

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک  
پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی کنترل

کنترل مرتبه کسری اینورتر توربین بادی

نگارنده:

علی معصومی

استاد راهنما:

دکتر حیدر طوسی‌ان شاندیز

شهریور ۱۳۹۵

تقدیم به

پدر و مادر عزیزم

به پاس تعبیر عظیم و انسانی شان از کلمه ایثار و از خودگذشتگان

به پاس عاطفه سرشار و گرمای امیدبخش وجودشان که در این سردترین روزگار ان

بهترین پشتیبان است

به پاس قلب های بزرگشان که فریادرس است و سرگردانی و ترس در پناهشان به

شجاعت می گراید

و به پاس محبت های بی دریغشان که هرگز فروکش نمی کند

## تقدیر و تشکر

حمایت‌های بی‌دریغ و راهنمایی‌های ارزنده استاد گران‌قدر و دلسوز جناب آقای دکتر حیدر طوسی‌ان شاندیز، همواره شامل حال این‌جانب بوده است. لذا بر خود لازم می‌دانم سپاسگزاری صمیمانه خود را خدمت این استاد عزیز نثار کنم و سلامتی، طول عمر، موفقیت و سرفرازی ایشان را از خداوند مسئلت نمایم.

# تعهد نامه

اینجانب علی معصومی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه، کنترل مرتبه کسری اینورتر توربین بادی تحت راهنمایی دکتر حیدر طوسیان شاندیز متعهد می شوم.

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

## چکیده

امروزه با توجه به پیشرفت فن آوری و مکانیزه شدن سیستم‌های مورد استفاده، نیاز به انرژی الکتریکی روز به روز بیشتر می‌شود؛ از آنجا که منابع سوخت فسیلی در نهایت به انتها خواهد رسید و از سویی آلودگی محیط افزایش می‌یابد نیاز به انرژی‌های تجدیدپذیر حس می‌شود. یکی از انرژی‌های تجدیدپذیر، انرژی حاصل از باد می‌باشد که تقریباً به صورت مداوم در دسترس قرار دارد. استفاده از این انرژی نیازمند سیستم توربین بادی می‌باشد. از آنجایی که سیستم‌های الکتریکی مورد استفاده طبق ولتاژ و فرکانس خاصی کار می‌کنند، نیاز است توان تولید شده توسط توربین بادی کنترل شده و آن را برای سیستم مورد استفاده مهیا کند. در این پایان‌نامه یک کنترل کننده جدید با استفاده از اپراتورهای مرتبه کسری برای سیستم اینورتر سه فاز توربین بادی متصل به شبکه طراحی شده است. که برای کنترل این اینورتر از مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی، معادلات پارک و کنترل کننده مرتبه کسری استفاده شده است. با استفاده از این کنترل کننده کارایی سیستم و مقاوم بودن آن در برابر تغییر پارامترها بیشتر شده است. نتایج شبیه سازی‌های ارائه شده صحت بهبودی فوق را تأیید می‌کند.

واژگان کلیدی : توربین بادی، اینورتر متصل به شبکه، حلقه کنترل جریان، حلقه کنترل ولتاژ، کنترل کننده مرتبه کسری، کنترل کننده مرتبه صحیح.



## فهرست مطالب

فهرست شکل‌ها	ی
فهرست جداول	ل
فصل اول	۱
مقدمه	۱
۱-۱) پیشگفتار	۱
۱-۲) پیکربندی قدرت سیستم توربین بادی	۲
۱-۲-۱) مدل‌های قدرت در سیستم توربین بادی	۳
۱-۳) مروری بر پایان‌نامه	۷
فصل دوم	۹
حسابان مرتبه کسری و تنظیم کنترل کننده‌ها	۹
۲-۱) مقدمه	۹
۲-۱-۱) تابع گاما	۹
۲-۱-۲) تابع می‌تاگ-لیفلر	۹
۲-۲) مشتق و انتگرال مرتبه کسری	۱۰
۲-۲-۱) مشتق و انتگرال مرتبه کسری گرانولد-لتنیکوف	۱۰
۲-۲-۲) مشتق و انتگرال مرتبه کسری ریمان لیوول	۱۰
۲-۲-۳) مشتق مرتبه کسری کاپاتو	۱۱
۲-۳) تبدیل لاپلاس مرتبه کسری	۱۲
۲-۴) سیستم‌های دینامیک خطی مرتبه کسری	۱۲
۲-۵) پایداری سیستم‌های خطی مرتبه کسری	۱۴
۲-۵-۱) پایداری سیستم‌های LTI مرتبه کسری	۱۴
۲-۵-۲) تحلیل حوزه زمان سیستم مرتبه کسری LTI	۱۵
۲-۶) کنترل کننده PID مرتبه کسری	۱۷
۲-۷) فرایند تنظیم کنترل کننده برای سیستم مرتبه اول تاخیردار	۱۹
۲-۸) تنظیم کنترل کننده‌ها	۲۱
۲-۸-۱) طراحی کنترل کننده PID مرتبه صحیح	۲۱
۲-۸-۲) طراحی کنترل کننده PI مرتبه کسری	۲۲
۲-۸-۳) طراحی کنترل کننده PI مرتبه صحیح	۲۵
فصل سوم	۲۷
مبدل‌های DC-AC سه فاز متصل به شبکه	۲۷
۳-۱) مدل ریاضی یک مبدل DC-AC منبع ولتاژ (VSI) سه فاز متصل به شبکه	۲۷
۳-۱-۱) مدل سازی مبدل DC-AC همراه با فیلتر خروجی آن	۲۸
۳-۲) تبدیلات پایه‌ای در سیستم‌های سه فاز	۳۰
۳-۲-۱) تبدیل $\alpha\beta$	۳۰
۳-۲-۲) تبدیل پارک ( $dq$ )	۳۲
۳-۳) مدل ریاضی سیستم مبدل DC-AC توربین بادی سه فاز متصل به شبکه با استفاده از تبدیل DQ	۳۳



۳۵	..... راه انداز مبدل DC-AC
۴۰	..... همزمان سازی شبکه (۳-۵)
۴۱	..... روش عبور از صفر (۳-۵-۱)
۴۱	..... روش فیلتر کردن $dq$ و $\alpha\beta$ (۳-۵-۲)
۴۲	..... حلقه قفل کننده فاز (۳-۵-۳)
۴۵	..... فصل چهارم
۴۵	..... کنترل کسری ولتاژ و جریان مبدل DC-AC سه فاز متصل به شبکه
۴۵	..... مقدمه (۴-۱)
۴۷	..... مدل ریاضی برای سیستم مبدل DC-AC سه فاز توربین بادی متصل به شبکه (۴-۲)
۴۷	..... مدل سازی حلقه کنترل جریان (۴-۲-۱)
۵۰	..... مدل سازی حلقه کنترل ولتاژ (۴-۲-۲)
۵۳	..... طرح کامل کنترل سیستم مبدل DC-AC سه فاز توربین بادی متصل به شبکه (۴-۲-۳)
۵۴	..... نتایج شبیه سازی (۴-۳)
۵۵	..... معیارهای طراحی (۴-۳-۱)
۵۶	..... طراحی سیستم (۴-۳-۲)
۶۱	..... تنظیم کنترل کننده ولتاژ (۴-۳-۳)
۶۲	..... نتایج شبیه سازی خروجی (۴-۳-۴)
۷۱	..... فصل پنجم
۷۱	..... نتیجه گیری و پیشنهادات
۷۳	..... منابع

## فهرست شکل‌ها

- شکل (۱-۱) مجموع کل ظرفیت توربین‌های بادی نصب شده در جهان [۱] ..... ۲
- شکل (۱-۲) پیکربندی پایه یک سیستم توربین بادی [۷] ..... ۳
- شکل (۱-۳) طرح استفاده از مبدل‌های قدرت در توربین بادی ..... ۴
- شکل (۱-۴) استفاده از المان‌های مختلف در ساختمان اینورتر ..... ۵
- شکل (۱-۵) مبدل‌های توربین بادی ..... ۶
- شکل (۲-۱) ناحیه پایداری سیستم‌های مرتبه کسری متناسب [۱۸] ..... ۱۶
- شکل (۲-۲) پاسخ گذرا برای سیستم‌های مرتبه کسری با  $\alpha$  های متفاوت [۱۵] .... ۱۷
- شکل (۲-۳) محدوده پوشش کنترل کننده‌های مرتبه کسری و مرتبه صحیح ..... ۱۹
- شکل (۳-۱) شمای کنترل کننده جریان قالب همزمان سه فاز ..... ۲۷
- شکل (۳-۲) اینورتر سه فاز متصل به شبکه [۲۴] ..... ۲۸
- شکل (۳-۳) (a) شکل گرافیکی تبدیل  $\alpha\beta$  (b) مقایسه بین تبدیل  $\alpha\beta$  و تبدیل پارک در مختصات کارتیزین (c) نمایش گرافیکی قالب همزمان [۲۵] ..... ۳۲
- شکل (۳-۴) طرح مدولاسیون بردار فضایی [۲۵] ..... ۳۷
- شکل (۳-۵) ایجاد بردار مرجع ولتاژ با SVM [۲۵] ..... ۳۹
- شکل (۳-۶) روش همزمان سازی با استفاده از تبدیل  $\alpha\beta$  و  $dq$  [۳۱] ..... ۴۲
- شکل (۳-۷) طرح حلقه قفل کننده فاز [۳۱] ..... ۴۳
- شکل (۴-۱) شمای کنترل اینورتر منبع ولتاژ سه فاز متصل به شبکه [۳۲] ..... ۴۶
- شکل (۴-۲) استراتژی کنترل قالب همزمان ..... ۴۸
- شکل (۴-۳) شماتیک حلقه کنترل جریان ..... ۴۹
- شکل (۴-۴) شماتیک ساده شده حلقه کنترل جریان ..... ۴۹
- شکل (۴-۵) شماتیک حلقه کنترل ولتاژ ..... ۵۰
- شکل (۴-۶) مقایسه پاسخ فرکانسی بین تابع تبدیل اصلی حلقه بسته کنترل ولتاژ و تابع تبدیل حلقه بسته کنترل ولتاژ مرتبه کاهش یافته با کنترل کننده  $PI$  مرتبه کسری ..... ۵۱
- شکل (۴-۷) نمای حلقه‌های کنترل جریان و ولتاژ ..... ۵۳

- شکل (۴-۸) نمای کلی سیستم توربین بادی..... ۵۴
- شکل (۴-۹) زیر سیستم کنترل اینورتر سمت شبکه..... ۵۵
- شکل (۴-۱۰) نمودار حاشیه فاز بر حسب ضریب میرایی در سیستم مرتبه دوم... ۵۶
- شکل (۴-۱۱) روش گرافیکی برای یافتن  $\lambda$  و  $k_i$  کنترل کننده PI مرتبه کسری. ۵۸
- شکل (۴-۱۲) نمودار بودی سیستم کنترل شده با استفاده از کنترل کننده های PI مرتبه صحیح و مرتبه کسری..... ۵۹
- شکل (۴-۱۳) مقایسه پاسخ زمانی بین دو کنترل کننده..... ۶۰
- شکل (۴-۱۴) مقایسه مقاوم بودن بین دو کنترل کننده..... ۶۰
- شکل (۴-۱۵) روش گرافیکی برای یافتن  $\lambda$  و  $k_i$  کنترل کننده PI مرتبه کسری. ۶۲
- شکل (۴-۱۶) نمودار بودی ولتاژ کنترل شده سیستم..... ۶۲
- شکل (۴-۱۷) سیگنال تصادفی به عنوان سرعت باد..... ۶۳
- شکل (۴-۱۸) ولتاژ لینک DC با کنترل کننده IOPI..... ۶۴
- شکل (۴-۱۹) ولتاژ لینک DC با کنترل کننده FOPI..... ۶۴
- شکل (۴-۲۰) توان اکتیو و راکتیو با کنترل کننده IOPI..... ۶۵
- شکل (۴-۲۱) توان اکتیو و راکتیو با کنترل کننده FOPI..... ۶۵
- شکل (۴-۲۲) تحلیل فوریه ولتاژ خروجی با استفاده از کنترل کننده IOPI..... ۶۶
- شکل (۴-۲۳) تحلیل فوریه ولتاژ خروجی با استفاده از کنترل کننده FOPI..... ۶۷
- شکل (۴-۲۴) تحلیل فوریه جریان خروجی با استفاده از کنترل کننده IOPI..... ۶۷
- شکل (۴-۲۵) تحلیل فوریه جریان خروجی با استفاده از کنترل کننده FOPI..... ۶۸
- شکل (۴-۲۶) شکل موج جریان و ولتاژ خروجی با استفاده از کنترل کننده IOPI..... ۶۸
- شکل (۴-۲۶) شکل موج جریان و ولتاژ خروجی با استفاده از کنترل کننده FOPI..... ۶۹

## فهرست جداول

- جدول (۲-۱) پاسخ گذرای سیستم‌های مرتبه کسری LTI [۱۵] ..... ۱۶
- جدول (۳-۱) زمان‌بندی مدولاسیون بردار فضایی [۲۹] ..... ۳۹
- جدول (۴-۱) تغییرات بالازدگی در مقابل تغییرات بهره حلقه باز ..... ۶۱

# فصل اول

## مقدمه

### ۱-۱) پیشگفتار

امروزه مقدار زیادی از توان تولیدی در مواردی همچون گاز، نفت، زغال سنگ و انرژی هسته‌ای متمرکز شده است. برق تولید شده به وسیله خطوط انتقال ولتاژ بالا به سراسر کشور انتقال داده می‌شود. اقتصاد کشورها دهه‌هاست که به نیروگاه‌های تولید توان متکی است اما مسائلی از قبیل انتشار گازهای گلخانه‌ای، کمبود منابع سوختی و قابل اطمینان شرایط را تغییر داده است.

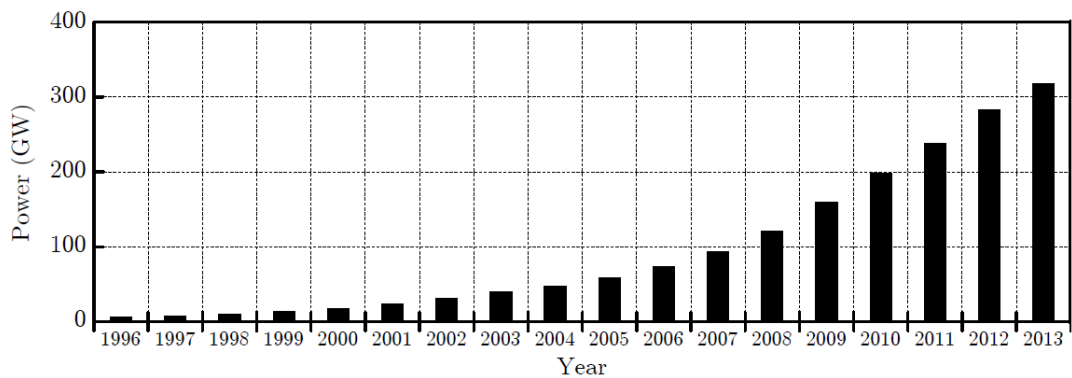
بسیاری از نیروگاه‌های بزرگ معمولاً در مناطقی دور از مناطق پرجمعیت ساخته می‌شوند، بسیاری از نیروگاه‌ها، نیروگاه‌های سیکل ترکیبی هستند که منبع سوخت اصلی آنها زغال سنگ است.

در سال‌های اخیر تقاضا برای استفاده از توان الکتریکی افزایش یافته است، که این افزایش تقاضاها مستلزم تعویض تجهیزات قدیمی نیروگاه‌ها و یا افزایش تجهیزات آنها است. اما روش‌های جایگزینی جهت تولید برق از قبیل استفاده از توربین‌های بادی، پنل‌های خورشیدی در مناطق مسکونی توصیه شده است [۱].

بنابراین نیاز استفاده از انرژی‌های پاک یک امر ضروری است. مقدار توربین‌های بادی نصب شده نشانه خوبی از محبوبیت استفاده از این ابزار و تولید پراکنده است. در شکل (۱-۱) می‌توان روند افزایشی از توان تولیدی توسط توربین‌های بادی را در کل جهان مشاهده کرد [۲]. تقریباً یک سوم توربین‌های بادی نصب شده در سال ۲۰۱۳ در چین و حدود یک دهم آن در آلمان است.

اتصال توربین بادی به شبکه موضوعی حساس است. در حقیقت توان تصادفی تولید شده توسط توربین‌های بادی می‌تواند مشکلاتی را به خطوط انتقال طراحی شده برای توان ثابت و یا پایداری سیستم قدرت به وجود آورد. این موضوع مهم نگرانی‌های مربوط به افزایش تزریق انرژی بادی به سیستم‌های

قدرت را توجیه می‌کند [۳]. یک راه برای حل این مشکل استفاده از ذخیره کننده انرژی مناسب است. اگرچه این راه فعلا عملی نیست اما سناریویی برای سیستم‌های قدرت آینده است [۴]. از طرف دیگر افزایش استفاده از الکترونیک قدرت به خصوص در مبدل سمت شبکه، و کنترل زاویه پیچ پره‌های توربین بادی، تا حدی می‌تواند مشکل را بر طرف کند و نیروگاه بادی بتواند به عنوان یک نیروگاه معمولی عمل کند.



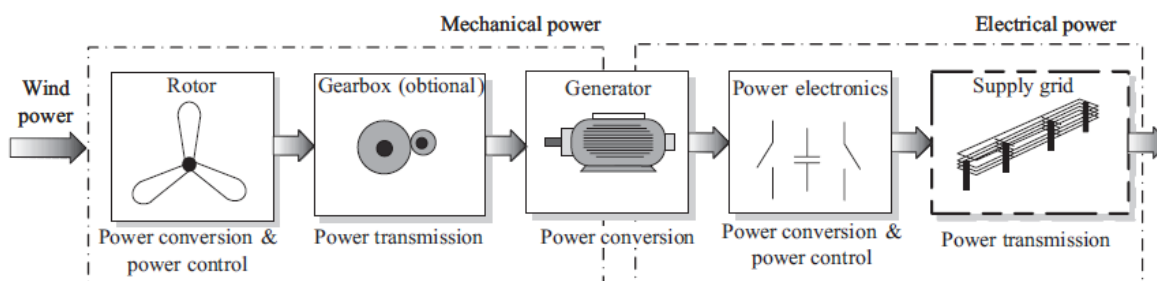
شکل (۱-۱) مجموع کل ظرفیت توربین‌های بادی نصب شده در جهان [۱]

## ۱-۲) پیکربندی قدرت سیستم توربین بادی

پیکربندی قدرت پایه یک توربین بادی از دو زیرسیستم ساخته شده است: یک زیر سیستم مکانیکی و یک زیرسیستم الکتریکی، که این زیرسیستم‌ها در شکل (۱-۲) نشان داده شده است. اولین زیرسیستم، انرژی را از باد استخراج کرده و این انرژی جنبشی شفت جعبه دنده را می‌چرخاند؛ دومین زیرسیستم مسئول انتقال انرژی الکتریکی تولید شده به شبکه بعد از مناسب سازی آن است. این دو زیرسیستم از طریق ژنراتور الکتریکی به هم متصل می‌شوند، که یک سیستم الکترومکانیکی است و لذا انرژی مکانیکی را به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند [۵-۹].

با توجه به توضیحات فوق، برای یک توربین بادی سه بخش جهت بهینه کردن انرژی استخراج شده از باد وجود دارد بخش اول مکانیکی، بخش دوم الکترومکانیکی و بخش سوم، الکتریکی است که الکترونیک قدرت ممکن است در دو بخش دوم و سوم حضور داشته باشند [۱۰].

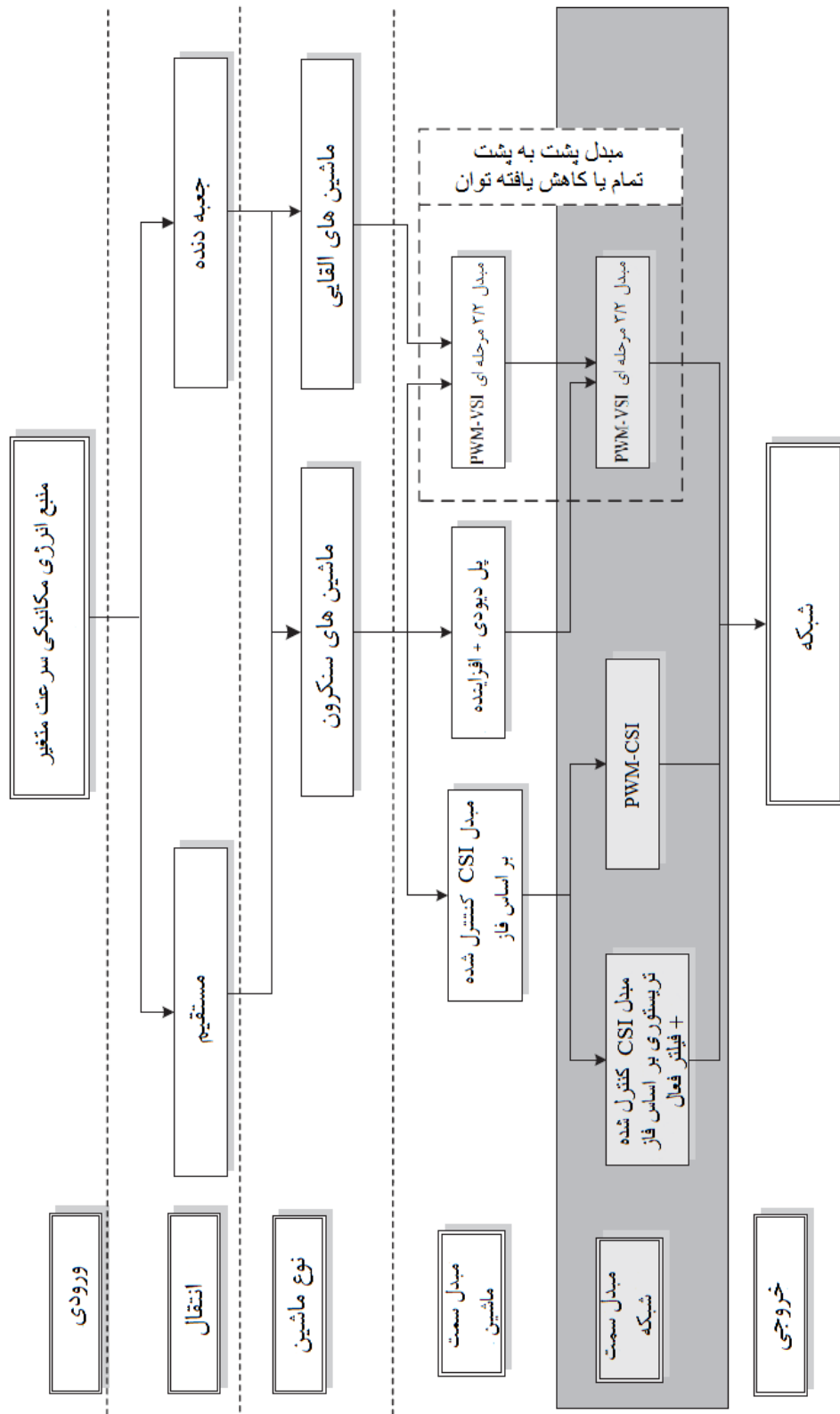
در این فصل ما بر بخش سوم متمرکز خواهیم شد. شکل (۱-۳) طرح استفاده از مدل‌های قدرت را در کاربردهای توربین بادی نشان می‌دهد [۱۱].



شکل (۱-۲) پی‌کرندی پایه یک سیستم توربین بادی [۷]

### ۱-۲-۱) مبدل‌های قدرت در سیستم توربین بادی

با توجه به متغیر بودن سرعت باد، انرژی منتقل شده به توربین نیز متغیر خواهد بود و این متغیر بودن باعث می‌شود که توربین بادی فرکانس‌ها و ولتاژهای متغیر تولید کند و این تغییر در فرکانس و دامنه باعث می‌شود که نتوانیم توربین را به طور مستقیم به شبکه وصل کنیم. برای اتصال توربین‌های سرعت متغیر نیازمند مبدل‌های قدرت در سمت ژنراتور و شبکه هستیم، مبدل‌های سمت شبکه را می‌توان با المان‌هایی مانند IGBT، تریستور و یا دیود ساخت و این موارد در شکل (۱-۴) نشان داده شده است. توربین‌های بادی در اندازه‌های مختلف، در رنج‌های چند صد وات تا چندین مگاوات ساخته می‌شوند که رنج‌های پایین آن به عنوان کاربرد در مصارف خانگی و کارخانه‌های کوچک استفاده می‌شوند و رنج‌های بالای آن برای اتصال به شبکه سراسری برق مورد استفاده قرار می‌گیرد. مبدل‌های قدرت یک توربین بادی شامل مبدل سمت ژنراتور، باس DC و مبدل سمت شبکه است شکل (۱-۵).



