



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل فازی تطبیقی توان توربین بادی با ژنراتور القایی

دوسو تغذیه

سعید صولتی نژاد

استاد راهنما:

دکتر علی اکبرزاده کلات

شهریور ۱۳۹۴

ماحصل آموخته ایم را تقدیم می کنیم به آنان که مهر آسمانی شان آرام بخش آلام زمینی ام است

به استوارترین تکیه گاهم، دستان پر مهر پدرم

به سبزترین نگاه زندگیم، چشمان سبز مادرم

که هرچه آموختم در کتب عشق شما آموختم و هرچه بگوختم قطره ای از دریای بی کران مهربانیان را پاس توانم بگویم .

امروز، هستی ام به امید شماست و فردا کلید بلخ به شتم رضای شما

را آوردی کران سنگ تراز این ارزان ندانستم تا به خاک پستان نثار کنم، باشد که حاصل تلاشم نسیم کوزه غبار حسنگیان را برزداید .

بوسه بردستان پر مهرتان

استاد گرامی جناب آقای دکتر علی اکبر زاده کلات:

دلسوزی، تلاش و کوشش حضرتعالی در تعلیم و تربیت و انتقال معلومات و تجربیات ارزشمند در کنار برقراری رابطه صمیمی و دوستانه برای کسب علم و دانش حقیقتاً قابل ستایش است. اینجانب بر خود وظیفه میدانم در کسوت ساگر دی از زحمات و خدمات ارزشمند شما استاد کراتقدر تقدیر و تشکر نمایم.

تعهدنامه

اینجانب سعید صولتی نژاد دانشجوی دوره‌ی کارشناسی ارشد رشته‌ی برق گرایش کنترل دانشکده‌ی مهندسی برق و رباتیک دانشگاه شاهرود نویسنده‌ی پایان‌نامه‌ی کنترل فازی تطبیقی توان توربین بادی با ژنراتور القایی دوسو تغذیه، تحت راهنمایی دکتر علی اکبر زاده کلات متعهد می‌شوم.

- تحقیقات در این پایان‌نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهش‌های محققان دیگر به مرجع مورداستفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان‌نامه 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 می‌باشد و مقالات مستخرج با نام «دانشگاه شاهرود» و یا «Shahrood University» به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان‌نامه تأثیرگذار بوده‌اند در مقالات مستخرج از پایان‌نامه رعایت می‌گردد.
- در کلیه‌ی مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت‌های آن‌ها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه‌ی مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که به حوزه‌ی 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

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

چکیده

در این پایان‌نامه مطالعه بر روی توربین بادی با ژنراتور القایی دوسوتغذیه انجام گرفته است. هدف این تحقیق کنترل توأم توان‌های اکتیو و راکتیو تولید شده توسط ژنراتور است. برای انجام شبیه‌سازی نیز مدل بازگشتی‌ای از سرعت باد معرفی شده است. برای کنترل سیستم دو روش تطبیقی مقاوم و فازی تطبیقی ارائه شده است. روش تطبیقی مقاوم ارائه شده یک روش جدید است که طراحی آن به گونه‌ای انجام شده که بتواند سیگنال مرجع را در حضور اغتشاشات خارجی دنبال کند. قوانین تطبیق پایداری سیستم حلقه بسته را تضمین می‌کند. از آنجایی که طراحی این کنترل‌کننده وابسته به پارامترهای سیستم نیست بدیهی است که سیستم حلقه بسته در برابر نامعینی پارامتری مقاومت نشان می‌دهد. مشابه روش اول برای روش دوم نیز یک سیگنال مرجع در نظر گرفته شده است، مزیتی که این روش دارد این است که برای طراحی کنترل‌کننده فقط از خطای ناشی از دنبال کردن سیگنال مرجع استفاده شده است و نیازی به سایر متغیرهای سیستم نیست. پایداری سیستم حلقه بسته نیز بر اساس قوانین تطبیق طراحی شده تضمین شده است، همچنین پایداری داخلی سیستم با توجه به غیرفعال بودن سیستم و محدود بودن ورودی‌ها اثبات شده است. در ادامه روش‌های ارائه شده با یک روش مرسوم مقایسه شده است و در انتها نیز نتایج و پیشنهادهایی برای کنترل این سیستم بیان گردیده است.

واژگان کلیدی: توربین بادی، ژنراتور القایی دوسوتغذیه، تطبیقی مقاوم، فازی تطبیقی،

پایداری

فهرست مطالب

فصل ۱ مقدمه	۱
۱-۱ مقدمه	۲
۲-۱ توربین بادی	۴
۱-۲-۱ توربین محور افقی	۵
۲-۲-۱ توربین محور عمودی	۵
۳-۲-۱ اجزای توربین بادی	۶
۳-۱ توان توربین بادی	۷
۱-۳-۱ ناحیه‌های کاری توربین بادی	۱۰
۴-۱ ژنراتور	۱۱
۱-۴-۱ ژنراتور سرعت ثابت	۱۲
۲-۴-۱ ژنراتور سرعت متغیر با مبدل تمام توان	۱۳
۳-۴-۱ ژنراتور سرعت متغیر با مبدل توان جزئی	۱۴
۵-۱ مروری بر پایاننامه	۱۶
فصل ۲: مدل‌سازی	۱۹
۱-۲ مقدمه	۲۰
۲-۲ تبدیل dq0	۲۱
۳-۲ فضای حالت	۲۱
۴-۲ تحلیل رفتار سیستم	۲۶
۱-۴-۲ بررسی کنترل‌پذیری و پیچشی بودن سیستم	۳۲

۳۳ شبیه‌سازی باد	۵-۲
۳۵ فصل ۳: کنترل تطبیقی	
۳۶ مقدمه	۱-۳
۳۶ جدول‌بندی بهره	۳-۱-۱
۳۷ رگولاتورهای خودتنظیم	۲-۱-۳
۳۷ سیستم‌های تطبیقی مدل مرجع MRAS	۳-۱-۳
۳۷ کنترل DFIG به روش تطبیقی	۲-۳
۴۲ بررسی پایداری داخلی	۳-۳
۴۳ شبیه‌سازی	۴-۳
۴۹ فصل ۴: کنترل فازی تطبیقی	
۵۰ مقدمه	۱-۴
۵۰ کنترل DFIG به روش فازی تطبیقی	۲-۴
۵۵ بررسی پایداری داخلی	۱-۲-۴
۵۶ شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری	۳-۴
۶۰ کنترل‌کننده PI	۴-۴
۶۱ الگوریتم اجتماع پرنده‌گان	۱-۴-۴
۶۲ طراحی کنترل‌کننده PI بر اساس الگوریتم اجتماع پرنده‌گان	۲-۴-۴
۶۵ مقایسه کنترل‌کننده‌های ارائه‌شده	۵-۴
۶۹ فصل ۵: نتیجه‌گیری و پیشنهادات	
۷۰ نتایج	۱-۵

۲-۵ پیشنهادات ۷۱

پیوست ۷۶

مراجع ۷۷

فهرست شکل‌ها

- شکل (۱-۱) اجزای توربین بادی محور افقی ۷
- شکل (۲-۱) توان تولیدی توربین بر حسب سرعت توربین به ازای سرعت‌های مختلف باد ۹
- شکل (۳-۱) توان توربین بر حسب سرعت باد ۱۱
- شکل (۴-۱) ژنراتور سرعت ثابت ۱۳
- شکل (۵-۱) ژنراتور سرعت متغیر با مبدل تمام توان ۱۴
- شکل (۶-۱) ژنراتور سرعت متغیر با مبدل توان جزئی ۱۶
- شکل (۱-۲) مدار معادل ژنراتور القایی ۲۶
- شکل (۲-۲) پاسخ پله سیستم خطی شده در نقاط کار مختلف در حالتی که خروجی توان اکتیو است ۳۱
- شکل (۳-۲) پاسخ پله سیستم خطی شده در نقاط کار مختلف در حالتی که خروجی توان راکتیو است ۳۱
- شکل (۱-۳) (a) سرعت باد، (b) گشتاور ورودی به ژنراتور و (c) سرعت ژنراتور ۴۵
- شکل (۲-۳) (a) توان اکتیو خروجی (P) و توان اکتیو مرجع (P_m)، (b) توان راکتیو خروجی (Q) و توان راکتیو مرجع (Q_m) ۴۵
- شکل (۳-۳) (a) خطای توان اکتیو، (b) خطای توان راکتیو ۴۶
- شکل (۴-۳) (a) سیگنال کنترل توان اکتیو، (b) سیگنال کنترل توان راکتیو ۴۶
- شکل (۵-۳) (a) کاربرد پارامترهای کنترلکننده توان اکتیو و (b) توان راکتیو ۴۷
- شکل (۱-۴) توابع عضویت ورودی ۵۶
- شکل (۲-۴) a : سرعت باد، b : گشتاور ورودی به ژنراتور و c : سرعت ژنراتور ۵۸

- شکل (۳-۴) a) توان اکتیو خروجی (P) و توان اکتیو مرجع (P_m)، b) توان راکتیو خروجی (Q) و توان راکتیو مرجع (Q_m) ۵۸
- شکل (۴-۴) a) خطای توان اکتیو، b) خطای توان راکتیو ۵۹
- شکل (۵-۴) a) سیگنال کنترل توان اکتیو، b) سیگنال کنترل توان راکتیو ۵۹
- شکل (۶-۴) تطبیق پارامترهای کنترل کننده توان اکتیو (a) و توان راکتیو (b) ۶۰
- شکل (۷-۴) هزینه بهترین ذره در هر تکرار ۶۳
- شکل (۸-۴) a) توان اکتیو، b) توان راکتیو ۶۷
- شکل (۹-۴) a) خطا ناشی از ردیابی توان اکتیو، b) خطا ناشی از ردیابی توان راکتیو ۶۸

فهرست جدول‌ها

جدول ۱ : صفرها و قطبهای سیستم خطی شده در نقاط مختلف کاری ۲۹

جدول ۲: مقایسه کنترل‌کننده‌ها ۶۸

جدول 3 : پارامترهای توربین و ژنراتور ۷۲

جدول 4: پارامترهای توربین و ژنراتور ۷۲

فهرست نشانه ها

سرعت باد (m/s)	V_w
تراکم هوا (Kg/m^3)	ρ
شعاع روتور توربین (m)	R
توان مکانیکی (W)	P_a
سرعت نسبی یاد و شعاع توربین	λ
زاویه پیچ پره (rad)	β
ضریب بهره وری	C_p
سرعت پره توربین (سرعت ژنراتور) (rad/s)	$\omega_t (\omega_g)$
گشتاور ایرودینامیکی (گشتاور الکتریکی، گشتاور بار) (N.m.)	$T_a (T_e, T_L)$
اینرسی کل توربین	J
نسبت جعبه دنده	N
شاخص استاتور (روتور)	$s(r)$
شاخص دستگاه سنکرون DQ0	$d(q)$
سرعت زاویه‌ای (سرعت سنکرون) (rad/s)	$\omega_r (\omega_s)$
تعداد جفت قطبها	P
ولتاژ (جریان)	$V(I)$
توان اکتیو (Wat) (توان راکتیو (Var))	$P(Q)$
مقاومت	R
اندوکتانس (متقابل)	$L(M)$
ضریب ناشی $\sigma = 1 - M^2 / L_s L_r$	σ
شار	ϕ

فصل ۱

مقدمه

۲-۱ مقدمه

با توجه به نیاز روزافزون به منابع انرژی و کاهش منابع سوخت فسیلی ضرورت سالم نگه داشتن محیط زیست، کاهش آلودگی هوا، محدودیت‌های برق‌رسانی و تأمین سوخت برای نقاط دورافتاده، استفاده از انرژی‌های نو مانند انرژی آب، انرژی باد، انرژی خورشید، انرژی هیدروترمال^۱، می‌تواند جایگاه ویژه‌ای داشته باشد. از جمله مزیت‌های استفاده از انرژی باد می‌توان به موارد زیر اشاره کرد [۱]–[۳]:

- برخلاف روش‌های سنتی تولید الکتریسیته که بر اساس سوزاندن منابع فسیلی است و باعث آلودگی محیط زیست می‌شود، انرژی باد آلودگی چندانی برای محیط زیست ندارد.
- استفاده از انرژی باد در اکثر نقاط زمین میسر است و محدود به کشوری خاص نیست.
- از انرژی باد می‌توان به سادگی در نقاط روستایی و دور دست که مشکل برق‌رسانی دارند استفاده کرد.
- برای تولید برق با استفاده از انرژی باد می‌توان توربین‌ها را در نقاط مختلف قرار داد و نیازی به تمرکزگرایی نیست، در نتیجه پخش بار الکتریکی راحت‌تر انجام می‌شود.
- باعث ایجاد اشتغال می‌شود.

میزان تولید انرژی الکتریسیته در جهان از طریق باد در سال ۲۰۰۴ حدود ۶۱۰۰ مگاوات بود، در حالی که در سال ۲۰۱۳ به بیش از ۳۰۰ گیگاوات رسیده [۴]، که نشان از تمایل کشورها برای افزایش ظرفیت تولید برق بادی دارد. برای تبدیل انرژی مکانیکی باد به انرژی الکتریکی از ژنراتورهای مختلفی استفاده می‌شود که هر کدام معایب و مزایایی دارند [۵]–[۱۰]. استفاده از ژنراتورهای سرعت متغیر باعث افزایش ۱۰ تا ۱۵ درصدی انرژی خروجی توربین در مقایسه با ژنراتورهای سرعت ثابت می‌شود [۱۱]. یکی از پرکاربردترین ژنراتورها که در سال‌های اخیر به دلیل مزایای آن بیشتر مورد

^۱ Hydrothermal

استفاده قرار گرفته، ژنراتور القایی دوسوتغذیه می‌باشد، از جمله این مزایا کنترل توان اکتیو، کنترل ولتاژ شبکه، کنترل فرکانس و عدم نیاز به بانک خازنی جهت تأمین توان راکتیو مورد نیاز است. با توجه به متغیر بودن سرعت این نوع ژنراتورها، توربین در محدوده وسیعی از سرعت باد می‌تواند در راندمان بیشینه قرار گیرد و همچنین می‌تواند نوسانات باد را جذب و از انتقال آن به شبکه جلوگیری کند [۱۲]. در ژنراتور القایی دوسوتغذیه (ژنراتور القایی روتور سیم‌پیچی شده^۱(DFIG)) انتقال انرژی الکتریکی به شبکه هم از استاتور و هم از روتور انجام می‌گیرد، در این تحقیق سیم‌پیچ استاتور به‌طور مستقیم به شبکه وصل می‌شود در حالی که روتور از طریق مبدل AC/DC/AC با فرکانس متغیر تغذیه می‌شود. با کنترل دامنه و فاز ولتاژ روتور می‌توان توان اکتیو و راکتیو دلخواه را کنترل کرد [۱۲]. از آنجایی که بخش کمی از توان انتقالی به شبکه از طریق روتور تأمین می‌شود، اینورتر استفاده‌شده نیز کوچک‌تر از حالتی است که کل توان از اینورتر می‌گذرد (مثلاً برای ژنراتور سنکرون سرعت متغیر). که این یکی از مهم‌ترین مزایای توربین دوسوتغذیه است [۱۳].

