیچ‌هایی که بر روی یک قطر قرار دارند

<sup>1</sup> Electro Magnetic Interface (EMI)

همزمان است. برای شبیه‌سازی، باید یک موج سینوسی با دامنه و فرکانس موردنظر را با یک موج دندان‌اره‌ای یا مثلثی با فرکانس سوئیچینگ مقایسه کنیم و نتیجه‌ی آن که به صورت یک سیگنال ۰ یا ۱ است را به سوئیچ‌ها اعمال کنیم. ولتاژ خروجی پس از عبور از فیلتر با فرکانس قطع پایین‌گذر ۵۰۰ هرتز به صورت شکل ۲-۴ خواهد بود.



شکل ۲-۴: ولتاژ خروجی اینورتر FB پس از عبور فیلتر با مدولاسیون دوجته

## ۲-۱-۲-۲- مدولاسیون PWM یک جهته

در این حالت دوپایه اینورتر همزمان سوئیچ نمی‌کنند و به طور کامل به طور مستقل از هم و به ترتیب با مقایسه‌ی V control و -V control کنترل می‌شود. این نوع مدولاسیون دارای ویژگی‌های زیر است:

- پایه A و پایه B با یک سیگنال مرجع سینوسی معکوس در فرکانس بالا سوئیچ می‌کنند.
  - در دو حالت ( $S1, S3=ON$  ,  $S2, S4=ON$ ) خروجی ولتاژ صفر خواهد بود.
- مزایای این مدولاسیون:
- با توجه به دو برابر بودن ریپل جریان سوئیچینگ نسبت به فرکانس سوئیچینگ، احتیاج به یک فیلتر با بازده کم داریم.
  - ولتاژ بر روی فیلتر خروجی به صورت یک جهته است. ( $0 \rightarrow +V_{PE} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{PE} \rightarrow 0$ )



- با توجه به کاهش تلفات به علت وجود حالت ولتاژ خروجی صفر، راندمان تا ۹۸ درصد افزایش می‌یابد.

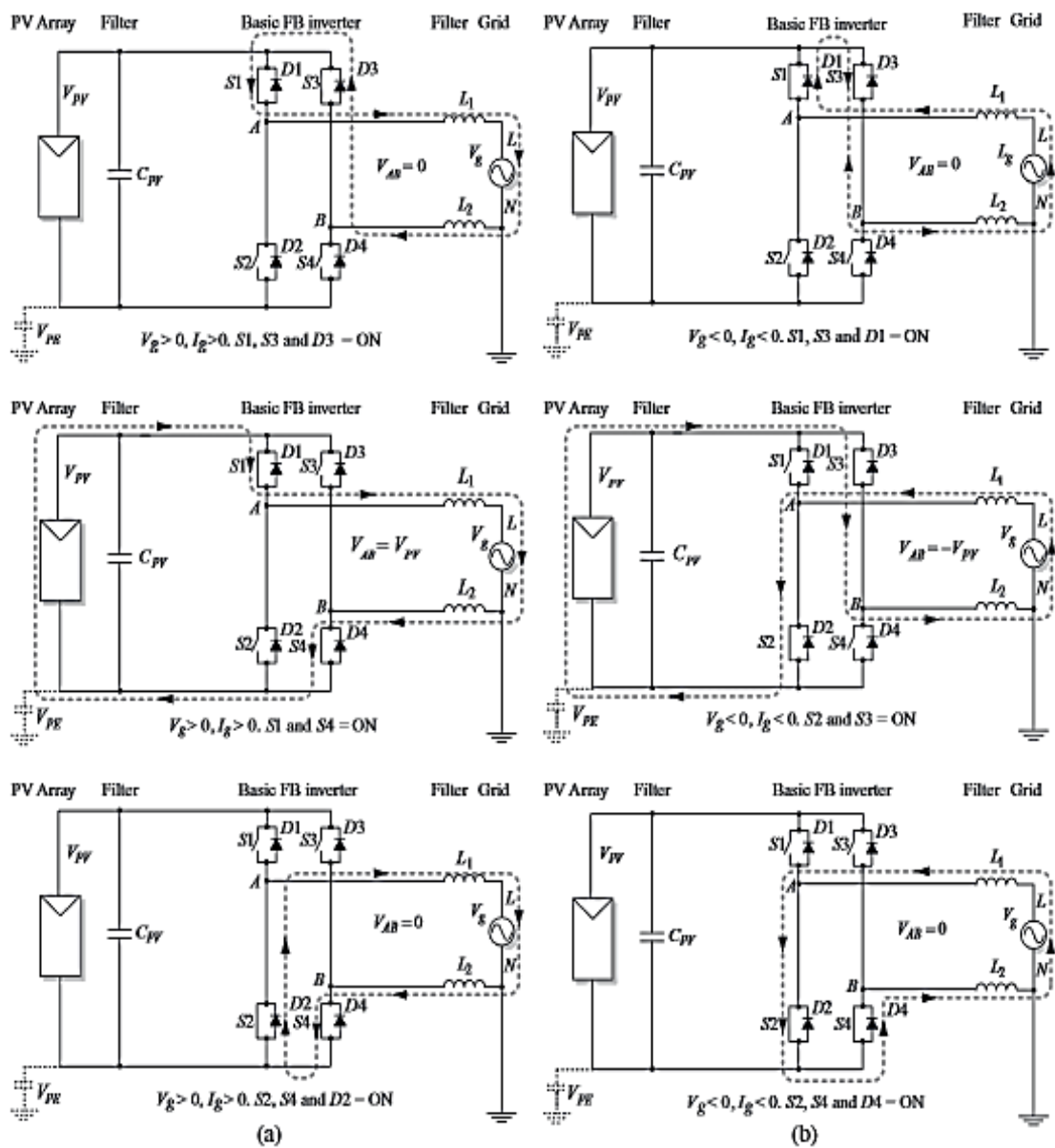
معایب:

$V_{PE}$  شامل فرکانس سوئیچینگ است که این امر باعث ایجاد مقدار اندکی جریان نشتی و نیز اختلال مغناطیسی می‌شود.

شکل ۲-۵ بیانگر حالت‌های سوئیچ در این نوع مدولاسیون است.

نتیجه‌گیری:

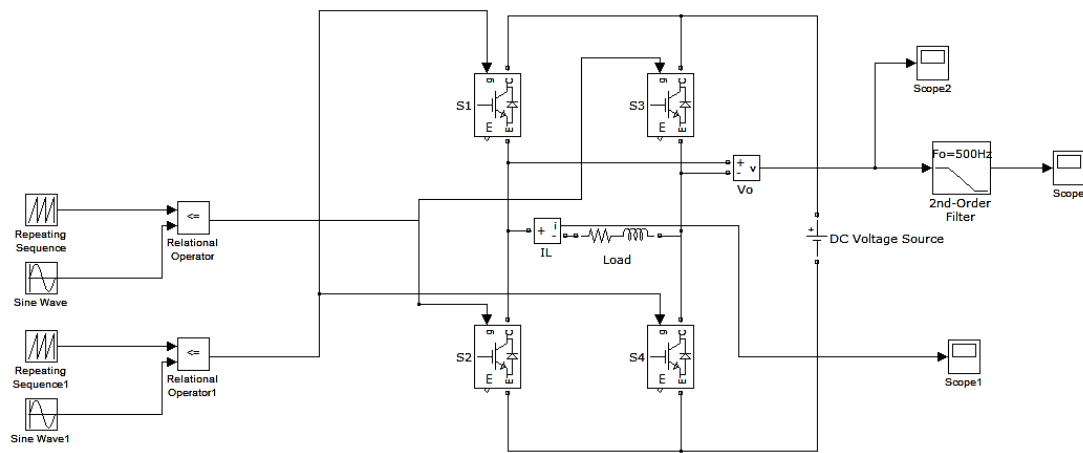
با توجه به اینکه این نوع مدولاسیون دارای راندمان بالایی است و همچنین نیاز به فیلتر فرکانس پایین دارد، صرف‌نظر از جریان نشتی اندک، این نوع اینورتر با مدولاسیون دوجهته کاربرد فراوانی در سیستم‌های فتوولتائیک متصل به شبکه دارد.



شکل ۲-۵: حالت‌های سوئیچینگ FB با مدولاسیون یک جهته (a) نشان دهنده جریان مثبت و (b) نشان دهنده جریان

منفی است [۱۴].

شکل ۲-۶ شبیه‌سازی این نوع مدولاسیون برای ولتاژ ۲۲۰ و فرکانس ۵۰ هرتز را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۶ شبیه‌سازی مدولاسیون تک جهته

## ۲-۱-۳- مدولاسیون PWM ترکیبی

ساختار اصلی این نوع مدولاسیون به صورت زیر است:

- در این نوع مدولاسیون پایه ی A در فرکانس شبکه سوئیچ می‌شود و پایه ی B در فرکانس بالای PWM سوئیچ می‌شود.
  - در دو حالت ممکن ( $S1, S2=ON$  ,  $S3, S4=ON$ ) خروجی ولتاژ صفر خواهد بود.
- شکل ۲-۷ عملکرد این نوع مدولاسیون را نشان می‌دهد.

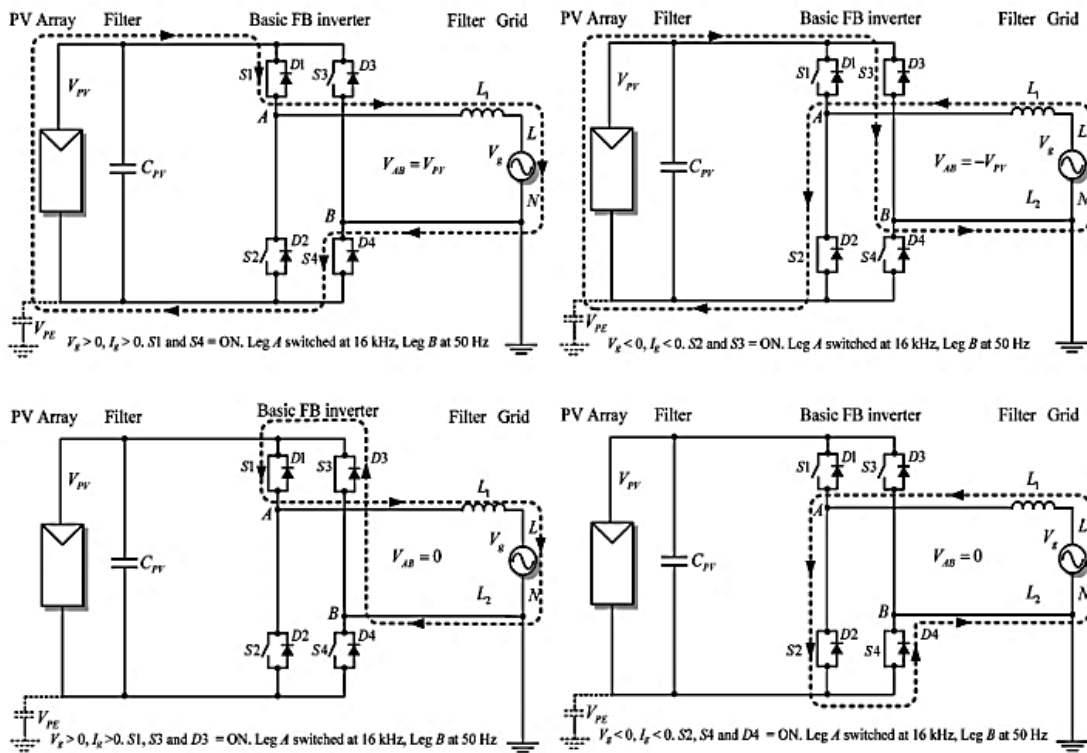
مزایا مدولاسیون ترکیبی:

- ولتاژ بر روی فیلتر خروجی به صورت یک جهته است. ( $0 \rightarrow +V_{PE} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{PE} \rightarrow 0$ ) که باعث تلفات هسته کمتر نسبت به حالت دو جهته است.
- با توجه به کاهش تلفات به علت وجود حالت ولتاژ خروجی صفر، راندمان تا ۹۶ درصد افزایش می‌یابد.

معایب این نوع مدولاسیون:

- ریپل جریان سوئیچینگ برابر با فرکانس سوئیچینگ است، و نیاز به یک فیلتر با بازده ای بالاتر داریم.

- ولتاژ  $V_{PE}$  شامل یک موج مربعی متغیر با فرکانس شبکه است که باعث به وجود آمدن پیک جریان نشستی بالا می‌شود و نیز در خروجی نیز نیاز به یک فیلتر بزرگ جهت خنثی کردن اختلال فرکانسی داریم.



شکل ۷-۲ حالت‌های سوئیچینگ FB با مدولاسیون ترکیبی (a) نشان دهنده جریان مثبت و (b) نشان دهنده جریان منفی

است. [۱۴]

نتیجه‌گیری:

به دلیل ایجاد شدن موج مربعی بر روی  $V_{PE}$ ، این نوع مدولاسیون برای اینورترهای PV بدون ترانسفورماتور مناسب نیست و پیشنهاد نمی‌شود.

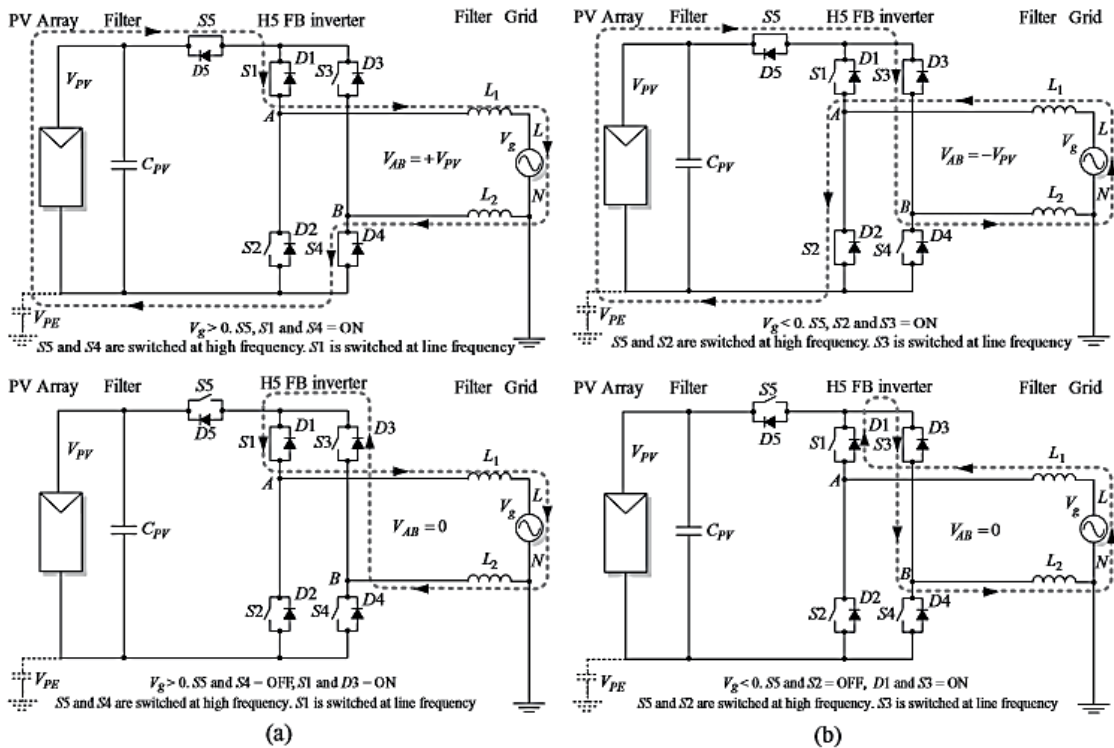
## ۲-۲-۲- ساختار H5

برای حل مشکل جریان نشستی مبدل پل در PWM یک جهته یک کلید به ساختار اینورتر اضافه

شده است. با وجود کلید S5 در زمان قطع کلیدهای S1 و S2 مسیر عبور جریان نشستی از بین می‌رود.

عملکرد کلی ساختار H5 (شکل ۸-۲) به صورت زیر است:

- کلیدهای S5 و S4 (در فرکانس بالا و S1(S3) در فرکانس شبکه سوئیچ می‌شوند.
- در دو حالت ممکن (S1(S3)=ON و S5=OFF) خروجی ولتاژ صفر خواهد بود.



شکل ۸-۲ حالت‌های سوئیچینگ H5 (a نشان دهنده جریان مثبت و b نشان دهنده جریان منفی است). [۱۴]

مزایای ساختار H5 :

- ولتاژ بر روی فیلتر خروجی به صورت یک جهته است.  $(0 \rightarrow +V_{PE} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{PE} \rightarrow 0)$
- افزایش راندمان تا حدود ۹۸ درصد.
- تنها شامل فرکانس شبکه است و شامل فرکانس سوئیچینگ نیست. و نیز دارای جریان نشستی خیلی کم و همچنین تداخل مغناطیسی (EMI) پایین است.

معایب ساختار H5 :

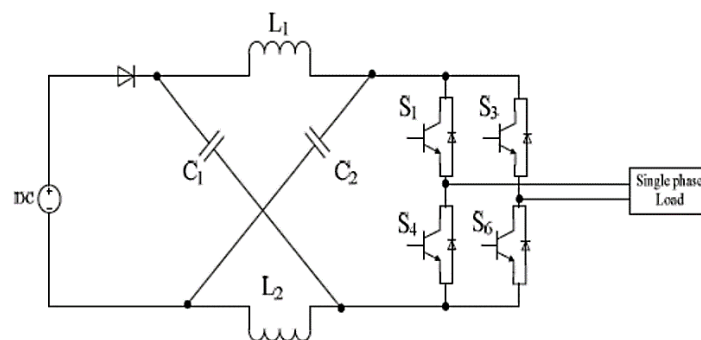
- یک کلید اضافی بر روی این ساختار.
- افزایش تلفات توان سوئیچ

نتیجه گیری:

ساختار H5 تمام مزیت‌های ساختار تمام پل با مدولاسیون ترکیبی را دارا می‌باشد و با اضافه کردن کلید اضافه S5 در این ساختار می‌توان از به وجود آمدن فرکانس بالا بر روی ولتاژ  $V_{PE}$  جلوگیری نمود. این ساختار یکی از ساختارهایی است که می‌توان از آن در کاربردهای PV بدون ترانس استفاده کرد این ساختار به دلیل افزایش تلفات سوئیچ به دلیل اضافه نمودن سوئیچ اضافه کم تر مورد توجه قرار گرفته است.

### ۳-۲-۲ - ساختار Z-Source

این مبدل با نام منبع امپدانسی<sup>۱</sup>، در سال ۲۰۰۵ در منبع [۱۵] معرفی شد.



شکل ۲-۹ ساختار اینورتر Z-Source [۱۵]

این نوع ساختار دارای مزایایی است از جمله:

مبدل‌های منبع ولتاژی یا منبع جریانی به ترتیب فقط قابلیت کاهش یا افزایش ولتاژ را دارند اما مبدل Z-Source بسته به روش کنترل امکان کاهش یا افزایش ولتاژ را دارد.

در اینورتر منبع ولتاژی امکان اتصال کوتاه وجود ندارد. همینطور در اینورتر منبع جریانی امکان قطع ناگهانی جریان سلف وجود ندارد. اما در اینورتر منبع امپدانسی امکان اتصال کوتاه یا اتصال باز خروجی مبدل وجود دارد. این مساله عمر کلیدها و در نتیجه قابلیت اطمینان دستگاه را به شدت

<sup>۱</sup> Z-Source

افزایش می‌دهد.

به دلیل امکان اتصال کوتاه با اتصال باز خروجی، به زمان مرده بین خاموش شدن کلیدها نیازی نیست که این مساله اعوجاج جریان خروجی را کاهش می‌دهد.

مزایا ساختار منبع امپدانسی:

از مزیت‌های مهم ساختار منبع امپدانسی قابلیت کاهش یا افزایش ولتاژ است. همچنین این ساختار جریان نشتی کمی دارد [۱۵]. به علاوه به دلیل امکان اتصال کوتاه خروجی نیازی به لحاظ کردن زمان مرده در کلید زنی نبوده و بدین ترتیب اعوجاج شکل موج جریان خروجی کاهش می‌یابد.

معایب ساختار منبع امپدانسی:

از معایب این ساختار می‌توان به تنش ولتاژی شدید کلیدها در بهره‌های زیاد اشاره کرد. همچنین در صورتی که بهره مورد نیاز خیلی زیاد باشد جریان مؤثر کلیدها به شدت افزایش یافته و کاهش بازده را موجب می‌شود.

نتیجه‌گیری:

با توجه به موارد مطرح شده، اگرچه براساس بعضی گزارشها مبدل منبع امپدانسی در بهره‌های متوسط عملکرد کاملاً قابل قبولی دارد. برای کاربرد انرژی خورشیدی در اینورترهای غیر متصل به شبکه که بهره ولتاژ زیادی برای بدست آوردن ۲۲۰ ولت تک فاز مورد نیاز است، ساختار منبع امپدانسی دارای مشکلات جدی بوده و توصیه نمی‌شود.

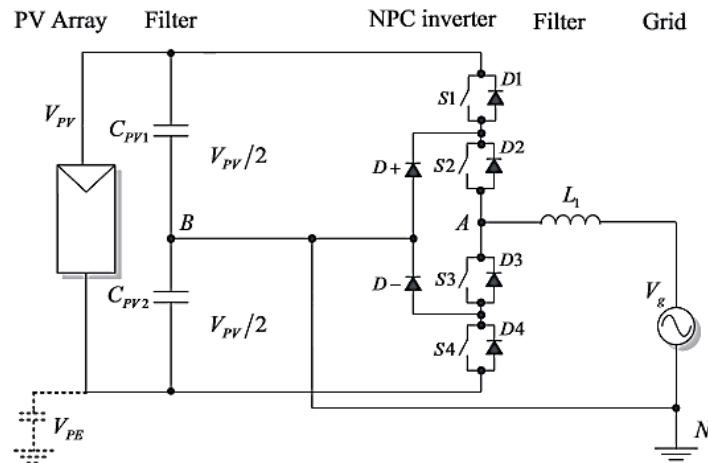
## ۲-۲-۴- ساختار سه سطحی NPC<sup>۱</sup>

اینورترهای چند سطحی در سالهای اخیر بسیار مورد توجه قرار گرفته اند و از مهم‌ترین مزایای

---

<sup>۱</sup>Nutral Point Clamp

آن‌ها این است که می‌توان با فرکانس کلید زنی نه چندان زیاد به شکل موجی با THD قابل قبول دست یافت. از مزایای مهم دیگر آن‌ها کاهش EMI است.



شکل ۲-۱۰ ساختار اینورتر NPC [۱۴]

مزایای ساختار NPC:

- ولتاژ بر روی فیلتر خروجی به صورت یک جهته است. ( $0 \rightarrow +V_{PE} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{PE} \rightarrow 0$ ) که باعث تلفات هسته کمتر نسبت به حالت دو جهته است.
- افزایش راندمان تا حدود ۹۸ درصد و همچنین جریان نشتی کم و تداخل مغناطیسی کم

معایب ساختار NPC:

- داشتن دو دیود اضافی
  - احتیاج به ولتاژ دابل ورودی با مقایسه با ساختار تمام پل
- عملکرد ساختار NPC خیلی شبیه به ساختار H5 است. با توجه به اینکه این ساختار دارای جریان نشتی اندک است می‌توان این نوع ساختار را در اینورترهای بدون ترانس PV استفاده کرد.

## ۲-۳- انتخاب اینورتر

ساختارهای مختلفی به عنوان اینورتر مناسب برای کاربرد انرژی خورشیدی با بازده زیاد و جریان



نشتی کم، معرفی شدند که هرکدام مزایا و معایب خود را دارند. با توجه به بازده گزارش شده برای این ساختارها، ساختار NPC و ساختار تمام پل با مدولاسیون یک جهته تکفاز بیشترین بازده را داشته اند.

مهم‌ترین مزیت ساختار FB نسبت به ساختار NPC این است که در ساختار FB می‌توانیم با ولتاژ خط DC کمتری ولتاژ AC موردنیاز را بدست آوریم. در ساختار NPC با توجه به اینکه نقطه خنثی در سمت بار به وسط خط DC متصل می‌شود، برای ساخت ۲۲۰ ولت تک فاز، به ولتاژ خط DC برابر ۷۰۰ ولت نیاز داریم. این ولتاژ زیاد مبدل افزاینده ای با بهره بسیار بزرگ نیاز دارد که به نوبه خود موجب استفاده از ساختارهایی با بازده کمتر می‌شود. از طرفی زیاد شدن ولتاژ خط DC باعث می‌شود که از کلیدهایی با قابلیت تحمل ولتاژهای زیاد استفاده شود. این نوع کلیدها مقاومت بزرگتری نیز در مسیر جریان ایجاد می‌کنند که بار دیگر، تلفات تبدیل انرژی را بیشتر می‌کند.

از طرف دیگر ساختار اینورتر تمام پل دارای ساختاری ساده تر و با تلفات توان پایین تر نسبت به دیگر ساختارها مخصوصاً H5 است.

بنابراین در این پایان‌نامه از ساختار تمام پل با مدولاسیون تک جهته برای بررسی اینورتر متصل به شبکه جهت کاربرد سیستم‌های فتوولتائیک استفاده می‌شود.

## ۲-۴- زمینه کاربرد اینورتر در منابع انرژی‌های تجدیدپذیر

توسعه شگرف علم و فناوری در جهان امروز، ظاهراً آسایش و رفاه بشر را موجب شده است. لیکن این توسعه یافتگی، مایه بروز مشکلات تازه ای نیز برای انسان‌ها شده است که از آن جمله می‌توان به آلودگی محیط زیست تغییرات گسترده آب و هوایی در زمین و غیره اشاره کرد.

به ویژه می‌دانیم مصرف غیر بهینه از نفت و مشتقات آن زیان‌های جبران ناپذیری را ایجاد می‌کند. از این‌رو صاحب نظران و کارشناسان به دنبال منابعی هستند که به تدریج جایگزین سوخت های فسیلی نمایند. سوخت های فسیلی، آلودگی‌های زیست محیطی بیشماری را ایجاد میکنند.

به عبارت دیگر در نتیجه سوختن مواد فسیلی گازهای سمی وارد محیط می‌شوند و تنفس انسان را دچار مشکل و محیط زیست را آلوده می‌کند و از طرف دیگر تراکم این گازها در جو زمین، مانع خروج گرما از اطراف زمین می‌شود و باعث افزایش دمای هوا و تغییرات گسترده آب و هوایی در زمین می‌گردد.

متخصصان بر این باورند که با استفاده از انرژی‌های تجدید پذیر پاک نظیر انرژی خورشیدی، بادی، هیدروژن و... که یک منبع بی پایان به حساب می‌آیند. به جای انرژی‌های حاصل از سوخت های فسیلی از آلودگی‌های زیست محیطی و خطرات آن جلوگیری خواهد شد. همچنین انرژی‌های فسیلی مانند نفت، گاز، ذغال سنگ روزی به پایان خواهد رسید و با پایان گرفتن آن‌ها تمدن بشری که بستگی مستقیم به انرژی دارد دچار یک چالش جدید و بزرگ خواهد شد. مجموعه انرژی‌های تجدید پذیر به ویژه برای کشورهای در حال توسعه، از جاذبه‌های بیشتری برخوردار است. بنابراین در برنامه‌ها و سیاست‌های بین‌المللی از جمله در برنامه‌های سازمان ملل متحد در راستای توسعه پایدار جهانی نقش ویژه‌ای به منابع تجدید پذیر محول شده است. اما سازگار کردن این منابع با سیستم فعلی مصرف جهانی، هنوز با مشکلاتی همراه است که بررسی. حل آن حجم مهمی از تحقیقات علمی جهان را در دهه‌های اخیر به خود اختصاص داده است [۱۶].

در سیستم‌های تبدیل انرژی‌های تجدیدپذیر، سیستم‌های فتوولتائیک، توربین بادی و پیل سوختی به دلیل کاربرد مبدل‌های الکترونیک قدرت در ساختار آن‌ها دارای وجه متمایز هستند. در این سیستم‌های تبدیل برای تزریق توان به شبکه قدرت، به یک اینورتر نیاز داریم. این موضوع نشان می‌دهد که اینورتر یکی از اجزای مهم در این سیستم‌ها به شمار می‌رود.

## ۲-۵- اینورتر متصل به شبکه

به دلیل اهمیت وجود اینورتر برای اتصال سیستم‌های تبدیل انرژی‌های تجدید پذیر، به توضیح نحوه عملکرد و اتصال به شبکه آن می‌پردازیم.

## ۲-۵-۱- نحوه عملکرد اینورتر

اینورتر یک مبدل الکترونیک قدرت است و وظیفه آن تبدیل ولتاژ ورودی مستقیم DC به یک ولتاژ متناوب و متقارن AC با دامنه و فرکانس قابل تعیین است. ولتاژ خروجی می‌تواند در فرکانس ثابت یا متغیر، مقداری ثابت با متغیر داشته باشد. ولتاژ خروجی را می‌توان با تغییر ولتاژ ورودی مستقیم و ثابت نگاه‌داشتن بهره اینورتر بدست آورد. از طرفی، اگر ولتاژ ورودی مستقیم ثابت بوده و قابل کنترل نباشد، می‌توان با تغییر بهره اینورتر، یک ولتاژ متغیر را در خروجی بدست آورد که این عمل معمولاً به وسیله کنترل مدولاسیون پهنای پالس<sup>۱</sup> در داخل اینورتر صورت می‌گیرد. بهره اینورتر را برابر با نسبت ولتاژ متناوب خروجی به ولتاژ مستقیم ورودی تعریف کرد [۱۷].

شکل موج‌های ولتاژ خروجی در اینورترهای ایده آل باید سینوسی باشد، باین حال در عمل، این شکل موج‌ها غیر سینوسی بوده و دارای یک سری هارمونیک‌های مشخص می‌باشد. در کاربردهای توان متوسط و توان پایین، ولتاژهای مربعی و یا شبه مربعی ممکن است قابل قبول باشد ولی در کاربردهای توان بالا و قدرت به موج‌های سینوسی با اعوجاج بسیار کم نیاز است. با در اختیار داشتن قطعات نیمه‌هادی قدرت سریع، می‌توان با استفاده از روش‌های کلید زنی، هارمونیک‌های ولتاژ خروجی را به نحو چشم‌گیری کاهش داد.

اینورترها را می‌توان به دو دسته‌ی کلی تقسیم کرد: (۱) اینورترهای تک فاز (۲) اینورترهای سه فاز، هر دسته می‌تواند بسته به نوع کاربرد، از عناصر روشن‌کننده و خاموش‌کننده کنترل‌شده (مثل BJT، MOSFET، IGBT، GTO ها) و یا تریتورها با کموتاسیون اجباری استفاده کند. این اینورترها معمولاً از سیگنال‌های کنترل PWM برای تولید ولتاژ خروجی متناوب استفاده می‌کنند. تبادل انرژی با شبکه از وظایف مهم اینورتر محسوب می‌شود که در قالب کنترل جریان تزریقی به شبکه تعریف می‌گردد.

---

<sup>۱</sup> Pulse Width Modulation

اگر ولتاژ ورودی اینورترها ثابت باشد، اینورتر به نام اینورتر تغذیه شونده با ولتاژ و در صورتی که جریان ورودی ثابت نگه داشته شود، به نام اینورتر تغذیه شونده با جریان خوانده می‌شود و اگر ولتاژ ورودی قابل کنترل باشد اینورتر با اتصال DC متغیر نامیده می‌شود. تاکنون ساختارهای متفاوتی از جمله اینورتر دوسطحی و یا چند سطحی، شبکه‌ای و منبع امپدانس برای اینورترهای متصل به شبکه ارائه شده است، که از میان آن‌ها اینورترهای دوسطحی به علت سادگی سیستم کنترل و استفاده از حداقل قطعات الکترونیک قدرت، از کاربرد تجاری و صنعتی بیشتری برخوردار بوده است. اینورترهای مورد استفاده در منابع تولید پراکنده از نوع منبع ولتاژی<sup>۱</sup> بوده که بسته به این که ورودی کنترل کننده، ولتاژ و یا جریان باشد به دو دسته کنترل شونده با ولتاژ<sup>۲</sup> و یا جریان<sup>۳</sup> تقسیم می‌شوند [۱۸].