شکل (۳-۱) طرح استفاده از مبدل های قدرت در توربین بادی [۳۳]

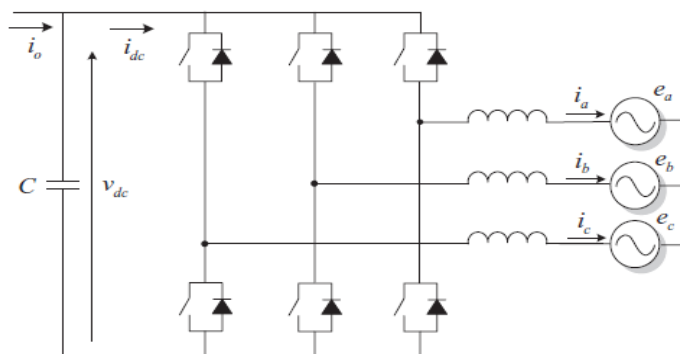


مبدل سمت ژنراتور: این مبدل شکل موج جریان‌های تولیدی با فرکانس‌های وابسته به سرعت توربین

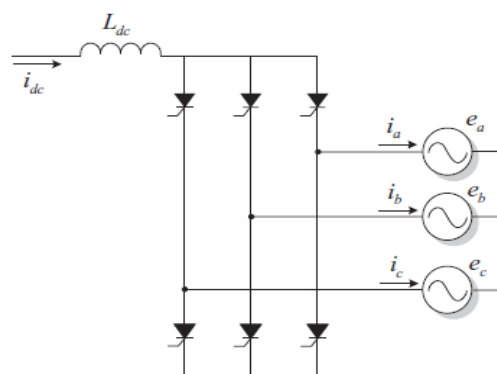
بادی را تولید می‌کند. هر چه سرعت باد بیشتر باشد جریان و فرکانس خروجی بالاتر است.

وقتی یک توربین بادی به شبکه متصل شود این شکل موج‌ها باید به منظور جلوگیری از آسیب به شبکه

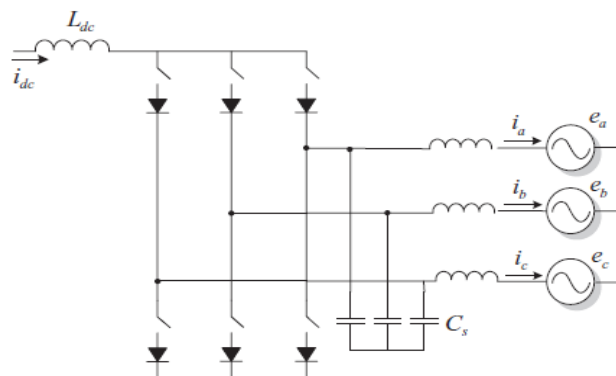
کنترل شوند. در این حالت کیفیت توان شبکه هنگامی که سرعت باد متغیر است پابرجا خواهد ماند.



(a)



(b)

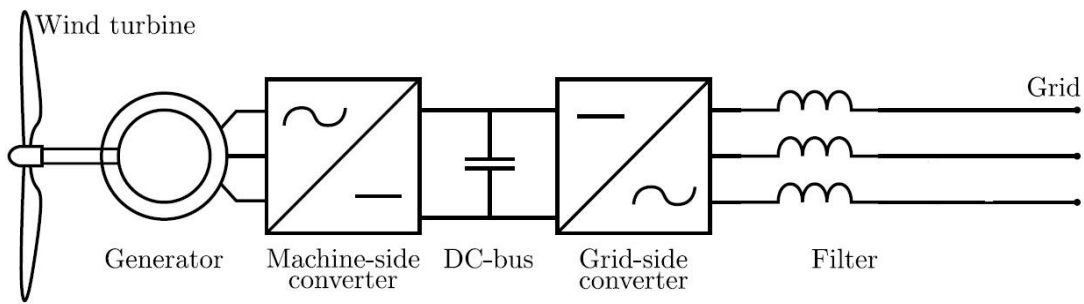


(c)

شکل (۱-۴) استفاده از المان‌های مختلف در ساختمان اینورتر [۳۳]

این کنترل توسط یک مبدل انجام می‌شود. معمولاً این مبدل شامل دو اینورتر سه فاز پشت به پشت هستند [۱۲]. مبدل اول - مبدل سمت ماشین - سیگنال سه فاز خروجی را یکسو کرده و به یک ولتاژ DC تبدیل می‌کند. مبدل دوم - مبدل سمت شبکه - ولتاژ DC را به یک شکل موج ولتاژ سه فاز تبدیل می‌کند. مبدل‌های پشت به پشت هر دو یک اینورتر فعال هستند.

مبدل سمت ماشین تلاش می‌کند تا بیشترین توان را از انرژی باد به باس DC منتقل کند. و امروزه کنترل کننده‌هایی جهت این کار طراحی می‌شوند تا حداکثر ردیابی نقطه توان (MPPT) انجام شود [۱۳]. خروجی این مبدل می‌تواند به عنوان یک منبع جریان ایده‌آل در نظر گرفته شود.



شکل (۱-۵) مبدل‌های توربین بادی [۱۳]

**باس DC:** باس DC شامل یک خازن الکترولیت است و به عنوان یک بافر توان بین دو مبدل سمت ماشین و مبدل سمت شبکه عمل می‌کند.

**مبدل سمت شبکه:** مبدل سمت شبکه یا اینورتر متصل به شبکه از توان DC باس استفاده می‌کند و شکل موج مطلوب را در خروجی تولید می‌کند. این مبدل وظایفی نظیر کنترل توان اکتیو و راکتیو انتقالی به شبکه و کمینه کردن اعوجاج هارمونیک کل را بر عهده دارد. همچنین این مبدل ولتاژ باس DC را تنظیم می‌کند و این تنظیم با توجه به توان تزریقی به شبکه انجام می‌شود. از این به بعد در این پایان‌نامه از واژه مبدل DC-AC به جای اینورتر استفاده می‌کنیم.

## ۳-۱) مروری بر پایان نامه

در این تحقیق تمرکز ما بر روی مبدل DC-AC سه فاز توربین بادی متصل به شبکه است، در این سیستم از مبدل قدرت پشت به پشت برای اتصال به شبکه استفاده کرده ایم. که در آن یکسوکننده وظیفه DC کردن ولتاژ و جریان ورودی به آن را دارد. و از لینک DC خازنی برای مبدل DC-AC استفاده شده است، مبدل DC-AC وظیفه AC کردن ولتاژ و جریان DC ورودی به آن را دارد. همچنین فیلتر خروجی سلفی جهت کاهش رپل های جریان خروجی که توسط عمل کلید زنی بوجود می آید استفاده می شود.

این پایان نامه شامل پنج فصل است، در فصل اول مقدماتی در مورد توربین بادی و مبدل های آن ارائه شد.

فصل دوم به تعاریف ریاضی حسابان مرتبه کسری می پردازد. همچنین پاسخ زمانی و پاسخ فرکانسی سیستم های مرتبه کسری معرفی شده اند، بعضی خواص مفید اپراتورها و کنترل کننده های مرتبه کسری که در تحلیل فصول بعد استفاده شده است بصورت مختصر بیان شده است. و در انتها روش تنظیم کنترل کننده های  $PI$  و  $PID$  مرتبه صحیح و مرتبه کسری ارائه شده است.

در فصل سوم مدل ریاضی مبدل DC-AC سه فاز متصل به شبکه که در این تحقیق مورد استفاده قرار گرفته است را بدست آوردیم. این موضوع با معرفی تعدادی تبدیلات اساسی که در سیستم سه فاز متصل به شبکه استفاده می شود پیگیری شد.

در فصل چهارم کنترل کننده های  $PI$  مرتبه صحیح و مرتبه کسری برای سیستم مورد نظر طراحی شدند و نتایج شبیه سازی را نشان داده ایم.

در فصل پنجم نتیجه گیری و پیشنهاداتی برای کارهای آینده ارائه شد.



## فصل دوم

### حسابان مرتبه کسری و تنظیم کنترل کننده‌ها

#### ۱-۲) مقدمه

در سال‌های اخیر، الگوی مرتبه کسری در بسیاری از رشته‌های مهندسی، شامل پردازش سیگنال، مهندسی کنترل، و بعضی رشته‌های دیگر مانند زیست‌شناسی و علوم اعصاب مورد استفاده قرار گرفته است.

چیزی که سیستم‌های مرتبه کسری را جذاب می‌کند این است که تمام دینامیک سیستم‌های حقیقی درجه خاصی از مرتبه کسری هستند.

تعدادی توابع خاص وجود دارند که در حسابان مرتبه کسری نقش مهمی را بازی می‌کنند. در ادامه این توابع معرفی می‌شوند

#### ۱-۱-۲) تابع گاما

تابع گاما یکی از ضروری‌ترین بلوک‌های ساختمان حسابان مرتبه کسری است. این تابع به صورت زیر تعریف می‌شود.

$$\Gamma(n) = \int_0^{\infty} t^{n-1} e^{-t} dt \quad (1-2)$$

این تابع فرم کلی تابع فاکتوریل  $n! = n \times (n-1) \times \dots \times 1$  برای زمانی است که  $n \in R$  باشد.

#### ۲-۱-۲) تابع میتاگ-لیفلر

تابع دیگری که در حسابان مرتبه کسری نقش اساسی دارد تابع میتاگ-لیفلر است. این تابع نقشی همانند تابع نمایی در حسابان مرتبه صحیح دارد.

$$E_{\alpha, \beta} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + \beta)} \quad R(\alpha) > 0, R(\beta) > 0 \quad (2-2)$$

هنگامی که  $\beta = 1$  باشد، تابع میتاگ-لیفلر تک پارامتری بدست می آید.

$$E_{\alpha,1} = E_\alpha = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^k}{\Gamma(\alpha k + 1)} \quad R(\alpha) > 0 \quad (3-2)$$

در زیر، تعدادی از توابع خاص میتاگ-لیفلر معرفی شده اند [17].

$$\begin{aligned} E_{1,1}(z) &= e^z \\ E_{0,1}(z) &= \frac{1}{1-z} \\ E_{2,1}(z) &= \cosh(\sqrt{z}) \\ E_{2,1}(-z^2) &= \cos(z) \\ E_{0.5,1}(z) &= e^{z^2} \operatorname{erfc}(-z) \end{aligned} \quad (4-2)$$

## ۲-۲ مشتق و انتگرال مرتبه کسری

### ۲-۲-۱ مشتق و انتگرال مرتبه کسری گرانولد-لتنیکوف

برای هر تابع حقیقی پیوسته  $f(t)$ ، مشتق مرتبه  $\alpha$  گرانولد-لتنیکوف به صورت زیر است [۱۸].

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\left[ \frac{t-a}{h} \right]} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh) \quad (5-2)$$

که در آن  $[x]$  به معنای بخش صحیح  $x$  است،  $a$  و  $t$  حدود بالا و پایین مشتق هستند و

$$\binom{\alpha}{j} = \frac{\alpha!}{j!(\alpha-j)!} = \frac{\Gamma(\alpha+1)}{\Gamma(j+1)\Gamma(\alpha-j+1)} \quad (6-2)$$

تعریف دیگری برای مشتق، گرانولد-لتنیکوف است که به صورت زیر تعریف می شود

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \sum_{k=0}^n \frac{f^{(k)}(0^+) t^{k-\alpha}}{\Gamma(n+1-\alpha)} + \frac{1}{\Gamma(n+1-\alpha)} \int_0^t \frac{f^{(n+1)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n}} d\tau \quad n \leq \alpha < n+1 \quad (7-2)$$

### ۲-۲-۲ مشتق و انتگرال مرتبه کسری ریمان لیوول

انتگرال ریمان لیوول مرتبه  $\alpha$  برای تابع  $f(t)$  که  $\alpha \in R^+$  توسط رابطه زیر تعریف می شود [۱۹].

$${}_a I_t^\alpha f(t) = {}_a D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}} d\tau \quad (8-2)$$

مشتق ریمان لیوول مرتبه  $\alpha$  برای تابع  $f(t)$  بصورت رابطه زیر تعریف می‌شود

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (9-2)$$

که در آن  $n \in \mathbb{N}$ ,  $n-1 \leq \alpha < n$ . در حالت خاصی که تابع  $f(t)$  علی باشد و  $0 < \alpha < 1$  انتگرال

مرتبه کسری رابطه (۸-۲) می‌تواند به صورت زیر بازنویسی شود.

$${}_0 D_t^{-\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-\alpha}} d\tau \quad (10-2)$$

و در همین حالت مشتق مرتبه کسری می‌تواند به صورت زیر بازنویسی شود

$${}_0 D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d}{dt} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^\alpha} d\tau \quad (11-2)$$

### ۳-۲-۲) مشتق مرتبه کسری کاپاتو

مشتق کاپاتو از تغییر شکل دادن تعریف مشتق ریمان لیوول بدست می‌آید. مزیت استفاده از تعریف

کاپاتو این است که شرایط اولیه معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری همانند شرایط اولیه در معادلات

دیفرانسیل مرتبه صحیح است [۱۹].

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (12-2)$$

که در آن  $n-1 \leq \alpha < n$ . اگر شرایط اولیه برای ریمان لیوول و کاپاتو همگن باشد، این دو تعریف با

یکدیگر معادل هستند. در حالت کلی رابطه بین این دو تعریف به صورت زیر است.

$${}^{RL} D_t^\alpha f(t) = {}^C D_t^\alpha f(t) + \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(t-k)^{k-\alpha}}{\Gamma(k-\alpha+1)} f^{(k)}(a) \quad (13-2)$$

که  ${}^C D$  و  ${}^{RL} D$  به ترتیب مشتق ریمان لیوول و مشتق کاپاتو هستند.

### ۲-۳) تبدیل لاپلاس مرتبه کسری

همانند حسابان مرتبه صحیح، تبدیل لاپلاس ابزار مهمی برای حل معادلات دیفرانسیل مرتبه کسری است. تبدیل لاپلاس تابع  $f(t)$  به صورت زیر است.

$$F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \quad (14-2)$$

تبدیل لاپلاس تابع  $f(t)$  زمانی که  $t \rightarrow \infty$  در صورتی وجود دارد که تابع مورد نظر از تابع نمایی سریع تر رشد نکند. که به بیان ریاضی به صورت زیر است.

$$\exists M, T; e^{at} \|f(t)\| \leq M \quad \forall t > T \quad (15-2)$$

تبدیل لاپلاس برای مشتق مرتبه صحیح به صورت زیر بیان می شود.

$$L\{f^{(n)}(t)\} = s^n F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{n-k-1} f^{(k)}(0) = s^n F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k f^{(n-k-1)}(0) \quad (16-2)$$

تبدیل لاپلاس برای مشتق ریمان لیوول مرتبه کسری به صورت زیر است.

$$L\{D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^k \left. D_t^{\alpha-k-1} f(t) \right|_{t=0} \quad n-1 \leq \alpha < n \quad (17-2)$$

تبدیل لاپلاس برای مشتق کاپاتو به صورت زیر است

$$L\{D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) - \sum_{k=0}^{n-1} s^{\alpha-k-1} \left. f^{(k)}(t) \right|_{t=0} \quad n-1 \leq \alpha < n \quad (18-2)$$

تحت شرایط اولیه صفر، تبدیل لاپلاس مشتق مرتبه کسری گرانولد-لتنیکوف، ریمان لیوول و کاپاتو

برابند با

$$L\{D_t^\alpha f(t)\} = s^\alpha F(s) \quad (19-2)$$

### ۲-۴) سیستم‌های دینامیک خطی مرتبه کسری

تمام پدیده‌ها درجه‌ای از کسری بودن را دارا هستند، که گاهی قالب و گاهی قابل نظر کردن هستند. بنابراین در بعضی موارد، یک معادله دیفرانسیل مرتبه صحیح، نزدیک‌ترین و بهترین تقریب



مدل برای یک سیستم با دینامیک‌های مرتبه کسری است. یک معادله دیفرانسیل مرتبه کسری در حالت کلی به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\begin{aligned} & a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) \\ & = b_m D^{\beta_m} u(t) + b_{m-1} D^{\beta_{m-1}} u(t) + \dots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \end{aligned} \quad (20-2)$$

که در آن  $a_k$  و  $b_k$  ثابت هستند. و  $(k \in Z^+)$ ،  $y(t)$  و  $u(t)$  به ترتیب خروجی و ورودی سیستم هستند و  $\alpha_k$  و  $\beta_k$  اعداد حقیقی اختیاری هستند،  $D^\alpha$  و  $D^\beta$  می‌توانند هر یک از مشتقات گرانولد-لتنیکوف، ریمان لیوول و یا کاپاتو باشند. با بکارگیری تبدیل لاپلاس، تابع انتقال به صورت زیر است.

$$G(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (21-2)$$

در موارد خاصی که مرتبه سیستم متناسب باشد، که  $\forall k \in Z^+; \alpha_k = k\alpha, \beta_k = k\beta$  و  $0 < \alpha < 1$ ، تابع انتقال به صورت زیر توصیف می‌شود

$$G(s) = \frac{\sum_{k=0}^m b_k s^{\alpha_k}}{\sum_{k=0}^n a_k s^{\alpha_k}} \quad (22-2)$$

که می‌تواند به عنوان یک تابع شبه گویا با  $\lambda = s^\alpha$  در نظر گرفته شود.

$$G(s) = \frac{\sum_{k=0}^m b_k \lambda^k}{\sum_{k=0}^n a_k \lambda^k} \quad (23-2)$$

در این مورد، تابع انتقال می‌تواند به فرم بسته زیر نمایش داده شود.

$$G(s) = K_0 \left[ \sum_{k=1}^n \frac{A_k}{s^\alpha + p_k} \right] \quad (24-2)$$

در رابطه فوق  $p_k$  ها قطب‌های تابع انتقال (قطب‌های ساده) هستند. در نتیجه جواب تحلیلی این

معادله دیفرانسیل مرتبه کسری در این مورد به صورت زیر است [۲۰].

$$y(t) = K_0 \sum_{k=1}^n A_k t^\alpha E_{\alpha, \alpha}(-p_k t^\alpha) \quad (25-2)$$

که در آن  $E_{\alpha,\alpha}(\cdot)$  تابع میتاگ-لیفلر است.

## ۵-۲) پایداری سیستم‌های خطی مرتبه کسری

یک راه کلی برای بررسی پایداری یک سیستم در نظر گرفتن جواب‌های معادله دیفرانسیل آن است. یک راه دیگر برای بررسی در مورد سیستم‌های  $LTI$  مرتبه صحیح مطالعه مکان ریشه‌های چندجمله‌ای مشخصه آن است. در مورد سیستم‌های  $LTI$  مرتبه کسری (۲-۲۱) چندجمله‌ای مشخصه سیستم به صورت زیر است

$$a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0} \quad (26-2)$$

چندجمله‌ای رابطه (۲-۲۶) تعداد بی‌نهایت ریشه دارد، که البته فقط تعداد محدودی از این ریشه‌ها در صفحه اصلی ریمان قرار دارند. در بین تمام این ریشه‌ها، آنهایی که در صفحه دوم ریمان قرار دارند، جواب آنها بدون هیچگونه نوسانی به صفر همگرا می‌شوند زمانیکه  $t \rightarrow \infty$  میل کند. ریشه‌هایی که در صفحه اصلی ریمان قرار دارند مسئول پاسخ گذرای دینامیک‌ها هستند [۱۵].

### ۱-۵-۲) پایداری سیستم‌های $LTI$ مرتبه کسری

تابع انتقال مرتبه کسری غیرگویای  $LTI$  با  $G(s) = \frac{Z(s)}{P(s)}$  پایدار  $BIBO$  است اگر و تنها اگر

$$R(s) \geq 0, \exists M; |G(s)| \leq M \quad \forall s \quad (27-2)$$

این شرط برقرار است اگر [۱۸]

- اگر تمام ریشه‌های چندجمله‌ای مشخصه  $G(s)$  که در صفحه اصلی ریمان قرار گرفته‌اند دارای بخش حقیقی منفی باشند، و
- تمام ریشه‌های چندجمله‌ای مشخصه  $G(s)$  که در صفحه اصلی ریمان قرار گرفته‌اند  $Z(s)$  را صفر نکند

در مورد سیستم‌های متناسب، شرط پایداری به صورت زیر تعریف می‌شود [۱۸].

$$|\arg(p_k)| > \alpha \frac{\pi}{2} \quad \forall p_k \quad (28-2)$$

که در آن  $p_k$  ریشه‌های چندجمله‌ای مشخصه تابع شبه گویای رابطه (۲۲-۲) هستند. ناحیه پایداری این نوع سیستم‌ها در شکل (۲-۱) نشان داده شده است. در حالت خاصی که تابع تبدیل مرتبه صحیح باشد و  $\alpha = 1$ ، شرط پایداری (۲۸-۲) به صورت زیر تبدیل می‌شود.

$$|\arg(p_k)| > \frac{\pi}{2} \quad (29-2)$$

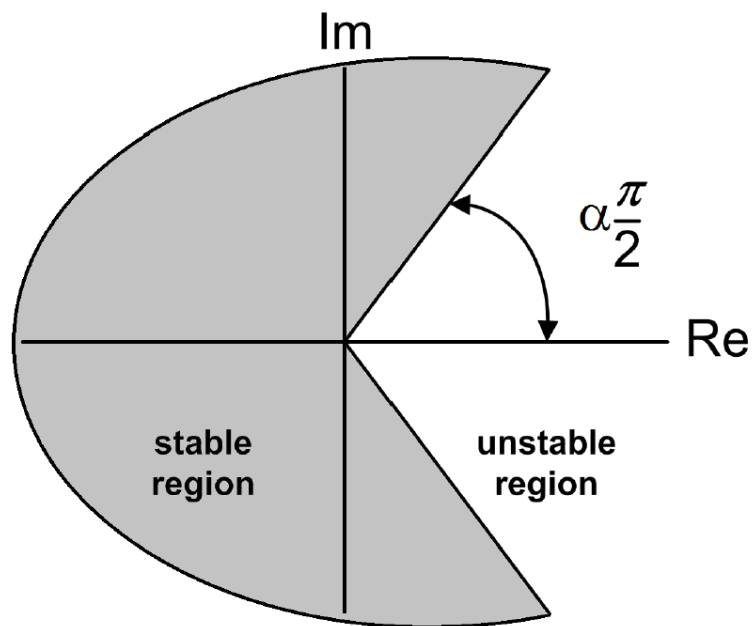
به این معناست که برای برقراری شرط پایداری، آرگومان تمام قطب‌های تابع تبدیل مرتبه صحیح باید از  $\frac{\pi}{2}$  بزرگتر باشند یا به عبارت دیگر، این قطب‌ها باید در سمت چپ محور  $j\omega$  در صفحه مختلط قرار گیرند.

## ۲-۵-۲) تحلیل حوزه زمان سیستم مرتبه کسری LTI

پاسخ گذرای یک سیستم مرتبه کسری LTI می‌تواند طبق جدول (۱-۲) شرح داده شود [۱۵]. در این جدول عبارت "PSRS" برای صفحه اصلی سطح ریمان بیان شده است. طبق توضیحات داده شده در بخش قبل در مورد سیستم مرتبه متناسب، که پاسخ پله آن

$$y(t) = \sum_{k=0}^n A_k t^\alpha E_{\alpha, \alpha+1}(p_k t^\alpha) \quad (30-2)$$

است.



شکل (۲-۱) ناحیه پایداری سیستم‌های مرتبه کسری متناسب [۱۸]

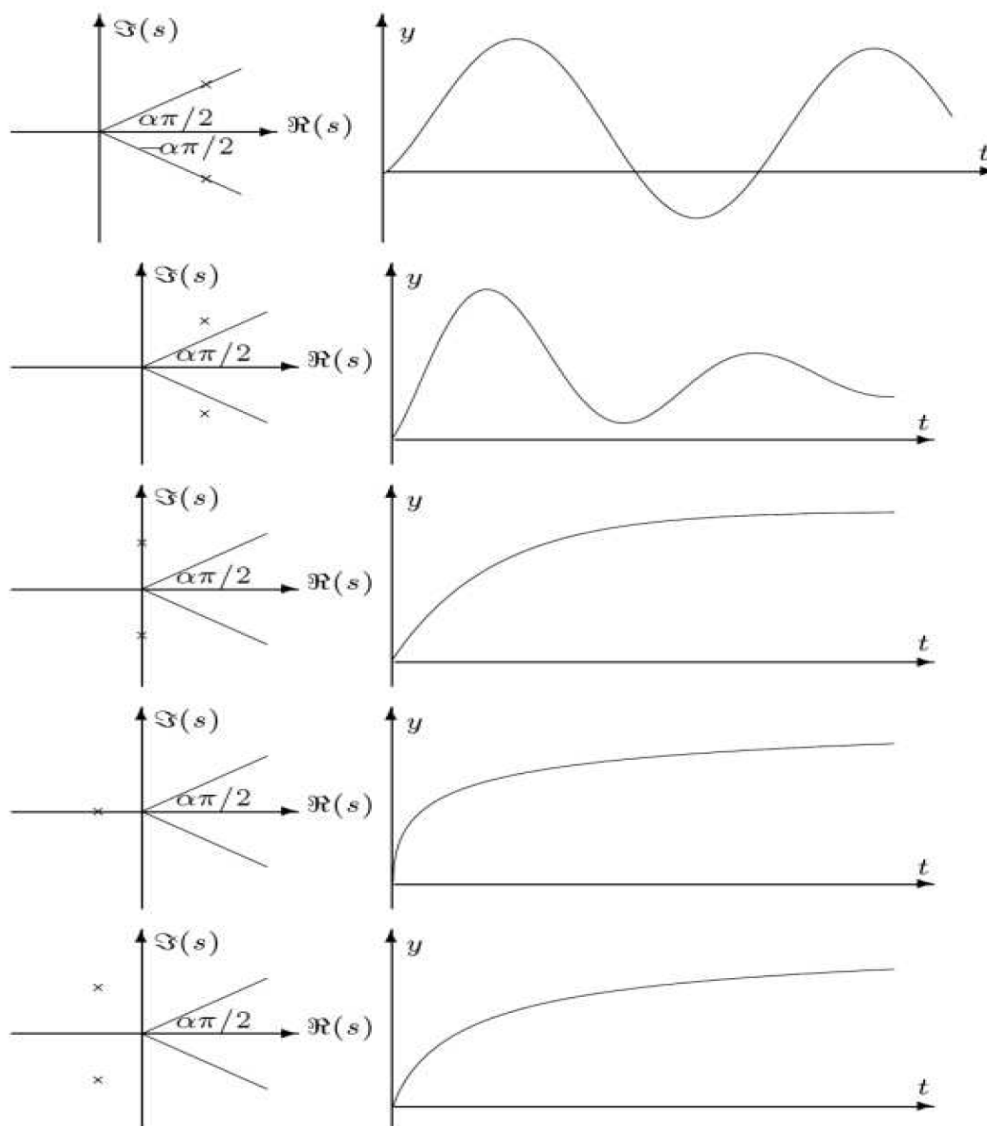
پاسخ‌های گذرا برای  $\alpha$  های مختلف در شکل (۲-۲) نشان داده شده است [۱۵].