برای دستیابی به توان اکتیو و توان راکتیو مورد نیاز، باید کنترل‌کننده مناسبی طراحی شود. پرکاربردترین کنترل‌کننده‌هایی که به‌طور سنتی در این سیستم مورد استفاده قرار گرفته است، کنترل‌کننده تناسبی-مشتقی (PI^۲) است. این کنترل‌کننده برای سیستم‌های خطی با پارامترهای ثابت مناسب است. بنابراین این کنترل‌کننده در صورت تغییر پارامترهای سیستم، تغییر نقطه کار و در حالت وجود اغتشاش عملکرد مناسبی ندارد. به همین دلیل برای دستیابی به عملکرد مناسب محققان به کنترل‌کننده‌های غیرخطی روی آورده‌اند. روش‌های غیرخطی زیادی برای سیستم DFIG ارائه شده است، از جمله این روش‌ها می‌توان به خطی‌سازی فیدبک اشاره کرد [۱۴]–[۱۶]، هرچند این روش کارایی خوبی دارد ولی به‌شدت وابسته به پارامترهای سیستم است، در نتیجه در صورت تغییر پارامترها کنترل‌کننده کارایی مناسب خود را از دست می‌دهد. روش دیگری که برای سیستم DFIG ارائه شده

^۱Doubly Fed Induction Generator

^۲ proportional-integral

است، کنترل کننده فازی می باشد [۱۷]–[۲۰]، در این روش نیز در صورت تعیین مناسب قوانین فازی می توان کنترل کننده خوبی طراحی کرد ولی این روش علاوه بر مشکل تعیین قوانین مشکل اثبات پایداری حلقه بسته را نیز دارد. کنترل سطح لغزش نیز روش دیگری است که برای این سیستم ارائه شده است [۲۱]–[۲۶]، این کنترل کننده خیلی سریع خطای سیستم را کاهش می دهد و پایداری سیستم را نیز تضمین می کند ولی مشکل اصلی این روش لرزش سیگنال کنترل است. در این میان کنترل تطبیقی به عنوان یک روش کنترل غیرخطی برای سیستم های خطی و غیرخطی با پارامترهای نامعلوم گزینه مناسبی است [۲۷]–[۳۲]. در فصل سوم یک روش کنترل تطبیقی مقاوم جدید برای کنترل DFIG ارائه شده است که علاوه بر کنترل توان راکتیو و توان اکتیو کل به شکل مطلوب، پایداری سیستم را نیز تضمین می کند، همچنین در برابر اغتشاش خارجی نیز مقاوم است.

هر کدام از روش های کنترل غیر خطی مزایا و معایبی دارند، می توان با ترکیب این روش ها نتایج بهتری را بدست آورد [۳۳]–[۴۰]. در فصل چهارم روش ترکیبی تطبیقی فازی ارائه شده است. همان طور که اشاره شد روش فازی دو مشکل عمده دارد که یکی تعیین قوانین دقیق است و دیگری اثبات پایداری سیستم حلقه بسته. با ارائه روش تطبیقی فازی، قوانین فازی در هر لحظه با قانون تطبیق به روز می شود، در نتیجه نه تنها مشکل ایجاد قوانین دقیق رفع می شود بلکه نامعینی پارامترهای سیستم نیز جبران می شود. لازم به ذکر است که قوانین تطبیق طوری بیان شده است که پایداری سیستم تضمین شود.

۳-۱ توربین بادی

تابش خورشید به سطح زمین و ایجاد گرما و حرارت نابرابر در سطوح مختلف باعث تغییر فشار هوا در نقاط مختلف می شود، در اثر این تغییر فشار و برای برقراری تعادل، بادهای وجود می آیند. برای استفاده از انرژی باد از توربین استفاده می شود، توربین انرژی جنبشی باد را به انرژی مکانیکی تبدیل می کند.

سابقه استفاده از انرژی باد به صورت توربین و آسیاب بادی به ۲۰۰ سال قبل از میلاد مسیح در ایران برمی گردد [۴۱]. آسیاب‌های بادی اولیه برای پمپ کردن آب و یا خرد کردن گندم استفاده می‌شده است. در سال ۱۹۰۰ برای اولین بار از آسیاب بادی برای تولید الکتریسیته استفاده شد اما از دهه ۱۹۷۰ به بعد بود که به خاطر بحران نفت، استفاده از توربین‌های بادی به شدت گسترش یافت. امروزه نیز انرژی بادی به دلیل پاک بودن بسیار مورد توجه قرار دارد.

توربین‌های بادی در دو نوع اصلی محور افقی و محور عمودی دسته‌بندی می‌شوند. در توربین‌های محور افقی پره‌های توربین بر روی محوری که با زمین موازی است می‌چرخند در حالی که در نوع محور عمودی، پره‌های توربین بر روی محوری که بر زمین عمود است می‌چرخند. هر کدام از این نوع توربین‌ها مزایا و معایبی دارند که در ادامه بررسی می‌شود.

۱-۳-۱ توربین محور افقی

در توربین‌های محور افقی تجهیزات ژنراتور در ارتفاع حدود ۶۰ تا ۹۰ متر از سطح زمین قرار می‌گیرد. طول پره‌ها معمولاً بین ۲۰ تا ۴۰ متر است که با سرعتی حدود ۱۰ تا ۲۲ دور در دقیقه می‌چرخند. برای قرار دادن توربین در جهت باد، معمولاً از یک حسگر برای تعیین جهت باد استفاده می‌شود. در این نوع توربین‌ها زاویه پره‌ها قابل تنظیم است. سرعت باد در ارتفاع، بیشتر از سطح زمین است، توربین‌های محور افقی به دلیل قرار گرفتن در ارتفاع، امکان استفاده از این بادهای پرسرعت را دارند. به‌رحال با توجه به ابعاد بزرگ و ارتفاع زیاد این توربین‌ها مشکلات زیادی در حمل‌ونقل و نصب و راه‌اندازی و همچنین تعمیر و نگهداری این توربین‌ها وجود دارد. از نقطه نظر ثبات ساختاری تعداد پره‌های توربین باید فرد و بیشتر یا مساوی سه باشد، در این حالت خواص دینامیکی روتور توربین مشابه دیسک می‌شود [۴۲]. به همین خاطر اغلب این توربین‌ها سه پره دارند.

۲-۳-۱ توربین محور عمودی

استفاده از توربین‌های محور عمودی نسبت به نوع محور افقی مرسوم نیست. دلیل اصلی این

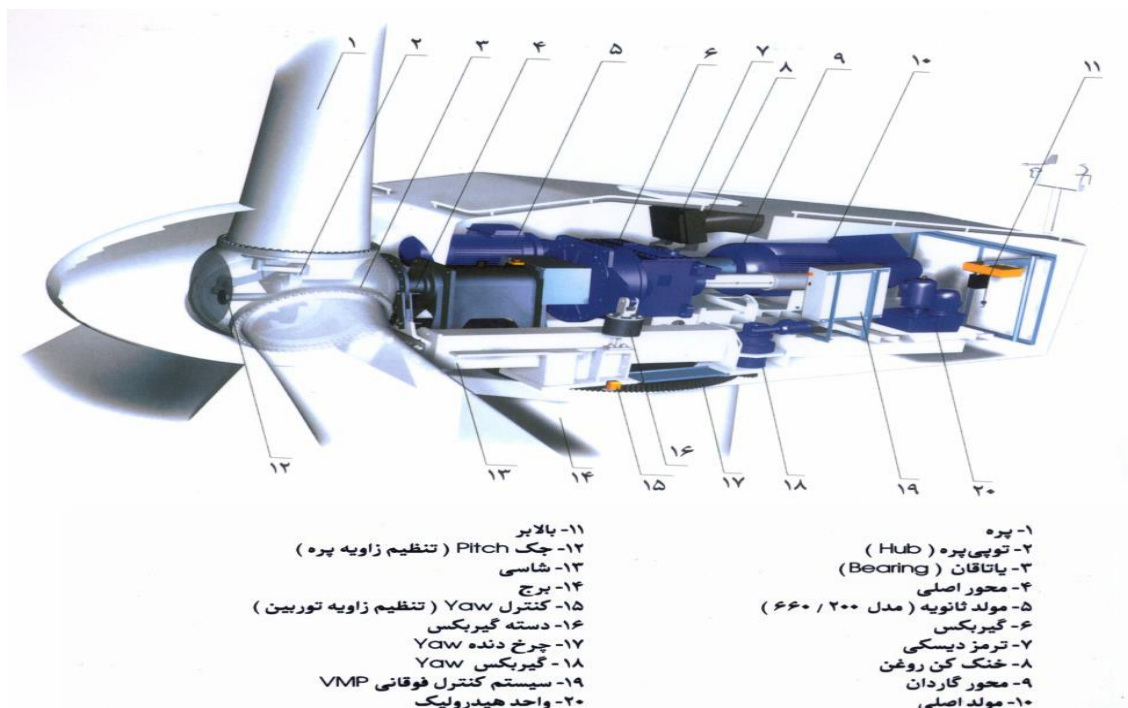
موضوع این است که این توربین‌ها در سرعت‌های زیاد باد نسبت به نوع محور افقی کارایی لازم را ندارند. این نوع توربین‌ها نیاز به تنظیم جهت قرارگیری نسبت به جهت باد ندارند. از آنجایی که محور این توربین‌ها عمود بر زمین است، می‌توان تجهیزات جعبه‌دنده و ژنراتور را در نزدیکی سطح زمین قرار داد، بنابراین نصب و سرویس‌دهی آن ساده‌تر و هزینه‌ها نیز کاهش پیدا می‌کند. با توجه به این که شعاع پره‌ها در این نوع توربین نسبت به نوع محور افقی کم است، سرعت خطی نوک پره‌ها کمتر و در نتیجه سروصدای کمتری ایجاد می‌کند. این نوع توربین‌ها برای مکان‌های که سرعت باد کم و جهت باد مدام عوض می‌شود (مثل ساختمان‌ها) مناسب است.

۱-۳-۳ اجزای توربین بادی

اجزای توربین بادی در شکل (۱-۱) نشان داده شده است. توربین نشان داده شده یک توربین محور افقی با سه پره است. این پره‌ها از طریق یک محور به جعبه‌دنده‌ای چند سطحی متصل می‌شود و گیربکس نیز با یک محور سرعت‌بالا به ژنراتور متصل می‌گردد. تجهیزات جعبه‌دنده، ژنراتور و سایر قطعات در داخل ناسل^۱ قرار می‌گیرد. با توجه به جهت باد سیستم یا^۲ ناسل را در جهتی که بیشترین توان قابل جذب باشد می‌چرخاند. یک سیستم حفاظت اضطراری در قسمت محور سرعت‌بالا برای حفاظت در مقابل تندبادها در نظر گرفته شده است. همچنین سیستم‌های کنترلی برای کنترل زاویه‌ی پره‌ها، کنترل سیستم یاو و کنترل توان ژنراتور در نظر گرفته شده است. سایر قطعات مهم توربین بادی جهت یاب باد، سیستم خنک‌کننده و حس‌گرهای بادسنج، ولتاژ و جریان است.

^۱ Nasal

^۲ Yaw



شکل (۱-۱) اجزای توربین بادی محور افقی [۴۳]

۴-۱ توان توربین بادی

توربین بادی با شعاع پره R در حال چرخش صفحه‌ای دایره شکل به شعاع R را جاروب می‌کند. انرژی جنبشی باد با مجذور سرعت باد رابطه مستقیم دارد، حجم هوای عبوری صفحه جاروب شده توسط توربین نیز با سرعت باد رابطه خطی دارد، بنابراین توان هوا در صفحه مذکور از رابطه زیر به دست می‌آید [۴۴]:

$$P_{WIND} = \frac{1}{2} \rho_{AIR} \pi R^2 V_{WIND}^3 \quad (1-1)$$

که ρ_{AIR} تراکم باد، R شعاع پره روتور و سرعت باد است. مقادیر این پارامترها در پیوست آورده شده است.

کل توان موجود در باد قابل دریافت نیست، زیرا اگر کل توان باد قرار باشد که توسط توربین جذب

شود به این معنی است که تمام باد باید پشت پره قرار گیرد و بادی از توربین عبور نکند [۴۵]. بدیهی است که این شرایط در حالت ماندگار نمی‌تواند برقرار باشد. در حقیقت سرعت باد با برخورد به توربین کم می‌شود، در نتیجه بخشی از انرژی باد به توربین منتقل می‌شود. رابطه توان باد جاروب شده P_{WIND} و توان جذب شده P_{MECH} توسط توربین به شکل زیر است:

$$P_{MECH} = C_p(\lambda, \beta) P_{WIND} \quad (۲-۱)$$

که C_p ضریب بهره‌وری و λ و β به ترتیب سرعت نسبی و زاویه پره است. آلبرت بتز نشان داد که حد بالا برای C_p $\frac{16}{27}$ (تقریباً 0.593) است، که نشان می‌دهد تقریباً 59% انرژی باد به صورت تئوری قابل دریافت است. این موضوع به قانون بتز معروف است. برای توربین‌های سه پره مدرن امروزی C_p بین 0.52 تا 0.55 است [۴۶].

سرعت نسبی که نسبت سرعت نوک پره به سرعت باد را نشان می‌دهد این‌گونه تعریف می‌شود:

$$\lambda = \frac{R\omega_t}{V_{WIND}} \quad (۳-۱)$$

که ω_t سرعت زاویه‌ای توربین است.

