





دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

**طراحی و ساخت کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای اینورتر متصل به**

**شبکه**

نگارنده: سید مرتضی قمری

استاد راهنما:

آقای دکتر حسین قلی زاده نرم

آبان ۱۳۹۷

شماره ۱۲۰۹ / ۱۰۰  
تاریخ: ۹۷/۸/۶

باسمه تعالی



دانشگاه علمی کاربردی

مدیریت تحصیلات تکمیلی

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

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای سید مرتضی قمری با شماره دانشجویی ۹۵۱۱۸۱۴ رشته مهندسی برق- کنترل گرایش کنترل تحت عنوان: طراحی و ساخت کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای اینورتر متصل به شبکه که در تاریخ ۱۳۹۷/۰۸/۰۶ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

قبول (با درجه: .....)	<input checked="" type="checkbox"/>
مردود	<input type="checkbox"/>
نظری	<input checked="" type="checkbox"/>
عملی	<input type="checkbox"/>

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنمای اول	محمد علی صدری	رئیس	
۲- استاد راهنمای دوم	—	—	—
۳- استاد مشاور	—	—	—
۴- نماینده تحصیلات تکمیلی	محمد علی صدری	دانشیار	
۵- استاد ممتحن اول	علیرضا الفی	رئیس	
۶- استاد ممتحن دوم	علی اکبر زارنده کلات	دانشیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده:  
محمد علی صدری

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده:  
علیرضا الفی

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

# تقدیم اثر

آنان که ناتوان شدند تا ما به توانایی برسیم...

موهایشان سپید شد تا ما روسفید شویم...

و عاشقانه سوختند تا گرمابخش وجود ما و روشنگر راهمان باشند...

تشکر و قدردانی:

شکر شایان نثار ایزد منان که توفیق را رفیق راهم ساخت تا این پایان نامه را به پایان برسانم.  
از استاد فاضل و اندیشمند جناب آقای دکتر حسین قلی‌زاده‌نرم به عنوان استاد راهنما که  
همواره نگارنده را مورد لطف و محبت خود قرار داده‌اند، کمال تشکر را دارم.

## تعهد نامه

اینجانب سید مرتضی قمری دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق گرایش کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه با موضوع طراحی و ساخت کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای اینورتر متصل به شبکه تحت راهنمایی آقای دکتر قلی زاده نرم متعهد می شوم:

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام «دانشگاه صنعتی شاهرود» و یا «Shahrood University of Technology» به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در بدست 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 (بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل حل 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 افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

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

# چکیده

در این پایان نامه با استفاده از روش کنترل تطبیقی مقاوم، سیستم اینورتر تمام پل (H-Bridge) تکفاز کنترل می شود. برای مدل سازی این مبدل از روش معادلات حالت متوسط<sup>1</sup> استفاده گردیده است که سیستم مبدل در حالت متصل به شبکه کنترل شده است. اینورتر مدنظر از ساختار اینورتر منبع ولتاژ (VSI)<sup>2</sup> بهره می گیرد که امکان تغذیه توان راکتیو را به شبکه امکان پذیر می کند. با در نظر گرفتن خصوصیات غیرخطی، نویز و اغتشاش، تغییرات ولتاژ ورودی سیستم و اختلاف فاز شبکه محدودیت هایی برای تعیین کنترل کننده وجود دارد بطوریکه کنترل کننده های خطی کلاسیک کارایی مناسبی از خود نشان نمی دهند. به همین منظور ابتدا برای سیستم مبدل کنترل کننده ی تطبیقی به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم ارائه می شود و در ادامه کنترل کننده ای به صورت تطبیقی مقاوم طراحی می گردد. در مرحله آخر یک روش سنکرون سازی بنام روش سنکرون ساز شبکه معرفی می شود که توانایی تولید عناصر موازی و قائم ولتاژ شبکه را دارد که باعث می شود تا یک جریان مرجع سنکرون شده به حلقه کنترل جریان تزریق شود و بتواند فاز شبکه مورد اتصال به مبدل را کنترل و ردیابی کند. با توجه به نتایج شبیه سازی ها میزان کارآبودن کنترل کننده نشان داده می شود.

**واژه های کلیدی:** کنترل کننده ی تطبیقی مقاوم، اینورتر پل، تغییرات پارامتر، سنکرون ساز ولتاژ شبکه، اتصال به شبکه.

---

<sup>1</sup> Stat-space Average model

<sup>2</sup> Voltage Source Inverter

# فهرست مطالب

ل	فهرست جداول
ن	فهرست اشکال
۱	مقدمه
۲	۱-۱ مقدمه
۳	۲-۱ انرژی های تجدید پذیر
۵	۱-۲-۱ انرژی بادی
۵	۲-۲-۱ انرژی خورشیدی
۶	۳-۲-۱ میکرو توربین ها
۷	۳-۱ بیان کارهای انجام شده
۱۰	۴-۱ اهداف پایان نامه
۱۱	۵-۱ ضرورت انجام کار
۱۲	۶-۱ ساختار پایان نامه:
۱۳	معرفی مبدل های DC-AC
۱۴	۱-۲ مقدمه
۱۵	۲-۲ خانواده H-Bridge
۱۶	۱-۲-۲ اینورتر تمام پل پایه
۱۶	۲-۲-۲ اینورتر H5



۱۸	.....	HERIC اینورتر ۳-۲-۲
۱۹	.....	REFU اینورتر ۴-۲-۲
۲۰	.....	FB-ZVR اینورتر ۵-۲-۲
۲۱	.....	NPC اینورتر های ۳-۲-۲
۲۱	.....	NPC اینورتر نیم پل ۱-۳-۲
۲۳	.....	CNPC اینورتر ۲-۳-۲
۲۴	.....	۳-۳-۲ مقایسه ساختارهای مختلف
۲۵	.....	H-Bridge VSI مبدل ۴-۲-۲
۲۶	.....	۱-۴-۲ مدلاسیون پهنای باند (PWM)
۲۸	.....	۲-۴-۲ تحلیل عملکرد مبدل
۲۹	.....	۳-۴-۲ طراحی فیلتر خروجی
۲۹	.....	۴-۴-۲ تحلیل عملکرد و معادلات مبدل
۳۱	.....	۵-۴-۲ تحلیل فضای حالت و محاسبه تابع تبدیل سیستم
۳۴	.....	۵-۲ تحلیل سیستم مبدل اینورتر تمام پل به همراه فیلتر LCL
		طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم برای اینورتر تمام
۳۵	.....	پل تکفاز
۳۶	.....	۱-۳ مقدمه
۳۶	.....	۲-۳ کنترل کننده تطبیقی
۳۷	.....	۳-۳ کنترل کننده تطبیقی مقاوم

۳۸	۴-۳ طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش خودتنظیم گر غیرمستقیم برای اینورتر تمام پل تکفاز
۳۹	۵-۳ تخمین پارامترها
۳۹	۱-۵-۳ الگوریتم تخمین حداقل مربعات بازگشتی
۴۳	۲-۵-۳ طراحی حالت خاص کنترل کننده تطبیقی بدون حذف صفر
۴۶	۶-۳ طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم غیرمستقیم
۴۹	۷-۳ تخمین مقاوم برای روش حداقل مربعات بازگشتی
۶۱	طراحی روش سنکرون ساز شبکه برای اینورتر تمام پل تکفاز
۶۲	۱-۴ روش سنکرون ساز شبکه
۶۲	۱-۱-۴ تخمین گر ولتاژ شبکه
۶۵	۲-۱-۴ شبیه سازی تخمین گر ولتاژ شبکه
۶۸	۲-۴ شناساگر دامنه ولتاژ شبکه
۶۹	۳-۴ تولید جریان مرجع سنکرون شده
۷۰	۴-۴ استخراج مدل میانگین کلی از سیگنال مورد نظر متغیر با زمان
۷۰	۱-۴-۴ استخراج قسمت واقعی, $x_1 = \text{Re}[y]$
۷۱	۲-۴-۴ استخراج قسمت موهومی, $x_2 = \text{Im}[y]$
۷۲	۵-۴ استفاده از مدل میانگین کلی برای بیان عناصر اکتیو و راکتیو از متغیرهای AC
۷۶	۶-۴ بحث در قبال روش سنکرون ساز ارائه شده
۷۹	نتیجه گیری و پیشنهادات
۸۰	۱-۵ نتیجه گیری

٨٠ ..... ٢-٥ پیشنهادات .

٨١ ..... ٣-٥ مراجع و منابع .

## فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱: نحوه تامین برق از منابع تجدید پذیر به همراه نحوه اتصال به شبکه توزیع برق ..... ۱۰
- شکل ۲-۱: واحدهای تولید گسترده مختلف ..... ۳
- شکل ۳-۱: سهم جهانی در تامین برق توسط منابع تجدید پذیر ..... ۶
- شکل ۱-۲: اضافه شدن خانز به سلول از زمین ..... ۱۳
- شکل ۲-۲: ساختار اینورتر پل ..... ۱۳
- شکل ۳-۲: ساختار H5 ..... ۱۵
- شکل ۴-۲: ساختار HERIC ..... ۱۶
- شکل ۵-۲: ساختار REFU ..... ۱۷
- شکل ۶-۲: اینورتر FB-ZVR ..... ۱۸
- شکل ۷-۲: ساختار نیم پل NPC ..... ۱۹
- شکل ۸-۲: ساختار Conergy NPC ..... ۲۱
- شکل ۹-۲: توپولوژی کلی یک اینورتر تمام پل ..... ۲۲
- شکل ۱۰-۲: شمای کلی مدولاسیون PWM ..... ۲۴
- شکل ۱۱-۲: اینورتر تکفاز تمام پل با فیلتر LCL متصل به شبکه ..... ۲۵
- شکل ۱۲-۲: نحوه کلید زنی اینورتر تمام پل تکفاز با فیلتر LCL ..... ۲۷
- شکل ۱۳-۲: مدار معادل سیستم تزریق توان ..... ۳۱
- شکل ۱۵-۲: پاسخ پله سیستم اینورتر تمام پل تکفاز ..... ۳۵
- شکل ۱-۳: نمودار بلوکی کنترل تطبیقی از روش خودتنظیمگر غیرمستقیم ..... ۳۹
- شکل ۲-۳: مکان هندسی صفرها و قطب های سیستم ..... ۴۱
- شکل ۳-۳: کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر متصل به بار بدون در نظر گرفتن اغتشاش، نویز ..... ۴۸

- شکل ۳-۴: کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر با اتصال به شبکه ..... ۴۹
- شکل ۳-۵: کنترل کننده تطبیقی مقاوم با اغتشاش و نویز ..... ۵۰
- شکل ۳-۶: کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر با فاکتور فراموشی به همراه اغتشاش و نویز ..... ۵۱
- شکل ۳-۷: کنترل کننده تطبیقی مقاوم با اغتشاش و نویز ..... ۵۲
- شکل ۳-۸: کنترل کننده تطبیقی مقاوم به همراه اغتشاش و نویز با واریانس بالا ..... ۵۳
- شکل ۴-۱: مدل کلی سنکرون ساز شبکه به همراه کنترل کننده مولفه راکتیو ..... ۵۶
- شکل ۴-۲: حلقه فیدبک باز تخمین گر ولتاژ شبکه ..... ۵۸
- شکل ۴-۳: خط سیر حالت تخمین گر ..... ۵۹
- شکل ۴-۴: ترسیم بد مولفه های  $vg(jw)$  و  $vg(jw)vg(jw)$  ..... ۶۰
- شکل ۴-۵: پاسخ حوزه زمان از متغیرهای حالت تخمین گر ..... ۶۱
- شکل ۴-۶: مثالی از استخراج قسمت حقیقی و واقعی از یک سیگنال متغیر با زمان ..... ۶۴
- شکل ۴-۷: دیاگرام فازور معرفی کننده فرم  $d-q$  ..... ۶۵
- شکل ۴-۸: مولفه های  $ig||ref$  و  $ig-ref$  از جریان ورودی ..... ۶۷
- شکل ۴-۹: ردیابی ورودی سیگنال مرجع کنترلی توسط خروجی در فرکانس های مختلف ..... ۶۸

## فهرست جدول‌ها

جدول ۱-۱: مقایسه منابع انرژی مختلف..... ۱۰

جدول ۱-۲: مقایسه ی ساختارهای مختلف..... ۲۷

جدول ۲-۲: مقادیر پارامترهای سیستم ..... ۳۴

جدول ۴-۱: درصد های *THD* در اختلاف فرکانس های مختلف ..... ۷۴

## فصل اول:

---

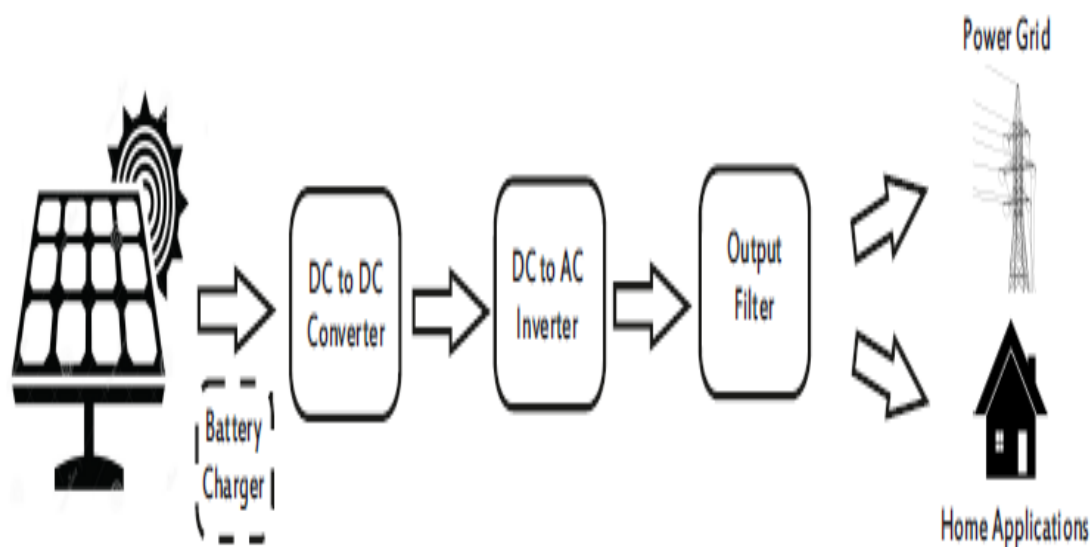
مقدمه

---

با توجه به صنعتی شدن جوامع، نیاز روزافزون به منابع انرژی، بیشتر از پیش احساس می گردد. در رأس تمام این منابع، انرژی الکتریکی یکی از مهم ترین و پرکاربردترین آنها است. علاوه بر مسائل مربوط به آلودگی و گرم شدن زمین توسط سوخت های فسیلی، تجدید ناپذیر بودن و هزینه های زیاد آنها نیز باعث شده است که توجه به انرژی های پاک همچون انرژی خورشیدی بیشتر گردد. با مورد توجه قرار گرفتن انرژی خورشیدی، بحث استفاده ی بهینه از این انرژی پاک پیش آمده است که در این راستا تحقیقات بسیاری برای تحلیل و بهینه سازی اقتصادی از این منبع پاک و استفاده آن در ساختمان ها انجام شده است، اما هنوز با توجه به ارزان بودن قیمت سوخت در ایران و گران بودن ادوات خورشیدی، شاهد کاهش سرعت پیشروی در این زمینه بوده ایم. یکی از روش های رایج تبدیل انرژی خورشید به انرژی الکتریکی، سلول ها یا پنل های خورشیدی می باشند که انرژی خورشیدی را به صورت مستقیم به انرژی الکتریکی تبدیل می کنند. این روش برخلاف روش های سنتی، باعث آلودگی های زیست محیطی نمی شود و به همین علت سیستم های فتوولتائیک را یکی از منابع تولید انرژی پاک معرفی می کنند که با در نظر گرفتن عواملی چون کاهش سوخت های فسیلی و آلودگی زیست محیطی حاصل از آنها، اهمیت سیستم های فتوولتائیکی را بیشتر از قبل مورد توجه قرار می دهد. با توجه به این که سطح ولتاژ DC پنل های فتوولتائیک نسبت به ولتاژ AC مورد نیاز مصرف کننده ها اختلاف دارد، سعی شده تا این اختلاف توسط روش هایی همانند سری کردن پنل های خورشیدی، سری کردن مبدل های DC/DC با یکدیگر، استفاده از مبدل های DC/DC با بهره ی ولتاژ بالا و یا افزایش ولتاژ AC توسط ترانسفورماتورهایی که در خروجی اینورترها قرار می گیرند، جبران شود. اکثر مصرف کننده ها از انرژی الکتریکی AC استفاده می کنند، اما انرژی الکتریکی حاصل از پنل های خورشیدی به صورت انرژی الکتریکی DC می باشد، برای اینکه بتوانیم نیاز وسایل مصرفی را تأمین کنیم، باید انرژی الکتریکی DC را به انرژی الکتریکی AC تبدیل کنیم که این عمل با استفاده از اینورترها صورت می گیرد. از آنجایی که پنل های خورشیدی دارای سطح ولتاژ پایین تری، نسبت به



وسایل مصرفی یا شبکه‌هستند، به همین دلیل از مبدل‌های افزایشنده قبل از اینورترها استفاده می‌شود. مبدل‌های بکاررفته علاوه بر اینکه سطح ولتاژ را تغییر می‌دهند، باهدف حصول حداکثر توان از آرایه‌ها خورشیدی استفاده می‌شوند. این اهداف، توسط الگوریتم‌های مدیریت توان و سیستم کنترل انجام می‌شوند که می‌توان آنها را با در نظر گرفتن متغیر سیکل وظیفه<sup>۳</sup> به‌عنوان یک متغیر کنترلی، برای کنترل مبدل‌ها استفاده کرد. نحوه اتصال مبدل‌ها در شبکه برق بصورت شکل ۱-۱ ارائه شده است.



شکل ۱-۱: نحوه تامین برق از منابع تجدید پذیر به‌مراه نحوه اتصال به شبکه توزیع برق؛

از سوی دیگر امکان دارد که سیگنال تولید شده با فرکانس مدنظر شبکه تداخل داشته باشد که این امر با کنترل و ردیابی فاز شبکه یا روش PLL<sup>۴</sup> انجام می‌شود. مباحث مطرح شده لازمه توجه به انرژی‌های تجدید پذیر را الزامی می‌کند که حداقل هزینه و حداکثر پاکی در این مورد مورد توجه است.

## ۲-۱ انرژی‌های تجدید پذیر

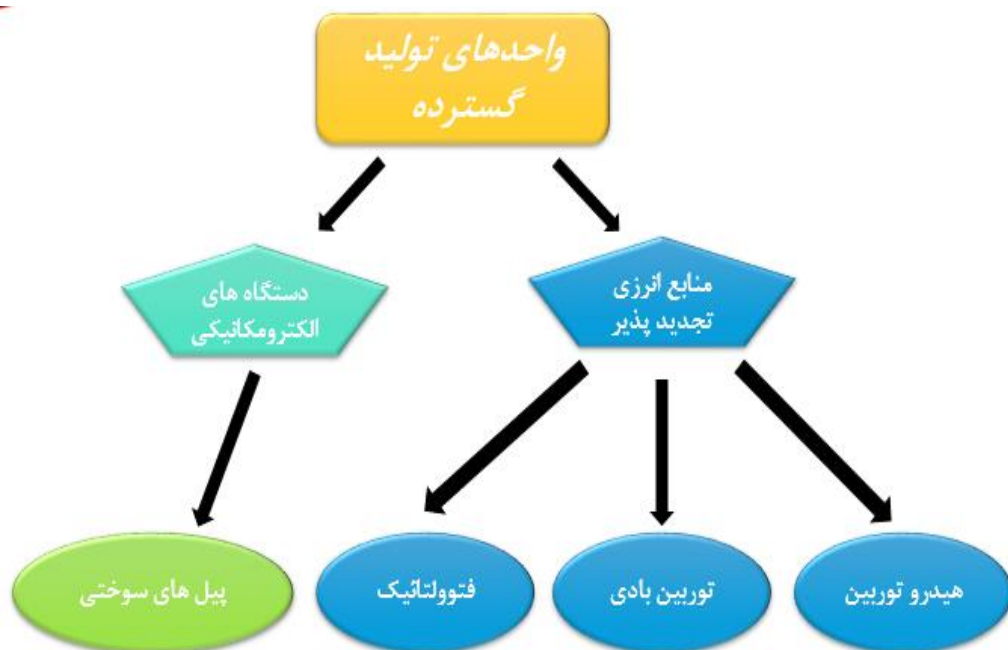
در آینده نزدیک انتظار داریم که تغییرات اساسی در سیستم‌های توزیع و انتقال کنونی اتفاق بیفتد که امکان دارد سهم بزرگی از نیاز برق را با توجه به انرژی‌های تجدید پذیر ارائه کند. این انرژی‌ها

<sup>3</sup> Duty cycle

<sup>4</sup> Phase lock loop

شامل انرژی های بادی، خورشیدی، هیبرید و سوخت های فسیلی می باشند که سعی می شود در کنار مراکز باری قرار گیرند تا تقاضای مدنظر را ارائه کنند. همچنین این منابع تجدید پذیر بنام واحدهای تولید گسترده شده نیز معروف می باشند [2]. در شکل ( ۱-۲ ) عمومی ترین منابع تجدیدپذیر ارائه شده اند که بعنوان واحدهای تولید گسترده می باشند.

این واحدهای تولید گسترده می توانند در حالت مستقل عمل کنند که دارای مزایایی همچون: هزینه کم برای سیستم انتقال، جبران توان راکتیو و هارمونیک، تصحیح فاکتور توان و پشتیبانی تولید می باشند. این واحدهای تولید را می توان به راحتی از شبکه قطع و به شبکه وصل کرد که این امر از اعمال خطا به شبکه جلوگیری می کند. [2].



شکل ۱-۲: واحدهای تولید گسترده مختلف.

در قسمت بعدی به بررسی یعضی از این منابع پرداخته و یک آنالیز کلی از این منابع، در جدول ۱-۱ نشان داده شده است.

## ۱-۲-۱ انرژی بادی

انرژی بادی، از طریق توربین بادی به برق تبدیل می شود که این توربین شامل پره های بزرگ، ژنراتور، تغذیه برق، کانورترهای توان و گیربکس میباشند. بهره تولید برق توسط توربین بادی بستگی به سایز پره ها و ژنراتور دارد که ژنراتور مستقیما به پره ها و روتور توربین وصل می گردد. در حال حاضر مزارع تولید انرژی بادی گسترده ای برای تولید توان وجود دارند که با محیط زیست هم سازگار می باشند. ظرفیت تولید توان اساسا بسته به سرعت باد دارد و از اینرو باید مکانی متناسب با شرایط این واحدهای تولید انرژی ارائه شود. بهره نسبی انرژی برق تولید شده توسط توربین بادی در حدود ۰,۳ تا ۵ مگا وات است.

## ۱-۲-۲ انرژی خورشیدی

انرژی خورشیدی از طریق پنل های خورشید (PV) مورد استفاده قرار می گیرد که این صفحه ها، از تعدادی سلول های داخلی ساخته شده اند و از جنس کریستال سیلیکون می باشند. ظرفیت تولید سلول های خورشیدی بین ۰,۳ کیلو وات تا مقادیر کمتر متغیر است. تولید توان از این پنل ها بسته به شدت نور خورشید داشته پس از اینرو توان تولید برق توسط این پنل ها ثابت نمی باشد. پنل های خورشیدی در اتصال دایره ای می توانند تقریبا تا ۱۵۰ کیلو وات تولید کنند، از سوی دیگر، مشکل اصلی در سیستم های PV تزریق هارمونیک های ضعیف و افت ولتاژ می باشد. این مشکل را می توان با کنترل داخلی سیستم های PV حل کرد که ردیابی توان خوبی از خود نشان می دهند. در حال حاضر سازمان های زیادی بروی همین پنل ها در حال کار می باشند که تلاش دارند تا بازدهی این پنل ها را افزایش دهند. در اینجا برای اتصال سیستم PV به شبکه اصلی از اینورتر استفاده می شود که فرآیند اصلی این پایان نامه را ارائه میکند.

### ۳-۲-۱ میکرو توربین ها

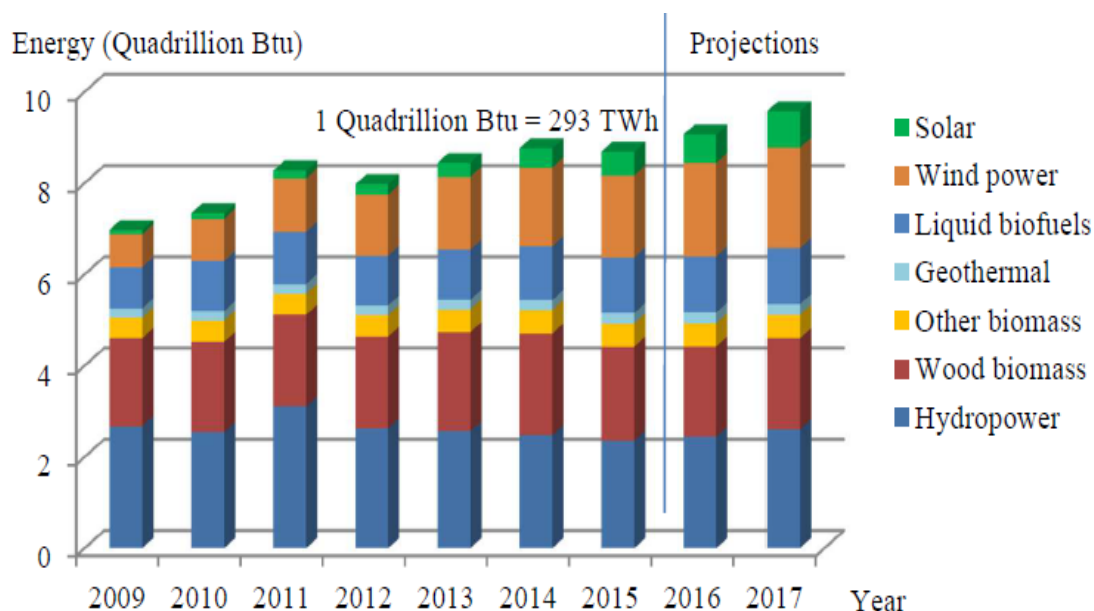
این توربین ها اساسا شامل موتور های احتراق کوچکی هستند که میتوانند توسط گازهای طبیعی یا دیگر منابع سوختی تحریق گردند. این توربین ها ظرفیت تولید توانی در حدود ۲۰ تا ۵۰۰ کیلو وات را دارند. در حال حاضر به علت معایب حاصل از سوخت های فسیلی و قیمت بالای آنها نمی توان زیاد از این منابع تولید کننده انرژی بهره برد.

جدول ۱-۱: مقایسه منابع انرژی مختلف

ژنراتور سوخت فسیلی	سلول های خورشیدی	فتوولتائیک	توربین های بادی	میکرو توربین ها	
چند صد مگا وات	۱ کیلو وات تا ۵ مگاوات	۰,۳ کیلووات تا ۲ مگا وات	۱ کیلووات تا ۵ مگا وات	۲۰-۵۰۰ کیلووات	توان تولیدی
۵۰۰ تا ۹۰۰	۲۸۰۰	۵۵۰۰	۳۰۰۰	۹۰۰	هزینه کل [هر کیلو به دلار]
۳۳ درصد	۴۰-۶۰ درصد	۵-۱۵ درصد	۲۰-۴۰ درصد	۲۰-۳۰ درصد	بهره
روغن کوره - دیزل - گاز طبیعی - زغال سنگ و غیره	هیدروژن - گاز طبیعی - پروپان	نور خورشید	باد	گاز طبیعی - هیدروژن - بیوگاز - پروپان-دیزل	سوخت
الکترونیک قدرت	الکترونیک قدرت	الکترونیک قدرت	الکترونیک قدرت	الکترونیک قدرت	نحوه اتصال بار / شبکه

این توربین ها از نظر سرعت بالاتر بوده و دمای کمتر نیز از خورد ساعت می کنند. مزیت اصلی این توربین ها قابلیت حمل آنها از یک مکان به مکان دیگر است. ثانياً، نصب آنها راحت تر بوده و نیاز به نگهداری کمتری دارند. این توربین ها نیز می توانند توسط اینورترها به شبکه متصل گردند.

باتوجه به مزایای منابع تجدیدپذیر، استفاده روز افزون از این منابع در حال افزایش بوده و سهم آنها از تولید برق مورد نیاز در حال گسترش می باشد که در شکل ۱-۳ به بررسی روند افزایش و سهم منابع تولید انرژی مختلف در سال های اخیر پرداخته ایم.



شکل ۱-۳: سهم جهانی در تامین برق توسط منابع تجدیدپذیر.