اینورتر کنترل شونده با ولتاژ همانند یک ژنراتور سنکرون، با کنترل ولتاژ و زاویه قدرت، توان اکتیو و راکتیو لازم را فراهم می‌کند. عملکرد این اینورتر مانند یک منبع ولتاژ بوده و قابلیت تأمین جریان‌های هارمونیک را نیز دارد. ولی به علت اینکه برای حالت دائمی کار می‌کند، پاسخ دینامیکی مطلوبی ندارد [۱۹].

اینورتر کنترل شونده با جریان ضمن ایجاد حفاظت جریان در شرایط اتصال کوتاه شبکه، دارای پاسخ دینامیکی سریع و کیفیت توان بهتری هستند. این نوع اینورتر در صورت زیاد بودن بهره‌ی حلقه جریان، مانند یک منبع جریان سینوسی رفتار نموده و در نتیجه رفتاری مقاوم در برابر هارمونیک شبکه و یا دیگر اغتشاشات بیرونی دارد.

در حال حاضر اینورترهای دوسطحی چند رشته‌ای بیشترین کاربرد را در زمینه‌ی کسب انرژی خورشیدی دارا هستند. در این ساختار چندین مبدل افزاینده DC به DC وجود دارد که ورودی

---

<sup>1</sup> Voltage Source Inverter (VSI)

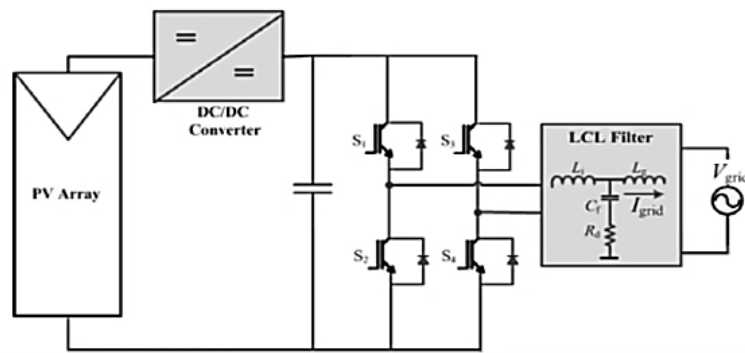
<sup>2</sup> Voltage Controlled VSI (VC-VSI)

<sup>3</sup> Current Controlled VSI (CC-VSI)

هریک به آرایه‌های خورشیدی و خروجی آن‌ها به اینورترها متصل می‌گردد. از مزایای این نوع آرایش می‌توان به MPPT مستقل هرکدام از آرایه‌ها، قابلیت افزایش توان سیستم با اضافه نمودن رشته‌های بیشتر به باس DC و سادگی سیستم کنترلی است. این توپولوژی می‌تواند به بازده‌های حدود ۹۵ درصد نیز دست یابد.

## ۲-۵-۲- نحوه اتصال به شبکه

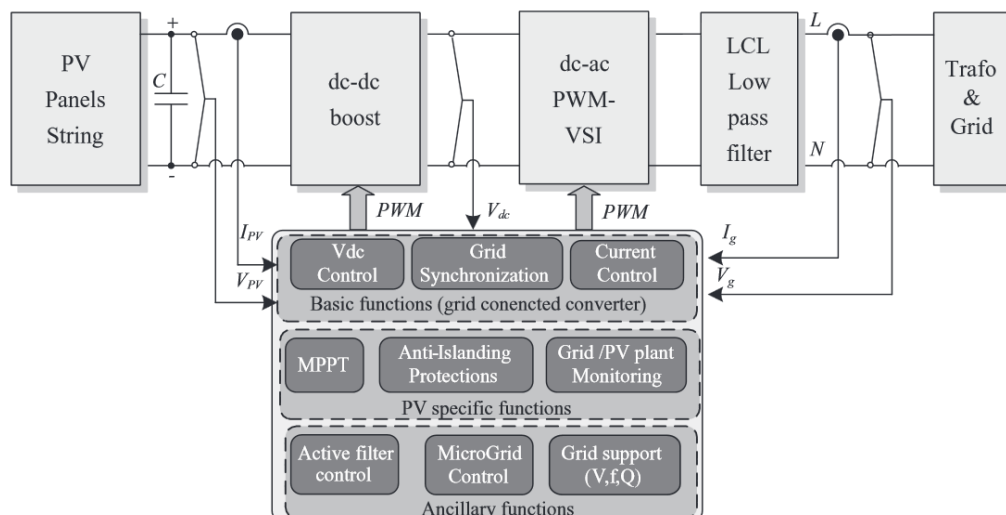
اینورترها برحسب کاربرد می‌توانند به صورت جدا از شبکه<sup>۱</sup> و یا متصل به شبکه<sup>۲</sup> مورد استفاده قرار گیرند. در نوع متصل به شبکه شرایط اتصال به شبکه را باید در اینورتر ایجاد کرد تا بتوان به صورت کنترل شده، توان مورد نظر را به شبکه تزریق نمود. در شکل ۱-۲ مدار اینورتر متصل به شبکه با فیلتر نشان داده شده است. و شکل ۱۲-۲ حلقه‌های کنترلی در یک اینورتر متصل به شبکه را نشان می‌دهد.



شکل ۱-۲: مدار اینورتر متصل به شبکه [۲۰]

<sup>1</sup> Standalone

<sup>2</sup> Grid Connected



شکل ۲-۱۲: حلقه‌های کنترلی در یک اینورتر متصل به شبکه [۱۴]

همان‌طور که در شکل ۲-۱۲ مشخص است، یک اینورتر متصل به شبکه دارای حلقه‌های کنترلی ولتاژ، جریان و یا توان می‌باشد. همچنین در مواقعی که شبکه به صورت جزیره‌ای کنترل شود، قابلیت‌های دیگری نظیر مدیریت ریز شبکه و کنترل ولتاژ، فرکانس و یا قابلیت فیلتر اکتیو نیز به آن افزوده می‌شود [۱۴].

تاکنون ساختارهای متفاوتی از جمله اینورتر دوسطحی و سه سطحی و یا چند سطحی<sup>۱</sup>، شبکه‌ای<sup>۲</sup> و Z-source برای اینورترهای متصل به شبکه ارائه شده است، که از میان آن‌ها اینورتر دوسطحی به علت سادگی سیستم کنترل و استفاده از حداقل قطعات الکترونیک قدرت، از کاربرد تجاری و صنعتی بیشتری برخوردار بوده است [۱۵]. دامنه جریان مرجع از حلقه کنترل خارجی ولتاژ یا توان که برای منابع مختلف ساختارهای مختلفی دارد، به دست می‌آید. و زاویه آن توسط حلقه قفل فاز به دست آمده و مطابق با استانداردهای موجود، به شبکه تزریق می‌شود.

از کاربردهای دیگر اینورتر متصل به شبکه می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- کاربرد اینورتر در اتصال پیل سوختی به شبکه [۲۱]

<sup>1</sup> Multi Level

<sup>2</sup> Matrix Converter

- کاربرد اینورتر در توربین‌های بادی متصل به شبکه [۲۲]

که از بحث پیش رو خارج است و برای کسب اطلاعات بیشتر، مراجع ذکر شده توصیه می‌شود.

## ۲-۶- کاربرد اینورتر در سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه

انرژی خورشیدی در قالب فتوولتائیک یکی از انواع انرژی‌های تجدید پذیر می‌باشد. استفاده از سیستم‌های فتوولتائیک روزه‌روز با افزایش تقاضای انرژی برای تأمین انرژی الکتریکی گسترش می‌یابد. اما از آنجاکه قیمت تمام‌شده این سیستم‌ها بالاست و به علت غیرخطی بودن مشخصه خروجی این سلول‌های خورشیدی، استفاده از این سیستم‌ها بدون به‌کارگیری مبدل‌های قدرت و روش‌های کنترلی مناسب، در بازده بالا امکان‌پذیر نمی‌باشد.

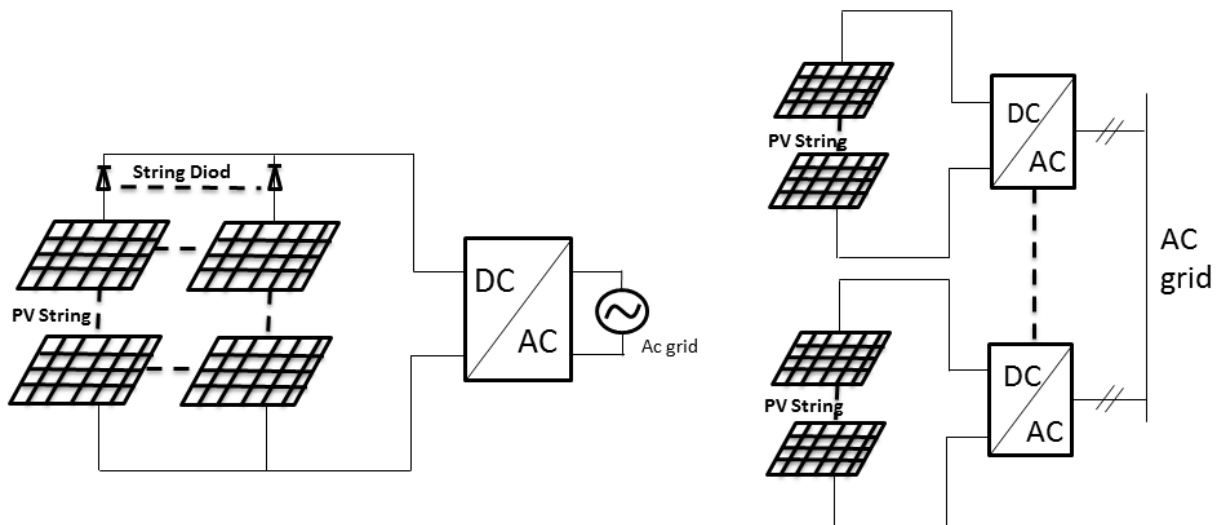
در صورت اتصال سیستم فتوولتائیک به شبکه، انرژی الکتریکی حاصل از سیستم فتوولتائیک با استفاده از تجهیزات الکتریکی مبدل جریان مستقیم به جریان متناوب، همچون اینورترهای متصل به شبکه و... ضمن تغییر شکل و تطبیق سطح ولتاژ و فرکانس انرژی الکتریکی حاصل از سیستم فتوولتائیک، با مشخصات سطح ولتاژ، اختلاف فاز و فرکانس به شبکه سراسری برق توزیع می‌گردد.

به‌طور کلی اینورترهای فتوولتائیک دو وظیفه مهم را باید به درستی انجام دهند: دنبال کردن نقطه حداکثر توان سلول خورشیدی و تزریق جریان سینوسی باکیفیت بالا به شبکه.

## ۲-۶-۱- روش‌های اتصال سیستم فتوولتائیک به شبکه

در گذشته سیستم‌های فتوولتائیک به‌صورت متمرکز مورد استفاده قرار می‌گرفتند [۲۳]. در این آرایش مطابق شکل ۲-۱۳ تعداد زیادی از سلول‌ها در یک‌رشته باهم سری می‌شوند تا ولتاژ مطلوب را تولید کرده و علاوه بر این تعداد زیادی از این رشته‌ها توسط دیود با یکدیگر موازی می‌شوند تا توان موردنیاز را تأمین نمایند. این آرایش چندین عیب بسیار بزرگ دارد. که از جمله آن می‌توان به نیاز به کابل‌های DC ولتاژ بالا برای متصل کردن مدول‌ها به اینورتر از دست دادن توان و پایین آمدن بازده به

دلیل MPPT متمرکز و تلفات در دیودهای موازی اشاره کرد.



شکل ۲-۱۳: نحوه اتصال سیستم فتوولتائیک به شبکه روش متمرکز(راست) و مدول ac (چپ)[۲۳]

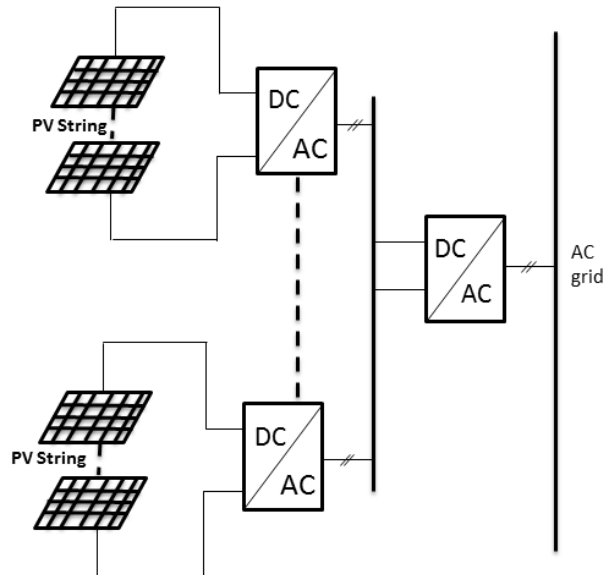
در فناوری‌های حال حاضر از مدوله‌ای <sup>۱</sup> ac یا اینورترهای رشته‌ای استفاده می‌شود که در آن فقط از یک رشته سلول متصل به اینورتر برای تأمین ولتاژ موردنیاز استفاده می‌شود و برای تأمین توان بیشتر مدوله‌ای بیشتری را به باس AC وصل می‌نمایند. مزیت مهم این روش قابلیت MPPT برای هرکدام از رشته‌ها به صورت مستقل است. می‌توان برای هرکدام از رشته‌ها مبدل‌های DC به DC برای افزایش سطح ولتاژ استفاده نمود. ولی استفاده از دوطبقه باعث معایبی از جمله استفاده زیاد عناصر الکترونیک قدرت، پایین آمدن بازدهی، بالا رفتن تلفات، بزرگ شدن اندازه و بالا رفتن هزینه‌ها می‌شود.

فناوری جدیدتری نیز برای اینورترهای فتوولتائیک استفاده می‌شود که اینورترهای چند رشته‌ای نام دارد. این آرایش از مبدل DC به DC برای افزایش سطح ولتاژ و MPPT مستقل برای هرکدام از رشته‌ها و از یک اینورتر برای اتصال رشته‌ها به شبکه استفاده می‌شود. این فناوری بازده بیشتری نسبت به انواع دیگر دارد و همچنین عملکرد بهتری را در صورت بروز پدیده سایه جزئی، از خود نشان

<sup>1</sup> AC Module



می‌دهد. در شکل ۱۴-۲ نحوه آرایش اینورترهای چند رشته‌ای را نشان می‌دهد.



شکل ۱۴-۲: نحوه آرایش اینورترهای چند رشته‌ای [۲۳]

## ۷-۲- الزامات و چالش‌های اتصال به شبکه:

شرایط و الزامات اینورترهای متصل به شبکه یکی از مباحث مهم در این زمینه و مخصوصاً برای سیستم‌های فتوولتائیک است. بعضی از استانداردها که این الزامات را معرفی می‌کنند عبارت‌اند از:

### ۷-۲-۱- پارامترهای کارایی

خروجی اینورترها عملاً دارای هارمونیک می‌باشد و کیفیت یک اینورتر معمولاً توسط پارامترهای کارایی زیر ارزیابی می‌شود:

۱- ضریب هارمونیک برای هارمونیک  $n$  ام و  $HF_n$ : مقیاسی برای نشان دادن تأثیر هر یک از هارمونیک‌ها است.

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (1-2)$$

۲- اعوجاج هارمونیک کل<sup>۱</sup> THD: مقیاسی برای اندازه‌گیری تشابه بین یک شکل موج و مؤلفه اساسی آن است.

$$THD = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2-2)$$

۳- ضریب اعوجاج THD.DF:

مجموع هارمونیک‌ها را نشان می‌دهد ولی سطح هریک از مؤلفه‌های هارمونیک را به‌طور جداگانه مشخص نمی‌کند اگر در خروجی اینورترها یک فیلتر قرار داده شود هارمونیک‌های مراتب بالا به نحو مؤثرتری تضعیف می‌شوند. پس آگاهی در مورد فرکانس و دامنه هر هارمونیک حائز اهمیت است. ضریب اعوجاج، مقدار اعوجاج هارمونیکی را که پس از اعمال یک تضعیف در درجه‌دوره-ی هارمونیک‌ها روی یک شکل موج مشخص باقی می‌ماند، مشخص می‌کند. پس DF<sup>۲</sup> عیار مؤثر بودن کاهش هارمونیک‌های ناخواسته است. بی‌آنکه لازم باشد مقادیر فیلتر با درجه‌دو رو مشخص کنیم [۲۴].

$$THD = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{V_n}{V_1 n^2} \right) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3-2)$$

۲-۷-۲- چالش‌های موجود در اینورتر متصل به شبکه

استفاده از ادوات الکترونیک قدرت در مقابل مبدل برای اتصال به شبکه موجب ایجاد هارمونیک می‌گردد. به همین دلیل باید مبدل تنها هارمونیک‌های محدودی را ایجاد کند تا سطح هارمونیک‌ها از حد متعارف تجاوز نکند.

یکی از ادوات بکار رفته برای بهبود کیفیت توان شبکه‌های توزیع در هنگام اتصال مبدل به شبکه فیلترها هستند که برای رفع مشکلات و مسائلی نظیر هارمونیک‌ها و جبران سازی توان راکتیو در

<sup>1</sup> Total Harmonic Distortion

<sup>2</sup> Distortion Factor

شبکه‌های توزیع به کار می‌رود.

اینورترهای متصل به شبکه علاوه بر پاسخ دینامیکی سریع، عدم حساسیت به نویز و اغتشاشات شبکه قابلیت اعتماد بالا، عدم تزریق جریان DC و بازده مناسب بایستی با استانداردهای موردنیاز شبکه مطابقت داشته باشد.

ولتاژ نقطه تعادل اینورتر به شبکه دارای هارمونیک‌های قابل توجهی بوده و از این رو تأثیرپذیری هرچه کمتر از این آلودگی‌ها از جمله نیازهای طراحی مبدل‌های متصل به شبکه است. یکی از پارامترهای مهم، میزان اعوجاج تولیدی یک مبدل در خروجی است. به منظور کاهش اعوجاج در خروجی مبدل‌ها، از فیلترهای L (توان بالا)، LC، LCL، LLCL استفاده می‌شود.

فیلترهای مرتبه بالا دارای قابلیت‌هایی از جمله قدرت تضعیف بیش‌تر مؤلفه‌های هارمونیک در نتیجه امکان استفاده از فرکانس کلید زنی کم‌تر، کاهش انتشار امواج مغناطیسی، حجم وزن، و قیمت کمتر و نیز تولید توان راکتیو توسط خازن فیلتر برخوردارند.

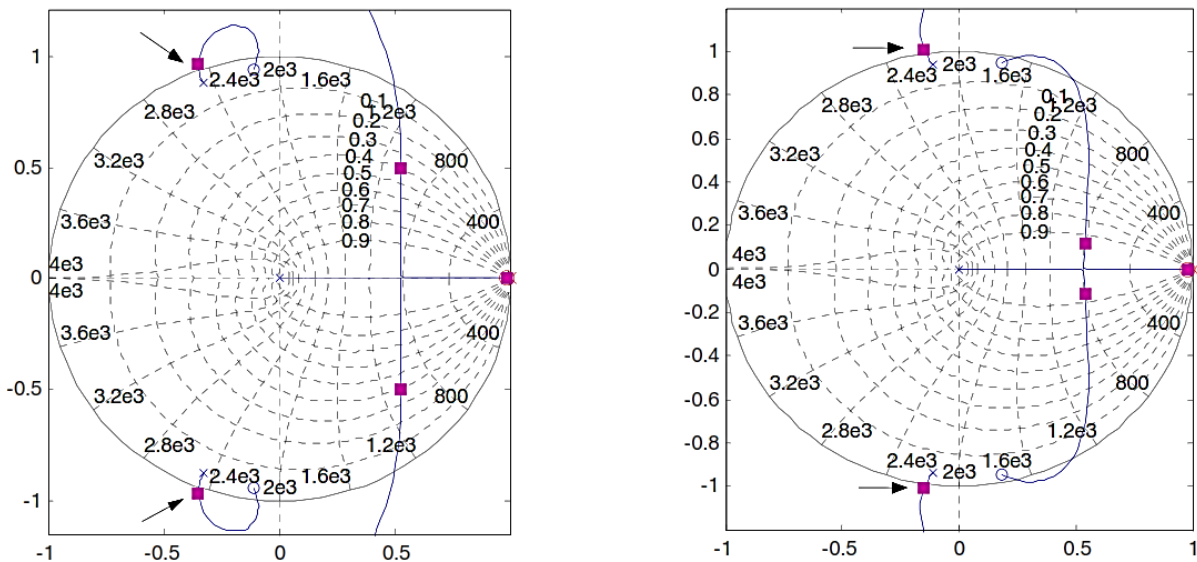
استفاده از فیلتر LCL، مرتبه سیستم را بالا برده و عملاً باعث بروز ناپایداری فرکانس بالا و یا پدیده تشدید می‌گردد. همچنین در سیستم‌های توزیع، اغتشاشات و عدم قطعیت‌های زیادی وجود دارد که قادر است کنترل‌کننده را با مشکل مواجه می‌کند. همچنین به علت سبک‌سازی، کاهش قیمت و افزایش بازده شرکت‌های تجاری تمایل به استفاده از ترانس با فرکانس پایین ایزوله در ورودی ندارند که این امر باعث تأثیرپذیری هرچه بیشتر فرکانس تشدید فیلتر در برابر تغییر اندوکتانس شبکه می‌شود.

از این رو طراحی کنترل‌کننده پایدار با پهنای باند مناسب چالشی جدی برای اینورترهای متصل به شبکه می‌باشد. بهره زیاد موجب کاهش حاشیه پایداری و تقویت نویز اندازه‌گیری و افزایش دامنه سیگنال کنترلی شده که این امر در کنار پدیده احتمالی اشباع در مدولاسیون PWM منجر به ایجاد

هارمونیک‌های ناخواسته در جریان تزریقی به شبکه خواهد شد [۱۴].

اینورترهای متصل به شبکه به علت وجود هارمونیک‌های ولتاژ در نقطه اتصال مشترک و نیز امپدانس کوچک فیلتر در هارمونیک‌های مرتبه پایین به شدت نسبت به اغتشاشات هارمونیکی شبکه حساس بوده و در صورت نداشتن بهره کافی در فرکانس‌های موردنظر، جریانی با اعوجاج زیاد به شبکه تزریق خواهد نمود که خود می‌تواند منجر به تحریک مدهای نوسانی در شبکه یا اینورتر موازی دیگر شود [۲۵].

اینورترهای متصل به شبکه به علت وجود هارمونیک‌های ولتاژ<sup>۱</sup> در نقطه اتصال مشترک<sup>۲</sup> و نیز امپدانس کوچک فیلتر در هارمونیک‌های مرتبه پایین به شدت نسبت به اغتشاشات هارمونیکی شبکه حساس بوده و در صورت نداشتن بهره کافی در فرکانس‌های موردنظر، جریانی با اعوجاج زیاد به شبکه تزریق خواهد نمود که خود می‌تواند منجر به تحریک مدهای نوسانی در شبکه یا اینورتر موازی دیگر شود [۲۵].



شکل ۲-۱۵: بروز ناپایداری فرکانس بالا در اثر افزایش اندوکتانس شبکه [۲۹]

شکل ۲-۱۵ حرکت قطب‌ها به سمت خارج دایره واحد و در نتیجه بروز ناپایداری فرکانس بالا در اثر افزایش بیش از حد اندوکتانس شبکه (کاهش پهنای باند) را نشان می‌دهد.

<sup>۱</sup> Background Harmonic

<sup>۲</sup> Point Of Common Coupling

## ۲-۷-۳- استانداردها

به منظور محدود کردن میزان ریپل جریان و تغییرات فرکانس و جریان DC تزریقی به شبکه در مبدل‌های متصل به شبکه برای منابع انرژی‌های تجدید پذیر وضع شده است.

یکی از مهم‌ترین پارامترها هارمونیک تزریقی به شبکه است [۱۴]. یکی از این استانداردها IEC 61727 و نیز IEE 1547 می‌باشد که در جدول زیر بررسی شده است.

جدول ۲-۲ میزان هارمونیک جریان استانداردهای IEC 61727 و IEE 1547

استانداردهای IEC 61727 و IEE 1547						
هارمونیک فرد	$h < 11$	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$h > 35$	مجموع اعوجاج هارمونیک
درصد	۴ درصد	۲ درصد	۱/۵ درصد	۰/۶ درصد	۰/۳ درصد	۵ درصد

جدول ۳-۲ مقایسه محدودیت فرکانسی در استانداردهای مختلف

IEE 1547	IEC 61727	VDE 0126-1-1	نوع استاندارد
$59.3 < f < 60.5$	$f_{n-1} < f < f_{n+1}$	$47.5 < f < 50.3$	محدوده

جدول ۴-۲ مقایسه محدودیت تزریق جریان DC در استانداردهای مختلف

IEE 1547	IEC 61727	VDE 0126-1-1	نوع استاندارد
$I_{DC} < 1(\%)$	$I_{DC} < 1(\%)$	$I_{DC} < 1A$	محدوده



---

---

## فصل ۳ :

# روش‌شناسی کنترل‌کننده و پیشینه تحقیق

---

---

### ۳-۱- اهمیت طراحی کنترل‌کننده:

یکی از مهم‌ترین قسمت‌های یک اینورتر متصل به شبکه قسمت کنترل‌کننده آن است. در واقع رفتار گذرا و دائمی و در نتیجه مطابقت با استانداردهای موردنیاز در یک مبدل به طراحی کنترل‌کننده معطوف می‌شود. هدف اصلی دستیابی به یک جریان سینوسی پایدار مقاوم در برابر اغتشاشات بیرونی

با اعوجاج کمتر و با پاسخ دینامیکی سریع می‌باشد.

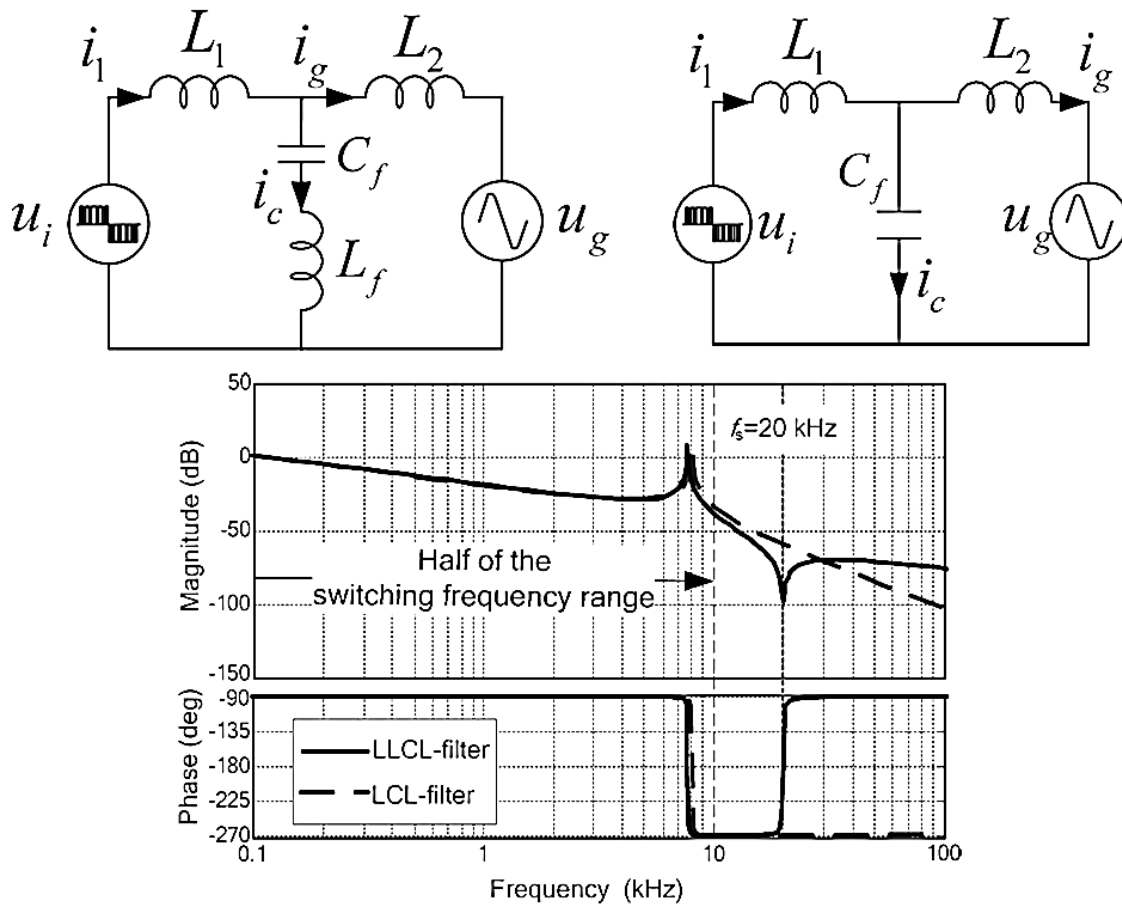
برای طراحی کنترل‌کننده نخستین گام در نظر گرفتن یک مدل مناسب باهدف استفاده از ابزار قدرتمند طراحی کنترل خطی می‌باشد. زیرا تنها عضو غیرخطی، مدل سوئیچ زنی آن بوده که مدل خطی آن از دقت مطلوبی برخوردار است [۲۶-۲۷]. در این فصل ضمن مدل‌سازی و بحث پیرامون فیلتر خروجی و روش‌های ایجاد میرایی، به معرفی انواع کنترل‌کننده‌های مورد استفاده در مبدل متصل به شبکه پرداخته می‌شود.

### ۳-۲- فیلتر خروجی

فیلتر L با ضریب تضعیف  $20 \frac{dB}{dec}$  ساده‌ترین نوع فیلتر بوده که معمولاً در توان‌های زیاد مورد استفاده قرار می‌گیرد. فرکانس تشدید در فیلتر LC به شدت به اندوکتانس معادل شبکه وابسته است برای کاهش تغییرات فرکانس تشدید می‌توان به ساختار LCL دست یافت.

استفاده از فیلترهای LLCL مشابه با شکل ۳-۱ در مبدل‌های متصل به شبکه نیز از جمله ایده‌هایی است که اخیراً مطرح شده است [۲۸]. در این فیلتر یک اندوکتانس با خازن به نحوی سری می‌شود که فرکانس تشدیدش با فرکانس کلید زنی برابر شود. مسیر شاخه موازی برای فرکانس کلید زنی، اتصال کوتاه بوده و در نتیجه سلف سمت شبکه با فرکانس دو برابر (برای مدولاسیون Bipolar) و یا چهار برابر فرکانس کلید زنی (برای مدولاسیون unipolar) طراحی می‌شود که از حجم وزنی به مراتب کوچک‌تر برخوردار است.





شکل ۳-۱: نمایش فیلترهای LCL و LLCL و پاسخ فرکانسی آن‌ها [۲۸]

تاکنون دیده‌های مختلفی در مورد محل فیدبک جریان و با استفاده از ترکیبی از فیدبک جریان و ولتاژ ارائه شده، استفاده از جریان خروجی اینورتر (قبل از اینورتر) باعث پیدایش دو صفر در نزدیکی دو قطب فیلتر شده و عملاً سیستم از دید کنترل کننده مشابه به یک سیستم مرتبه یک به نظر آمده و در نتیجه امکان افزایش بهره تا حد مطلوبی فراهم است.

اما در این روش هیچ‌گونه کنترلی روی جریان تزریقی به شبکه و یا میزان توان راکتیو مصرف شده توسط فیلتر وجود ندارد و ممکن است که شاخه موازی خازن با اندوکتانس معادل شبکه بدون آنکه دیده شود تشدید نموده و اعوجاج جریان را به شدت افزایش دهد.

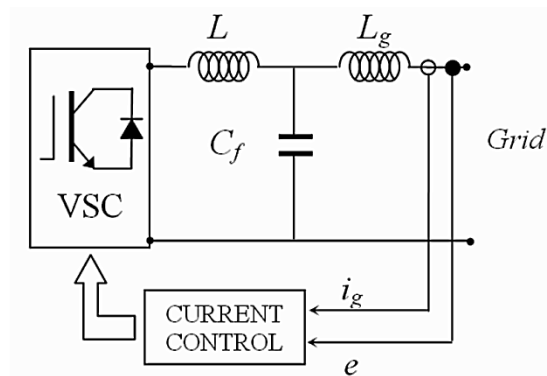
در این روش با افزایش اندوکتانس شبکه فاصله صفرها و قطب‌های مختلط افزایش یافته (کاهش اثر خنثی‌سازی قطب‌ها توسط صفرها) و امکان بروز ناپایداری وجود دارد. گزینه دیگر استفاده از

فیدبک جریان تزریق شده به شبکه است [۳۰].