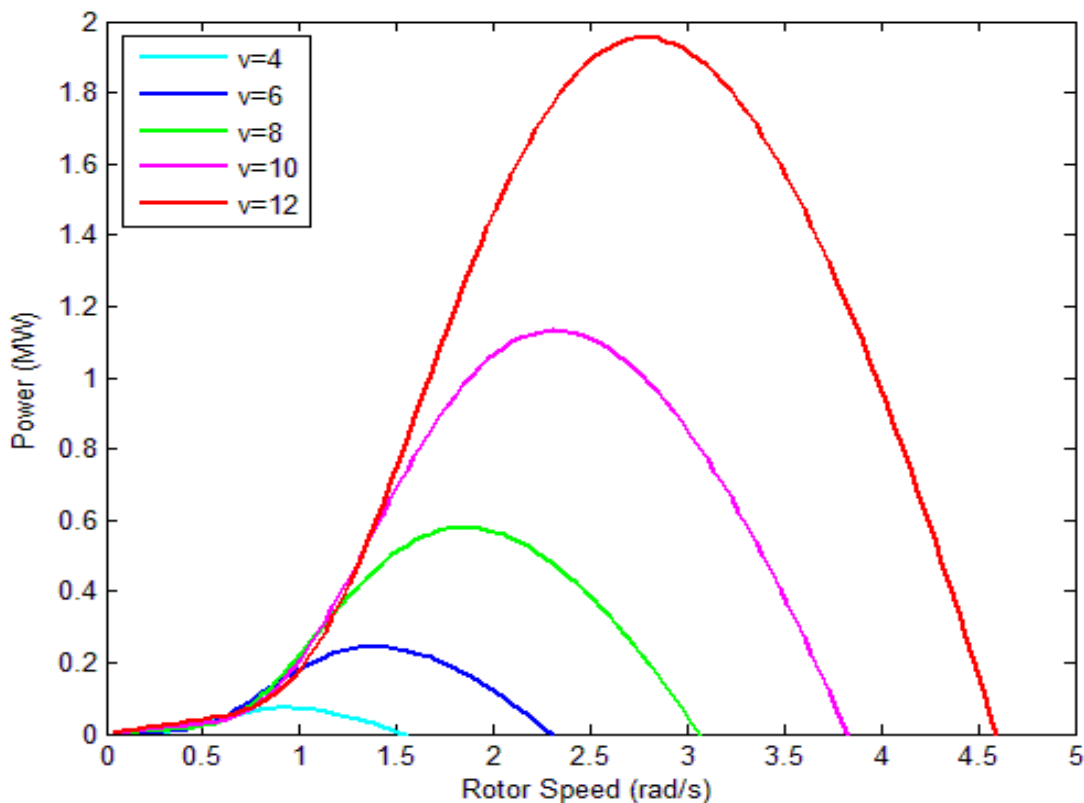
رابطه C_p برحسب λ و β به شکل زیر است [۴۷].

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.5176 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) \exp\left(\frac{-21}{\lambda_i}\right) + 0.0068\lambda \quad (۴-۱)$$

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1}$$

در حالتی که سرعت باد از سرعت نامی کمتر باشد و از یک سرعت حداقل برای راه‌اندازی بیشتر باشد، زاویه پره‌ها صفر می‌شود تا بیشترین توان از باد دریافت گردد. با توجه به روابط (۲-۱) تا (۴-۱)، توان جذب شده توسط توربین علاوه بر سرعت باد و زاویه پره به سرعت توربین نیز بستگی دارد. در شکل)

(۲-۱) مقدار توان تولیدی توربین برحسب سرعت توربین به ازای سرعت‌های مختلف باد رسم شده است.



شکل (۲-۱) توان تولیدی توربین برحسب سرعت توربین به ازای سرعت‌های مختلف باد

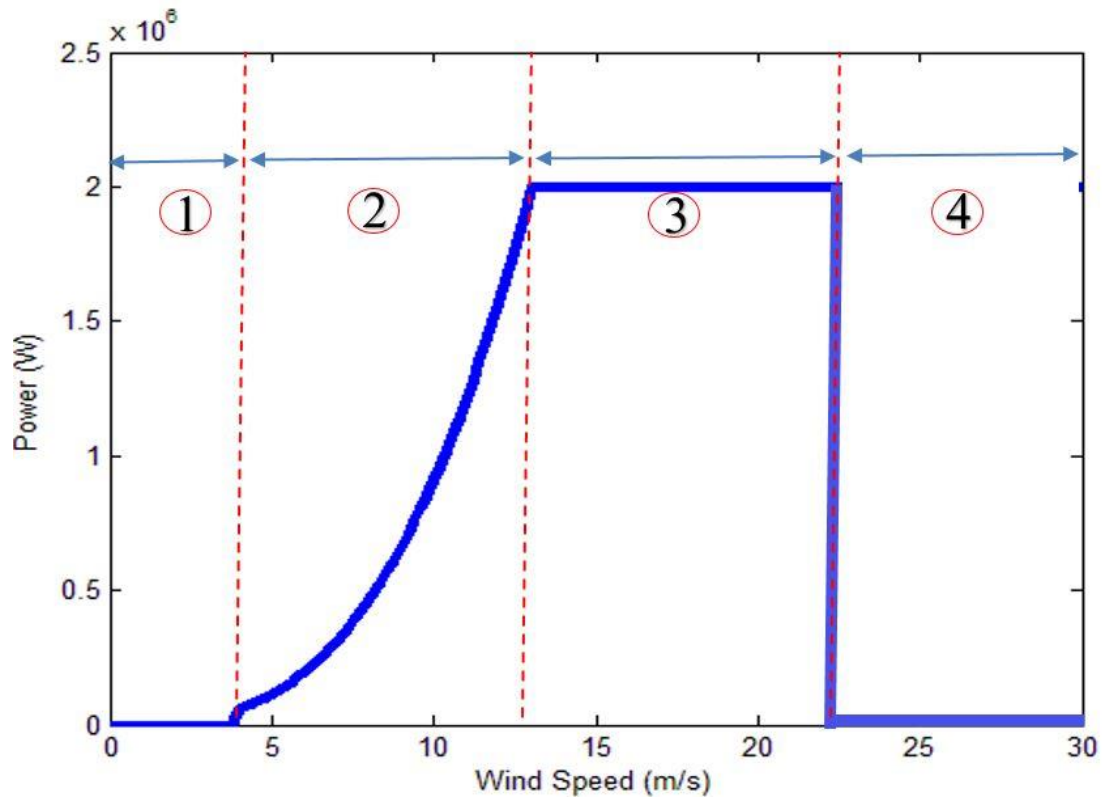
در شکل (۲-۱) اگر نقاطی که بیشترین توان به دست می‌آید را به هم متصل کنیم نمودار بیشینه توان به دست می‌آید. این نمودار نشان‌دهنده بیشترین توان قابل حصول در هر سرعت باد را برای یک توربین ۲ مگاوات نشان می‌دهد. ناحیه ۳ در شکل (۳-۱) نشان‌دهنده این نمودار است.

توربین بادی با ژنراتور القایی دوسو تغذیه، علاوه بر توان اکتیوی که ایجاد می‌کند، قابلیت تولید توان راکتیو را نیز دارد. توربین بادی نه تنها در حالت افت ولتاژ شبکه بلکه در حالت پایدار نیز باید توان راکتیو تولید کند [۴۸]. با وجود مبدل AC/DC/AC توان اکتیو و توان راکتیو را می‌توان به‌طور مستقل کنترل کرد. در صنعت معمولاً مبدل سمت شبکه با ضریب قدرت یک کار می‌کند، یعنی توان راکتیو آن صفر است، بنابراین توان راکتیو ژنراتور برابر با توان راکتیو استاتور است [۴۹]، [۵۰].

۱-۴-۱ ناحیه‌های کاری توربین بادی

توربین بادی با ژنراتور القایی معمولاً در سرعت‌های مختلف باد به کار گرفته می‌شود. در شکل (۳-۱) ناحیه‌های مختلف کاری نشان داده شده است، در زیر توضیح مختصری درباره‌ی این نواحی داده شده است [۵۱]، [۵۲]:

- **ناحیه ۱:** در این ناحیه سرعت باد آنقدر پایین است که توان قابل توجهی دریافت نمی‌شود و کار کردن توربین توجیه اقتصادی ندارد. حداقل سرعت برای راه‌اندازی توربین در بیشتر توربین‌ها بین ۳,۱۳ تا ۴,۴۷ متر بر ثانیه است.
- **ناحیه ۲:** در این ناحیه سرعت ژنراتور طوری تنظیم می‌شود که بیشترین مقدار C_p به دست آید. بدیهی است که هر چه سرعت باد بیشتر باشد، توان خروجی توربین نیز بیشتر است. در این ناحیه زاویه تیغه‌ها صفر می‌شود تا حداکثر توان جذب شود.
- **ناحیه ۳:** وقتی سرعت باد از سرعت نامی افزایش پیدا می‌کند، گشتاور توربین از گشتاور نامی الکترومکانیکی ژنراتور بیشتر می‌شود که می‌تواند به ژنراتور و مبدل آسیب برساند، بنابراین برای جلوگیری از ایجاد گشتاور اضافی، توان جذب شده توسط توربین باید محدود شود. برای این کار C_p با تغییر زاویه پره‌ها کاهش داده می‌شود.
- **ناحیه ۴:** در سرعت‌های خیلی زیاد باد (معمولاً بالاتر از 22 m/s) به دلیل توان زیاد باد ممکن است به تجهیزات مکانیکی توربین برسد، بنابراین در این حالت از توربین استفاده نمی‌شود.



شکل (۴-۱) توان توربین بر حسب سرعت باد

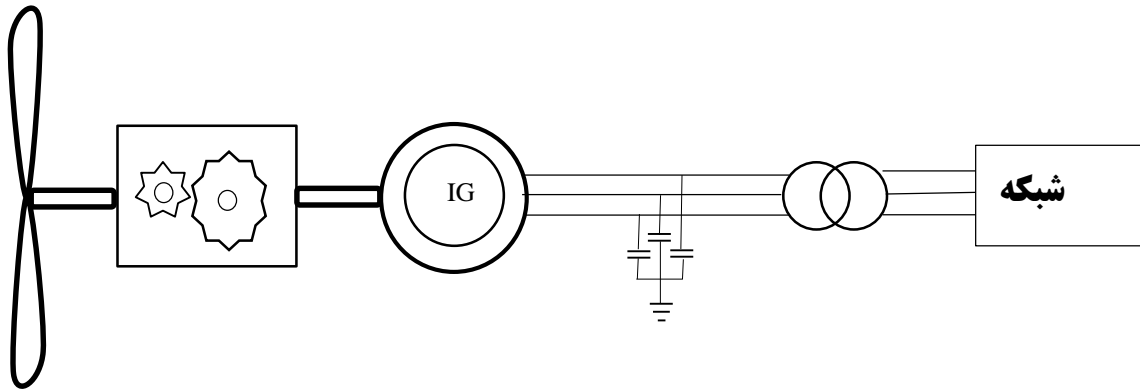
۵-۱ ژنراتور

در این قسمت به سه نوع ژنراتوری که برای توربین‌های بادی استفاده شده است، پرداخته می‌شود. تا قبل از دهه ۱۹۹۰ بیشتر تولیدکننده‌های توربین بادی، توربین‌های سرعت ثابت با ژنراتور القایی قفس‌سنجایی که با یک جعبه‌دنده چند سطحی کار می‌کرد، تولید می‌کردند، سیم‌پیچ استاتور این ژنراتورها مستقیم به شبکه وصل می‌شد، همچنین توان این توربین‌ها عموماً حدود $1/5$ مگاوات بود. اما از دهه ۱۹۹۰ به بعد بیشتر کارخانه‌های توربین‌سازی روی به تولید توربین‌های سرعت متغیر آوردند. دو نوع ژنراتوری که در این دوره بیشتر مورد استفاده قرار گرفته است، DFIG و ژنراتور سنکرون با آهنربای دائم است [۹]، [۵۳]، [۵۴]. هرکدام از این ژنراتورها مزایا و معایبی دارند که در ادامه به آن‌ها پرداخته می‌شود.

۱-۵-۱ ژنراتور سرعت ثابت

سیستم ژنراتور سرعت ثابت از یک گیربکس و یک ژنراتور القایی قفس سنجابی استفاده می‌کند که این ژنراتور از طریق یک ترانسفورماتور به‌طور مستقیم به شبکه متصل می‌شود (شکل ۱-۴)). از آنجایی که ژنراتور قفس سنجابی در یک محدوده کوچک حول سرعت سنکرون کار می‌کند، توربین بادی‌ای که با این نوع ژنراتور کار می‌کند را سیستم سرعت ثابت ژنراتور بادی می‌گویند. برای مثال لغزش یک ژنراتور القایی یک مگاوات بیشتر از ۱٪ نیست [۵۵]. ژنراتور قفس سنجابی توان راکتیو را از شبکه می‌کشد، برای جبران توان راکتیو مصرف‌شده از بانک خازنی استفاده می‌شود. دو مزیت مهم ژنراتور قفس سنجابی، پایداری و ارزان بودن آن است. عیب‌های این نوع ژنراتور نیز به شرح زیر است.

چون سرعت ژنراتور تقریباً ثابت است، نوسانات باد به‌طور مستقیم به گشتاور الکترومغناطیسی وارد می‌شود که این موضوع باعث ایجاد خستگی در سیستم می‌شود. برای این که بیشترین توان از باد جذب شود، سرعت ژنراتور باید نسبت خاصی از سرعت باد باشد، در نتیجه در توربین سرعت ثابت امکان جذب توان بیشینه وجود ندارد. هرچند در بعضی از توربین‌ها از ژنراتور القایی قفس سنجابی با قطب متغیر استفاده می‌شود ولی با این نوع ژنراتور نمی‌توان سرعت متغیر پیوسته ایجاد کرد، بنابراین باز کارایی لازم برای بیشینه‌سازی توان را ندارد. برای استفاده از این ژنراتورها باید از یک جعبه‌دنده چند سطحی استفاده کرد. جعبه‌دنده علاوه بر حجم و وزن زیادی که به ناسل اضافه می‌کند باعث تحمیل هزینه اضافی نیز می‌شود.



شکل (۴-۱) ژنراتور سرعت ثابت

۲-۵-۱ ژنراتور سرعت متغیر با مبدل تمام توان

در این نوع توربین در قسمت الکتریکی تمام توان تولیدشده توسط ژنراتور، از مبدل عبور می‌کند و به شبکه منتقل می‌شود، در قسمت مکانیکی نیز ژنراتور به‌طور مستقیم (بدون استفاده از جعبه‌دنده) به توربین متصل می‌گردد. در یک توان مشخص هر چه سرعت پایین‌تر باشد گشتاور بیشتر است، بنابراین این نوع ژنراتورها که به‌طور مستقیم به توربین متصل می‌شوند با سرعت کمتری نسبت به DFIG می‌چرخند در نتیجه گشتاور ورودی به ژنراتور بیشتر است پس دارای ابعاد بزرگ‌تری نیز می‌باشند. برای کاربردهایی با توان بیشتر با توجه به جریان عبوری از سیم‌ها و تراکم شار شکاف فاصله هوایی، برای افزایش کارایی و کاهش وزن قسمت متحرک و همچنین با توجه به تلفات سرسیم‌ها، از ژنراتورهایی با قطر بزرگ‌تر و گام قطب کوچک‌تر استفاده می‌شود [۵۶]، [۵۷].

در مقایسه با DFIG، این نوع ژنراتورها به دلیل آن‌که کل توان آن‌ها از مبدل می‌گذرد اتصال نرم‌تری با شبکه دارند، ولی بدیهی است که هزینه مبدل برای این ژنراتورها بالاتر است.