جدول (۲-۱) پاسخ گذرای سیستم‌های مرتبه کسری  $LTI$  [۱۵]

مکان ریشه‌ها	پاسخ
هیچ ریشه‌ای در PSRS نباشد	کاهش یکنواخت
ریشه‌های حقیقی منفی در PSRS	کاهش یکنواخت
ریشه‌های مختلط با بخش حقیقی منفی در PSRS	نوسانی میرا
ریشه‌های موهومی در PSRS	نوسانی با دامنه ثابت
ریشه‌های مختلط با بخش حقیقی مثبت در PSRS	نوسانی با دامنه رو به رشد
ریشه‌های حقیقی مثبت در PSRS	کاهش یکنواخت

## ۶-۲) کنترل کننده PID مرتبه کسری

کنترل کننده PID یک کنترل کننده معروف و محبوب برای مهندسين کنترل است. اين مشهوريت صنعتي به دلایل زیر به وجود آمده است.



شکل (۲-۲) پاسخ گذرا برای سیستم‌های مرتبه کسری با  $\alpha$  های متفاوت [۱۵]

- کنترل کننده‌های PID ساختار ساده‌ای دارند، که پیاده‌سازی آنها را راحت می‌کند.
- کارایی مقاوم این نوع کنترل کننده‌ها در گستره وسیعی از کاربردها قابل قبول است.
- روش‌های تثبیت خوب برای تنظیم کنترل کننده‌های PID وجود دارد.

به همین دلایل، کنترل کننده PID برای محققین در رشته حسابان مرتبه کسری کاربردی محبوبیت دارد. و در دهه گذشته تحقیقات زیادی بر روی این موضوع انجام گرفته است.

کنترل کننده PID مرتبه کسری ( $PI^\alpha D^\beta$ ) در سال ۱۹۹۹ به عنوان شکل تعمیم یافته کنترل کننده PID با تغییر انتگرال و مشتق مرتبه صحیح با انتگرال مرتبه کسری  $I^\alpha$ ، و مشتق مرتبه کسری  $D^\beta$  پیشنهاد گردید. تابع تبدیل کنترل کننده PID پیشنهاد شده به صورت زیر است [۱۴].

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + K_i s^{-\alpha} + K_d s^\beta \quad 0 < \alpha, \beta < 1 \quad (۳۱-۲)$$

که در آن  $K_p$  و  $K_i$  و  $K_d$  به ترتیب بهره‌های، تناسبی، انتگرالی و مشتقی هستند. انتظار می‌رود که کنترل کننده ( $PI^\alpha D^\beta$ ) کارایی کنترل سیستم را به دلیل برجستگی بیشتری که در این کنترل کننده معرفی شد افزایش دهد. همانطور که در شکل (۳-۲) دیده می‌شود کنترل کننده ( $PI^\alpha D^\beta$ ) یک سطح را به جای تعداد محدودی نقاط پوشش می‌دهد که نشان دهنده درجه آزادی زیادی در کنترل کننده PID مرتبه کسری در مقایسه با کنترل کننده PID مرتبه صحیح است. بعضی از کنترل کننده‌های PID مرتبه کسری نوعی کنترل کننده PI مرتبه کسری هستند [۱۵].

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\alpha} \quad (۳۲-۲)$$

کنترل کننده PD مرتبه کسری [۲۱]

$$C(s) = K_p + K_d s^\alpha \quad (۳۳-۲)$$

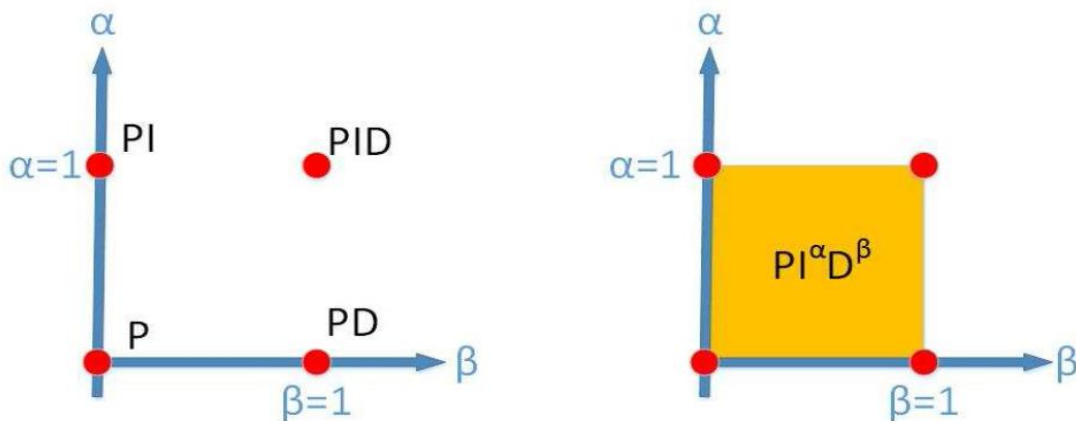
هستند.

همانطور که در چن اشاره شده است، در مورد سیستم‌های کنترل حلقه بسته برای استفاده از کنترل

کننده PID، چهار موقعیت وجود دارد [۲۲].

- سیستم مرتبه صحیح با کنترل کننده مرتبه صحیح
- سیستم مرتبه صحیح با کنترل کننده مرتبه کسری
- سیستم مرتبه کسری با کنترل کننده مرتبه صحیح
- سیستم مرتبه کسری با کنترل کننده مرتبه کسری

در کاربردهای عملی، استفاده از کنترل کننده‌های مرتبه کسری رایج‌تر است، زیرا تاکنون ممکن است مدل‌های سیستم به صورت مرتبه صحیح تعیین شده باشند. از بین کنترل کننده‌های مرتبه کسری، کنترل کننده PI مرتبه کسری در کاربردهای صنعتی بیشتر مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این پایان‌نامه نیز از کنترل کننده PI مرتبه کسری برای مبدل DC-AC سه فاز متصل به شبکه استفاده می‌کنیم. و فواید استفاده از این کنترل کننده در سیستم متصل به شبکه را بررسی خواهیم کرد.



شکل (۲-۳) محدوده پوشش کنترل کننده‌های مرتبه کسری و مرتبه صحیح [۲۲]

## ۲-۷) فرایند تنظیم کنترل کننده برای سیستم مرتبه اول تاخیر دار

در دنیای مرتبه صحیح، مدل مرتبه اول تاخیردار به صورت گسترده‌ای برای مدل کردن سیستم‌ها با منحنی واکنش S شکل استفاده می‌شود. شکل تعمیم یافته آن مدلی است که قطب مرتبه صحیح آن با یک قطب مرتبه کسری جایگزین می‌شود، و بر این باوریم که منحنی واکنش را بهتر ترسیم می‌کند.

شکل کلی یک سیستم تاخیردار مرتبه کسری به صورت [۲۳]

$$P(s) = \frac{K}{Ts^\alpha + 1}, \quad \alpha \in (0,1] \quad (34-2)$$

است.

که T و L و K مقادیر ثابت هستند. در این فصل، هدف تعریف یک فرایند برای تنظیم کردن ضرایب کنترل کننده PID مرتبه صحیح و PI مرتبه کسری برای سیستم مرتبه کسری معادله (34-2) است. تابع تبدیل این کنترل کننده‌ها به ترتیب در روابط زیر آمده‌اند.

$$C_1(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (35-2)$$

$$C_2(s) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{s^\lambda}\right) \quad (36-2)$$

که  $K_p$ ،  $K_i$  و  $K_d$  اعداد حقیقی مثبت هستند و  $\lambda \in (0,1)$ .

برای تنظیم ضرایب کنترل کننده فرض شده است که فرکانس گذر بهره،  $\omega_c$ ، و حاشیه فاز،  $\phi_M$ ، داده شده است و قیده‌های طراحی برای کنترل کننده به صورت زیر ارائه شود [16].

• قید حاشیه فاز

$$\text{Arg}[G(j\omega_c)] = \text{Arg}[C(j\omega_c)P(j\omega_c)] = \angle C(j\omega_c) + \angle P(j\omega_c) = \pi + \phi_M \quad (37-2)$$

که  $G(j\omega)$  تابع تبدیل حلقه باز سیستم،  $C(j\omega)$  تابع تبدیل کنترل کننده و  $P(j\omega)$  تابع تبدیل سیستم باشد.

• قید فرکانس گذر بهره

$$|G(j\omega_c)| = |C(j\omega_c)P(j\omega_c)|_{dB} = |C(j\omega_c)|_{dB} |P(j\omega_c)|_{dB} = 0 \quad (38-2)$$

• قید برای مقاوم بودن در برابر تغییرات بهره حلقه

این قید بیان می‌کند که فاز در محدوده فرکانس گذر بهره،  $\omega_c$ ، مسطح است. به این معنا که مشتق فاز تابع تبدیل حلقه باز در فرکانس گذر بهره صفر است.



$$\left. \frac{d(\text{Arg}[G(j\omega)])}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (39-2)$$

## ۲-۸) تنظیم کنترل کننده‌ها

در این بخش، بر اساس قیود تعریف شده، فرایند تنظیم کنترل کننده PID (۲-۲۵)، کنترل کننده PI مرتبه کسری (۲-۲۶)، برای سیستم مورد مطالعه با زمان تاخیر ثابت و قطب مرتبه کسری (۲-۲۳) ارائه خواهد شد.

### ۲-۸-۱) طراحی کنترل کننده PID مرتبه صحیح

تابع تبدیل حلقه باز سیستم (۲-۳۴) و کنترل کننده PID (۲-۳۵) به صورت زیر است.

$$G_1(s) = C_1(s)P(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) \left( \frac{K}{Ts^\alpha + 1} e^{-Ls} \right) \quad (40-2)$$

که در آن،  $T$ ،  $\alpha$  و  $L$  معلوم هستند و  $K_p$ ،  $K_i$  و  $K_d$  باید طراحی شوند.

فاز سیستم حلقه باز در فرکانس گذر بهره به صورت

$$\text{Arg}[G_1(j\omega_c)] = \tan^{-1} \left( \frac{K_d \omega_c^2 - K_i}{\omega_c K_p} \right) \tan^{-1} \left( \frac{B}{A} \right) - L\omega_c \quad (41-2)$$

است.

که  $A = 1 + T\omega_c^\alpha \cos(\alpha \frac{\pi}{2})$  و  $B = 1 + T\omega_c^\alpha \sin(\alpha \frac{\pi}{2})$  است. براساس اولین قید طراحی (۲-۳۷)، فاز

سیستم مورد نظر با کنترل کننده PID در فرکانس گذر بهره،  $\omega_c$ ، به صورت زیر است.

$$\tan^{-1} \left( \frac{K_d \omega_c^2 - K_i}{\omega_c K_p} \right) \tan^{-1} \left( \frac{B}{A} \right) \Big|_{\omega=\omega_c} - L\omega_c = -\pi + \varphi_M \quad (42-2)$$

بنابراین

$$\frac{K_d \omega_c^2 - K_i}{\omega_c K_p} = \tan \left( \tan^{-1} \left( \frac{B}{A} \right) + \varphi_M + L\omega_c - \pi \right) \quad (43-2)$$

بهره حلقه باز در فرکانس گذر بهره

$$|G_1(j\omega)| = \frac{K \sqrt{K_p^2 + \left(K_d \omega_c - \frac{K_i}{\omega_c}\right)^2}}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad (44-2)$$

است.

براساس دومین قید طراحی (۲-۳۸)

$$\frac{K \sqrt{K_p^2 + \left(K_d \omega_c - \frac{K_i}{\omega_c}\right)^2}}{\sqrt{A^2 + B^2}} = \frac{1}{K} \quad (45-2)$$

و براساس سومین قید طراحی (۲-۳۹)، مقاوم بودن در برابر تغییرات حلقه بهره را می‌توان با مسطح کردن فاز در اطراف فرکانس گذر بهره بدست آورد، که این کار با صفر کردن مشتق فاز نسبت به فرکانس در نقطه فرکانس گذر بهره قابل دستیابی است. پس

$$\frac{\alpha T \omega_c^{\alpha-1} \left[ A \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) - B \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \right]}{A^2 + B^2} + L - \frac{K_p (K_d \omega_c^2 + K_i)}{(K_p \omega_c)^2 + (K_d \omega_c^2 + K_i)^2} = 0 \quad (46-2)$$

از (۲-۴۳)، (۲-۴۵) و (۲-۴۶) بهره‌های کنترل کننده PID ( $K_p, K_i, K_d$ ) بدست می‌آیند.

$$K_p = \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{K^2(1 + D_1^2)}} \quad (47-2)$$

$$D_1 = \tan\left(\tan^{-1}\left(\frac{B}{A}\right) + \phi_M + L\omega_c - \pi\right) \quad \text{که}$$

$$K_i = \frac{1}{2} \left[ E_1 K_p \omega_c^2 (1 + D_1^2) - D_1 K_p \omega_c \right] \quad (48-2)$$

$$E_1 = \frac{\alpha T \omega_c^{\alpha-1}}{A^2 + B^2} \left( A \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) - B \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \right) + L \quad \text{که}$$

$$K_d = \frac{K_i + D_1 K_p \omega_c}{\omega_c} \quad (49-2)$$

**۲-۸-۲) طراحی کنترل کننده PI مرتبه کسری**

تابع تبدیل حلقه باز سیستم کنترل شده با کنترل کننده PI مرتبه کسری به صورت زیر است.

$$G_2(s) = C_2(s)P(s) = K_p \left( 1 + \frac{K_i}{s^\lambda} \right) \left( \frac{K}{Ts^\alpha + 1} e^{-Ls} \right) \quad (50-2)$$

که در آن،  $T$ ،  $\alpha$  و  $L$  معلوم هستند و  $K_i$ ،  $K_p$  و  $\lambda$  باید طراحی شوند.

کنترل کننده PI مرتبه کسری به صورت زیر بیان می شود

$$C_2(s) = K_p \left( 1 + \frac{K_i}{s^\lambda} \right) = K_p \left( 1 + \frac{K_i}{(j\omega)^\lambda} \right) = K_p \left( 1 + \frac{K_i \omega^{-\lambda}}{j^\lambda} \right) \quad (51-2)$$

از آنجایی که  $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$  است، پس  $j^\lambda = e^{j\lambda\frac{\pi}{2}} = \cos(\lambda\frac{\pi}{2}) + j\sin(\lambda\frac{\pi}{2})$  بنابراین

$$C_2(s) = K_p \left( 1 + \frac{K_i \omega^{-\lambda}}{\cos(\lambda\frac{\pi}{2}) + j\sin(\lambda\frac{\pi}{2})} \right) \quad (52-2)$$

فاز حلقه باز در فرکانس گذر بهره

$$\text{Arg}[G_2(j\omega_c)] = -\tan^{-1} \left[ \frac{K_i \omega_c^{-\lambda} \sin(\lambda\frac{\pi}{2})}{1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos(\lambda\frac{\pi}{2})} \right] \tan^{-1} \left( \frac{B}{A} \right) L\omega_c \quad (53-2)$$

است.

$$B = 1 + T\omega_c^\alpha \sin(\alpha\frac{\pi}{2}) \quad \text{و} \quad A = 1 + T\omega_c^\alpha \cos(\alpha\frac{\pi}{2}) \quad \text{که}$$

براساس اولین قید طراحی (۲-۳۷)

$$\tan^{-1} \left[ \frac{K_i \omega_c^{-\lambda} \sin(\lambda\frac{\pi}{2})}{1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos(\lambda\frac{\pi}{2})} \right] - \tan^{-1} \left( \frac{B}{A} \right) - L\omega_c = -\pi + \varphi_M \quad (54-2)$$

یا

$$\frac{K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)}{1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)} = \tan\left(\tan^{-1}\left(\frac{B}{A}\right) + L\omega_c + \phi_M\right) \quad (55-2)$$

که رابطه بین  $K_i$  و  $\lambda$  به صورت زیر است.

$$K_i = \frac{D_2}{\omega_c^{-\lambda} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right) + \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)} \quad (56-2)$$

$$D_2 = \tan\left(\tan^{-1}\left(\frac{B}{A}\right) + L + \phi_M\right) \quad \text{که در آن}$$

بهره حلقه باز با استفاده از کنترل کننده PI مرتبه کسری در فرکانس گذر به صورت زیر است.

$$|G_2(j\omega_c)| = \frac{K.K_p \sqrt{\left(1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)\right)^2 + \left(K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)\right)^2}}{\sqrt{A^2 + B^2}} \quad (57-2)$$

براساس دومین قید (۲-۳۸)

$$\frac{K.K_p \sqrt{\left(1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)\right)^2 + \left(K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)\right)^2}}{\sqrt{A^2 + B^2}} = 1 \quad (58-2)$$

یا

$$K_p = \sqrt{\frac{A^2 + B^2}{K^2 \left(1 + K_i \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)\right)^2 + \left(K_i \omega_c^{-\lambda} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)\right)^2}} \quad (59-2)$$

و براساس سومین قید (۲-۳۹)

$$\left. \frac{K_i \omega^{\lambda-1} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)}{\omega^{2\lambda} + 2K_i \omega^\lambda \cos\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right) + K_i^2} \right|_{\omega=\omega_c} - E_2 = 0 \quad (60-2)$$

$$E_2 = \frac{\alpha T \omega_c^{\alpha-1}}{A^2 + B^2} \left( A \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) - B \cos\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right) \right) + L \quad \text{که}$$

پس رابطه  $K_i$  بر حسب  $\lambda$  به صورت زیر است.

$$K_i = \frac{-F_2 \pm \sqrt{F_2^2 - 4E_2^2 \omega_c^{-2\lambda}}}{2E_2 \omega_c^{-2\lambda}} \quad (۶۱-۲)$$

$$F_2 = 2E_2 \omega_c^{-\lambda} \cos\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right) - \lambda \omega_c^{-\lambda-1} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right) \quad \text{که}$$

واضح است، که براساس روابط (۲-۵۶)، (۲-۵۹) و (۲-۶۰)،  $\lambda$ ،  $K_i$  و  $K_p$  با روش‌های متفاوتی مانند تابع fminsearch در MATLAB یا توسط روش گرافیکی به دست می‌آیند. در روش گرافیکی، (۲-۵۶) و (۲-۶۰) در یک صفحه رسم می‌شوند سپس نقطه تلاقی آنها  $K_i$  و  $\lambda$  را نشان می‌دهد و بعد از آن از رابطه (۲-۵۹)،  $K_p$  بدست می‌آید.

### ۲-۸-۳ طراحی کنترل کننده PI مرتبه صحیح

در حالتی که کنترل کننده مرتبه صحیح و سیستم مرتبه اول تاخیردار باشد، بهره‌های کنترل کننده PI به صورت زیر بدست می‌آیند.

$$K_p = \sqrt{\frac{1+T^2 \omega_c^2}{K^2(1+D_1^2)}} \quad (۶۲-۲)$$

و

$$K_i = \frac{1}{2} [E_1 K_p \omega_c^2 (1+D_1^2) - D_1 K_p \omega_c] \quad (۶۳-۲)$$



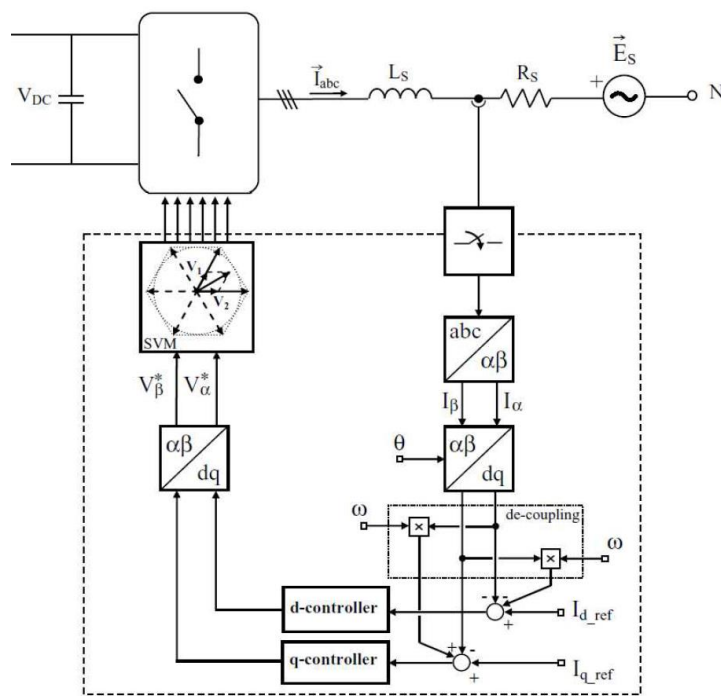
## فصل سوم

### مبدل‌های DC-AC سه فاز متصل به شبکه

#### ۳-۱) مدل ریاضی یک مبدل DC-AC منبع ولتاژ (VSI) سه فاز متصل به شبکه

مدل‌های ریاضی ابزاری مناسب برای تحلیل پایداری، عملکرد دینامیک و مقاوم بودن در استراتژی‌های کنترل هستند. برای بررسی این ویژگی‌ها توسط کنترل‌کننده‌های مرتبه کسری بر روی سیستم مبدل DC-AC سه فاز توربین بادی متصل به شبکه نیاز است مدل ریاضی این سیستم در دست باشد.

سیستمی را که مدل آن را بررسی خواهیم کرد در شکل (۳-۱) نشان داده شده است



شکل (۳-۱) شمای کنترل کننده جریان قالب همزمان سه فاز [۳۲]

در شکل فوق چهار بخش اصلی موجود است و عبارتند از:

- مبدل DC-AC

- تبدیلات دکوپله سازی سه فاز

- همزمان سازی

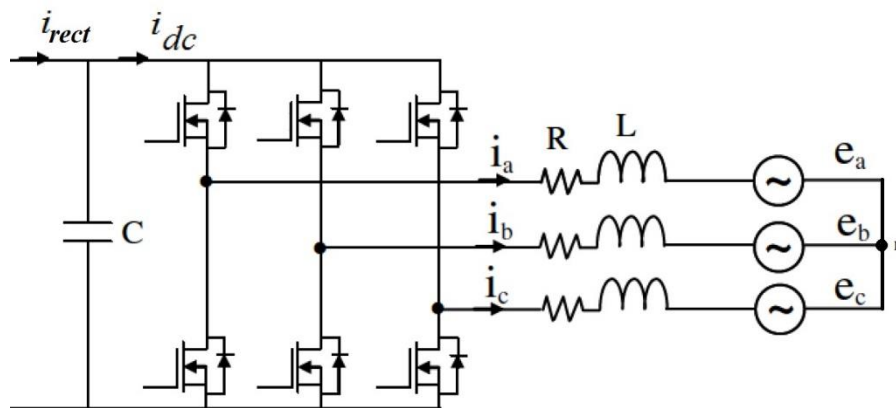
- راه انداز مبدل DC-AC

در این فصل قصد داریم نقش هر یک از این چهار بخش را تشریح کنیم.

### ۳-۱-۱ مدل سازی مبدل DC-AC همراه با فیلتر خروجی آن

با در نظر گرفتن جریان سلفها و ولتاژ خازن  $([i_a, i_b, i_c, v_{dc}])$  که به عنوان متغیرهای حالت سیستم مبدل DC-AC سه فاز توربین بادی متصل به شبکه هستند و در شکل (۳-۲) نشان داده شده است،

نمایش فضای حالت این سیستم به صورت زیر است [۲۴].