### ۱-۳ بیان کارهای انجام شده

تاکنون کارهای زیادی در زمینه کنترل مبدل های DC-AC انجام شده است. با توجه به مشخصات سیستم که شامل عدم قطعیتها، غیرخطی بودن، تغییرات ولتاژ ورودی، اغتشاشات بار و تغییرات پارامترها می باشد، باعث شده که کنترل کننده های خطی کلاسیک دارای کارایی مناسبی در این زمینه

نباشند و پایداری سیستم را تضمین نکنند [۱]. در اکثر کارهای انجام شده بر اینورتر تمام پل تکفاز، هدف کنترل جریان خروجی به همراه کنترل فاز شبکه است که از این موارد می توان به طراحی کنترل کننده مدل داخلی برای اینورتر تمام پل اشاره کرد که در این مقاله سعی شده کنترل کننده  $PR^5$  برای کنترل جریان خروجی ارائه شود که این سیستم شامل رفتار غیرخطی است که این رفتار هم توسط همین کنترل کننده جبران شده است [۲]. در مرجع [۳] از کنترل کننده مقاوم برای کنترل ولتاژ مبدل تمام پل تکفاز در حضور تغییرات پارامتری، استفاده شده است. در آخر، نتایج شبیه سازی حاصل از کنترل کننده PI به همراه کنترل کننده مقاوم نشان می دهد که برای هر دو کنترل کننده سرعت پاسخ سیستم، تقریباً یکسان بوده ولی در کنترل کننده PI فرا جهش بسیار زیاد است. علیرغم اینکه کنترل کننده مقاوم توانسته نتیجه مطلوبی را به ما بدهد، باید در نظر گرفت که برای کنترل مقاوم، محدوده تغییرات تعریف می کنیم که سیستم فقط در آن محدوده عملکردی مقاوم است و هرچه محدوده تغییرات زیاد باشد میزان تلاش کنترلی نیز افزایش می یابد. مرجع [۴] طراحی یک اینورتر تمام پل به همراه فیلتر متصل به شبکه را بیان می کند و هدف، کنترل جریان و سنکرون سازی جریان متصل به شبکه می باشد که در اینجا کنترل کننده جریان، یک کنترل کننده جایابی قطب است که بخوبی توانسته است جریان را کنترل کند. در مرجع بعدی [۵] از طریق یک کنترل کننده هیستریزس، به کنترل جریان خروجی پرداخته است و به همراه یک جبران ساز PI ولتاژ ورودی را براساس تغییرات رخ داده، کنترل کرده است. مرجع [۶] بیانگر عملکرد یک اینورتر تمام پل آبشاری است که در اتصال به شبکه عمل می کند و روش ارائه شده در این مقاله به ماکزیمم سازی توان انتقالی در شبکه پرداخته که حداکثر توان را مورد ردیابی قرار داده است و می توان گفت، این خود یک نوع کنترل کننده تطبیقی توان می باشد که بر روی سیستم اینورتر ارائه شده است. نتایج حاصل از شبیه سازی ها در نرم افزار متلب انجام شده است. در این مرجع [۷] به ارائه روش تطبیقی سنکرون ساز پرداخته و با جداسازی عناصر اکتیو و راکتیو به جبران سازی فاز شبکه پرداخته و اختلاف فاز شبکه را با توجه به

---

<sup>5</sup> Proportional – Resonant Controller

جریان و ولتاژ شبکه جبران کرده است و اختلاف فاز شبکه را با توجه به جریان و ولتاژ شبکه جبران کرده است و توانسته با یک کنترل کننده مود لغزشی جریان خروجی را مورد کنترل قرار دهد. [۸] مرجع شامل مبحث کنترل فاز متصل به شبکه توسط روش PLL می باشد و در اینجا با تبدیل پارک توانسته اختلاف فاز را شناسایی و کنترل کند، از طرفی دیگر حلقه داخلی کنترل کننده جریان شامل کنترل کننده مقاوم می باشد و عملکرد این کنترل کننده در شبیه سازی ها مورد بررسی قرار گرفته شده است. در [۹] با استفاده از میکروکنترلر، کنترل ردیاب ماکزیمم توان، ارائه شده است که این روش با استفاده از ماکزیمم جریان ورودی، مبدل را کنترل می کند. در نتایج شبیه سازی نشان داده که با استفاده از مبدل اینورتر پل ولتاژ خروجی ثابت و در مقایسه با روش هایبرید بدون نوسان است. مزایای این روش راندمان بالا، کاهش اندازه و وزن سیستم کنترل، جریان ورودی و خروجی پیوسته و بدون نوسان می باشند و به علت فرکانس کار بالای سیستم یکی از معایب این روش، ایجاد نویز می باشد.

در [۱۰] اینورتر پل را با کنترل کننده ی تناسبی انتگرالی که توسط شبکه عصبی تنظیم می شود، کنترل می کند. در این مقاله ویژگی های استفاده از مبدل اینورتر پل، بیان شده اند. در پایان، کارایی روش ذکر شده با یک کنترل کننده تناسبی انتگرالی مقایسه شده است که به بیان خود مقاله محدود می شود و وسیع از ولتاژ خروجی مرجع را در بر می گیرد، با شبیه سازی نتایج هر دو کنترل کننده، میزان تغییرات آن ها را نشان می دهد که میزان تغییرات بسیار کم می باشد که از طرف دیگر پیچیدگی محاسبات، مشکل عمده ی این روش است.

در [۱۱] کنترل مبدل اینورتر برای سیستم تبدیل انرژی بادی با استفاده از مود جریان و با کمک کنترل ردیاب ماکزیمم توان، صورت گرفته است. در این روش تابع تبدیل های متفاوتی از ورودی و خروجی های مختلف به دست آمده است و با کمک فیدبک، ردیابی ماکزیمم توان را با سرعت بیشتری در شرایط بادهای متلاطم انجام داده است. با استفاده از دیاگرام بود برای مود جریان، یک کنترل کننده

تناسبی طراحی شده است، اما پاسخ پله سیستم دارای زمان نشست زیاد برای این سیستم بوده و میزان بالا زدگی در ولتاژ سیستم تقریباً دو برابر مقدار نامی سیستم است.

در [۱۲] کنترل حلقه بسته با استفاده از روش شکل‌دهی حلقه برای مبدل اینورتر تمام پل تکفاز طراحی شده است. هدف کنترل، تنظیم ولتاژ خروجی سیستم است که توسط یک کنترل‌کننده تناسبی انتگرالی باتوجه به روش شکل‌دهی حلقه می‌باشد. پاسخ حلقه باز سیستم، نوسانی و دارای خطای حالت ماندگار محدود است. با اعمال کنترل‌کننده و شبیه‌سازی انجام‌شده، نشان می‌دهد که با تغییرات بار، ولتاژ خروجی دچار نوسان شده اما این نوع کنترل‌کننده توانسته در زمان کوتاهی به مقدار نامی خود برسد.

#### ۱-۴ اهداف پایان نامه

هدف کلی ما در این پایان نامه کنترل یک نوع از مبدل‌های DC-AC متصل به شبکه است. نیاز اصلی ما در اینجا کنترل جریان خروجی و همگرایی جریان خروجی به مقدار جریان مورد نظر می‌باشد. هدف دیگر ما سنکرون سازی و تولید یک جریان مرجع سنکرون شده در راستای تزریق به شبکه است که به همین منظور سعی بر طراحی کنترل‌کننده مناسب داریم. در طی تحقیقات انجام‌شده و بررسی بر روی کارهای انجام‌شده، می‌توان برای کنترل کردن این نوع سیستم‌ها، دسته‌بندی‌هایی انجام داد. به‌طور مثال استفاده از کنترل‌کننده‌های خطی کلاسیک مناسب نبوده زیرا عملکرد مناسبی در برابر تغییرات پارامترها، اغتشاشات، غیرخطی بودن سیستم و عدم قطعیت‌ها نداشته است و به‌طور کلی با بررسی مقالات، برخی از روش‌ها برای این نوع سیستم‌ها با این ویژگیها، دارای پاسخ مناسبی نبوده اند. در این پایان‌نامه با بهره‌گیری از روش کنترل تطبیقی مقاوم سعی داریم سیستم را به نحوه مطلوبی کنترل کنیم. در اینجا اهداف به‌طور خلاصه بیان شده اند:



۱. مقایسه مبدل پل با مبدل‌های دیگر و علت استفاده از آن
۲. استخراج مدل فضای حالت سیستم و بررسی پایداری
۳. طراحی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم به‌نحوی که جریان ورودی را ردیابی کرده و بر اغتشاش و تغییرات پارامتری سیستم غلبه کند
۴. سنکرون سازی جریان تحت کنترل

### ۱-۵ ضرورت انجام کار

با توجه به اهمیت انرژی‌های تجدید پذیر و در راستای تزریق انرژی تولیدی توسط این سیستم‌ها به شبکه‌های نیازمند، نیاز به مبدل احساس می‌شود. حال برای این که بتوان از انرژی تولیدشده، به نحو مطلوب و حداکثر استفاده را داشته باشیم پرواضح است که باید برای برآورده کردن این خواسته‌ها از ابزارهای مناسب استفاده شود. در این پایان‌نامه با در نظر گرفتن ویژگی‌های مبدل پل، این مبدل به‌عنوان ابزاری مناسب شناخته‌شده است و برای ارتقاء سطح کیفیت و کارایی مطلوب این مبدل، کنترل‌کننده‌ی مناسب، طراحی خواهد شد. کنترل‌کننده‌های تطبیقی خصوصیات قابل توجهی دارند که این ویژگی‌ها در ادامه به‌طور مفصل بیان خواهند شد. از طرف دیگر کنترل‌کننده تطبیقی توانایی مقابله با اغتشاش و نویز را ندارد و از اینرو نیاز به مقاوم سازی کنترل‌کننده در مقابل عوامل خارجی احساس می‌شود که ما در اینجا از کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم برای جبران این عیب استفاده کرده ایم. مسئله دیگر در اتصال مبدل به شبکه اختلاف فاز اتفاق افتاده بین شبکه و فاز مرجع است که این مورد باید توسط کنترل‌کننده‌های جبران ساز فاز کنترل گردد که ما در اینجا از کنترل‌کننده سنکرون ساز شبکه استفاده کرده ایم که نتایج حاصل از این روش در ادامه فصول مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

## ۱-۶ ساختار پایان نامه:

این پایان نامه در پنج فصل بیان شده است. ترتیب فصل ها به این صورت است که: در فصل اول مقدمه و در فصل دوم به بررسی مبدل های DC-AC، تجزیه و تحلیل مبدل پل و محاسبه ی مدل ریاضی مبدل پرداخته شده است. در فصل سوم کلیاتی از کنترل تطبیقی بیان شده است و کنترل کننده تطبیقی مقاوم تعریف و ضرورت کنترل تطبیقی مقاوم بیان می شود و سپس یک کنترل کننده تطبیقی مقاوم طراحی می شود و کنترل کننده ی تطبیقی مقاوم را بر روی مدل اصلی مبدل اینورتر تمام پل اعمال می شود و نتایج حاصل از شبیه سازی مورد بررسی قرار می گیرد. در فصل چهارم روش سنکرون سازی جریان به همراه تولید عناصر اکتیو و راکتیو جریان مرجع برای تولید عناصر موازی و افقی از ولتاژ شبکه ارائه می گردد و در فصل پنجم نتایج و پیشنهادات ارائه می شود.

فصل دوم:

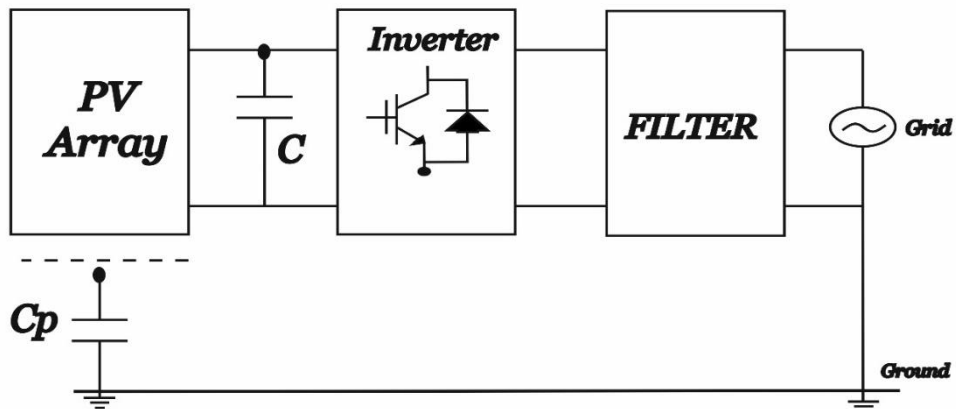
---

## معرفی مبدل‌های DC-AC

---

امروزه با توجه به نیاز روزافزون به انرژی های نو، انرژی خورشیدی به عنوان یک انرژی پاک و قابل دسترس حائز اهمیت است. از اینورترهای متصل به شبکه AC به DC جهت تبدیل برق استفاده می شود. ساختارهای متفاوتی برای اینورترهای متصل به شبکه استفاده می شود که هر یک دارای خصوصیتی می باشند. اینورترهای متصل به شبکه به دو دسته اینورترهای بدون ترانسفورماتور و اینورترهای با ترانسفورماتور تقسیم می شوند. در ساختارهای با توان پایین و مصارف خانگی از اینورترهای متصل به شبکه ی بدون ترانسفورماتور استفاده می شود. اولین اینورترهای متصل به شبکه در سال 1980 میلادی ساخته شد که این اینورترها برپایه ی ترانزیستورها عمل می کردند که پس از آن در سال 1990 اولین سری از اینورترهایی که به وسیله ترانزیستورها عمل می کردند، تولید گردید. توسط شرکت SMA در اواسط سال 1990 میلادی فصل جدیدی در اینورترها آغاز شد که در بخش اعظم اینورترها MOSFET و تکنولوژی های IGBT مورد استفاده قرار گرفتند. یک مبدل DC-DC به منظور افزایش بازدهی خروجی، در قسمت مبدل ترانسفورماتور فرکانس بالا و یا در خروجی یک ترانسفورماتور فرکانس پایین قرار می دهیم. بنابراین در توان های پایین و متوسط و برای مصارف خانگی از ساختارهای بدون ترانسفورماتور و در قسمت هایی که به توان های بالا نیاز باشد از ساختارهای ترانسفورماتور دار استفاده می شود.

نکته ی دیگر که باید به آن توجه کرد این موضوع است که هنگام اتصال سلول های خورشیدی به زمین، همانطور که در شکل ۱-۲ نشان داده شده است، خازنی پارازیتی ظاهر می شود که این خازن مسیری برای عبور جریان نشتی ایجاد می کند. [3] این خازن در اینورترهای با ترانسفورماتور با وصل کردن پایه ی منفی سلول به زمین این خازن حذف می شود اما در ساختارهای بدون ترانسفورماتور نیازمند راه حل پیچیده تری می باشد.

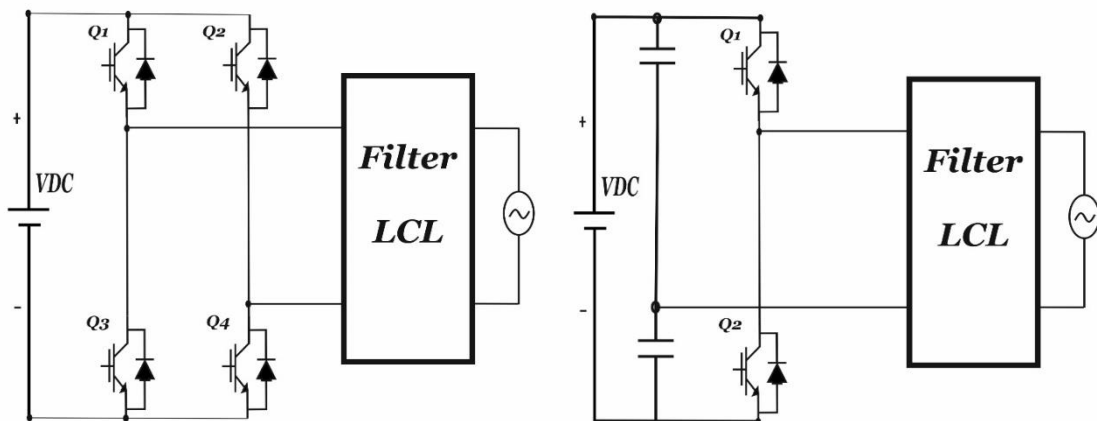


شکل ۱-۲ اضافه شدن خازن به سلول هنگام وصل کردن سلول به زمین

ساختارهای بدون ترانسفورماتور معمولاً در دو خانواده ی NPC<sup>۶</sup> و H-Bridge توسعه یافته اند .

### ۲-۲ خانواده H-Bridge

این ساختار (نیم پل) یا ساختار تمام پل در سال 1965 به عنوان یک مرجع در توسعه ی الکترونیک قدرت معرفی گردید. شکل های زیر ساختار های اولیه نیم پل و تمام پل را نشان می دهد.



(ب)

(الف)

<sup>6</sup> Neutral Point Clamped

شکل ۲-۲: ساختار اینورتر پل. الف ( ساختار نیم پل و ب) ساختار تمام پل.

۲-۲-۱ اینورتر تمام پل پایه

این ساختار که در شکل ۲-۲ نشان داده شده است به سه روش اصلی کنترل می شود.

مدولاسیون تک قطبی

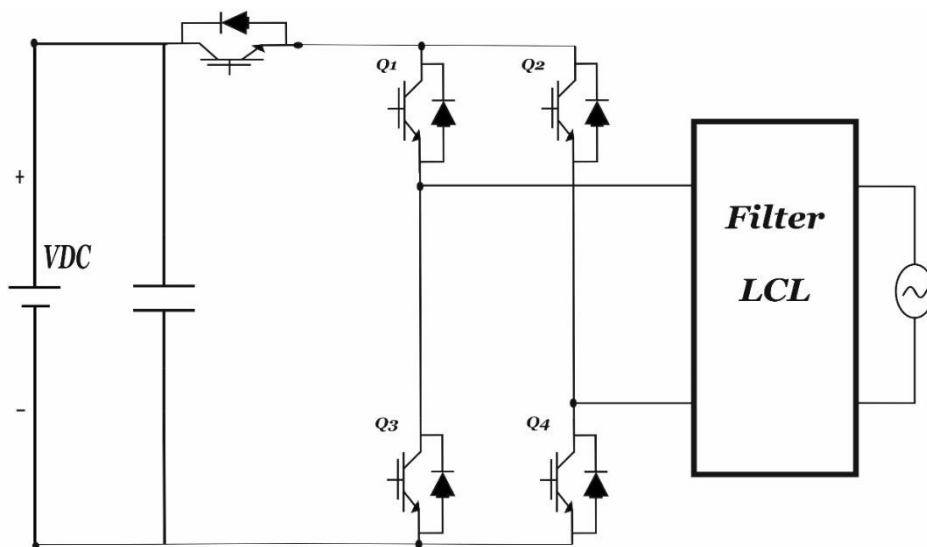
مدولاسیون دو قطبی

مدولاسیون هایبرید

این ساختار که ابتدایی ترین ساختار اینورترها می باشد علی رغم سادگی، از نظر بازده و جریان نشتی معایبی دارد که چندان مناسب اینورترهای بدون ترانسفورماتور نمی باشد.

۲-۲-۲ اینورتر H5

در سال 2005 شرکت SMA ساختار جدیدی از اینورترها به نام H5 را معرفی کرد. این ساختار که در شکل 2-3 نمایش داده شده است، همانطور که از نامش مشخص می باشد دارای کلید پنجمی می باشد که این کلید دو عملکرد اساسی را برعهده دارد. اول آنکه، از برقراری توان راکتیو بازگشتی بین سلف (در فیلتر) و خازن ( $C_{pv}$ ) در حالت ولتاژ صفر جلوگیری می کند که نتیجه ی آن بالا رفتن بازده می باشد، دوم آنکه سلول را در حالت ولتاژ صفر از شبکه جدا می کند در نتیجه محتویات فرکانس بالای  $V_{pv}$  حذف شده و به تبع آن جریان نشتی کاهش می یابد. شکل ۲-۳ نشان دهنده اینورتر H5 می باشد. در این ساختار سوئیچ های S1, S3 با فرکانس شبکه و سایر سوئیچ ها با فرکانس بالا سوئیچ می شوند. هنگامیکه سوئیچ S2 و یا S4 روشن باشد، سوئیچ S5 نیز باید روشن باشد تا اینورتر به درستی عمل کند.



شکل ۲-۳: ساختار H5

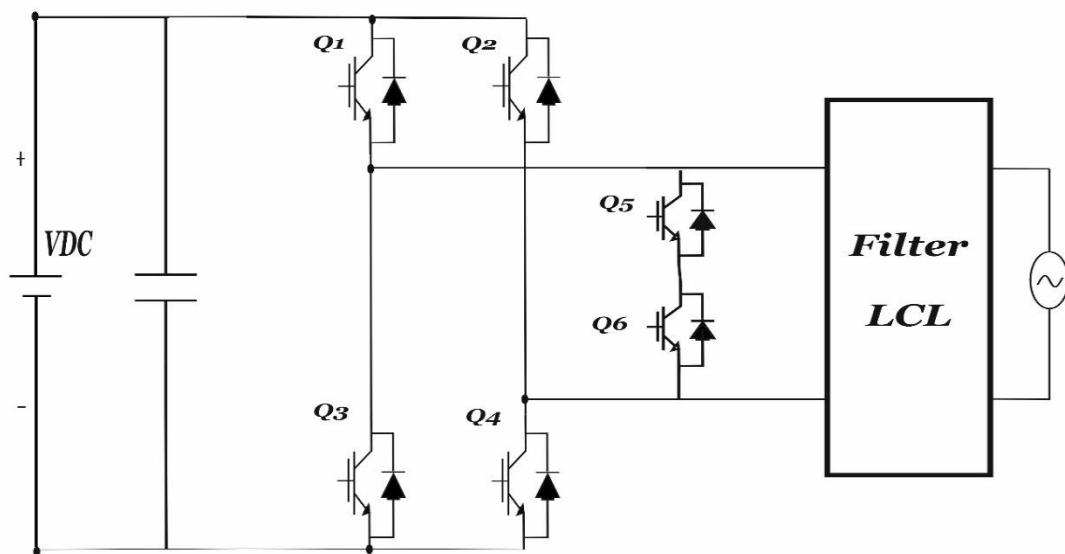
از مزایای این اینورتر می توان به موارد زیر اشاره کرد:

- تغییرات ولتاژ در طی فیلتر بصورت دو قطبی می باشد که در پی آن تلفات هسته کاهش می یابد.
- بازده بالا نزدیک 98 % به علت عدم برقراری توان راکتیو بین سلف (در فیلتر) و خازن ( $C_{pv}$ ) در حالت ولتاژ صفر و همچنین فرکانس سوئیچ کم تر در یکی از شاخه ها  $V_{pe}$  (ولتاژ خازن ایجاد شده بعلت وصل شدن سلول به زمین) یک مولفه فرکانس شبکه می باشد در نتیجه جریان نشتی بسیار کمی خواهد داشت.

از معایب این اینورتر نیز می توان به دارا بودن سوئیچ اضافی و بالا رفتن تلفات هدایتی به علت قرار گرفتن ۳ سوئیچ در حالت هدایت اشاره کرد. ساختار H5 تمامی مزایای مدولاسیون هایبرید در ساختار تمام پل را دارا می باشد و علاوه براین محتویات فرکانس بالای  $V_{pv}$  را با جداسازی سلول در حالت ولتاژ صفر از بین می برد و در نتیجه جریان نشتی کاهش می یابد. بنابراین با توجه به بهره ی بالای این ساختار و همچنین وجود جریان نشتی کم ، این ساختار برای اینورتر های بدون ترانسفورماتور بسیار مناسب می باشد.

## ۳-۲-۲ اینورتر<sup>۷</sup> HERIC

در سال ۲۰۰۶ ساختار جدیدی راساس خانواده H-Bridge معرفی شد که در ساختار آن از یک شاخه ی بایپس در قسمت AC مطابق شکل ۲-۴ استفاده شده است که عملکرد این شاخه همانند سوئیچ پنجم در ساختار H5 می باشد.



شکل ۲-۴: ساختار HERIC

در این ساختار S1-S4 با فرکانس بالا سوئیچ می شوند و کلید های  $S+, S-$  با فرکانس شبکه سوئیچ می شوند. این اینورتر مزایایی همچون اینورتر H5 دارد از سویی مزیتی که ساختار HERIC نسبت به ساختار H5 دارد تعداد سوئیچ های در حال هدایت می باشد. همانطور که از ساختار H5 بیان شد در حال هدایت ۳ سوئیچ روشن می شوند که در این امر موجب بالا رفتن تلفات هدایتی میشود اما در این ساختار ۲ سوئیچ بطور همزمان روشن می باشند که این امر موجب پایین آمدن تلفات هدایتی می شود. از معایب این اینورتر می توان به دارا بودن دو سوئیچ اضافی اشاره کرد. بنابراین ساختار HERIC با برطرف کردن معایب مدولاسیون دوقطبی در ساختار تمام پل به وسیله فراهم کردن

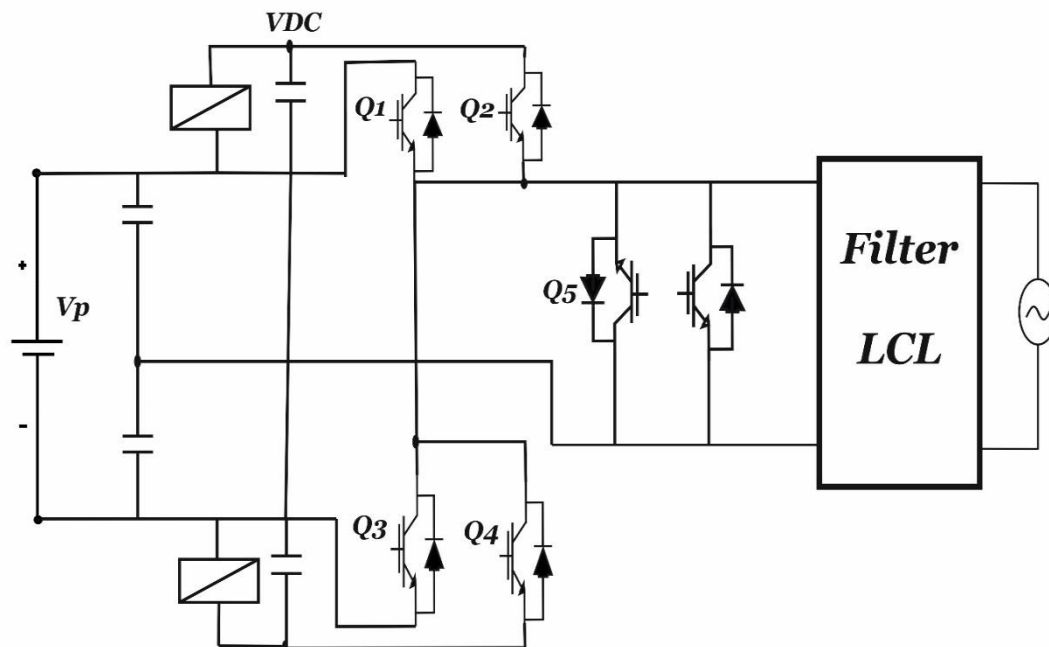
<sup>7</sup> High efficiency reliable inverter circuit



ولتاژ صفر توسط بای پس کردن AC و در نتیجه بالا بردن بازده، یک حالت بسیار مناسب برای اینورتر های بدون ترانسفورماتور می باشد.

## ۴-۲-۲ اینورتر REFU<sup>8</sup>

در سال ۲۰۰۷ شرکت Refu solar ساختار جدیدی برگرفته از خانواده H-Bridge معرفی کرد که در آن قسمت بای پس AC وجود دارد و یک مبدل DC-DC قابل بای پس شدن نیز وجود دارد. این ساختار در شکل ۵-۲ نشان داده شده است.



شکل ۵-۲ ساختار REFU

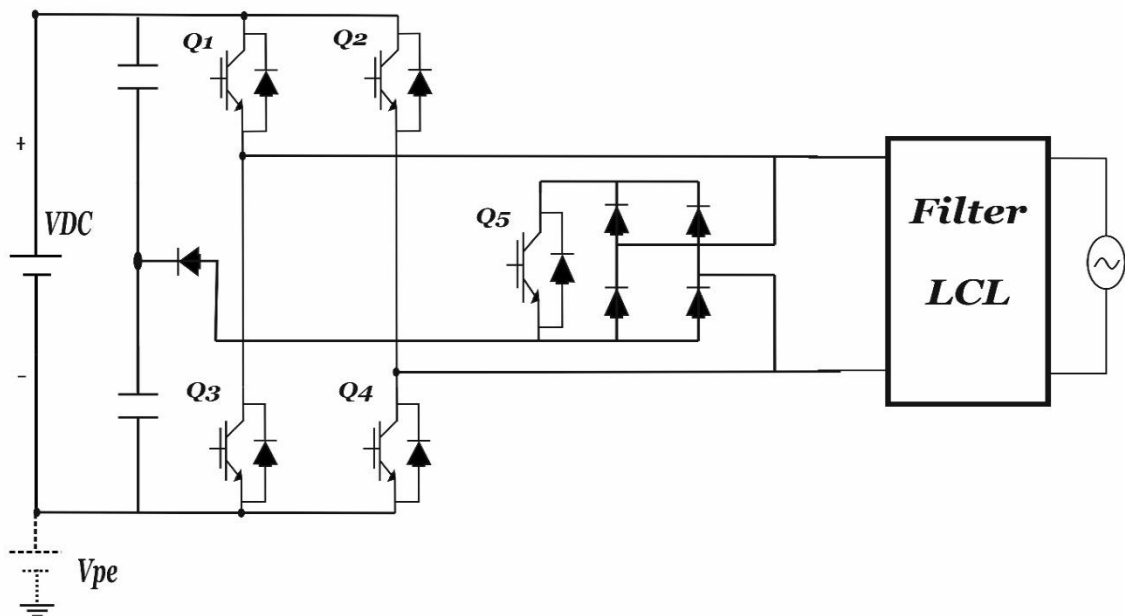
نقش قسمت بای پس در این حالت همانند نقش آن در ساختار HERIC می باشد. در این ساختار S1-S4 با فرکانس بالا سوئیچ می شوند و کلیدهای S+, S- با فرکانس شبکه سوئیچ می شوند.