ژنراتورهای درایو مستقیم که در صنعت استفاده می‌شود بر حسب نوع میدان تحریکشان دو دسته تقسیم می‌شود: ژنراتور سنکرون با تحریک الکتریکی (EESG^۱) و ژنراتور سنکرون با آهنربای دائم

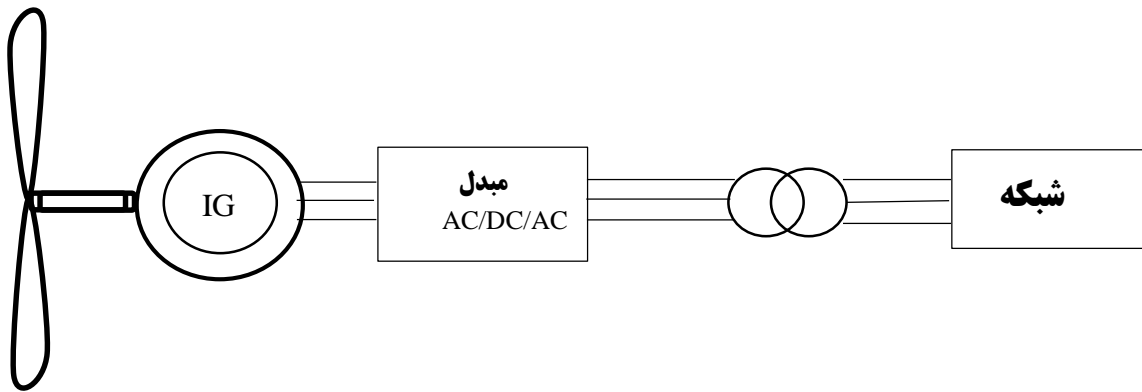
^۱ Electrically Excited Synchronous Generator

(PMSG^۱). مزیت‌هایی که نوع PMSG نسبت EESG دارد [۵۸]–[۶۳]، به شرح زیر است:

- بازدهی بیشتری دارد در نتیجه انرژی بیشتر تحویل می‌دهد.
- انرژی اضافی برای تولید میدان مغناطیسی تحریک نیاز ندارد.
- چون آهنربای دائم تلفات میدانی ندارد، دمای کمتری تولید می‌شود، که باعث کارایی بیشتر می‌شود.
- به خاطر نبود حلقه‌ی لغزان ضریب اطمینان بیشتری دارد.
- سبک‌تر است بنابراین نسبت توان به وزن بیشتری دارد.

با وجود مزیت‌های که ذکر شد، PMSG عیب‌هایی نیز نسبت به EESG دارد:

- هزینه آهنربای دائم بیشتر است.
- مشکلات راه‌اندازی بیشتری دارد.
- در دمای بالا خاصیت مغناطیسی آهنربای دائم کاهش می‌یابد.



شکل (۵-۱) ژنراتور سرعت متغیر با مبدل تمام توان

۳-۵-۱ ژنراتور سرعت متغیر با مبدل توان جزئی

^۱ Permanent Magnet Synchronous Generator

این نوع توربین از یک ژنراتور القایی روتورسیم‌بندی شده استفاده می‌کند که استاتور این ژنراتور به‌طور مستقیم به شبکه متصل می‌گردد درحالی‌که روتور از طریق یک مبدل AC/DC/AC که به شبکه متصل است، تغذیه می‌شود. با این مبدل می‌توان فرکانس ولتاژ روتور و در نتیجه سرعت روتور را تنظیم کرد. معمولاً محدوده این تغییر سرعت ۳۰ درصد بالاتر و پایین‌تر سرعت سنکرون است. توانی که از این مبدل می‌گذرد حدود ۲۵ تا ۳۰ درصد توان کل ژنراتور است [۵۵]، [۶۴]–[۶۶]، در نتیجه تبدلی که در این نوع توربین استفاده می‌شود به نسبت مبدل‌های تمام توان کوچک‌تر و ارزان‌تر است. از طریق این مبدل، توان روتور به‌جای تلف شدن به شبکه منتقل می‌شود، همچنین کنترل توان راکتیو مستقل از کارکرد ژنراتور با این مبدل انجام می‌شود [۸].

با تمام مزیت‌هایی که سیستم DFIG دارد، نقص‌هایی نیز دارد که در زیر اشاره شده است [۶۴]، [۶۷]، [۶۸].

از آنجایی که سرعت نامی ژنراتور القایی اختلاف زیادی با سرعت چرخش پره دارد، نیاز به یک جعبه‌دنده برای اتصال توربین به ژنراتور ضروری است. افزودن جعبه‌دنده به سیستم علاوه بر ایجاد هزینه و وزن اضافی برای ناسل باعث اتلاف انرژی و ایجاد آلودگی صوتی نیز می‌گردد.

در شرایطی که در شبکه خطا رخ می‌دهد از یک طرف جریان زیاد استاتور ایجاد شده باعث ایجاد جریان زیاد در روتور شده که در این موقع باید از مبدل در برابر آسیب محافظت شود، از طرف دیگر این جریان زیاد باعث ایجاد گشتاور زیادی در ژنراتور می‌شود که انتقال آن به توربین می‌تواند خطرناک باشد.

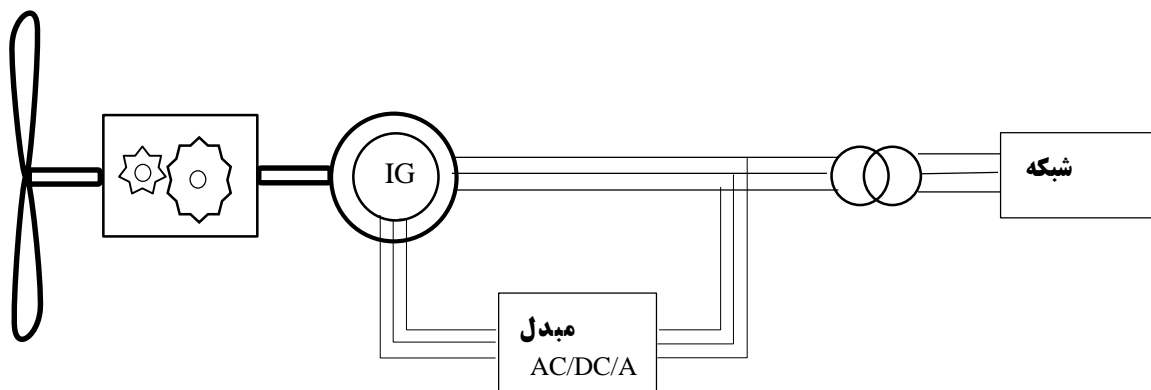
برای انتقال توان روتور نیاز به یک حلقه لغزان است که این حلقه علاوه بر ایجاد هزینه و نیاز به سرویسی که دارد، باعث تلفات الکتریکی نیز می‌شود.

با توجه به این‌که توربین‌های DFIG معمولاً به شبکه متصل می‌شوند، زمانی که در شبکه اختلال ایجاد شود، نیاز به کنترل‌کننده‌ای نسبتاً پیچیده است تا بتواند ژنراتور را در حالت مطلوب کار نگه دارد.

در مقایسه با توربین سرعت ثابت، DFIG مزیت‌هایی از قبیل دریافت بیشینه توان باد، فشار مکانیکی کمتر و آلودگی صوتی کمتر دارد [۴۶] و در مقایسه با توربین‌هایی که مبدل تمام توان دارند دارای مزیت‌هایی مثل اندازه کوچک‌تر، هزینه کمتر و تلفات کمتر به خاطر استفاده از مبدل کوچک‌تر است [۶۹].

در مقایسه با PMSG، DFIG انتخاب بهتری است مخصوصاً در حالتی که سرعت باد کم است. ولی در سرعت باد زیاد، PMSG به دلیل این که ذاتاً کم تلفات‌تر است توان بیشتری را تولید می‌کند. اعوجاج هارمونیک جریانی و ولتاژ نیز در حالت استفاده از DFIG کمتر است، دلیل این موضوع این است که استاتور DFIG به‌طور مستقیم به شبکه متصل می‌شود و توانی که از مبدل به شبکه منتقل می‌شود بخش کوچکی از کل توان ژنراتور است [۵].

به‌طور خلاصه می‌توان گفت ژنراتور DFIG از مزیت‌های هر دو نوع ژنراتور القایی و ژنراتور سنکرون استفاده می‌کند [۷۰].



شکل (۶-۱) ژنراتور سرعت متغیر با مبدل توان جزئی

۶-۱ مروری بر پایان‌نامه

در فصل اول نگاهی کلی به انرژی باد و توربین بادی شد، سپس به انواع توربین بادی که در صنعت استفاده می‌شود پرداخته شد و در ادامه اجزای توربین بادی محور افقی معرفی شد. در ادامه

فصل توان توربین بادی و ناحیه‌های کار توربین بادی معرفی شدند. در انتهای فصل نیز در مورد ژنراتور هایی که برای توربین بادی بیشتر استفاده می‌شوند توضیح مفصلی داده شد و مزایا و معایب آن مورد بررسی قرار گرفت.

در فصل دوم ابتدا تبدیل dq0 معرفی می‌گردد، سپس مدل فضای حالت DFIG بر اساس این تبدیل معرفی می‌شود. در قسمت بعدی تحلیلی از رفتار سیستم بر اساس قطب‌ها و صفرهای سیستم خطی شده بیان می‌شود، همچنین کنترل‌پذیری و پیچشی بودن سیستم بررسی می‌گردد. در انتهای فصل نیز شبیه‌ساز باد بر اساس معادلات بازگشتی انجام می‌شود.

در فصل سوم به معرفی اجمالی کنترل تطبیقی پرداخته می‌شود، سپس کنترل‌کننده‌ای تطبیقی برای سیستم مورد نظر ارائه می‌شود، در انتهای فصل نیز شبیه‌سازی و نتایج حاصل از اعمال کنترل‌کننده ارائه می‌شود.

در فصل چهارم نیز ابتدا کنترل‌کننده فازی تطبیقی معرفی می‌شود، سپس کنترل‌کننده‌ای بر اساس این روش معرفی می‌شود. در انتها نیز نتایج و شبیه‌سازی انجام شده مطرح می‌شود.

و در نهایت در فصل پنجم روش‌های ارائه‌شده در فصل سوم و چهارم با روش سنتی‌ای که بیشتر مورد استفاده قرار گرفته مقایسه می‌گردد. در انتها نیز نتایج و پیشنهادات برای کنترل این سیستم بیان می‌شود.

فصل ۲ :

مدل سازی سیستم

۲-۲ مقدمه

سیستم توربین بادی را می‌توان به سه بخش اصلی تقسیم کرد: سرعت باد، توربین و ژنراتور. برای کنترل توان تولیدی سیستم، نیاز به شناخت مناسب از هر کدام از این قسمت‌ها داریم. بنابراین به بررسی هر کدام از این بخش‌ها پرداخته می‌شود.

سرعت باد را می‌توان هم یک پدیده اتفاقی در نظر گرفت هم می‌توان برای آن مدل دینامیکی بیان کرد، اما مدل دینامیکی‌ای که بتواند رفتار باد را به درستی پیش‌بینی کند دارای مرتبه‌ی بالایی است در نتیجه روند کنترل را پیچیده می‌کند. بنابراین در این تحقیق ما باد را به عنوان یک پدیده اتفاقی و یک ورودی ناخواسته برای سیستم در نظر می‌گیریم و سعی می‌کنیم با طراحی کنترل‌کننده مناسب بر آن غلبه کنیم.

در فصل قبل توضیحاتی در مورد توربین بادی و معادلات حاکم بر آن داده شد، مرتبه دینامیک این معادلات صفر است، در نتیجه خروجی این معادلات یعنی گشتاور تولید شده به وسیله توربین، یک رابطه استاتیکی از سرعت باد و سرعت ژنراتور است. بنابراین آن قسمت از سیستم توربین بادی که معادلات حاکم بر آن از دید کنترلی اهمیت دارد ژنراتور است.

در فصل قبل خصوصیات و ویژگی‌های ژنراتور القایی دوسوتغذیه مورد بحث قرار گرفت. در کتاب کراوس [۷۱] به تفصیل به معادلات DFIG پرداخته شده است. در اینجا ابتدا تبدیل $dq0$ معرفی می‌شود، سپس معادلات ژنراتور در دستگاه $dq0$ بیان می‌گردد. در ادامه این معادلات به شکل فضای حالت تبدیل می‌شود. در قسمت بعد خطی‌سازی در نقاط مختلف کار انجام می‌شود و قطب‌ها و صفرهای سیستم خطی‌شده بررسی می‌شود تا درک بهتری از سیستم به دست آید. سپس در قسمت بعد به بررسی کنترل‌پذیری و پیچشی بودن سیستم پرداخته می‌شود. در انتها نیز مدلی برای شبیه‌سازی باد معرفی می‌گردد.

۳-۲ تبدیل dq0

با استفاده از این تبدیل می‌توان تحلیل مدار سه فاز را به صورت مدار dc انجام داد، به این صورت که سه فاز abc با رابطه زیر به دستگاه $dq0$ تبدیل می‌شوند [۷۲].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (۱-۲)$$

که ω فرکانس زاویه‌ای سیستم سه فاز است. اگر بردار جریان به صورت زیر باشد:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \sin(\omega t - \varphi) \\ I \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right) \\ I \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right) \end{bmatrix} \quad (۲-۲)$$

آنگاه داریم:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \cos(\varphi) \\ -I \sin(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (۳-۲)$$

که I و φ به ترتیب اندازه و فاز جریان خط هستند. همان طور که دیده می‌شود بردار i_0 همیشه صفر است و i_d ، i_q دو مقدار dc هستند.

۴-۲ فضای حالت

می‌توان نشان داد که با استفاده از تبدیلی که در زیربخش قبل بیان گردید می‌توان معادلات

ژنراتور DFIG را در دستگاه $dq0$ به شکل زیر به دست آورد [۷۱].