شکل (۳-۲) مبدل DC-AC سه فاز متصل به شبکه [۲۴]

$$\begin{cases} \dot{i}_a = -\frac{R}{L}i_a - \frac{1}{L}e_a + \frac{V_{dc}}{3L}(2S_a - S_b - S_c) \\ \dot{i}_b = -\frac{R}{L}i_b - \frac{1}{L}e_b + \frac{V_{dc}}{3L}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ \dot{i}_c = -\frac{R}{L}i_c - \frac{1}{L}e_c + \frac{V_{dc}}{3L}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (1-3)$$



که در آن  $S_a$  و  $S_b$  و  $S_c$  سیگنال‌های کلیدزنی در هر یک از فازهای سیستم مبدل DC-AC سه فاز هستند و به صورت زیر تعریف می‌شوند.

$$S_i(i = a, b, c) = \begin{cases} 1 & \text{if } S_i^{TOP} : on \quad S_i^{BOTTOM} : off \\ 0 & \text{if } S_i^{TOP} : off \quad S_i^{BOTTOM} : on \end{cases} \quad (2-3)$$

با اعمال قوانین  $KVL$  و  $KCL$  برای خازن لینک  $DC$  معادله فضای حالت برای ولتاژ خازن به صورت زیر است

$$\dot{V}_c = \frac{1}{C}(i_{rect} - i_{dc}) \quad (3-3)$$

با فرض این که تلفات کلیدزنی مبدل  $DC-AC$  قابل چشم پوشی باشد، جریان ورودی مبدل  $DC-AC$  با جریان خروجی آن برابر است با

$$i_{dc} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (4-3)$$

که با جایگذاری رابطه (۳-۴) در رابطه (۳-۳) عبارت زیر حاصل می‌شود.

$$\dot{V}_c = \frac{1}{C} i_{rect} - \frac{1}{C} (i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c) \quad (5-3)$$

بنابراین نمایش فضای حالت سیستم مبدل  $DC-AC$  منبع ولتاژ سه فاز متصل به شبکه به صورت زیر ارائه

می‌شود.

$$\begin{cases} \dot{i}_a = -\frac{R}{L} i_a - \frac{1}{L} e_a + \frac{V_{dc}}{3L} (2S_a - S_b - S_c) \\ \dot{i}_b = -\frac{R}{L} i_b - \frac{1}{L} e_b + \frac{V_{dc}}{3L} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ \dot{i}_c = -\frac{R}{L} i_c - \frac{1}{L} e_c + \frac{V_{dc}}{3L} (-S_a - S_b + 2S_c) \\ \dot{V}_c = \frac{1}{C} i_{rect} - \frac{1}{C} (i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c) \end{cases} \quad (6-3)$$

همانطور که در رابطه (۳-۶) مشاهده می‌شود این سیستم به دلیل وجود توابع کلیدزنی یک سیستم غیرخطی متغیر با زمان است. در بخش بعد از یک سری تبدیلا مفید جهت ساده‌تر کردن فرآیند کنترل این سیستم غیرخطی متغیر با زمان ارائه خواهد شد.

## ۳-۲) تبدیلات پایه‌ای در سیستم‌های سه فاز

به منظور ساده‌سازی فرآیند طراحی کنترل یک سیستم سه فاز متصل به شبکه، دو تبدیل پایه‌ای برای کاهش تعداد معادلات مدل ریاضی سیستم و جداسازی معادلات دیفرانسیل استفاده می‌شود. این تبدیلات عبارتند از [۲۵]:

- تبدیل  $\alpha\beta$
- تبدیل  $Park$  یا تبدیل  $dq$

### ۳-۲-۱) تبدیل $\alpha\beta$

تبدیل  $\alpha\beta$  تعداد معادلات فضای حالت سیستم سه فاز را کاهش می‌دهد. به عنوان مثال تحت بعضی شرایط که در آینده بررسی خواهد شد با استفاده از این تبدیل، مدل حلقه جریان سیستم مورد مطالعه که با سه معادله دیفرانسیل توصیف می‌شوند ( برای هر فاز یک معادله) به یک مدل با دو معادله دیفرانسیل تبدیل می‌شود. این تبدیل به صورت زیر تعریف شده است [۲۵].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_\gamma \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (۷-۳)$$

$$T_{\alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (۸-۳)$$

که در آن  $x_a$  و  $x_b$  و  $x_c$  می‌توانند جریان، ولتاژ و توان خروجی یک سیستم سه فاز باشند. شکل (۳-۳)

از نظر هندسی، این تبدیل در مختصات سه بعدی کارتیزین با سه بردار پایه‌ای زیر

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (۹-۳)$$

به یک مختصات کارتیزین دیگر با بردارهای پایه‌ای متفاوت تغییر می‌کند که به صورت زیر است.

$$\begin{bmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (۱۰-۳)$$

که این بردارهای پایه‌ای جدید متعامد هستند (به این معنا که معکوس  $T_{\alpha\beta\gamma}$  برابر با ترانزپوزیته آن است).

همچنین این تبدیل "توان ثابت" گفته می‌شود، یعنی  $\langle i_{\alpha\beta\gamma}, v_{\alpha\beta\gamma} \rangle = \langle i_{abc}, v_{abc} \rangle$  است که  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  ضرب

اسکالر بردارها است [۲۵].

در یک سیستم سه فاز متقارن، از آنجایی که  $x_a + x_b + x_c = 0$  و  $x_\gamma = 0$ ، این بدان معناست که سیستم

سه فاز را می‌توان با دو بردار  $x_\alpha$  و  $x_\beta$  نمایش داد. به عبارت دیگر در یک سیستم سه فاز متقارن محور

$\gamma$  بر صفحه  $\alpha\beta$  عمود است و هیچ تصویری در آن صفحه ندارد. در این مورد تبدیل  $\alpha\beta\gamma$ ، تبدیل

$\alpha\beta$  نامیده شده و به صورت زیر تعریف می‌شود [۲۵].

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (۱۱-۳)$$

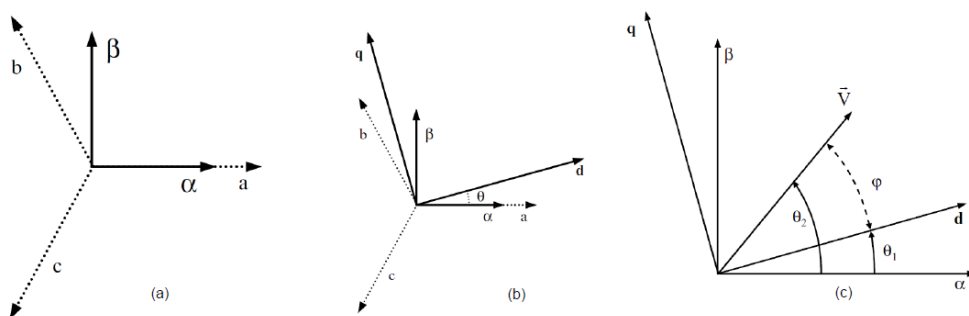
و معکوس تبدیل فوق به صورت زیر است.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (۱۲-۳)$$

بنابراین با استفاده از این تبدیل، می توان یک سیستم سه فاز متعادل را به یک سیستم دو فاز ایستا تحت شرایط متقارن نگاشت.

### ۲-۲-۳) تبدیل پارک (dq)

تبدیل پارک نیز یک سیستم سه فاز یا سه بعدی را همانند تبدیل  $(\alpha\beta)$  به یک سیستم دو فاز یا دو بعدی تبدیل می کند. تفاوت بین تبدیل  $\alpha\beta$  و تبدیل پارک در این است که در تبدیل  $\alpha\beta$  محورهای  $\alpha$  و  $\beta$  ایستا هستند، در صورتی که در تبدیل پارک محورهای مختصات با یک فرکانس ثابت در حال چرخش هستند. تبدیل پارک شامل دو محور چرخشی به نام  $d$  و  $q$  هستند که دور محورهای ثابت  $\alpha$  و  $\beta$  با یک فرکانس زاویه ای  $\omega$  ثابت می چرخند و این موضوع در شکل (۳-۳) نشان داده شده است [۲۵].



شکل (۳-۳) (a) شکل گرافیکی تبدیل  $\alpha\beta$  (b) مقایسه بین تبدیل  $\alpha\beta$  و تبدیل پارک در مختصات کارترین (c) نمایش گرافیکی قالب همزمان [۲۵]

بنابراین، در سیستم های سه فاز قالب همزمان، طی دو مرحله تبدیل، ایفای نقش می کند. در گام اول، بردار خروجی سه فاز (ولتاژ یا جریان) به قالب  $\alpha\beta$  ایستا تبدیل می شود و در گام دوم، تبدیل پارک قالب چرخشی را برای سیستم تولید می کند. تبدیل پارک به صورت زیر تعریف می شود.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

که در آن  $\theta = \omega t$  و  $\omega$  برابر با فرکانس اصلی شبکه در سیستم متصل به شبکه است. معادل مختلط رابطه (3-13) به صورت زیر است

$$\bar{x}_{dq} = x_d + jx_q = \bar{x}_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (3-14)$$

که در آن  $x_{dq} = [x_d, x_q]^T$  و  $x_{\alpha\beta} = [x_\alpha, x_\beta]^T$ . پس  $x_d$  بخش حقیقی و  $x_q$  بخش موهومی تبدیل پارک هستند. هر دو ماتریس تبدیل فوق،  $T_{\alpha\beta}$  و  $T_{dq}$  معکوس پذیرند و معکوس تبدیل پارک به صورت زیر است.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (3-15)$$

و بطور مشابه معادل مختلط تبدیل معکوس پارک به صورت  $\bar{x}_{\alpha\beta} = \bar{x}_{dq} e^{-j\theta}$  است. از آنجایی که در تبدیل پارک از دو بردار  $d$  و  $q$  استفاده می شود به آن تبدیل  $dq$  نیز گفته می شود.

### ۳-۳ مدل ریاضی سیستم مبدل DC-AC توربین بادی سه فاز متصل به شبکه با استفاده از

#### تبدیل dq

همانطور که قبلا گفته شد، در این پایان نامه از قالب همزمان جهت کنترل مبدل DC-AC بخاطر فواید و سادگی آن استفاده می شود. به منظور مدل کردن سیستم مبدل DC-AC سه فاز متصل به شبکه در قالب همزمان، از تبدیل  $dq$  استفاده می کنیم. با بکار بردن تبدیل  $dq$  برای معادله (3-6)، سیستم سه فاز در قالب همزمان به صورت زیر است.

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R}{L}I_d + \omega I_q - \frac{1}{L}E_d + \frac{v_{dc}}{L}S_d \\ \dot{I}_q = -\frac{R}{L}I_q + \omega I_d - \frac{1}{L}E_q + \frac{v_{dc}}{L}S_q \\ \dot{v}_{dc} = \frac{1}{C}i_{rect} - \frac{1}{C}I_d S_d - \frac{1}{C}I_q S_q \end{cases} \quad (۱۶-۳)$$

که در آن  $E_d$  و  $E_q$  مولفه های مستقیم و تربیعی ولتاژ شبکه،  $I_d$  و  $I_q$  مولفه های مستقیم و تربیعی جریان خروجی مبدل  $DC-AC$  هستند.

این سیستم به دلیل وجود  $S_d$  و  $S_q$  یک سیستم غیرخطی تغییرناپذیر با زمان است. در این مدل  $S_d$  و  $S_q$  ورودی های کنترل و  $I_d$  و  $v_{dc}$  متغیرهای خروجی هستند. مطلوبست که  $I_q = 0$  باشد.

توان های اکتیو و راکتیو شبکه عبارتند از [۲۶]

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2}(E_d I_d + E_q I_q) \\ Q = \frac{3}{2}(E_d I_q - E_q I_d) \end{cases} \quad (۱۷-۳)$$

به منظور نوشتن یک مجموعه معادلات دینامیکی خطی برای سیستم مبدل  $DC-AC$  سه فاز متصل به شبکه، اندوکتانس کلی شبکه و فیلتر خروجی مبدل  $DC-AC$  با هم جمع شده و به عنوان یک سلف  $L$  با مقاومت سری معادل ( $R$ ) مدل می شود. همچنین در اینجا شبکه را متعادل فرض می کنیم، و این یعنی  $i_a + i_b + i_c = 0$  و بنابراین  $i_\gamma = 0$ . با تعریف  $v_d$  و  $v_q$  به صورت زیر

$$v_d = v_{dc} S_d, \quad v_q = v_{dc} S_q \quad (۱۸-۳)$$

و اگر دو جمله غیرخطی،  $L\omega I_d$  و  $L\omega I_q$ ، در مسیر پیشرو حلقه کنترل جریان (همانطور که در شکل (۳-۱) نشان داده شده است) قرار بگیرند، آنگاه معادلات جریان (۱۶-۳) را می توان به صورت معادلات خطی تغییر ناپذیر با زمان زیر بازنویسی کرد.

$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R}{L}I_d - \frac{1}{L}E_d + \frac{v_d}{L} \\ \dot{I}_q = -\frac{R}{L}I_q - \frac{1}{L}E_q + \frac{v_q}{L} \\ \dot{v}_{dc} = \frac{1}{C}i_{rect} - \frac{1}{C}I_d S_d - \frac{1}{C}I_q S_q \end{cases} \quad (۱۹-۳)$$

با جدا کردن معادلات ولتاژ و جریان، تابع تبدیل برای حلقه کنترل جریان به صورت زیر است.

$$G_{AC}(s) = \frac{v_d - E_d}{I_d} = \frac{v_q - E_q}{I_q} = \frac{1}{Ls + R} \quad (20-3)$$

که در این رابطه  $v_d$  و  $v_q$  به ترتیب مولفه‌های مستقیم و تربیعی ولتاژ می‌باشند.

تابع تبدیل دینامیکی باس  $DC$  را می‌توان از رابطه (۳-۱۹) به صورت زیر بدست آورد.

$$G_{DC}(s) = \frac{v_{dc}}{i_{dc}} = -\frac{1}{Cs} M_{id}(s) \quad (21-3)$$

که در آن  $M_{id}$  تابع تبدیل حلقه بسته حلقه کنترل جریان است.  $G_{DC}(s)$  تغییرات کلیدزنی مبدل

$DC-AC$  که ناشی از تغییرات جریان خروجی است را توصیف می‌کند.

### ۳-۴ راه انداز مبدل $DC-AC$

معمولاً ملزوماتی برای راه انداز مبدل  $DC-AC$  از قبیل [۲۷]

- محدوده عملکرد خطی وسیع
- حداقل تعداد کلیدزنی برای کاهش تلفات کلیدزنی در قطعات قدرت
- حداقل هارمونیک در جریان و ولتاژ
- عملکرد در ناحیه فوق مدولاسیون موج مربعی

وجود دارد.

دو روش معروف و شناخته شده برای راه اندازی مبدل  $DC-AC$  سه فاز

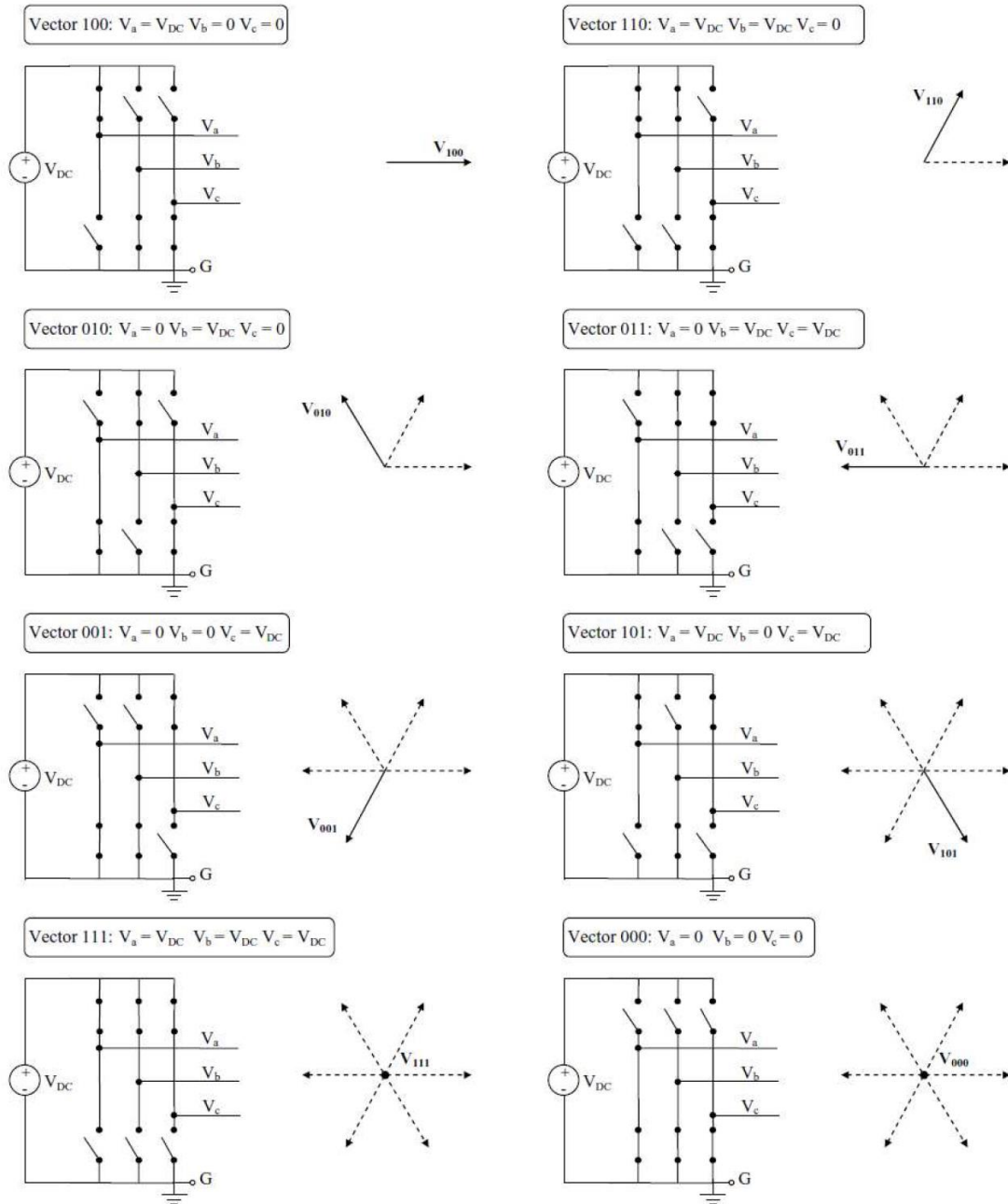
- مدولاسیون پهنای پالس بر اساس حامل ( $CB-PWM$ )
- مدولاسیون بردار فضایی ( $SVM$ )

هستند

در بین این دو روش، روش *SVM* اعوجاج هارمونیکی کمتری را در جریان خروجی نسبت به *CB*-*PWM* تولید می‌کند. همچنین روش *SVM* کارایی را توسط کاهش تلفات مبدل *DC-AC* افزایش می‌دهد. علاوه بر این روش *SVM* قابلیت انعطاف بیشتری در پیاده سازی‌های دیجیتال دارد [۲۸]. به همین دلیل در این پایان‌نامه روش *SVM* برای راه اندازی مبدل *DC-AC* سه فاز مورد استفاده قرار می‌گیرد.

در مورد مبدل‌های سه فاز دو مرحله‌ای، در هر پایه دو سوئیچ وجود دارد که این سوئیچ‌ها نمی‌توانند به صورت همزمان روشن یا خاموش باشند، زیرا روشن بودن هر دوی آنها باعث اتصال کوتاه و خاموش بودن آنها باعث مدار باز شدن می‌شود. بنابراین در مبدل‌های دو مرحله‌ای هشت حالت ممکن وجود دارد که شش حالت فعال و دو حالت صفر دارند [۲۷]. تمام این هشت حالت در شکل (۳-۴) طبق شماره گذاری باینری ( صفر برای حالت خاموش و یک برای حالت روشن) از ۰۰۰ تا ۱۱۱ شماره گذاری شده اند [۲۵]. هر حالت توسط یک بردار در یک شش ضلعی نشان داده شده است که دارای دامنه‌های یکسان با جهت‌های مخالف هستند.





شکل (۳-۴) طرح مدولاسیون بردار فضایی [۲۵]

$$\begin{aligned}
\vec{V}_1 &= -\vec{V}_4 \\
\vec{V}_2 &= -\vec{V}_5 \\
\vec{V}_3 &= -\vec{V}_6 \\
\vec{V}_0 &= \vec{V}_7 \\
\vec{V}_1 + \vec{V}_3 + \vec{V}_5 &= 0
\end{aligned}
\tag{۲۲-۳}$$

می توان در شکل (۳-۵) دید، که در یک دوره نمونه برداری،  $T_s$  هر بردار خروجی  $\vec{V}(t)$  می تواند با

مجموع بردارهای دیگر پیاده سازی شود [۲۵]

$$\vec{V}(t) = \frac{t_0}{T_s} \vec{V}_0 + \frac{t_1}{T_s} \vec{V}_1 + \dots + \frac{t_7}{T_s} \vec{V}_7
\tag{۲۳-۳}$$

که در آن  $t_0, t_1, \dots, t_7$  زمان های روشن بودن سوئیچ ها برای  $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_7$  هستند و  $\sum_{k=0}^7 t_k = T_s$

$$\text{در شکل (۳-۶) } \delta_1 = \frac{t_1}{T_s}, \delta_2 = \frac{t_2}{T_s} \text{ و } \delta_3 = \frac{t_0}{T_s}$$

بنابراین، هر بردار مطلوب در روش SVM با قابلیت های نامحدود قابل پیاده سازی است. جهت کم

کردن زمان ON/OFF برای سوئیچ ها، بردار خروجی توسط رشته های ON/OFF بردارهای تصویر شده

روی دو بردار مجاور بردار حالت تجزیه می شود. طول هر تصویر، نسبت دوره مدولاسیونی که توسط

بردار خروجی بکار برده می شود را مشخص می کند. برای مثال، در ناحیه (I) (ناحیه بین  $V_{100}$  و  $V_{110}$ )

در یک دوره نمونه برداری، بردار خروجی  $\vec{V}(t)$  می تواند به صورت

$$\vec{V}(t) = \frac{t_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{t_2}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{t_0}{T_s} \vec{V}_0 + \frac{t_7}{T_s} \vec{V}_7
\tag{۲۴-۳}$$

بیان شود. که

$$T_s - t_1 - t_2 = t_0 + t_7 \geq 0
\tag{۲۵-۳}$$

چنانچه طول بردار خروجی  $\vec{V} = mE$  فرض شود، آنگاه

$$\frac{m}{\sin(\frac{2\pi}{3})} = \frac{t_1}{T_s} \frac{1}{\sin(\frac{\pi}{3} - \varphi)} = \frac{t_2}{T_s} \frac{1}{\sin(\varphi)}
\tag{۲۶-۳}$$

بنابراین

$$\frac{t_1}{T_s} = \frac{2m}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega t\right)$$

$$\frac{t_2}{T_s} = \frac{2m}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (27-3)$$

$$T_s - t_1 - t_2 = t_0 + t_7$$

این معادلات می‌توانند به صورت زیر بازنویسی شوند [29].

$$\frac{t_1}{T_s} = \frac{2m}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

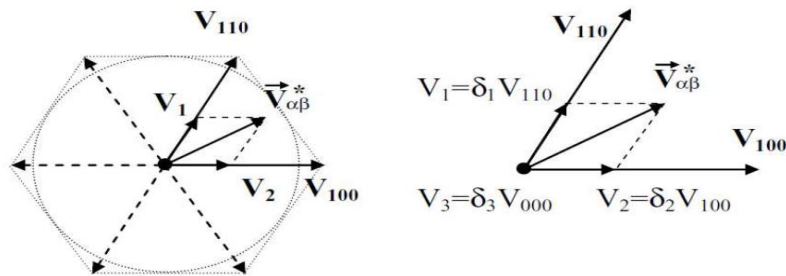
$$\frac{t_2}{T_s} = \frac{2m}{\sqrt{3}} \cos\left(\omega t + \frac{3\pi}{2}\right) \quad (28-3)$$

$$T_s - t_1 - t_2 = t_0 + t_7$$

تجزیه  $\vec{V}$  در نواحی مختلف در جدول (3-1) نشان داده شده است.

دوره زمانی *ON/OFF* برای بردارهای غیرصفر  $\vec{V}_1, \dots, \vec{V}_6$  در تمام مدولاسیون‌های پهنای پالس بردار فضایی یکسان هستند. تفاوت بین *SVM* ها از توزیع زمان‌های  $t_0$  و  $t_7$  ناشی می‌شود. برای بدست آوردن ولتاژ خروجی سینوسی خط به خط، بردار خروجی  $\vec{V}$  باید دایره‌ای باشد. بنابراین این مسیر به صورت دایره محاط شده در شش ضلعی در نظر گرفته می‌شود و طول بردار خروجی

$$\vec{V} = mE = \frac{\sqrt{3}}{2} E \quad (28-3)$$



است.