<sup>8</sup> Reliable efficiency fault

این اینورتر هم مزایایی همچون اینورترهای قبل دارد اما از معایب آن می توان به نیاز به ولتاژ DC دوبرابر و نیاز به دو سوئیچ اضافی اشاره کرد. در نتیجه این ساختار که پیشرفت یافته ساختار H-Bridge می باشد و با اضافه کردن یک قسمت بای پس AC و فراهم کردن ولتاژ صفر تلفات هسته را کاهش داده و بازده را افزایش می دهد. این ساختار با توجه به بالا بودن بازده و پایین بودن جریان نشتی برای اینورترهای بدون ترانسفورماتور بسیار مناسب می باشد.

### ۵-۲-۲-۲ اینورتر FB-ZVR<sup>۹</sup>

ساختار دیگری که بر پایه ی ساختار تمام پل معرفی گردید ساختار تمام پل یکسوساز می باشد که در شکل 2-6 نشان داده شده است. این ساختار که برگرفته از ساختار HERIC می باشد برای ایجاد حالت ولتاژ صفر از یک پل دیود و یک سوئیچ پنجم استفاده کرده است. همچنین یک دیود برای کلمپ به نقطه صفر میانی استفاده می شود.



شکل ۲-۶ ساختار FB-ZVR

<sup>۹</sup> Full-bridge zero voltage rectifier

سوئیچ شدن قسمت تمام پل این ساختار همانند مدولاسیون تک قطبی به صورت قطری می باشد و برای دستیابی به حالت ولتاژ صفر سوئیچ های S4 تا S1 را خاموش و سوئیچ S5 را روشن می کنیم. از مزایای این اینورتر می توان به موارد زیر اشاره کرد

- تغییرات ولتاژ در طی فیلتر به صورت دو قطبی می باشد که در پی آن تلفات هسته کاهش می یابد

- دارا بودن بازده ای بالا (نزدیک 96 %) به علت عدم برقراری توان راکتیو بین سلف (در فیلتر) و خازن ( $C_{pv}$ ) در حالت ولتاژ صفر  $VPE$  (ولتاژ خازن ایجاد شده به علت وصل شدن سلول به زمین) یک مؤلفه فرکانس شبکه می باشد در نتیجه جریان نشتی بسیار کمی خواهد داشت. از معایب این اینورتر نیز می توان به دارا بودن یک سوئیچ و پنج دیود اضافی و نیز تلفات بالا اشاره کرد.

در نتیجه این ساختار فرکانس سوئیچینگ بالای S5 و بازده یدر پائین تری از ساختار HERIC می باشد اما قادر خواهد بود تمام ضریب توان ها عمل کند.

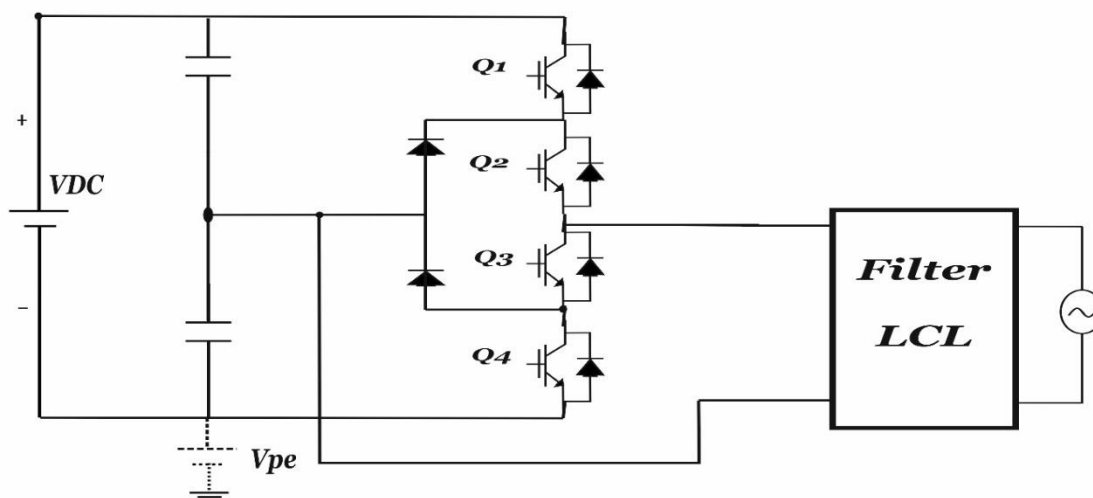
## ۲-۳ اینورتر های NPC

در ادامه به خانواده NPC اشاره خواهیم کرد که این خانواده که در سال 1981 معرفی گردید پیشرفت های

بسیاری را در پایین آوردن تغییرات ولتاژ نسبت به زمان و همچنین استرس سوئیچ ها ایجاد کرد. هم چنین این ساختار دارای تنوع بسیار خوبی می باشد و برای اینورترهای تک فاز و سه فاز قابل استفاده می باشد.

## ۲-۳-۱ اینورتر نیم پل NPC

در این ساختار که در شکل ۲-۷ نشان داده شده است با استفاده از کلمپ ولتاژ خروجی به نقطه میانی زمین شده به ولتاژ صفر دست یافته ایم.



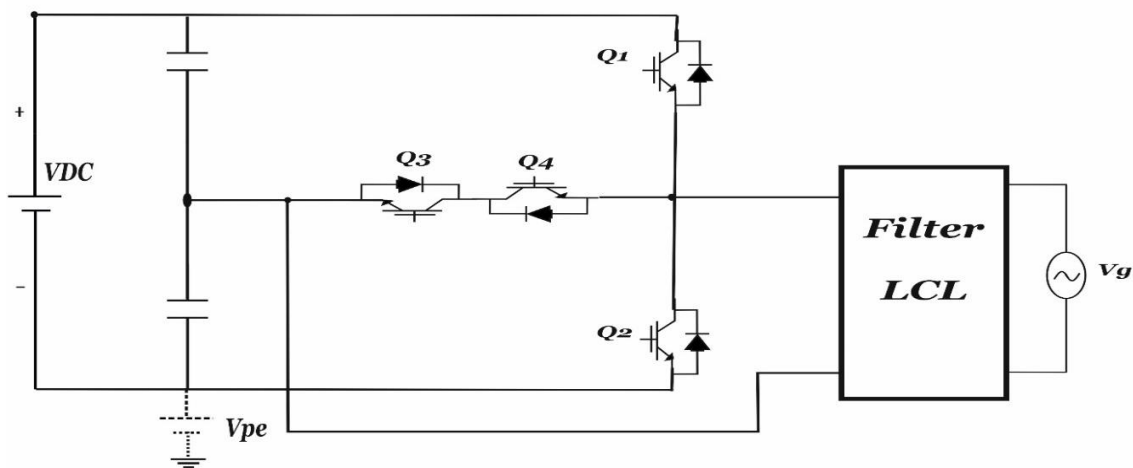
شکل ۷-۲ ساختار نیم پل NPC

سوئیچ های  $S1, S4$  در فرکانس بالا و  $S2, S3$  در فرکانس شبکه سوئیچ می شوند. از مزایای این اینورتر می توان به موارد زیر اشاره کرد

- تغییرات ولتاژ در طی فیلتر به صورت دو قطبی می باشد که در پی آن تلفات هسته کاهش می یابد
- دارا بودن بازده ای بالا (نزدیک 98 %) به علت عدم برقراری توان راکتیو بین سلف (در فیلتر) و خازن ( $C_{pv}$ ) در حالت ولتاژ صفر  $V_{pe}$  (ولتاژ خازن ایجاد شده به علت وصل شدن سلول به زمین) ثابت و برابر  $-V_{pv}$  می باشد و یک مولفه فرکانس سوئیچینگ نمی باشد که در پی آن جریان نشتی بسیار کمی خواهد داشت. میزان ولتاژ سوئیچ ها تا  $V_{pv}/4$  کاهش می یابد که این امر تلفات سوئیچ ها را کاهش می دهد.
- از معایب اینورتر می توان به دارا بودن دو دیود اضافی و نیاز داشتن به دو سطح ولتاژ بعلت وجود دو خازن اشاره کرد.

## ۲-۳-۲ اینورتر<sup>۱۰</sup> CNPC

نوع دیگر از اینورترهای خانواده ی NPC اینورترهای Conergy NPC می باشد که در آن از دو سوئیچ دوطرفه برای کلمپ خروجی به نقطه خنثی استفاده می شود. در این ساختار که در شکل ۲-۸ نشان داده شده است جهت کلمپ خروجی به نقطه ی میانی زمین شده از سوئیچ دوطرفه S- و S+ استفاده کرده است.



شکل ۲-۸ ساختار Conergy NPC

در این حالت تمامی سوئیچ ها در فرکانس بالا سوئیچ می شوند. از مزایای این اینورتر می توان به موارد زیر اشاره کرد

- تغییرات ولتاژ در طی فیلتر به صورت دو قطبی می باشد که در پی آن تلفات هسته کاهش می یابد.
- دارا بودن بازده ای بالا (نزدیک 98 %) به علت عدم برقراری توان راکتیو بین سلف (در فیلتر) و مقدار خازن ( $C_{pv}$ ) در حالت ولتاژ صفر ( $V_{pe}$ ) ولتاژ خازن ایجاد شده به علت وصل شدن سلول به زمین) ثابت و برابر  $V_{pv}/2$  می باشد و در یک مولفه فرکانس سوئیچینگ نمی باشد که در پی آن جریان نشتی بسیار کمی خواهد داشت.

<sup>10</sup> conventional three-level neutral point clamped

از معایب این نوع اینورتر می توان به نیاز داشتن به دو سطح ولتاژ بعلت وجود دو خازن اشاره کرد.

### ۳-۳-۲ مقایسه ساختارهای مختلف

همانطور که مشاهده شد در ساختارهای مختلف توجه به جریان نشتی، بازده و تغییرات ولتاژ که تاثیر مستقیم با تلفات هسته دارد توجه می گردد. در اینورترهای بدون ترانسفورماتور این پارامترها بسیار حائز اهمیت می باشند. در جدول زیر به مقایسه ساختارهای پرداخته شده است.

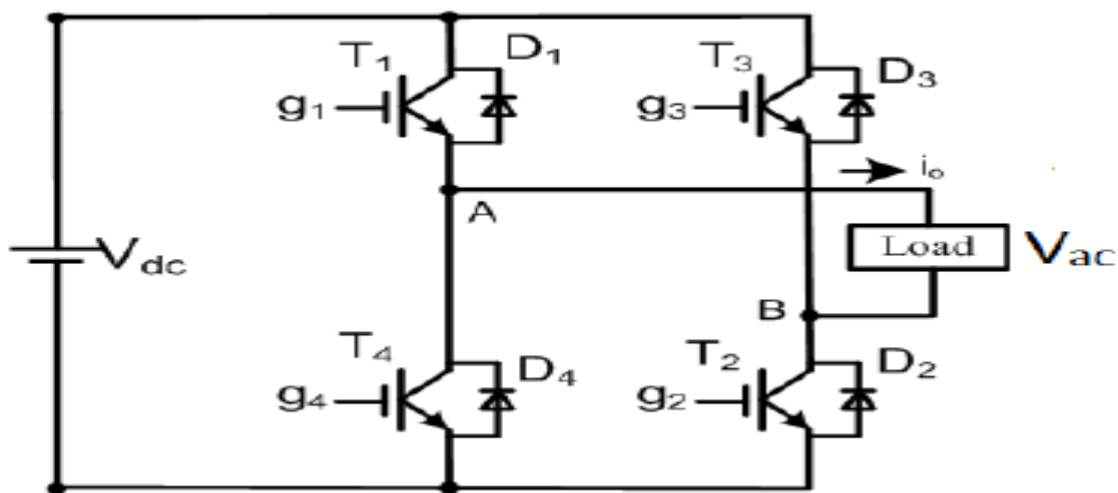
جدول ۱-۲: مقایسه ی ساختارهای مختلف

ساختارهای مختلف	جریان نشتی	ساختار مبدل	تغییرات ولتاژ	بازدهی
اینورتر H-bridge	کم	ساده	دوقطبی	حداکثر ۹۶%
اینورتر H5	کم	نسبتا پیچیده	دوقطبی	حداکثر ۹۸%
اینورتر HERIC	کم	پیچیده	دوقطبی	حداکثر ۹۸%
اینورتر REFU	کم	شدیدا پیچیده	دوقطبی	حداکثر ۹۸%
اینورتر FB-ZVR	کم	شدیدا پیچیده	دوقطبی	حداکثر ۹۶٫۵%
اینورتر NPC	کم	پیچیده	دوقطبی	حداکثر ۹۸%
اینورتر CNPC	کم	پیچیده	دوقطبی	حداکثر ۹۸%

با توجه مزایا و معایب اینورترها مختلف می توان نتیجه گرفت که اینورتر تمام پل نسبت به ساختارهای دیگر ساده تر بوده و میزان نشتی جریان کم است و به علت نداشتن سوئیچ های اضافی عملکرد بهتر و اصطلاحا کمتری از خود نشان می دهد و بازده آن اگرچه نسبت به اینورترهای دیگر کم تر است اما در ساختار مدنظر ما قابل قبول می باشد از اینرو اینورتر H-Bridge یک انتخاب مناسب برای فرایند موردنظر ما بشمار می آید.

## ۴-۲ مبدل H-Bridge VSI

مبدل های DC-AC کاربردهای فراوانی در عرصه صنعت دارند. ما در این اینورتر نیازمند یک منبع تولید کننده سیگنال با ولتاژ و فرکانس مختلف هستیم. یک مبدل توان DC-AC مد سوئیچینگ یعنی اینورتر در این نوع کاربردها استفاده می گردد که ورودی آن سیگنال DC و خروجی آن یک سیگنال AC می باشد. اگر ورودی این اینورتر یک منبع ولتاژ DC باشد به آن اینورتر منبع ولتاژ (VSI) گویند و اگر ورودی آن منبع جریان DC باشد به آن اینورتر منبع جریان (CSI) می گویند. که CSI برای توانهای بسیار بالا کاربرد دارد. در اینجا اینورتر مورد نظر، از نوع VSI می باشد. در VSI در واقع به دو نوع اینورتر تکفاز و اینورتر سه فاز تقسیم می گردد. که اینورتر تکفاز می بایست بار AC تکفاز با یک کیفیت توان بالا و هارمونیک پایین را تأمین نماید.



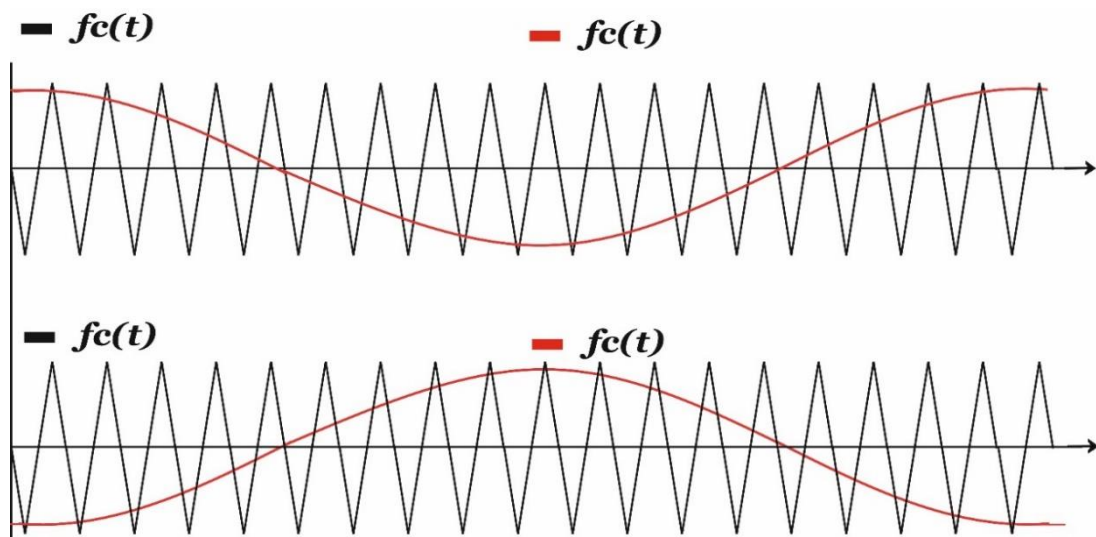
شکل ۹-۲. توپولوژی کلی یک اینورتر تمام پل

همانطور که از شکل بالا قابل مشاهده است. اینورتر تمام پل دارای ۴ سوئیچ می باشد که به دو پایه A, B متصل می باشند و خروجی را تغذیه می کنند. یک الگوریتم سوئیچینگ را می توان به چهار ماژول سوئیچ T1, T2, T3 و T4 جهت کنترل اینورتر برای ایجاد یک سیگنال سینوسی با

فرکانس و دامنه مورد نظر اعمال نمود. در میان اشکال مختلف سوئیچینگ عملی، روش  $PWM^{11}$  بطور کلاسیک و وسیع تر بکار می رود که در این مورد در بخشهای بعد توضیح داده خواهد شد.

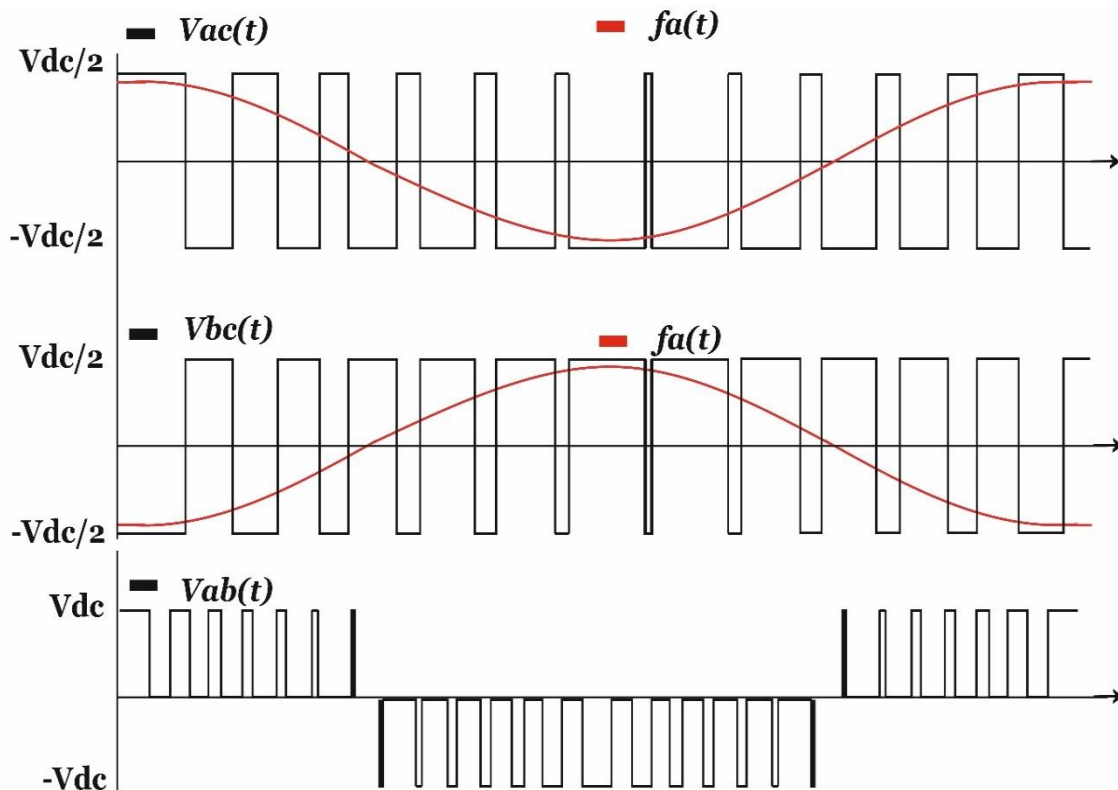
## ۲-۴-۲ مدولاسیون پهنای باند (PWM)

تکنیک مدولاسیون پهنای باند (PWM)، یک روش موثر برای کنترل فرکانس و دامنه ولتاژ خروجی منحنی می باشد. شکلهای کنترلی PWM مختلف که در اینجا بررسی می گردد اصولاً به دو دسته تقسیم می گردد، یکی PWM بر اساس حامل می باشد و دیگری PWM فضای برداری می باشد که PWM فضای برداری برای سه فاز مورد استفاده است که مورد بحث ما نیست. در اینجا PWM بر اساس حامل برای دستگاههای تکفاز مورد بررسی قرار می گیرد. شکل ۱۰-۲ یک شمای کلی از مدولاسیون PWM می باشد.



<sup>11</sup> Pulse With Modulation





شکل ۱۰-۲ شمای کلی مدولاسیون PWM

جهت تولید یک ولتاژ سینوسی در فرکانس مشخص مثلا  $f_1$ ، یک سیگنال کنترل سینوسی  $V_{control}$  در فرکانس مورد نظر ( $f_1$ ) با یک موج مثلثی ( $V_{carrier}$ ) مقایسه می گردد شکل ۱۰-۲ در هر نقطه مشترک، یک گذر در شکل موج PWM با توجه به شکل بالا ظاهر می گردد. وقتی  $V_{control}$  بزرگتر از  $V_{carrier}$  باشد خروجی PWM مثبت می شود و وقتی کوچکتر از  $V_{carrier}$  باشد شکل موج PWM منفی خواهد شد. فرکانس ولتاژ حامل ( $V_{carrier}$ ) در واقع فرکانس سوئیچ ( $f_s$ ) اینورتر را بیان می کند. ( $f_s$ )، اندیس مدولاسیون را برای این سیستم داریم؛ که در این رابطه  $V_{control}$  در ماکزیمم دامنه سیگنال کنترلی قرار می گیرد، در حالیکه  $V_{tri}$  مقدار ماکزیمم سیگنال و مثلثی (حامل) می باشد. همچنین نرخ مدولاسیون فرکانسی بصورت زیر تعریف میگردد:

$m_f$  در واقع نرخ بین فرکانس حامل و سوئیچینگ می باشد؛ جزء اصلی ولتاژ خروجی ( $V_{out}$ ) نیم پل، دارای مشخصه معادله زیر و منطقه مدولاسیون خطی می باشد.

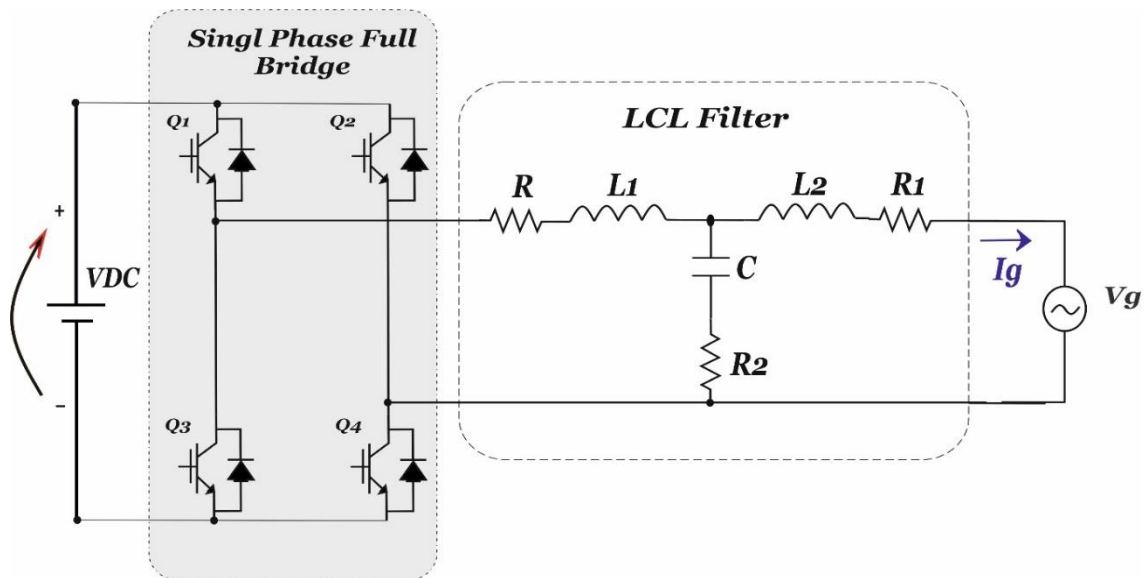
$$V_{out} = m_i \cdot V_d \quad m_i \leq 1.0$$

این معادله نشان می دهد که نتیجه مورد نظر که دامنه می باشد بطور خطی با اندیس مدولاسیون نسبت مستقیم دارد. مقدار  $m_i$  از صفر تا ۱ را می توان بعنوان محدوده کنترل خطی سیگنال حامل سینوسی PWM در خروجی تعریف کرد.

### ۲-۴-۳ تحلیل عملکرد مبدل

بطور کلی مبدل ارائه شده در این پایان نامه یک اینورتر تکفاز منبع ولتاژ با یک فیلتر LCL است. ولتاژ خروجی اینورتر بعلاوه فرکانس کلید زنی بالا دارای هارمونیک های مزاحم هست و ارائه یک فیلتری برای حذف این هارمونیک ها قبل از ورودی به شبکه امری حیاتی می باشد که هدف از طراحی فیلتر نرم کردن سیگنال سینوسی تولید شده و حذف هارمونیک های مزاحم است. انتخاب و طراحی فیلتر بسته به عملکرد دستگاه دارد که در اینجا از یک فیلتر LCL استفاده شده است. با توجه به مطالب ارائه شده

شکل کلی اینورتر مورد بررسی بصورت زیر می باشد.



شکل ۱۱-۲ اینورتر تکفاز تمام پل با فیلتر LCL متصل به شبکه

که در اینجا بلوک اینورتر شامل چهار المان  $T1, T2, T3$  و  $T4$  بعنوان سوئیچ های IGBT می باشند و  $V_g$  به عنوان شبکه بوده و عملکردی همانند اغتشاش از خود نشان می دهد. در ادامه نحوه طراحی فیلتر و محاسبه مدل میانگین ذکر می گردد. سیگنال آتش کننده سوئیچ ها  $u$  می باشد که در دو حالت بصورت جریان خروجی مثبت و جریان خروجی منفی آتش میکند که معادلات ونحوه آتش کردن اینورتر و معادلات حاکم بر آنها با توجه به اتصال به شبکه ارائه خواهد شد اما قبل از ارائه نحوه عملکرد اینورتر به ملاحظات مربوط به طراحی فیلتر می پردازیم.

#### ۴-۴-۲ طراحی فیلتر خروجی

موارد زیر مشخصه های مهم در طراحی فیلتر LCL بشمار می آیند:

- برآورده کردن محدوده های ولت-آمپر راکتیو (VAR) (فاکتور توان در حدود ۱)
- ارائه مقادیر بهینه از عناصر موجود در مدار (سلف و خازن)
- حذف هارمونیک های بالاتر از خروجی جریان ( $THD < 0.003$ )<sup>۱۲</sup>
- انتخاب مناسب فرکانس رزونانس بصورتیکه تضعیف هارمونیک کلیدزنی خوبی ارائه شود و

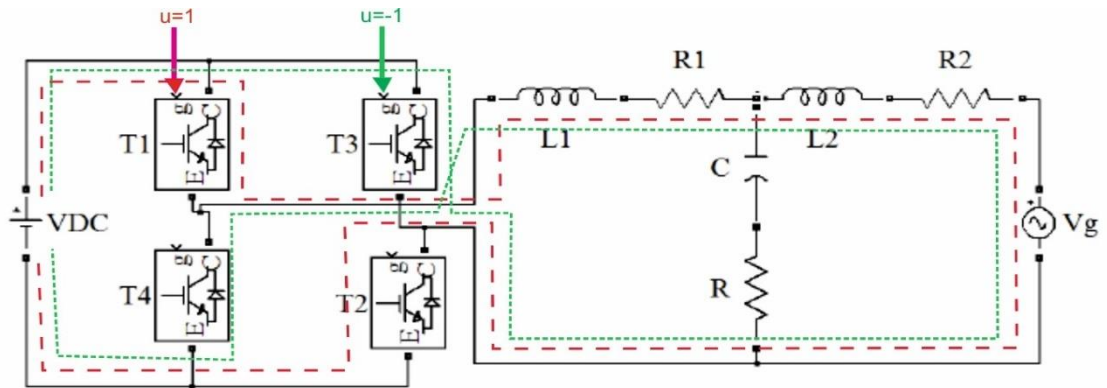
اندازه عناصر فیلتر خیلی بزرگ نباشند.  $(\omega_g * 10 \leq \omega_{res} \leq 0.5 * \omega_{sw})$  [12].