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \quad (4-2)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds}$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - p\omega_r) \phi_{qr}$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - p\omega_r) \phi_{dr}$$

$$\phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \quad (5-2)$$

$$\phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr}$$

$$\phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds}$$

$$\phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs}$$

$$T_e = \frac{3}{2} (\lambda_{qs} I_{ds} - \lambda_{ds} I_{qs}) \quad (6-2)$$

$$P_s = -\frac{3}{2} (V_{qs} I_{qs} + V_{ds} I_{ds})$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} (V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs})$$

$$P_r = -\frac{3}{2} (V_{qr} I_{qr} + V_{dr} I_{dr})$$

$$Q_r = -\frac{3}{2}(V_{qr}I_{dr} - V_{dr}I_{qr})$$

همچنین داریم

$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = T_e - T_m \quad (7-2)$$

با جاگذاری معادلات (5-2) در معادلات (4-2) روابط زیر به دست می‌آید:

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \dot{I}_{ds} + L_m \dot{I}_{dr} - \omega_s L_s I_{qs} - \omega_s L_m I_{dr} \quad (8-2)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \dot{I}_{qs} + L_m \dot{I}_{qr} + \omega_s L_s I_{ds} + \omega_s L_m I_{dr} \quad (9-2)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + L_r \dot{I}_{dr} + L_m \dot{I}_{ds} - \omega_s L_r I_{qr} - \omega_s L_m I_{qs} + p\omega_r L_r I_{qr} + p\omega_r L_m I_{qs} \quad (10-2)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + L_r \dot{I}_{qr} + L_m \dot{I}_{qs} + \omega_s L_r I_{dr} + \omega_s L_m I_{ds} - p\omega_r L_r I_{dr} - p\omega_r L_m I_{ds} \quad (11-2)$$

همچنین ترکیب معادلات (8-2) و (10-2) نتایج زیر را دارد:

$$V_{ds} - \frac{L_m}{L_r} V_{dr} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \dot{I}_{ds} + R_s I_{ds} + \omega_s \frac{L_m^2 - L_s L_r}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r L_m}{L_r} I_{dr} - p\omega_r L_m I_{qr} - p \frac{L_m^2}{L_r} I_{qs} \omega_r \quad (12-2)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} = & \frac{-R_s}{\sigma L_s} I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} I_{dr} + \frac{p \omega_r L_m}{\sigma L_s} I_{qr} + \frac{p L_m^2}{\sigma L_s L_r} I_{qs} \omega_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ & - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} V_{dr} \end{aligned} \quad (13-2)$$

$$\begin{aligned} \frac{L_s}{L_m} V_{dr} - V_{ds} = & \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \dot{i}_{dr} - R_s I_{ds} + p \omega_r L_s I_{qs} + \frac{R_r L_s}{L_m} I_{dr} \\ & - \omega_s \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{qr} + p \frac{L_s L_r}{L_m} I_{qr} \omega_r \end{aligned} \quad (14-2)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{dr} = & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} I_{ds} - \frac{p \omega_r L_m}{\sigma L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{dr} + \omega_s I_{qr} - \frac{p I_{qr}}{\sigma} \omega_r - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} V_{ds} \\ & + \frac{1}{\sigma L_s} V_{dr} \end{aligned} \quad (15-2)$$

همچنین با استفاده از معادلات (۵-۲) و (۱۱-۲) معادلات زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} V_{qs} - \frac{L_m}{L_r} V_{qr} = & \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \dot{i}_{qs} + \omega_s \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{ds} + R_s I_{qs} + p \omega_r L_m I_{dr} \\ & - \frac{R_r L_m}{L_r} I_{qr} + p \frac{L_m^2}{L_r} I_{qs} \omega_r \end{aligned} \quad (16-2)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qs} = & -\omega_s I_{ds} + \frac{-R_s}{\sigma L_s} I_{qs} - \frac{p \omega_r L_m}{\sigma L_s} I_{dr} + \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} I_{qr} - \frac{p L_m^2}{\sigma L_s L_r} I_{ds} \omega_r + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ & - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} V_{qr} \end{aligned} \quad (17-2)$$

$$\begin{aligned} \frac{L_s}{L_m} V_{qr} - V_{qs} = & \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \dot{i}_{qr} - p \omega_r L_s I_{ds} - R_s I_{qs} + \omega_s \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} I_{dr} \\ & + \frac{R_r L_s}{L_m} I_{qr} - p \frac{L_s L_r}{L_m} I_{dr} \omega_r \end{aligned} \quad (18-2)$$

$$i_{qr} = \frac{p\omega_r L_m}{\sigma L_r} I_{ds} - \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} I_{qs} - \omega_s I_{dr} - \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{qr} + \frac{p I_{dr}}{\sigma} \omega_r - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} V_{qs} \quad (19-2)$$

$$+ \frac{1}{\sigma L_r} V_{qr}$$

با استفاده از معادلات (۶-۲) در معادلات (۷-۲) نتایج زیر را دارد:

$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = \frac{3}{2}p(L_m I_{qs} I_{dr} - L_m I_{ds} I_{qr}) - T_m \quad (20-2)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{-3}{2J} p L_m I_{ds} I_{qr} + \frac{3}{2J} p L_m I_{qs} I_{dr} - \frac{b}{J} \omega_r - \frac{1}{J} T_m$$

با توجه به معادلات (۱۳-۲) تا (۲۰-۲) معادلات فضای حالت به شکل زیر به دست می‌آید:

$$\dot{X} = A(X)X + BU + D(X, t) \quad (21-2)$$

$$Y = CX$$

$$X^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5] = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr} \quad \omega_r]$$

$$U^T = [u_p \quad u_q] = [V_{dr} \quad V_{qr}]$$

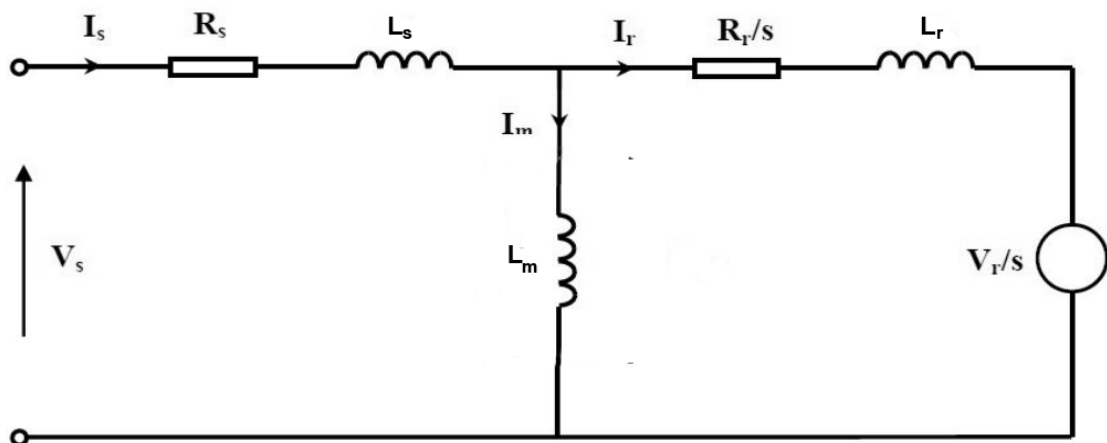
$$D(X, t)^T = [d_1(X, t) \quad d_2(X, t) \quad d_3(X, t) \quad d_4(X, t) \quad d_5(X, t)]$$

$$A(X) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & a_{13} & a_{14}x_5 & a_{15}x_2 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23}x_5 & a_{24} & a_{25}x_1 \\ a_{31} & a_{32}x_5 & a_{33} & a_{34} & a_{35}x_4 \\ a_{41}x_5 & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45}x_3 \\ a_{51}x_4 & a_{52}x_3 & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{bmatrix}$$

$$B^T = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 & b_{13} & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 & b_{24} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C^T = \begin{bmatrix} c_{11} & 0 & c_{13} & c_{14} & 0 \\ 0 & c_{22} & c_{23} & c_{24} & 0 \end{bmatrix}$$

برای مدل معرفی شده اغتشاشت نیز در نظر گرفته شده که در (۲-۲۱) با D نشان داده شده است. مقادیر پارامترهای این بخش در پیوست ارائه شده است [۷۳]. مدار معادل ژنراتور القایی نیز در (۲-۱) نشان داده شده است [74].



شکل (۲-۱) مدار معادل ژنراتور القایی

در شکل (۲-۱) s لغزش موتور است.

۵-۲ تحلیل رفتار سیستم

در زیر بخش قبلی معادلات سیستم به شکل فضای حالت نوشته شد. شکل فضای حالت دید خوبی از سیستم ارائه می کند. یکی از روش هایی که می توان درک بهتری از سیستم بدست آورد بررسی سیستم خطی شده در نقاط کار مختلف است. بدین منظور در این قسمت سیستم را به صورت پارامتری خطی سازی می کنیم و در انتها با جاگذاری نقاط کار به بررسی قطبها و صفرهای سیستم می پردازیم.

برای این کار ابتدا معادله (۲-۱۹) را به شکل زیر می‌نویسیم :

$$\dot{X} = F(x) + BU \quad (2-22)$$

$$Y = G(X, U)$$

$$F(X)^T = [f_1(X) \quad f_2(X) \quad f_3(X) \quad f_4(X) \quad f_5(X)]$$

$$G(X, U)^T = [g_1(X, U) \quad g_2(X, U)]$$

با نگاهی به معادلات سیستم مشاهده می‌شود که \dot{X} فقط نسبت به متغیرهای حالت غیرخطی است در حالی که قسمت غیرخطی خروجی‌ها حاصلضرب متغیر حالت در سیگنال کنترل است بنابراین خطی سازی را برای \dot{X} فقط نسبت به متغیرهای حالت انجام می‌دهیم و برای خروجی‌ها هم نسبت به متغیرهای حالت و هم نسبت به سیگنال کنترل. در نتیجه معادلات فوق را می‌توان به شکل زیر نوشت.

(2-23)

$$\dot{X} = J_F(X)|_{X=X_0} X + O_{h.o.t}(X) + BU$$

$$Y = J_{1G}(X)|_{X=X_0, U=U_0} X + O_{h.o.t}(X) + J_{2G}(U)|_{X=X_0, U=U_0} U + O_{h.o.t}(U)$$

$$J_F(X) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(X)}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1(X)}{\partial x_5} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_5(X)}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_5(X)}{\partial x_5} \end{bmatrix}$$

$$J_{1G}(X) = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1(X, U)}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_1(X, U)}{\partial x_5} \\ \frac{\partial g_2(X, U)}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_2(X, U)}{\partial x_5} \end{bmatrix}$$

$$J_{2G}(X) = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1(X, U)}{\partial u_p} & \frac{\partial g_1(X, U)}{\partial x_q} \\ \frac{\partial g_2(X, U)}{\partial u_p} & \frac{\partial g_2(X, U)}{\partial x_q} \end{bmatrix}$$

در روابط فوق نقطه‌ی کار با اندیس صفر مشخص شده است. حال اگر از جملات مرتبه بالا صرف نظر کنیم، سیستم خطی شده حول نقطه تعادل به شکل زیر به دست می‌آید.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (۲۴-۲)$$

$$Y = CX + DU$$

بنابراین داریم:

$$(۲۵-۲)$$

(

$$A =$$

$$\begin{bmatrix} \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \omega_s + \frac{pL_m^2}{\sigma L_s L_r} \omega_{r0} & \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{p\omega_{r0} L_m}{\sigma L_s} & \frac{pL_m^2 I_{qso}}{\sigma L_s L_r} + \frac{pL_m I_{qro}}{\sigma L_s} \\ -\omega_s - \frac{pL_m^2}{\sigma L_s L_r} \omega_{r0} & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \frac{-p\omega_{r0} L_m}{\sigma L_s} & \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{-pL_m^2 I_{dso}}{\sigma L_s L_r} - \frac{pL_m I_{dro}}{\sigma L_s} \\ \frac{R_s}{\sigma L_r} & \frac{-p\omega_{r0} L_s}{\sigma L_r} & \frac{-R_r L_s}{\sigma L_m L_r} & \omega_s - \frac{pL_s \omega_{r0}}{\sigma L_m} & \frac{-pL_s I_{qro}}{\sigma L_m} - \frac{pL_s I_{qso}}{\sigma L_r} \\ \frac{p\omega_{r0} L_s}{\sigma L_r} & \frac{R_s}{\sigma L_r} & -\omega_s + \frac{pL_s \omega_{r0}}{\sigma L_m} & \frac{-R_r L_s}{\sigma L_m L_r} & \frac{pL_s I_{dro}}{\sigma L_m} + \frac{pL_s I_{dso}}{\sigma L_r} \\ \frac{-3pL_m I_{qro}}{2J} & \frac{3pL_m I_{dro}}{2J} & \frac{3pL_m I_{qso}}{2J} & \frac{-3pL_m I_{dso}}{2J} & -\frac{b}{J} \end{bmatrix}$$

$$B^T = \begin{bmatrix} b_{11} & 0 & b_{13} & 0 & 0 \\ 0 & b_{22} & 0 & b_{24} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C^T = \begin{bmatrix} c_{11} & 0 & -1.5u_{p0} & -1.5u_{q0} & 0 \\ 0 & c_{22} & -1.5u_{q0} & -1.5u_{p0} & 0 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} -1.5I_{dr0} & -1.5I_{qr0} \\ -1.5I_{dr0} & -1.5I_{dr0} \end{bmatrix}$$

حال با جاگذاری نقاط کار مختلف قطب‌های سیستم را بررسی می‌کنیم، قطب‌های سیستم برای شش نقطه مختلف بررسی شده و نتایج در جدول زیر نشان داده شده است. لازم به ذکر است مقدار u_{p0} و u_{q0} صفر در نظر گرفته شده است.

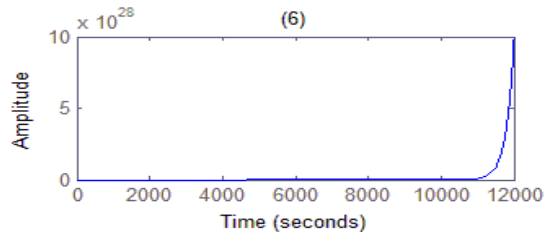
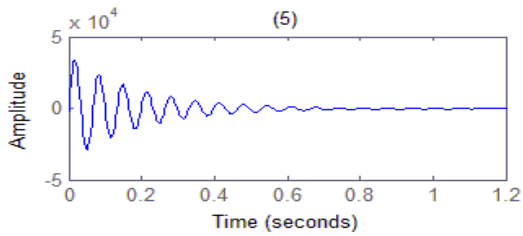
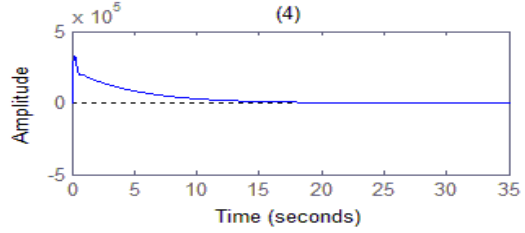
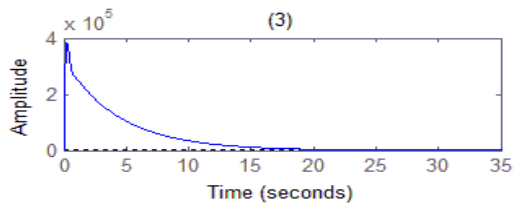
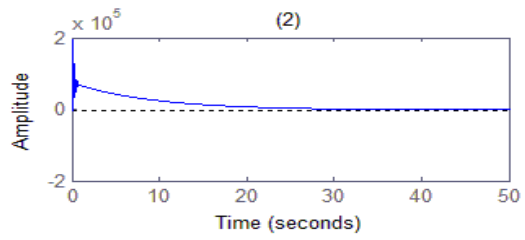
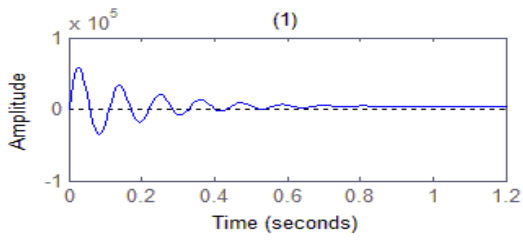
جدول ۱: صفرها و قطب‌های سیستم خطی شده در نقاط مختلف کاری