شکل (3-5) ایجاد بردار مرجع ولتاژ با *SVM* [25]

جدول (3-1) زمان‌بندی مدولاسیون بردار فضایی [29]

SVM Timing	
Area I ( $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$ )	$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{6})$ $t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{3\pi}{2})$ $t_0 + t_7 = T_s - t_1 - t_2$
Area II ( $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$ )	$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{11\pi}{6})$ $t_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{7\pi}{6})$ $t_0 + t_7 = T_s - t_1 - t_2$
Area III ( $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi$ )	$t_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{3\pi}{2})$ $t_4 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{5\pi}{6})$ $t_0 + t_7 = T_s - t_1 - t_2$
Area IV ( $\pi \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3}$ )	$t_4 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{7\pi}{6})$ $t_5 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$ $t_0 + t_7 = T_s - t_1 - t_2$
Area V ( $\frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$ )	$t_5 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{6\pi}{6})$ $t_6 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{6})$ $t_0 + t_7 = T_s - t_1 - t_2$
Area V ( $\frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq 2\pi$ )	$t_6 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{2})$ $t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} m T_s \cos(\omega t + \frac{11\pi}{6})$ $t_0 + t_7 = T_s - t_1 - t_2$

### ۵-۳) همزمان سازی شبکه

در روش کنترل قالب همزمان، دامنه و فاز ولتاژ شبکه برای سیستم کنترل باید مشخص باشد. این بخش از اطلاعات برای حلقه‌های کنترل ولتاژ و جریان جهت پایدارسازی سیستم نیاز است و سیستم

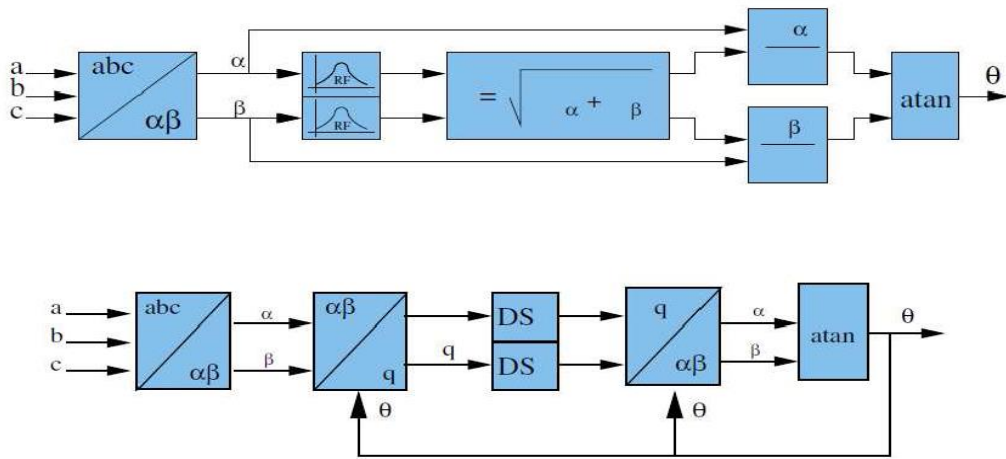
را وادار می‌کند در نقطه بهینه‌اش کار کند که در آن نقطه سیستم حداکثر توان را تولید و ارسال می‌کند. برای بدست آوردن این بخش از اطلاعات حیاتی، باید از یک روش همزمان سازی برای همزمان کردن خروجی مبدل  $DC-AC$  و شبکه سراسری استفاده کرد. روش‌های متنوعی برای استخراج فاز از سیگنال داده شده وجود دارد که در زیر تعدادی از این روش‌ها معرفی می‌شوند.

### ۱-۵-۳) روش عبور از صفر

در این روش، زاویه فاز شبکه براساس اختلاف زمان بین دو نقطه عبور از صفر نمودار ولتاژ شبکه بدست می‌آید. از آنجایی که نقاط عبور از صفر در هر نیم سیکل از فرکانس ولتاژ اتفاق می‌افتد، کارایی دینامیکی این روش پایین است. همچنین برای تاخیر گذر از صفر، یک فیلتر اضافی جهت آشکار کردن فرکانس اصلی نیاز است، که خود باعث ایجاد تاخیر بیشتر در سیستم می‌شود. برای فیلتر کردن تاخیر می‌توان این فیلتر را توسط یک فیلتر پیش‌بین جایگزین کرد، اما این فیلترها باعث پیچیدگی بیشتر سیستم می‌شود [۳۰، ۳۱].

### ۲-۵-۳) روش فیلتر کردن $\alpha\beta$ و $dq$

زاویه فاز ولتاژ شبکه، می‌تواند توسط روش فیلتر کردن ولتاژ در قالب ایستا  $\alpha\beta$  و یا در قالب گردان  $dq$  بدست آید. شکل (۳-۶) شماتیک این روش همزمان سازی را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، زاویه فاز شبکه با استفاده از فیلتر کردن در قالب ایستا یا قالب گردان استخراج می‌شود. در قالب ایستا تابع  $Arctg()$  به صورت مستقیم در این قالب بکار برده می‌شود اما در قالب گردان ابتدا سیگنال  $dq$  باید به قالب ایستا برگردانده شود و سپس از تابع  $Arctg()$  برای بدست آوردن زاویه فاز استفاده کرد. عیب این روش استفاده از فیلتر است، که این فیلتر خود باعث ایجاد تاخیر برای سیستم می‌شود و بنابراین زاویه فاز محاسبه شده نسبت به زاویه فاز حقیقی تاخیر دارد [۳۰، ۳۱].



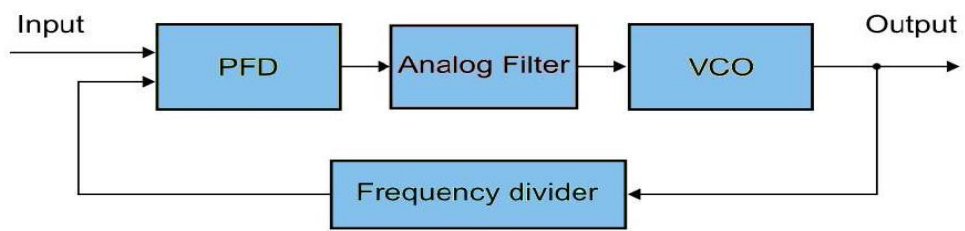
شکل (۳-۶) روش همزمان سازی با استفاده از تبدیل  $\alpha\beta$  و  $dq$  [۳۱]

### ۳-۵-۳) حلقه قفل کننده فاز

روش سوم همزمان سازی، روش حلقه قفل کننده فاز است. مدار یک  $PLL$  پایه معمولاً شامل سه عضو ضروری است، فیلتر حلقه، نوسان کننده کنترل شده ولتاژ ( $VCO$ ) و آشکارساز فاز. با بکار بردن یک حلقه فیدبک منفی،  $PLL$  خطای فاز و فرکانس بین ورودی و خروجی را کاهش می‌دهد. شمای یک  $PLL$  در شکل (۳-۷) نشان داده شده است.

این روش حذف اغتشاش و هارمونیک بهتری نسبت به دو روش قبلی دارد، اما در شرایطی که شبکه نامتعادل باشد، این روش نیازمند بهبودسازی بیشتری است [۳۱].

بخاطر فواید و کاربردهای عملی وسیع  $PLL$ ، در شبیه سازی مبدل  $DC-AC$  توربین بادی متصل به شبکه از این روش جهت همزمان سازی زاویه فاز خروجی مبدل  $DC-AC$  با زاویه فاز شبکه استفاده می‌شود.



شکل (۳-۷) طرح حلقه قفل کننده فاز [۳۱]





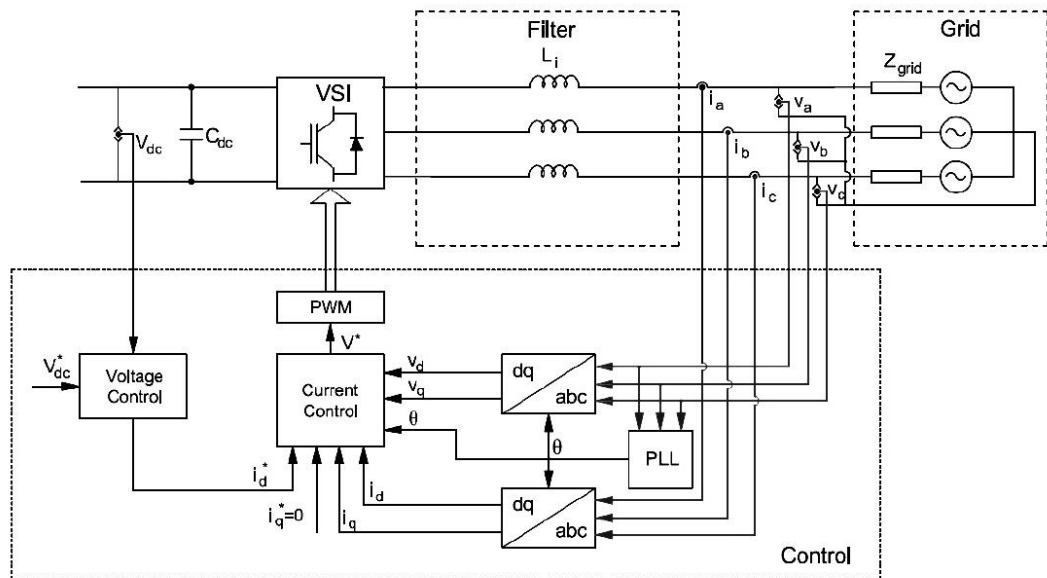
## فصل چهارم

### کنترل کسری ولتاژ و جریان مبدل $DC-AC$ سه فاز متصل به شبکه

#### ۴-۱) مقدمه

روش تحلیل کنترل در مبدل  $DC-AC$  متصل به شبکه یک مسئله کلاسیک کنترل است، که شامل یک حلقه جریان داخلی و یک حلقه ولتاژ خارجی می‌باشد. در این روش کنترل، حلقه ولتاژ یک ولتاژ ثابت را بر روی خازن لینک  $DC$  نگه می‌دارد و سیگنال مرجع برای حلقه جریان داخلی را تولید می‌کند. همچنین یک روش همزمان سازی شبکه ( که در اینجا روش  $PLL$  است) به منظور همزمان کردن سیستم کنترل با زاویه فاز شبکه مورد استفاده قرار گرفته است.

سیستمی که در این فصل مورد تحقیق قرار می‌گیرد یک توربین بادی با مبدل  $DC-AC$  سه فاز تک مرحله‌ای متصل به شبکه است که بخش کنترل مبدل  $DC-AC$  آن در شکل (۴-۱) نشان داده شده است.



شکل (۴-۱) شمای کنترل مبدل DC-AC منبع ولتاژ سه فاز متصل به شبکه

تاکنون روش‌های زیادی جهت کنترل مبدل DC-AC متصل به شبکه ابداع شده است، روش‌هایی از قبیل، مدل پیش‌بین، هیستریزیس، PI قالب ثابت یا همزمان و .... با این حال، همانطور که قبلاً اشاره شد، PI قالب همزمان روشی است که هنوز رایج بوده و در بسیاری از مسائل کاربردی به خاطر سادگی‌اش مورد استفاده قرار می‌گیرد. کنترل کننده PI قالب همزمان جریان‌های سه فاز AC را که شامل  $[i_a, i_b, i_c]$  است به مولفه‌های  $[i_d, i_q]$  در قالب dq تبدیل می‌کند. که این روش باعث می‌شود خطای حالت ماندگار PI در کاربردهای AC حذف شوند و همچنین یک کنترل مستقل برای تزریق توان اکتیو و توان راکتیو به شبکه را تولید می‌کند.

در روش PI قالب همزمان، مولفه‌های d و q مبدل DC-AC جریان خروجی را توسط دو کنترل کننده PI تنظیم می‌کنند. در واقع، حلقه کنترل ولتاژ یک نقطه تنظیم برای حلقه کنترل جریان داخلی را تولید می‌کند. ثابت زمانی حلقه کنترل ولتاژ بطور چشمگیری بیشتر از ثابت زمانی حلقه کنترل جریان

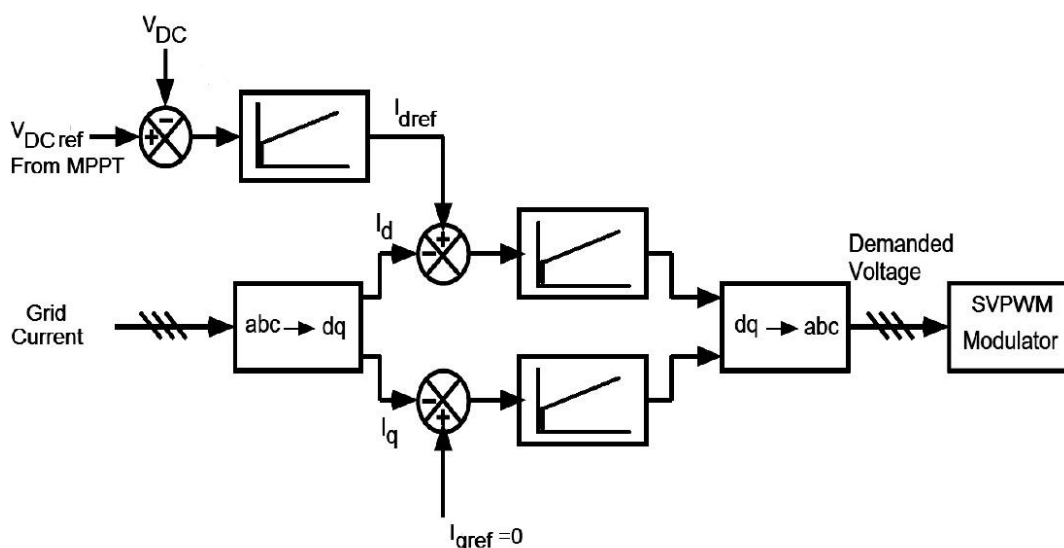
داخلی، برای جدا کردن فرآیندهای طراحی حلقه‌های کنترل جریان و ولتاژ در نظر گرفته می‌شود. شکل (۴-۲) روش کنترل قالب همزمان را نمایش می‌دهد.

## **(۴-۲) مدل ریاضی برای سیستم مبدل $DC-AC$ سه فاز توربین بادی متصل به شبکه**

همانطور که در فصل سوم گفته شد، در اغلب موارد فرکانس کلیدزنی  $VSI$  بطور چشمگیری بیشتر از پهنای باند حلقه کنترل است و تاثیرات آن بر روی دینامیک‌های حلقه کنترل مبدل  $DC-AC$  قابل چشم پوشی است. بنابراین خود مبدل  $DC-AC$  می‌تواند به عنوان یک بهره ثابت بدون دینامیک مدل شود. با این حال بقیه اجزای سیستم، به عنوان مثال خازن لینک  $DC$  و فیلتر  $L$  تاثیر زیادی روی پاسخ حلقه کنترل دارد و باید در مدل سازی سیستم مورد توجه قرار گیرند.

### **(۴-۲-۱) مدل سازی حلقه کنترل جریان**

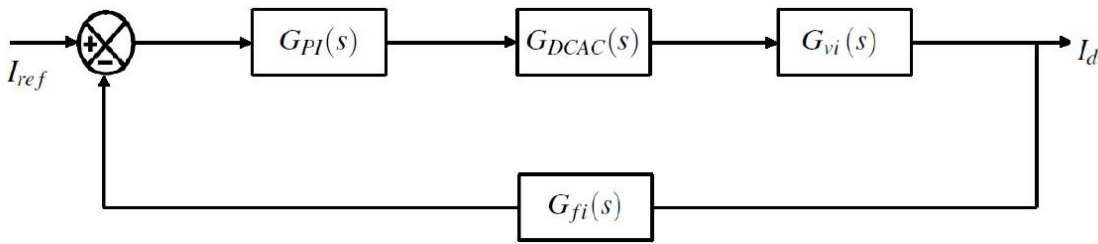
کنترل کننده جریان، حلقه کنترل داخلی مبدل  $DC-AC$  سه فاز متصل به شبکه است. همانطور که اشاره شد در این روش از دو کنترل کننده  $PI$  برای جریان های  $I_d$  و  $I_q$  استفاده می‌شود.



شکل (۲-۴) استراتژی کنترل قالب همزمان

حلقه کنترل جریان برای هر دو مولفه  $I_d$  و  $I_q$  به صورت شکل (۳-۴) مدل می‌شوند. که هر بلوک به صورت زیر تعریف شده‌اند.

- بلوکی  $G_{DCAC}$  برای نمایش تاخیر زمانی که در حین یک دوره کلیدزنی اتفاق می‌افتد. و همانطور که قبلاً گفته شد به دلیل فرکانس بالای کلیدزنی مبدل  $DC-AC$  نسبت به پهنای باند حلقه کنترل، دینامیک‌های مبدل  $DC-AC$  قابل چشم پوشی هستند و می‌توان این بلوک را به عنوان یک بهره ثابت در نظر گرفت.
- این بلوک تابع تبدیل فیلتر نویز اندازه‌گیری است. معمولاً به خاطر کاهش نویزهای اندازه‌گیری از یک فیلتر مرتبه اول استفاده می‌شود.
- این بلوک تابع تبدیل کنترل کننده  $PI$  است.
- $G_{vi}$  تابع تبدیل فیلتر خروجی مبدل  $DC-AC$  است و نشان می‌دهد که جریان خروجی مبدل  $DC-AC$  چگونه به تغییرات ولتاژ مبدل  $DC-AC$  واکنش نشان می‌دهد.



شکل (۴-۳) شماتیک حلقه کنترل جریان

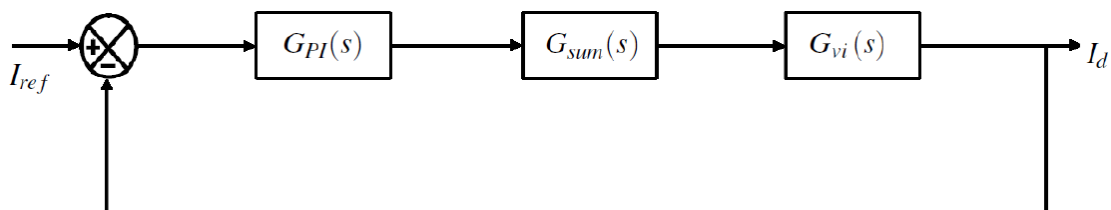
همانطور که قبلا بیان شد. محورهای جریان  $d$  و  $q$  از هم مستقل نیستند، بنابراین برای ساده‌سازی مدل کردن سیستم نیاز است که این دو مولفه از هم جدا شوند. تابع تبدیل مبدل  $DC-AC$  و فیلتر خروجی آن به صورت زیر است.

$$G_{vi}(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (۴-۱)$$

با اضافه کردن تمام تاخیرهای فیلترینگ در حلقه کنترل جریان شکل (۴-۳)، حلقه کنترل می‌تواند به شکل (۴-۴) در آید که در این حلقه جدید  $G_{sum}(s) = G_{DCAC}(s)G_{fi}(s)$  است. معمولا مجموع این تاخیرها تقریبا بزرگتر از زمان نمونه‌برداری  $T_s$  است، بنابراین فرایند طراحی می‌تواند در حوزه زمان پیوسته انجام گیرد.

با این وجود تابع تبدیل حلقه باز حلقه کنترل جریان به صورت زیر است

$$G_p(s) = G_{sum} G_{vi} = \frac{Ke^{-t_d} s}{Ls + R} \quad (۴-۲)$$



شکل (۴-۴) شماتیک ساده شده حلقه کنترل جریان

## ۴-۲-۲) مدل سازی حلقه کنترل ولتاژ

کنترل کننده ولتاژ، حلقه کنترل خارجی در سیستم مبدل  $DC-AC$  سه فاز متصل به شبکه است. و این کنترل کننده سیگنال مرجع برای مولفه  $d$  حلقه کنترل جریان را تولید می کند. این حلقه کنترل می تواند

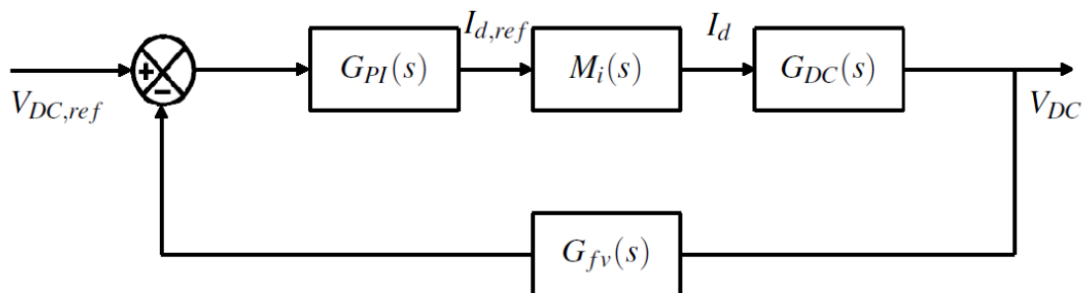
به شکل (۴-۵) مدل شود. در این مدل

$G_{fv}$ : فیلتر نویز اندازه گیری است.

$G_{PI}$ : تابع تبدیل کنترل کننده است

$M_{id}$ : تابع تبدیل حلقه جریان کنترل شده را نشان می دهد.

$G_{DC}$ : تابع تبدیل بین مولفه های مستقیم جریان و ولتاژ لینک  $DC$  است.



شکل (۴-۵) شماتیک حلقه کنترل ولتاژ

با بکارگیری کنترل کننده های مرتبه کسری برای حلقه کنترل جریان، باید  $M_{id}$  تابع تبدیل مرتبه کسری باشد. برای ساده کردن تنظیمات تنظیم کننده های ولتاژ،  $M_{id}$  می تواند با یک قطب مرتبه کسری مرتبه کاهش یافته یا قطب مرتبه اول همراه با تاخیر تخمین زده شود.

**تابع تبدیل حلقه بسته کنترل کننده  $PI$  مرتبه کسری مرتبه کاهش یافته**

در مورد کنترل کننده  $PI$   $(k_p(1 + \frac{k_i}{s^\alpha}))$ ، تابع تبدیل حلقه بسته برای حلقه کنترل جریان به صورت

زیر خواهد بود.

$$M_{id} = \frac{K(k_p s^\alpha + k_p k_i)}{Ls^{\alpha+1} + (R + k_p k_i)s^\alpha + Kk_p k_i} \quad (4-3)$$

یا

$$M_{id} = \frac{\frac{1}{k_i} s^\alpha + 1}{\frac{L}{Kk_p k_i} s^{\alpha+1} + \frac{R + k_p k_i}{Kk_p k_i} s^\alpha + 1} \quad (4-4)$$

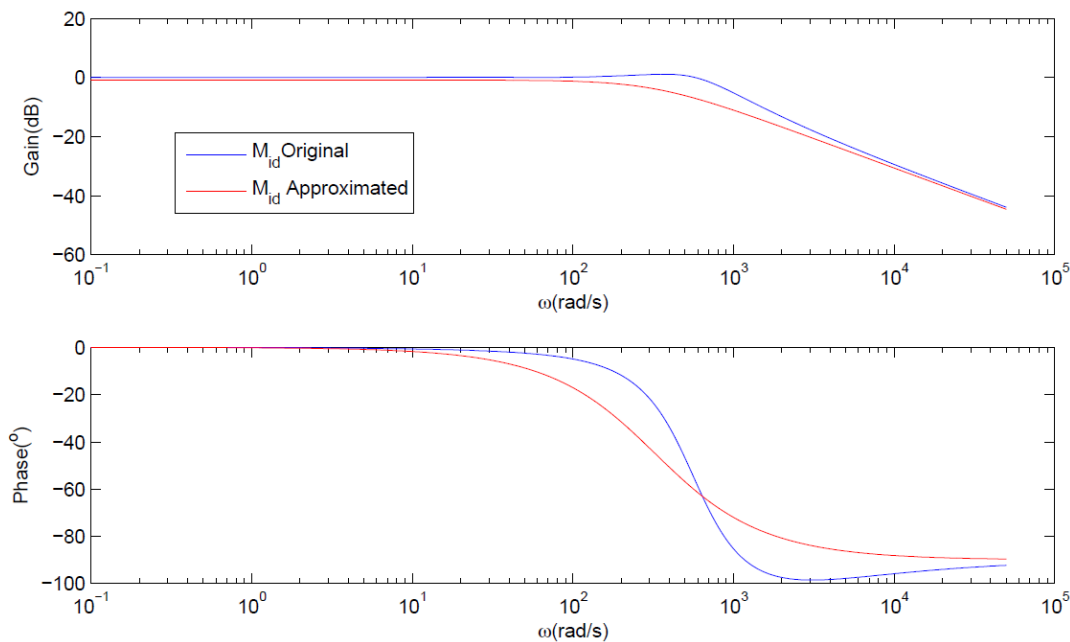
از آنجاییکه در فرکانس های بالا  $\frac{s^\alpha}{k_i} \gg 1$  و  $\frac{L}{Kk_p k_i} s^{\alpha+1} + \frac{R + k_p k_i}{Kk_p k_i} s^\alpha \gg 1$  پس  $M_{id}$  را می توان

به صورت زیر بازنویسی کرد

$$M_{id} = \frac{Kk_p}{Ls + R + Kk_p} \quad (4-5)$$

نمودار بودی مرتبه کاهش یافته و تابع تبدیل اصلی که در شکل (4-6) آورده شده است، شباهت بین

پاسخ فرکانسی هر دو سیستم را نشان می دهد.