در این روش می توان جریان خروجی را با ضریب قدرت کنترل شده (معمولاً ضریب قدرت یک) را به شبکه تزریق نمود. تابع انتقال این سیستم فاقد صفر بوده و در نتیجه امکان بروز ناپایداری در بهره‌ی کمتری نسبت به حالت قبلی وجود دارد. در شکل ۳-۲ نمایش نحوه بازخورد جریان و تأثیر آن در معادله مشخصه را نشان می دهد.

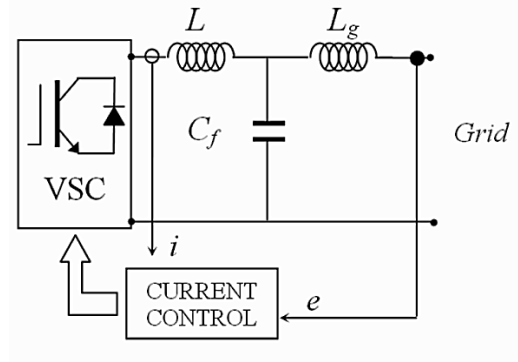
لازم به ذکر است در حالت دوم با استفاده از حلقه‌های داخلی دیگر شامل جریان و یا ولتاژ خازن و یا به عبارت دیگر با استفاده از فیدبک حالت می توان مرتبه‌ی سیستم را از دید کنترل کننده کاهش داده و در نتیجه حاشیه پایداری را افزایش داد [۳۱].

همچنین می توان با تقسیم خازن فیلتر به دو خازن و استفاده از جریان بین آنها، از سیگنالی محتوی جریان خروجی و نیز سهمی از جریان خازن استفاده نمود [۳۲].



$$G(s) = \frac{i(s)}{V(s)} = \frac{1}{Ls} \frac{(s^2 + z_{L_g C_f}^2)}{(s^2 + \omega_{res}^2)}, z_{L_g C_f}^2 = [L_g C_f]^{-1}, \omega_{res}^2 = \frac{(L + L_g) z_{L_g C_f}^2}{L} \quad \text{الف}$$

(۱-۳)



$$G(s) = \frac{i_g(s)}{V(s)} = \frac{1}{Ls} \frac{z_{LgCf}^2}{(s^2 + \omega_{res}^2)}, z_{LgCf}^2 = [L_g C_f]^{-1}, \omega_{res}^2 = \frac{(L + L_g) z_{LgCf}^2}{L} \quad (ب)$$

(۲-۳)

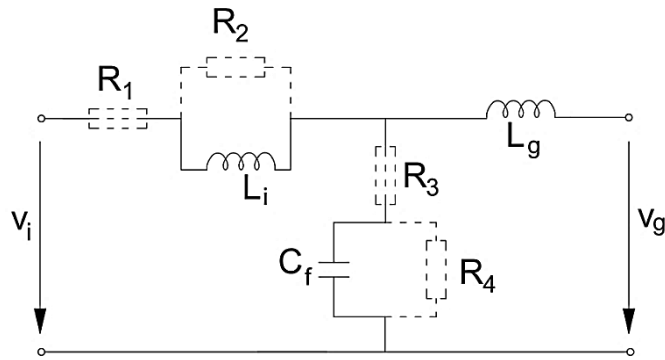
شکل ۲-۳ نمایش نحوه بازخورد جریان و تأثیر آن در معادله مشخصه حالت الف) و حالت ب)

### ۳-۳- میرا نمودن پدیده تشدید

روش‌های مختلفی برای میرا نمودن پدیده تشدید وجود دارد که به دودسته‌ی فعال<sup>۱</sup> و غیرفعال<sup>۲</sup> تقسیم کرد. در روش غیرفعال، مقاومت‌هایی به اجزای فیلتر و معمولاً سری با خازن اضافه می‌شود (شکل ۳-۳). که البته موجب کاهش بازده سیستم می‌گردد.

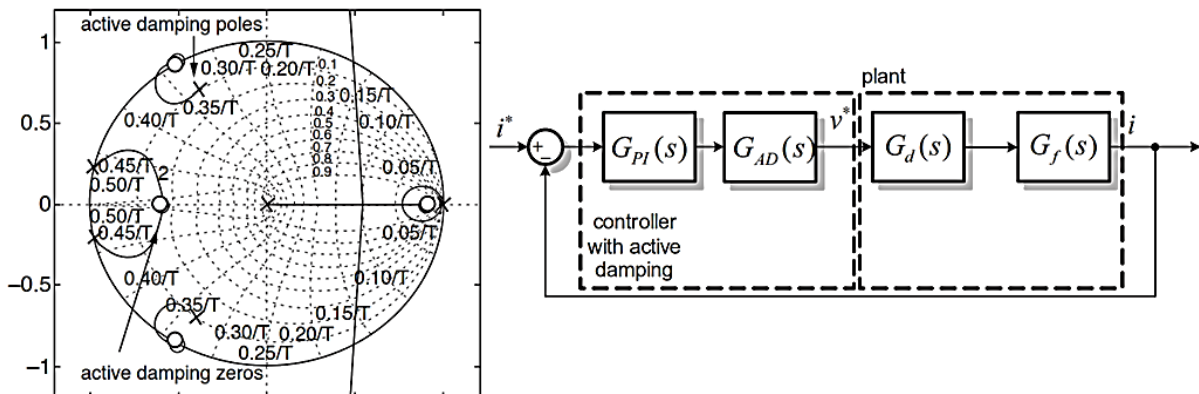
مقاومت سری شده با خازن به نحوی انتخاب می‌گردد که ثابت زمانی آن از دوره تناوب رزونانس کم‌تر باشد. این روش در مواردی که اندوکتانس شبکه تغییر کند کارایی خود را از دست خواهد داد. برای مثال فرض کنید که مقاومت مناسبی به منظور میرا کردن تشدید در بدترین حالت شبکه و با فرکانس تشدید حداقل، طراحی شده باشد. حال اگر به هر علتی فرکانس تشدید افزایش یابد، به علت کاهش امپدانس خازن، تلفات مقاومت به نحو چشم‌گیری افزایش خواهد یافت.

<sup>1</sup> Active  
<sup>2</sup> Passive



شکل ۳-۳ افزایش ضریب میرایی سیستم با استفاده از مقاومت [۳۳]

برای حل این مشکل می‌توان با افزودن مقاومت‌ها به صورت مجازی و با اضافه کردن اثر وجود آن‌ها به توابع تبدیل سیستم، میرایی را بدون کاهش بازده افزایش داد [۳۳ و ۳۴]. استفاده از جبران ساز پیش فاز- پس فاز و فیلتر میان‌گذر نیز از جمله صفر و قطب خود سیستم اصلی، منحنی مکان هندسی ریشه‌ها (شاخه‌های ناپایدار مکان) را به نحو مطلوبی تغییر دهند (شکل ۳-۴). اما این روش نیز در صورت تغییر پارامترهای سیستم دچار خطا شده و احتیاج به پیاده‌سازی روش‌های افقی نیز دارند. الگوریتم ژنتیک یک ابزار سودمند برای طراحی بهینه صفرها و قطب‌های موردنظر می‌باشد. که در فصل بعد به صورت مفصل راجع به این الگوریتم بحث خواهد شد.



شکل ۳-۴ ایجاد میرایی سیستم با افزودن صفر و قطب در نتیجه تغییر مکان هندسی ریشه‌ها [۱۴]

### ۳-۴- مدل سازی سیستم

برای سادگی فرض می‌شود که دامنه جریان مرجع توسط حلقه‌های ولتاژ و یا توان فراهم شده

باشد، در واقع حلقه‌های کنترل ولتاژ و یا توان دارای دینامیک کندتری نسبت به حلقه کنترل جریان بوده و می‌توان کنترل‌کننده جریان را به صورت مستقل طراحی کرد.

### ۳-۴-۱- مدل PWM<sup>۱</sup>

یکی از متداول‌ترین روش‌های PWM استفاده از روش مدولاسیون یک‌طرفه است. در این مدولاسیون به علت این که اولین مؤلفه هارمونیک در مجاورت دو برابر فرکانس کلید زنی ظاهر می‌شود، از المان‌های فیلتر کوچک‌تری نسبت به مدولاسیون دوطرفه (Bipolar) برخوردار است.

استفاده از روش‌های پیشرفته‌تر نظیر روش بردار فضایی<sup>۲</sup> یا THIPWM<sup>۳</sup> در اینورترهای سه فاز و یا چند سطحی نیز امری مرسوم است. با توجه به شکل شکل ۳-۵ ضریب وظیفه‌ی مبدل در ناحیه‌ی خطی آن برابر است با :

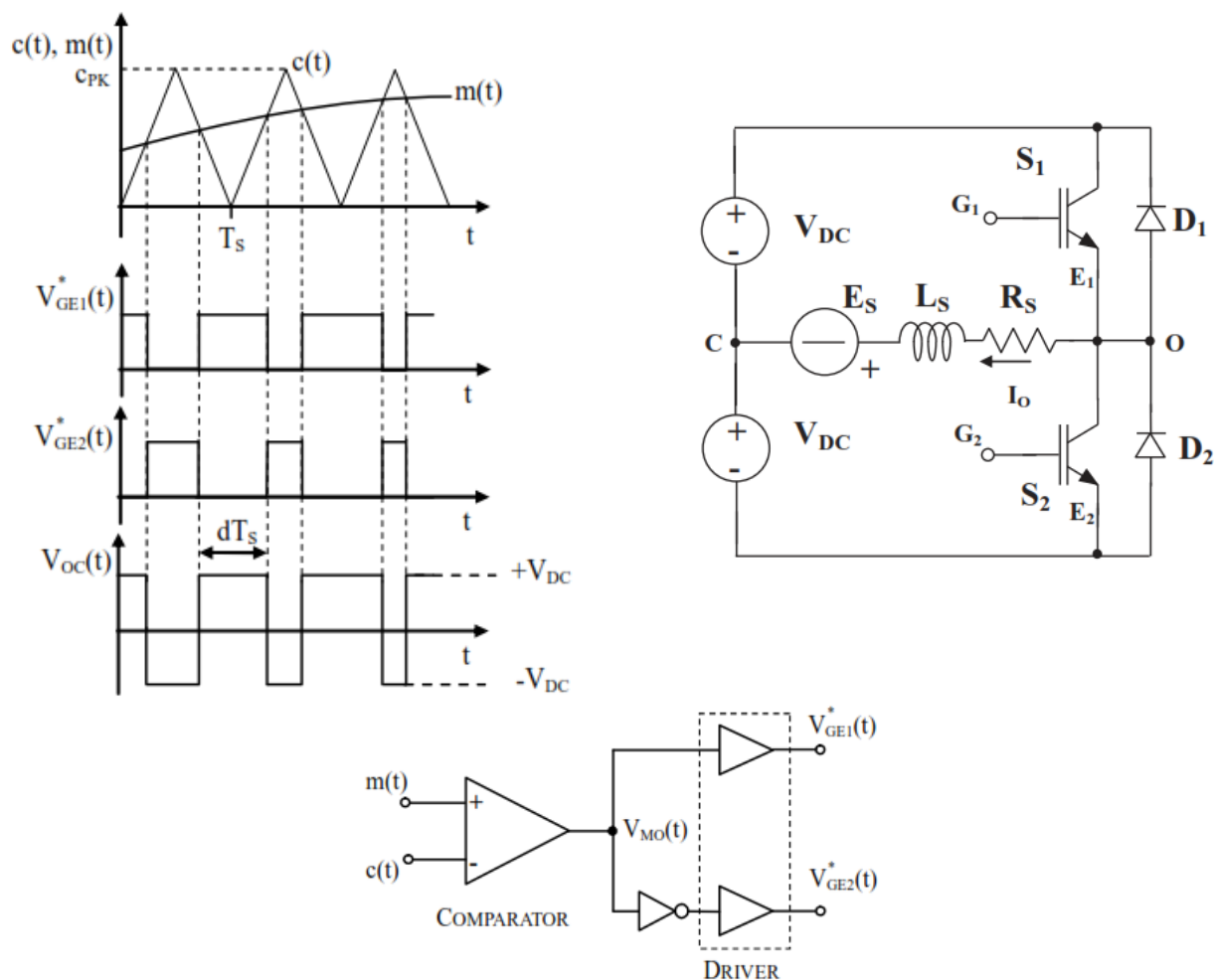
$$\frac{m}{d_{T_s}} = \frac{C_{PK}}{T_s} \rightarrow d = \frac{m}{C_{PK}} \quad (۳-۳)$$

---

<sup>۱</sup> Pulse With Modulation

<sup>۲</sup> Space Vector PWM

<sup>۳</sup> Third Harmonic Injected PWM



شکل ۳-۵ نمایش اصول اولیه PWM [۳۴]

در رابطه ارائه شده،  $C_{PK}$  دامنه موج مثلثی است. معمولاً در کنترل دیجیتال، تأخیری به اندازه  $1.5T_s$  برای انجام محاسبات انتقال نتیجه در خروجی PWM در نظر گرفته می‌شود. زمان انجام محاسبات در کسری از  $T_s$  انجام می‌شود که این انتخاب می‌تواند دربرگیرنده تأخیرهای گسسته سازی در کنترل کننده نیز باشد. همان طور که در شکل زیر مشخص است. مدت تأخیر  $T_d = \frac{T_s}{2}$  برای ساخته شدن موج PWM در نظر گرفته شده است.

بنابراین تابع تبدیل PWM به صورت (۳-۴) زیر قابل محاسبه است.

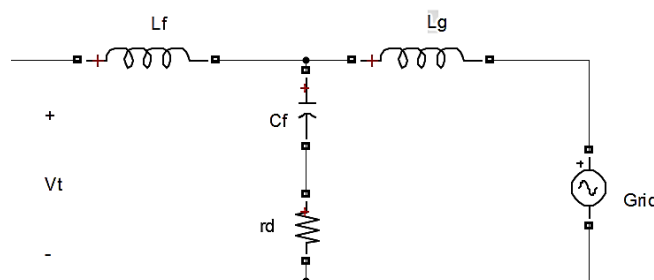
$$PWM(s) = \frac{e^{-T_d s}}{C_{PK}} \quad (4-3)$$

با در نظر گرفتن زمان تأخیر در محاسبات به اندازه  $T_s$ ، (3-5) برای مدل تأخیر حاصل خواهد شد [18].

$$G_d = \frac{1}{1 + 1.5T_s s} \quad (5-3)$$

### 3-4-2- مدل فیلتر

فیلتر موردنظر یک فیلتر مرتبه 3 بوده که برای سادگی از مقاومت‌های پارازیتی سری با اندوکتانس‌ها صرف‌نظر شده است.



شکل 3-6 فیلتر LCL و عوامل تأثیرگذار در جریان خروجی

با توجه به شکل 3-6 دو عامل ولتاژ اینورتر و شبکه در میزان و کیفیت جریان تزریقی به شبکه اثر

دارد.

وجود هارمونیک‌ها و یا اغتشاش در ولتاژ شبکه مستقیماً روی کیفیت جریان تزریق شده اثر گذاشته و

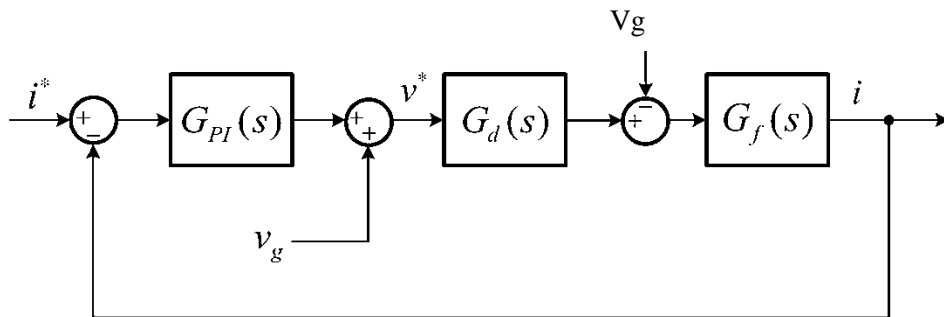
بنابراین لازم است که اینورتر متصل به شبکه رفتاری شبیه یک منبع جریان از خود نشان دهد. روابط

(3-6) و (3-7) بیانگر تابع انتقال جریان نسبت به ولتاژ اینورتر و شبکه است.

$$G(s) = \frac{i_g(s)}{V_T(s)} \Big|_{v_g=0} = \frac{sC_f R_d + 1}{s^3 L_i L_g C_f + s^2 C_f R_d (L_i + L_g) + s(L_i + L_g)} \quad (6-3)$$

$$G(s) = \frac{i_g(s)}{V_g(s)} \Big|_{v_t=0} = \frac{s^2 L_i C_f + s C_f R_d + 1}{s^3 L_i L_g C_f + s^2 C_f R_d (L_i + L_g) + s(L_i + L_g)} \quad (7-3)$$

با استفاده از مدل بدست آمده می‌توان حلقه‌ی کنترل جریان را در ساده‌ترین حالت به صورت شکل ۷-۳ در نظر گرفت. در این شکل به علت بهره محدود کنترل‌کننده PI از مؤلفه پیش‌خور ولتاژ شبکه به منظور افزایش پاسخ دینامیکی و نیز کاهش اعوجاج و تأثیرپذیری از اغتشاش شبکه استفاده شده است.



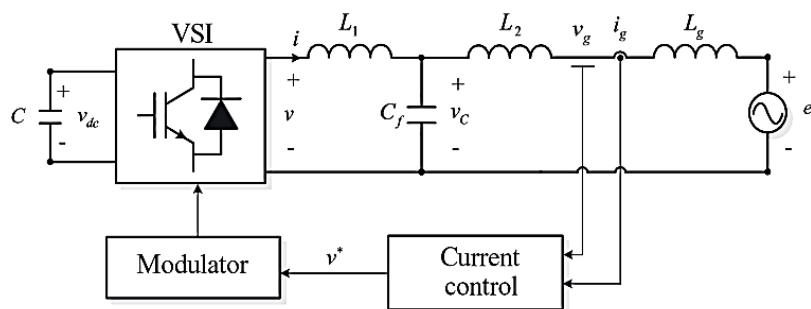
شکل ۷-۳ نمایش حلقه کنترل جریان در اینورتر متصل به شبکه [۱۴]

### ۳-۵- بررسی روش‌های مختلف کنترل جریان

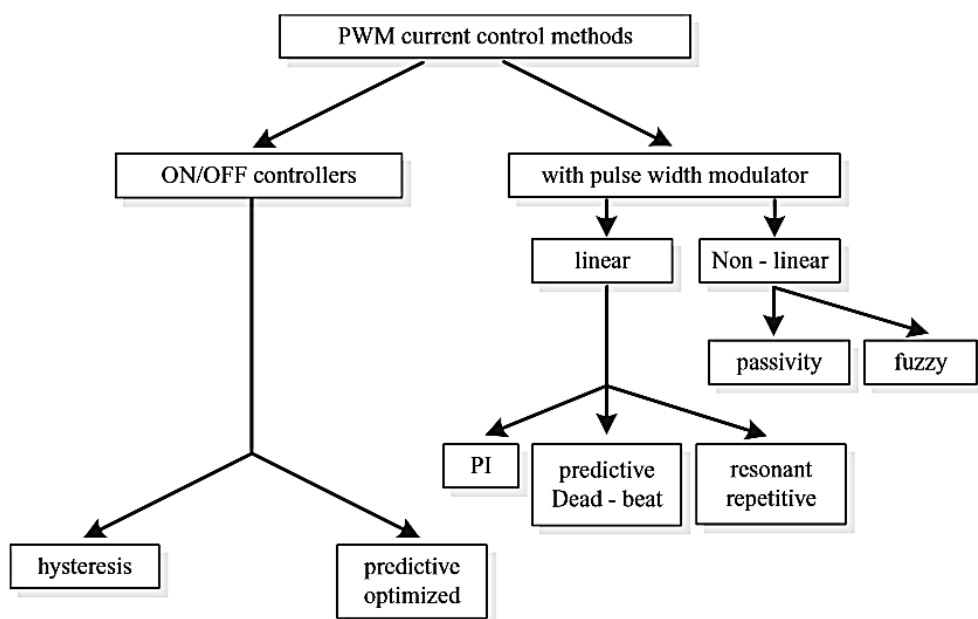
هدف تزریق یک جریان سینوسی بدون هارمونیک و مقاوم در برابر اغتشاشات بیرونی و با ضریب توان کنترل شده می‌باشد. خطای حالت دائمی، سرعت پاسخ دینامیکی و یا نیازهای کنترلی دیگر بسته به کاربری اینورتر از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است.

تاکنون انواع کنترل‌کننده‌ها نظیر تناسبی-انتهجالی، پیش‌بین، هیستریزیس، کنترل بهینه، شبکه عصبی، فازی استفاده شده است [۱۴]. شکل ۳-۸ و شکل ۳-۹ به ترتیب بلوک کنترل‌کننده جریان مرجع و انواع مختلف کنترل جریان اینورتر را نشان می‌دهند.





شکل ۳-۸ بلوک دیاگرام کنترل کننده جریان مرجع [۱۴]



شکل ۳-۹ انواع مختلف کنترل جریان اینورتر [۱۴]

### ۳-۵-۱- کنترل کننده تناسبی انتگرالی<sup>۱</sup>

کنترل کننده PI با بهره DC بی نهایت انتخاب بسیار مناسبی برای سیستم‌های کنترل با سیگنال‌های DC می‌باشد. اما با افزایش فرکانس، بهره‌ی این کنترل کننده کاهش می‌یابد. بهره‌ی این کنترل کننده در فرکانس‌های بیشتر باعث بروز خطای حالت دائم در اندازه و فاز خروجی خواهد شد. به عبارت دیگر استفاده سیستم از این کنترل کننده در چهارچوب ساکن نه تنها باعث خطا در توان

<sup>۱</sup> Proportional-Integral (PI)

اکتیو، بلکه منجر به تولید توان راکتیو ناخواسته نیز می‌شود. با استفاده از تبدیل پارک<sup>۱</sup> می‌توان معادلات ولتاژ و جریان را به چهارچوب سنکرون برده و با اضافه کردن جملات جداساز<sup>۲</sup> کنترل دقیق با خطای حالت ماندگار صفر، روی کمیت‌های DC تبدیل‌شده، انجام داد.

یکی از روش‌های متداول استفاده از چهارچوب ولتاژ شبکه<sup>۳</sup> VOC و کنترل برداری متغیرهاست، لازم به ذکر است که در شبکه قدرت، سیگنال‌ها به شکل سینوسی تک فرکانس بوده و علاوه بر آلودگی‌های هارمونیک دارای عدم تعادل نیز می‌باشد.

از این‌رو با اعمال تبدیل پارک نمی‌توان به سیگنال‌های DC خالص دست‌یافت. مؤلفه‌های هارمونیک و یا توالی منفی می‌تواند به‌عنوان یک اغتشاش رفتار نمود و اعوجاج جریان خروجی را افزایش دهد.

فیلتر کردن این مؤلفه‌ها اگرچه می‌تواند سودمند باشد ولی به علت کاهش پهنای باند حاصل از فیلتر، پاسخ دینامیکی سیستم کند خواهد شد.

همچنین می‌توان برای کاهش اثر هارمونیک، با استفاده از انتگرال‌گیری ولتاژ، به حل معادلات در چهارچوب شار فرضی شبکه<sup>۴</sup> FOC پرداخت که بازهم منجر به افزایش مرتبه و کاهش پهنای باند سیستم می‌شود. راه‌حل دیگر استفاده از مؤلفه پیش‌خور ولتاژ شبکه در حلقه کنترل جریان است. به‌طوری‌که تمامی مؤلفه‌های هارمونیک و یا اغتشاشات ناگهانی حاصل از شبکه به نحو معکوس جبران خواهد شود [۳۶-۳۵].

برای مؤلفه پیش‌خور کردن ولتاژ بایستی تابع انتقال PWM و قسمتی از فیلتر به‌صورت معکوس به ورودی کنترل‌کننده اضافه شود که این کار مستلزم شناخت دقیق از المان‌های فیلتر و یا تأخیرهای

---

<sup>1</sup> Park Transition

<sup>2</sup> Decoupling Term

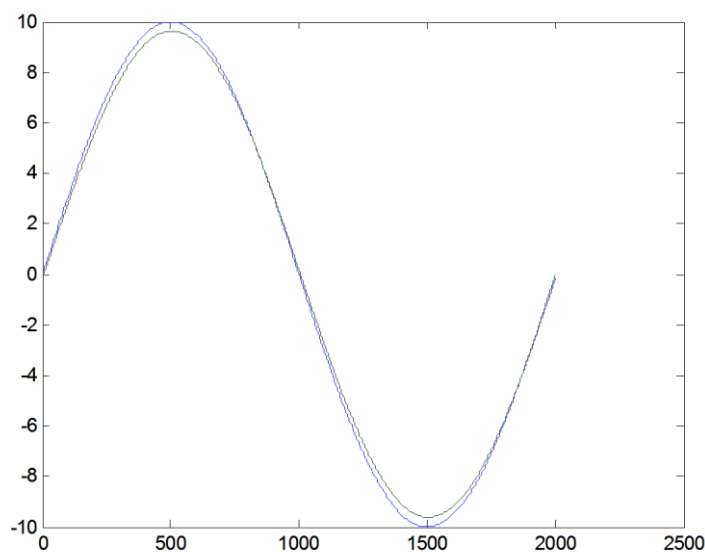
<sup>3</sup> Voltage Oriented Control

<sup>4</sup> Flux Oriented Control

سیستم است. همچنین احتمال به اشباع رفتن کنترل کننده به علت مشتق گیری از اغتشاشات و یا مؤلفه های فرکانس بالا در مسیر مؤلفه پیش خور وجود دارد.

بنابراین برآوردن نیازهای کنترلی و مطابق با استانداردها، با بهره گیری از کنترل کننده PI کار ساده ای نیست.

این کنترل کننده دو عیب اساسی دارد: اول این که وقتی سیگنال مرجع سینوسی باشد دارای خطای حالت ماندگار دامنه و فاز است. وازدید تئوری کنترل کننده PI گین بی نهایت در فرکانس صفر و گین محدود در فرکانس بالا ایجاد می کند که باعث می شود به صورت نامطلوبی سیگنال سینوسی را دنبال کند.



شکل ۳-۱۰ دنبال کردن موج مرجع سینوسی توسط کنترل کننده تناسبی انتگرالی

### ۳-۵-۲ - کنترل کننده PR :

با توجه به محدودیت‌های استفاده از کنترل کننده PI و همچنین نیاز به محاسبات زیاد در چهارچوب سنکرون، استفاده از کنترل کننده که بتواند پاسخگوی نیازهای ما در چهارچوب ساکن نیز باشد امری جالب توجه است. بجای استفاده از تبدیل پارک می‌توان معادل PI را در چهارچوب ساکن استفاده نمود.

به عبارت دیگر، با ضرب نمودن توابع سینوس و کسینوس به تابع تبدیل PI در حوزه زمان، رابطه (۸-۳) تا رابطه (۱۰-۳) در حوزه فرکانس با استفاده از کانولوشن توابع حاصل خواهد شد [۳۷].

$$G_{AC}(s) = G_{DC}(s - j\omega) + G_{DC}(s + j\omega) \quad (۸-۳)$$

$$G_{DC}(s) = \frac{K_i}{S} \rightarrow G_{AC}(s) = \frac{2K_i S}{S^2 + \omega^2} \quad (۹-۳)$$

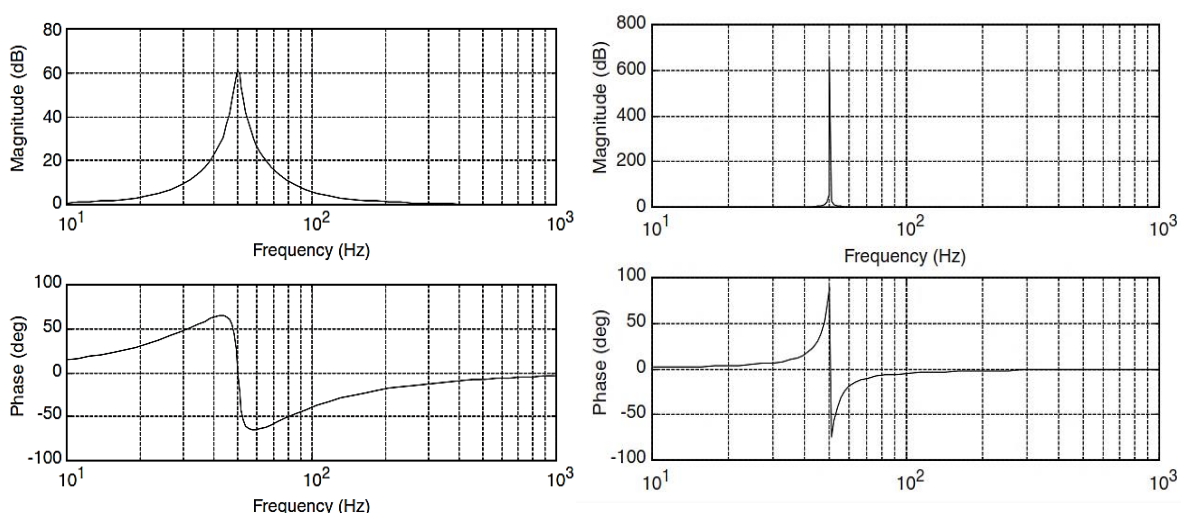
$$G_{DC}(s) = \frac{K_i}{S + \omega_c} \rightarrow G_{AC}(s) = \frac{2K_i(\omega_c S + \omega_c^2)}{S^2 + 2\omega_c S(\omega^2 + \omega_c^2)} \approx \frac{2K_i(\omega_c S)}{S^2 + \omega_c S + \omega^2} \quad (۱۰-۳)$$

در رابطه (۱۰-۳) از تقریب  $\omega_c \ll \omega$  استفاده شده است. کنترل کننده رزونانسی در رابطه (۹-۳) دارای بهره‌ی فاز نامتناهی در فرکانس  $\omega$  است. رابطه (۱۰-۳) بیانگر معادله یک کنترل کننده‌ی شبه رزونانسی<sup>۱</sup> قابل پیاده‌سازی توسط پردازشگر دیجیتال و یا آنالوگ می‌باشد.

---

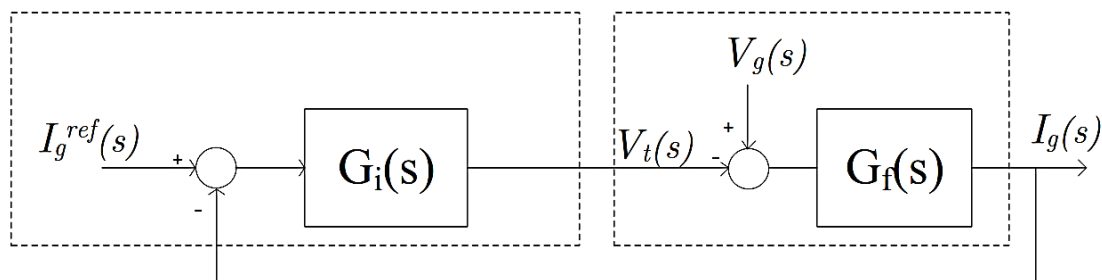
<sup>۱</sup> Quasi Resonant

شکل ۱۱-۳ پاسخ فرکانسی یک کنترل کننده شبه رزونانسی را نشان می دهد. با برابر قرار دادن فرکانس تشدید یک کنترل کننده و فرکانس شبکه می توان از اصل مدل داخلی<sup>۱</sup> در کنترل استفاده کرد. بر اساس این اصل اگر تبدیل لاپلاس ورودی و یا اغتشاش در داخل سیستم حلقه بسته تحت کنترل، وجود داشته باشد، خطای حالت ماندگار صفر خواهد بود [۱۴].



شکل ۱۱-۳ پاسخ فرکانسی کنترل کننده رزونانسی (سمت راست) و شبه رزونانسی (سمت چپ) [۳۷]

از کنترل کننده PR می توان به منظور جبران هارمونیک و حذف اغتشاشات متناوب حاصل از شبکه استفاده نمود. با استفاده از شکل ۱۲-۳ و روابط (۳-۶) و (۳-۷) می توان رابطه (۱۱-۳) را برای جریان تزریق شده بدست آورد.