شماره نقطه کار	نقطه کار					قطب‌ها	صفرها به ازای خروجی توان اکتیو	صفرها به ازای خروجی توان راکتیو
	I_{ds0}	I_{qs0}	I_{dr0}	I_{qr0}	ω_{r0}			
1	-391.7	- 185.2	415.2	-613.9	161.2	-7.47±376.9i -5.32±56.3i -0.001	-4.30±377i 5663 -4.3 -0.00013	-4.30±377i 5663 -2.2 -1.43
2	-1385.5	-62.8	1467.4	-745.8	134.7	-7.47±376.9i -5.26±15.07i -0.011	-3.8±377.8i 1593 -5.48 -0.003	-3.8±377.8i 1593 -4.8 -0.67
3	60.3	- 1709. 8	-59.7	1001.8	138.2	-7.47±376.9i -5.21±5.9i -0.22	-4.30±377i 5663 -3.64 0.00013	-3.7±376.9i -39492 -4.93 -0.5
4	-795.5	- 1519. 3	840.9	798.8	137.6	-7.47±376.9i -5.21±7.28 -0.20	-3.7±377.4i 2790 -5.463	-3.73±377i 2790 -4.92

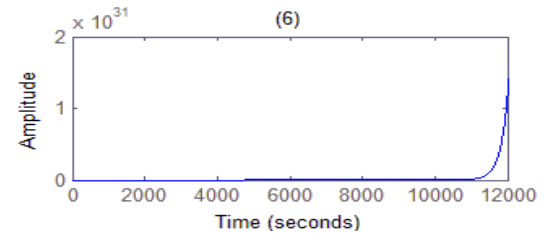
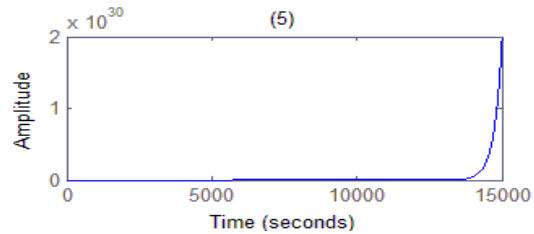
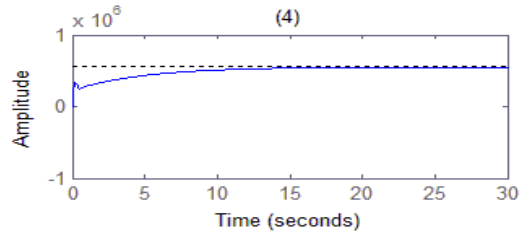
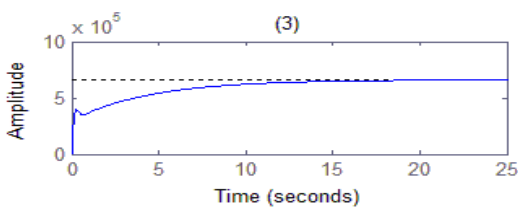
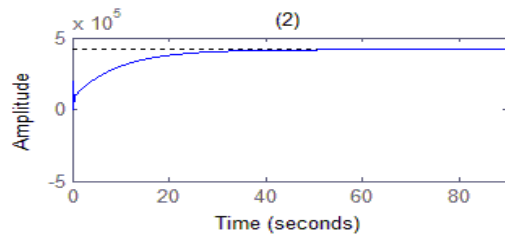
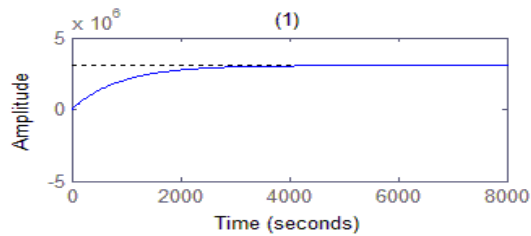
							0.0009	-0.52
5	-1080.3	-	1144.8	-463.3	175.6	-7.47±376.9i	-4.75±377.4i	-4.75±377i
		328.9				-5.32±95.01	2042	2041.8
						0.0038	0.95	0.48±1.7i
							0.02	
6	-1167	-	1238	183.8	155.7	-7.47±376.9i	-4.3±377.6i	-3.73±377i
		940.2				-5.32±41.52	1890	1890.4
						0.0048	-3.5	-2.39
							-0.002	-1.195

با توجه به نتایجی که در جدول بالا نشان داده شده است، دو قطب این سیستم - که مربوط به جریان استاتور است - با تغییر نقطه کار هیچ تغییری نمی‌کند. قطب نزدیک مبدا - که مربوط به سرعت ژنراتور است - تغییرات کمی دارد و دو قطب دیگر - که مربوط به جریان روتور است - نیز قسمت حقیقی آنها تقریباً ثابت است ولی قسمت موهومی این دو قطب تغییر می‌کند که این تغییر سبب تغییر نسبت ضریب میرایی سیستم در نقاط مختلف کاری می‌شود. رفتار صفرها در خروجی های توان اکتیو و راکتیو مشابه است به این صورت که یک صفر نزدیک مبدا وجود دارد که در اثر تغییر نقطه‌ی کار تغییرات کمی در مکان آن ایجاد می‌شود در ضمن با توجه به این که این صفر نزدیک قطبی است که نزدیک مبدا قرار دارد، اثر آن قطب را تقریباً خنثی می‌کند. یکی از صفرها سمت چپ است که تغییرات کمی دارد. یکی دیگر از صفرها که تغییرات شدیدی نسبت به تغییر نقطه کار دارد، در سمت راست محور موهومی با فاصله‌ی زیاد از آن قرار دارد که در صورت پیاده‌سازی ناصحیح کنترل‌کننده می‌تواند باعث ناپایداری سیستم حلقه بسته شود. و بالاخره در مورد زوج صفر مزدوج مختلط نیز می‌توان گفت که قسمت موهومی آنها ثابت است و قسمت حقیقی تغییرات کمی دارد.

برای بررسی بیشتر، پاسخ پله خروجی توان اکتیو و توان راکتیو سیستم خطی شده در نقاط کاری که در جدول ۱ آورده شده است، به ترتیب در شکل (۲-۲) و شکل (۳-۲) نشان داده شده است. همان طور که دیده می‌شود سیستم در نقاط مختلف پاسخ پله‌های متفاوتی دارد حتی در چند مورد این پاسخها ناپاوار شده است.



شکل (۲-۲) پاسخ پله سیستم خطی شده در نقاط کار مختلف در حالتی که خروجی توان اکتیو است.



شکل (۳-۲) پاسخ پله سیستم خطی شده در نقاط کار مختلف در حالتی که خروجی توان راکتیو است.

۱-۵-۲ بررسی کنترل پذیری و پیچشی بودن سیستم

در این قسمت به بررسی کنترل پذیری و قابلیت سیستم برای خطی سازی تک ورودی پرداخته می شود.

سیستم غیرخطی با رابطه (۲۶-۲) و میدان های برداری $f(x)$ و $g(x)$ قابل خطی سازی تک ورودی است اگر و تنها اگر ناحیه Ω چنان وجود داشته باشد که شرایط زیر برقرار باشد [۷۵]:

$$\dot{X} = f(x) + g(x)u \quad (۲۶-۲)$$

- میدان های برداری $\{g \quad ad_f g \quad \dots \quad ad_f^{n-1} g\}$ در Ω مستقل خطی باشند؛
- مجموعه $\{g \quad ad_f g \quad \dots \quad ad_f^{n-2} g\}$ در Ω غیرپیچشی باشد.

شرط اول معادل شرط کنترل پذیری در سیستم های غیرخطی (۲۶-۲) است.

با توجه به (۲۱-۲)، میدان های برداری $f(x)$ و $g(x)$ برای ورودی اول به صورت زیر می باشد:

$$f = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} & a_{13} & a_{14}x_5 & a_{15}x_2 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23}x_5 & a_{24} & a_{25}x_1 \\ a_{31} & a_{32}x_5 & a_{33} & a_{34} & a_{35}x_4 \\ a_{41}x_5 & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45}x_3 \\ a_{51}x_3 & a_{52}x_3 & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{bmatrix} \quad (۲۷-۲)$$

$$g^T = [b_{11} \quad 0 \quad b_{13} \quad 0 \quad 0]$$

با توجه به حجم زیاد محاسبات برای بررسی دو شرط بالا از نرم افزار متلب استفاده شده است. نتیجه بررسی انجام شده به این صورت است که شرط اول برقرار است ولی شرط دوم برقرار نیست، بنابراین سیستم کنترل پذیر و پیچشی است در نتیجه قابلیت خطی سازی تک ورودی را ندارد.

۶-۲ شبیه سازی باد

برای تولید سیگنال سرعت باد از یک مدل بازگشتی استفاده شده است [۷۶]. سرعت باد مدل شده از دو قسمت به شکل زیر تشکیل شده است:

$$V_W(t) = \mu_W + V_t(t) \quad (28-2)$$

که μ_W سرعت میانگین باد است و $V_t(t)$ سرعت لحظه‌ای باد که با رابطه زیر بیان می‌شود:

$$\dot{V}_t(t) = -\frac{1}{T_W} V_t(t) + \alpha_t \quad (29-2)$$

در رابطه بالا T_W ثابت زمانی و α_t نویز سفید با میانگین صفر است. نویز سفید از یک فیلتر گذرانده می‌شود و نویز رنگی v_t به دست می‌آید. قسمت لحظه‌ای سرعت باد از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_t(t) = \sigma_t v_t \quad (30-2)$$

که σ_t انحراف معیار استاندارد است و v_t سری زمانی $ARMA^1$ است که از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$v_t = \varphi_1 v_{t-1} + \varphi_2 v_{t-2} + \dots + \varphi_n v_{t-n} - \theta_1 \alpha_{t-1} - \theta_2 \alpha_{t-2} - \dots - \theta_m \alpha_{t-m} \quad (31-2)$$

از جملات مرتبه بالا صرف نظر می‌شود و پارامترها این گونه در نظر گرفته می‌شود:

$$\varphi_1 = 1.7901, \varphi_2 = -0.9087, \varphi_3 = 0.0948, \theta_1 = 1, \theta_2 = -1.0929, \theta_3 = 0.2892$$

فرض می‌شود برای $t < 0$ سرعت باد ثابت است.

¹ Auto Regressive Moving Average

فصل ۳ :

کنترل تطبیقی مقاوم

۲-۳ مقدمه

برای کنترل یک فرایند یا سیستم نیاز به شناخت کافی از آن است. هر چه شناخت بهتری از سیستم موجود باشد کنترل کننده بهتری می توان طراحی کرد. منظور از شناخت سیستم به دست آوردن معادلات دینامیکی ای است که بتواند رفتار سیستم را تحت شرایط کاری نشان دهد. با توجه به پیچیدگی و مشکلاتی که در این زمینه وجود دارد معمولاً از تقریب‌هایی برای به دست آوردن معادلات حاکم بر سیستم استفاده می‌شود. همین تقریب‌ها می‌تواند در روند کنترل تأثیر بگذرد. حتی در مواردی که شناسایی به خوبی صورت می‌گیرد ممکن است در اثر عوامل محیطی یا اغتشاشات خارجی مدل سیستم تغییراتی داشته باشد، مثلاً مقدار مقاومت موتوری الکتریکی در اثر تغییر دمای موتور عوض می‌شود. در این جور مواقع کنترل تطبیقی می‌تواند گزینه مناسبی برای جبران این تغییرات و نامعینی‌ها باشد.

برحسب نحوه طراحی، کنترل کننده های تطبیقی به دو دسته اصلی تقسیم می‌شوند: کنترل کننده تطبیقی روش مستقیم و روش غیر مستقیم. در روش مستقیم قواعد تنظیم چگونگی بهنگام شدن پارامترهای رگولاتور را به طور مستقیم مشخص می‌کند ولی در روش غیرمستقیم ابتدا پارامترهای فرآید بهنگام می‌شود، سپس پارامترهای رگولاتور از حل یک مساله طراحی به دست می‌آید. برای نمونه روش جدول بندی بهره و MRAS که ادامه معرفی می‌شوند در دسته روش مستقیم قرار می‌گیرند و روش رگولاتور خودتنظیم در دسته روش غیر مستقیم جای می‌گیرد.

در زیر سه نوع شناخته شده تر سیستم‌های تطبیقی معرفی شده‌اند [۷۷].

۱-۲-۳ جدول بندی بهره

در بسیاری از موارد امکان یافتن متغیرهای قابل اندازه گیری که با تغییرات دینامیک فرآیند مرتبط باشد وجود دارد، از این متغیرها می‌توان برای تغییر دادن پارامترهای کنترل کننده استفاده کرد. این روش کنترل کننده جدول بندی بهره نامیده می‌شود. در واقع جدول بندی بهره نگاشتی از

پارامترهای فرآیند به پارامترهای کنترلگر می‌باشد. این موضوع با یک تابع یا یک جدول جست‌وجو قابل پیاده‌سازی است. چون در این روش پیاده‌سازی کنترل‌کننده به صورت خارج خط انجام می‌شود، در مورد این که این روش یک روش تطبیقی هست یا نه، اختلاف نظر جدی وجود دارد.

۲-۲-۳ رگولاتورهای خودتنظیم

در این روش ابتدا شناسایی برای سیستم انجام می‌گیرد، سپس کنترل‌کننده‌ای با استفاده از این شناسایی طراحی می‌شود و با گذشت زمان پارامترهای شناسایی و کنترل‌کننده به‌نگام می‌شود. برای این که شناسایی به‌درستی انجام گیرد باید ورودی سیستم به‌اندازه کافی پایا باشد تا تمام دینامیک‌های سیستم تحریک شوند، این موضوع به‌عنوان یکی از مشکلات این روش مطرح است.

۳-۲-۳ سیستم‌های تطبیقی مدل مرجع MRAS

روش مدل مرجع یکی از معروف‌ترین روش‌های کنترل تطبیقی مستقیم است، در این نوع کنترل‌کننده مشخصات مورد نظر در قالب یک مدل مرجع مطرح می‌گردد و به عنوان پاسخ مطلوب فرآیند به سیگنال فرمان در نظر گرفته می‌شود. پارامترهای کنترل‌کننده بر اساس خطای ناشی از تفاوت بین مدل مرجع و سیستم حلقه بسته، تنظیم می‌شود. این تنظیم می‌تواند بر اساس نظریه پایداری یا به روش گرادیان انجام گیرد. سیستم‌های تطبیقی مدل-مرجع در اصل برای سیستم‌های زمان پیوسته ارائه شده است ولی در ادامه این سیستم‌ها برای سیستم‌های زمان گسسته و سیستم‌های با اغتشاش‌های اتفاقی نیز تعمیم داده شد.

۳-۳ کنترل DFIG به روش تطبیقی مقاوم

برای کنترل به روش MRAS ابتدا باید مدل مرجع مناسبی پیشنهاد داد و دینامیک خطا را به دست آورده و برای به دست آوردن کنترل‌کننده و قانون تطبیق پارامترهای کنترل‌کننده الگوریتم

زیر پیشنهاد شده است.