#### ۴-۴-۲ تحلیل عملکرد و معادلات مبدل

در سیستم های قدرت، برای مدلسازی مبدل های سوئیچینگ از روش معادلات حالت متوسط استفاده می شود که در آن روابط حاکم بر سیستم را زمانیکه سوئیچ ها خاموش و روشن هستند نوشته می شود و سیستم مبدل اینورتر براساس سیگنال  $u$  عمل می کند که این سیگنال در دو مرحله کلیدها را سوئیچ

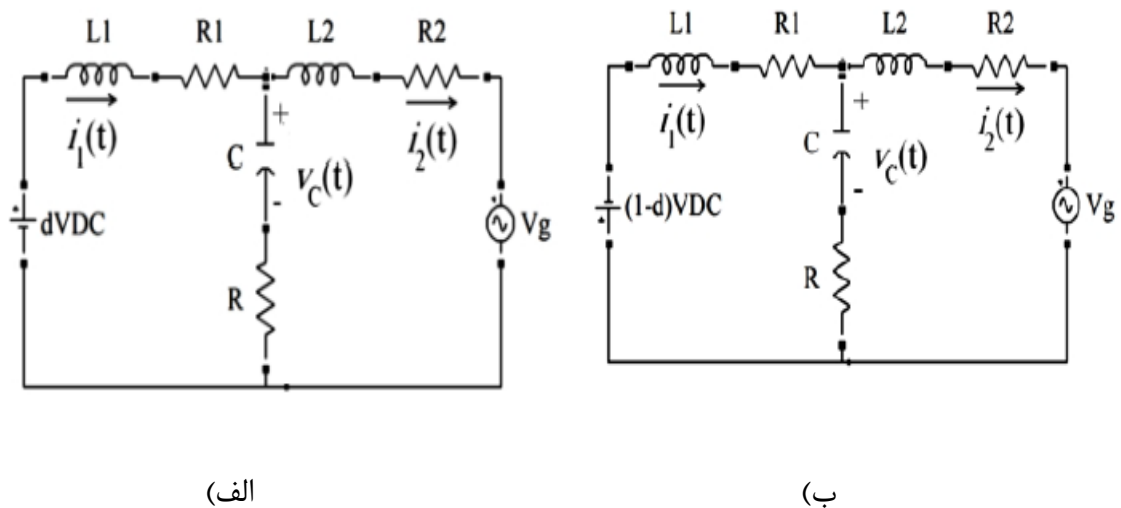
<sup>12</sup> Total harmonic distortion

می کند که یکبار سیگنال منفی و یک بار سیگنال مثبت در نظر گرفته می شود که نحوه کلید زنی اینورتر در شکل ۲-۱۲ کاملاً شرح داده شده است.



شکل ۲-۱۲: نحوه کلید زنی اینورتر تمام پل تکفاز با فیلتر LCL.

با توجه به شکل ۲-۱۲ می توانیم مدل میانگین مبدل را در دو حالت ارائه کنیم و معادلات حالت را براساس آن محاسبه کنیم. شکل ۲-۱۳ دو حالت مداری مدنظر از کلیدزنی اینورتر را نشان میدهد.



شکل ۲-۱۳: مدار معادل سیستم تزریق توان. الف) با سیگنال وظیفه ورودی، ب) با سیگنال وظیفه ورودی مکمل.

در شکل بالا برای سادگی محاسبات سیگنال  $u$  را برای دو حالت مثبت و منفی در نظر گرفته ایم.  $d$  سیگنال وظیفه است که به براساس آن پالس ورودی خاموش و روشن می گردد و رابطه آن با سیگنال ورودی بصورت زیر است:

$$u = 2d - 1, 0 \leq d \leq 1 \text{ و } -1 \leq u \leq 1$$

با اعمال قوانین ولتاژ و جریان کریشف به فیلتر LCL ارائه شده در شکل ۱۲-۲ به معادلات زیر دست

می یابیم:

$$uVDC = L_1 \frac{di_1}{dt} + R_1 i_1 + R_2 i_c + V_c$$

$$-V_c - R_2 i_c + L_2 \frac{di_2}{dt} + R i_2 + V_g$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad , \quad i_c = i_1 - i_2$$

(۲ - ۱)

باجایگذاری معادلات بالا در همدیگر به معادلات زیر خواهیم رسید:

$$uVDC = L_1 \frac{di_1}{dt} + (R_1 + R_2) i_1 - R_2 i_2 + V_c$$

$$-V_c - R_2 i_1 + L_2 \frac{di_2}{dt} + (R + R_2) i_2 + V_g$$

$$i_1 - i_2 = C \frac{dv_c}{dt}$$

(۲ - ۲)

۲-۴-۶ تحلیل فضای حالت و محاسبه تابع تبدیل سیستم

در ادامه براساس معادلات حالت میانگین بدست آمده سعی می کنیم معادلات فضای حالت و تابع

انتقال سیستم رو ارائه کنیم. برای انجام این فرآیند متغیرهای حالت را بصورت زیر معرفی می

کنیم:

$$\dot{x}_1 = i_1 \quad , \quad \dot{x}_2 = i_2 \quad , \quad \dot{x}_3 = v_c$$

حال باتوجه به متغیرهای حالت خواهیم داشت:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{1}{L_1} VDC - \frac{(R_1 + R_2)}{L_1} x_1 + \frac{R_2}{L_1} x_2 + \frac{1}{L_1} x_3 \\ \dot{x}_2 &= \frac{R_2}{L_2} x_1 - \frac{(R_2 + R_3)}{L_2} x_2 + \frac{1}{L_2} x_3 - \frac{1}{L_2} v_g \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{C} x_2 \end{aligned}$$

(۳)

باتوجه به معادلات بالا ماتریس های حالت بصورت زیر ارائه می شوند:

$$\dot{x} = Ax + Bu + D_g v_g(t); \quad y(t) = Ex; \quad x = \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix},$$

$$u = 2d - 1, \quad 0 \leq d \leq 1 \Rightarrow -1 \leq u \leq 1,$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R+R_1}{L_1} & \frac{R}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{R}{L_2} & -\frac{R+R_1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{V_{DC}}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \quad D_g = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix}$$

(۲-۴)

قبل از ادامه کار در محاسبه توابع انتقال فیلتر باید فرضی را در نظر بگیریم. فرض کنید که ما در اینجا  $V_g = 0$  را در نظر می گیریم و اینورتر را متصل به بار در نظر می گیریم نه متصل به ولتاژ شبکه [15]. این فرض یعنی اینکه اینورتر در حالت پایدار عمل می کند و از هر نوع ولتاژ خارجی قطع شده است. پس ما منبع ولتاژ قرار گرفته در انتهای اینورتر را برابر صفر در نظر می گیریم. این در حالی است که  $V_g$  اساساً بعنوان منبع اغتشاش حاصل از تغییرات پیوسته از بار و تجهیزات مصرفی بشمار می آید. با

این فرض که هدف ما از خروجی کنترل جریان خروجی است پس تابع تبدیل سیستم بصورت زیر ارائه می گردد:

با حل معادله (۲-۱۵) به تابع انتقال زیر دست می یابیم:

$$G(s) = \frac{(RCs + 1)VDC}{CL_1L_2S^3 + (C(R_1 + R)(L_1 + L_2)S^2 + ((R + R_1)^2C - R^2C + L_1 + L_2)S + 2(R_1 + R) - 2R}$$

(۲-۵)

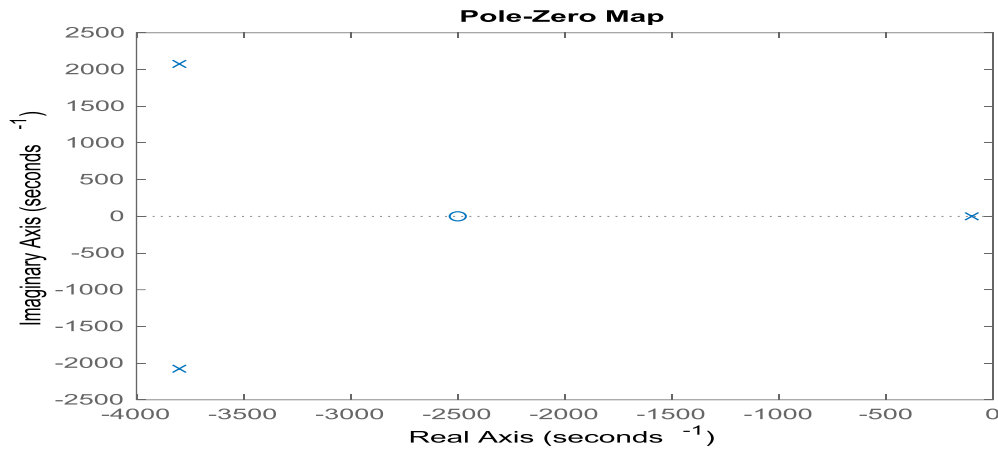
براساس مقادیر پارامترها در جدول (۱-۲) تابع تبدیل سیستم بصورت فرمول (۲-۶) ارائه می گردد.

$$G(s) = \frac{1e09 s + 2.5e12}{s^3 + 7700 s^2 + 1.951e07 s + 1.875e09} \quad (۲-۶)$$

جدول (۲-۱). مقادیر پارامترهای سیستم

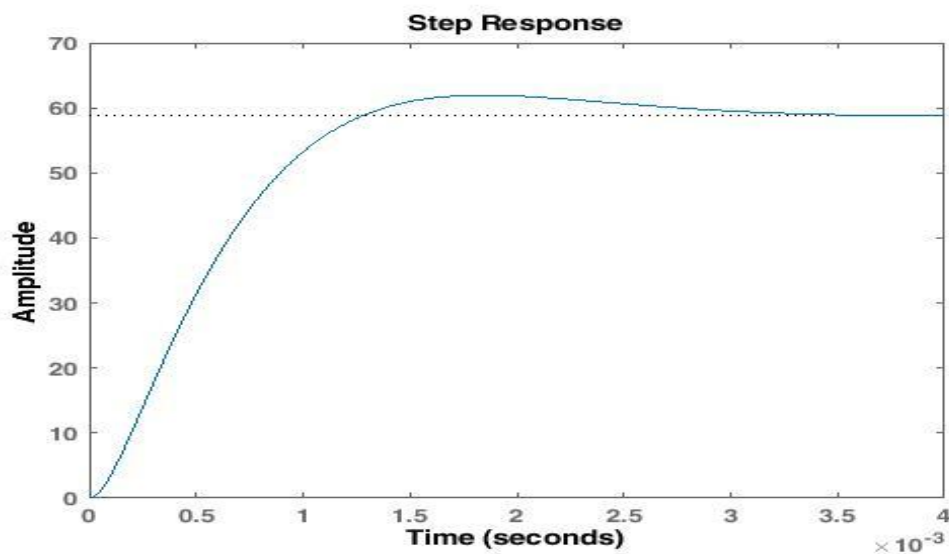
مقادیر	پارامترها
400 ولت	VDC
$220\sqrt{2}\sin(\omega t)$	$v_g(t)$
۱۰ میلی هانری	L <sub>2</sub> و L <sub>1</sub>
۱۰۰ میکرو فرارد	C
۱۰ اهم	R <sub>2</sub> و R <sub>1</sub>
۵ اهم	R
50 Hz	F <sub>sw</sub>

۵-۲ تحلیل سیستم مبدل اینورتر تمام پل بهمراه فیلتر LCL  
 باتوجه به صفر-قطب سیستم مبدل در شکل (۲-۱۳) نشان داده شده است.



شکل ۲-۱۴. نمایش صفر و قطب سیستم مرتبه سه مبدل اینورتر تمام پل تکفاز

بر اساس شکل ارائه شده تمام صفر و قطب های سیستم در ناحیه چپ صفر قرار دارند و سیستم را یک سیستم پایدار می کنند که این مورد را می توان باتوجه به پاسخ پله سیستم در شکل (۲-۱۴) کاملاً مشاهده کرد.



شکل ۲-۱۵. پاسخ پله سیستم اینورتر تمام پل تکفاز.

با توجه به نمودار پله سیستم ارائه شده یک سیستم پایدار می باشد.



فصل سوم:

---

طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم گر

غیرمستقیم برای اینورتر تمام پل تکفاز

---

یکی از اساسی‌ترین موضوعات برای طراحی کنترل‌کننده، پایداری و مقاوم بودن سیستم کنترلی است، زیرا در عمل سیستم‌های کنترلی علاوه بر اینکه در معرض اغتشاشات خارجی و نویز اندازه‌گیری هستند، بر اساس مدل‌های ریاضی طراحی می‌شوند که با سیستم واقعی اختلاف دارند. عموماً یک مهندس کنترل باید کنترل‌کننده‌های طراحی نماید که ضمن پایداری سیستم، سطحی از مقاوم بودن را در حضور اغتشاش سیگنال‌ها، تداخل نویز، دینامیک مدل نشده سیستم و تغییرات پارامترهای سیستم فراهم آورد که این اهداف چندگانه از طریق ساختار پس‌خور<sup>۱۳</sup> در سیستم کنترل حاصل می‌گردد؛ اما نکته‌ای وجود دارد که یک پس‌خور تناسبی خالص، مناسب نیست، زیرا برای حفظ مقاوم بودن لازم است بهره کنترل‌کننده در فرکانس‌های بالا کاهش یابد.

### ۲-۳ کنترل‌کننده تطبیقی

در حالت کلی کلمه تطبیق به معنای تغییر رفتار برای وفق یافتن به وضع جدید است. کنترل‌کننده تطبیقی یعنی که بتواند رفتارش را در پاسخ به تغییر دینامیک فرآیند و اغتشاش‌ها، تغییر دهد. از آنجایی که پس‌خور معمولی نیز به‌منظور کاهش اثر اغتشاش و عدم قطعیت معرفی شده، این سؤال مطرح می‌شود که تفاوت بین پس‌خور و کنترل تطبیقی چیست؟ سیستم تطبیقی، هر سیستم فیزیکی است که با دید تطبیقی طراحی شده باشد و همچنین چیزی که این دو را از هم متمایز می‌کند، می‌توان گفت پس‌خور با بهره‌ی ثابت، سیستم تطبیقی محسوب نمی‌شود. کنترل تطبیقی، کنترل‌کننده‌های است با پارامترهای قابل تنظیم همراه با مکانیزمی برای تنظیم پارامترها چنین کنترل‌کننده‌های به دلیل وجود مکانیزم تنظیم غیرخطی است. لیکن دارای ساختار ویژه‌ای است. از آنجایی که بررسی سیستم‌های غیرخطی در حالت کلی مشکل است، این مسئله منطقی است که دسته‌ی خاصی از سیستم‌های غیرخطی را در نظر بگیریم. در حالت کلی سیستم‌های تطبیقی به دو حلقه تقسیم

---

<sup>13</sup> feedback

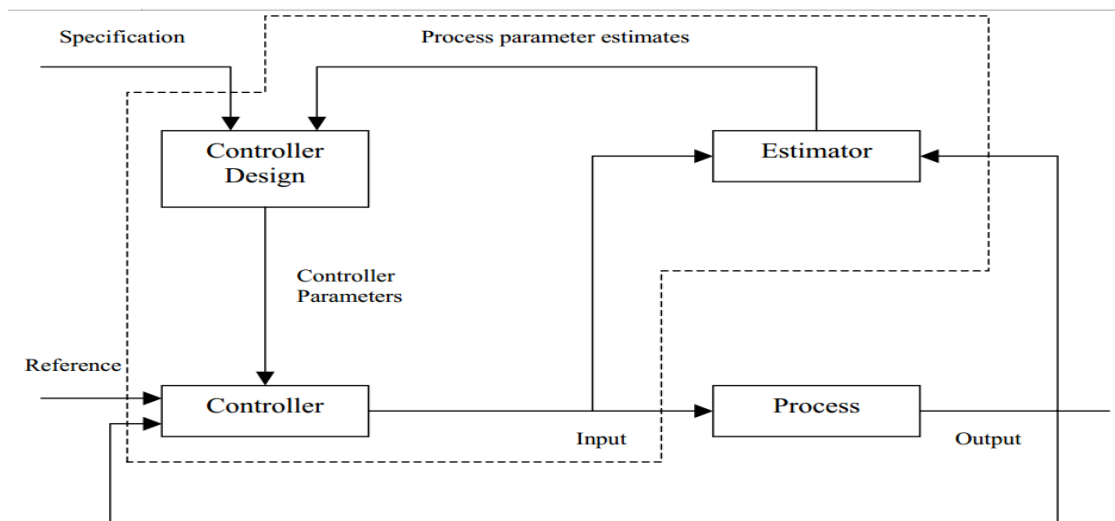
می‌شوند: حلقه‌ی پس‌خور شامل فرایند و کنترل‌کننده می‌شود و حلقه دیگر شامل تخمین پارامترها و تنظیم پارامترها می‌باشد. دلیل اینکه از کنترل تطبیقی استفاده می‌شود، این است که توانایی‌های سودمند و خواص جالبی دارند که می‌تواند در طراحی کنترل جدید بسیار مفید باشد.

### ۳-۳ کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم

بیش از شش دهه از طراحی اولین کنترل‌کننده‌های تطبیقی گذشته است. در یک نگاه کلان می‌توان به سه نسل از سیستم‌های تطبیقی اشاره کرد. سیستم‌های تطبیقی اولیه، با استفاده از روش گرادیان قوانین تطبیقی برای پارامترهای کنترل‌کننده‌ی سیستم نامعلوم می‌دهند که در صورت پایداری حلقه بسته خطای ردیابی را در حد صفر می‌کنند. مشکل اصلی این روش‌ها ناپایداری آن‌ها با تغییرات ساده در چارچوب مسئله است. این روش‌ها اگرچه در حل چند مسئله مفید بودند، اما کارایی لازم برای پیاده‌سازی در سیستم‌های واقعی را نداشتند. نسل دوم سیستم‌های تطبیقی، سیستم‌های تطبیقی پایدار هستند که از اواخر دهه ۶۰ تا اوایل دهه ۸۰ مورد توجه جدی بودند. این روش‌ها قوانین تطابق را بر اساس نظریه‌های پایداری، لیاپانوف و غیرفعالیتی، طراحی می‌کنند و با ارائه شروطی برای مسئله، پایداری حلقه بسته را تضمین می‌نمایند. در اوایل دهه ۸۰، شرایط داده‌شده برای تضمین پایداری حلقه بسته و همگرایی پارامترهای سیستم‌های تطبیقی، بازنگری شدند و نشان داده شد که سیستم‌های تطبیقی پایدار به‌سادگی با نقض یکی از این شروط ناپایدار می‌شوند. از این‌رو، در اوایل دهه ۸۰ مسئله سیستم‌های تطبیقی مقاوم مورد توجه قرار گرفت و نسل سوم سیستم‌های تطبیقی معرفی شدند. این موضوع تاکنون نیز مورد توجه بوده و هم‌اکنون از زمینه‌های فعال پژوهشی است. سیستم‌های تطبیقی مقاوم ارائه‌شده در اوایل دهه ۸۰ تا اواخر دهه ۹۰ را سیستم‌های تطبیقی مقاوم کلاسیک نامیده‌اند و هرچند که هم‌اکنون نیز کم‌وبیش به آن‌ها پرداخته می‌شود، اما توجه اصلی پژوهشگران حوزه سیستم‌های تطبیقی مقاوم از اواخر دهه ۹۰ تاکنون به روش‌های کنترل تطبیقی مقاوم بر پایه کلید زنی و مدل چندگانه بوده است. کنترل‌کننده‌های تطبیقی در حالت ایده آل به‌خوبی

عمل می‌کنند؛ اما این الگوریتم‌ها قادر به مقابله با دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش‌ها نیستند. این امر باعث شده است که اصلاحاتی در این الگوریتم‌ها انجام شود. کنترل تطبیقی خالص از دیدگاه نظری حائز اهمیت است، ولی دارای ارزش عملی محدودی است، زیرا که بر اساس فرضیاتی بیان می‌شود که اگر برقرار نباشند در چنین حالتی سیستم تطبیق برقرار نیست. همچنین صرف‌نظر از اغتشاش‌ها واقع‌بینانه نیست. این موضوع این امکان را مطرح می‌کند که پایداری فراگیر تنها بر اساس فرضیات غیرواقعی قابل بررسی است.

۳-۴ طراحی کنترل کننده تطبیقی به روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم برای اینورتر تمام پل تکفاز ما دارای انواع کنترل کننده‌های تطبیقی شامل رگولاتور خودتنظیم، کنترل تطبیقی مدل مرجع و غیره هستیم که هدف ما بروی کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم‌گر متمرکز است. در این قسمت بر روی رگولاتورهای خودتنظیم متمرکز شده‌ایم. بلوک دیاگرام رگولاتور خودتنظیم در شکل (۱-۳) نشان داده شده است.



شکل ۱-۳: نمودار بلوکی کنترل تطبیقی از روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم

در بلوک دیاگرام فوق تخمین‌گر به صورت برخط<sup>۱۴</sup> پارامترهای سیستم را از روش حداقل مربعات بازگشتی تخمین می‌زند. در مرحله بعدی پارامترهای کنترل کننده را به صورت برخط، با استفاده از

<sup>14</sup> online

پارامترهای تخمین زده شده محاسبه می شود. در آخر با استفاده از مقادیر به دست آمده از مراحل قبل سیگنال کنترلی را محاسبه می کنیم.

### ۳-۵ تخمین پارامترها

در کنترل تطبیقی تخمین پارامترهای فرآیند به صورت برخط امر مهمی است. در کنترل کننده های تطبیقی، اساس کار مکانیسم تطبیق، شناسایی سیستم است. عوامل مشترک در شناسایی سیستم شامل انتخاب ساختار مدل، طراحی تجربی، تخمین پارامتر و اعتبارسنجی است. مشکلاتی که در پیاده سازی سیستم ها از روش رگولاتورهای خودتنظیم، به صورت پیوسته وجود دارد این است که با افزایش درجه سیستم پیاده سازی کنترل کننده بسیار دشوار است، علاوه بر این زمان اجرای شبیه سازی را به شدت افزایش می یابد. در این قسمت سعی بر استفاده از یک رگولاتور خودتنظیم غیرمستقیم است که به صورت گسسته پیاده سازی شده است. برای اعمال کنترل کننده بر روی سیستم آن را در دو قسمت شناسایی و طراحی کنترل کننده ارائه داده می شود. برای شروع فرایند شناسایی باید حداقل اطلاعاتی از قبیل نوع ورودی و درجه ی سیستم داشته باشید.

### ۳-۵-۱ الگوریتم تخمین حداقل مربعات بازگشتی

روش حداقل مربع بازگشتی برای شناسایی سیستم استفاده می شود. زمانی که پارامترها را نمی شناسیم باید از روش ریاضی مجموع حداقل مربع از اختلاف میان رویتگر واقعی و مقدار خروجی تحلیلی انتخاب شود. در سیستم های کنترل تطبیقی رویتگرها از دنباله ها در زمان واقعی به دست می آیند. در کنترل تطبیقی مشاهدات پی درپی در زمان حقیقی به دست می آیند. برای این کار استفاده از محاسبات بازگشتی برای صرفه جویی در زمان محاسبه، امر مطلوبی است. اگر محاسبات انجام شده در زمان  $t-1$  ذخیره شود و در زمان  $t$  مورد استفاده قرار گیرد که در این حالت الگوریتم به صورت بازگشتی طراحی شده است. برای اجرای الگوریتم بازگشتی فرآیند سیستم به صورت زیر نوشته شود.

$$y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \dots - a_n y(k-n) + b_0 u(k-d_0) + \dots + b_m u(k-d_0-m)$$

مدل فرآیند را می‌توان به شکل برداری همانند زیر نوشت:

$$\hat{y}(k) = \phi^T(k)\theta \quad (3-1)$$

در اینجا

$$\theta = [b_0, b_1, \dots, b_m, a_1, a_2, \dots, a_n]^T$$

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

خاصیت ویژه کنترل تطبیقی تعقیب تغییرات دینامیک فرایند است. برای این کار لازم است از داده‌های قدیم صرف‌نظر شود، این کار مستلزم انجام مصالحه است. اگر پارامتر ثابت باشد، بهتر است که تخمین بر اساس تعداد زیادی اندازه‌گیری انجام شود تا اثر اغتشاش کاهش یابد؛ اما اگر پارامترها تغییر کنند، ممکن است استفاده از مجموع داده طولانی گمراه‌کننده باشد، زیرا ممکن است پارامترها همان پارامترهای قبلی نباشند. به همین خاطر روش‌های مختلفی ارائه شده است. به‌عنوان مثال برای اینکه تأثیر زمان‌های فعلی را بیشتر کنیم. زمان فعلی را باید وزن بیشتری دهیم برای این کار ضریب  $\lambda$  که مقدار آن بین صفر و یک است به معادله‌ی تخمین اضافه می‌کنیم و به‌صورت (۴-۵) می‌نویسیم.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^T(k)\hat{\theta}(k-1)]$$

$$K(k) = P(k-1)\phi(k)(\lambda I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k))^{-1}$$

$$P(k) = P(k-1) / \lambda - P(k-1)\phi(k)[I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k)]^{-1}\phi^T(k)P(k-1) / \lambda$$

(۳-۲)

در اینجا  $\lambda = e^{-h/T_f}$  و  $h$  دوره تناوب نمونه‌برداری به‌عنوان واحد زمان انتخاب می‌شود و در آن  $T_f$  ثابت زمانی فراموش‌نمایی است. یکی از اشکالات روش فراموشی‌نمایی این است که حتی اگر  $P(t)\varphi(t) = 0$  باشد، از مقدار داده‌ها کاسته می‌شود. این حالت به این معنا است که خروجی دارای هیچ اطلاعات جدیدی در مورد پارامتر  $\theta$  ندارد. در این حالت مقدار ماتریس  $P$  به‌طور نمایی با نرخ  $\lambda$  افزایش می‌یابد. برای حل این مشکل می‌توان شرایطی را قرارداد که اتفاق رخ ندهد.

تحریک پایا<sup>۱۵</sup> یکی از عواملی که در تخمین پارامترها مؤثر است، نوع سیگنال ورودی است که به‌اندازه کافی تحریک‌کننده پایا باشد تا تمام پارامترهای سیستم قابل‌شناسایی باشند. در این حالت تا زمانی که سیگنال ورودی ویژگی خاصی را برآورده نسازد پارامترهای مدل قابل‌تعیین نیستند. به‌عبارتی دیگر اگر تعداد پارامترهای سیستم  $n$  باشد بایستی سیگنال ورودی تحریک‌کننده پایا حداقل از مرتبه  $n$  باشد تا یک تخمین سازگار داشته باشیم و واریانس تخمین به سمت صفر میل کند. نکته‌ای که در تخمین پارامترهای بی‌درنگ حائز اهمیت است، آن است که با افزایش تعداد پارامترهای مدل، مشکلات به‌طور چشمگیری افزایش می‌یابد. با افزایش تعداد پارامترها، میزان تحریک لازم نیز افزایش می‌یابد. برای این منظور مفید خواهد بود که سعی شود تعداد پارامترهای مجهول را تا حد امکان کاهش داده شود. این کار را می‌توان با استفاده از اطلاعات قبلی انجام داد. این موضوع اغلب در مدل‌های زمان پیوسته بیان می‌شود. نتایج آن بستگی به نوع کاربرد دارد.

اگر سیگنال ورودی فرایند به‌اندازه کافی تحریک‌کننده باشد و ساختار مدل تخمینی با فرایند سازگار باشد، تخمین‌ها به مقادیر صحیح خود همگرا می‌شوند. مدت‌زمانی که طول می‌کشد که پارامترهای تخمینی همگرا شوند  $Max(n, m+d)$  است. در حالت قطعی با فرض این که ورودی تحریک‌کننده پایا باشد حداقل  $n + m + 1$  زمان نمونه‌برداری برای تعیین  $n + m + 1$  پارامتر لازم است؛ بنابراین مقدار زمان نمونه‌برداری برای همگرایی الگوریتم حداقل برابر با [۱۸]:

<sup>15</sup> Persistent Exciting(PE)

$$N = n + m + 1 + \text{Max}(n, m + d)$$

است. با استفاده از روش حداقل مربعات که در آن مقدار اولیه‌ی ماتریس  $P$  بزرگ باشد، ممکن است تعداد کمی به گام‌ها اضافه شود. یکی از ویژگی‌های جالب کنترل تطبیقی آن است که پارامترها در حلقه بسته تخمین زده می‌شوند. در نتیجه، مدل ساده در کنترل‌کننده تطبیقی بر سیگنال‌های واقعی حاصل از پس‌خور، برازنده می‌شود. از آنجایی که شناسایی در شرایط واقعی در حلقه‌ی بسته انجام می‌شود، امکان خطا در تخمین پارامترها وجود دارد. هنگامی که از یک کنترل‌کننده ساده مثل تناسبی - انتگرالی استفاده می‌شود، برای شناسایی پس از تشکیل ماتریس رگرسیون با توجه به اینکه خروجی و ورودی با رابطه‌ی جبری به یکدیگر مربوط می‌شوند، امکان این که ماتریس منفرد شود زیاد است در این حالت شناسایی دچار مشکل می‌شود؛ اما در حالتی که از کنترل‌کننده خطی عمومی استفاده شود، به دلیل اینکه در مسیر پس‌خور تابع تبدیل  $S(s)/R(s)$  وجود دارد، این تابع تبدیل باعث می‌شود که در عمل مقدار پس‌خور متغیر با زمان باشد. به همین دلیل همواره ماتریس رگرسیون دارای ابعاد کاملی خواهد بود. در عمل عدم بروز خطا از بابت معکوس‌پذیری ماتریس رگرسیون در زمان اجرا این موضوع را تأیید می‌کند. این مطلب خواص کنترل‌کننده تطبیقی خودتنظیم را بیان می‌کند.