شکل ۱۲-۳ مدل ساده شده حلقه کنترل جریان [۱۴]

<sup>۱</sup> Internal Model Principle (IMP)

$$I_g(s) = G_f(s) \left( V_t - \frac{S^2 L_i C_f + S C_f R_d + 1}{S C_f R_d + 1} V_g \right) \quad (11-3)$$

که در رابطه (۱۱-۳)  $G_f(s)$  برابر است با:

$$G_f(s) = \frac{S C_f R_d + 1}{S^3 L_i L_g C_f + S^2 C_f R_d (L_i + L_g) + S(L_i + L_g)} \quad (12-3)$$

با توجه به میزان ناچیز المان‌های فیلتر می‌توان رابطه (۱۱-۳) را در فرکانس پایین با

رابطه (۱۳-۳) تقریب زد.

$$I_g(s) = G_f(s) (V_t - V_g) \quad (13-3)$$

با استفاده از روش می‌سود تبدیل لاپلاس جریان خروجی برحسب ورودی‌های موجود به صورت

(۱۴-۳) بدست می‌آید:

$$I_g(s) = \left[ \frac{G_i(s) G_f(s)}{1 + G_i(s) G_f(s)} I_{ref}(s) - \frac{G_f(s)}{1 + G_i(s) G_f(s)} V_g(s) \right] \quad (14-3)$$

با توجه به محدود بودن  $G_f(s)$ ، در صورتی که کنترل‌کننده  $G_i(s)$  دارای بهره زیاد در فرکانس

شبکه و یا هارمونیک‌های بالاتر باشد، اثر ولتاژ شبکه و اغتشاشات حاصل از آن در جریان خروجی

حذف خواهد شد و بخش دوم در رابطه (۱۴-۳) برابر صفر خواهد شد.

همچنین اینورتر مشابه یک منبع جریان و با بهره‌ی واحد و زاویه صفر، سیگنال مرجع را دنبال

خواهد نمود که در بخش اول رابطه (۱۴-۳) نشان داده شده است. تحلیل فوق برای هر کنترل‌کننده‌ای

که در فرکانس موردنظر بهره زیادی داشته باشد برقرار است.

بنابراین با استفاده از کنترل‌کننده تناسبی - رزونانسی می‌توان به پاسخ حالت دائمی مطلوب

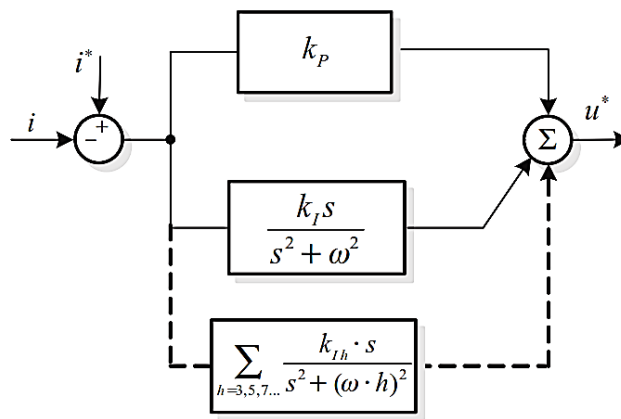
بدون استفاده از مؤلفه پیش‌خور ولتاژ شبکه دست‌یافت [۳۸]. بهره کنترل‌کننده PR با تغییر فرکانس

به شدت افت نموده که این مساله عملاً باعث از بین رفتن تمامی مزایای فوق در شرایط تغییر فرکانس

شبکه خواهد بود.

بنابراین با استفاده از کنترل کننده‌های شبه رزونانسی می‌توان بهره را در محاسبات فرکانس شبکه نیز تا حد قابل قبولی بالا نگه داشت. روش دیگر استفاده از کنترل کننده رزونانسی وقفی متناسب با تغییر فرکانس می‌باشد [۳۹].

شکل ۳-۱۳ استفاده از کنترل کننده PR به همراه جبران سازهای هارمونیک جریان و پاسخ فرکانسی سیگنال خروجی را نسبت به ورودی مرجع و اغتشاش نشان می‌دهد.



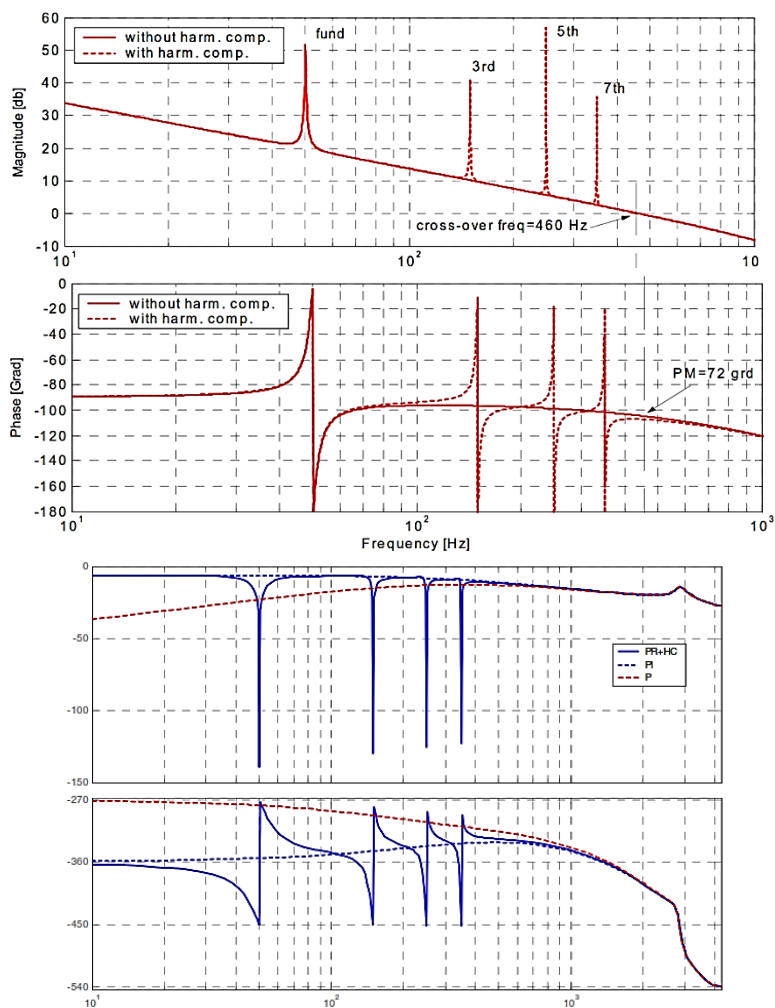
شکل ۳-۱۳ کنترل جریان و جبران هارمونیک‌های مرتبه پایین توسط کنترل کننده PR [۴۲]

به علت بهره زیاد، پیاده‌سازی این کنترل کننده توسط پردازشگرهای دیجیتال، ممکن است که با چالش‌هایی نظیر حجم حافظه‌ی کم و یا تعداد بیت‌های محدود و در نتیجه بروز خطای گرد کردن همراه باشد.

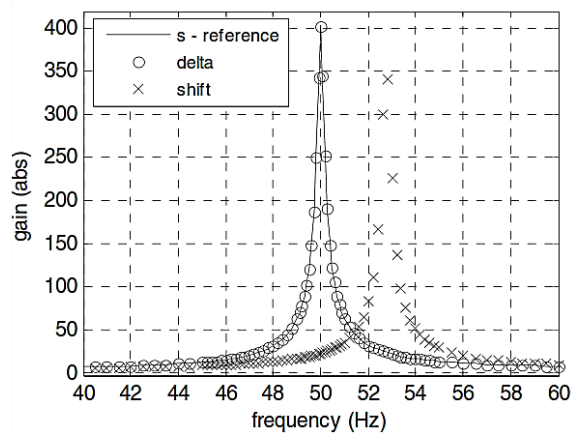
خطای گرد کردن می‌تواند باعث تغییر در ضرایب فیلتر دیجیتال شده و عملاً فرکانس تشدید را تغییر می‌دهد. برای رفع این مشکل استفاده از اپراتور دلتا<sup>۱</sup> در پیاده‌سازی فیلترهای رزونانسی امری ضروری می‌نماید. با استفاده از این اپراتور می‌توان با ایجاد درجات آزادی بیش‌تر ضرایب را به نحوی بدست آورد که احتیاجی به گرد کردن آن‌ها نباشد [۴۱ و ۴۰]. شکل ۳-۱۵ پاسخ فرکانسی کنترل کننده

<sup>۱</sup> Delta Operator

را در شرایط حضور و یا عدم حضور دلتا نشان می‌دهد.



شکل ۳-۱۴ پاسخ فرکانسی PR با جبران ساز هارمونیک نسبت به ورودی مرجع (بالا) و اغتشاش گر (پایین)



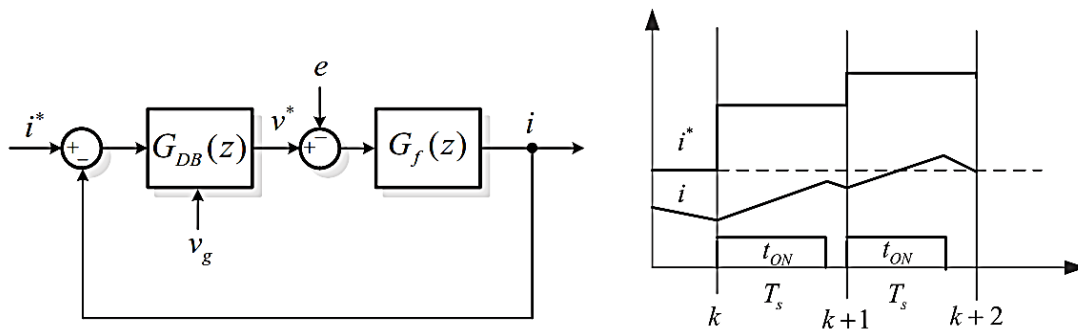
شکل ۳-۱۵ استفاده از اپراتور دلتا و نمایش اثر آن در دقت پاسخ فرکانسی [۴۳]



### ۳-۵-۳- کنترل پیش‌بین<sup>۱</sup>

با داشتن اطلاعات نمونه‌های قبلی و پیش‌بینی روند آن‌ها بر اساس معادلات دیفرانسیل حاکم بر سیستم، سیگنال کنترلی به نحوی تعیین می‌گردد که خروجی واقعی در نمونه‌های بعدی به مقدار مرجع فعلی برسد [۴۴].

این کنترل‌کننده وابسته به پارامترهای سیستم بوده و در صورت اختلاف قابل توجه بین پارامترهای برنامه‌ریزی شده و واقعی ناپایدار خواهد شد. شکل ۱۸-۳ شکل موج جریان کنترل‌کننده با کنترل Dead Beat را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۱۶ شکل موج جریان کنترل شونده با کنترل‌کننده Dead beat [۴۴]

$$G_{cl}(z) = \frac{1}{Z^2}$$

$$G_{DB}(z) = \frac{1}{G_f(z)} \frac{Z^{-2}}{1 - Z^{-2}} \quad (15-3)$$

با توجه به رابطه (۱۵-۳) حلقه کنترل جریان دارای تأخیری به اندازه دو برابر پریود نمونه‌برداری بوده که بسیار سریع می‌باشد. به عبارت دیگر وجود دو قطب در مرکز دایره در حالت ایده آل معادل قطب‌هایی در منفی بی‌نهایت با ثابت زمانی صفر می‌باشد.

وجود خطا در پارامترها (در اینجا اندوکتانس فیلتر) منجر به جابجایی قطب‌ها و به خطر افتادن

<sup>1</sup> Predictive Control

پایداری می‌گردد. در اینورتر متصل به شبکه، حد پایداری از دیدگاه نظری تا میزان دو برابر اندوکتانس مورد استفاده توسط کنترل کننده در حل معادلات است، که این میزان در عمل به  $1/5$  برابر محدود می‌شود.

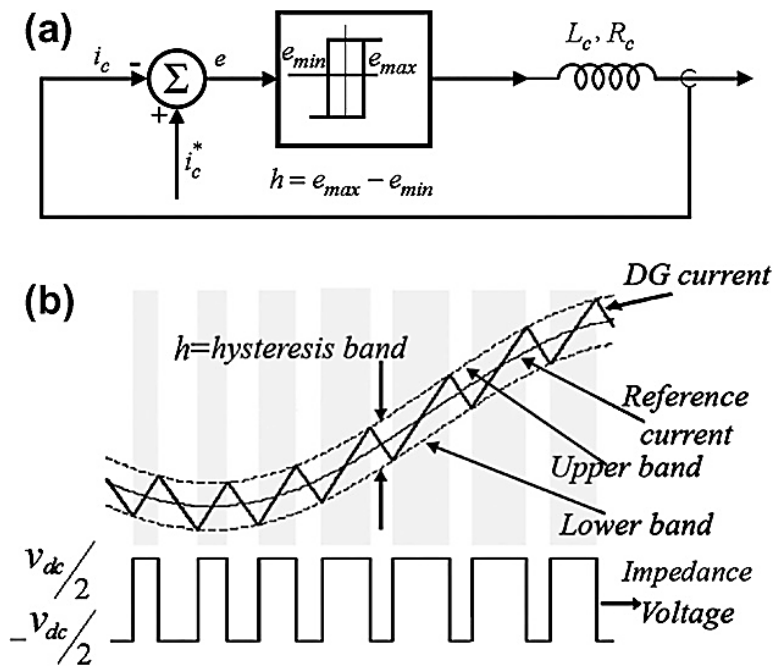
تاکنون تدابیر مختلفی برای افزایش پایداری کنترل کننده پیش‌بین انجام شده که از جمله آن می‌توان روش استفاده از نمونه برداری بهبود یافته [۴۵] و یا وقفی نمودن کنترل کننده با استفاده از تخمین اندوکتانس اشاره کرد [۴۶].

### ۳-۵-۴ - کنترل کننده هیستریزیس

می‌توان با در نظر گرفتن باند هیستریزیس جریان تزریق شده را در یک همسایگی از جریان مرجع کنترل کرد. شکل ۳-۱۷ نحوه عملکرد این کنترل کننده را نشان می‌دهد. این روش بسیار سریع، ساده و ارزان ولی در عین حال دارای فرکانس متغیر در خروجی است.

فرکانس متغیر علاوه بر کاهش کیفیت توان، طراحی فیلتر مناسب و پایدار را با مشکل مواجه می‌کند. در این کنترل کننده با باند هیستریزیس محدود، امکان جبران هارمونیک وجود نداشته و پس در مواقعی که ولتاژ شبکه آلوده باشد، جریانی با اعوجاج بالا تزریق خواهد نمود.

کاهش باند هیستریزیس منجر به رفتاری مشابه منبع جریان ایده آل می‌شود. اما این قابلیت باعث افزایش زیاد تلفات کلید زنی در مبدل می‌شود. روش‌ها و مقالات زیادی در باب رفع مشکل این کنترل کننده نوشته شده ولی به پیچیدگی آن افزوده است.



شکل ۳-۱۷ نمایش عملکرد کنترل جریان هیستریزس [۴۹]

### ۳-۵-۵- کنترول بهینه

با استفاده از فیدبک حالت مناسب و در نظر گرفتن شاخص بهینه می‌توان به جایابی و طراحی دلخواه مقادیر سیستم دست‌یافت (با شرط کنترل‌پذیر بودن) برای پیاده‌سازی کنترل بهینه احتیاج به همه حالت‌ها و در نتیجه تعداد حس‌گرهای زیادی می‌باشد. در مواقعی که در اندازه‌گیری برخی حالت‌ها با مشکل مواجه می‌شویم، می‌توان با تخمین حالت‌ها توسط فیلتر کالمن، کنترل‌کننده مناسب را طراحی کرد که این امر بازهم موجب افزایش پیچیدگی محاسبات خواهد شد. مقالات متعددی به طراحی کنترل‌کننده‌های LQR، LQG در اینورترها پرداخته است [۵۱ و ۵۰].

لازم به ذکر است که این کنترل‌کننده در برابر تغییرات و عدم قطعیت‌های سیستم مقاوم

نیست.

### ۳-۵-۶- کنترول حالت لغزشی

کنترول حالت لغزشی یکی از بهترین روش‌های مقاوم کنترول غیرخطی است. علی‌رغم مقاوم بودن

این روش در برابر تغییرات سیستم، یافتن سطح لغزش<sup>۱</sup> مناسب در اینورتر متصل به شبکه کار ساده‌ای نیست، همچنین پدیده ایجاد نویز در این سیستم امری بسیار محتمل بوده و ترکیب آن با مبدل‌های الکترونیک قدرت عیب‌یابی سیستم را در عمل پیچیده می‌کند [۴۷].

### ۳-۵-۷- سیستم‌های کنترل هوشمند

استفاده از روش‌های کنترل هوشمند در اینورترهای متصل به شبکه و یا دیگر مبدل‌های الکترونیک قدرت راه کار دیگری برای کنترل این نوع مبدل‌ها است. در این قسمت به معرفی کنترل هوشمند فازی، روش‌های بهینه‌سازی الگوریتم انبوه ذرات<sup>۲</sup> و ژنتیک<sup>۳</sup> پرداخته می‌شود.

روش کلی کنترلی انجام‌شده به این صورت است که در ابتدا با کمک از الگوریتم بهینه‌سازی GA ضرایب کنترل‌کننده PR را تعیین کرده و در مرحله‌ی بعد برای بهبود ضرایب یافته شده از کنترل هوشمند فازی و همچنین الگوریتم بهینه‌سازی PSO برای انتخاب مناسب مراکز فازی ضرایب کنترل‌کننده PR، استفاده می‌کنیم.

### ۳-۵-۸- کنترل هوشمند فازی

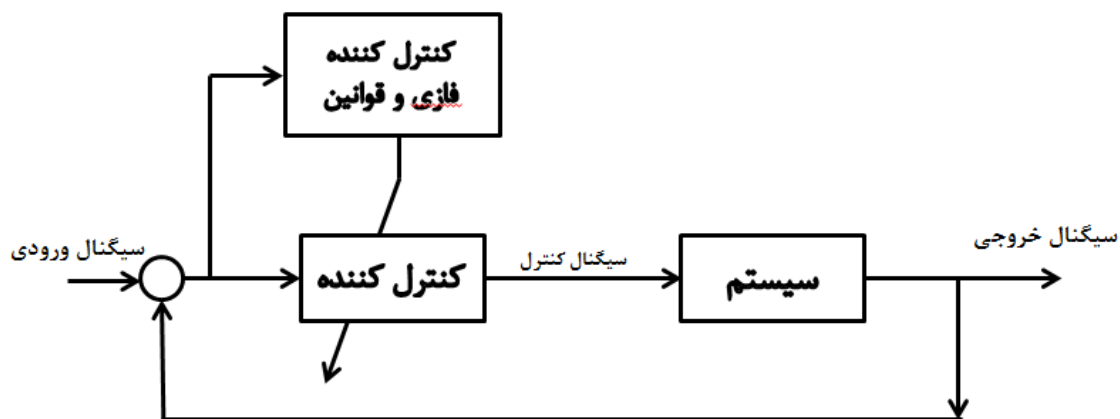
از کنترل فازی می‌توان برای بدست آوردن ضرایب کنترل‌کننده استفاده نمود، به این صورت که با تعیین مراکز فازی صحیح هرکدام از ضرایب کنترل‌کننده PR می‌توان به خروجی مطلوب، که همان کاهش خطای جریان تزریقی خروجی، نسبت به جریان مطلوب است، دست یافت. در این پایان‌نامه برای تعیین هرکدام از ضرایب کنترل‌کننده PR، از دو ورودی خطا و مشتق خطا استفاده شده است. برای هرکدام از این ورودی‌ها<sup>۳</sup> تابع عضویت گوسین در نظر گرفته شده است، که در مجموع برای تعیین صحیح هرکدام از ضرایب کنترل‌کننده PR، ۹ قانون به کار برده شده است.

شکل ۳-۱۸ شمای کلی تعیین ضرایب کنترل‌کننده را با روش فازی نشان می‌دهد.

<sup>1</sup> Sliding Surface

<sup>2</sup> Particle Swarm Optimization

<sup>3</sup> Genetic Algorithm



شکل ۳-۱۸ شمای کلی تعیین ضرایب کنترل کننده با استفاده از روش فازی (کنترل نظارتی)

### ۳-۵-۹- الگوریتم بهینه‌سازی

بهینه‌سازی فرآیندی است که برای بهتر کردن چیزی دنبال می‌شود. در هنگام بهینه‌سازی، شرایط اولیه با روش‌های مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرد و اطلاعات به دست آمده، برای بهبود بخشیدن به یک فکر یا روش مورد استفاده قرار می‌گیرند [۴۸].

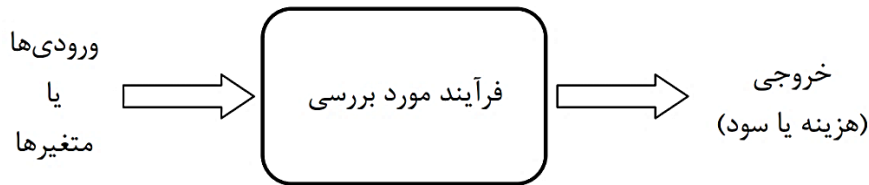
در بهینه‌سازی، از یافتن بهترین جواب برای یک مساله صحبت به میان می‌آید. لفظ بهترین به طور ضمنی بیان می‌کند که بیش از یک جواب برای مساله مورد نظر وجود دارد که البته دارای ارزش یکسانی نیستند. تعریف بهترین جواب، به مساله مورد بررسی، روش حل و همچنین میزان خطای مجاز وابسته است. بنابراین نحوه فرمول بندی مساله نیز بر چگونگی تعریف بهترین جواب تأثیر مستقیم دارد.

بهینه‌سازی تغییر دادن ورودی‌ها و خصوصیات یک دستگاه، فرایند ریاضی است به نحوی که بهترین خروجی یا نتیجه بدست بیاید. ورودی‌ها متغیرهای فرآیند یا تابع مورد بررسی هستند که به نام‌های تابع هدف<sup>۱</sup> و یا تابع هزینه<sup>۲</sup> نامیده می‌شود. تمام مسائل بهینه‌سازی به صورت کمینه‌سازی

<sup>۱</sup> Objective Function

<sup>۲</sup> Cost Function

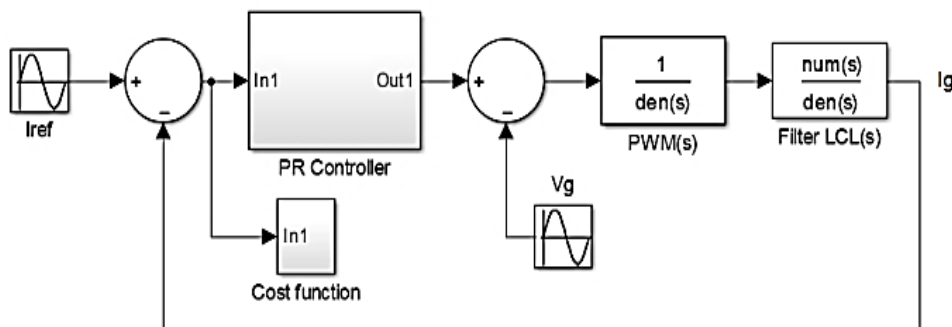
مقدار یک تابع هزینه در نظر گرفته شده‌اند. به راحتی می‌توان نشان داد که هر نوع مساله بهینه‌سازی را می‌توان در قالب یک مساله کمینه‌سازی تعریف نمود.



شکل ۳-۱۹ فرآیند یا تابعی که بهینه‌سازی می‌شود [۴۸].

تابع هزینه تعریف شده به صورت (۴-۱۶) نشان داده شده است، که با الگوریتم‌های GA و نیز با روش فازی PSO سعی بر کمینه کردن آن داریم.

$$Costfunction = \|e\|^2 \quad (۳-۱۶)$$



شکل ۳-۲۰ بلوک دیاگرام حلقه کنترل جریان

### ۳-۵-۹-۱- الگوریتم بهینه‌سازی GA

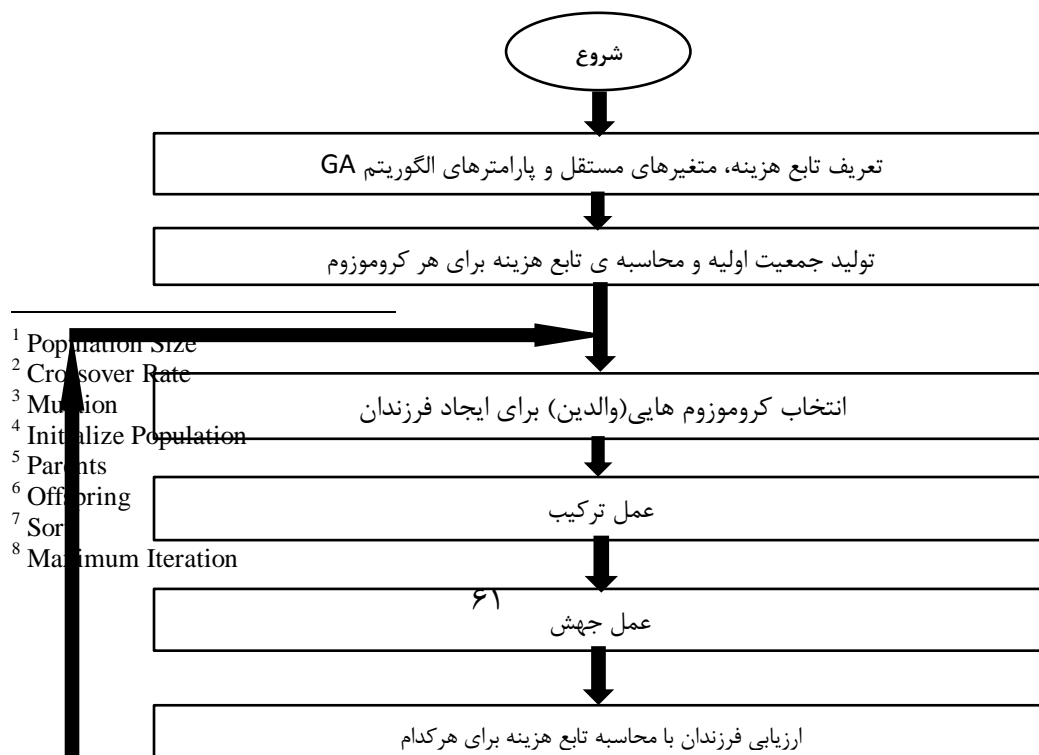
در این بخش به اختصار این الگوریتم را مورد بررسی قرار می‌دهیم برای مطالعه بیشتر می‌توان به [۴۸] مراجعه کرد. نتایج شبیه‌سازی در فصل بعد نشان داده شده است

این الگوریتم با یک جمعیت از اعضای منحصر به فرد کار می‌کند که در آن برای هر عضو یک

برازندگی تعریف می‌شود بدیهی است اعضای که برازندگی بیشتری داشته باشند فرصت های بیشتری برای زاد و ولد از طریق آمیزش با سایر افراد جمعیت می‌یابند. این موجب ایجاد اعضای جدیدی می‌شود که برخی از مشخصات والدین خود را به ارث می‌برند. به این ترتیب اگر الگوریتم مزبور به خوبی طراحی شده باشد. جمعیت به سمت یک راه حل بهینه برای مسئله همگرا می‌شود .

خلاصه‌ی مراحل الگوریتم GA به این ترتیب است:

- (۱) تعریف تابع انتقال
- (۲) تعریف متغیرهای مستقل
- (۳) تعریف پارامترهای مربوط به GA مانند: اندازه جمعیت<sup>۱</sup>، نرخ ترکیب<sup>۲</sup>، نرخ جهش<sup>۳</sup> و...
- (۴) تعریف تابع هزینه
- (۵) تولید جمعیت اولیه<sup>۴</sup>
- (۶) حلقه GA استاندارد:
  - I. انتخاب والدین<sup>۵</sup>
  - II. تولید فرزندان<sup>۶</sup> جدید با روش ترکیب و جهش
  - III. محاسبه تابع هزینه برای فرزندان جدید
  - IV. مرتب‌سازی<sup>۷</sup> جمعیت فعلی (جمعیت فعلی به علاوه فرزندان جدید) بر اساس تابع هزینه
  - V. جمعیت جدید بهترین‌های جمعیت فعلی مرتب‌شده به تعداد اندازه جمعیت است.
  - VI. شرط پایان حلقه: در اینجا از ماکزیمم تعداد تکرار حلقه<sup>۸</sup> استفاده شده است.
- (۷) نمایش بهترین جواب و پایان



شکل ۳-۲۱ خلاصه مراحل اجرای الگوریتم ژنتیک استاندارد [۴۸]

### ۳-۵-۹-۲- الگوریتم بهینه‌سازی انبوه ذرات

جیمز کندی<sup>۱</sup>، روانشناس اجتماعی، و راسل سی ابرهارت<sup>۲</sup>، مهندس برق، صاحبان اصلی ایده الگوریتم PSO می‌باشند. در الگوریتم PSO، تعدادی از موجودات وجود دارند، که به آن‌ها ذره گفته می‌شود و در فضای جستجوی تابعی که قصد کمینه کردن مقدار آن را داریم، پخش شده‌اند. هر ذره مقدار تابع هدف را در موقعیتی از فضا که در آن قرار گرفته است، محاسبه می‌کند. سپس با استفاده از ترکیب اطلاعات محل فعلی‌اش و بهترین محلی که در گذشته در آن بوده است و همچنین اطلاعات یک یا چند ذره از بهترین ذرات موجود در جمع، جهتی را برای حرکت انتخاب می‌کند. همه‌ی ذرات جهتی برای حرکت انتخاب می‌کنند و پس از انجام حرکت، یک مرحله از الگوریتم به پایان می‌رسد. این مراحل چندین بار تکرار می‌شوند تا آن‌که جواب موردنظر به دست بیاید. و برای مطالعه بیشتر

---

<sup>1</sup> James Kennedy

<sup>2</sup> Russell C.Eberhart



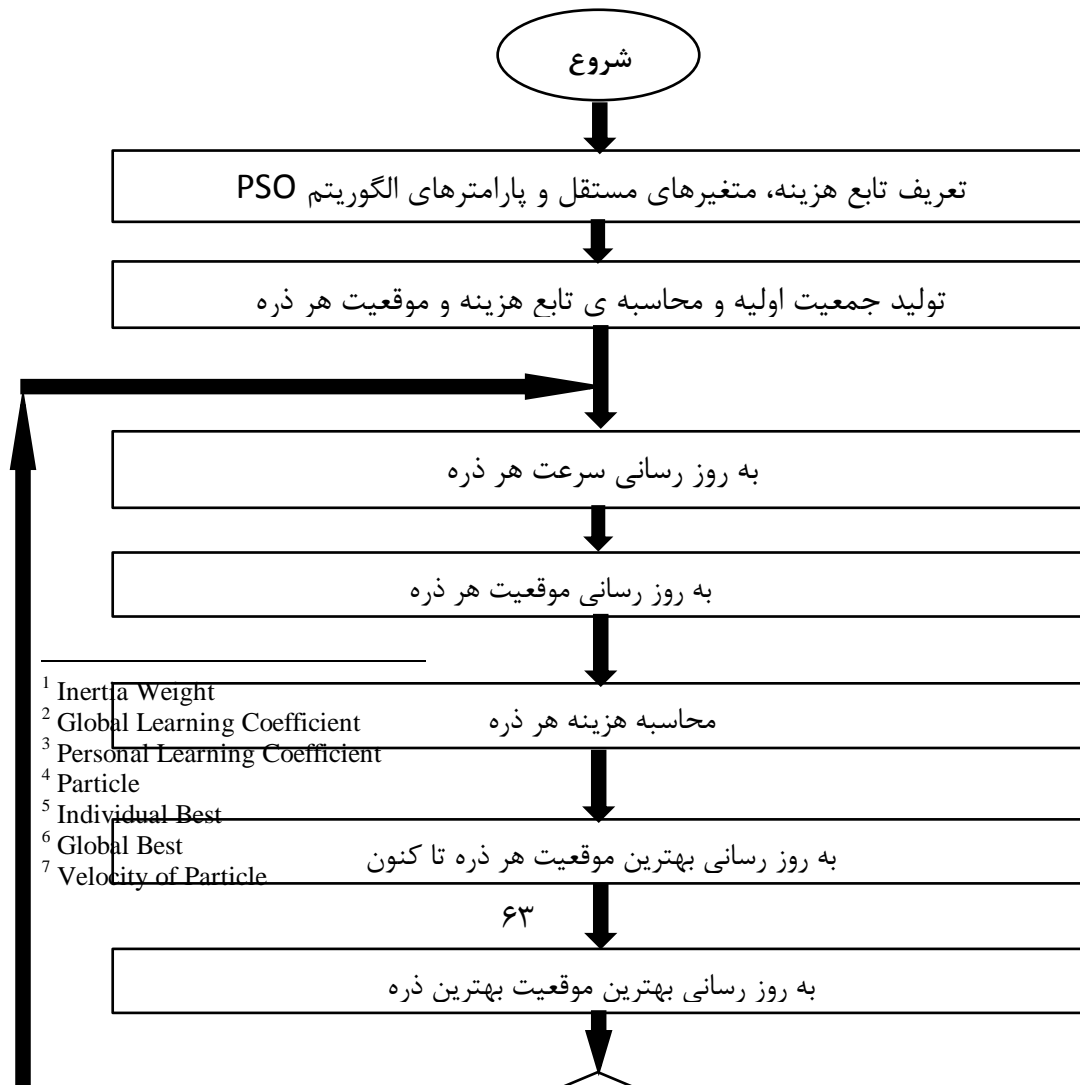
می‌توان به [۴۸] مراجعه کرد. خلاصه مراحل الگوریتم به صورت زیر است:

- (۱) تعریف تابع انتقال
- (۲) تعریف متغیرهای مستقل
- (۳) تعریف پارامترهای مربوط به الگوریتم PSO، مانند: اندازه جمعیت، وزن اینرسی<sup>۱</sup>، ضریب یادگیری عمومی<sup>۲</sup>، ضریب یادگیری شخصی<sup>۳</sup> و..
- (۴) تعریف تابع هزینه
- (۵) تولید جمعیت اولیه به صورت تصادفی
- (۶) حلقه PSO استاندارد:

- I. محاسبه تابع هزینه برای هر ذره<sup>۴</sup> و مشخص نمودن بهترین موقعیت هر ذره تاکنون<sup>۵</sup> و بهترین ذره (جواب) کلی<sup>۶</sup>.
- II. محاسبه سرعت هر ذره<sup>۷</sup> و موقعیت جدید هر ذره با روابط زیر.

$$V_i(k+1) = w.V_i(k) + C_1.r_1.(P_i(k) - X_i(k)) + C_2.r_2.(G(k) - X_i(k)) \quad (۱۷-۳)$$

$$X_i(k+1) = X_i(k) + V_i(k+1) \quad (۱۸-۳)$$



شکل ۳-۲۲ خلاصه مراحل اجرای الگوریتم PSO [۴۸]

### ۳-۶- قفل فاز PLL<sup>۱</sup>

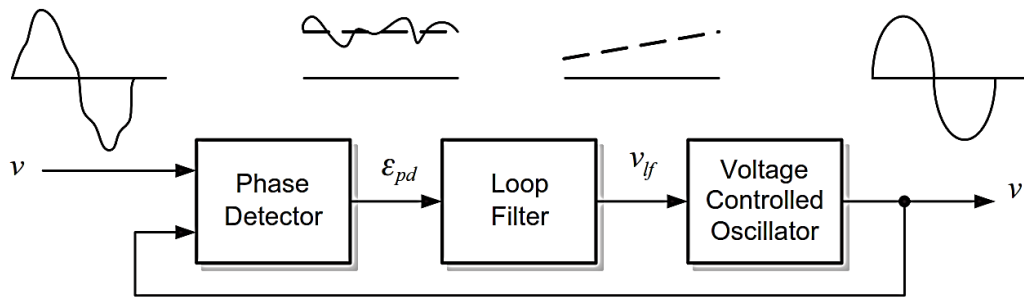
بخش دیگری از سیستم کنترل حلقه قفل فاز است و برای تعیین جریان مرجع کنترل کننده، نیاز به فاز و فرکانس شبکه است تا بتوان فاز و فرکانس ولتاژ خروجی اینورتر را بسته به میزان توان اکتیو تزریقی به شبکه تعیین کرد. روش قفل فاز یک روش خودکنترلی است که در آن فرکانس و فاز به طور همزمان تصحیح می شوند. مزیت این روش آن است که علاوه بر تصحیح فرکانسی، تصحیح فاز را هم انجام داده و اختلافات فاز دو طرف را در صفر قفل می کند. لذا نیازی به یافتن لحظه‌ی هم‌فازی برای سنکرون نمودن نمی باشد. شکل ۳-۲۳ حلقه قفل فاز PLL را نشان می دهد.