کمیتی که قصد کنترل آن را داریم توان استاتور است.

$$P = P_s \quad (1-3)$$

بر طبق روابط (۶-۲) و (۲۱-۲) رابطه بالا را می توان این گونه نوشت:

$$P = c_{11}x_1 \quad (2-3)$$

با مشتق گیری از رابطه بالا و با استفاده از (۲۱-۲) داریم:

$$\dot{P} = c_{11}(a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{13}x_3 + a_{14}x_4x_5 + a_{15}x_2x_5 + b_{11}u_p + d_1(X, t)) \quad (3-3)$$

رابطه (۳-۳) را می توان به شکل زیر بازنویسی کرد:

$$\dot{P} = \acute{a}_1x_1 + \acute{a}_2x_2 + \acute{a}_3x_3 + \acute{a}_4x_2x_5 + \acute{a}_5x_4x_5 + bu_p + d(X, t) \quad (4-3)$$

$$\acute{a}_1 = c_{11}a_{11} \quad , \quad \acute{a}_2 = c_{11}a_{12}$$

$$\acute{a}_3 = c_{11}a_{13} \quad , \quad \acute{a}_4 = c_{11}a_{15}$$

$$\acute{a}_5 = c_{11}a_{14} \quad , \quad b = c_{11}b_{11}$$

$$d(X, t) = c_{11}d_1(X, t)$$

حال با تعریف دو بردار ψ و θ به شکل زیر

$$\psi^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_2x_5 \quad x_4x_5] \quad (5-3)$$

$$\theta^T = [\dot{a}_1 \quad \dot{a}_2 \quad \dot{a}_3 \quad \dot{a}_4 \quad \dot{a}_5]$$

می‌توان رابطه را به شکل زیر نوشت:

$$\dot{P} = \theta^T \psi + bu_p + d(X, t) \quad (۶-۳)$$

$$P = C_p^T \psi$$

$$. C_p^T = [c_{11} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$$

مدل مرجعی به شکل زیر برای کنترل کننده در نظر گرفته می‌شود:

$$\dot{P}_m = -a_m P_m + a_m P_c \quad (۷-۳)$$

که P_c توان فرمان و P_m خروجی مدل مرجع است که سیستم باید آن را دنبال کند. a_m نیز پارامتری ثابت، مثبت و قابل تنظیم است. برای این که توان خروجی سیستم مدل (۷-۳) را دنبال کند، قانون کنترلی به شکل زیر پیشنهاد داده شده است.

$$u_p = m P_c - L^T \psi + u_r \quad (۸-۳)$$

که m و L پارامترهای تنظیمی هستند که به ترتیب اسکالر و برداری می‌باشند و با قانون تطبیقی که در ادامه بیان می‌شود به‌روز می‌شوند. همچنین u_r به‌منظور غلبه بر نامعینی و اغتشاش ($d(X, t)$) پیشنهاد شده است.

بنابراین خطای سیستم این‌گونه تعریف می‌شود.

$$e = P - P_m \quad (۹-۳)$$

بر طبق (۶-۳) و (۷-۳) دینامیک خطا به شکل زیر به دست می‌آید:

$$\dot{e} = \dot{P} - \dot{P}_m = \theta^T \psi + bu_p + d(X, t) + a_m P_m - a_m P_c \quad (10-3)$$

با استفاده از (۹-۳) و جایگذاری (۸-۳) در (۱۰-۳) رابطه‌ی زیر به دست می‌آید:

$$\dot{e} = \theta^T \psi + b(mP_c - L^T \psi + u_r) + d(X, t) + a_m(P - e) - a_m P_c \quad (11-3)$$

$$\dot{e} = -a_m e + b \left[\frac{\theta^T}{b} - L^T + \frac{a_m C_P^T}{b} \right] \psi + b \left[m - \frac{a_m}{b} \right] P_c + b \left[u_r + \frac{d(X, t)}{b} \right]$$

با تعریف روابط زیر

$$L^{*T} = \frac{\theta^T}{b} + \frac{a_m C_P^T}{b}, \quad m^* = \frac{a_m}{b} \quad (12-3)$$

$$\tilde{L} = L - L^*, \quad \tilde{m} = m - m^*$$

رابطه را می‌توان این‌گونه نوشت:

$$\dot{e} = -a_m e - b\tilde{L}^T \psi + b\tilde{m}P_c + b \left[u_r + \frac{d(X, t)}{b} \right] \quad (13-3)$$

فرض ۱: اغتشاش خارجی محدود است یعنی:

$$|d(X, t)| \leq |b|D \quad (14-3)$$

که D یک پارامتر ثابت و معین است.

اگر \hat{D} تخمین D آنگاه می‌توان تعریف کرد

$$\tilde{D} = \hat{D} - D \quad (15-3)$$

حال تابع مثبت معین زیر پیشنهاد می‌گردد

$$V = \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{L}^T\tilde{L} + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{m}^2 + \frac{1}{2\gamma_3}\tilde{D}^2 \quad (۱۶-۳)$$

با مشتق گیری نسبت به زمان از رابطه فوق، نتیجه زیر به دست می آید

$$\dot{V} = e\dot{e} + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{L}^T\dot{\tilde{L}} + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{m}\dot{m} + \frac{1}{2\gamma_3}\tilde{D}\dot{\tilde{D}} \quad (۱۷-۳)$$

با جاگذاری (۱۳-۳) در (۱۷-۳) می توان نوشت

$$\dot{V} = e(-a_m e - b\tilde{L}^T\psi + b\tilde{m}P_c + bu_r + d) + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{L}^T\dot{\tilde{L}} + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{m}\dot{m} + \frac{1}{\gamma_3}\tilde{D}\dot{\tilde{D}} \quad (۱۸-۳)$$

$$\dot{V} = -a_m e^2 + \left(\frac{1}{\gamma_1}\tilde{L}^T\dot{\tilde{L}} - b\tilde{L}^T\psi e\right) + \left(\frac{1}{\gamma_2}\tilde{m}\dot{m} + b\tilde{m}P_c e\right) + bu_r e + de + \frac{1}{\gamma_3}\tilde{D}\dot{\tilde{D}}$$

بر طبق فرض ۱ (۱۴-۳) نتیجه می شود

$$\dot{V} \leq -a_m e^2 + \left(\frac{1}{\gamma_1}\tilde{L}^T\dot{\tilde{L}} - b\tilde{L}^T\psi e\right) + \left(\frac{1}{\gamma_2}\tilde{m}\dot{m} + b\tilde{m}P_c e\right) + bu_r e + D|b||e| + \frac{1}{\gamma_3}\tilde{D}\dot{\tilde{D}} \quad (۱۹-۳)$$

فرض ۲: علامت b معین است.

اگر u_r به شکل زیر انتخاب شود

$$u_r = -\hat{D}\text{sgn}(be) = -\hat{D}\text{sgn}(b)\text{sgn}(e) \quad (۲۰-۳)$$

آنگاه

$$\dot{V} \leq -a_m e^2 + \left(\frac{1}{\gamma_1}\tilde{L}^T\dot{\tilde{L}} - b\tilde{L}^T\psi e\right) + \left(\frac{1}{\gamma_2}\tilde{m}\dot{m} + b\tilde{m}P_c e\right) + \left(-\hat{D}|be| + \right) \quad (۲۱-۳)$$

$$D|b||e| + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{D} \dot{\hat{D}})$$

$$\dot{V} \leq -a_m e^2 + \left(\frac{1}{\gamma_1} \tilde{L}^T \dot{L} - b \tilde{L}^T \psi e \right) + \left(\frac{1}{\gamma_2} \tilde{m} \dot{m} + b \tilde{m} P_c e \right) + \left(-\hat{D} |be| + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{D} \dot{\hat{D}} \right)$$

حال با انتخاب قوانین تطبیق زیر

$$\dot{L} = +\gamma_1 \text{sgn}(b) \psi e \quad (22-3)$$

$$\dot{m} = -\gamma_2 \text{sgn}(b) P_c e$$

$$\dot{\hat{D}} = +\gamma_3 |e|$$

که $\gamma_1 = |b| \gamma_1$ ، $\gamma_2 = |b| \gamma_2$ و $\gamma_3 = |b| \gamma_3$ ، (۲۱-۳) به شکل زیر می‌شود.

$$\dot{V} \leq -a_m e^2 \quad (23-3)$$

۱-۳-۳ بررسی پایداری داخلی

\dot{V} نیمه معین منفی است، بنابراین $V(t) \leq V(0)$ یعنی $V(t)$ غیر افزایشی است و از آنجایی که $V(t)$ مثبت معین است پس می‌توانیم نتیجه بگیریم که $V(t)$ محدود است. در نتیجه باتوجه به رابطه (۱۶-۳)، e محدود است و از رابطه (۹-۳) نتیجه می‌گیریم که P محدود است و در نهایت رابطه‌ی (۲-۳) نتیجه می‌دهد که x_1 (جریان استاتور در راستای محور d) محدود است. برای کنترل توان راکتیو نیز مشابه همین رویه عمل می‌شود، و در نهایت به طور مشابه Q و x_2 (جریان استاتور در راستای محور d) نیز اثبات می‌شود که محدود است. جریان استاتور از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$I_s = I_{ds} + jI_{qs} \quad (24-3)$$

رابطه (۳-۲۴) نشان می‌دهد که جریان استاتور محدود است. با توجه به مدار معادل ژنراتور که در فصل قبل معرفی شد، جریان روتور متناسب با جریان استاتور است پس محدود بودن جریان استاتور محدود بودن جریان روتور را نیز نتیجه می‌دهد.

با توجه به رابطه (۲-۷) اگر گشتاور الکتریکی تولید شده با گشتاور مکانیکی که توسط باد تولید می‌شود برابر نباشد، سرعت ژنراتور تغییر می‌کند. اگر این تغییر سرعت ادامه‌دار باشد، سرعت ژنراتور از محدوده‌ی مجاز خود خارج می‌شود. در نتیجه توان مرجع با توجه به سرعت میانگین باد و سرعت ژنراتور طوری باید تنظیم شود که سرعت ژنراتور همواره در محدوده مجاز باقی بماند. اثبات شد که کل متغیرهای حالت سیستم پایدار باقی می‌مانند پس سیستم پایدار داخلی است.

۳-۴ شبیه‌سازی

شبیه‌سازی سیستم با کنترل‌کننده پیشنهادی در سیمولینک نرم‌افزار متلب انجام شده است.

شرایط اولیه برای متغیرهای حالت سیستم به شرح زیر در نظر گرفته شده است.

$$X(0) = [-1168 \quad -1131 \quad 1240 \quad 386 \quad 156]$$

همچنین شرایط اولیه پارامترهای کنترل‌کننده توان اکتیو ($\theta_p(0)$) و شرایط اولیه پارامترهای کنترل‌کننده توان راکتیو ($\theta_q(0)$) صفر در نظر گرفته شده است.

شکل (۳-۱-۳) سرعت باد که بر اساس مدل ARMA شبیه‌سازی شده است را نشان می‌دهد.

میانگین سرعت باد 10 m/s در نظر گرفته شده است. باد در اثر برخورد به پره‌های توربین باعث ایجاد

گشتاور می‌شود که این گشتاور پس از تبدیلی که در جعبه‌دنده انجام می‌شود به ژنراتور وارد می‌گردد،

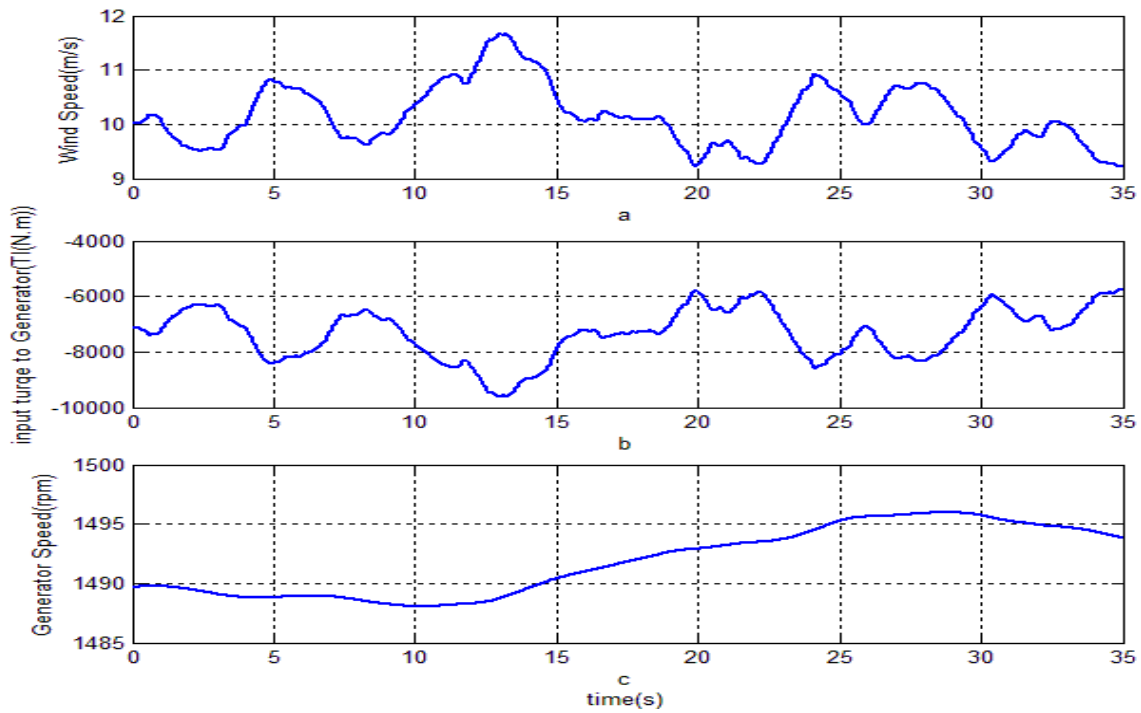
در شکل (۳-۱-۳) گشتاور ورودی به ژنراتور مشاهده می‌شود. با توجه به رابطه $T = P\omega$ ، از آنجایی که

میانگین گشتاور ورودی به ژنراتور ثابت است زمانی که اندازه توان خروجی ژنراتور کاهش داده شده،

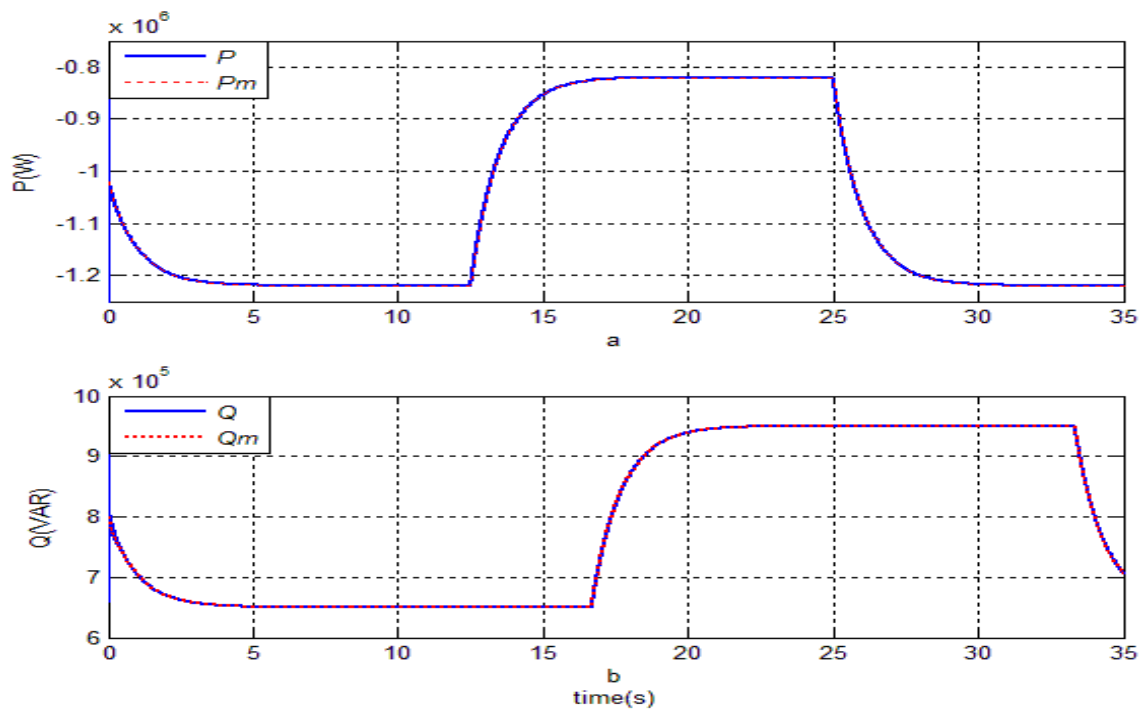
سرعت ژنراتور افزایش یافته است و برعکس. این مطلب با مشاهده شکل (۳-۱-۳) و شکل (۳-۲-۳)

قابل درک است.