اغلب برای سادگی، در طراحی کنترل‌کننده‌های تطبیقی با روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم از دو حالت خاص استفاده می‌شود. یکی روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم بدون حذف صفر فرایند و دیگری روش خودتنظیم‌گر غیرمستقیم با حذف صفر فرایند؛ هر کدام از این روش‌ها با توجه به مشخصات سیستم می‌توانند در جای خود نقش مناسبی را ایفا کنند. اگر با فرض حذف صفر فرایند، کنترل‌کننده طراحی شود در این حالت نوساناتی در سیگنال کنترلی به وجود خواهد آمد. این نوسانات بسته به نزدیک و دور بودن صفر حذف‌شده از مبدأ می‌تواند متغیر باشد. علی‌رغم این که حذف صفر باعث ایجاد نوساناتی در سیگنال کنترلی می‌شود و این امر در بحث کنترل مناسب نیست اما از طرفی نوسانات موجود در سیگنال کنترلی، موجب همگرایی سریع پارامترها به مقدار واقعی خود می‌شوند. برای سیستم‌هایی که



دارای صفر ناپایدار هستند، از این روش نمی‌توان استفاده کرد. برای رفع مشکل در نوسانات سیگنال کنترلی، روش بدون حذف صفر فرایند پیشنهاد می‌شود.

۳-۵-۲ طراحی حالت خاص کنترل‌کننده تطبیقی بدون حذف صفر

اگر هیچ صفری حذف نشود تجزیه‌ی عامل‌ها به صورت زیر انجام می‌شود:

$$B_m = \beta B$$

$$\beta = A_m(1) / B(1)$$

$$B^+ = 1; \quad B^- = B$$

$$T = \beta A_o$$

$$AR + BS = A_o A_m = A_c \quad (3-3)$$

در رابطه‌ی بالا «۱- درجه‌ی  $B$  - درجه‌ی  $A$  = درجه‌ی  $A_o$ » است. برای اعمال این روش همان فرآیند مبدل را در نظر بگیرید. چون فرآیند از مرتبه‌ی دوم است، پاسخ حداقل درجه برای چندجمله‌ای‌های  $R$  و  $S$  و  $T$  از مرتبه‌ی اول است. در نتیجه سیستم حلقه بسته از مرتبه‌ی سوم خواهد بود. از آنجایی که هیچ صفری حذف نمی‌شود، از شرط سازگاری داریم:

$$B^+ = 1$$

$$B^- = B = b_0 q + b_1$$

(۳-۴)

همان‌طور که ملاحظه می‌شود با توجه به شرط سازگاری مدل باید همان صفرهای فرآیند را داشته باشد؛ بنابراین عملگر تبدیل حلقه بسته مطلوب به صورت زیر است:

$$H_m(z) = \beta \frac{b_0 z + b_1}{z^2 + a_{m1} z + a_{m2}} = \frac{b_{m0} z + b_{m1}}{z^2 + a_{m1} z + a_{m2}}$$

$$b_{m0} = \beta b_0$$

$$\beta = \frac{1 + a_{m1} + a_{m2}}{b_0 + b_1} \quad (3-5)$$

چند جمله‌ای  $A_0$  در حل جایابی قطب با حداقل درجه، در حالتی ظاهر می‌شود که هیچ صفری حذف نشود. در این حالت مسئله‌ی جایابی قطب با پس‌خور حالت و یک رویتگر قابل حل است. در این صورت دینامیک‌های حلقه بسته از دو قسمت تشکیل می‌شود: یکی در پاسخ به پس‌خور حالت و دیگری به دینامیک رویتگر. با توجه به معادله مشخصه مطلوب  $A_0$  چند جمله‌ای رویتگر<sup>۱۶</sup> می‌نامند. با استفاده از چند جمله‌ای  $A_0$  چند جمله‌ای  $T$  همانند زیر محاسبه می‌شود.

$$T(z) = \beta A_0(z) = \beta(z + a_0) \quad (3-6)$$

سیستم مبدل اینورتر بصورت زیر ارائه می‌گردد:

$$G(s) = \frac{1e09s + 2.5e12}{s^3 + 1.42e04s^2 + 3.641e07s + 4.25e10}$$

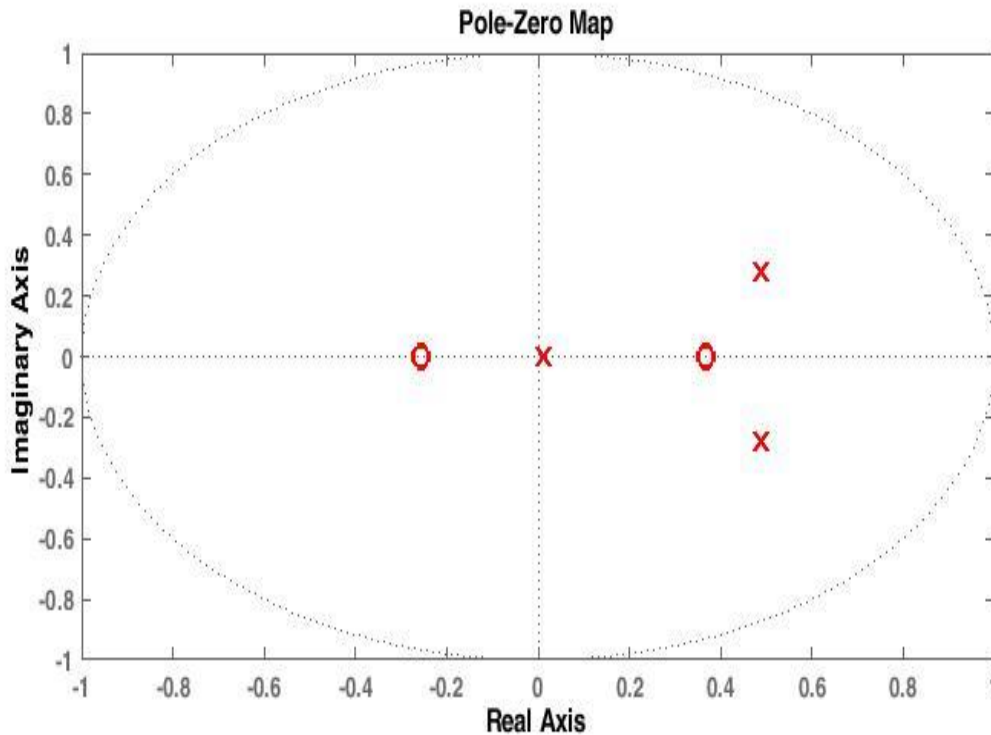
$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_0 z^2 + b_1 z + b_2}{z^3 + a_1 z^2 + a_2 z + a_3} = \frac{3.489z^2 - 0.346z^1 - 1.847}{z^3 - 2.039z^2 + 1.303z^1 - 0.241} \quad (3-7)$$

شکل ۳-۳: مکان هندسی صفرها و قطب‌های سیستم

<sup>16</sup> Observer Polynomial

تابع تبدیل پیوسته فوق را با زمان نمونه برداری ۰,۰۰۰۱ به صورت بالا گسسته شده است.

که در آن « $A=3$  درجه‌ی  $A$ » و « $B=2$  درجه‌ی  $B$ » است؛ بنابراین طراحی یک کنترل کننده مرتبه اول را نتیجه می‌دهد و سیستم حلقه بسته از مرتبه‌ی پنج خواهد بود. سیستم گسسته شده‌ی مبدل SEPIC



دارای صفرهایی در  $-0,23$  و  $0,389$  دارد و قطب‌هایی در  $0,482 \pm i0,2893$  و  $0,12$  است. سیستم حلقه بسته مطلوب را به صورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$H(z)_{ref} = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{0.004z^2 - 0.0664z - 0.0534}{z^3 - 1.400z^2 + 0.590z - 0.0700} \quad (3-8)$$

از آنجایی که قطب‌های سیستم مبدل نزدیک مبدأ است، سیستم عملکرد سریعی دارد. پارامترهای چند جمله‌ای  $B_m$  به گونه‌ای انتخاب می‌شود که بهره‌ی استاتیک واحد باشد. این مدل شروط سازگاری را فراهم می‌سازد؛ زیرا دارای فزونی قطب همانند فرآیند است و صفر فرآیند هم پایدار است. روند طراحی با استفاده از [۱۸] انجام شده است.

### ۳-۶ طراحی کنترل کننده تطبیقی مقاوم به روش خودتنظیم غیرمستقیم

در قسمت قبل نشان داده شد که کنترل کننده‌های تطبیقی در حالت ایده آل به خوبی عمل می‌کنند. این الگوریتم‌ها قادر به مقابله با دینامیک‌های مدل نشده و اغتشاش‌ها نیستند. با توجه به این مسئله راهکارهایی برای این اصلاحات الگوریتم‌ها ارائه شده است. در ادامه روش‌هایی برای مقاوم کردن سیستم در برابر اغتشاش و دینامیک مدل نشده بیان خواهد شد.

کنترل کننده تطبیقی خالص از روش خودتنظیم گر غیرمستقیم با اعمال نویزی به ورودی تخمین‌گر باعث ایجاد سیگنال ورودی با دامنه‌ی بسیار زیاد شده که منجر به شوک بسیار عظیمی به سیستم می‌شود. حال برای اینکه از این اتفاق جلوگیری کنیم یعنی برای افزایش ناگهانی سیگنال کنترلی که حاصل از خطا در تخمین‌گر یا عواملی از این قبیل به وجود می‌آید، به طوری که با تخمین نادرستی از پارامترها سیستم به صورتی تخمین زده می‌شود که باعث ایجاد عوامل مشترک در صورت و مخرج آن می‌شود. این امر موجب شده که معادله‌ی دیوفانتین دارای جوابی مناسب نباشد که در پی آن برای محاسبه‌ی سیگنال کنترلی دچار مشکل شده و مقدار نامناسبی به وجود می‌آید. با توجه به مطالب بیان شده ریشه‌ی اصلی این مشکل در تخمین‌گر است و برای حل ریشه‌ای آن باید تخمین‌گر به صورت مقاوم طراحی شود که در ادامه روش طراحی تخمین‌گر مقاوم بیان خواهد شد؛ اما برای اینکه یک روش کنترلی تطبیقی مقاوم با ضریب اطمینان بالا داشته باشیم، در اینجا روشی برای اصلاح محاسبه‌ی الگوریتم کنترل ارائه می‌شود که منجر به محدود کردن سیگنال کنترلی در مواقعی که اختلالاتی در تخمین‌گر یا عواملی از این قبیل، همانند ایجاد اغتشاش در سیستم می‌شود. کنترل کننده اصلاح شده با بهره‌ی محدود باید مسیری به موازات فرایند با بهره‌ی  $\rho$  ایجاد شود. از این رو آرایش سیستم با مسیر موازی معادل است با استفاده از کنترل کننده با تابع تبدیل زیر:

$$G'_r = \frac{G_r}{1 + \rho G_r} \quad (3-9)$$

در اینجا  $G_r$  تابع تبدیل کنترل کننده است که وقتی بهره‌ی زیادی دارد، با استفاده از تابع فوق با بهره

$$\frac{1}{\rho} \text{ محدود می‌شود [۱۸].}$$

با استفاده از روش ارائه شده در بالا، الگوریتم برای بهره‌های بزرگ اصلاح شده است؛ اما در این قسمت به مشکلاتی که باعث می‌شود تا تخمین‌گر، پارامترهای سیستم را به خوبی تخمین نزند پرداخته می‌شود. در مطالب بیان شده این یک مشکل ریشه‌ای شناخته شد و با توجه به پیامدی که برای سیستم دارد، حائز اهمیت است. در اینجا برای رفع این مشکل، با در نظر گرفتن ساختار تخمین‌گر و نحو عملکرد آن روش‌های متناسبی ارائه می‌شود. برای داشتن درک بهتری از روش تخمین پارامترها به صورت حداقل مربعات بازگشتی که در اینجا به کار گرفته شده است، توضیحاتی در زمینه‌ی ساختار و نحو عملکرد این تخمین‌گر بیان خواهد شد. عملکرد این روش به گونه‌ای است که تخمین پارامترها با استفاده از اطلاعات ورودی و خروجی انجام می‌شود. همواره از یک قانون تطبیق برای تخمین استفاده می‌شود. در روش  $RLS^{17}$ ، مجموع مربعات خطا بین خروجی پروسه و مدل چنان حداقل می‌شود که تخمین پارامترهای مدل، حتی‌الامکان به مقادیر واقعی نزدیک باشد. لازم به ذکر است در این پایان‌نامه، تخمین پارامترها در فضای گسسته و از فاکتور فراموشی نمایی استفاده می‌شود. این روش به گونه‌ای عمل می‌کند که با در نظر گرفتن ضریبی برای فراموشی نمایی به همان نسبت تأثیر پارامترهای تخمینی به صورت نمایی در زمان‌های جدید بیشتر می‌شود. فاکتور فراموشی  $\lambda$  ابزاری برای تنظیم سرعت همگرایی در حین ردیابی دینامیک‌های کند و متغیر با زمان می‌باشد. از طریق این ماتریس، می‌توان وزن بیشتری را به داده‌های اخیر اعمال نمود. در مقادیر کوچک  $\lambda$ ، تعقیب پارامترهای جدید سریع‌تر انجام می‌شود؛ اما اثر نویز در حالت دائمی افزایش پیدا می‌کند. لذا این پارامتر، مصالحه‌ای رابین سرعت همگرایی و اثر نویز برقرار می‌کند. از طرفی،  $\lambda$  را می‌توان به صورت ثابت یا متغیر در نظر گرفت. عموماً، به خاطر سهولت استفاده، این پارامتر را ثابت در نظر گرفته معمولاً بین

---

<sup>17</sup> Recursive Least Square

زمانی الگوریتم تخمین خوب کار می کند که فرایند در تمامی زمانها تحریک شود. برای درک این موضوع، حالتی در نظر گرفته می شود که در آن هیچ تحریکی وجود ندارد، یعنی بردار رگرسور برابر با صفر باشد، در اینجا معادلات تخمین به صورت زیر است:

$$\begin{aligned}\theta(t+1) &= \theta(t) \\ P(t+1) &= \frac{1}{\lambda} P(t)\end{aligned}\quad (3-10)$$

بنابراین تخمین پارامترهای  $\theta$  با همه مقادیر ویژه یک و ماتریس  $P$  با تمام مقادیر ویژه  $\frac{1}{\lambda}$  ناپایدار است. در این حالت تخمین ثابت خواهد ماند و اگر مقدار  $\lambda < 1$  باشد ماتریس  $P$  به صورت نمایی رشد خواهد کرد؛ و در نهایت تخمین پارامترها به شدت تغییر می کند که این پدیده را اختتام تخمین گر نامیده می شود. برای جلوگیری از این مشکل راه کار بهنگام سازی شرطی ارائه می شود. این روش طوری عمل می کند که تخمین و ماتریس کواریانس را زمانی به هنگام می کند که تحریک وجود داشته باشد. در اینجا با شرط زیر تخمین گر با روش بهنگام کردن شرطی اصلاح می شود این شرط قبل از ماتریس کواریانس قرار می گیرد و در صورت برقرار شدن شرط ماتریس کواریانس مقادیریش را بهنگام می کند:

$$\varphi(t)^T P(t) \varphi(t) > 2(1 - \lambda) \quad (3-11)$$

در این حالت از رشد نمایی اجتناب می شود. عناصر ماتریس کواریانس کران دار می ماند و بهره های تخمین گر به خوبی رفتار خواهد کرد. راه دیگری هم برای اجتناب از رشد نمایی وجود دارد. این روش رد ماتریس ثابت نامیده می شود که عملکردی همچون روش قبلی برای اختتام تخمین گر است و همچنین دارای یک اصلاح اضافی، یعنی افزودن یک ماتریس واحد کوچک به ماتریس کواریانس است. با ساختاری که روش رد ماتریس ثابت دارد، این امکان رو طوری برای تخمین گر ایجاد می کند که در

زمان‌هایی که بردار رگرسور ثابت بوده ماتریس کواریانس به صورت نمایی افزایش نیابد. این روش به صورت زیر قابل اجراست:

$$\begin{aligned}\hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)[y(k) - \phi^T(k)\hat{\theta}(k-1)] \\ K(k) &= P(k-1)\phi(k)(\lambda I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k))^{-1} \\ \bar{P}(k) &= \frac{1}{\lambda} \left( P(k-1) - \frac{P(k-1)\phi(k)\phi^T(k)P(k-1)}{I + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k)} \right) \\ P(k) &= c_1 \frac{\bar{P}(k)}{\text{tr}(\bar{P}(k))} + c_2 I\end{aligned}$$

(۳-۱۲)

که در آن  $c_1 > 0, c_2 \geq 0$  است. پارامترها را به صورت زیر در نظر گرفته می‌شود:

$$\begin{aligned}c_1 / c_2 &\approx 10^4 \\ \phi^T \phi \cdot c_1 &\gg 1\end{aligned}$$

(۳-۱۳)

در اینجا از الگوریتم رد ثابت و بهنگام سازی شرطی به صورت ترکیبی استفاده شده است.

### ۷-۳ تخمین مقاوم برای روش حداقل مربعات بازگشتی

در قسمت قبل معایب روش تخمین پارامترها با استفاده از الگوریتم حداقل مربعات بازگشتی بیان شد و راه‌حلی در این زمینه برای اصلاح الگوریتم ارائه شد. این روش همان‌طور که قبلاً اشاره شد در برابر نویز در خروجی حساس است و تأثیر زیادی در همگرا شدن تخمین به مقدار صحیح پارامترها دارد. با توجه به اینکه هدف از این پایان‌نامه طراحی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم است و در روش کنترل خودتنظیم‌گر غیرمستقیم، کنترل‌کننده از دو قسمت شناسایی و محاسبه سیگنال کنترلی به صورت برخط انجام می‌گیرد، به طوری که ابتدا عملیات شناسایی انجام می‌شود و بعد از روی نتایج حاصل از شناسایی سیستم، سیگنال کنترل محاسبه می‌شود پس می‌توان نتیجه گرفت که اهمیت شناسایی در

این روش بسیار حائز اهمیت است. به دنبال همین موضوع برای مقاوم ساختن الگوریتم شناسایی در برابر نویز خروجی و عواملی که تأثیرگذار در همگرایی سیستم بوده، مورد بررسی قرار می‌گیرد. یکی از پیامدهای مستقیم فرمول حداقل مربعات آن است که یک خطای ساده بزرگ، تأثیری زیادی بر نتیجه دارد، زیرا معیار خطا به توان دو می‌رسد. به توان دو رسیدن معیار خطا یکی از ویژگی‌های روش RLS شناخته می‌شود که در پیرو موضوع باعث می‌شود که خطا به سرعت رشد کند که در بعضی مواقع که خطا بزرگ باشد موجب واگرا شدن تخمین از مقادیر پارامترها می‌شود. برای حل این مشکل که برای تخمین پارامترها ایجاد شده است، راه حلی ارائه می‌شود در صورتی که احتمال خطاهای بزرگ قابل صرف نظر نیست تخمین گر با خواصی متفاوت طراحی می‌شود. برای طراحی تخمین گر مقاوم از رابطه‌ی زیر استفاده می‌شود [۱۸]:

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + P(k)\varphi(k-1)f(\varepsilon(k)) \quad (3-14)$$

در معادله فوق تابع  $f(\varepsilon)$  برای مقدار کوچک  $\varepsilon$  خطی است، اما برای مقدار بزرگ  $\varepsilon$  بسیار آهسته از حالت خطی افزایش می‌یابد؛ که برای ایجاد این چنین ویژگی تابع به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$f(\varepsilon) = \frac{\varepsilon}{1+a|\varepsilon|} \quad (3-15)$$

در اینجا مقدار  $a$ ، بسته به بزرگ بودن خطا آن را می‌توان بزرگ در نظر گرفت. تأثیر نهایی این رابطه کاهش پیامدهای خطاهای بزرگ است. از این رو تخمین گر را مقاوم می‌نامند. پس می‌توان نتیجه گرفت که تخمین ما با تنظیم مناسب پارامتر  $a$  در تابع تعریف شده به نسبت، بزرگی خطا مقاوم است. قبلاً بیان شد که تخمین پارامتر و محاسبه‌ی پارامترهای سیگنال کنترل به شدت به مقدار اولیه‌ی آن به طور بحرانی وابسته است. به طور کلی به چهار صورت می‌توان بردار اولیه پارامترها را تعیین نمود. این چهار روش عبارت‌اند از:

- دانش قبلی

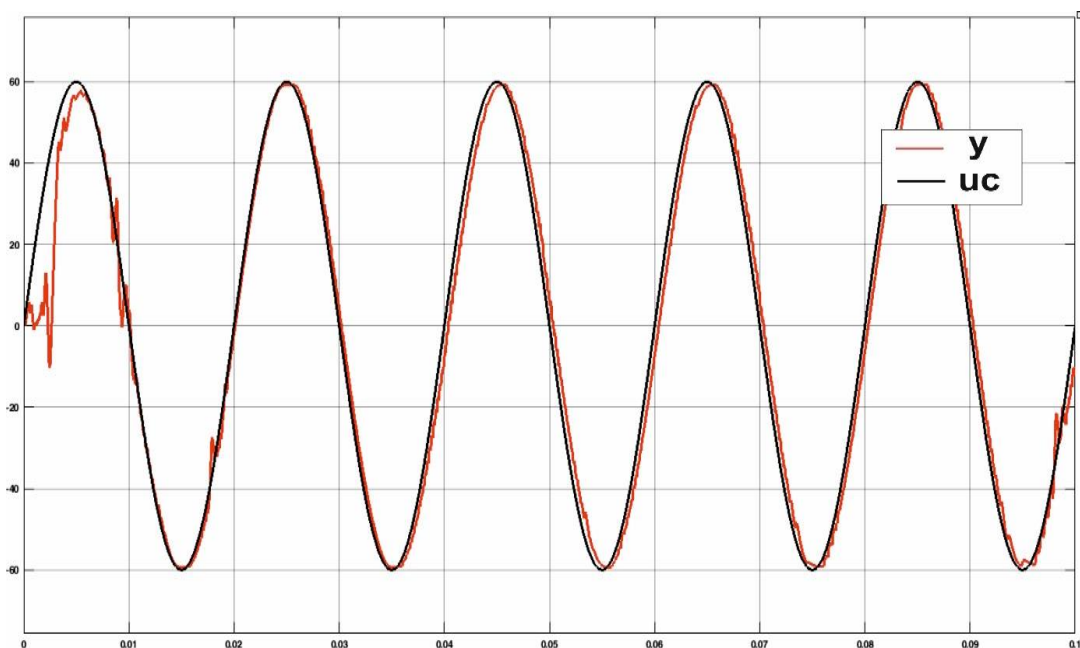


- آنالیز فیزیکی
- به طور دلخواه
- آزمایش رله

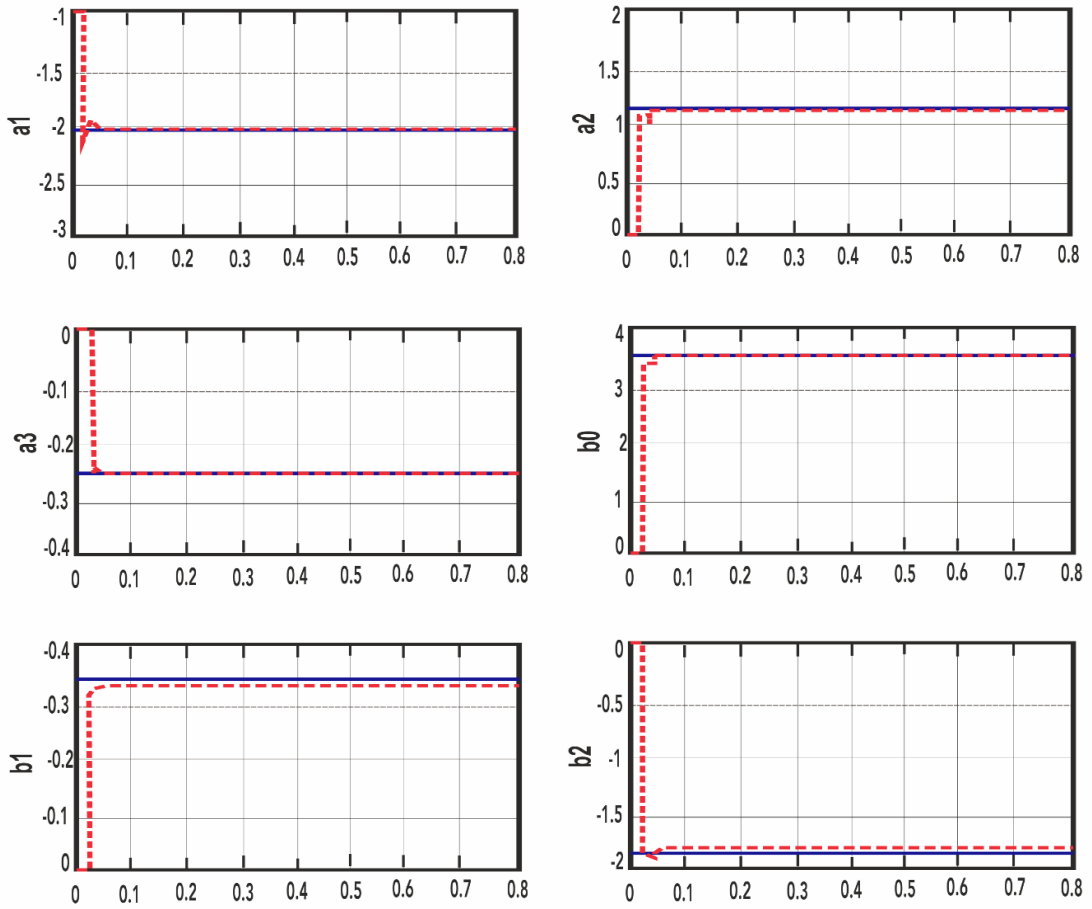
در این پایان نامه، انتخاب بردار اولیه بادانش قبلی صورت گرفته است؛ یعنی با توجه به این که همگرایی تخمین، به پارامتر مدت زمانی طول می کشد. در صورتی که مقادیر حاصل در مسیر تخمین پارامترها برای حل معادله دیفرانسیل بحرانی شود، با توجه به فرمول محاسبه سیگنال کنترلی که باعث افزایش دامنه می شود. با در نظر گرفتن این موضوع مقدار اولیه بردار پارامترها را به صورت زیر تعیین می شود:

$$\theta = [-1.5 \quad 1 \quad -0.1 \quad 2.8 \quad 0.001 \quad -0.03 \quad 0.4]^T$$

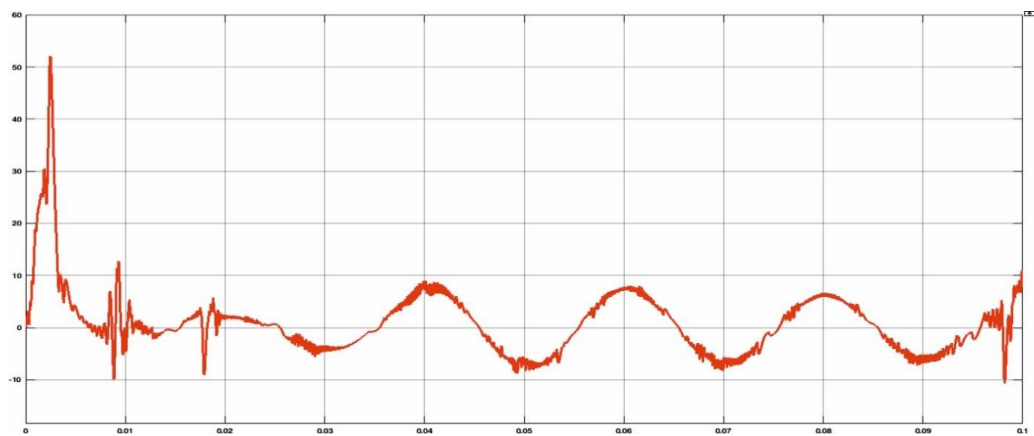
به همین منظور با تحلیل و بررسی با استفاده از مطالب گفته شده برای اصلاح کنترل کننده و تخمین گر در پی عملکرد مقاوم سیستم را شبیه سازی می کنیم. در آغاز ورودی و خروجی تخمین گر و خروجی سیستم به صورت هم زمان بدون در نظر گرفتن اغتشاش و نویز در نظر میگیریم نتایج را به ازای ورودی سینوسی با فرکانس مرجع ۵۰ هرتز مورد بررسی قرار می دهیم:



الف) کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر.