اولین قسمت آشکارکننده فاز است که میزان اختلاف فاز سیگنال ایجاد شده با سیگنال مرجع را نشان می دهد. در قسمت دوم یک فیلتر پایین گذر است که میزان اختلاف را به صورت ولتاژ DC به قسمت

---

<sup>۱</sup> Phase-Locked Loop

VCO می‌دهد که VCO نیز یک نوسان‌ساز تنظیم‌شده با ولتاژ است.



شکل ۳-۲۳ بلوک دیاگرام PLL [۱۴]

اساس کار حلقه فاز به این صورت است که با پس فاز نمودن سیگنال ولتاژ کم می‌شود تا در نهایت فاز دو سیگنال برابر می‌شود که در کل، برابر شدن فاز باعث برابر شدن فرکانس نیز خواهد شد. در شاخه مهندسی قدرت و الکترونیک قدرت این سیستم در موارد اتصال به شبکه برای تبادل انرژی استفاده می‌گردد.



---

## فصل ۴ :

# طراحی کنترل کننده

---

### ۴-۱- کلیات طرح

اینورتر متصل به شبکه شامل حلقه‌های کنترلی مختلف از قبیل حلقه‌های کنترل جریان، ولتاژ، حلقه‌های قفل فاز و یا فرکانس<sup>۱</sup> FLL یا در موارد خاص قابلیت‌های کنترل ریز شبکه‌ها هستند.

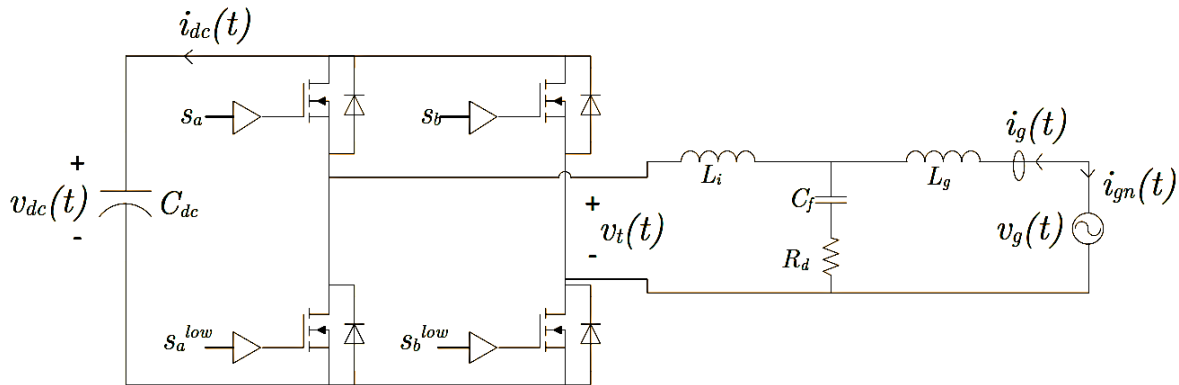
کنترل جریان، رکن اساسی در عملکرد یک مبدل متصل به شبکه است.

در این فصل به طراحی اجزا فیلتر، کنترل کننده پیشنهادی و حلقه‌ی قفل فاز پرداخته می‌شود. بخش کنترل اینورتر در انواع منابع انرژی از هم مستقل بوده و تنها نقطه اشتراک آن‌ها خازن لینک DC است. قسمت‌های مختلف اینورتر متصل به شبکه از دیدگاه کنترل به صورت شکل ۴-۱ نشان

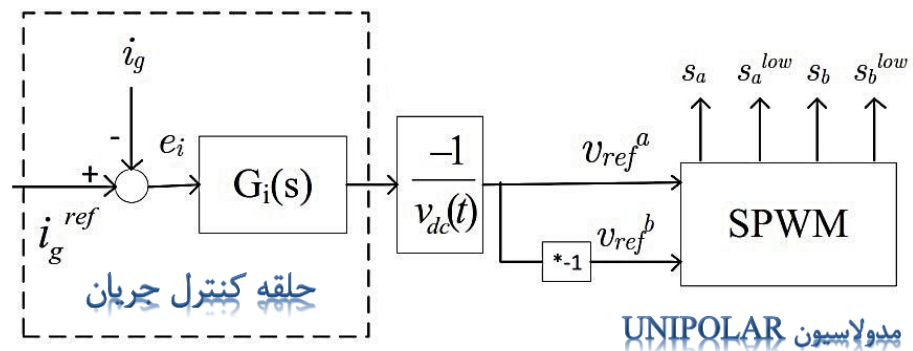
---

<sup>۱</sup> Frequency Locked Loop

داده شده است. همچنین بخش کنترل تک فاز اینورتر متصل به شبکه نیز در شکل ۲-۴ نمایش داده شده است.



شکل ۱-۴ شمای کلی اینورتر متصل به شبکه



شکل ۲-۴ بخش کنترل تک فاز اینورتر متصل به شبکه

## ۲-۴- روش سوئیچینگ

در این مبدل از روش سوئیچینگ<sup>۱</sup> SPWM برای سوئیچ زنی استفاده می‌شود. در این روش سیگنال مرجع که سینوسی است را با یک سیگنال دندان‌اره‌ای با فرکانس ۳۰ کیلوهرتز مقایسه کرده و سیگنال‌ها تعیین می‌گردد. همان‌طور که دیده می‌شود، این مدولاسیون یک‌طرفه می‌باشد. مزیت این روش این است که موج خروجی دارای هارمونیک اول و هارمونیک‌های دو برابر فرکانس سوئیچینگ می‌باشد. این امر باعث کاهش حجم فیلتر خروجی، برای تبدیل به یک موج سینوسی می‌گردد.

<sup>۱</sup> Sinusoidal Pulse With Modulation

### ۳-۴- تعیین مقدار خازن باس DC

برای محدود کردن اندازه ریپل ولتاژ باس DC مقدار خازن به صورت زیر تعیین می شود

$$\begin{cases} V_g(t) = \hat{V} \cos(\omega_g t) \\ i_g(t) = \hat{I}_g \cos(\omega_g t - \varphi) \end{cases} \quad (1-4)$$

$$\begin{aligned} P_{Out}(t) &= V_g I_g \cos(\omega_g t) \cos(\omega_g t - \varphi) \\ P_{Out}(t) &= V_g^{rms} I_g^{rms} \cos\varphi + V_g^{rms} I_g^{rms} \cos(2\omega t - \varphi) \end{aligned} \quad (2-4)$$

$$P_{Out}(t) = S \cos\varphi + S \cos(2\omega_g t - \varphi) \quad (3-4)$$

در (۳-۴) جمله اول دارای مقدار ثابت و جمله دوم دارای مقدار متناوب است و با فرض اینکه توان ورودی در طرف DC با توان خروجی مربوط به مؤلفه ثابت جریان لینک DC و مقدار متناوب توان خروجی مربوط به مقدار ریپل جریان لینک DC خواهد بود.

$$V_{dc}^n(t) \cong S \cos\varphi + S \cos(2\omega_g t - \varphi) \quad (4-4)$$

$$V_{dc}^n i_{dc, ripple}(t) = S \cos(2\omega_g t - \varphi)$$

با توجه به رابطه (۴-۴)، جریان ریپل DC به صورت رابطه (۵-۴) خواهد بود.

$$i_{dc, ripple}(t) = \frac{S}{V_{dc}} \cos(2\omega_g t - \varphi) = \hat{I}_{dc, ripple} \cos(2\omega_g t - \varphi) \quad (5-4)$$

برای تعیین مقدار خازن باس DC ابتدا باید محدوده‌ی ریپل و دامنه‌ی ولتاژ DC ورودی و

همچنین میزان توان ماکزیممی که در ضریب توان یک برابر توان ظاهری است، باید تعیین گردد با

استفاده از (۶-۴) برای مبدل موردنظر اندازه‌ی خازن برابر خواهد بود:

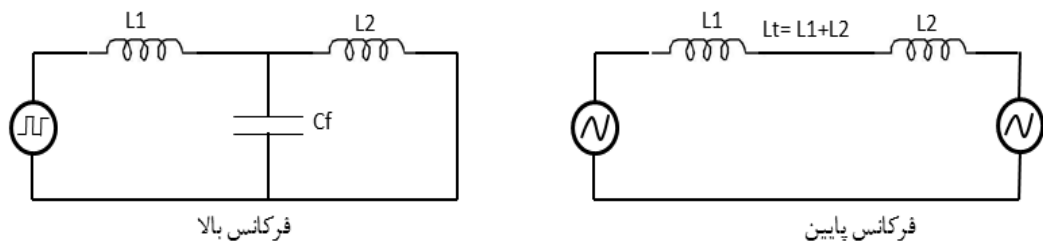
$$C_{dc} = \frac{\hat{I}_{dc,ripple}}{2\omega_g V_{dc} \max} = \frac{S}{2\omega_g V_{dc} n \max} \quad (6-4)$$

لذا با جایگذاری در رابطه (6-4) بالا خواهیم داشت :

$$C_{dc} = \frac{220 * 5}{628.3 * 400 * 10} = 437 \mu f \quad (7-4)$$

#### 4-4- طراحی فیلتر:

تاکنون مقالات زیادی در مورد طراحی المان‌های فیلتر LCL پرداخته‌اند. برای سادگی در طراحی فیلتر از مقاومت‌های پارازیتی سری شده با سلف‌ها و خازن‌ها صرف‌نظر می‌گردد (بدترین حالت پایداری) شکل 3-4 مدار معادل فیلتر را در محدوده‌ی فرکانس پایین (خازن مدار باز) و فرکانس بالا نشان می‌دهد.



شکل 3-4 مدار معادل فیلتر در فرکانس پایین و بالا

عوامل مختلفی همچون توان نامی مبدل، وزن، قیمت، تلفات و بازده و نوع هسته در المان‌های مغناطیسی، پهنای باند و فرکانس کلید زنی، در طراحی یک فیلتر واقعی اثرگذار است. با توجه به دامنه و فرکانس بالا در جریان سلف  $L_1$ ، میزان تلفات حرارتی و همچنین احتمال به اشباع رفتن آن افزایش می‌یابد. پس حساسیت بیشتری روی طراحی سلف سمت مبدل وجود دارد.



به کارگیری استانداردهای موجود می توان از نکات زیر برای طراحی استفاده کرد:

۱- طراحی  $L_1$  به طوری که میزان حداکثر ریپل جریان از ۴۰ درصد بیش تر نشود. برای این منظور از مدار معادل فرکانس بالا استفاده نموده و فرض می شود که همه ولتاژ اینورتر روی سلف  $L_1$  افت می کند.

۲- در مدار معادل فرکانس پایین، میزان افت ولتاژ  $L_T$  نباید از ۰/۱ پریونیت بیشتر شود

۳- توان راکتیو تولیدشده توسط خازن حداکثر ۵ درصد توان نامی مبدل باشد.

۴-  $L_2$  طوری انتخاب شود که فرکانس تشدید فیلتر حداقل ۱۰ برابر فرکانس شبکه گردد، همچنین میزان اعوجاج جریان خروجی در مؤلفه های هارمونیک مطابق با استاندارد باشد.

جدول ۱-۴ حد مجاز اعوجاج در مبدل های متصل به شبکه بر اساس استاندارد IEEE Std 519-1992

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of $I_L$						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
$I_{sc}/I_L$	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g. half-wave converters, are not allowed.

\* All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual  $I_{sc}/I_L$ .

Where

$I_{sc}$  = maximum short-circuit current at PCC.

$I_L$  = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

TDD = Total demand distortion (RSS), harmonic current distortion in % of maximum demand load current (15 or 30 min demand).

PCC = Point of common coupling.

با توجه به نکته ذکرشده در جدول در شبکه های توزیع نسبت جریان اتصال کوتاه به جریان نامی

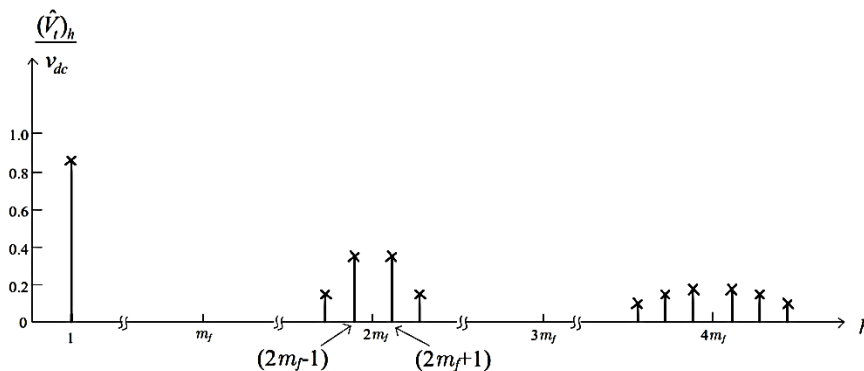
کمتر از ۲۰ بوده و پس عملاً سطر اول جدول مورداستفاده قرار می گیرد.

#### ۴-۴-۱- طراحی سلف سمت اینورتر

برای طراحی فیلتر اینورتر تک فاز با ولتاژ نامی ۲۲۰ ولت و توان ۱۲۰۰ وات با ولتاژ لینک DC ۴۰۰ ولت در نظر گرفته شده است. مقدار ضریب وظیفه مبدل در شرایط حدی، یک در نظر گرفته شده است. با توجه به مدولاسیون یک طرفه در مبدل، میزان ریبیل جریان سلف  $L_1$  به صورت رابطه (۴-۸) است.

$$L_{\min} = \frac{V_{DC} \times m}{2\pi f \times I_{ripple\max}} \quad (۴-۸)$$

ضریب  $m$  با توجه به دامنه‌های هارمونیک‌ها تعیین می‌شود. دامنه‌های هارمونیک‌های مختلف برای یک طرفه SPWM خروجی به صورت شکل ۴-۴ خواهد بود که برای فرکانس  $2mf \pm 1$  برابر  $0.4$  است.



شکل ۴-۴ ضرایب هارمونیک SPWM و Unipolar

با در نظر گرفتن فرکانس کلید زنی ۳۰ KHZ (خارج از محدوده شنوایی) و با احتساب بیشترین میزان ریبیل برابر ۳۰ درصد مقدار جریان سلف که در توان کمینه خروجی اتفاق می‌افتد و مقدار این توان ۱۰۰ وات در نظر گرفته شده به صورت رابطه (۴-۹) محاسبه می‌گردد.

$$L_{\min} = \frac{400 \times 0.4}{2\pi \times 60000 \times 0.3 \times 0.45} = 3.14mH \quad (۴-۹)$$

فرکانس دیده شده از سمت اینورتر به علت مدولاسیون یک طرفه ۶۰ کیلوهرتز بوده و بنابراین می توان المان های کوچک تری را برای فیلتر طراحی کرد.

#### ۴-۴-۲- طراحی خازن فیلتر

افزایش یا کاهش خازن فیلتر نقش اساسی در فرکانس تشدید و میزان پایداری مبدل دارد. معمولاً توصیه می گردد که فرکانس تشدید در رابطه (۱۰-۴) صدق کند.

$$10\omega_0 < \omega_{resonance} < \frac{\omega_{switching}}{2}$$

$$\omega_{resonance} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2 + L_g}{L_1(L_2 + L_g)C_f}} \quad (10-4)$$

رابطه (۱۱-۴) میزان حساسیت فرکانس تشدید را نسبت به تغییرات اندوکتانس شبکه نشان می دهد. بنابراین کاهش خازن باعث افزایش فرکانس تشدید و افزایش آن منجر به مقاومت بیشتر سیستم در برابر شبکه خواهد شد.

$$\frac{\partial \omega_{resonance}}{\partial L_g} \propto \frac{1}{2\omega_{resonance} C_f} \quad (11-4)$$

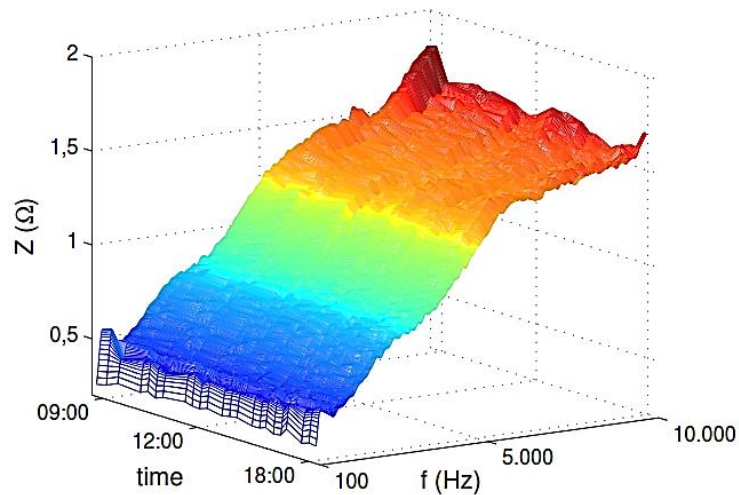
از طرف دیگر میزان توان راکتیو تولید شده نباید از ۵ درصد توان نامی مبدل بیشتر شود. با توجه به ملاحظات مذکور و با احتساب میزان ۴ درصد توان راکتیو مقدار زیر برای خازن محاسبه می گردد.

$$C_f = \frac{4\% \times 1200}{220^2 \times 100 \times \pi} = 12.3 \mu f \quad (12-4)$$

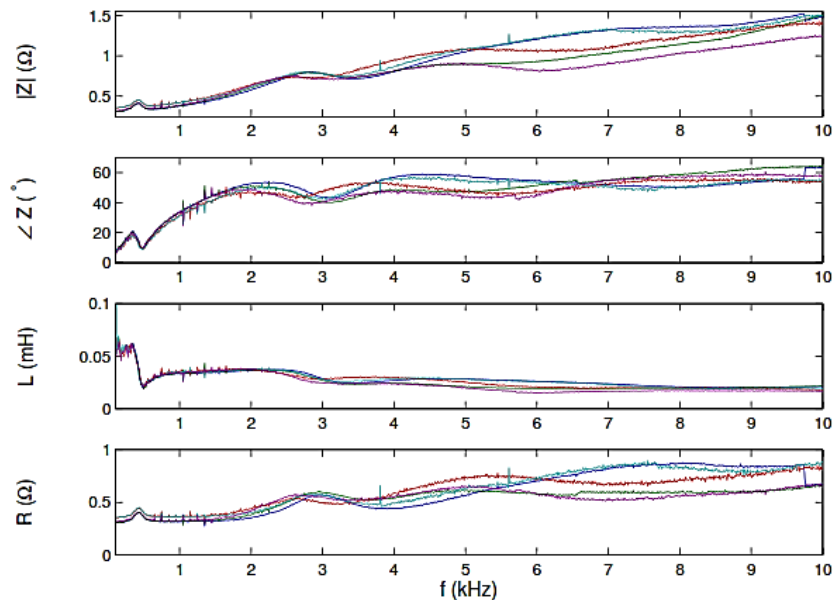
#### ۴-۴-۳- طراحی سلف سمت شبکه

طراحی  $L_2$  به مقدار خازن و اندوکتانس شبکه و پاسخ فرکانسی مورد نیاز وابسته است. از طرفی تمایل به افزایش این سلف باهدف کاهش تأثیرپذیری از تغییرات اندوکتانس شبکه وجود دارد و از طرف دیگر کاهش آن باعث افزایش فرکانس تشدید و در نتیجه پهنای باند خواهد شد.

اندوکتانس های شبکه های توزیع بر اساس میزان دوری و نزدیکی گینه ای اصلی مقداری متفاوت دارد. شکل ۴-۵ و شکل ۴-۶ نتایج حاصل از اندازه گیری امپدانس یک شبکه ۲۳۰ ولت برحسب فرکانس سیگنال تزریق شده و تغییرات آن در طول ۱۰ ساعت را نشان می دهد.



شکل ۴-۵ تغییرات امپدانس در طول ۱۰ ساعت



شکل ۴-۶ نمودار تغییرات امپدانس در طول ۱۰ ساعت [۵۳]

با توجه به شکل ۴-۶ اندوکتانس شبکه حدود ۵۰ میکرو هانری اندازه گیری شده است. مرجع

دیگر نیز محدوده ۴۰ تا ۲۰۰ میکرو هانری را برای شبکه‌های توزیع با طول کابل ۵۰ تا ۴۰۰ متر توصیه می‌کند [۵۳]. در این پایان‌نامه اندوکتانس شبکه توزیع ۵۰ میکرو هانری در نظر گرفته شده است.

با توجه به جدول ۲-۴ میزان تزریق جریان‌های هارمونیک برای  $h \geq 35$  بایستی کمتر از  $0.3\%$  درصد کمتر باشد. برای این منظور با استفاده از جدول زیر بیش‌ترین دامنه‌های هارمونیک ولتاژ (بدترین حالت ممکن در مدولاسیون Unipolar) را برابر  $0.37\%$  در مدولاسیون دامنه  $0.6$  بدست آمده و بر اساس آن حداقل میزان تضعیف فیلتر محاسبه می‌شود.

جدول ۲-۴ نمایش مؤلفه‌های هارمونیک ولتاژ بر حسب مدولاسیون دامنه و فرکانس (Kh) [۱۴]

$m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
h					
Fundamental	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
$m_f$	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.0061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.341	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033

با توجه به جدول ۲-۴ می‌توان با در نظر گرفتن پاسخ فرکانسی فیلتر رابطه (۴-۱۳) را نوشت.

$$\left| I_g(jh\omega_g) \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \left| H_{filter}(jh\omega_g) \right| \cdot K(h) \cdot V_{DC} \quad (4-13)$$

در رابطه (۴-۱۳)  $K(h)$ ، دامنه مؤلفه  $h$  ام حاصل از جدول ۲-۴ و  $H_{filter}(jh\omega_g)$  پاسخ

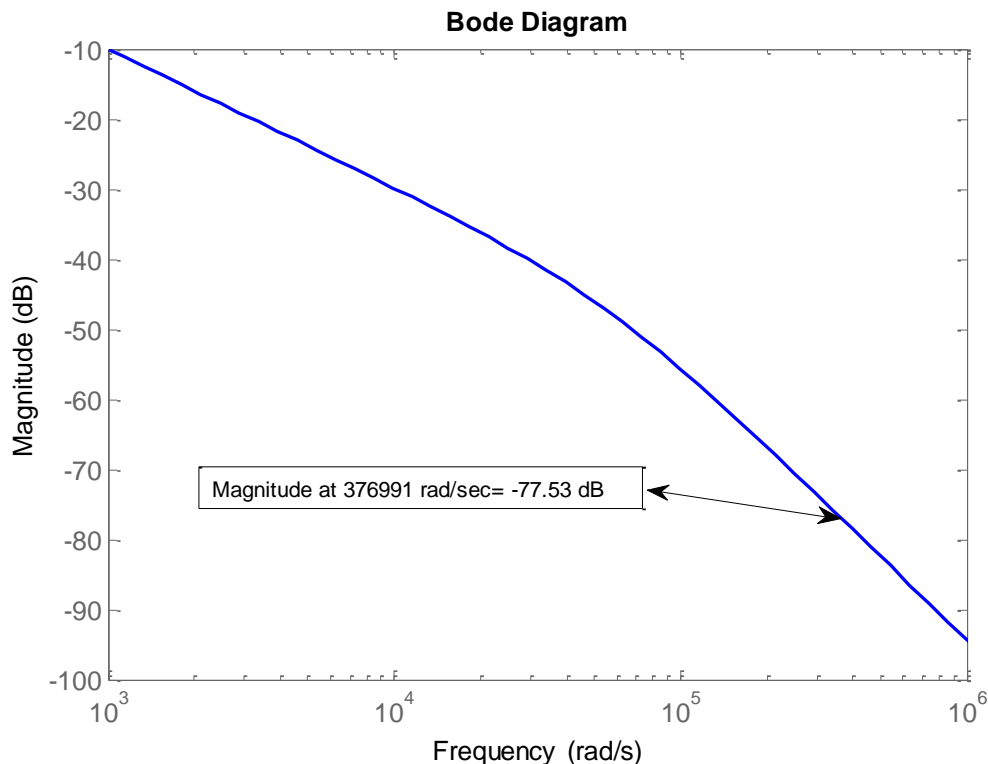
فرکانسی فیلتر است. با انجام محاسبات به رابطه خواهیم دست یافت:

$$\left| H_{filter}(j\omega_g) \right| = \frac{0.3\% \sqrt{2} I_g^{rated}}{V_{DC} \times K_{max}(h)} = \frac{0.3\% \times \sqrt{2} \times 5.45}{400 \times 0.37} = 1.5623 \times 10^{-4} \quad (14-4)$$

$$20 \log \left| H_{filter}(j\omega_g) \right| = -76.12 \text{ dB} \quad (15-4)$$

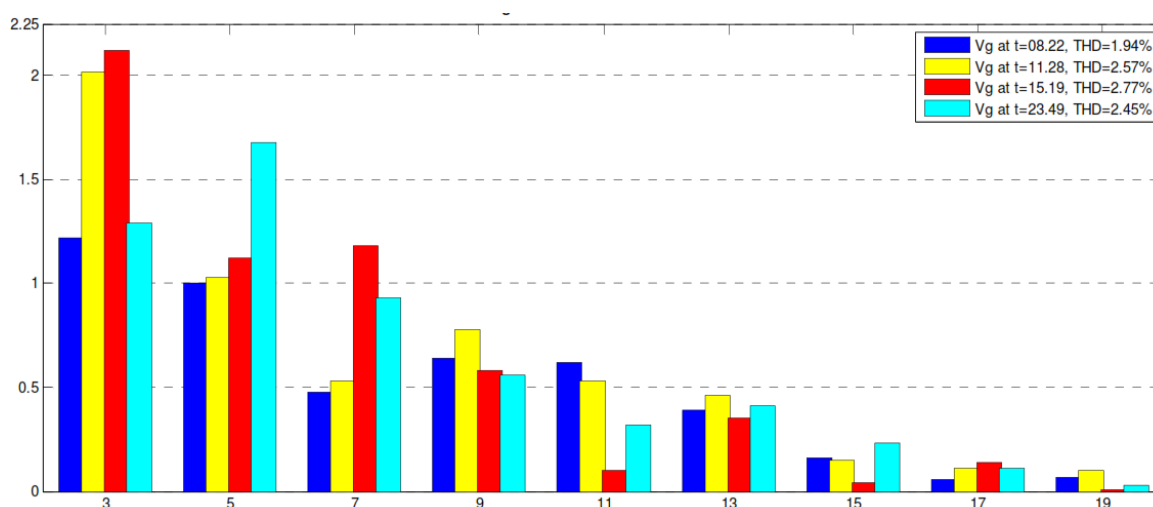
با توجه به میزان آلودگی فرکانسی در نقطه‌ی اتصال مشترک، مقدار تضعیف فیلتر در فرکانس ۶۰ کیلوهرتز باید از مقدار بدست آمده بیشتر باشد.

در این مقدار سلف میزان تضعیف در فرکانس ۶۰ کیلوهرتز (۳۷۶۹۹۱ رادیان بر ثانیه) برابر (۷۷/۵۳ dB) می‌باشد که از مقدار بدست آمده بیش‌تر بوده و نتیجه مطلوبی را برای فیلتر ارائه می‌کند.



شکل ۷-۴ پاسخ فرکانسی فیلتر

شکل ۴-۸ میزان اعوجاج در یک شبکه واقعی در زمان‌های مختلف را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۸ میزان اعوجاج ولتاژ در یک شبکه واقعی در زمان‌های مختلف [۵۴]

#### ۴-۵- طراحی کنترل کننده جریان

برای شروع طراحی کنترل کننده جریان در ابتدا باید نوع کنترل کننده را انتخاب کنیم. با توجه به

مزیت‌های کنترل کننده PR، از این نوع در طراحی استفاده می‌کنیم.