شکل (4-6) مقایسه پاسخ فرکانسی بین تابع تبدیل اصلی حلقه بسته کنترل ولتاژ و تابع تبدیل حلقه بسته کنترل ولتاژ مرتبه کاهش یافته با کنترل کننده  $PI$  مرتبه کسری

تابع تبدیل حلقه بسته کنترل کننده جریان  $PI$  مرتبه صحیح مرتبه کاهش یافته

این تابع تبدیل به صورت زیر است

$$M_{id} = \frac{Kk_p}{Ls + R + Kk_p} \quad (4-6)$$

تابع تبدیل مرتبه کاهش یافته حلقه ولتاژ

بعد از محاسبه تابع تبدیل حلقه جریان کنترل شده، تابع تبدیل برای حلقه کنترل ولتاژ که رابطه بین  $V_{dc}$  و  $I_d$  است به صورت زیر خواهد بود.

$$G_{DC} = -\frac{K_{dc}}{Cs} M_{id} \quad (4-7)$$

که در آن  $K_{dc}$  یک مقدار ثابت است که نسبت بین مولفه مستقیم جریان تزریق شده به جریان  $DC$  است. این نسبت می‌تواند با در نظر گرفتن رابطه بین ورودی و توان خروجی سیستم توسط رابطه زیر

تعیین شود

$$v_{dc} I_{dc} = \frac{2}{3} V_d I_d \quad (4-8)$$

و

$$v_{ab} = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} v_{dc} m \quad (4-9)$$

در رابطه فوق  $m$  اندیس مدولاسیون و  $v_{ab}$  ولتاژ بین دو فاز است. مولفه مستقیم ولتاژ فاز  $v_{ab}$  توسط رابطه زیر بدست می‌آید.

$$v_d = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} v_{ab} = \frac{1}{2} v_{dc} m \quad (4-10)$$

بنابراین  $K_{dc}$  می‌تواند با ترکیب رابطه (4-8) و (4-10) محاسبه شود.

$$K_{dc} = \frac{I_{dc}}{I_d} = \frac{3}{2} \frac{v_d}{v_{dc}} = \frac{3}{4} m \quad (4-11)$$



اگر از مدولاسیون بردار فضایی برای راه اندازی مبدل DC-AC استفاده کنیم  $0 \leq m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$  و چنانچه

از مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی استفاده شود  $m = \frac{\sqrt{3}}{2}$  و بنابراین شکل کلی تابع تبدیل حلقه

باز پیوسته حلقه کنترل ولتاژ به صورت زیر است.

$$G_p(s) = \frac{K_{dc} e^{-T_d s}}{Cs(Ts + 1)} \quad (4-12)$$

### ۳-۲-۴) طرح کامل کنترل سیستم مبدل DC-AC سه فاز توربین بادی متصل به شبکه

یک نمای کلی از شمای کنترل سیستم مبدل DC-AC سه فاز توربین بادی متصل به شبکه در شکل

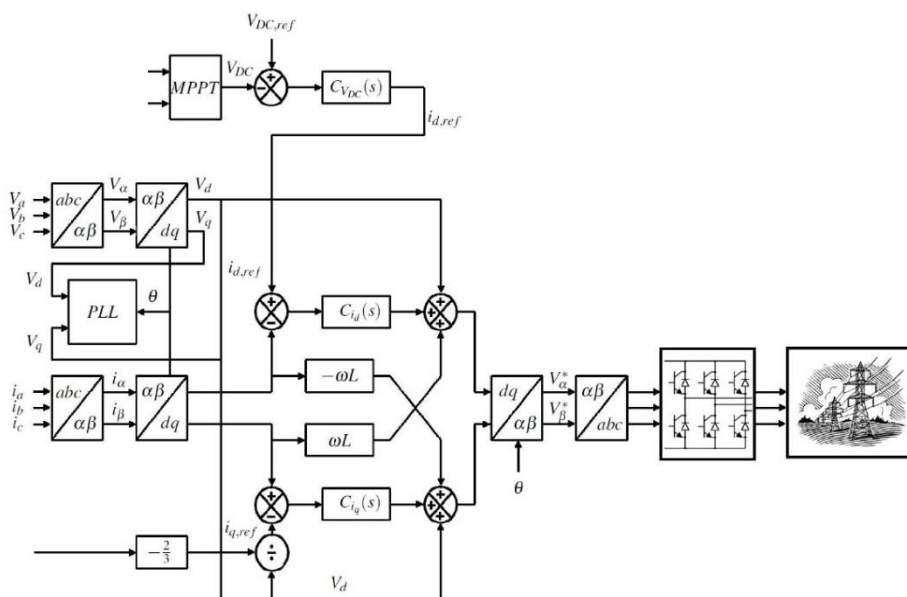
(۴-۷) نشان داده شده است. همانطور که در این شکل دیده می‌شود، جریان و ولتاژ شبکه و مبدل DC-

AC با استفاده از تبدیل  $\alpha\beta$  دکوپله شده و سپس به قالب همزمان توسط تبدیل  $dq$  انتقال داده می‌شود.

مولفه‌های مستقیم و تربیعی جریان و ولتاژ برای کنترل کننده‌های جریان و ولتاژ ارسال می‌شوند.

خروجی این کنترل کننده‌ها مجدداً به سیستم سه فاز تبدیل شده و به راه انداز SVM جهت دستور به

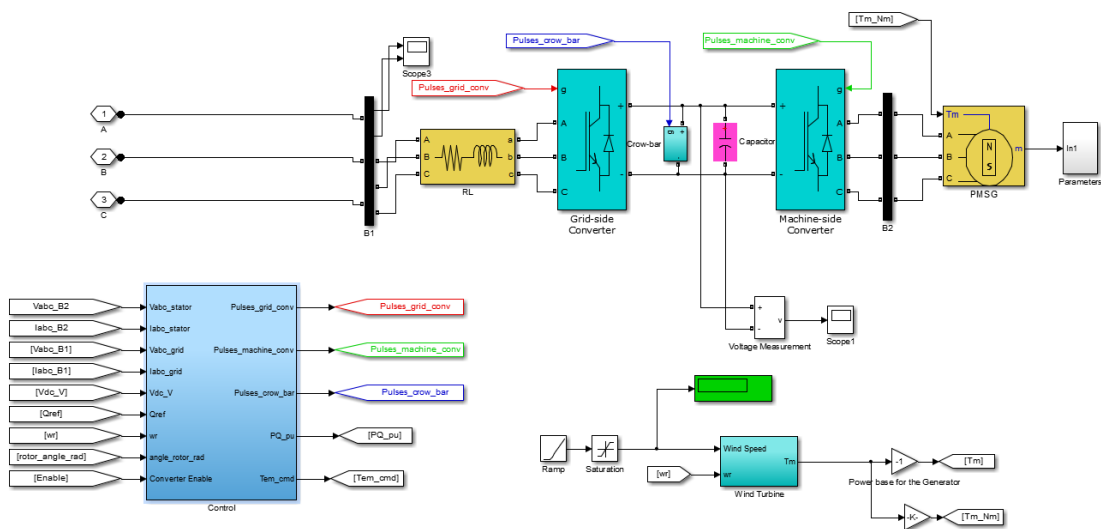
مبدل DC-AC به کار برده می‌شود.



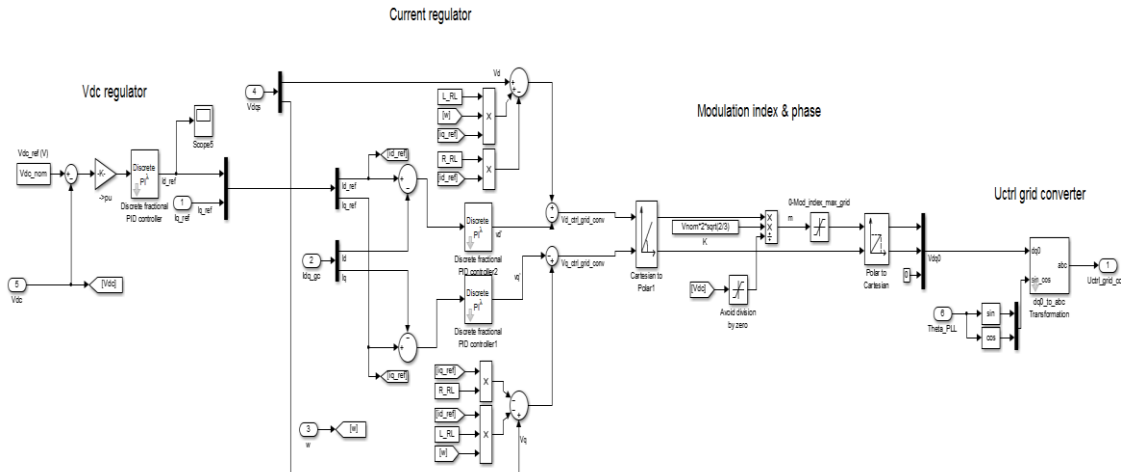
شکل (۴-۷) نمای حلقه های کنترل جریان و ولتاژ

### ۳-۴) نتایج شبیه سازی

شبیه سازی سیستم مبدل  $DC-AC$  سه فاز توربین بادی متصل به شبکه در سیمولینک متلب انجام شده است. شمای کلی این شبیه سازی در شکل (۴-۸) نمایش داده شده است. در این سیستم، نقطه تنظیم ولتاژ برای حلقه کنترل از سمت یکسوکننده که ردیابی حداکثر نقطه توان در آن انجام شده، تامین می-شود. مولفه مستقیم جریان،  $I_d$ ، توسط حلقه کنترل ولتاژ خارجی بدست می-آید. و مولفه تربیعی جریان،  $I_q$ ، صفر است. زیرا در این صورت توان راکتیو تزریقی به شبکه حداقل خواهد شد.  $SVM$  نیز برای راه اندازی سوئیچ های مبدل  $DC-AC$  سه فاز پیاده سازی شده است. زیرسیستم کنترل سمت شبکه در شکل (۴-۹) نشان داده شده است.



شکل (۴-۸) نمای کلی سیستم توربین بادی



شکل (۹-۴) زیر سیستم کنترل مبدل DC-AC سمت شبکه

### ۴-۳-۱ معیارهای طراحی

برای طراحی کنترل کننده‌های ولتاژ و جریان در حوزه فرکانس، نیاز است که در ابتدا حاشیه فاز و فرکانس گذر تعریف شوند. برای حلقه کنترل جریان در سیستم توربین بادی متصل به شبکه، محدوده بهینه فرکانس طبیعی  $\omega_n \in [160, 990] \text{ rad/s}$  است. تحت این شرایط پایداری سیستم تضمین شده است. محدوده بهینه فرکانس برای حلقه کنترل ولتاژ  $\omega_n \in [20, 120] \text{ rad/s}$  است. برای بدست آوردن ۵٪ بالازدگی در پاسخ زمانی سیستم، ضریب میرا شونده باید  $\zeta = 0.707$  در نظر گرفته شود. از آنجایی

که رابطه بین  $\omega_c$  و  $\omega_n$ ،  $\zeta$

$$\frac{\omega_c}{\omega_n} = \sqrt{-2\zeta^2 + \sqrt{1+4\zeta^4}} \quad (۴-۱۳)$$

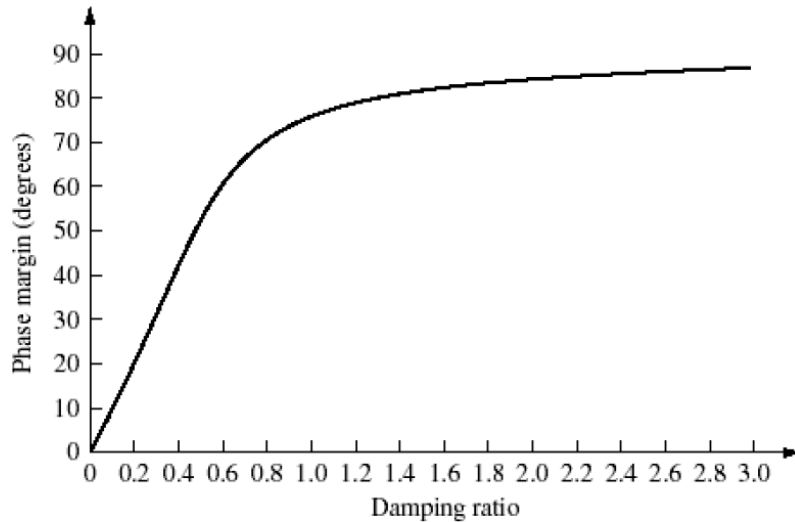
است. پس فرکانس گذر حلقه کنترل جریان و حلقه کنترل ولتاژ به ترتیب در محدوده  $[100, 640] \text{ rad/s}$

و  $[10, 80] \text{ rad/s}$  قرار می‌گیرند.

در ادامه، فرکانس گذر حلقه کنترل جریان  $\omega_c = 600 \text{ rad/s}$  و مقدار مطلوب برای حلقه کنترل ولتاژ

$\omega_c = 15 \text{ rad/s}$  انتخاب می‌شود. بر اساس شکل (۴-۱۰) برای داشتن  $\zeta = 0.707$ ، حاشیه فاز باید  $\frac{\pi}{3}$

در نظر گرفته شود.



شکل (۴-۱۰) نمودار حاشیه فاز برحسب ضریب میرایی در سیستم مرتبه دوم

## ۲-۳-۴ طراحی سیستم

چهار مورد نقش اساسی را در انتخاب خازن لینک  $DC$  بازی می‌کند.

$$C_{DC} > \frac{T_r \Delta P_{\max}}{2V_o \Delta V_o} \quad (۴-۱۴)$$

که  $T_r$  تاخیری است که توسط فیلتر کردن ولتاژ  $DC$  و حلقه کنترل جریان تولید شده است.  $\Delta P_{\max}$ ،

حداکثر تغییرات توان در باس  $DC$ ،  $\Delta V_o$  ولتاژ قابل تحمل در باس  $DC$  است. بنابراین، یک مصالحه

بین پاسخ زمانی سیستم و تغییرات توان و ولتاژ قابل تحمل در باس  $DC$  است. معمولاً، هر چه ظرفیت

خازن باس  $DC$  بالاتر باشد، سیستم بهتر است، سلف خط شبکه با رابطه زیر تعیین می‌شود.

$$L = \frac{\sqrt{2}V_g}{4f_{sw}\Delta I_L} \quad (15-4)$$

که در آن  $\Delta I_L$  ریپل جریان قابل قبول،  $V_g$  ولتاژ شبکه و  $f_{sw}$  فرکانس کلیدزنی مبدل DC-AC است. براساس رابطه (۴-۱۴) و (۴-۱۵)، اندوکتانس فیلتر خروجی و خازن لینک DC به ترتیب  $10mH$  و  $1mF$  هستند. زمان نمونه برداری  $10KHz$  است.

### تنظیم کنترل کننده‌ها

طبق مقادیر طراحی در الکترونیک قدرت، تابع تبدیل حلقه باز جریان بصورت زیر است

$$G_p(s) = \frac{1}{0.01s + 1} e^{1e-4s} \quad (16-4)$$

مقاومت معادل سری در فیلتر خروجی  $1\Omega$  فرض شده است.

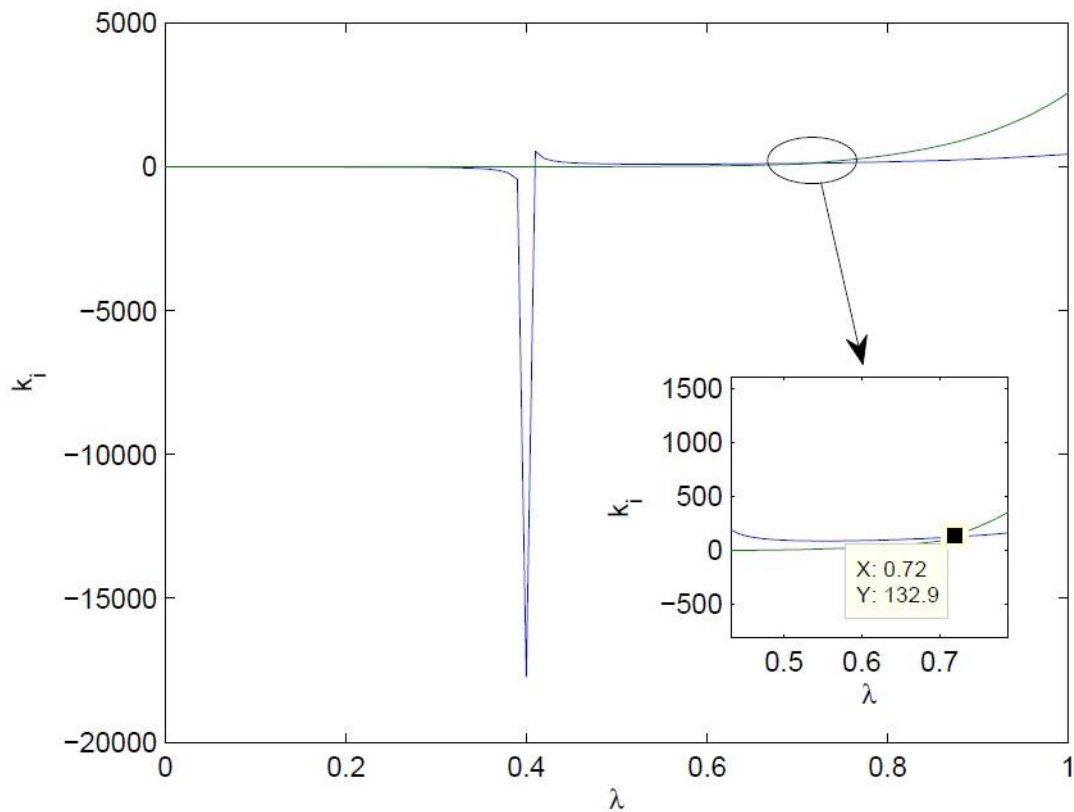
برای بدست آوردن یک مقایسه عادلانه بین کنترل کننده مرتبه کسری و کنترل کننده مرتبه صحیح، همان روش تنظیم که در فصل دو درباره آن بحث شد برای تمام کنترل کننده‌ها به کار برده می‌شود. با توجه به غیرخطی بودن روابط موجود برای کنترل کننده PI مرتبه کسری استفاده از روش گرافیکی برای یافتن ضرایب استفاده می‌کنیم.

برای تنظیم کنترل کننده PI مرتبه کسری برای حلقه جریان، از معادلات (۲-۵۶) و (۲-۶۰) استفاده کرده و آنها را در یک صفحه رسم می‌کنیم، همانطور که در شکل (۴-۱۱) دیده می‌شود. نقطه تقاطع بین این دو نمودار بهره انتگرال و مرتبه کنترل کننده PI را مشخص می‌کند. با جایگزین کردن این دو مقدار در رابطه (۲-۵۳) مقدار بهره تناسبی کنترل کننده مرتبه کسری PI بدست می‌آید. که این مقادیر برابرند با  $\lambda = 0.72$ ،  $k_i = 132$  و  $k_p = 3.10$  و با توجه به معادلات (۲-۶۲) و (۲-۶۳) مقدار بهره انتگرال برای کنترل کننده مرتبه صحیح PI برابر  $2020$  و بهره تناسبی برابر  $4,63$  بدست می‌آیند. در نتیجه کنترل کننده‌های تنظیم شده جریان برای مبدل DC-AC سه فاز متصل به شبکه به صورت زیر است.

$$C_{IOPI} = 4.63 + \frac{2020}{s}$$

$$C_{FOPI} = 3.10 \left( 1 + \frac{132}{s^{0.72}} \right) \quad (17-4)$$

در شکل (۴-۱۲) نمودار بودی این دو کنترل کننده رسم شده است و همانطور که مشاهده می‌شود معیارهای طراحی برای فرکانس گذر و حاشیه فاز در این کنترل کننده ها نمایان شده اند. فاز در کنترل کننده مرتبه کسری در اطراف فرکانس گذر بهره، مسطح است، که این به معنای مقاوم بودن در برابر تغییرات بهره است. به عبارت دیگر مقدار کم تغییرات بهره، فرکانس گذر را به مقدار بیشتر یا کمتر جابه جا می‌کند و این تغییر باعث تغییر در حاشیه فاز در کنترل کننده PI مرتبه صحیح می‌شود. در حالی که حاشیه فاز در کنترل کننده PI مرتبه کسری ثابت می‌ماند.



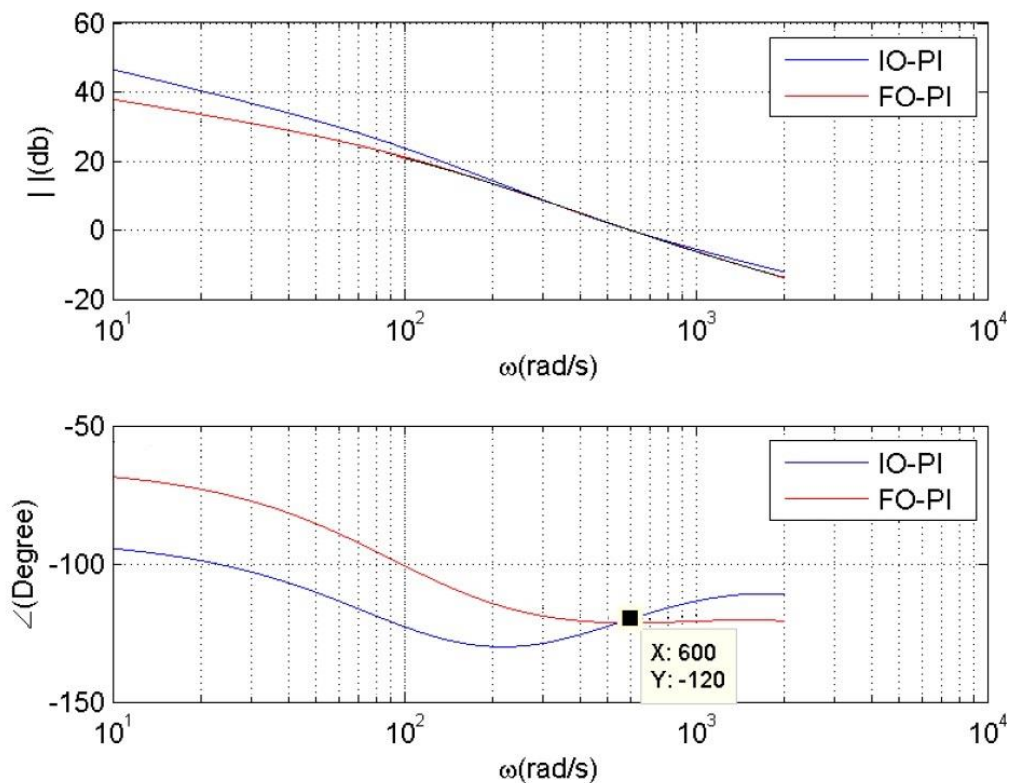
شکل (۴-۱۱) روش گرافیکی برای یافتن  $\lambda$  و  $k_i$  کنترل کننده PI مرتبه کسری

این ویژگی یکی از ویژگی‌های مهم برای یک کنترل کننده در سیستم توربین بادی متصل به شبکه است، زیرا علاوه بر انحراف از مقادیر نامی طراحی شده در عناصر غیرفعال ( که توسط دمای محیط و یا

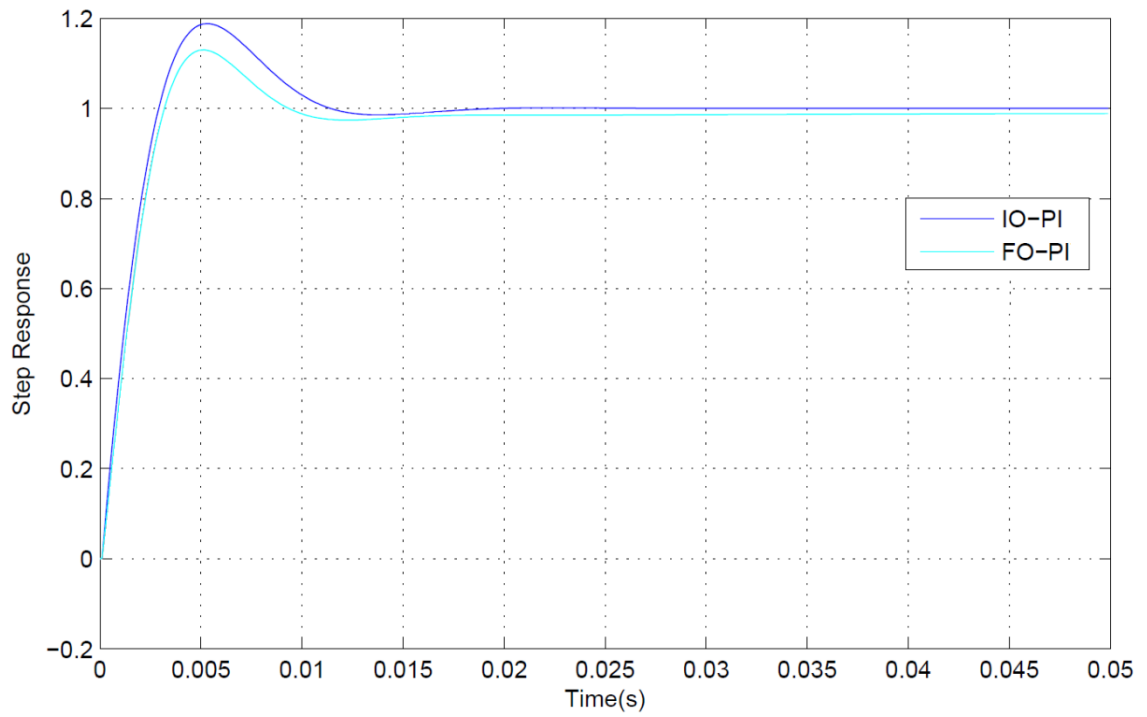
عمر عنصر به وجود می‌آید)، ولتاژ باس  $DC$ ، بهره مبدل  $DC-AC$ ، ولتاژ و فرکانس شبکه و ... و نوسانات مداوم در سیستم، باعث تغییر دینامیک‌های سیستم می‌شود. در نتیجه، داشتن یک کنترل کننده مقاوم که بتواند این نوع عدم قطعیت‌ها را تحمل کند، در این کاربرد بسیار مطلوبست. پاسخ زمانی این دو کنترل کننده در شکل (۴-۱۳) نشان داده شده است.