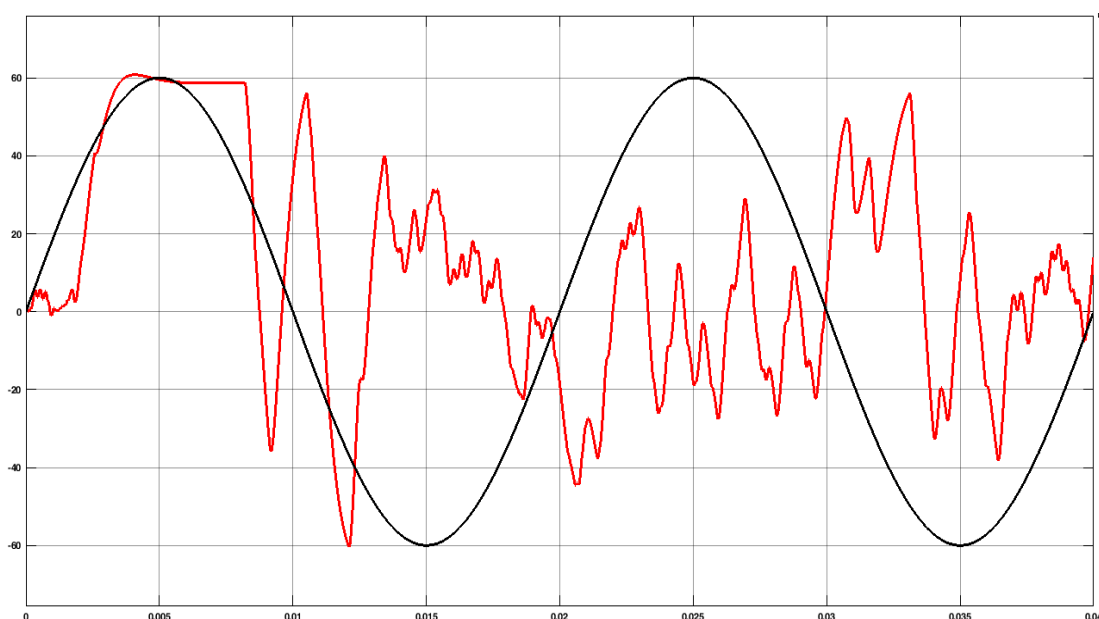
ب) تخمین پارامترها



ج) خطای کنترل کننده

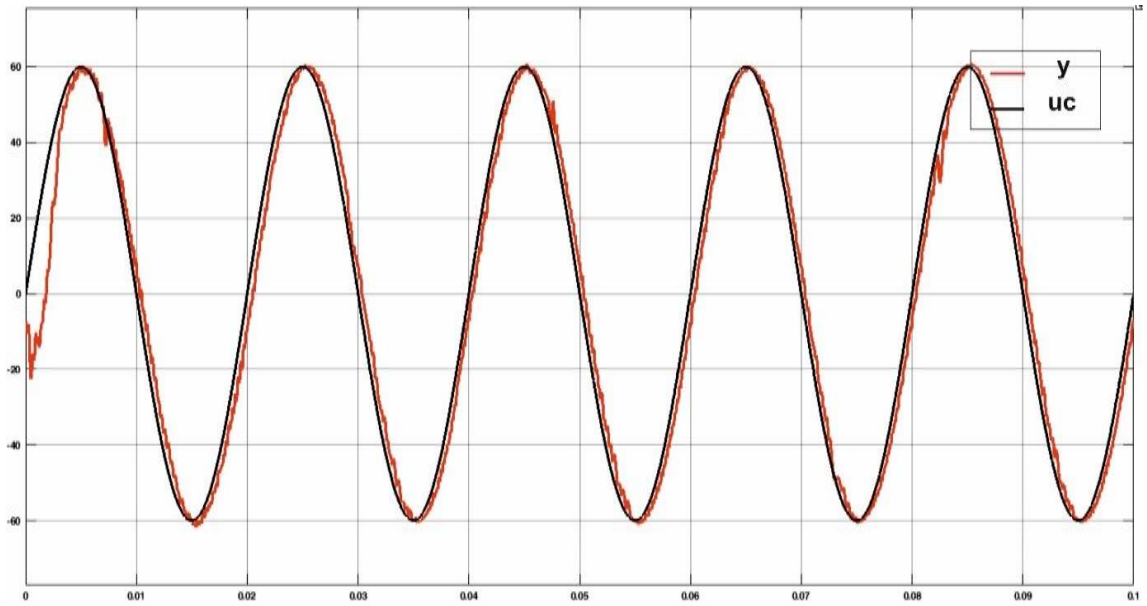
شکل ۴-۳: کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر متصل به بار بدون در نظر گرفتن اغتشاش، نویز، الف) کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم، ب) تخمین پارامترهای سیستم و ج) خطای کنترل کننده

بر اساس شکل ۱-۳ مشاهده می شود که کنترل کننده تطبیقی خالص در حالت ایدآل روند خوبی از خود نشان می دهد. حال سیستم را به شبکه متصل می کنیم که در اصل شبکه نقش اغتشاش بالا را در مدل ارائه میکند.

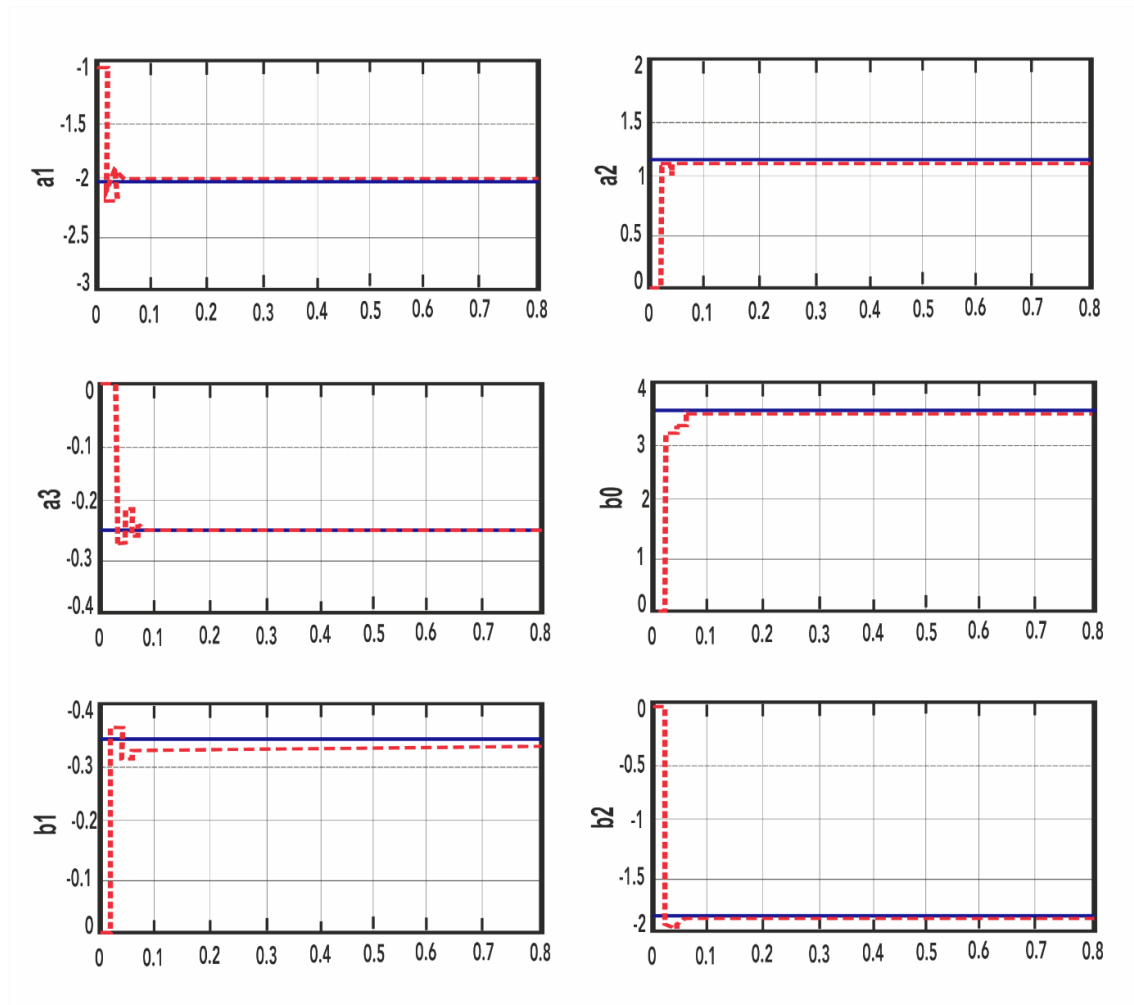


شکل ۵-۳: کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر با اتصال به شبکه (اغتشاش).

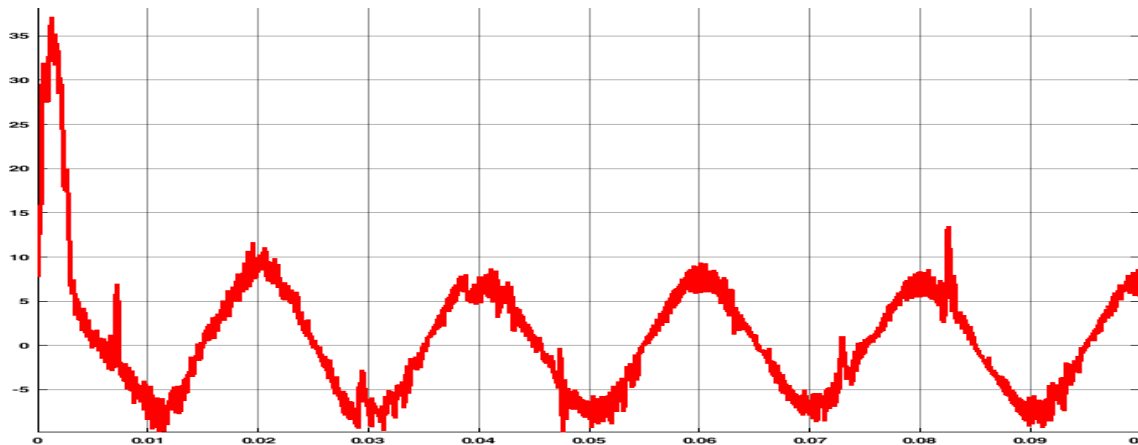
حالا با بررسی شبیه سازی های سیستم در اتصال به شبکه مشخص می شود که سیستم توانایی کنترل و ردیابی سیگنال ورودی مرجع را ندارد پس از اینرو ما سراغ طراحی کنترل کننده تطبیقی خود تنظیم گر با توجه به روش فاکتور فراموشی جلو می رویم.



الف) کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر



### (ب) تخمین پارامترهای سیستم



### (ب) خطای کنترل کننده.

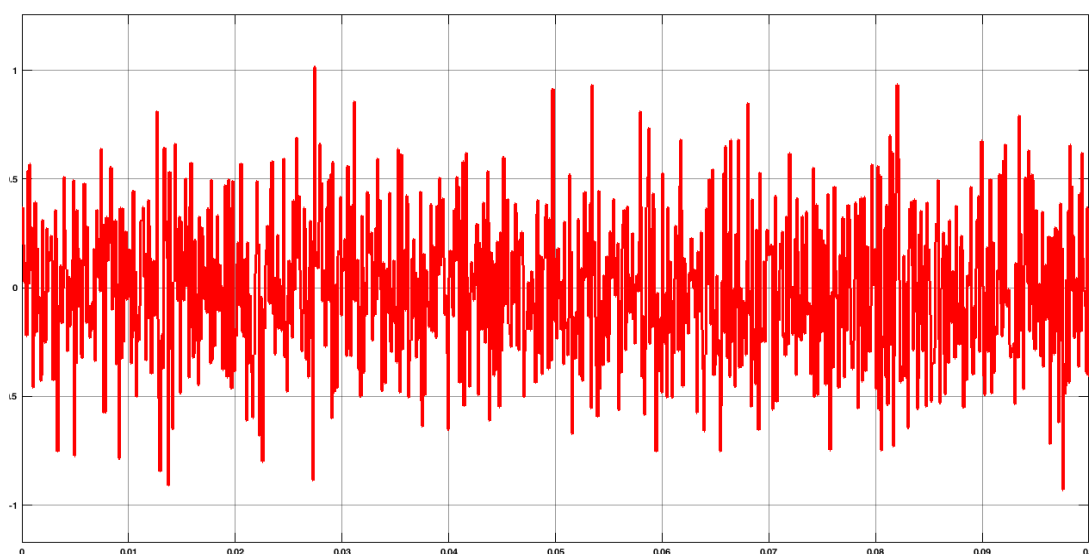
شکل ۶-۳: کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر با فاکتور فراموشی در اتصال به شبکه. الف) کنترل کننده تطبیقی

خودتنظیم با فاکتور فراموشی، ب) خطای کنترل کننده و ج) تخمین پارامترهای سیستم.

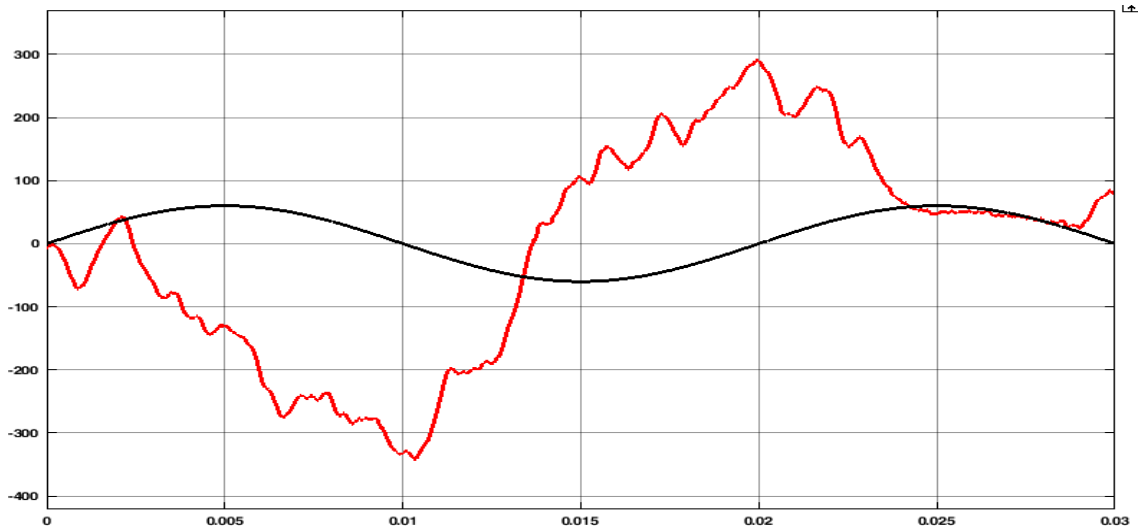
با توجه به شکل بالا می بینیم که کنترل کننده بخوبی می تواند ورودی مرجع را دنبال کند حال یک

نویز با واریانس کوچک (۱, ۰) به خروجی سیستم اعمال می کنیم تا مشاهده کنیم که آیا کنترل کننده

توانایی ردیابی با نویز را هم دارد.



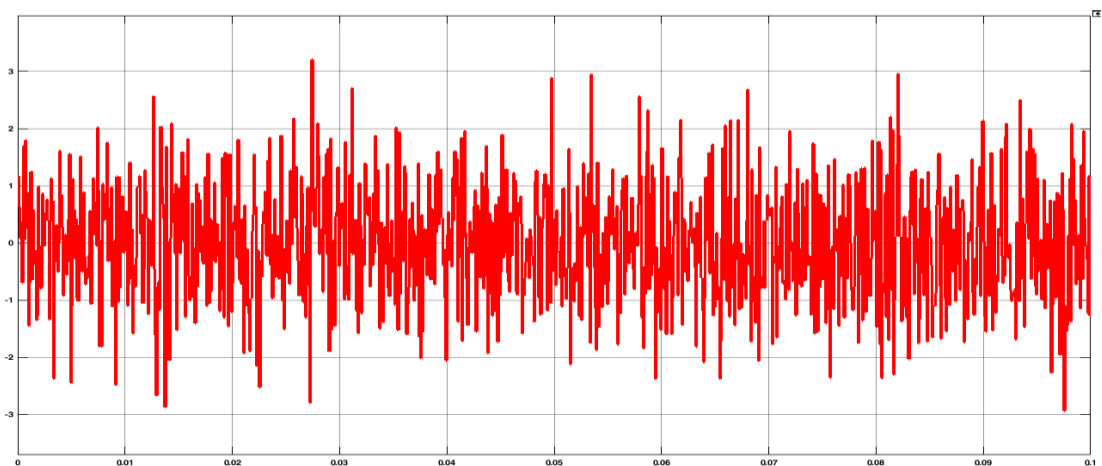
### الف) نویز اعمالی به سیستم.



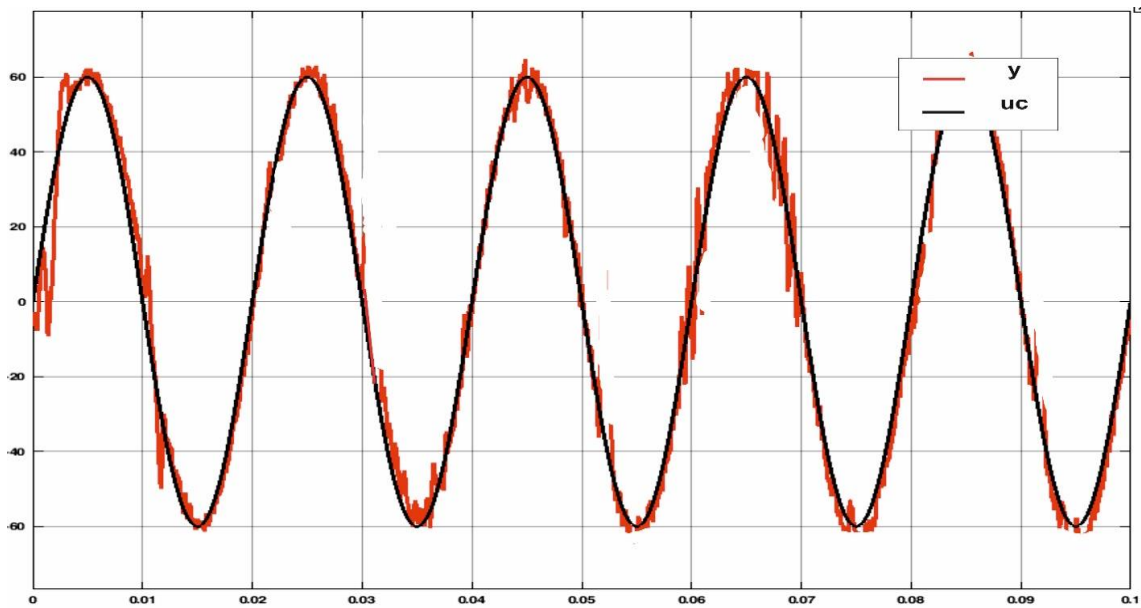
(ب) خروجی کنترل کننده با ورودی مرجع.

شکل ۷-۳: کنترل کننده تطبیقی خودتنظیم گر با فاکتور فراموشی به همراه اغتشاش و نویز. الف) نویز با واریانس ۰.۱ اضافه شده به خروجی سیستم. ب) کنترل کننده تطبیقی با فاکتور فراموشی با نویز و اغتشاش اعمال شده.

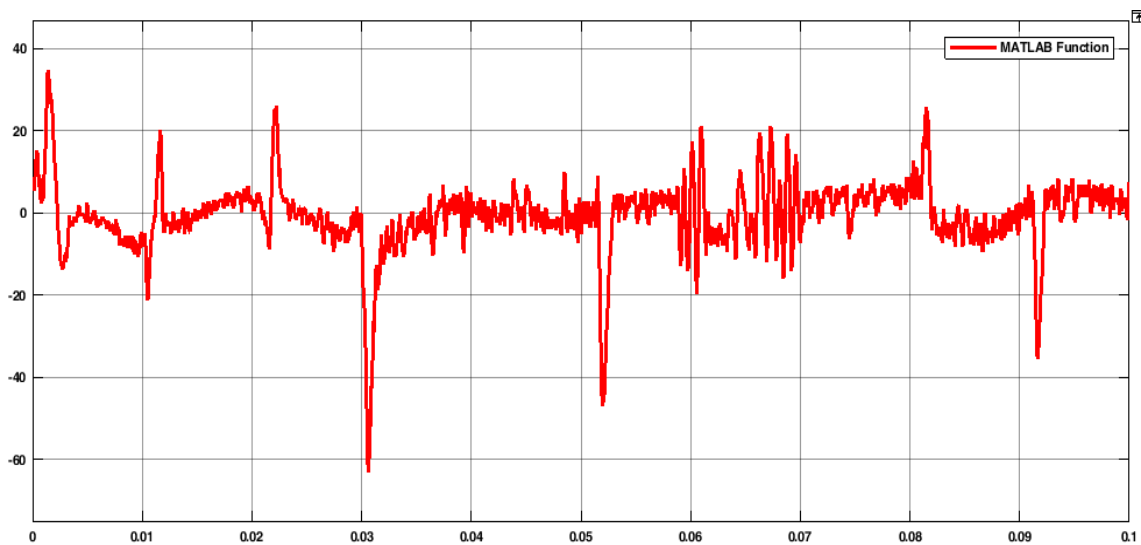
با توجه به شکل (۴-۳) مشاهده می‌کنیم سیستم به نویز واکنش مناسبی نداشته و توانایی ردیابی ورودی را از دست داده است از اینرو به ارائه کنترل کننده تطبیقی مقاوم برای اینورتر تمام پل تکفاز می‌پردازیم و سیستم را با توجه به نویز ورودی با واریانس های بالا امتحان می‌کنیم. در اینجا نسبت نویز به سیگنال را برای واریانس نویز ۱ و بالاتر را نظر میگیریم و شبیه سازی هارا برای این نویز ها نشان می‌دهیم:



الف) نویز اعمالی به خروجی



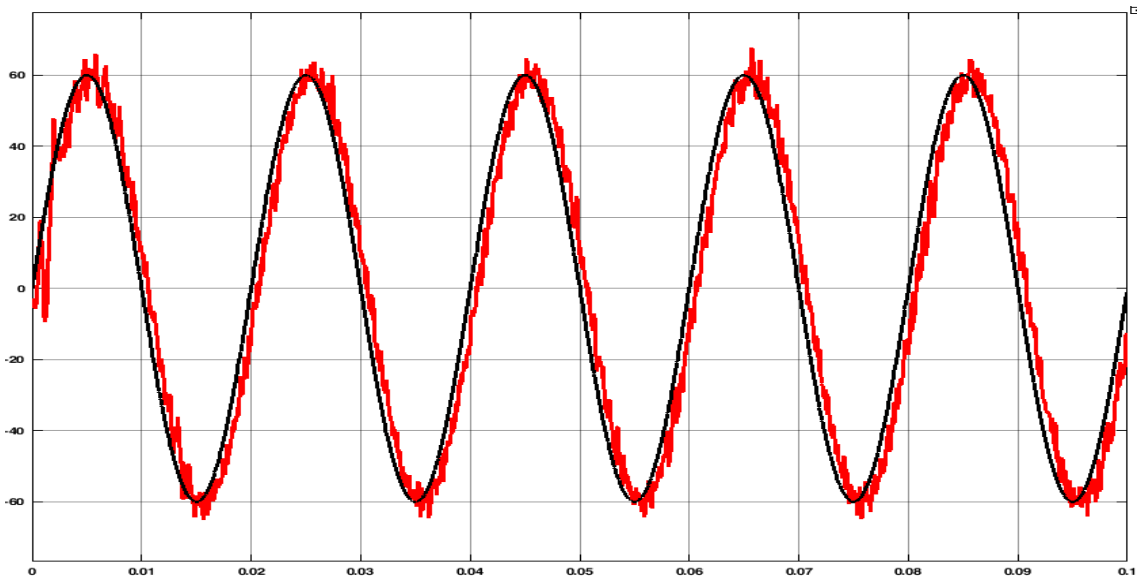
ب) کنترل کننده خروجی در ردیابی ورودی



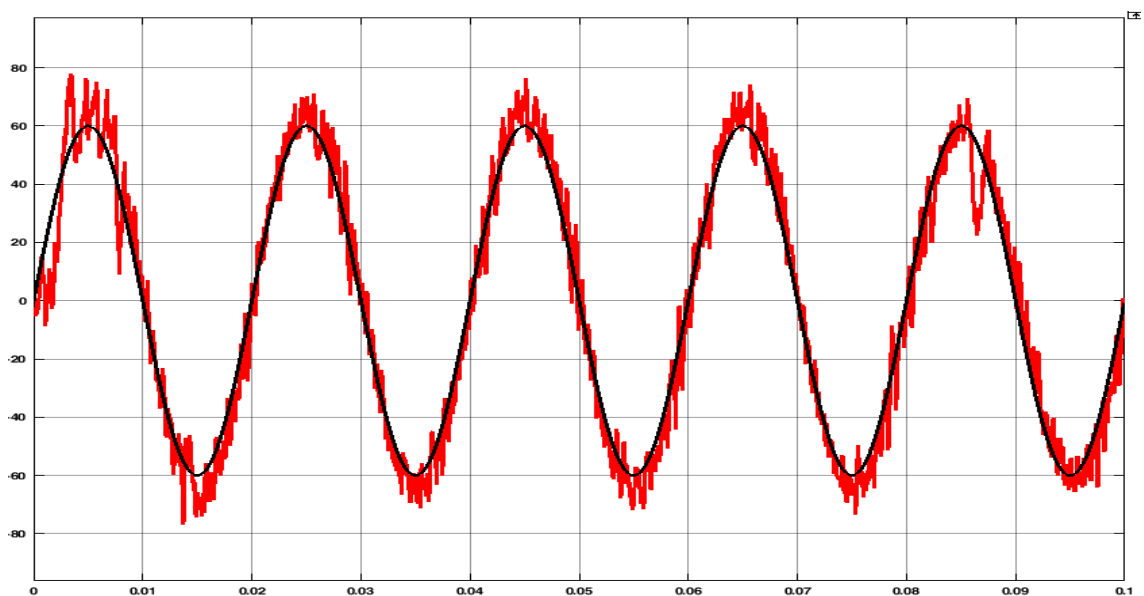
ج) خطا کنترل کننده

شکل ۸-۳: کنترل کننده تطبیقی مقاوم با اغتشاش و نویز. الف) نویز با واریانس ۱ اعمالی به خروجی ب) کنترل کننده تطبیقی مقاوم ردیابی ورودی مرجع و ج) خطای کنترل کننده.

با تنظیم ضریب  $a$  برای بدترین حالت خطا می توان نویز هایی با واریانس بالا را کنترل کرد. حال یک نویزی با واریانس ۱۰ به سیستم اعمال می کنیم تا نحوه کنترل توسط کنترل کننده تطبیقی مقاوم را مشاهده کنیم:



الف) کنترل کننده با نویز واریانس ۵



ب) کنترل کننده با نویز واریانس ۱۰



شکل ۸-۳: کنترل کننده تطبیقی مقاوم بروی سیستم اینورتر تمام پل تکفاز به‌مراه اغتشاش و تویزهای واریانس بالا.

الف) کنترل کننده با نویز واریانس ۵ و ب) کنترل کننده با نویز واریانس ۱۰

براساس شبیه‌سازی‌های ارائه شده پس می‌توان نتیجه گرفت که کنترل کننده تطبیقی مقاوم طراحی شده دارای عملکرد مناسبی در قبال اغتشاش و نویز ورودی است و می‌توان کنترل کننده را مقاوم در مقابله با اغتشاش و نویز بیان کرد.