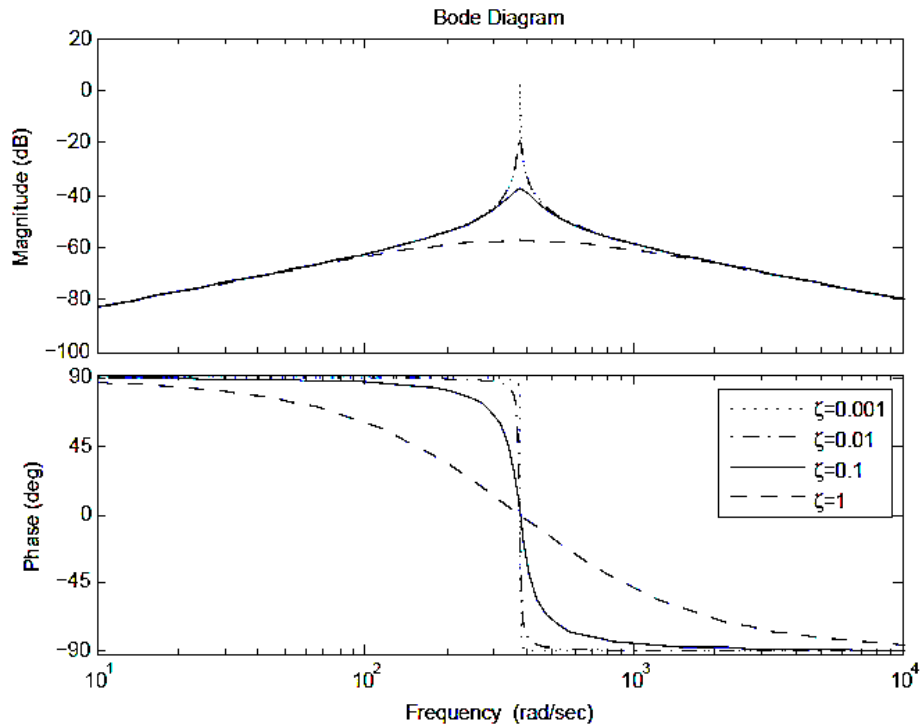
$$G_i(s) = K_p^c + \frac{K_i^c s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (۴-۱۶)$$

#### ۴-۵-۱- تعیین پارامترهای کنترل کننده جریان

در تابع تبدیل کنترل کننده فرکانس  $\omega_0$  همان فرکانس تشدید می‌باشد. پس مقدار آن برابر

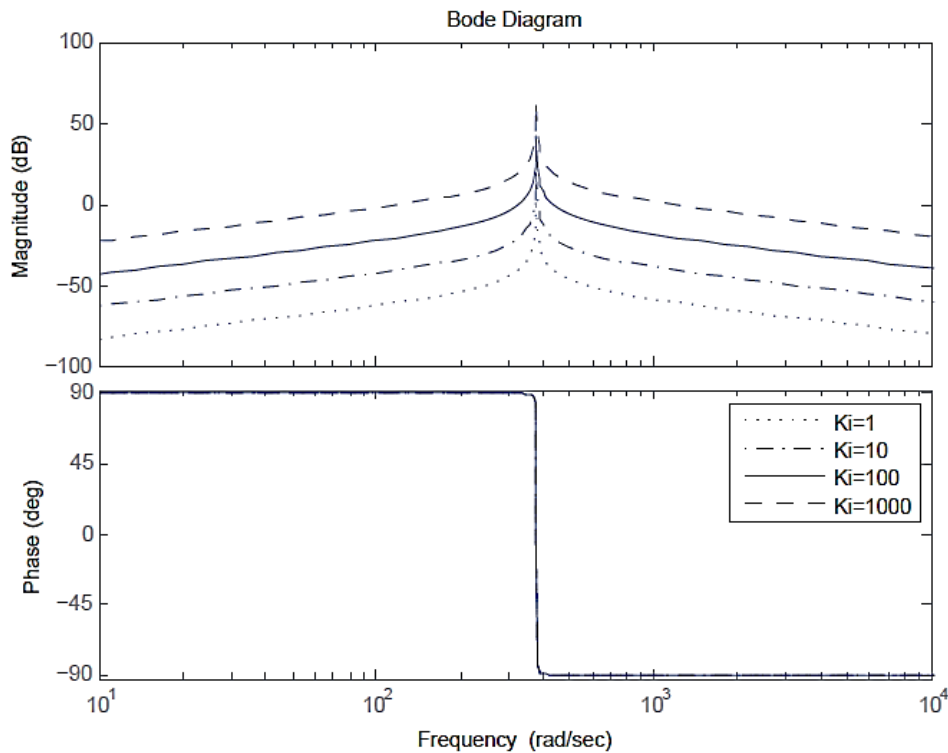
فرکانس شبکه خواهد بود. برای تعیین مقدار  $K_i^c$  و رفتار تابع تبدیل را با در نظر گرفتن  $K_p^c$  برابر

صفر بررسی می‌کنیم. برای این کار یک‌بار تغییرات  $\zeta$  در  $K_i^c = 1$  و بار دیگر تغییرات  $K_i^c$  در  $\zeta = 0.01$  را بررسی می‌کنیم.



شکل ۹-۴ تأثیر تغییرات  $\zeta$  بر نمودار اندازه و فاز تابع تبدیل کنترل‌کننده [۵۳]





شکل ۱۰-۴ تأثیر تغییرات  $K_i^c$  بر مقدار اندازه و فاز تابع تبدیل کنترل کننده [۵۳]

همان طور که در شکل ۹-۴ مشاهده می‌شود، برای اینکه دقت کنترل کننده بیشتر شود،  $K_i$  مقدار بسیار کوچکی باید داشته باشد اما به دلیل تغییر فرکانس شبکه در بازه کوچک، نمی‌توان مقدار آن را برابر صفر در نظر گرفت. پس مقدار  $0.01$  را در نظر می‌گیریم.

در شکل ۱۰-۴ با افزایش  $K_i$ ، سرعت پاسخگویی سیستم در فرکانس شبکه بالا رفته و خطا را سریع تر به صفر می‌رساند. این امر برای جلوگیری از افزایش مقدار جریان در لحظه راه‌اندازی باید دقیق تر بررسی گردد.

همچنین مقدار بهره تناسبی هرچه بیشتر باشد باعث کم شدن خطا، در تمامی فرکانس‌ها می‌گردد اما پایداری سیستم، آن را محدود می‌کند.

با توضیحات داده شده در مورد انتخاب صحیح مقادیر کنترل کننده، در این تحقیق ابتدا با کمک الگوریتم GA، پارامترهای  $K_i$  و  $K_p$  را بدست می‌آوریم.

در جدول پارامترهای انتخابی الگوریتم GA و نیز پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  بدست آمده از قرار زیر

است:

جدول ۳-۴ پارامترهای انتخابی الگوریتم ژنتیک و مقادیر بدست آمده برای کنترل کننده PR

تعداد جهش	درصد جهش	مقدار جمعیت اولیه	تعداد تکرار حلقه
۶	۰/۲	۳۰	۴۰

Ki	Kp
۲۰۰۰۰	۱۰

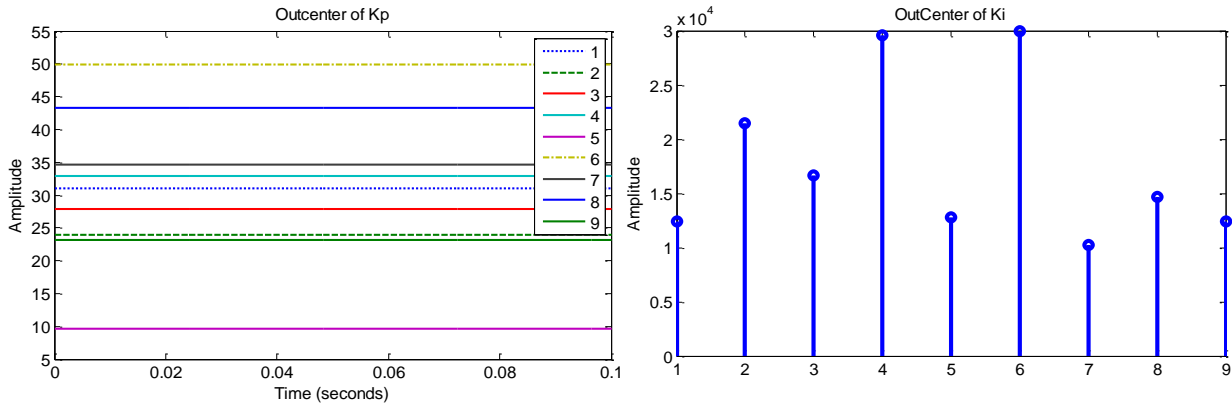
و در مرحله بعد با استفاده از کنترل فازی بهینه شده توسط PSO، پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  را مجدداً محاسبه می کنیم. با استفاده از الگوریتم بهینه سازی PSO مراکز فازی را به صورت بهینه طوری انتخاب می کنیم که تابع هزینه تعریف شده (رابطه ۴-۱۶) کمینه گردد.

جدول ۴-۴ مراکز فازی پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  بدست آمده از Fuzzy PSO

<b>مراکز فازی بهینه شده توسط PSO برای پارامتر <math>K_i</math></b>									
[1.2361 2.1471 1.6628 2.9543 1.2755 2.9913 1.0236 1.4698 1.2410]×10 <sup>4</sup>									
<b>مراکز فازی بهینه شده توسط PSO برای پارامتر <math>K_p</math></b>									
[31.0496 23.8872 27.8093 32.8725 9.6757 49.8518 34.6085 43.3645 23.1726]									

کمترین سرعت	بیش ترین سرعت	ازدحام جمعیت	تعداد تکرار حلقه
-۰/۱	۰/۱	۳۰	۴۰

Ki	Kp
۳۰۰۰۰	۵۰



شکل ۴-۱۱ نمودار بدست آمده برای مراکز فازی بهینه شده توسط PSO

#### ۴-۶- پایداری سیستم:

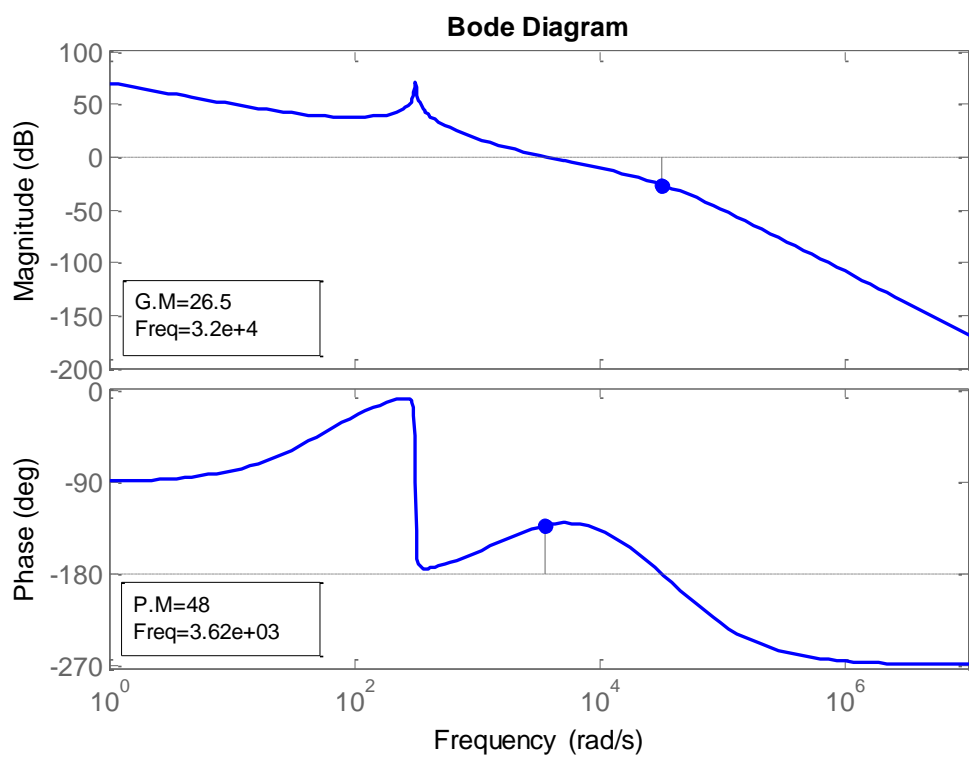
تابع تبدیل کل سیستم در حالت حلقه باز به صورت زیر خواهد بود:

$$T_C(s) = G_i(s)G_d(s)G_f(s) = \left(K_p^c + \frac{K_i^c s}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}\right) \left(\frac{1}{1 + 1.5T_s s}\right) \left(\frac{sC_f R_d + 1}{s^3 L_i L_g C_f + s^2 C_f R_d (L_i + L_g) + s(L_i + L_g)}\right)$$

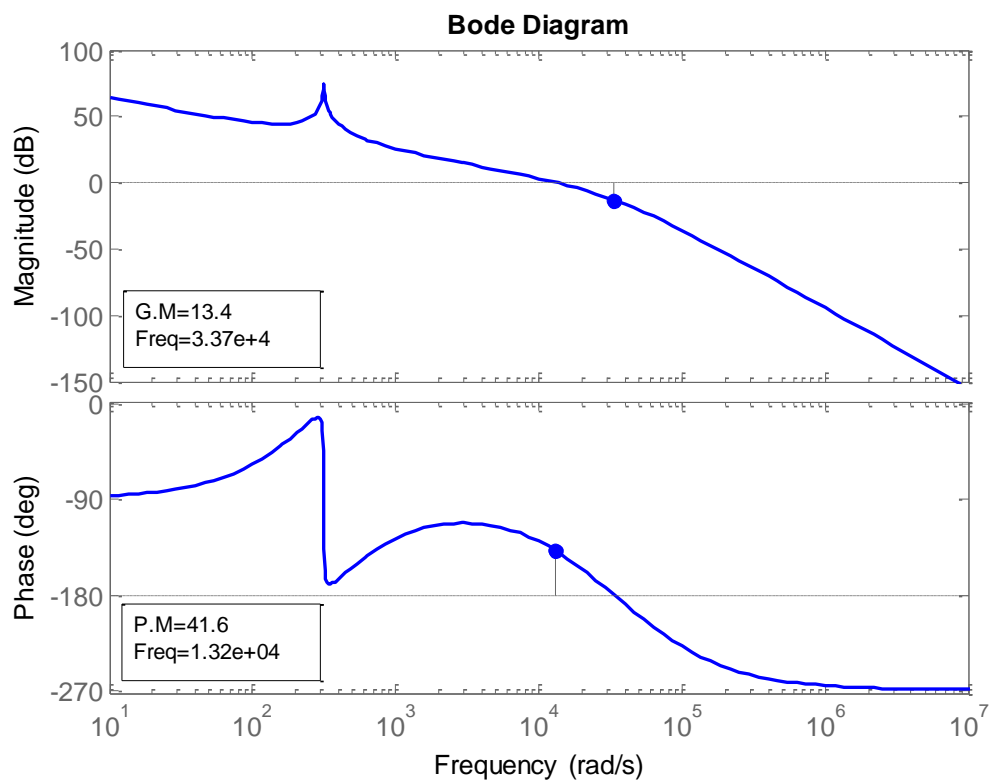
در این تابع تبدیل مقادیر پارامترهای فیلتر و مقادیر پارامترهای کنترل کننده توسط الگوریتم‌های

بهینه‌سازی و کنترل فازی بهینه شده بدست آمده است.

شکل زیر دیاگرام بود تابع تبدیل حلقه باز را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۱۲ نمودار بود سیستم کنترلی در حالت حلقه باز و با کمک از الگوریتم ژنتیک



شکل ۴-۱۳ نمودار بود سیستم کنترلی در حالت حلقه باز و با کمک از روش Fuzzy PSO

همان طور که مشاهده می شود مقدار انتخاب شده برای ضرایب کنترل کننده با هر دو روش GA و

Fuzzy PSO پایداری را تضمین می کند.



---

---

فصل ۵ :

شبیه‌سازی کنترل‌کننده

---

---

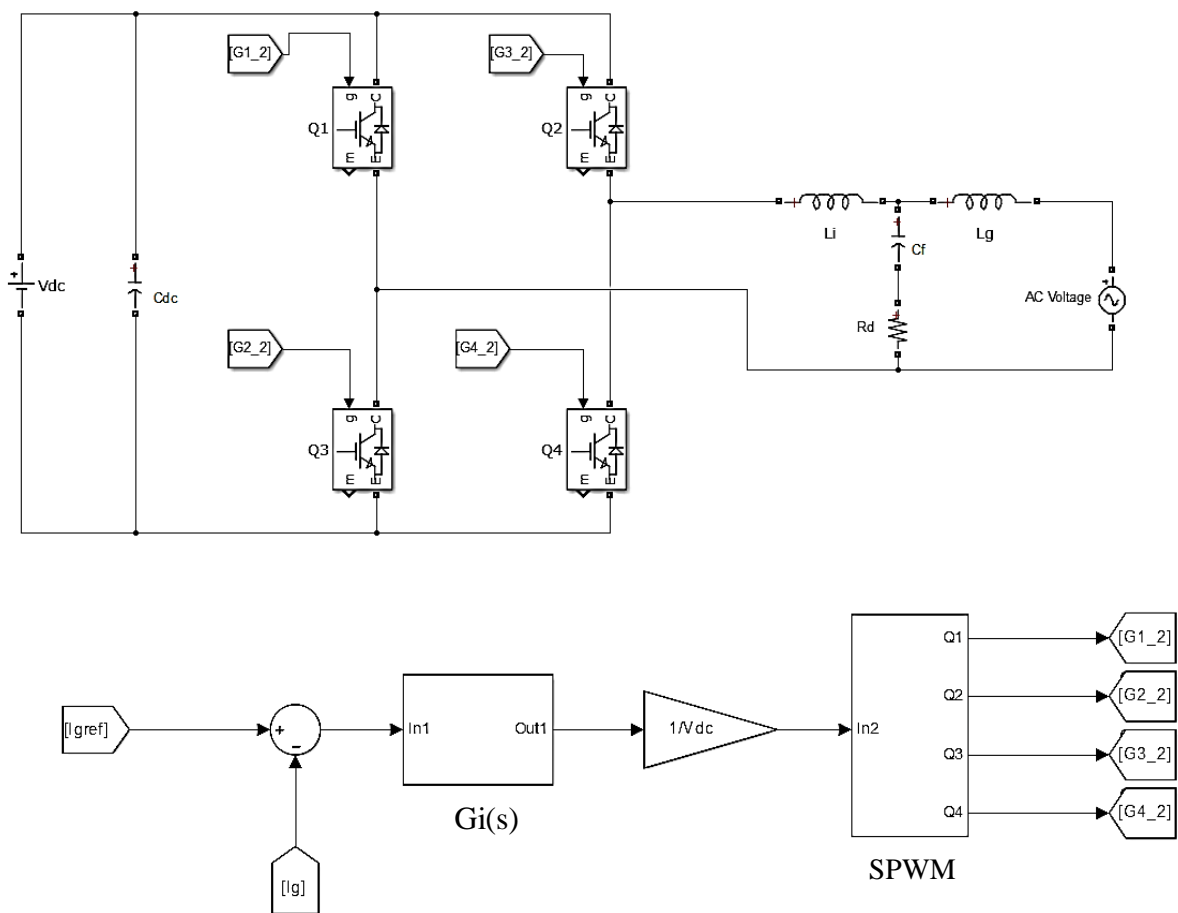
## ۵-۱- شبیه‌سازی در Simulink

در این فصل مدار قدرت و کنترل مربوط به اینورتر را در محیط Simulink نرم‌افزار Matlab

شبیه‌سازی نموده و نتایج بدست آمده را تحلیل می‌کنیم.

شمای کلی سیستم که شامل مدار قدرت و مدار کنترل می‌باشد در شکل ۵-۱ نشان داده شده

است:

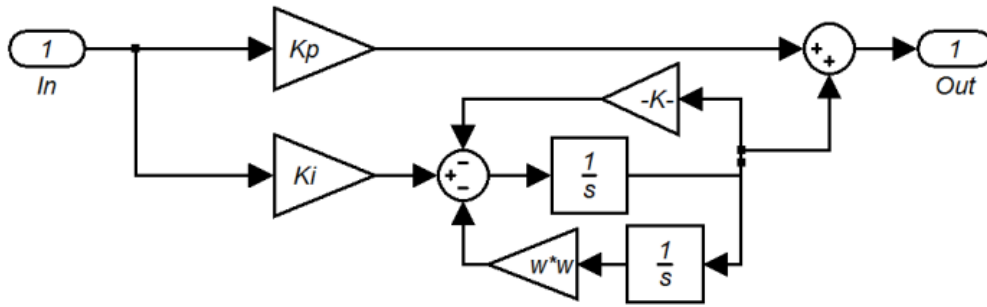


شکل ۵-۱ مدار قدرت و سیستم کنترل

مدل بدست آمده از طراحی برای کنترل کننده جریان به صورت بلوکی ساده شده شبیه‌سازی شده

است.





$K_p^c$	$K_i^c$	$(K = 2\xi\omega)$ $\xi$	$\omega_0$
۱۰	۲۰۰۰۰	۰/۰۱	۳۱۴

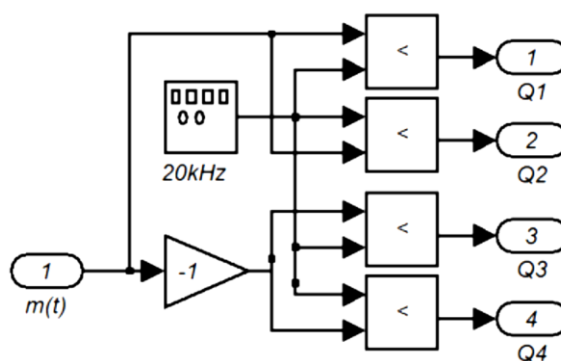
شکل ۲-۵ شبیه‌سازی کنترل‌کننده PR و پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  بدست آمده از الگوریتم ژنتیک

و با استفاده از روش کنترل فازی به همراه الگوریتم PSO پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  به صورت جدول ۱-۵ بدست آمده است.

جدول ۱-۵ شبیه‌سازی کنترل‌کننده PR و پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  بدست آمده از Fuzzy PSO

$K_p^c$	$K_i^c$	$(K = 2\xi\omega)$ $\xi$	$\omega_0$
۵۰	۳۰۰۰۰	۰/۰۱	۳۱۴

همان‌طور که در شکل ۳-۵ مشاهده می‌شود. سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها از مقایسه یک موج دندان‌اره‌ای با فرکانس ۳۰ کیلوهرتز و موج مرجع  $m(t)$ ، ساخته شده و شبیه‌سازی برای آن انجام شده است.



شکل ۳-۵ شبیه‌سازی SPWM برای تولید پالس سوئیچ‌ها

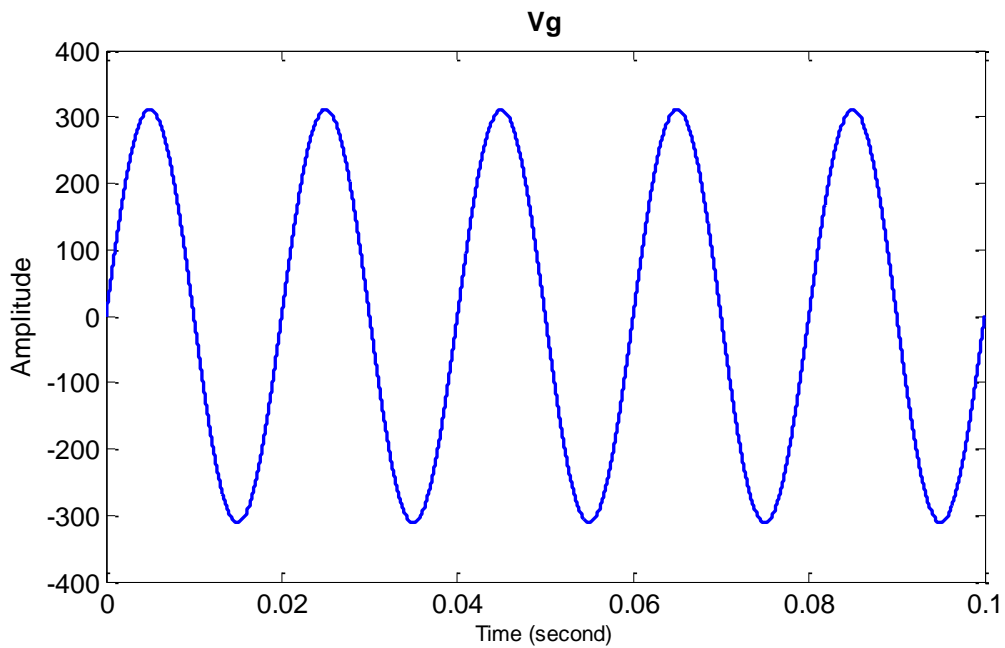
## ۲-۵- پارامترهای شبیه‌سازی

در این بخش به شبیه‌سازی مدار اینورتر و کنترل کننده PR می‌پردازیم. پارامترهای کنترل کننده و نیز فیلتر که در فصل قبل بدست آمد به‌اختصار در جدول ۲-۵ نمایش داده شده است.

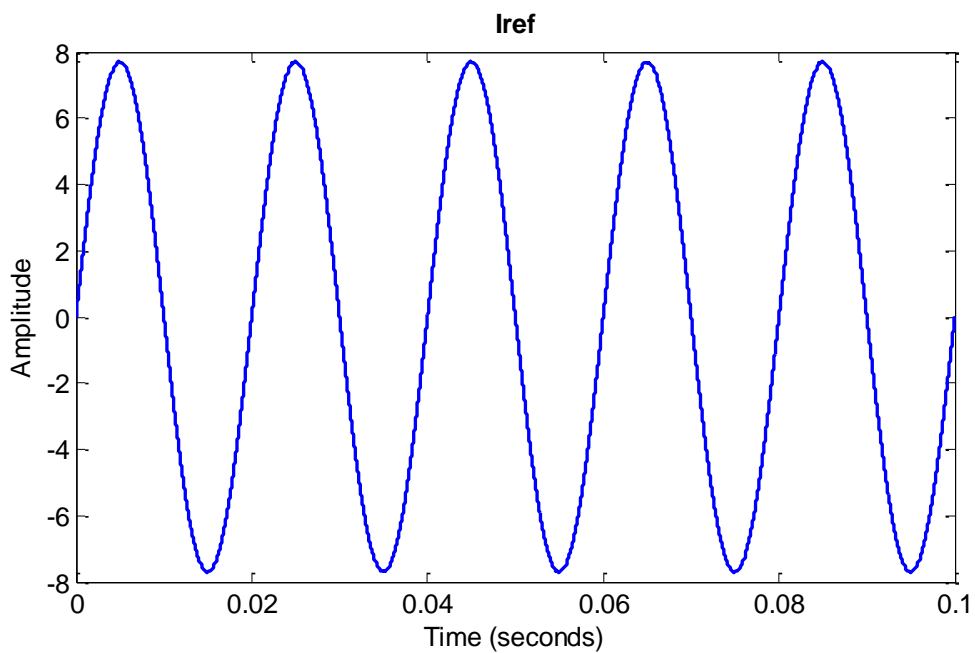
شکل ۴-۵ و شکل ۵-۵ شکل موج ولتاژ شبکه و شکل موج جریان مرجع را نشان می‌دهد.

جدول ۲-۵ پارامترهای شبیه‌سازی

$C_f = 12\mu F$	$L_i = 3.14mH$
$L_g = 50\mu H$	$R_d = 3\Omega$
$I_{des} = 5.45A$	$V_g = 220V_{rms}$
$V_{DCLink} = 400V$	$P = 1200W$



شکل ۴-۵ شکل موج ولتاژ شبکه

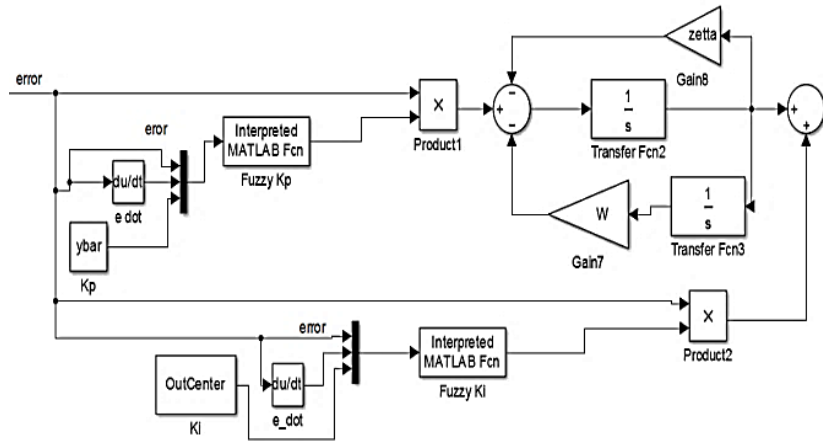


شکل ۵-۵ شکل موج جریان مرجع

## ۵-۲-۱- نتایج شبیه‌سازی با روش فازی و با کمک الگوریتم بهینه‌سازی PSO

در شکل ۶-۵ نمودار بلوکی کنترل فازی به همراه الگوریتم بهینه‌سازی PSO برای تعیین ضرایب

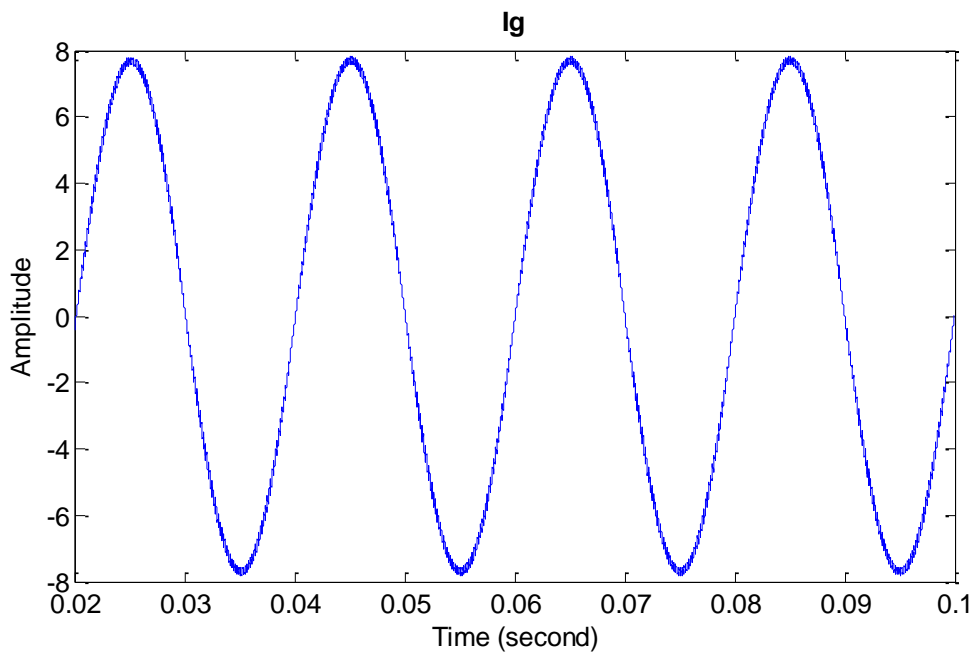
کنترل کننده PR در نرم‌افزار matlab نشان داده شده است.



شکل ۵-۶ کنترل فازی به همراه الگوریتم بهینه‌سازی PSO برای تعیین ضرایب کنترل کننده PR

مطابق شکل ۵-۷ جریان خروجی اینورتر در حالت دائمی در حالت تزریق توان اکتیو باهم

اختلاف فاز ندارند و توان تزریقی اینورتر در این حالت برابر توان نامی ۱۲۰۰ می‌باشد.