همانطور که در این شکل‌ها دیده می‌شود، بالازدگی در پاسخ پله کنترل کننده  $PI$  مرتبه کسری کوچک تر از  $PI$  مرتبه صحیح است.

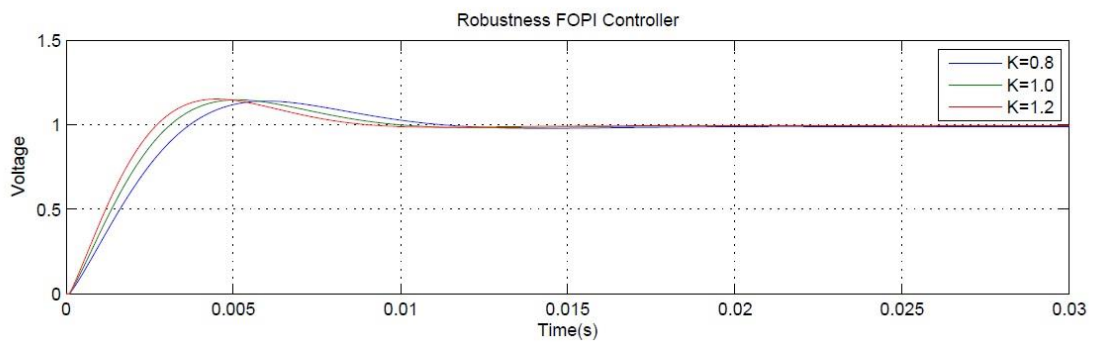
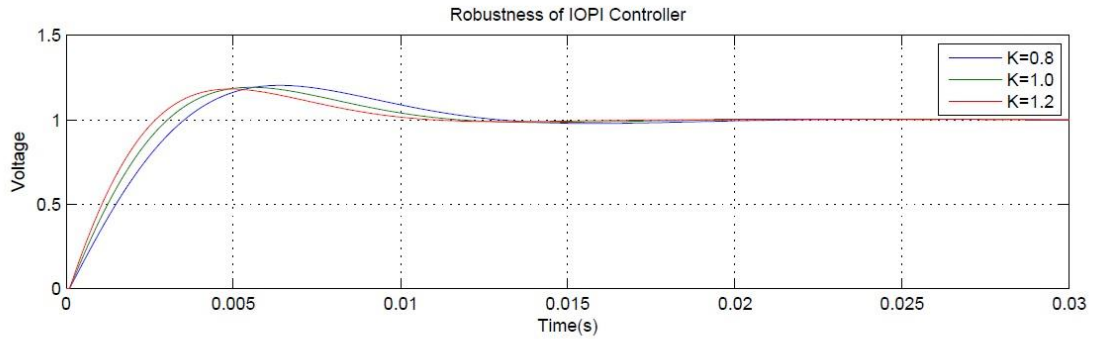
در شکل (۴-۱۵)، پاسخ‌های پله برای کنترل کننده‌های مرتبه کسری و مرتبه صحیح طراحی شده با  $\pm 20\%$  تغییرات در بهره حلقه باز نشان داده شده است. درصد انحراف بالازدگی با تغییرات بهره در جدول (۴-۱) آورده شده است. واضح است که انحرافات بالازدگی وقتی که کنترل کننده مرتبه کسری استفاده می‌شود کمتر است.



شکل (۴-۱۲) نمودار بودی سیستم کنترل شده با استفاده از کنترل کننده های  $PI$  مرتبه صحیح و مرتبه کسری



شکل (۴-۱۳) مقایسه پاسخ زمانی بین دو کنترل کننده



شکل (۴-۱۴) مقایسه مقاوم بودن بین دو کنترل کننده



جدول (۴-۱) تغییرات بالازدگی در مقابل تغییرات بهره حلقه باز

کنترل کننده	درصد تغییرات در بالازدگی
کنترل کننده $PI$ مرتبه صحیح	٪۱,۸۲
کنترل کننده $PI$ مرتبه کسری	٪۱,۴۲

### ۳-۳-۴) تنظیم کنترل کننده ولتاژ

تابع تبدیل حلقه باز برای حلقه کنترل ولتاژ بصورت زیر است.

$$G_p(s) = \frac{1}{0.001s} e^{1e-4s} M_{id} \quad (۱۸-۴)$$

که  $M_{id}$  مرتبه کاهش یافته برای کنترل کننده  $PI$  مرتبه کسری به صورت زیر است.

$$M_{id} = \frac{1}{0.003s + 1.33} \quad (۱۹-۴)$$

و برای کنترل کننده  $PI$  مرتبه صحیح به صورت زیر است.

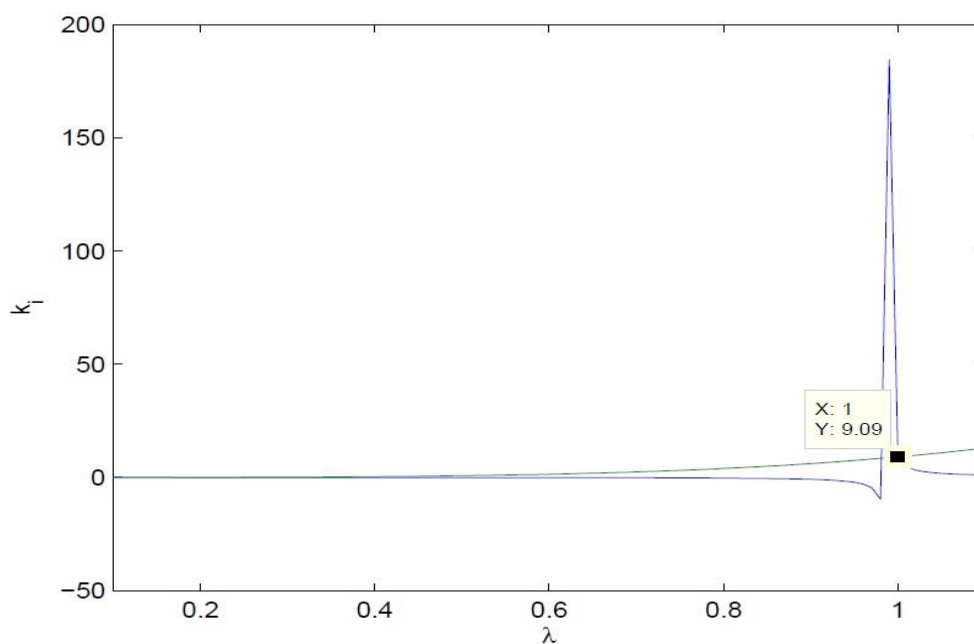
$$M_{id} = \frac{4}{0.01s + 5} \quad (۲۰-۴)$$

در هر دو حالت  $M_{id}$  یک قطب دور از محور موهومی دارد و بنابراین حلقه کنترل ولتاژ می‌تواند به صورت زیر تقریب زده شود.

$$G_p(s) = \frac{1}{0.001s} e^{1e-4s} \quad (۲۱-۴)$$

با روش پیشنهاد شده، برای تنظیم، بهره‌های تنظیم شده کنترل کننده مرتبه صحیح برای حلقه کنترل ولتاژ  $k_i = 10$  و  $k_p = 0.2$  است.

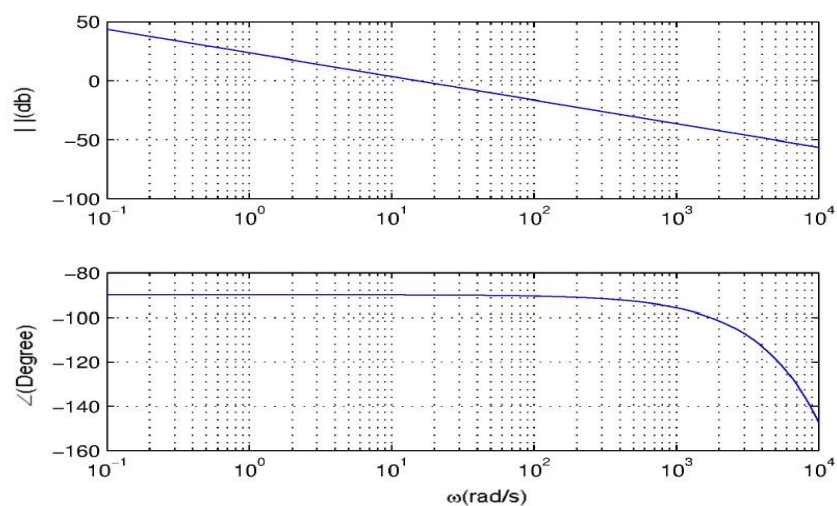
در مورد کنترل کننده مرتبه کسری  $PI$ ، طبق شکل (۴-۱۵) نقطه تلاقی دو نمودار بهره انتگرالی و مرتبه آن را مشخص می‌کند. همانطور که در شکل (۴-۱۵) دیده می‌شود مرتبه بهینه برای انتگرال، ۱ و بهره آن ۹,۰۹ است که نزدیک به بهره انتگرالی در کنترل کننده  $PI$  مرتبه صحیح است.



شکل (۴-۱۵) روش گرافیکی برای یافتن  $\lambda$  و  $k_i$  کنترل کننده PI مرتبه کسری

نمودار بودی حلقه کنترل ولتاژ در شکل (۴-۱۶) نشان داده شده است.

$$C(s) = 0.2 + \frac{10}{s} \quad (۴-۲۲)$$

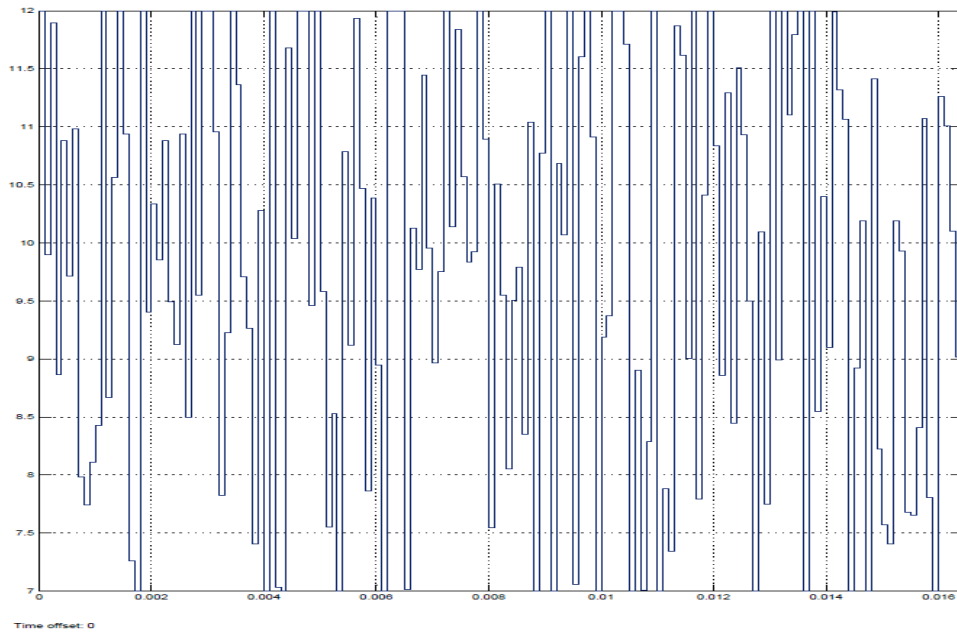


شکل (۴-۱۶) نمودار بودی ولتاژ کنترل شده سیستم

#### ۴-۳-۴) نتایج شبیه سازی خروجی

با توجه به اینکه سرعت باد متغیر است، یک سیگنال تصادفی نوعی به صورت شکل (۴-۱۷) را به عنوان

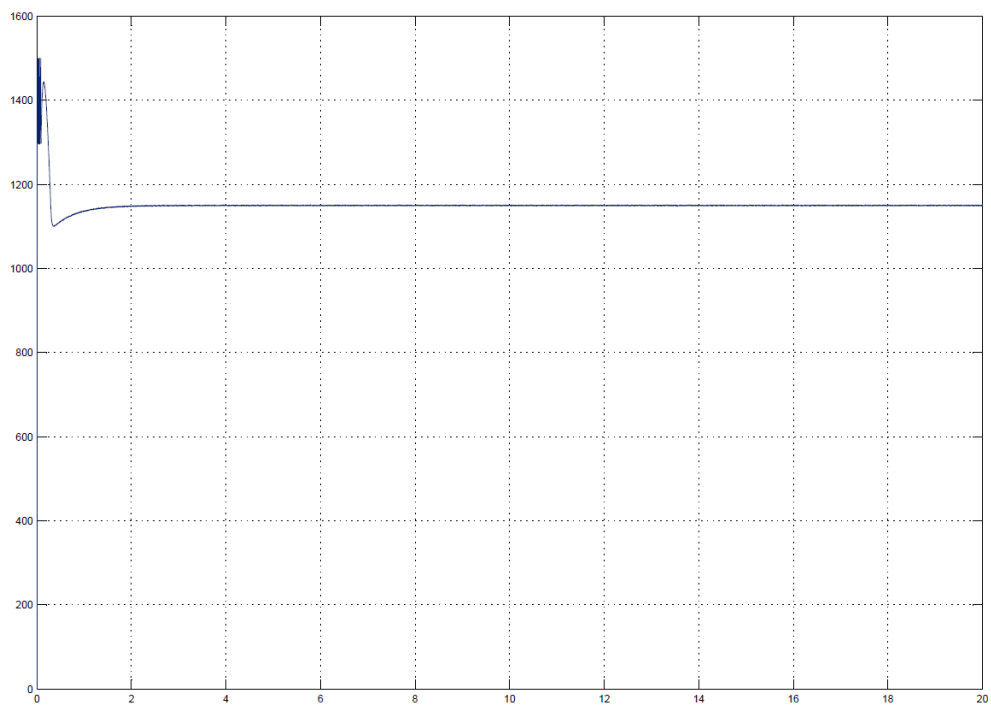
سرعت باد در نظر می گیریم و به توربین بادی اعمال می کنیم.



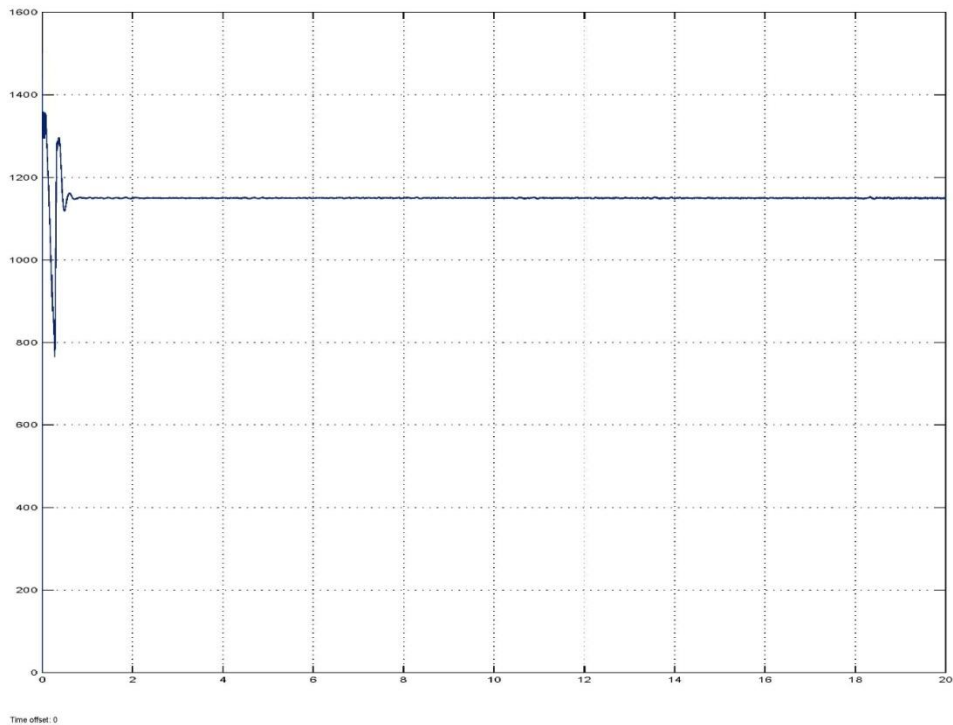
شکل (۴-۱۷) سیگنال تصادفی به عنوان سرعت باد

شکل‌های (۴-۱۸) و (۴-۱۹) ولتاژ لینک DC را در زمان اعمال باد به توربین بادی نشان می‌دهد. اگر چه ولتاژ لینک DC برای این دو کنترل کننده نزدیک به هم است، اما با توجه به اینکه این دو کنترل کننده ضرایب متفاوتی دارند عملکرد متفاوتی را در دینامیک‌های سیستم دارند و ولتاژ لینک DC به صورت متفاوتی عمل می‌کند. واضح است که در حالت استفاده از کنترل کننده مرتبه کسری، باس DC از بالازدگی کوچکتری نسبت به کنترل کننده مرتبه صحیح برخوردار است.

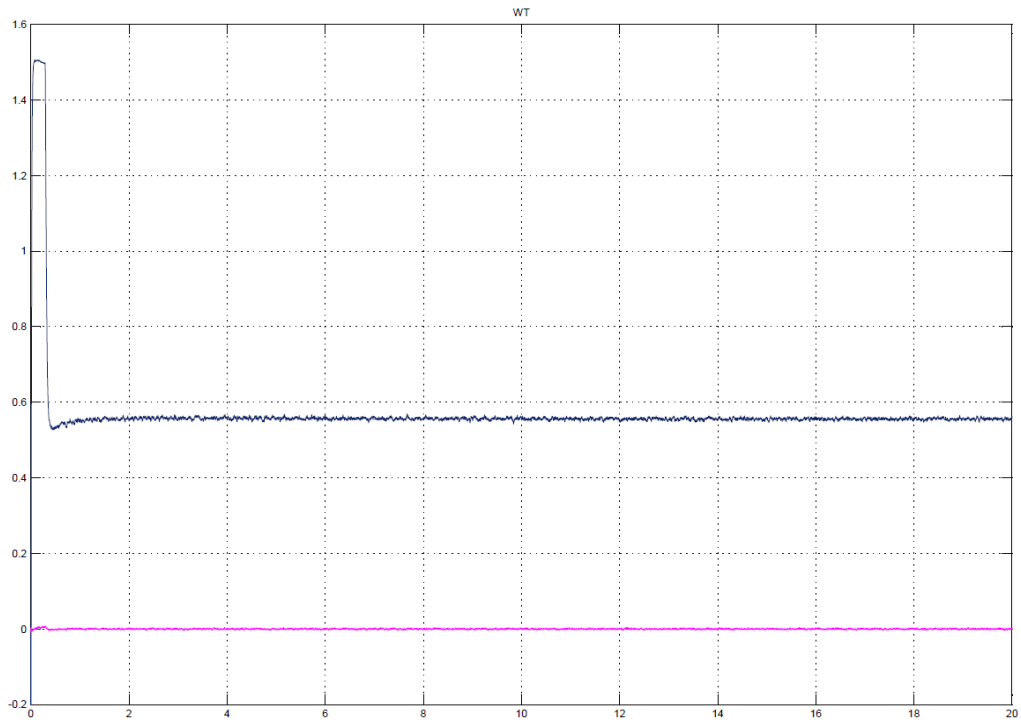
شکل‌های (۴-۲۰) و (۴-۲۱) توان تزریق شده به شبکه را برای هر دو کنترل کننده PI مرتبه صحیح و مرتبه کسری نشان می‌دهد، همانطور که قبلاً گفته شد، کنترل کننده‌های جریان سعی در افزایش کارایی با بیشینه کردن توان اکتیو و صفر کردن توان راکتیو دارند. همانطور که در شکل (۴-۲۱) مشاهده می‌شود کنترل کننده مرتبه کسری عملکرد بهتری در بیشینه کردن توان اکتیو تحویلی به شبکه دارد. در نتیجه استفاده از کنترل کننده PI مرتبه صحیح کارایی کمتری نسبت به PI مرتبه کسری دارد.