فصل چهارم:

---

طراحی روش سنکرون ساز شبکه برای اینورتر تمام پل تکفاز

---

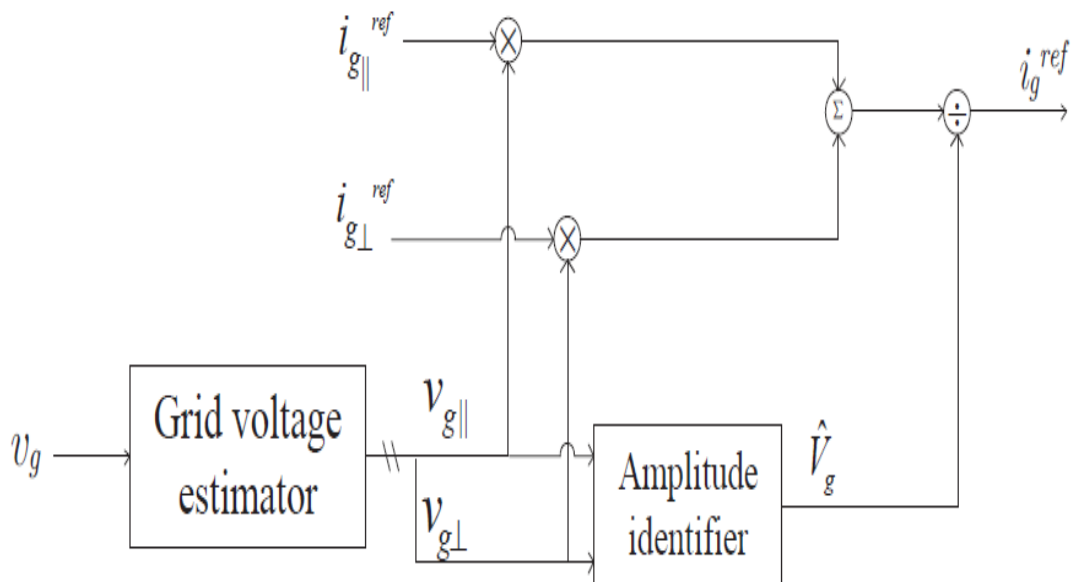
#### ۱-۴ روش سنکرون ساز شبکه

در این بخش یک روش ساده تر برای سنکرون سازی شبکه ارائه شده است. تلاش کنترلی ما در اینجا کاهش محاسبات حاصل از عنصر موازی و عنصر هم محور ولتاژ شبکه با توجه به دو ماتریس حالت طراحی شده است. می توان در ادامه توان راکتیو را با توجه به همین عناصر شبکه بدست آورد.

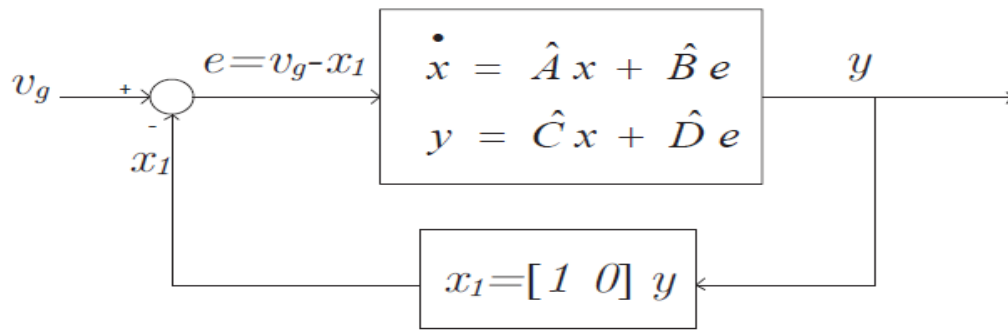
سنکرون ساز ولتاژ شبکه شامل دو قسمت بص.رت زیر است: تخمین گر ولتاژ شبکه و یک شناساگر دامنه. بررسی در حوزه سنکرون ساز شبکه در قسمت ۴-۴ بصورت کامل بیان شده است.

#### ۱-۱-۴ تخمین گر ولتاژ شبکه

تخمین گر ولتاژ شبکه، ولتاژ شبکه را بعنوان ورودی گرفته و در خروجی سیگنالی را ارائه می کند که دارای یک عنصر موازی و یک سیگنال دیگر با ۹۰ درجه اختلاف فاز می باشد. این تخمین گر دارای فرم فضای حالتی بصورت زیر است [20].



شکل ۱-۴: مدل کلی سنکرون ساز شبکه به همراه کنترل کننده مولفه راکتیو.



شکل ۴-۲: حلقه فیدبک باز تخمین گر ولتاژ شبکه.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 0 & \omega_o \\ -\omega_o & 0 \end{bmatrix}}^{\hat{A}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} k_{sync} \\ 0 \end{bmatrix}}^{\hat{B}} (v_g - x_1)$$

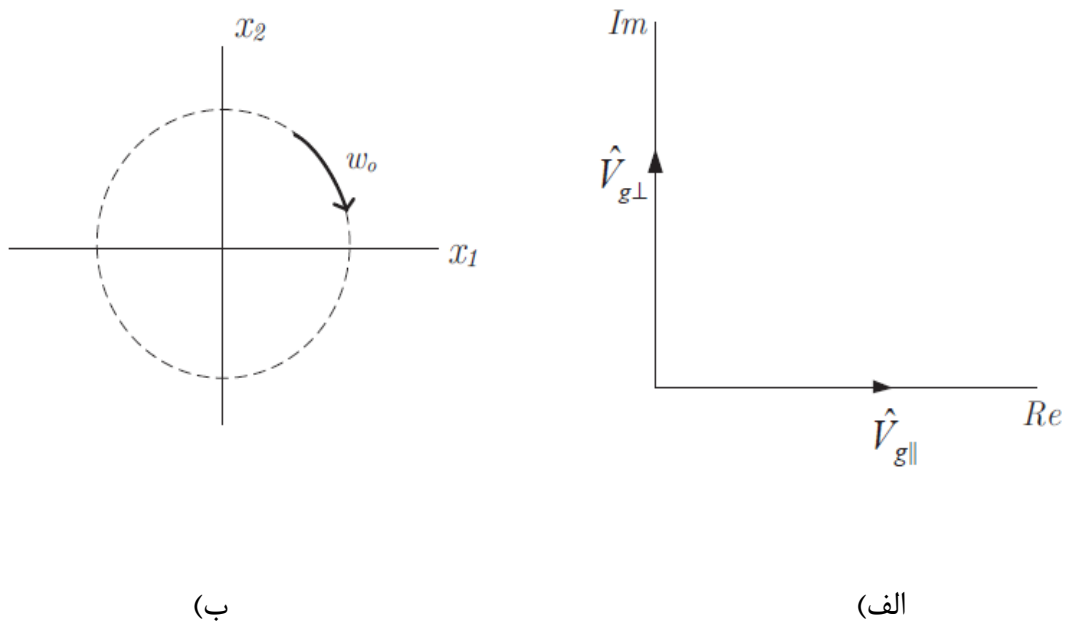
$$\begin{bmatrix} v_{g\parallel} \\ v_{g\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}^{\hat{C}} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

(۴-۱)

فضای حالت بالا از تخمین گر، مقدار  $v_g - x_1$  را بعنوان ورودی اش گرفته و  $x_1$  را بعنوان خروجی اش بعنوان عنصر موازی  $v_g$  ارائه می کند. از اینرو یک حلقه فیدبک در شکل ۴-۲ بیان شده است که خروجی  $x_1$  به ردیابی  $v_g$  می پردازد.

سیگنال مرجع این حلقه کنترلی  $v_g$  است و یک سیگنال سینوسی در فرکانس شبکه  $\omega_g$  تنظیم می گردد. ماتریس حالت  $\hat{A}$  بیانگر یک تخمین گر ولتاژ شبکه است که بروی  $\omega_g$  تنظیم می گردد. مولفه  $k_{sync}$  مقدار دمیینگ را برای اسیلاتور معرفی می کند که پهنای باند تخمین گر را گسترده کرده و بهره را در  $\omega_g$  کاهش می دهد. در نتیجه  $x_1$  به ردیابی  $v_g$  در فرکانس اصلی خواهد پرداخت

درحالیکه دیگر هارمونیک های ظاهر شده در ولتاژ شبکه را حذف می کند. از اینرو ما  $\gamma_1$  را بعنوان مولفه  $v_{g||}$  معرفی میکنیم تا همگرایی خود را با ولتاژ شبکه نشان دهد و  $\gamma_2$  را بعنوان مولفه  $v_{g\perp}$  مشخص می کنیم تا مولفه قائم ولتاژ شبکه را نشان دهد. خط سیر حالت و دیاگرام فازور ولتاژ پیک در شکل ۳-۴ نمایش داده شده است.



شکل ۳-۴: الف) خط سیر حالت تخمین گر، ب) دیاگرام فازور ولتاژ پیک از تخمین گر ورودی و خروجی.

فرم فضای حالت ارائه شده فرمول ۴-۱ را می توان بصورت فرم استاندارد ۴-۲ دوباره نویس کرد که در اینجا  $v_g$  بعنوان ورودی تخمین گر بوده و خروجی ها همان عناصر موازی و قائم می باشند.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -k_{sync} & \omega_o \\ -\omega_o & 0 \end{bmatrix}}^A \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \overbrace{\begin{bmatrix} k_{sync} \\ 0 \end{bmatrix}}^B (v_g)$$

$$\begin{bmatrix} v_{g\parallel} \\ v_{g\perp} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}^C \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

(۴-۲)

۴-۱-۲ شبیه سازی تخمین گر ولتاژ شبکه

تاکنون رفتار سنکرون ساز شبکه با توجه به پاسخ در حوزه زمان و فرکانس بررسی شد.

اولاً، ترسیم بد از هر خروجی در شکل ۴-۴ نشان داده شده است. در شکل (الف)؛ پاسخ  $\frac{v_{g\parallel}(j\omega)}{v_g(j\omega)}$  دارای

اندازه 0db و فاز ۰ درجه از فرکانس اصلی شبکه می باشد و اعوجاج هر فرکانس دیگر را فیلتر می کند. در

شکل (ب)؛ پاسخ  $\frac{v_{g\perp}(j\omega)}{v_g(j\omega)}$  نیز اندازه را در 0db نگه میدارد اما فقط اعوجاج های حاصل از فرکانس های

بالا را فیلتر می کند. این درحالی است که فاز پاسخ  $\frac{v_{g\perp}(j\omega)}{v_g(j\omega)}$ ، ۹۰ درجه از  $v_g$  اختلاف دارد. همچنین

از شکل ۴-۴ می توان دید که هرچه مقدار  $k_{sync}$  بیشتر شود، سنکرون ساز کمتر به تغییرات فرکانس

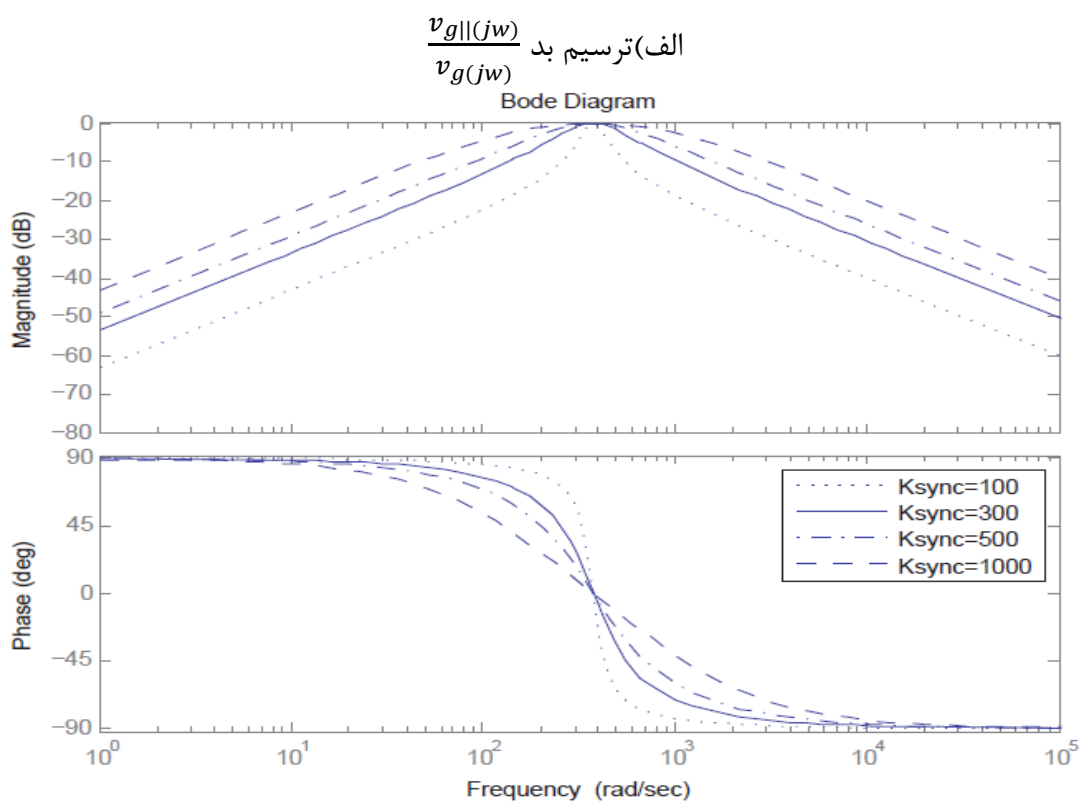
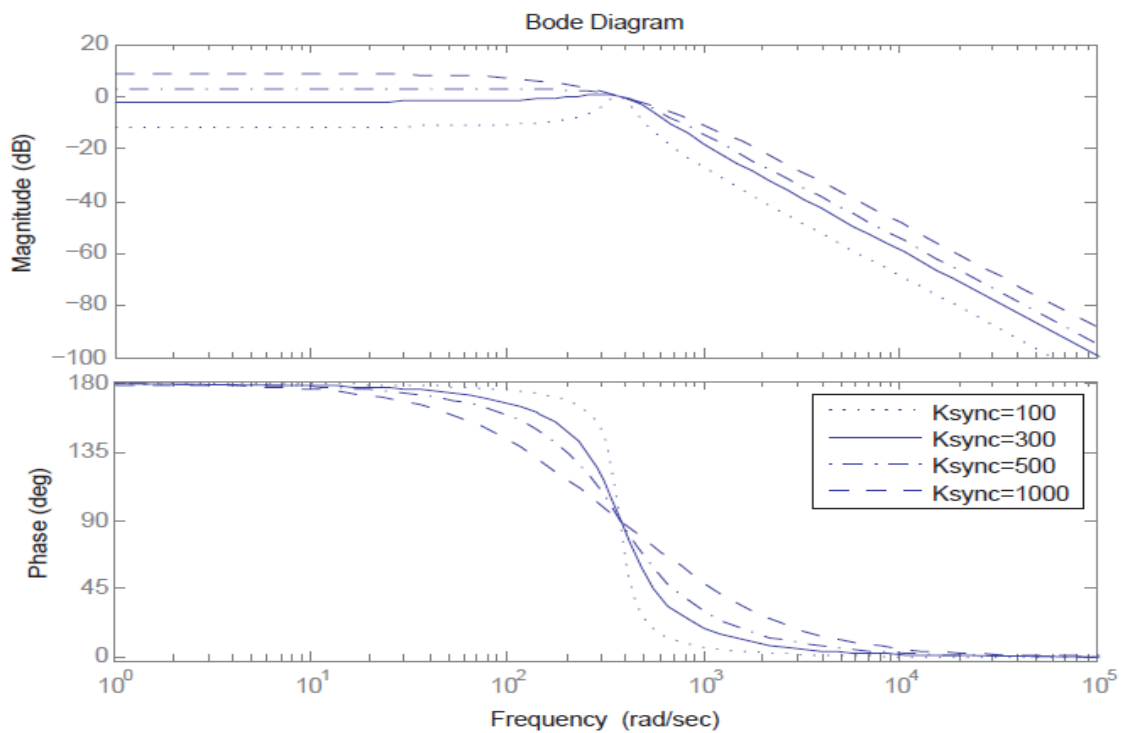
اصلی شبکه حساسیت نشان می دهد. علاوه براین، هرچه مقدار  $k_{sync}$  بالاتر میرود پهنای باند کنترل

کننده گسترده تر می گردد.

علاوه براین ما پاسخ های تخمین گر شبکه را نسبت به ورودی که شامل هارمونیک و تغییرات فرکانسی

هیتند بررسی می کنیم. شکل ۴-۵ نشانگر شبیه سازی درحوزه زمان بوده و بدترین حالت تغییرات

فرکانسی شبکه را نشان میدهد.



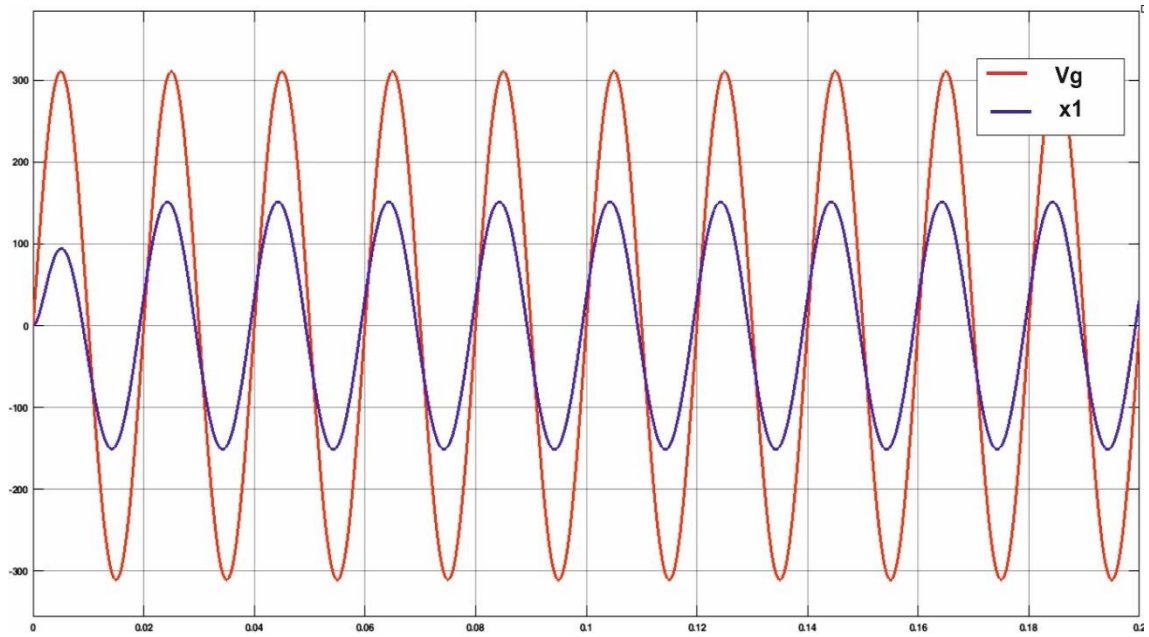
شکل ۴-۴: ترسیم بد مولفه های  $\frac{v_{g||}(j\omega)}{v_g(j\omega)}$  و  $\frac{v_{g-}(j\omega)}{v_g(j\omega)}$ .



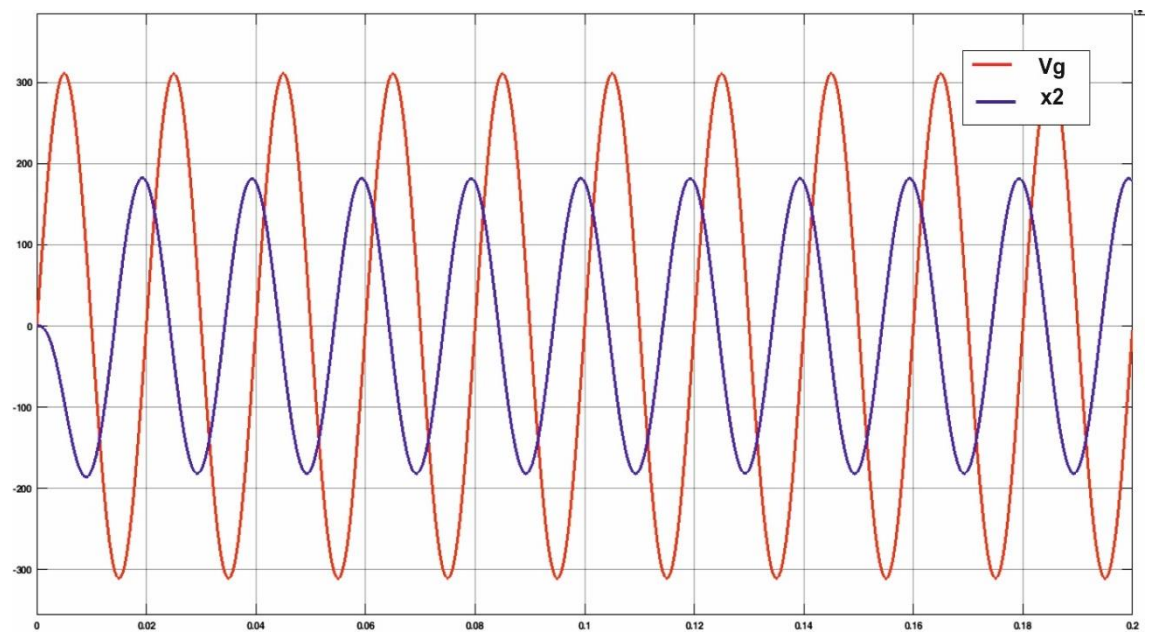
که بدترین حالت هارمونیک ها براساس استاندارد IEEE در ولتاژ شبکه زمانی اتفاق میوفتد که ولتاژ شبکه ۳٪ از ولتاژ اصلی در هر هارمونیک را با یک درصد ۵٪ از تغییر هارمونیک کلی (THD<sup>18</sup>) بخود بگیرد. براساس فرکانس کاری ما که ۵۰ هرتز است، بدترین فرکانس شبکه ولتاژ 59.3 هرتز می باشد. اساساً هارمونیک هایی که در ولتاژ شبکه ظاهر می شوند، هارمونیک های مرتبه فرد هستند چون ما در سیستم از تریزیستور پل و دیود استفاده کرده ایم. هارمونیک هتیی که مضرب ۳ هستند در شبکه ظاهر می شوند و از اینرو در شبیه سازی ها بدترین درصد از کمترین مرتبه هارمونیک را در نظر گرفته و وارد کنترل کننده می کنیم تا بدترین حالت از THD اتفاق بیوفتد. سرانجام فرکانس داخلی تنظیم گر از تخمین گر ولتاژ شبکه  $\omega_0$  در حدود 377 (50 هرتز) انتخاب می گردد. در شکل ۴-۵، حالت گذرای هر متغیر حالت از تخمین گر در حوزه زمان نشان داده شده اند که نتایج بیانگر تفاوت حالات بیان شده می باشند.

---

<sup>18</sup> Total Harmonic Distortion



الف) پاسخ حوزه زمانی  $x_1$  در مقابل  $v_g$ .



ب) پاسخ حوزه زمانی  $x_2$  در مقابل  $v_g$ .

شکل ۴-۵: پاسخ حوزه زمان از متغیرهای حالت تخمین گر.

۴-۲ شناساگر دامنه ولتاژ شبکه

شناساگر دامنه ولتاژ شبکه باید دامنه ولتاژ شبکه را تایین کند. این حالت بصورت زیر بیان میگردد:

$$\hat{V}_g = \sqrt{v_{g\parallel}^2 + v_{g\perp}^2} \quad (4-3)$$

گزینه دیگر در شناسایی دامنه استفاده از چک کردن پیک ولتاژ شبکه یا تایین پیک خروجی تخمین گر ولتاژ شبکه می باشد. هر دو روش از ریشه مزدوج بهره می جویند که مورد آخری بعلت فیلتر کردن تخمین گر ولتاژ شبکه کاربردی تر است و می تواند هارمونیک ها را فیلتر کند پس تایین پیک خروجی تخمین گر صحیح تر از خود ولتاژ شبکه است.

۳-۴ تولید جریان مرجع سنکرون شده  
 زمانیکه  $v_{g\parallel}$  و  $v_{g-}$  از طریق تمینگر ولتاژ شبکه بدست آمدن و توانستیم  $\hat{V}_g$  از شناساگر دامنه بدست آوریم، امکان کنترل فاز جریان مرجع سنکرون شده حاصل می شود. ازاینرو، با ارائه عناصر موازی وقائم حاصل از جریان مرجع شبکه، ( $i_{g\parallel}^{ref}$  و  $i_{g-}^{ref}$ ) یک سیگنال مرجع جریان سنکرون شده را می توان توسط معادله زیر بدست آورد [21]:

$$i_g^{ref} = \frac{i_{g\parallel}^{ref} v_{g\parallel} + i_{g\perp}^{ref} v_{g\perp}}{\hat{V}_g} \quad (4-4)$$

از آنجاییکه عنصر موازی جریان مرجع با ولتاژ شبکه هم راستا است، پس این قسمت از جریان کنترل کننده جریان توان راکتیو شبکه است. ازسوی دیگر چون عنصر افقی از جریان مرجع به اندازه ۹۰ درجه از ولتاژ شبکه اختلاف دارد پس این قسمت کنترل کننده جریان توان راکتیو شبکه است. ازاینرو ورودی

های  $i_{g\parallel}^{ref}$  و  $i_{g-}^{ref}$

را بعنوان ورودی های کنترلی برای توان اکتیو و راکتیو در نظر می گیریم.

۴-۴ استخراج مدل میانگین کلی از سیگنال مورد نظر متغیر با زمان برای شروع یک متغیر AC را در نظر بگیرید که شامل هارمونیک ها و توابع پایه ای است. ما می توانیم ترکیبی یکسان بر اساس هارمونیک این شکل موج متغیر با زمان ایجاد کنیم که بعنوان تابعی از زمان بشمار می آید.

$$y(t) \approx \langle y \rangle_1 e^{j\omega t} + \langle y \rangle_{-1} e^{-j\omega t}, \quad (4-5)$$

که میتواند بصورت زیر ارائه گردد

$$y(t) \approx 2 [\operatorname{Re}(\langle y \rangle_1) \cos \omega t - \operatorname{Im}(\langle y \rangle_1) \sin \omega t] \quad (4-6)$$

که برای سادگی فرض می کنیم که  $x_1 = \operatorname{Re}(\langle y \rangle_1)$  و  $x_2 = \operatorname{Im}(\langle y \rangle_1)$  باشند. معادله (۴-۶) بصورت زیر دوباره نویسی می شود.

$$y(t) \approx 2(x_1 \cos \omega t - x_2 \sin \omega t) \quad (4-7)$$

معادله بالا مسیری ارائه می کند که توسط آن می توان قسمت های حقیقی و موهومی را از هارمونیک اول سیگنال مدنظر استخراج کرد. با توجه با معادله (۴-۷) می توانیم قسمت های محومی و واقعی را از هارمونیک اول سیگنال  $y$  استخراج کرد. باید اشاره کرد که مدل ارائه شده در قسمت بعد برای تمام هارمونیک ها قابل استفاده است.

$$x_1 = \operatorname{Re}[y] \quad 1-4-4$$

معادله (۴-۷) به  $\cos \omega t$  ضرب می شود که در واقع مضرب حقیقی یک شکل موج به شمار می آید. بعد از ارائه تبدیلات پایه ای به مفهوم زیر دست می یابیم.

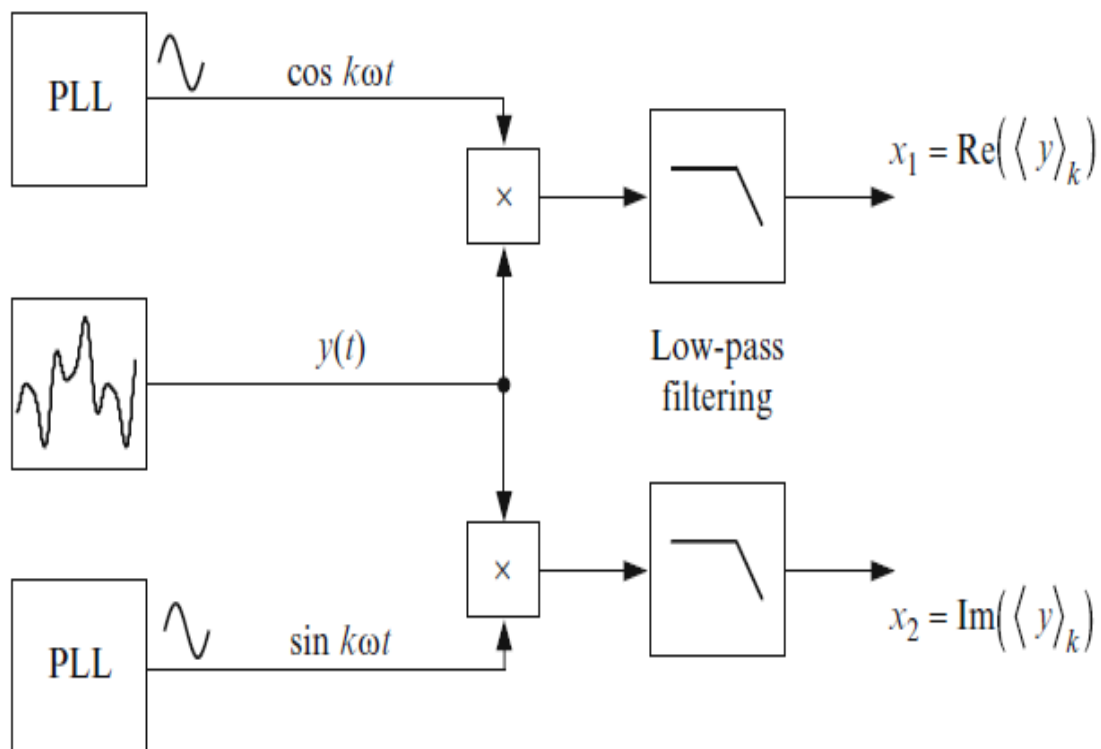
$$y(t) \cdot \cos(\omega t) = \underbrace{x_1}_{\text{DC term}} + \underbrace{x_1 \cos 2\omega t - 2x_2 \sin \omega t \cos \omega t}_{\text{AC term}} \quad (4-8)$$

که در اینجا دو عنصر مشخص شناسایی شده اند؛ یک مولفه DC و یک عنصر ۲ پالسی AC.