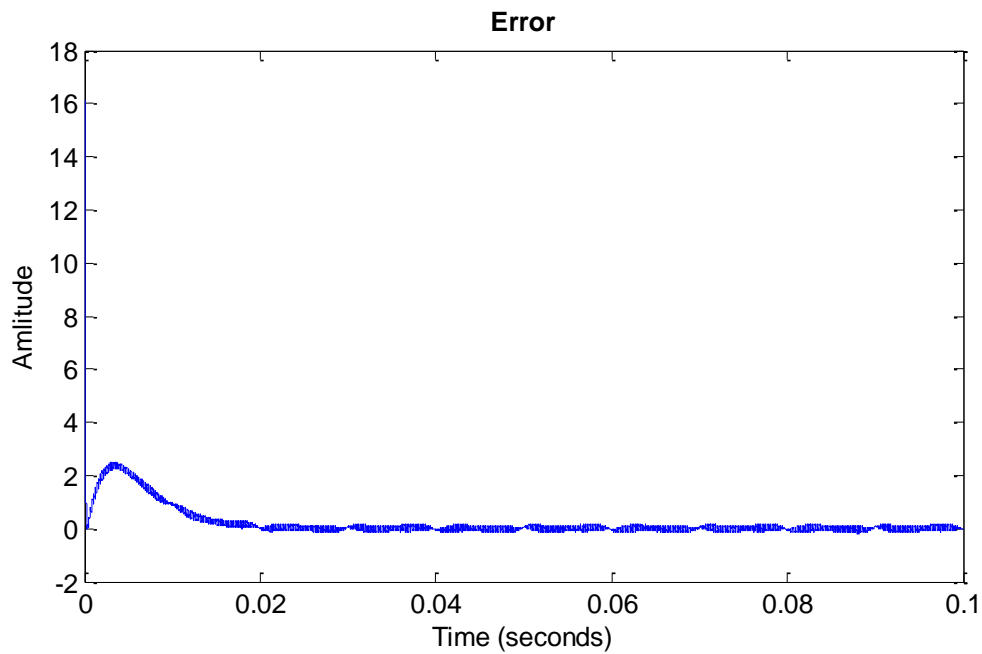


شکل ۵-۷ شکل موج جریان در حالت توان اکتیو تزریقی به شبکه در حالت دائمی

خطای جریان ورودی کنترل کننده در حالت توان نامی و ضریب توان یک در شکل ۵-۸ نشان

داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود، باگذشت زمان خطای جریان توسط کنترل کننده به

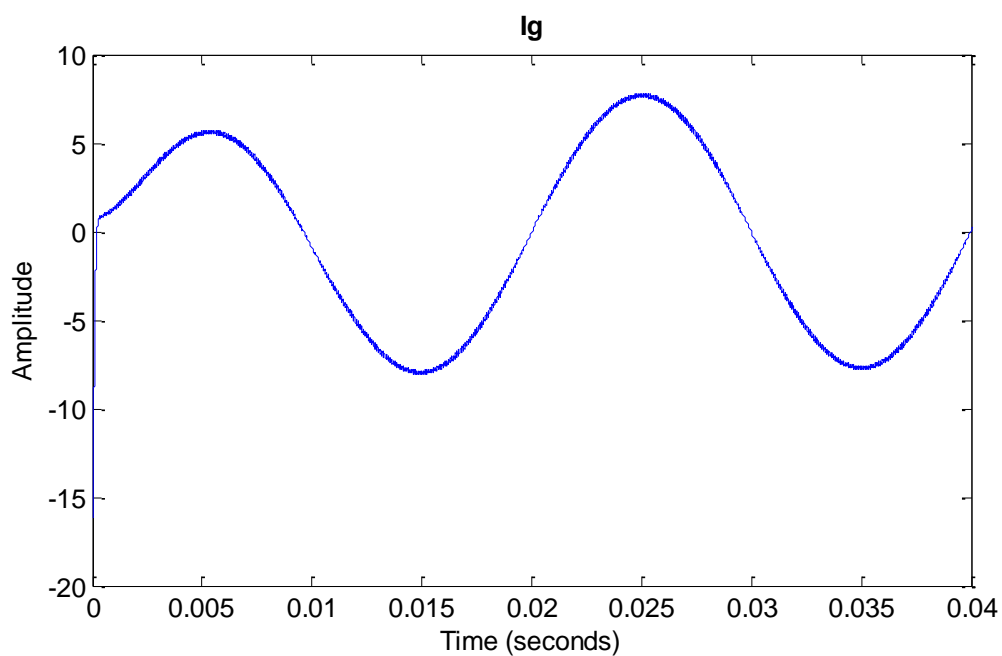
صفر میل می‌کند.



شکل ۸-۵ موج خطای جریان ورودی کنترل جریان

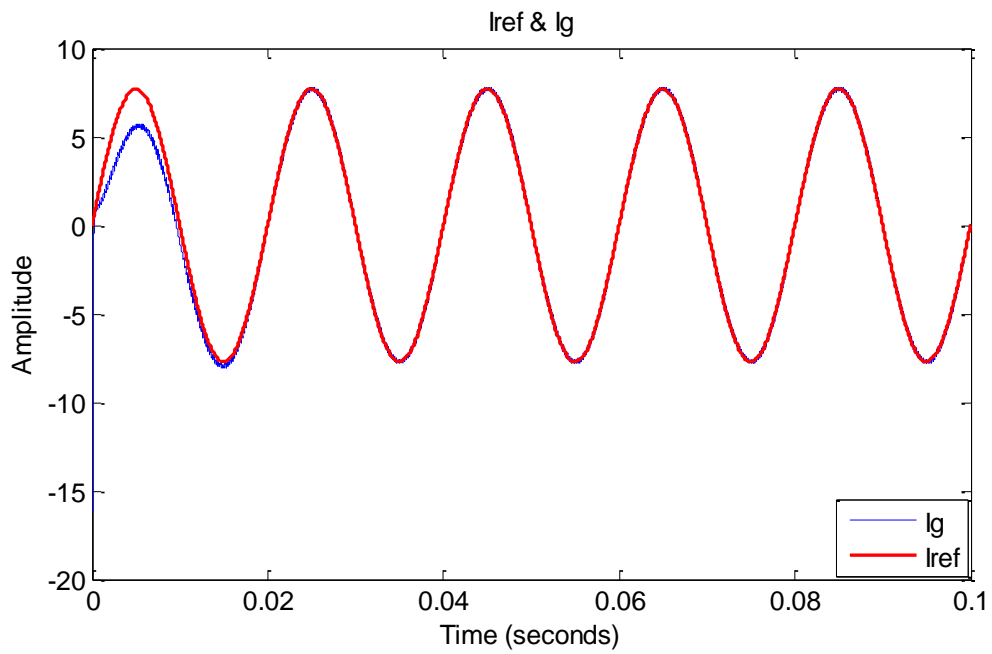
شکل موج جریان لحظه راه‌اندازی در حالت تزریق توان اکتیو نیز در شکل ۹-۵ نشان داده شده

است.

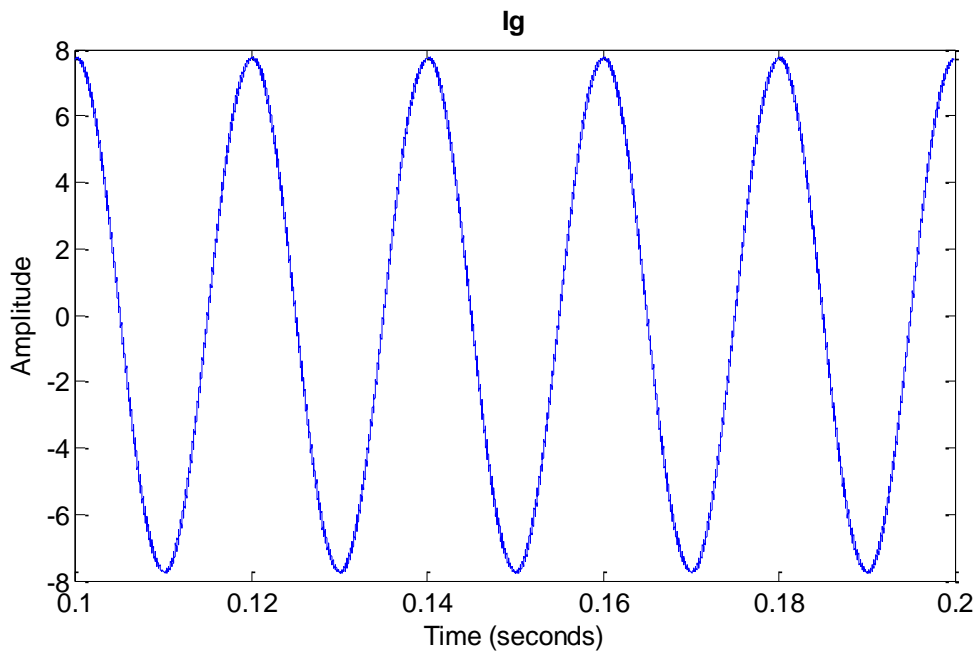


شکل ۹-۵ شکل موج جریان راه‌اندازی در حالت تزریق توان اکتیو

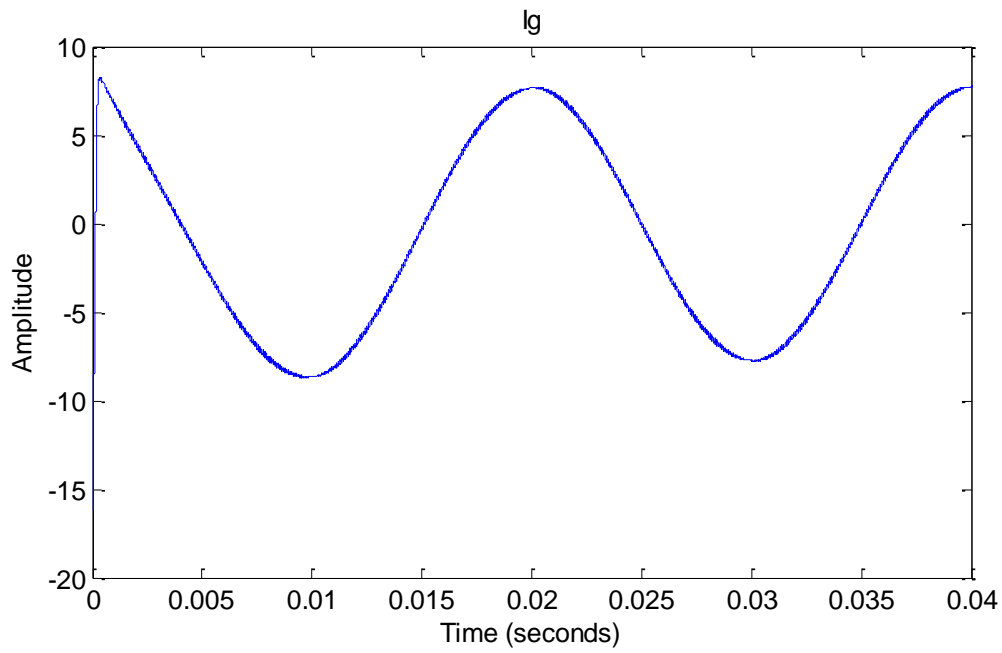
و شکل موج جریان مرجع به همراه جریان تزریقی به شبکه در شکل ۵-۱۰ نشان داده شده است.



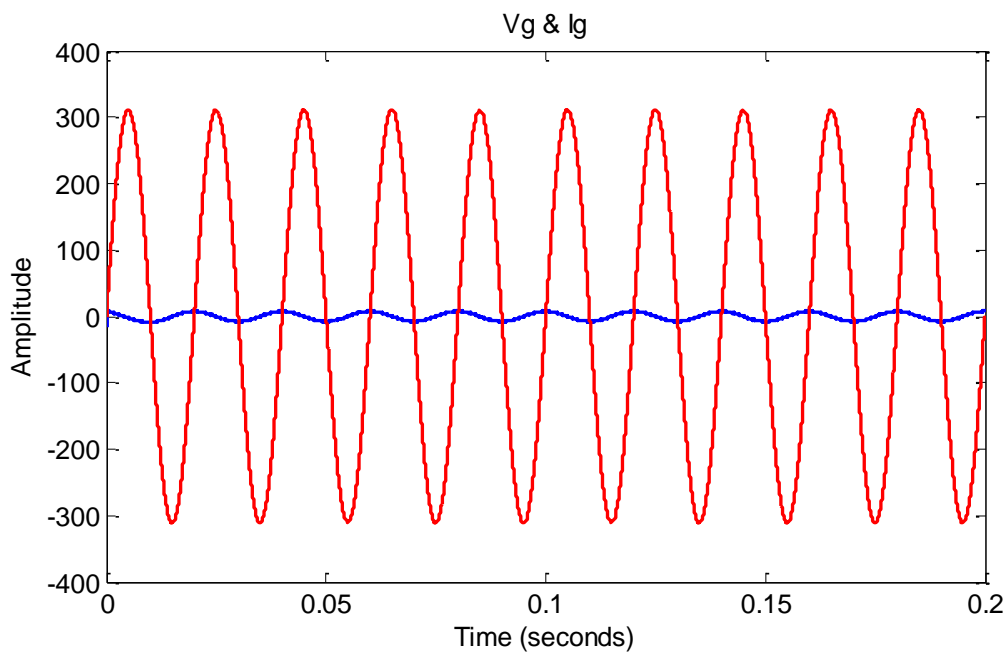
شکل ۵-۱۰ شکل موج جریان مرجع به همراه شکل موج جریان تزریقی به شبکه



شکل ۵-۱۱ شکل موج جریان شبکه در حالت دائمی و تزریق توان راکتیو

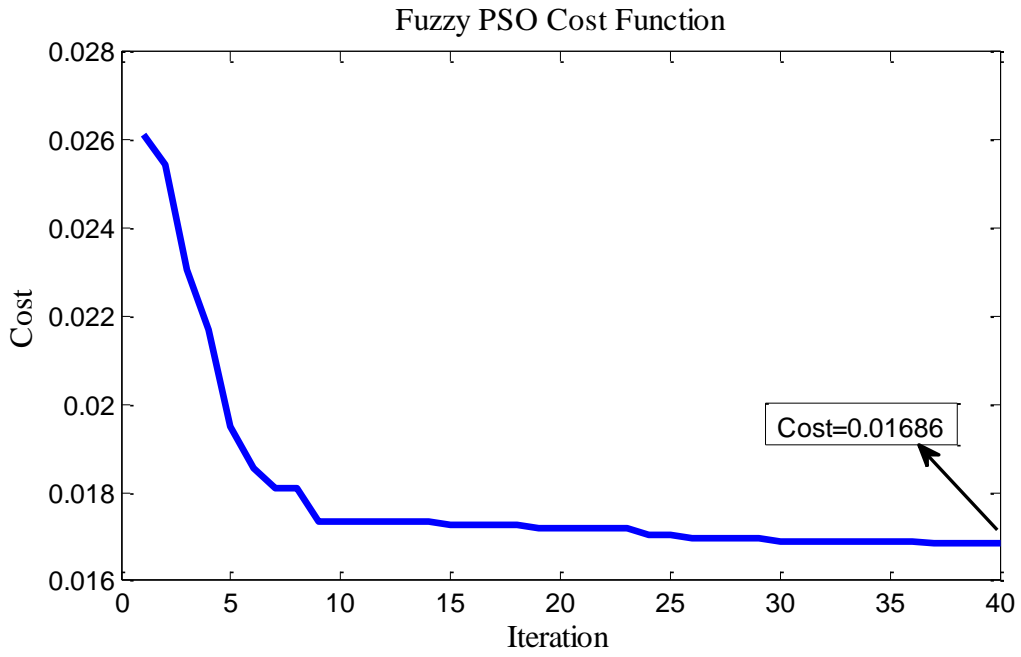


شکل ۱۲-۵ شکل موج جریان لحظه راه اندازی در حالت تزریق توان راکتیو به شبکه.



شکل ۱۳-۵ شکل موج جریان شبکه و ولتاژ شبکه در حالت تزریق توان راکتیو

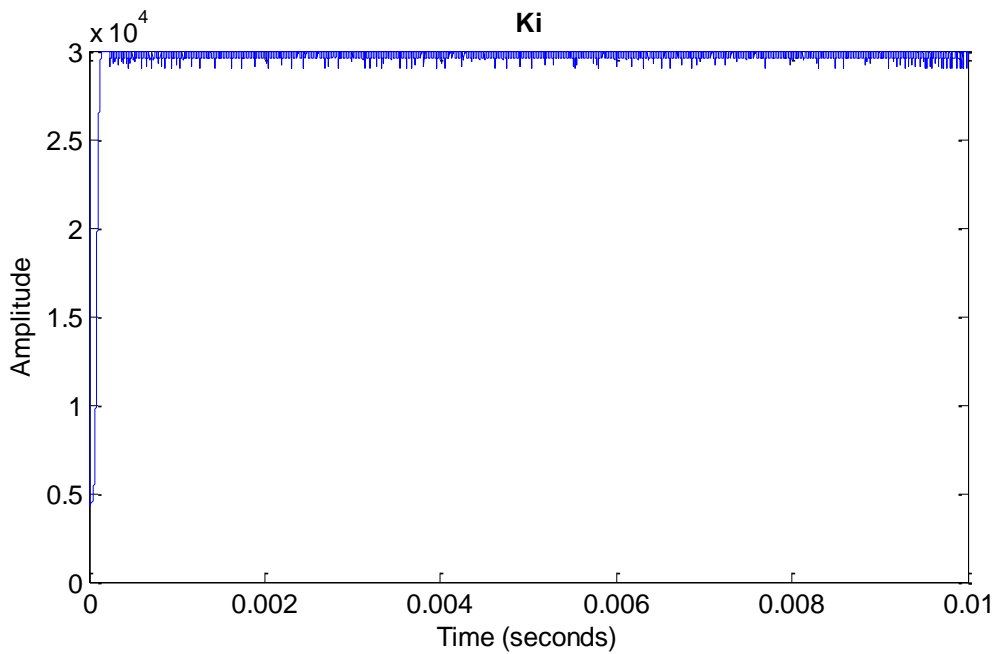
و در شکل ۱۴-۵ نمودار تابع هزینه رسم شده است.



شکل ۵-۱۴ نمودار تابع هزینه با استفاده از روش Fuzzy PSO

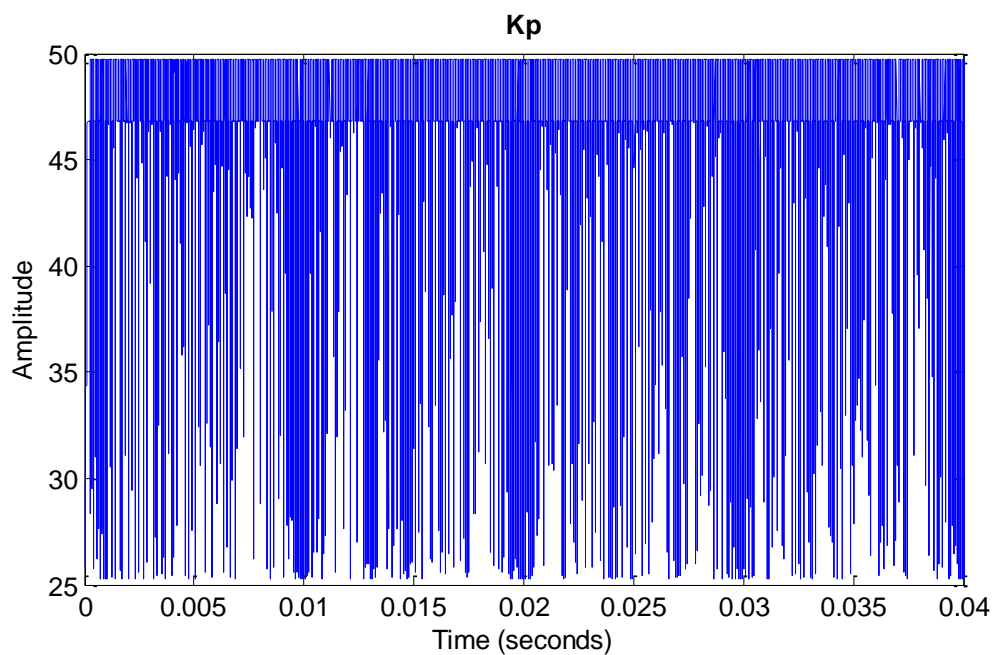
در شکل ۵-۱۶ نمودار انتخاب پارامترهای  $K_p$  و  $K_i$  با استفاده از روش فازی و الگوریتم PSO

رسم شده است.



شکل ۵-۱۵ نمودار پارامترهای انتخابی کنترل کننده با روش فازی و الگوریتم PSO

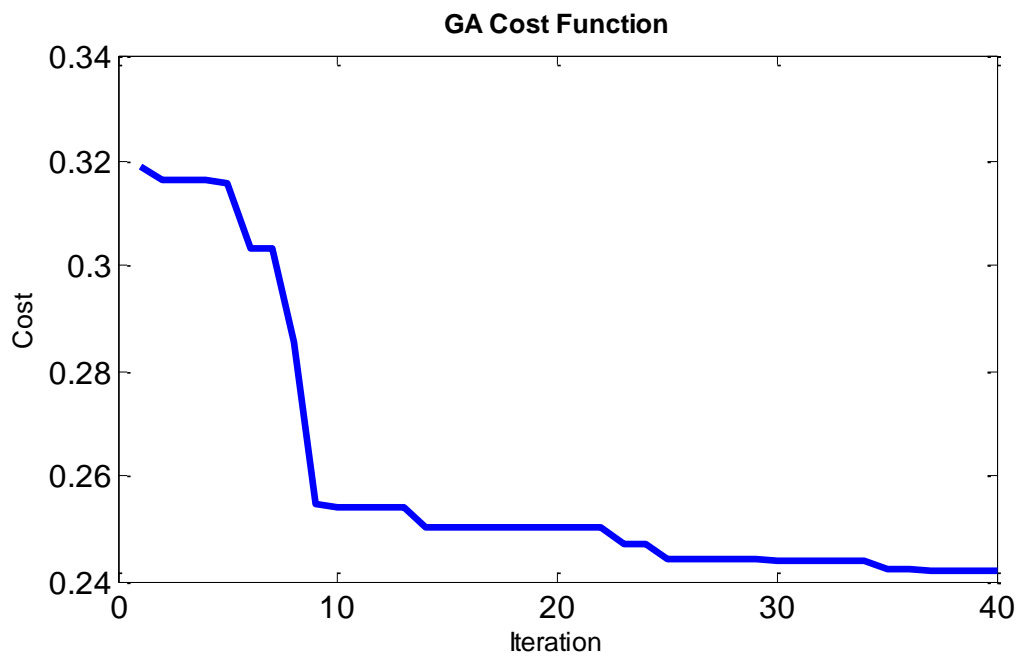




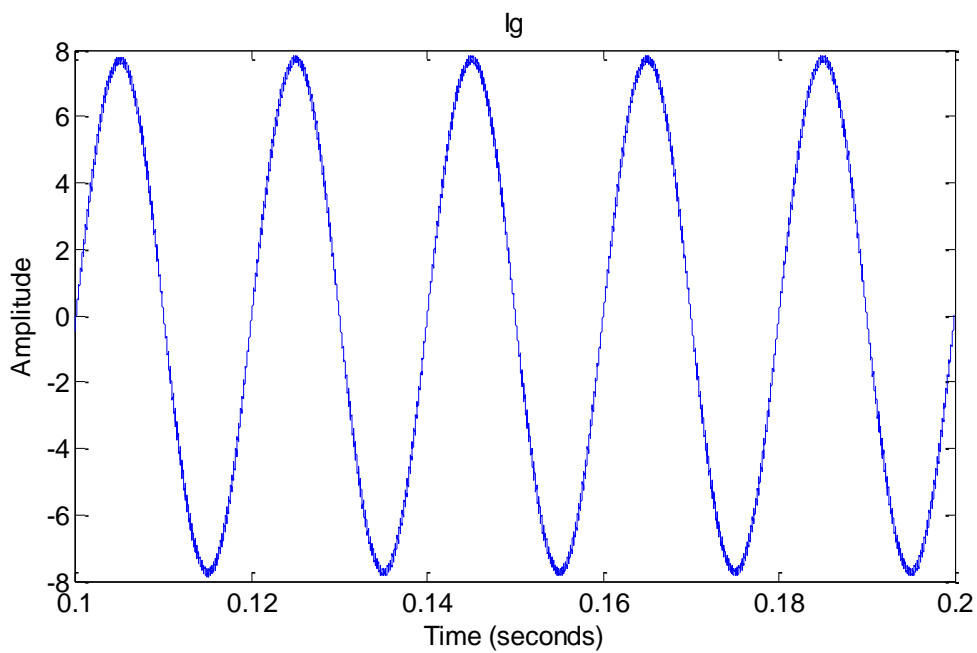
شکل ۵-۱۶ نمودار پارامترهای انتخابی کنترل کننده با روش فازی و الگوریتم PSO

### ۵-۲-۲- نتایج شبیه‌سازی با استفاده از الگوریتم GA

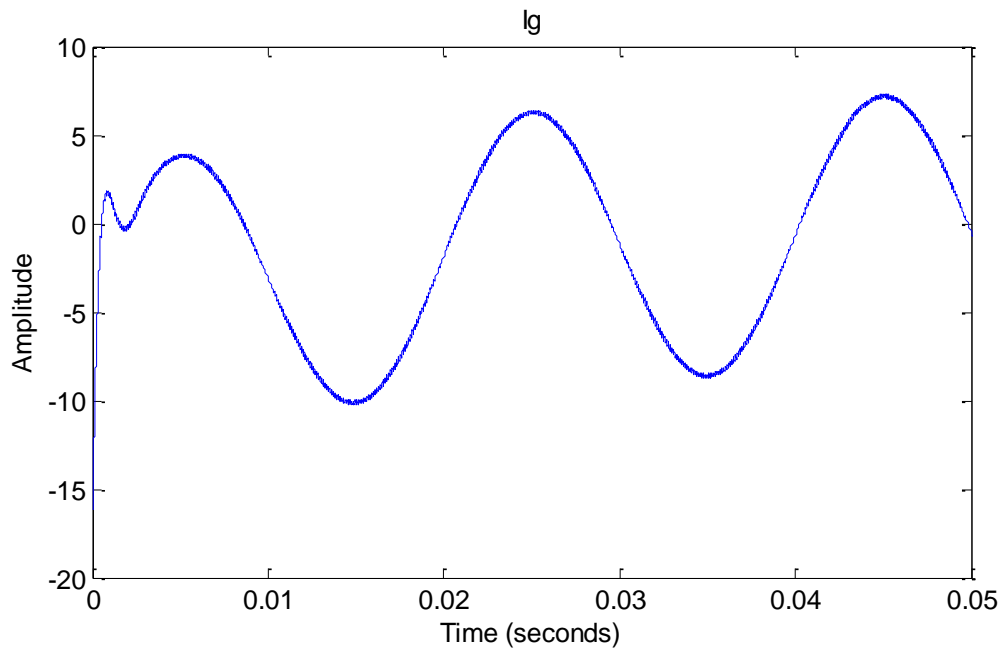
تابع هزینه بدست آمده و پارامترهای انتخابی برای الگوریتم ژنتیک که در فصل گذشته به آن پرداخته شد، در شکل نشان داده شده است.



شکل ۱۷-۵ نمودار تابع هزینه با استفاده از الگوریتم GA

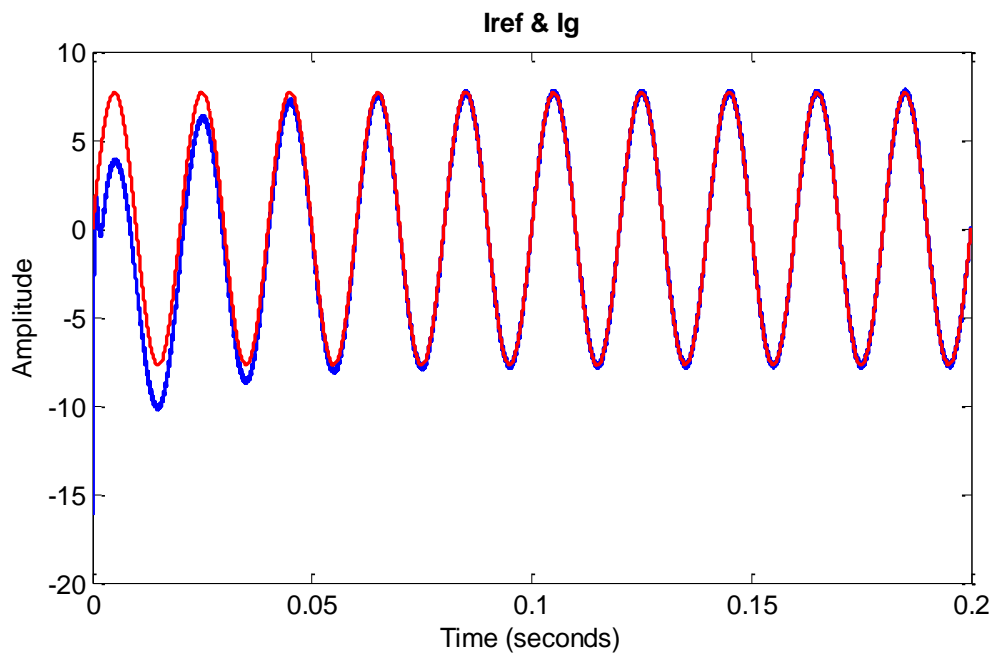


شکل ۱۸-۵ شکل موج جریان در حالت توان اکتیو تزریقی به شبکه در حالت دائمی

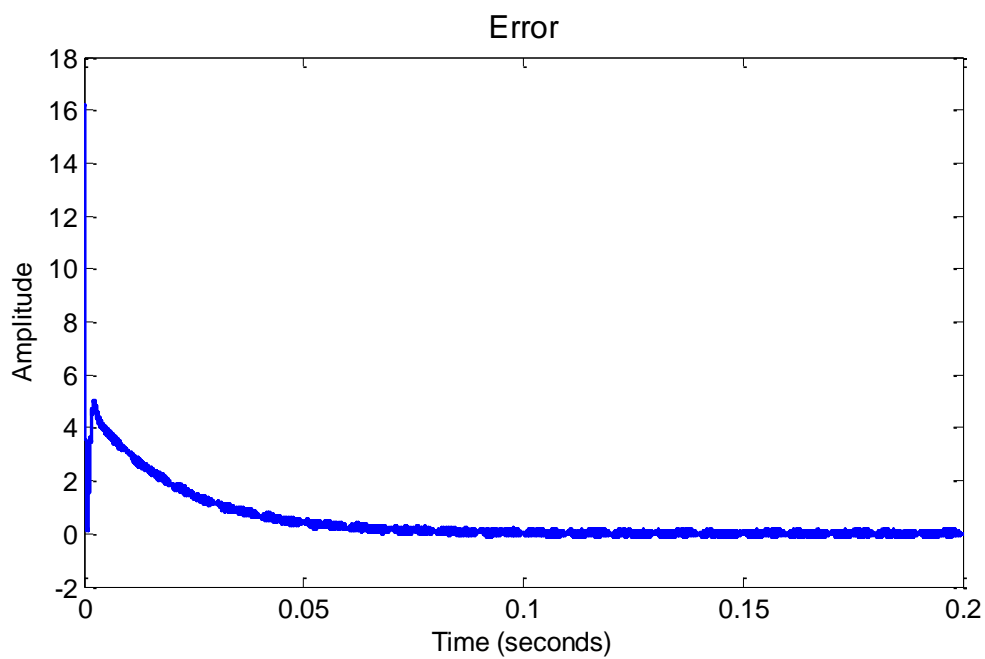


شکل ۱۹-۵ شکل موج جریان لحظه راه اندازی در حالت تزریق توان اکتیو

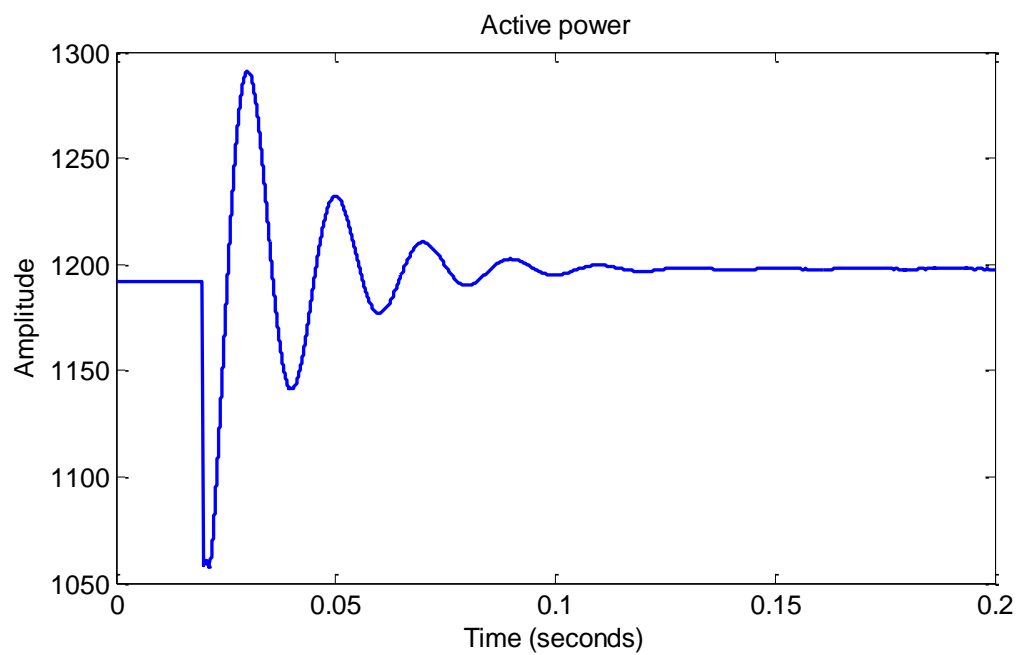
شکل موج جریان خروجی و تزریق توان اکتیو در حالت دائمی و جریان لحظه راه اندازی در شکل ۱۸-۵ و شکل ۱۹-۵ نشان داده شده است. و در شکل ۲۲-۵ شکل موج توان تزریقی به شبکه نشان داده شده است.