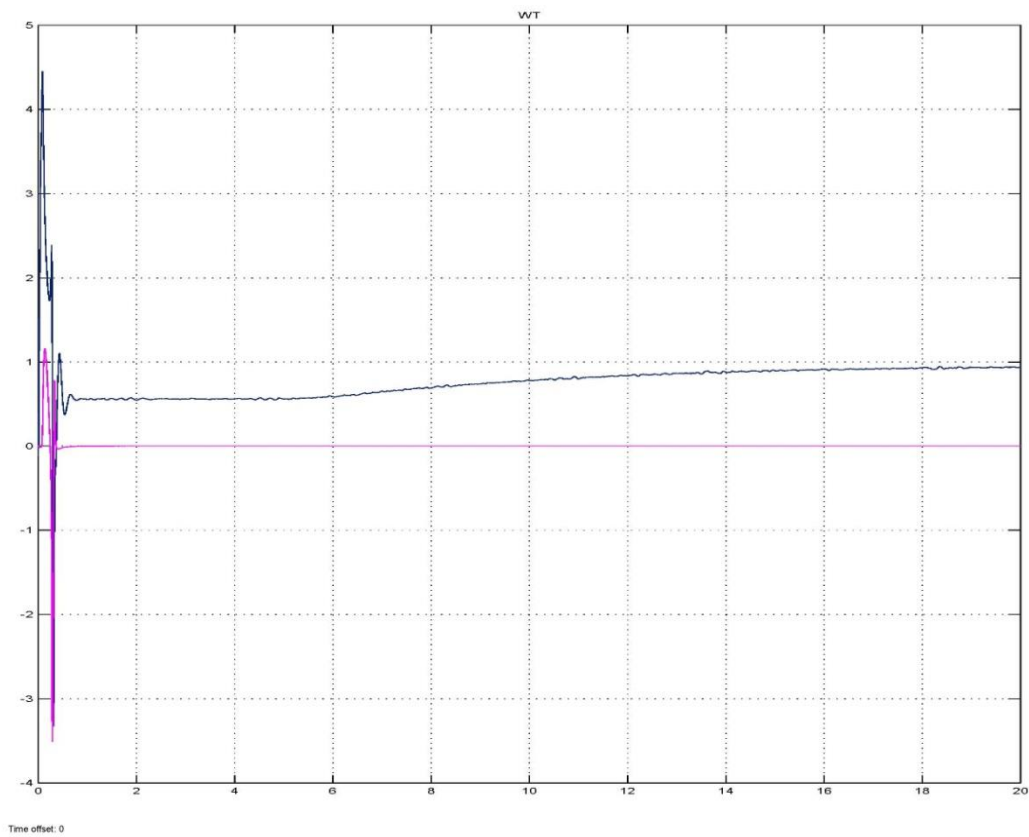
شکل (۴-۱۸) ولتاژ لینک DC با کنترل کننده IOPI



شکل (۴-۱۹) ولتاژ لینک DC با کنترل کننده FOPI



شکل (۴-۲۰) توان اکتیو و راکتیو با کنترل کننده IOPI

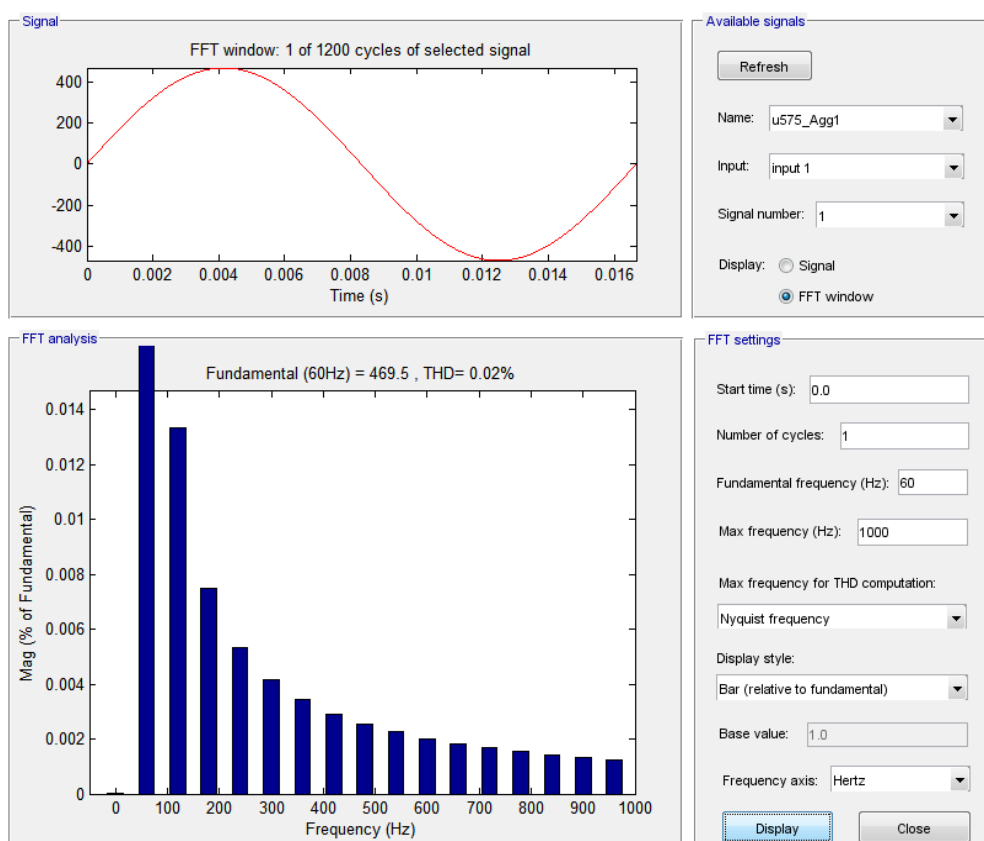


شکل (۴-۲۱) توان اکتیو و راکتیو با کنترل کننده FOPI

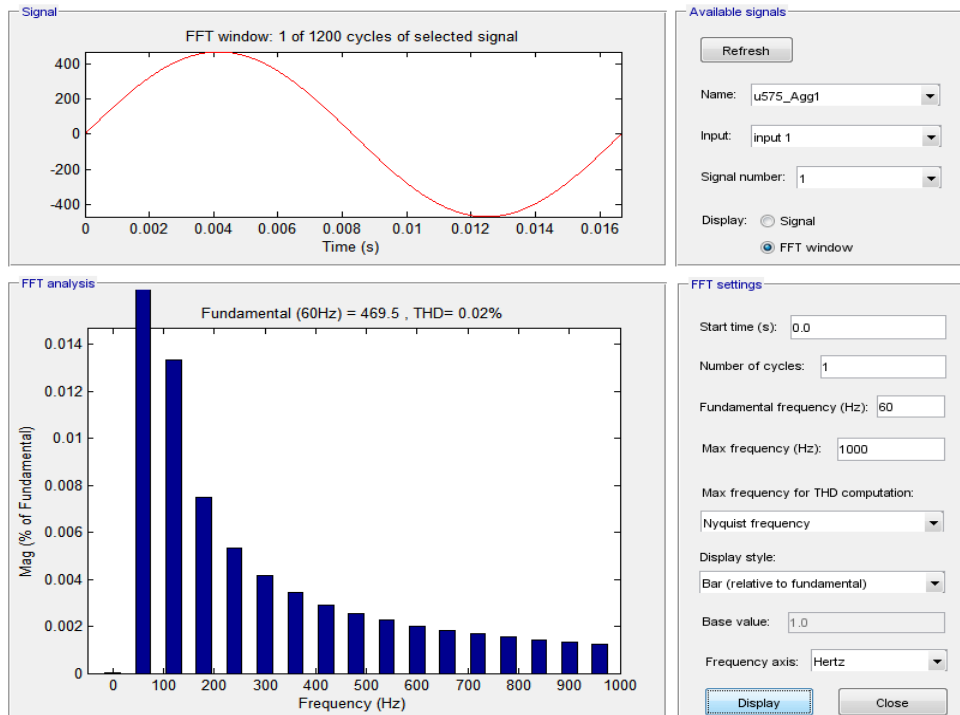
شکل‌های (۴-۲۲) و (۴-۲۳) مقدار THD ولتاژ فاز خروجی را نشان می‌دهد که برای هر دو کنترل کننده یکسان است.

شکل‌های (۴-۲۴) و (۴-۲۵) مقدار THD جریان فاز خروجی را نشان می‌دهد که این مقدار در کنترل کننده مرتبه کسری کاهش محسوسی داشته و در نتیجه کیفیت توان بهتر می‌شود.

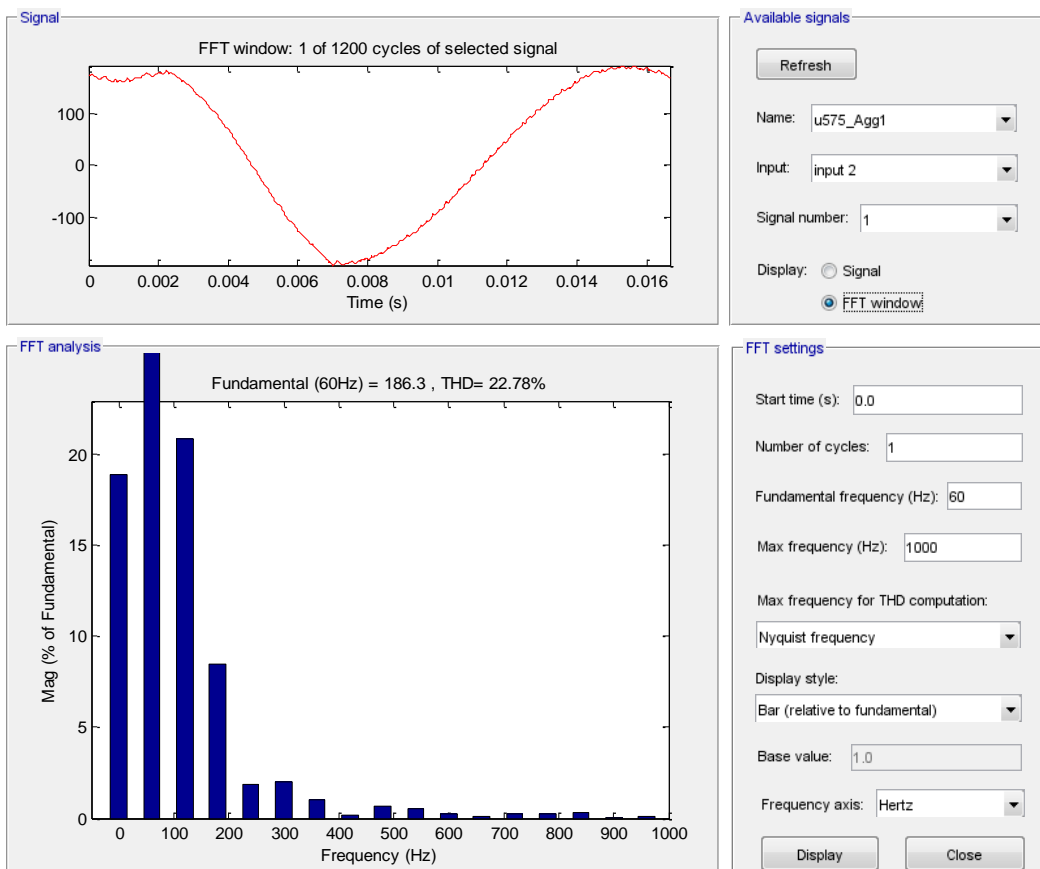
شکل‌های (۴-۲۶) و (۴-۲۷) شکل موج جریان و ولتاژ تزریقی به شبکه را نشان می‌دهد.



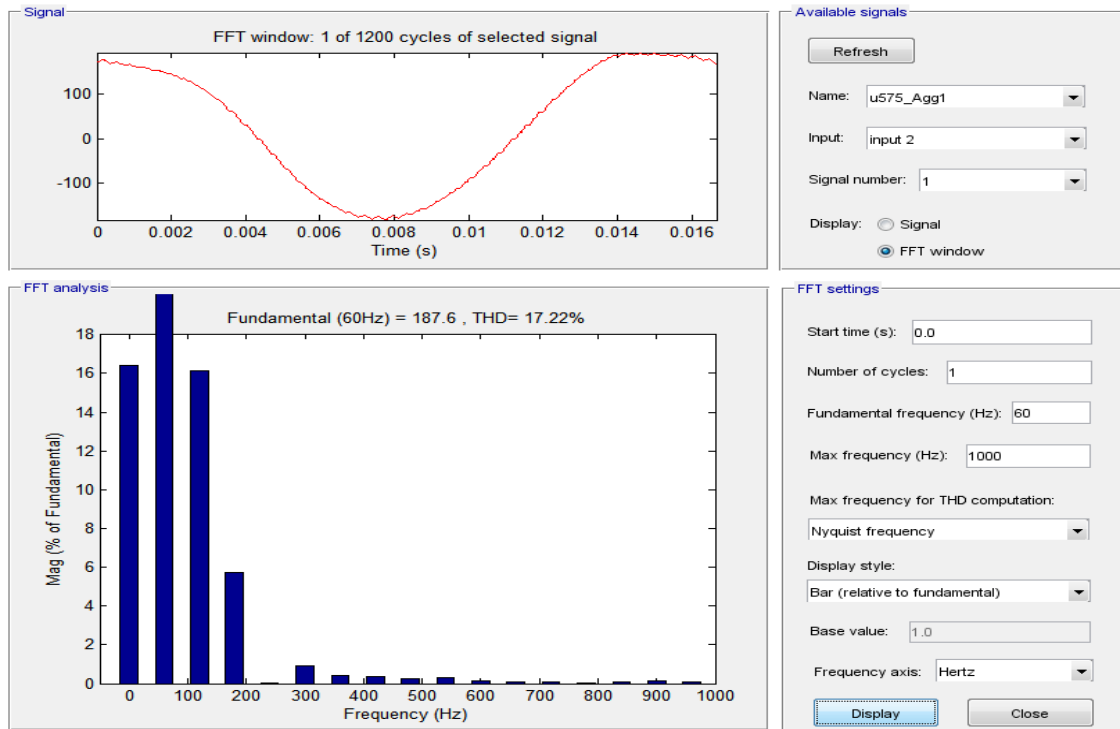
شکل (۴-۲۲) تحلیل فوریه ولتاژ خروجی با استفاده از کنترل کننده IOPI



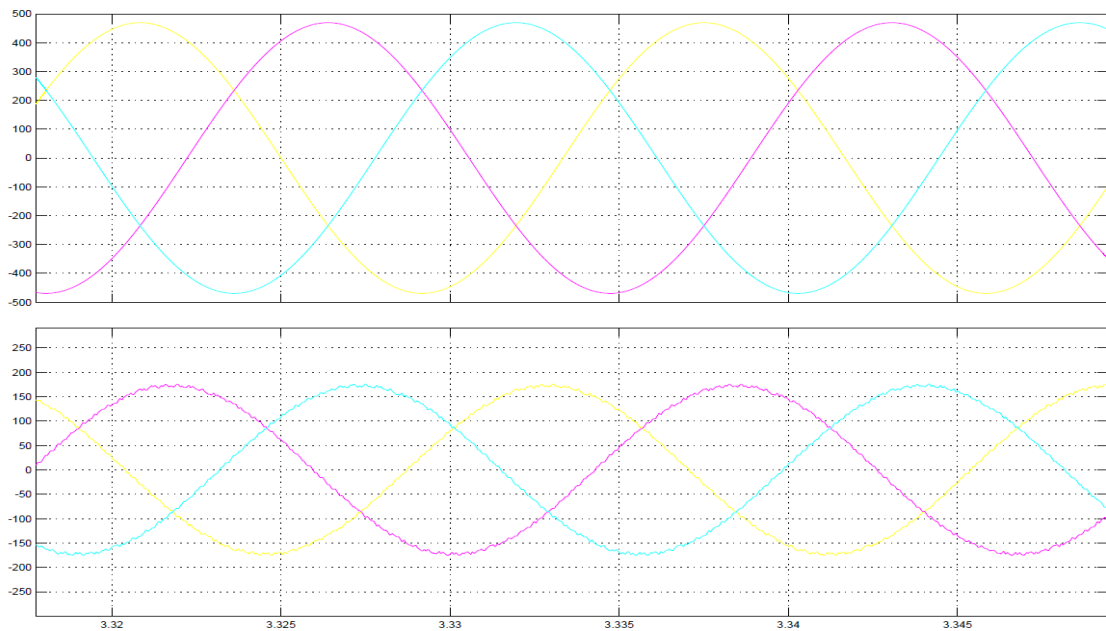
شکل (۲۳-۴) تحلیل فوریه ولتاژ خروجی با استفاده از کنترل کننده FOPI



شکل (۲۴-۴) تحلیل فوریه جریان خروجی با استفاده از کنترل کننده IOPI

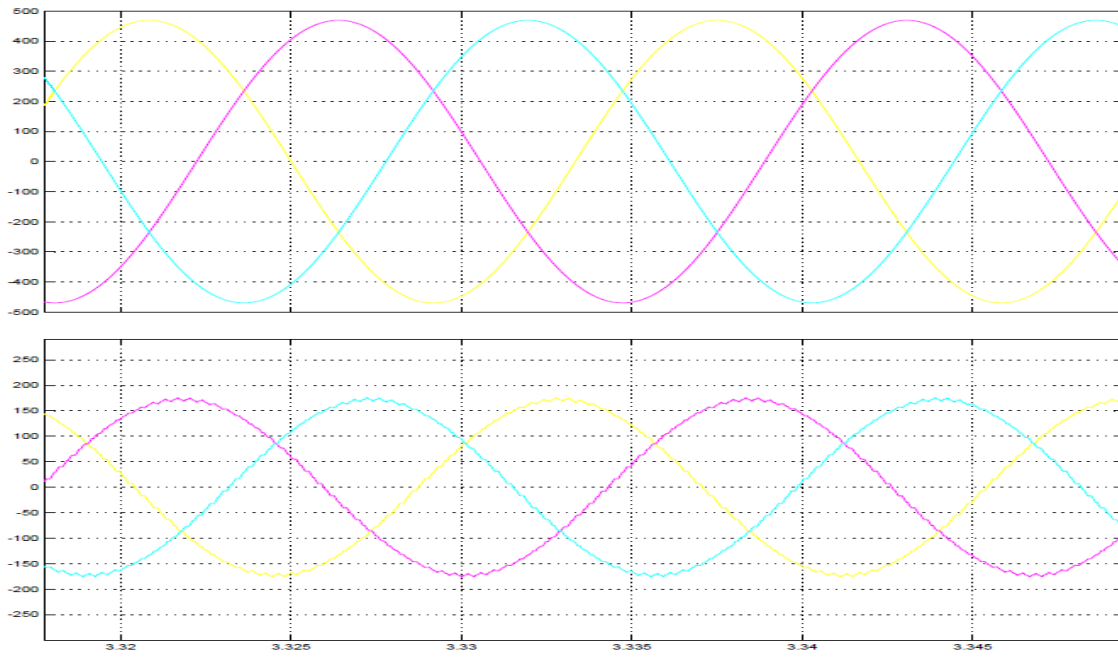


شکل (۴-۲۵) تحلیل فوریه جریان خروجی با استفاده از کنترل کننده FOPI



شکل (۴-۲۶) شکل موج جریان و ولتاژ خروجی با استفاده از کنترل کننده IOPI





شکل (۴-۲۶) شکل موج جریان و ولتاژ خروجی با استفاده از کنترل کننده FOPI



## فصل پنجم

### نتیجه گیری و پیشنهادات

هدف اصلی این پایان نامه طراحی کنترل کننده‌های جریان و ولتاژ مرتبه کسری برای مبدل سمت شبکه بود. این کنترل کننده‌ها به کنترل توان اکتیو و راکتیو و کمینه کردن اعوجاج هارمونیک کل کمک می‌کنند.

برای طراحی کنترل کننده‌های مرتبه کسری از مبدل DC-AC دو سطحی و فیلترسلفی استفاده شده است و دلیل این انتخاب سادگی و عمومی بودن این توپولوژی است، اگر چه توپولوژی‌های دیگری با بازده‌های بهتر برای مبدل DC-AC متصل به شبکه وجود دارد.

با مقایسه نتایج بین دو کنترل کننده PI مرتبه صحیح و PI مرتبه کسری نتیجه زیر مشاهده شد:

- کارایی حلقه کنترل در یک مبدل DC-AC سه فاز متصل به شبکه با استفاده از کنترل کننده PI مرتبه کسری بهبود یافت.
- همچنین نشان داده شد که علاوه بر کارایی، تحمل سیستم در قابل تغییرات پارامترهای سیستم بیشتر شده به این معنا که کنترل کننده PI مرتبه کسری مقاوم‌تر است. این تغییر پارامترها ممکن است به دلیل شرایط آب و هوایی و یا طول عمر اجزای سیستم به وجود آید.
- توان انتقال داده شده به شبکه تقریباً بیشینه شد
- اعوجاج هارمونیک کل (THD) کاهش یافت و در نتیجه کیفیت توان افزایش می‌یابد. با این حال در کارهای آینده می‌توان موارد زیر را در نظر گرفت.

۱- استفاده از کنترل کننده‌های PI مرتبه کسری برای حداکثر ردیابی نقطه توان (MPPT)

با استفاده از فیلترهای دیگر نظیر LC و LCL در خروجی مبدل DC-AC.

۲- طراحی کنترل کننده‌های مرتبه کسری برای سیستم‌های با مرتبه بالاتر از یک.

۳- استفاده از کنترل کننده کسری در مبدل سمت شبکه.

۴) طراحی کنترل کننده PID مرتبه کسری به جای کنترل کننده PI مرتبه کسری.

## منابع

- [1] W. El-Khattam and M.M.A. Salama, "Distributed generation technologies, definitions and benefits," *Electric Power Systems Research*, vol. 71, pp. 119-128, January 2004.
- [2] Global Wind Energy Council, *Global Wind Report - Annual Market Update 2013*.
- [3] 'Working with Wind, Integrating Wind into the Power System'. *IEEE Power and Energy Magazine*, 3(6), November/December 2005.
- [4] Pepermans, G., Driesen, J., Haeseldonckx, D., Belmans, R. and D'haeseleer, W., "Distributed Generation: Definition, Benefits and Issues". *Energy Policy*, 33(6), April 2005
- [5] Lubosny, Z. "Wind Turbine Operation in Electric Power Systems Advance Modeling" Berlin–Heidelberg: Springer, 2003, Hardcover, 259 pages. ISBN 3-540-40340-X.
- [6] Ackermann, T., "Wind Power in Power Systems", *John Wiley & Sons, Ltd.*, 2005. ISBN 0-470-85508-8.
- [7] Heier, S., "Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems", *John Wiley & Sons, Ltd*, 1998.
- [8] Hansen, L.H., Madsen, P.H., Blaabjerg, F., Christensen, H.C., Lindhard, U. and Eskildsen, K., "Generators and Power Electronics Technology for Wind Turbines". In *Proceedings of IECON '01*, Vol. 3, 2001, pp. 2000–2005.
- [9] Petru, T. and Thiringer, T., 'Modelling of wind turbines for power system studies'. *IEEE Transactions on Power Systems*, 17 (4), November 2002, 1132–1139.
- [10] Hansen, L.H., Helle, L., Blaabjerg, F., Ritchie, E., Munk-Nielsen, S., Bindner, H., Sørensen, P. and Bak-Jensen, B., "Conceptual Survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines", 2001, Riso-R-1205 (EN). ISBN 87-550-2745-8.
- [11] Carrasco, J. M., Franquelo, L. G., Bialasiewicz, J.T. , Galva'n, E., Guisado, R.C. P., Prats, A´. M., Leo'n, J. I. and Moreno-Alfonso, N., 'Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey'. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4), August 2006, pp. 1002–1016.
- [12] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galv\_an, R. C. Portillo Guisado, M. \_A. M. Prats, J. I. Le\_on and N. Moreno-Alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey" *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1002-1016, August 2006.

- [13] Y. Xia, K. H. Ahmed and B. W. Williams, "A New Maximum Power Point Tracking Technique for Permanent Magnet Synchronous Generator Based Wind Energy Conversion System" *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, pp. 3609–3620, December 2011.
- [14] I. Podlubny, *Fractional Differential Equations.* "An Introduction to Fractional Derivatives, Fractional Differential Equations, Some Methods of Their Solution and Some of Their Applications". *San Diego: Academic Press*, 1999.
- [15] C. A. Monje, Y. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue, and V. Feliu-Batlle, "Fractional-order Systems and Controls: Fundamentals and Applications" (*Advances in Industrial Control*). New York: Springer, 2010.
- [16] H. Malek, Y. Luo, and Y. Chen, "Identification and tuning fractional order proportional integral controllers for time delayed systems with a fractional pole" *Mechatronics*, vol. 23, no. 7, pp. 746–754, Oct. 2013.
- [17] H. J. Haubold, A. M. Mathai, and R. K. Saxena, "Mittag-Leffler functions and their applications" *Journal of Applied Mathematics*, vol. 2011, 2011.
- [18] I. Petras, *Fractional Order Nonlinear Systems, Modeling, Analysis and Simulation* New York: Springer, 2011.
- [19] C. Li, D. Qian, and Y. Chen, "On Riemann-Liouville and Caputo derivatives" *Discrete Dynamics in Nature and Society*, vol. 2011, 2011.
- [20] F. Oberhettinger and L. Baddi, *Tables of Laplace Transforms*. Berlin, New York: Springer-Verlag, 1973.
- [21] Y. Luo and Y. Chen, *Fractional Order Motion Controls* Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2012.
- [22] Y. Chen, "Ubiquitous Fractional order Controls?" *Proceedings of 2nd IFAC Symposium on Fractional Derivatives and Applications (IFAC FDA06)*, 2006.
- [23] Y. Luo, Y. Chen, C. Wang, and Y. G. Pi, "Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems" *Journal of Process Control*, vol. 20, pp. 823–831, 2010.
- [24] M. A. Mahmud, H. Pota, and M. J. Hossain, "Dynamic stability of three-phase grid connected photovoltaic system using zero dynamic design approach" *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 2, no. 4, pp. 564–571, 2012.

- [25] S. Buso and P. Mattavelli, "Digital Control in Power Electronics" ser. 978-1598291124. Denver: Morgan and Claypool Publishers, 2006.
- [26] A. Cupertino, J. deResende, H. Pereira, and S. SelemeJunior, "A grid-connected photovoltaic system with a maximum power point tracker using passivity-based control applied in a boost converter" *Proceedings of 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp. 1–8, 2012.
- [27] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, and J. Irwin, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, 1st ed. San Diego: Academic Press, 2002.
- [28] A. Mehrizi-Sani, S. Filizadeh, and P. L. Wilson, "Harmonic and loss analysis of spacevector modulated converters" *Proceedings of International Conference on Power Systems Transients (IPST07)*, 2007.
- [29] K. Zhou and D. Wang, "Relationship between space-vector modulation and threephase carrier-based PWM: A comprehensive analysis" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186–196, 2002.
- [30] S. E. Evju, "Fundamentals of grid connected photovoltaic power electronic converter design" Ph.D. dissertation, Department of Electrical Power Engineering, Norwegian University of Science and Technology, Jan. 2007.
- [31] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - An overview and evaluation" *Proceedings of 36th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '05)*, pp. 2474–2481, 2005.
- [32] E. Twining and D. Holmes, "Modeling grid-connected voltage source inverter operation" *Proceedings of Australasian Universities Power Engineering Conference (AU-PEC01)*, Sept. 2001.
- [33] Ackermann, T., "GRID CONVERTERS FOR PHOTOVOLTAIC AND WIND POWER SYSTEMS", *John Wiley & Sons, Ltd.*, 2005. ISBN 0-470-85508-8.

## **Abstract**

Nowadays, there is an increasingly need of electrical power, considering technology developments and mechanization of the used systems. The need of renewable energy is felt as fossil fuel sources will come to an end someday and also it causes air pollution. One of the renewable energies is wind power which there is almost always wind around. Making use of this energy demands wind turbine systems.

The generated power by wind turbine must be controlled and used because the used electrical systems work with a special voltage and frequency. At this thesis a new controller is designed by fractional operators for three phase inverter system in grid connected wind turbine .

Space vector pulse width modulation, park's equations and fractional order controller is used to control this inverter.

System efficiency and its robustness to parameter changes is increased by using this controller.

The simulation results prove it.

**Keywords:** wind turbines, grid connected inverters, current control loop, voltage control loop, fractional order controller, integer order controller.





Shahrood University of Technology  
Faculty of Electrical Engineering and Robotic  
M.Sc. Thesis in Control Engineering

# **Fractional order control of a wind turbine inverter**

By:

Ali Masoomi

Supervisor:

Dr. Heydar Toosian Shandiz

*September 2016*