در راستای استخراج  $x_1$  باید سیگنال  $y(t) \cdot \cos \omega t$  را از یک فیلتر پایین گذر رد کنیم تا عنصر AC را بدون تاثیر گذاری بر دینامیک های عنصر پیوسته حذف کند. البته تاخیر فیلترینگ را باید در نظر گرفت.

۴-۴-۲ استخراج قسمت موهومی،  $x_2 = \text{Im}[y]$  در این حالت شکل موج مدنظر در  $\sin \omega t$  ضرب خواهد شد.

به این نحوه جداسازی قسمت موهومی و واقعی - حالت دمودلاسیون گفته می شود که روش کلی کار در شکل (۳-۴) ارائه شده است.



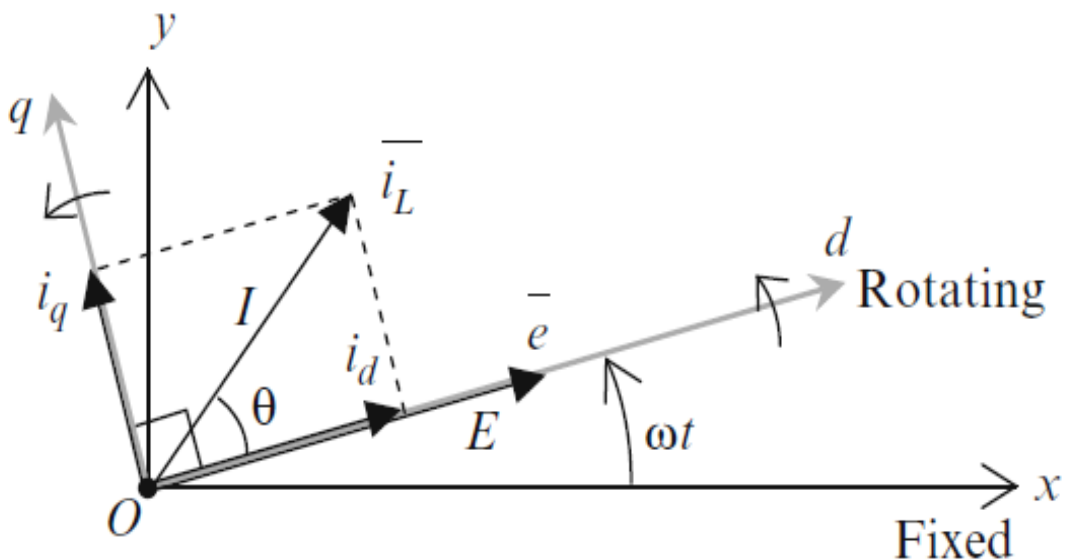
شکل ۴-۶: مثالی از استخراج قسمت حقیقی و واقعی از یک سیگنال متغیر با زمان

۴-۵ استفاده از مدل میانگین کلی برای بیان عناصر اکتیو و راکتیو از متغیرهای AC هدف ما در این پایان نامه استخراج عناصر اکتیو و راکتیو جریان مرجع و اعمال آنها به تخمین گر ولتاژ شبکه می باشد بهمین خاطر باید حالت  $d-q$  معرفی گردد که در اینجا بجای استفاده از عناصر اکتیو و راکتیو از  $i_d, i_q$  استفاده می کنیم. از اینرو با توجه به اینکه جریان مرجع  $m$  تغییرات سینوسی از پالس دهی  $\omega$  دارد و رابطه زیر برای این جریان ارائه می گردد.

$$i_L = 2(x_1 \cos \omega t - x_2 \sin \omega t) \quad (4-3)$$

با توجه به اینکه  $(i_L)_1 = x_1 + jx_2$  می باشد. برای اینکه جریان را در فرمت  $d-q$  بنویسیم به دیاگرام فازور شکل (۴-۴) رجوع می کنیم با توجه به این دیاگرام می توانیم فرم کلی جریان را بصورت زیر ارائه کنیم که ما برای مثال جریان متغیر با زمان سلف را در نظر گرفته ایم.

$$i_L = i_d \sin \omega t + i_q \sin (\omega t + \pi/2) = i_d \sin \omega t + i_q \cos \omega t \quad (4-4)$$

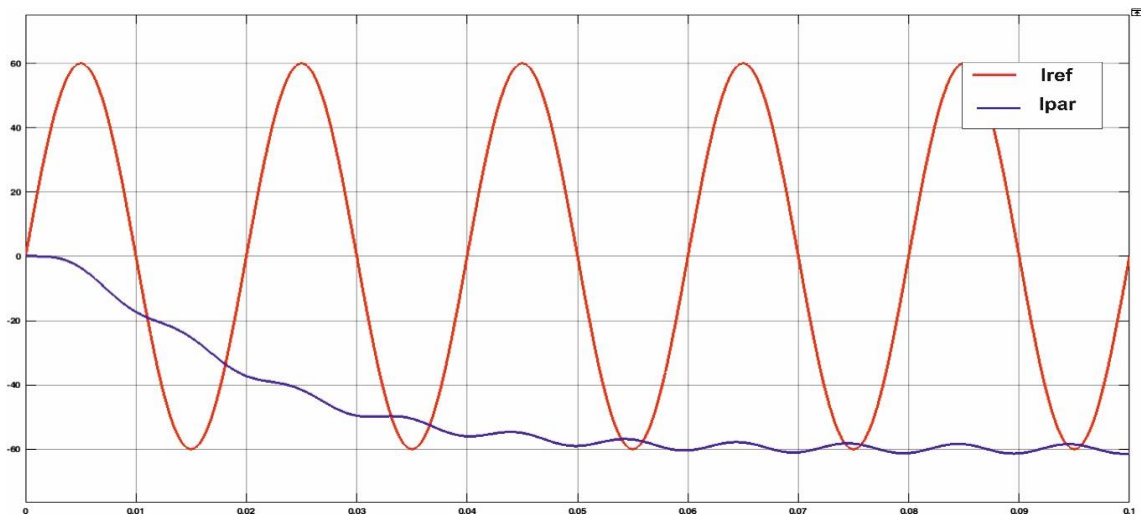


شکل ۴-۷: دیاگرام فازور معرفی کننده فرم  $d-q$

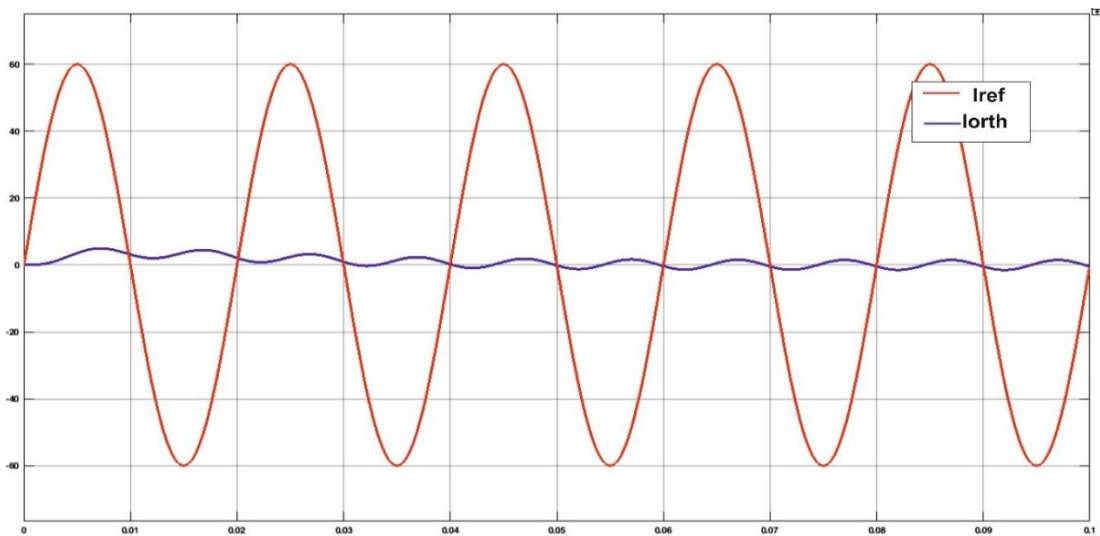
با شناسایی ترم های آنالوگ معادلات (۴-۳) و (۴-۴) می توانیم به روابط زیر دست یابیم.

$$\begin{cases} i_d = -2x_2 \\ i_q = 2x_1 \end{cases} \quad \text{یا} \quad \begin{cases} x_1 = \frac{i_q}{2} \\ x_2 = -\frac{i_d}{2} \end{cases} \quad (4-4)$$

که ما در اینجا مولفه موازی یعنی  $i_{g||}^{ref}$  را بعنوان مولفه راکتیو در نظر گرفته و نیز  $i_{g-}^{ref}$  را به عنوان مولفه افقی و اکتیو در نظر می گیریم. با در نظر گرفتن مباحث گفته شده فاکتورهای اکتیو و راکتیو جریان مرجع بصورت شکل (۴-۶) ارائه می شوند:



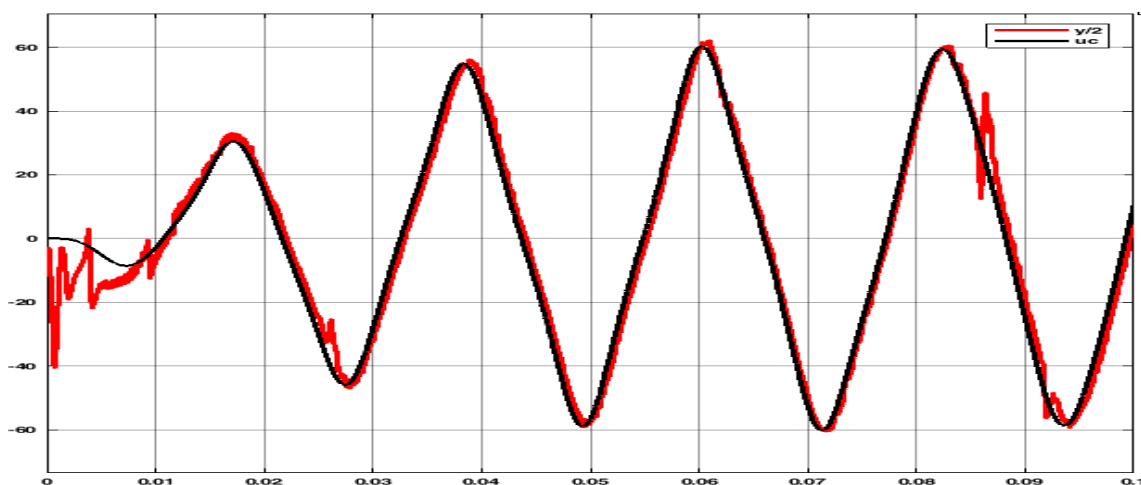
الف) مولفه  $i_{g||}^{ref}$  در مقابل جریان مرجع ورودی



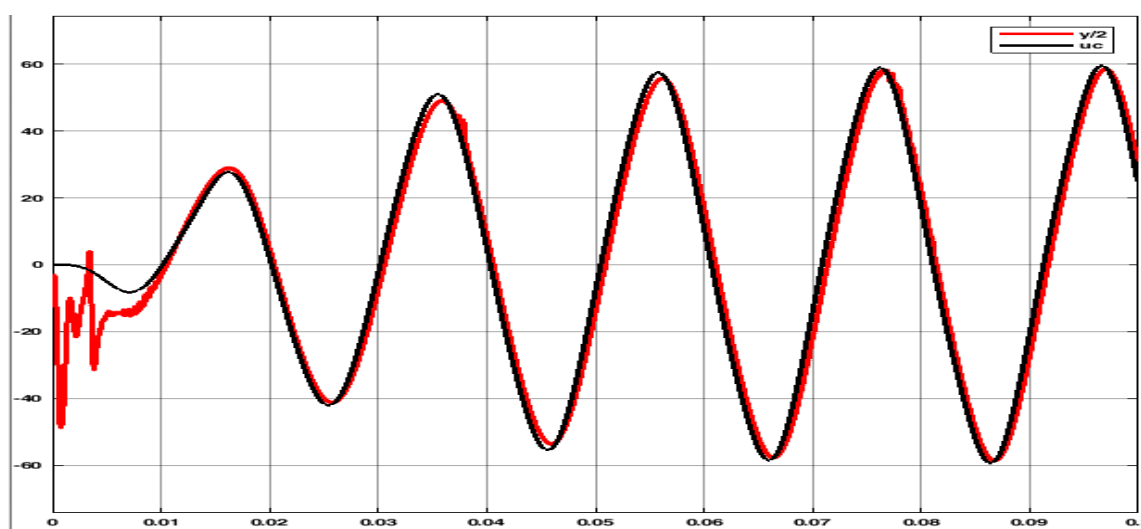
ب) مولفه  $i_{g-}^{ref}$  در مقابل جریان مرجع ورودی

شکل ۸-۴: مولفه های  $i_{g-}^{ref}$  و  $i_{g||}^{ref}$  از جریان ورودی.

باتوجه به به محاسبه عناصر افقی و موازی از جریان مرجع و ولتاژ شبکه حال می توانیم کنترل کننده را بصورت کامل ارائه کنیم که شکل (۷-۴) میزان ردیابی ورودی سیگنال کنترلی را توسط خروجی نمایش می دهد.

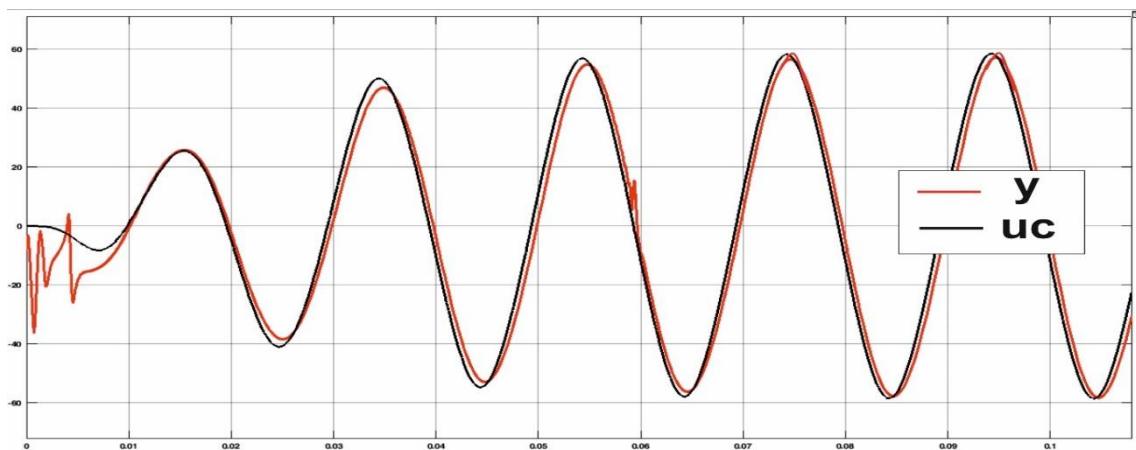


الف) فرکانس ۴۵ هرتز

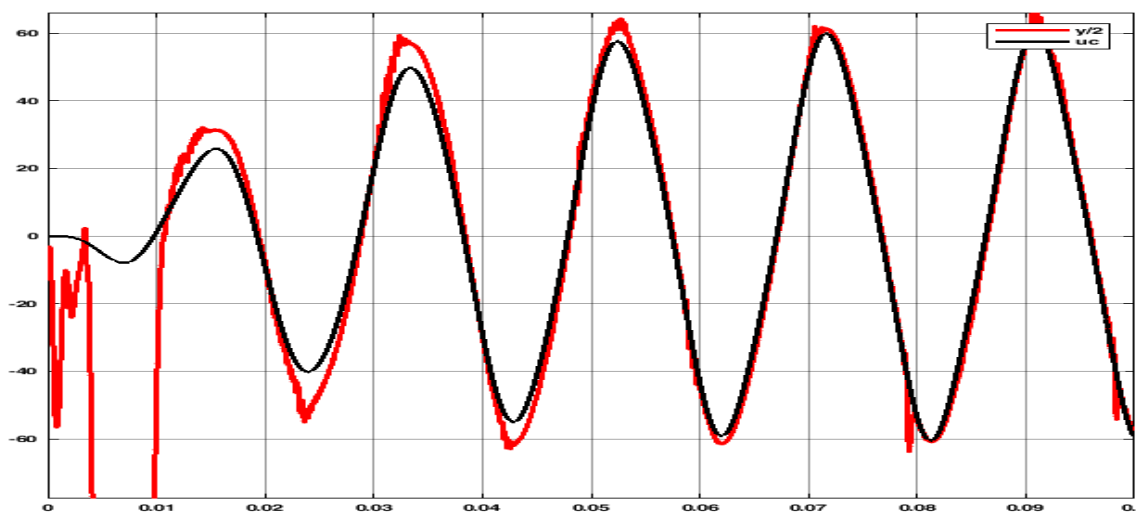


ب) فرکانس ۴۸ هرتز

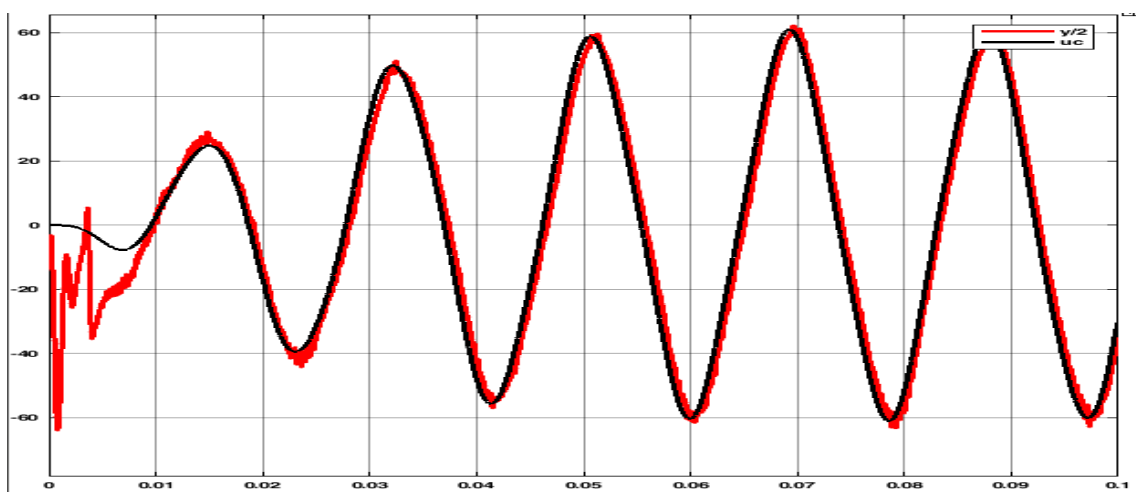




ج) فرکانس ۵۰ هرتز



د) فرکانس ۵۲



ه) فرکانس ۵۵

شکل ۹-۴: ردیابی ورودی سیگنال مرجع کنترلی توسط خروجی.

جدول (۴-۱) نشان دهنده میزان تضعیف هارمونیکی ( $THD$ ) در فرکانس های مختلف را نشان میدهد که باید اشاره کرد که فرکانس کاری خود سیستم ۵۰ هرتز می باشد.

جدول ۴-۱: درصد های  $THD$  در اختلاف فرکانس های مختلف.

مقدار $THD$ به درصد	فرکانس شبکه مورد اتصال به سیستم
۲,۵۶٪	۴۵ هرتز
۲,۱۲٪	۴۸ هرتز
۱,۰۲٪	۵۰ هرتز
۲,۵۰۱٪	۵۵ هرتز
۳,۵۶٪	۵۹ هرتز

بطور کلی مقدار  $THD$  کمتر از ۴٪ عملکرد خوب بحساب می آید که از جدول (۴-۱) مشخص است که هرچقدر اختلاف فاز بین شبکه و سیستم بیشتر می گردد میزان  $THD$  کنترل کننده هم بدتر می شود.

۴-۶ بحث در قبال روش سنکرون ساز ارائه شده

روش سنکرون ساز شبکه ارائه شده دارای دو مزیت اصلی است: اولاً، در مقایسه با روش های سنکرون ساز قدیمی تکفاز که در آن  $Vg(t)$  بسادگی برای سنکرون سازی موازی کپی می شود؛ روش ارائه شده نه تنها یک سیگنال فیلتر شده همفاز با ولتاژ شبکه ایجاد می کند بلکه همچنین یک عنصر تنظیم شده موازی از ولتاژ شبکه ایجاد می کند که میتواند برای تولید توان راکتیو مرجع به اینورتر استفاده شود.

از اینرو، اینورتر قادر است تا توانی راکتیو جاری را کنترل کنند که تنها توان اکتیو را انتقال می دهد که این امر بخاطر ناتوانی آن در تولید دوباره عنصر قائم از جریان مرجع است.

ثانیا، سیستم دیگر که از فرم سنکرونی  $PLL$  استفاده می کنند که نیاز دارند تا با فاز قفل شوند که این خود نیازمند تشخیص ولتاژ عبوری صفر برای رست کردن انتگرال گیر بوده و نیز باید از انتقالات  $d-q$  استفاده شود که نیازمند محاسبات سینوسی و کسینوسی می باشد. این دو مورد می تواند باعث افزایش پیچیدگی اجرای مدل سنکرون ساز در فرآیند دیجیتال گردد. از طرف دیگر، سنکرون ساز شبکه ارائه شده تنها از ماتریس حالت دو به دو استفاده میکند ال عناصر موازی وقائم را تولید کند پس این روش محاسبات را به شدت کاهش میدهد. از معایب این روش به نیاز داشتن به ریشه مزدوج اشاره می گردد که خوشبختانه برای تصحیح ای نمشکل می توان از الگوریتم ریشه مزدوج فرآیند استفاده کرد. روش دیگر برای تصحیح این مشکل می تواند تشخیص پیک خروجی تخمین گر باشد که در راستای حذف محاسبات ریشه مزدوج استفاده می گردد.



فصل پنجم:

---

## نتیجه‌گیری و پیشنهادات

---

## ۵-۱ نتیجه‌گیری

در این پایان‌نامه با استفاده از کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم، سیستم مبدل اینورتر، کنترل‌شده است. براساس شبیه‌سازی‌ها نشان داده شده که کنترل‌کننده تطبیقی خودتنظیم‌گر به تنهایی و بدون اتصال به شبکه یعنی اغتشاش و بدون اعمال هیچ نویزی به سیستم بخوبی می‌تواند ورودی مرجع را دنبال کند اما با اتصال سیستم به شبکه و اعمال اغتشاش به کنترل‌کننده دیگر کنترل‌کننده تطبیقی خالص جواب‌گو نیست و ما به دنبال طراحی کنترل‌کننده تطبیقی مقاوم می‌رویم که در این راستا از کنترل‌کننده خاصی بنام کنترل‌کننده تطبیقی خودتنظیم مقاوم بدون حذف صفر استفاده کردیم که با توجه به شبیه‌سازی‌ها در مقابل اغتشاش و نویز ردیابی خوبی از خود نشان داده است. از طرف دیگر به علت اتصال سیستم به شبکه امکان دارد تاسیستم با شبکه اختلاف فاز داشته باشد که این مسئله توسط روش سنکرون ساز شبکه کنترل شده است که این روش مبتنی بر استخراج عناصر موازی و افقی ولتاژ شبکه و جریان مرجع است که بجای استفاده از محاسبات پیچیده از یک ماتریس دو در دو برای اینکار استفاده می‌کند که نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌ها برای فازهای مختلف نشان می‌دهد که کنترل‌کننده بخوبی عمل می‌کند.

## ۵-۲ پیشنهادات

در این پایان‌نامه با توجه به تجربه‌ای که کسب شده است. پیشنهاداتی را به صورت زیر ارائه داده می‌شود:

۱. استفاده از روش‌های شناسایی مرتبه کسری برای افزایش دقت و کاهش مرتبه سیستم.
۲. پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های  $FOPID^{19}$  که درجه آزادی بیشتری نسبت به حالت معمولی در کنترل سیستم‌ها دارند.
۳. روش‌های دیگر برای مقاوم کردن الگوریتم کنترل تطبیقی استفاده شود.

---

<sup>19</sup> Fractional order proportional - integral - derivative

1. Galarza-Quirino, R. and J. Leyva-Ramos, *Multiloop controller design for a quadratic boost converter*. IET Electric Power Applications, 2007. 1(3): p. 362-367.
- ۲- کمالی، و. کنترل مقاوم  $H$  برای مبدل  $SEPIC$  در کاربردهای فتوولتائیک. ۱۳۹۴.
3. Montagner, V. and L. Peres.  $H_{\infty}$  control with pole location for a DC-DC converter with a switched load. in *Industrial Electronics, 2003. ISIE'03. 2003 IEEE International Symposium on*. 2003. IEEE.
- ۴- مؤمنی، ح. س. ح. ثانی، ارائه روش جدید در طراحی کنترل گر تطبیقی مقاوم برای سیستم‌های تأخیردار. مجله کنترل جلد ۲، شماره ۲، ۱۳۸۷.
5. Chaves, Eric N., et al. "Design of an internal model control strategy for single-phase grid-connected PWM inverters and its performance analysis with a non-linear local load and weak grid." *ISA transactions* 64 (2016): 373-383.
6. Li S, Fu X, Ramezani M, Sun Y, Won H. A novel direct-current vector control technique for single-phase inverter with L, LC and LCL filters. *Electr Power Syst Res* 2015; 125:235-44.
7. Zong, Xiangdong. *A single phase grid connected DC/AC inverter with reactive power control for residential PV application*. University of Toronto, 2011.
8. Teodorescu, Remus, et al. "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters." *IEE Proceedings-Electric Power Applications* 153.5 (2016): 750-762.
9. Roshan, Arman. *A dq rotating frame controller for single phase full-bridge inverters used in small distributed generation systems*. Diss. Virginia Tech, 2017.
10. Ahmed, Faisal Mahmood. "Estimated Droop Control for Parallel Connected Voltage Source Inverters: Stability Enhancement." (2013).
11. Venkatanarayanan, S. and M. Saravanan. *Control of SEPIC converter using neural network tuned PI controller*. in *Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on*. 2013. IEEE.

12. Venkatanarayanan, S. and M. Saravanan. *Control of SEPIC converter using neural network tuned PI controller*. in *Power, Energy and Control (ICPEC), 2013 International Conference on*. 2013. IEEE.
13. Li, W. and X. He, *Review of nonisolated high-step-up DC/AC converters in photovoltaic grid-connected applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011. **58**(4): p. 1239-1250.
14. Newlin, D.J.S. R. Ramalakshmi, and S. Rajasekaran. *A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application*. in *Green High Performance Computing (ICGHPC), 2013 IEEE International Conference on*. 2013. IEEE.
15. Ghasemi, A. S.F. Eilaghi, and E. Adib. *A new non-isolated high step-up SEPIC converter for photovoltaic applications*. In *Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC), 2012 3rd*. 2012. IEEE.
16. Chiang, S. H.J. Shieh, and M.C. Chen, *Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009. **56**(11): p. 4344-4353.
17. Mohan, N. et al. *Restructuring of first courses in power electronics and electric drives that integrates digital control*. IEEE Transactions on power electronics, 2003. **18**(1): p. 429-437.
18. Åström, K.J. and B. Wittenmark, *Adaptive control*. 2013: Courier Corporation.
19. Lavretsky, E. and K.A. Wise, *Robust Adaptive Control*, in *Robust and Adaptive Control*. 2013, Springer. p. 317-353
20. Zong, Xiangdong. *A single phase grid connected DC/AC inverter with reactive power control for residential PV application*. University of Toronto, 2011.
21. Bacha, Seddik, Iulian Munteanu, and Antoneta Iuliana Bratcu. "Power electronic converters modeling and control." *Advanced textbooks in control and signal processing* 454 (2014): 454.



## **Abstract**

In this thesis, by using of Robust Adaptive controller a single phas full bridge inverter is controlled. Average state equations are used to model the system which is connected to the grid. The proposed inverter is using VSI source to feed the reactive power to the grid. By considering nonlinear characteristics ,noise,disturbance,input voltage variations and phase differences in connected grid,there existed some limitations for designing the controller which in this case the conventional controllers can't be useful enough. First,the indirect self tuning adaptive controller is presented and then the robust adaptive controller is designed. At the end,the synchronized method called grid synchronized is introduced which is capable of extracting parallel and orthogonal factors from grid voltage to generate the synchronized current and inject the generated current to the controller loop for controlling and tracking the grid phase connected to the inverter. based on the simulations , the effectiveness of the controllers will be shown.

**Keywords:** Robust Adaptive controller, Full bridge inverter, parametric variations, Synchronized method.



Shahrood University of Technology  
Faculty of Electrical and Robotic Engineering

M.Sc.Thesis in Control Engineering

Titel:

**Robust adaptive controller design for grid  
connected Inverter**

By:

S.Mortaza Ghamari

Supervisor:

Dr Hossein Gholizade Narm

October 2018