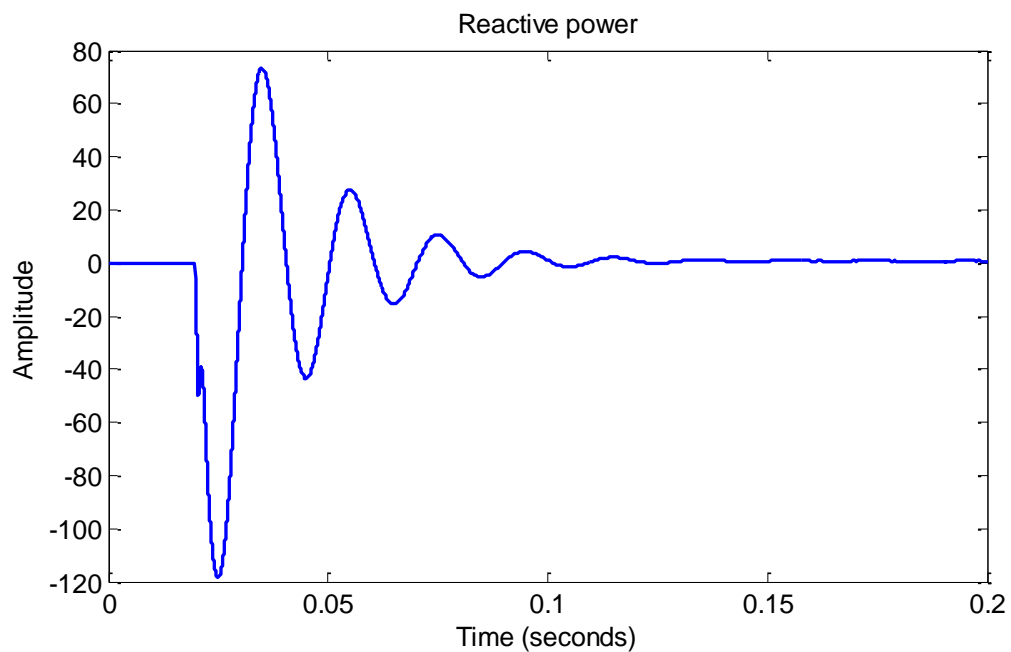
شکل ۲۰-۵ شکل موج جریان مرجع و جریان شبکه



شکل ۲۱-۵ شکل موج خطای جریان ورودی کنترل کننده جریان در حالت تزریق توان اکتیو

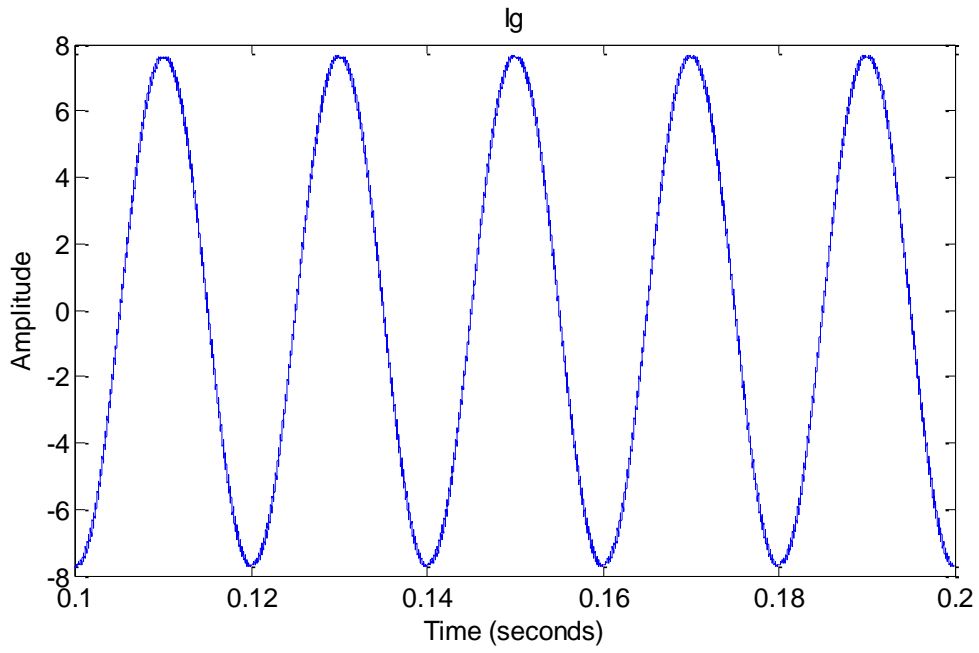


شکل ۲۲-۵ شکل موج توان اکتیو تزریقی به شبکه

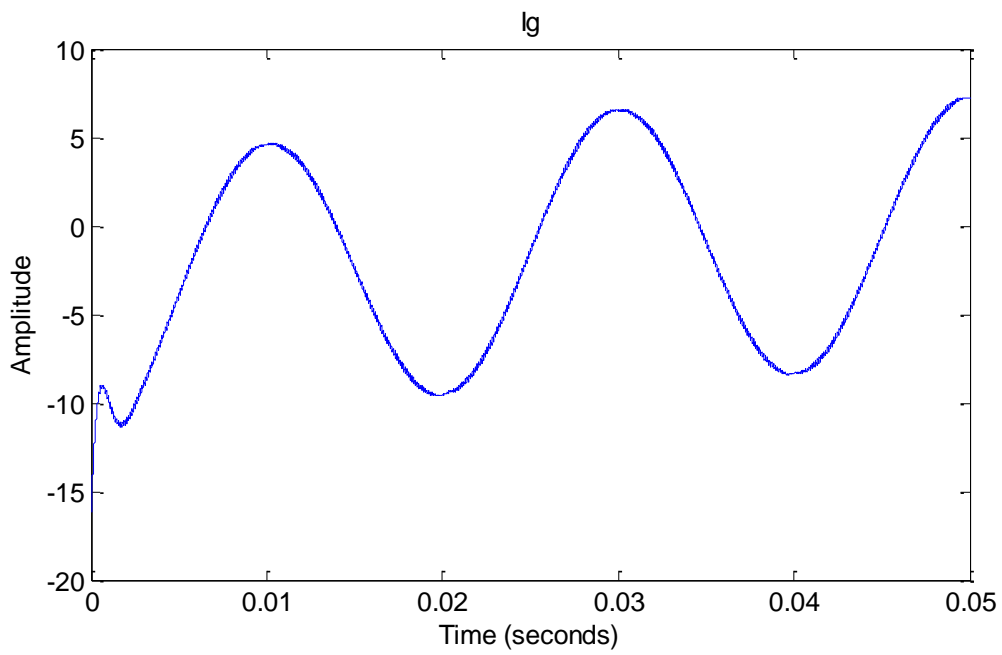


شکل ۲۳-۵ شکل موج توان راکتیو تزریقی به شبکه

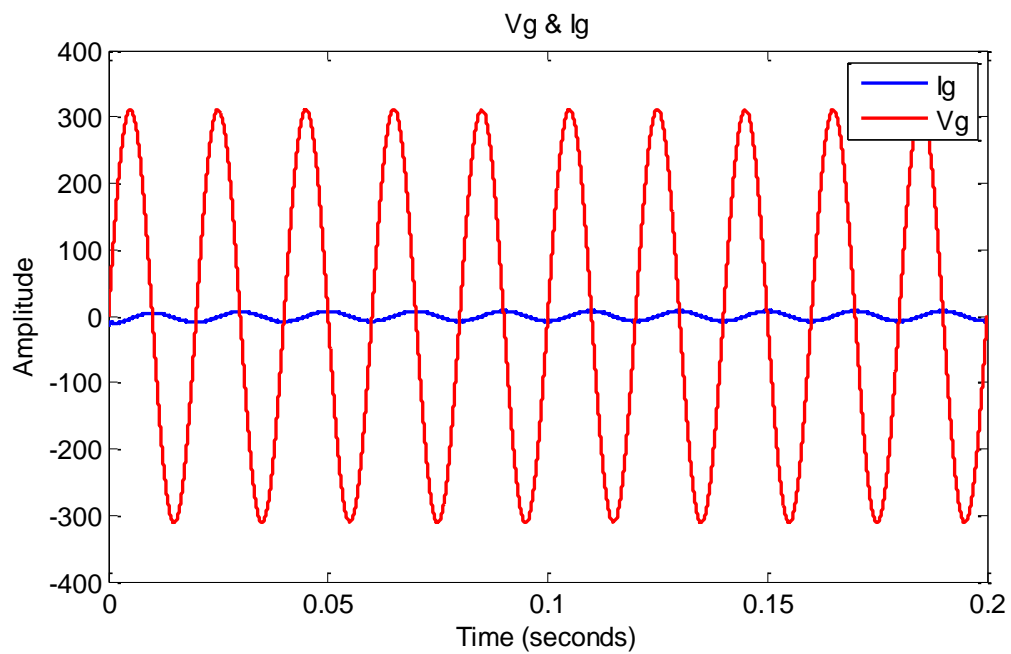
شکل ۲۴-۵ و شکل ۲۵-۵ شکل موج جریان خروجی و تزریق توان اکتیو در حالت دائمی و جریان لحظه راه اندازی در نشان داده شده است. و در شکل ۲۸-۵ و شکل ۲۹-۵ شکل موج توان تزریقی به شبکه نشان داده شده است.



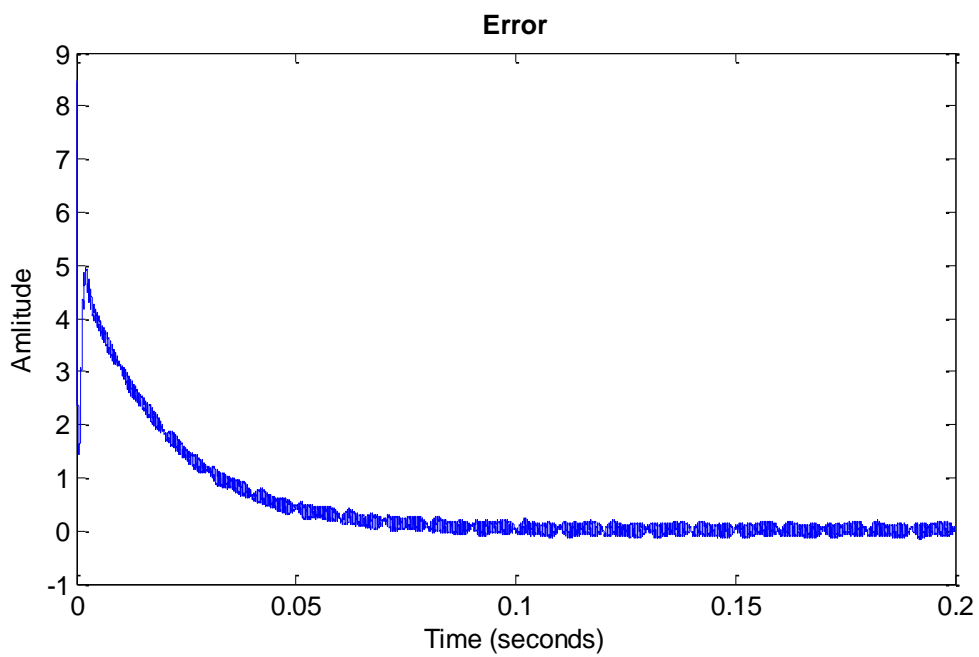
شکل ۲۴-۵ شکل موج جریان در حالت توان راکتیو تزریقی به شبکه در حالت دائمی



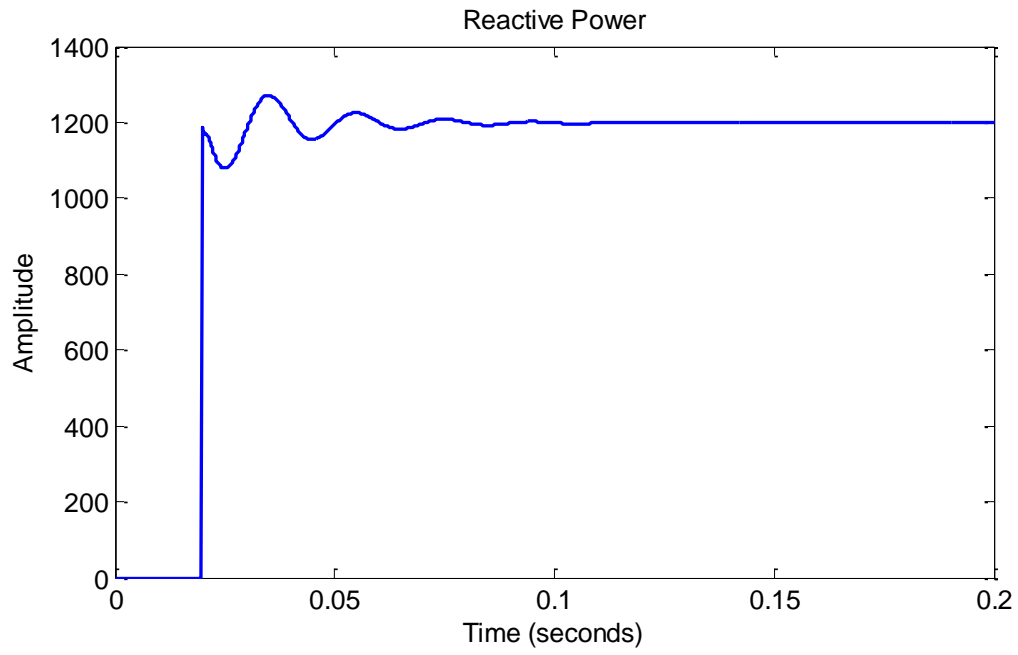
شکل ۲۵-۵ شکل موج جریان لحظه راه‌اندازی در حالت تزریق توان راکتیو



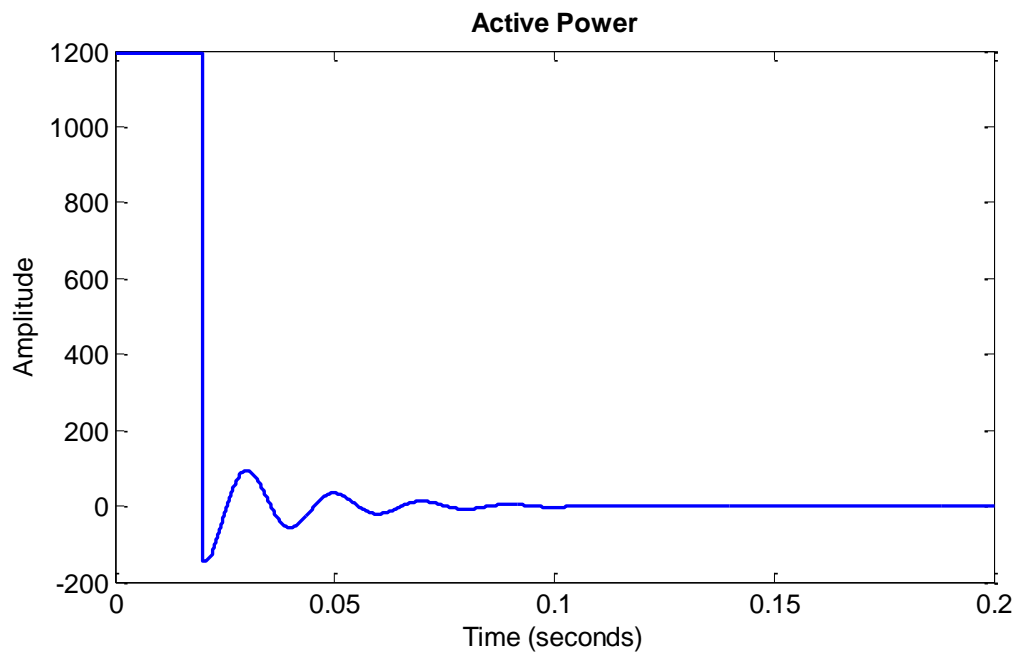
شکل ۲۶-۵ شکل موج ولتاژ شبکه و جریان شبکه در حالت تزریق توان راکتیو



شکل ۲۷-۵ شکل موج خطای جریان ورودی کنترل کننده جریان در حالت تزریق توان راکتیو



شکل ۲۸-۵ شکل موج توان راکتیو تزریقی به شبکه



شکل ۲۹-۵ شکل موج توان اکتیو تزریقی به شبکه



## ۵-۳- نتیجه گیری حاصل از شبیه سازی

در این بخش به بررسی نتایج حاصل از شبیه سازی کنترل کننده می پردازیم.

باتوجه به شکل ۵-۱۴ و شکل ۵-۱۷ نمودار تابع هزینه با استفاده از روش Fuzzy PSO خیلی کم تر از نمودار تابع هزینه با استفاده از الگوریتم GA است که همین موضوع باعث می شود که خطای جریان ورودی کنترل کننده با استفاده از روش Fuzzy PSO در لحظه ی راه اندازی کم تر از روش تقریب ضرایب با استفاده از الگوریتم GA باشد. شکل ۵-۸ و شکل ۵-۲۱ (شکل موج خطای جریان ورودی کنترل کننده) و نیز شکل ۵-۹ و شکل ۵-۱۹ (شکل موج جریان لحظه ی راه اندازی) گفته های بالا را تصدیق می کنند.

با توجه به شکل موج جریان تزریقی به شبکه در حالت دائمی که در شکل ۵-۷ و شکل ۵-۱۸ نشان داده شده است نشان می دهد که خطای حالت ماندگار با استفاده از روش Fuzzy PSO خیلی کم تر از روش تقریب ضرایب با استفاده از الگوریتم GA است.

با توجه به نتایج حاصل از شبیه سازی می توان به این نکته اشاره کرد که اعوجاج هارمونیک کل با استفاده از روش Fuzzy PSO برابر با  $1/6$  درصد است که در مقایسه با روش الگوریتم GA ( $2/14$  درصد)، مقدار کمتری دارد که همین موضوع باعث می شود کیفیت توان تزریقی در حالت Fuzzy PSO بهتر از روش GA باشد.



---

---

فصل ۶ :

## نتیجه‌گیری و پیشنهادات

---

---

## ۶-۱- نتیجه گیری

در این فصل به بررسی نتایج بدست آمده از محاسبات، شبیه‌سازی انجام‌شده روی اینورتر پرداخته‌شده و در ادامه پیشنهادهایی را برای ادامه کار و بهبود عملکرد این سیستم ارائه‌شده است.

با توجه به ساختارهای معرفی‌شده برای انواع اینورترهای متصل به شبکه برای منابع انرژی تجدید پذیر، ساختار تمام پل تک فاز می‌تواند به‌عنوان قسمت اصلی آن استفاده گردد. با بررسی تحلیل پایداری و میزان دقت خروجی از بین روش‌های کنترلی مطرح‌شده برای اینورتر، مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده تناسبی-رزونانسی عملکرد بهتری را برای کنترل جریان تزریقی به شبکه AC توزیع، از خود نشان می‌دهد. در این میان ابتدا با کمک از الگوریتم بهینه‌سازی GA، و سپس با کمک از کنترل فازی بهینه‌شده توسط الگوریتم SPO ضرایب کنترل‌کننده PR را بدست آورده و با توجه به نتایج حاصل از شبیه‌سازی، استفاده از روش کنترل Fuzzy PSO برای انتخاب ضرایب کنترل‌کننده نسبت به الگوریتم GA نتایج بهتری را نشان می‌دهد. این برتری شامل کم شدن زمان رسیدن به سیگنال مرجع و کم شدن سیگنال خطا و همچنین اعوجاج هارمونیک است.

با توجه به نتایج حاصل از شبیه‌سازی می‌توان از این مبدل برای کنترل توان اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه استفاده کرد. این مقادیر توان در قالب شکل موج جریان ورودی کنترل‌کننده جریان، به سیستم اعمال می‌شود. در اتصال مبدل به شبکه، ساختار فیلتر LCL در مقایسه با سایر ساختارها، برای فیلتر کردن اعوجاج جریان خروجی اینورتر برای مشخصات ارائه‌شده و محدوده توان و ولتاژ خروجی، عملکرد بهتری را دارد.

## ۶-۲- پیشنهادات

با تحقیقات و پژوهش‌هایی که در این پایان‌نامه انجام شده است توانستیم ضرایب کنترل‌کننده PR را با کمک از روش Fuzzy PSO بدست آورده و باعث بهبود نتایج شویم. اما به توسعه این تحقیقات در زمینه مبدل‌های الکترونیک قدرت، نیاز داریم. لذا پیشنهادهایی در این زمینه ارائه می‌شود.

۱- اینورتر طراحی شده را می‌توان در جهت کاربرد در منابع مختلف انرژی مانند، پیل سوختی و توربین بادی توسعه داد و انرژی الکتریکی خروجی هر یک از آن‌ها را به شبکه قدرت تزریق نمود. این‌روند می‌تواند شامل توسعه مدار قدرت و مدار کنترل متناسب با کاربرد، باشد. با تغییرات محدوده توان و ولتاژ و جریان اینورتر، می‌توان با افزایش قدرت و تغییر ساختار، به‌صورت سه فاز آن را مورد استفاده قرارداد.

۲- این ساختار زمینه‌ای برای توسعه مبدل‌های جدا از شبکه و یا ترکیبی از جدا از شبکه و متصل به شبکه به وجود آورده است. می‌توان با تغییر در ساختار فیلتر و سیستم کنترل و استفاده از روش کنترل فرکانس و ولتاژ، به‌صورت جدا از شبکه برای تأمین بارهای خانگی و یا دورافتاده یا متحرک از آن استفاده نمود

## فهرست منابع و مراجع

- [۱] م. شکل آبادی و م. جوادی "ارائه روش کنترلی بر مبنای تئوری مجموعه های فازی جهت ردیابی نقطه حداکثر توان در آرایه خورشیدی" ۱۳۹۳، دومین همایش سراسری محیط زیست، انرژی و پدافند زیستی
- [۲] محمد جواد بابایی "طراحی مبدل DC به AC با بهره ولتاژ و بازده زیاد برای استفاده در سیستم های برق خورشیدی" دانشگاه صنعتی شریف، ۱۳۹۱
- [3] W.-Toke Franke, Nils Oestreich, Friedrich W. Fuchs, "Comparison of Transformerless Converter Topologies for Photovoltaic Application Concerning Efficiency and Mechanical Volume," proceeding of 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), ISIE2010, pp724-729
- [4] Wuhua Li; Yunjie Gu "Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression" Industrial Electronics, IEEE Transactions vol:62, 2015
- [5] Kjaer, S.B.; Pedersen, J.K "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules " 2005 , ndustry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 41
- [6] D. G. Photovoltaics and E. Storage, "IEEE Application Guide for IEEE Std 1547™, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," 2009.
- [7] T. M. Blooming and D. J. Carnovale, "Application of IEEE STD 519-1992 harmonic limits," in Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2006. Conference Record of Annual, 2006, pp.1-9.
- [8] I. Standard, "61727," "Characteristic of the utility interface for photovoltaic (PV) systems," IEC, Tech. Rep2002.
- [9] H. Emanuel, M. Schellschmidt, S. Wachtel, and S. Adloff, "Power quality measurements of wind energy converters with full-scale converter according to IEC 61400-21," in Electrical Power Quality and Utilisation, 2009. EPQU 2009. 10th International Conference on, 2009,
- [10] V. DIN, "0126-1-1:" "Automatic disconnection device between a generator and the public lowvoltage grid", " DIN Electrotechnical Preliminary Standard, vol.1, 2006.
- [11] W. Kramer, S. Chakraborty, B. Kroposki, and H. Thomas, "Advanced Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems," National Renewable Energy Laboratory, U.S. Department of Energy, Tech.Rep. NREL/TP-581-42672 , March 2008..
- [12] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine gridconnected inverters for a large set of grid impedance values," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 21, pp. 263-272, 2006.
- [13] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," IEE Proceedings-Electric Power Applications, vol. 153, pp. 750-762, 2006.
- [14] R. Teodorescu and M. Liserre, Grid converters for photovoltaic and wind power systems vol.29: John Wiley & Sons, 2011.

- [15] Fang Zheng Peng, "Z-Source Inverter" IEEE Trans. Ind. Applications," Vol. 39, no. 2, pp. 504-510, March/April 2003
- [16] N. Panwar, S. Kaushik, and S. Kothari, "Role of renewable energy sources in environmental protection: A review," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 15, pp. 1513-1524, 2011.
- [17] M. H. Rashid, Power electronics handbook: Academic Pr, 2001.
- [18] R. González, J. López, P. Sanchis, and L. Marroyo, "Transformerless inverter for single phase photovoltaic systems," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 22, pp. 693-697, 2007.
- [19] J.-F. Chen and C.-L. Chu, "Combination voltage-controlled and current-controlled PWM inverters for UPS parallel operation," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 10, pp. 547558, 1995.
- [20] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 41, pp.1292-1306, 2005.
- [21] J. A. Baroudi, V. Dinavahi, and A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators," Renewable Energy, vol. 32, pp. 2369-2385, 2007.
- [22] F. Grasser and A. C. Rufer, "A fully analytical PEM fuel cell system model for control applications," in Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE ,2006 ,pp. 2162-2168.
- [23] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 41, pp.1292-1306, 2005.
- [24] M. H. Rashid, Power electronics handbook: Academic Pr, 2001.
- [25] X. Lu, M. Liserre, K. Sun, F. Blaabjerg, R. Teodorescu, and L. Huang, "Resonance propagation of parallel-operated DC-AC converters with LCL filters," in Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012, pp.877-884.
- [26] S. Buso and P. Mattavelli, "Digital control in power electronics," Lectures on Power Electronics, vol. 1, pp. 1-158, 2006
- [27] A. Yazdani and R. Iravani, Voltage-sourced converters in power systems: Wiley. com, 2010.
- [28] W. Wu, Y. He, and F. Blaabjerg, "An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 27, pp. 782-789, 2012.
- [29] M. Liserre, F. Blaabjerg, and R. Teodorescu, "Grid impedance detection via excitation of LCL filter resonance," in Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, 2005, pp. 910-916.
- [30] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, and F. Gao, "Exploring inherent damping

- characteristic of LCL-filters for three-phase grid-connected voltage source inverters," *PowerElectronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1433-1443, 2012.
- [31] G. Shen, J. Zhang, X. Zhu, and D. Xu, "A low cost solution to grid-connected distributed generation inverters," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC'09.IEEE 6th International*, 2009, pp. 706-711.
- [32] G. Shen, X. Zhu, J. Zhang, and D. Xu, "A new feedback method for PR current control of LCL-filter-based grid-connected inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2033-2041, 2010.
- [33] A. Julean, "Active damping of lcl filter resonance in grid connected applications," *Aalborg Universitet, Dinamarca, Dissertação de mestrado*, 2009.
- [34] S. Buso and P. Mattavelli, "Digital control in power electronics," *Lectures on Power Electronics*, vol. 1, pp. 1-158, 2006.
- [35] X. Wang, X. Ruan, S. Liu, and C. K. Tse, "Full feedforward of grid voltage for grid connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 3119-3127, 2010.
- [36] M. Xue, Y. Zhang, Y. Kang, Y. Yi, S. Li, and F. Liu, "Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback controlled grid-connected inverter with LCL filter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 4234-4247, 2012.
- [37] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 153, pp. 750-762, 2006.
- [38] G. Zeng and T. W. Rasmussen, "Design of current-controller with PR-regulator for LCL-filter based grid-connected converter," in *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on*, 2010, pp. 490-494.
- [39] A. V. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Adaptive resonant controller for grid-connected converters in distributed power generation systems," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006, p. 6 pp.
- [40] A. Nagliero, M. Liserre, N. Orlando, R. Mastromauro, and A. Dell'Aquila, "Implementation on DSP TMS320F2812 of the control of the grid converter of a small wind turbine system," in *Clean Electrical Power, 2009 International Conference on*, 2009, pp. 415.
- [41] M. J. Newman and D. G. Holmes, "Delta operator digital filters for high performance inverter applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 447-454, 2003.
- [42] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre, "A new control structure for gridconnected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 580-586.
- [43] D. Sera, T. Kerekes, M. Lungeanu, P. Nakhost, R. Teodorescu, G. K. Andersen, et al., "Lowcost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications using delta operator," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31<sup>st</sup> Annual Conference of IEEE*, 2005, p. 6 pp.
- [44] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. Zach, "Analysis of on-and off-line optimized predictive current controllers for PWM converter systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, pp. 451-462, 1991.



- [45] H. M. Kojabadi, B. Yu, I. A. Gadoura, L. Chang, and M. Ghribi, "A novel DSP-based current-controlled PWM strategy for single phase grid connected inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 985-993, 2006.
- [46] D. Martin and E. Santi, "Auto tuning of digital deadbeat current controller for grid tied inverters using wide bandwidth impedance identification," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, 2012*, pp. 277-284.
- [47] I.-S. Kim, "Sliding mode controller for the single-phase grid-connected photovoltaic system," *Applied Energy*, vol. 83, pp. 1101-1115, 2006.

[۴۸] ح. مطیع قادر و ش. لطفی، مروری بر برخی از روش‌های بهینه‌سازی هوشمند، دانشگاه آزاد اسلامی واحد شبستر، شماره ۱۳۸۹، ۶م/م ۱۷۶/TS

- [49] S. Naderi, E. Pouresmaeil, and W. D. Gao, "The frequency-independent control method for distributed generation systems," *Applied Energy*, vol. 96, pp. 272-280, 2012.
- [50] K.-J. Lee, N.-J. Park, and D.-S. Hyun, "Optimal current controller in a three-phase grid connected inverter with an LCL filter," in *Power Electronics, 2007. ICPE'07. 7th International Conference on*, 2007, pp. 568-571.
- [51] P. Peltoniemi, P. Nuutinen, M. Niemela, and J. Pyrhonen, "LQG-based voltage control of the single-phase inverter for noisy environment," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1-10.
- [52] T. Thacker, R. Wang, D. Dong, R. Burgos, F. Wang, and D. Boroyevich, "Phase-locked loops using state variable feedback for single-phase converter systems," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, 2009*, pp. 864-870.
- [53] J. C. TUE and H. Oldenkamp, "Estimation of the potential to pollute the electricity network with harmonics due to the use of small micro generators with inverters".
- [54] H. S. Goh, M. Armstrong, and B. Zahawi, "The effect of grid operating conditions on the current controller performance of grid connected photovoltaic inverters," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1-8.
- [55] Srithongchai, P. and Kaitwanidilai, S., (2011), "Automatic Weight Selection and Fixed-Structure Cascade Controller for a Quadratic Boost Converter", *Springer, Intelligent Control and Computer Engineering Vol.70, PP 39-45*

## **Abstract**

The purpose of this project was to design and develop an inverter for grid connection of renewable generation technologies for Photovoltaic application use and also review and desing the part of controller.

A full-bridge configuration is used for the power unit with 1200 W capacity. Control unit includes a current controller for determine the amount of active and reactive power. injected to the grid. The Proportional - Resonant (PR) controller is used to control the injected current. For the desing of the controller and to determine the coefficients; the Fuzzy controle with particle swarm optimization algorithm and genetic algoritm is used. LCL filter is used for comply the harmonic current.

The Design and simulation of dynamic stability of the control loop and power is assured using MATLAB/SIMULINK.

### **Keywords:**

Inverter, grid connectivity, proportional-resonant controller, Fuzzy control, particle swarm optimization algorithm, genetic algorithm



**University of Shahrood**  
**Faculty of Electrical & Robotic Engineering**

Fuzzy Optimized Proportional-Resonant Control of a Single-Phase Grid-  
Connected Inverter for Photovoltaic Applications

**Mohammad Haji-Arab**

Supervisor:

**Dr. Hossein Gholizade Narm**

September 2015