شکل (۲-۳) توان اکتیو و توان راکتیو خروجی ژنراتور به همراه مقادیر مطلوب آن‌ها را نشان می‌دهد، این توان‌ها مجموع توان استاتور و روتور است. خط ناشی از دنبال کردن خروجی مطلوب برای توان اکتیو و راکتیو در شکل (۳-۳) مشخص است. با مقایسه این شکل با شکل (۲-۳) مشخص می‌شود نسبت بیشترین خطا به توان خروجی برای هر دو خروجی حدود ۰,۱ درصد است. که نشان دهنده کارکرد مطلوب کنترل‌کننده‌ها از لحاظ کاهش خطا و غلبه بر اغتشاش است. شکل (۴-۳) سیگنال‌های کنترلی که توسط کنترل‌کننده‌ها ساخته شده را نشان می‌دهد، با توجه به شکل مشخص است که این سیگنال‌ها بسیار نرم است و به راحتی در عمل قابل پیاده‌سازی می‌باشد. تطبیق پارامترهای کنترل‌کننده‌ها در شکل (۵-۳) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل دیده می‌شود، پارامترها به مقدار مشخصی همگرا نمی‌شوند ولی در یک محدوده مشخص باقی می‌مانند. علت همگرا نشدن این پارامترها این است که در مقدار بهینه‌ی این پارامترها که با روابط ریاضی به دست می‌آید سیگنال کنترل دیده می‌شود بنابراین از آنجایی که سیگنال کنترل متغیر است این پارامترها نیز متغیر می‌شوند. از آنجایی که کنترل توان اکتیو و راکتیو کاملاً مستقل نیست، همان‌طور که در شکل‌ها مشخص است زمانی که سطح یکی از توان‌ها عوض می‌شود علاوه بر این که خطای ردیابی همان توان زیاد می‌شود، خطای ردیابی توان دیگر هم زیاد می‌شود، چون این تغییر سطح توان به معنی تغییر اغتشاش وارد شده به سیستم کنترل توان دیگر است. البته همان‌طور که دیده می‌شود کنترل‌کننده خیلی خوب با اغتشاش جدید مقابله می‌کند و بعد مدتی دوباره خطا را در حد قابل قبولی کاهش می‌دهد. در انتها باید متذکر شویم که پارامتر گاما در رابطه (۲۲-۴) - که همان گام به‌روزرسانی پارامترهاست در هر دو کنترل‌کننده به صورت دستی تنظیم شده است، که تنظیم این پارامترها بر عملکرد کنترل‌کننده تاثیرگذار بوده است.

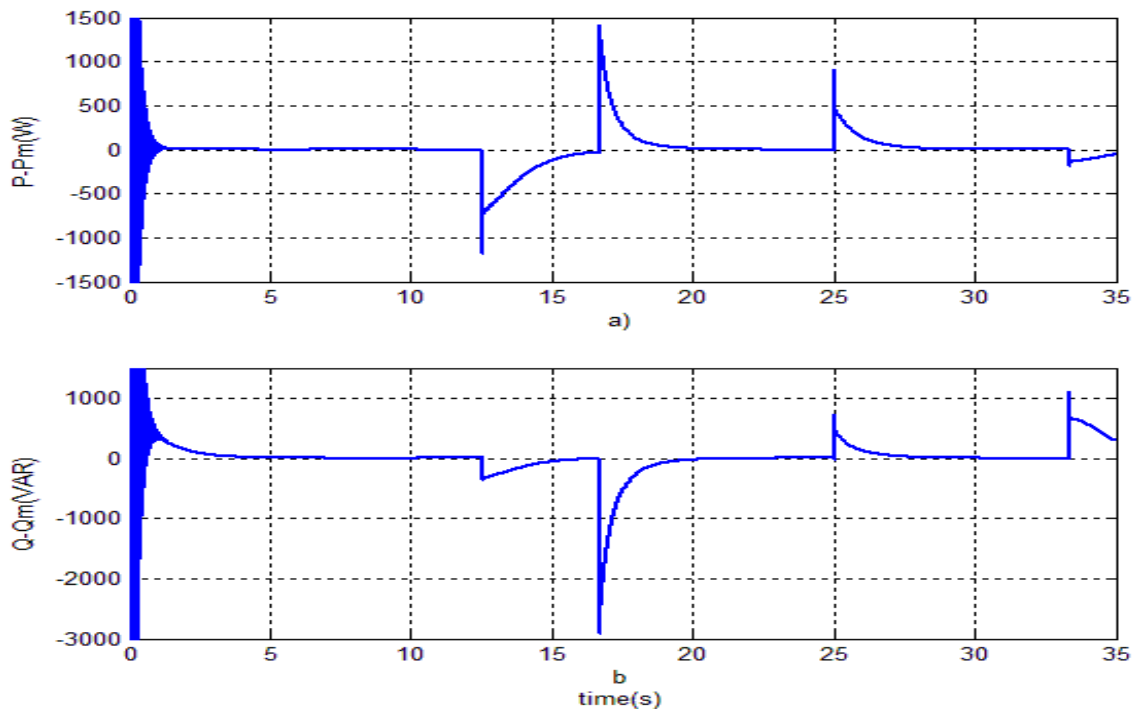


شکل (۳-۱) (a) سرعت باد، (b) گشتاور ورودی به ژنراتور و (c) سرعت ژنراتور

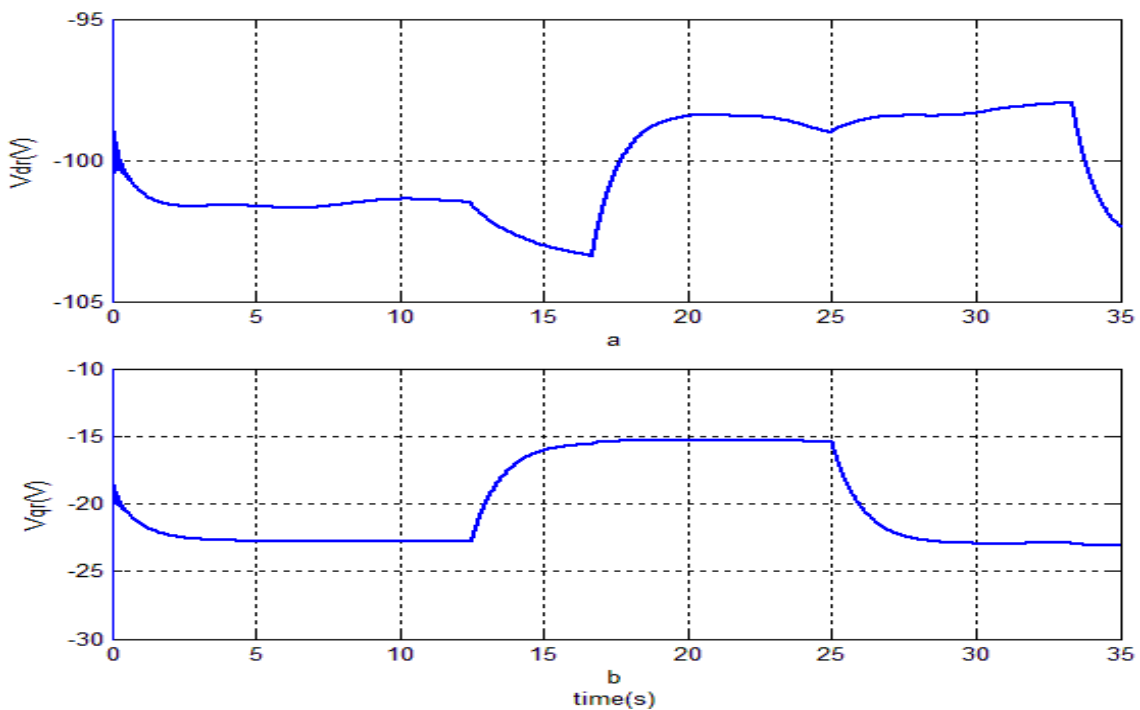


شکل (۳-۲) (a) توان اکتیو خروجی (P) و توان اکتیو مرجع (P_m), (b) توان راکتیو خروجی (Q) و توان راکتیو مرجع

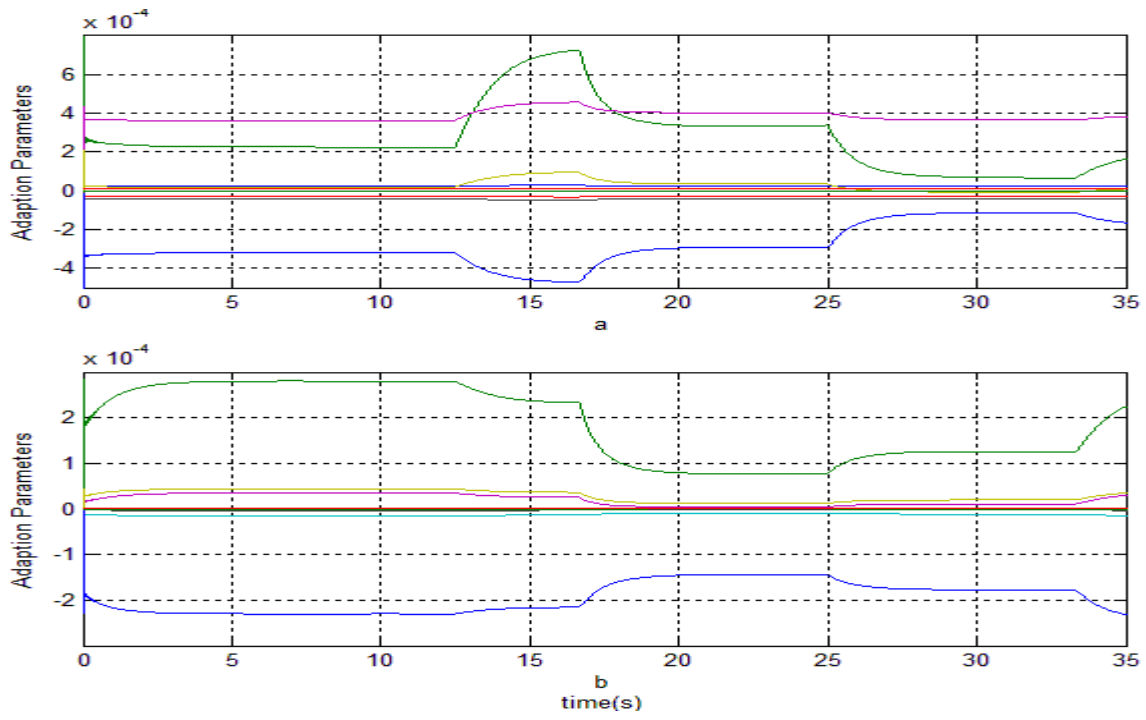
(Q_m)



شکل (۳-۳) (a) خطای توان اکتیو، (b) خطای توان راکتیو



شکل (۳-۴) (a) سیگنال کنترل توان اکتیو، (b) سیگنال کنترل توان راکتیو



شکل (۳-۵) تطبیق پارامترهای کنترل کننده توان اکتیو (a) و توان راکتیو (b)

فصل ۴ :

کنترل فازی تطبیقی

۲-۴ مقدمه

در بعضی موارد مشخص کردن قوانین دقیق برای کنترل کننده بسیار مشکل است، یا بعضی مواقع در اثر ایجاد تغییراتی که در مدل سیستم انجام می شود نیاز به تغییر پارامترهای کنترل کننده است. برای رفع این مشکل کنترل کننده فازی تطبیقی پیشنهاد شده است. در این نوع کنترل کننده پارامترهای کنترل کننده فازی بر اساس قانون تطبیق به روز می شوند. تاکنون کنترل کننده های فازی تطبیقی زیادی ارائه شده است، در مراجع [۷۸]–[۸۰] چند نمونه از این روش ها ارائه شده است. عیب مهم بیشتر این روش ها نداشتن تضمین پایداری سیستم حلقه بسته است، این موضوع برای بسیاری از سیستم ها بسیار حیاتی است. به تازگی چند تن از محققان روش هایی برای برقراری پایداری ارائه داده اند [۸۱]–[۸۸]. این روش ها را می توان به دو دسته ی عمده ی کنترل مستقیم فازی تطبیقی و کنترل غیرمستقیم فازی تطبیقی تقسیم کرد [۸۹]. در فازی تطبیقی غیرمستقیم از یک سیستم فازی برای مدل کردن سیستم استفاده می شود، سپس کنترل کننده بر اساس مدل فازی ساخته شده طراحی می گردد، ولی در فازی تطبیقی مستقیم به جای مدل سازی سیستم، کنترل کننده به طور مستقیم با یک سیستم فازی ساخته می شود. در هر دو روش پارامترهای کنترل کننده با قوانین تطبیقی که نوشته می شود به روز می شود. در این فصل از روش فازی تطبیقی مستقیم برای کنترل سیستم استفاده شده است که در ادامه به توضیح آن پرداخته می شود.

۳-۴ کنترل DFIG به روش فازی تطبیقی

خروجی ای که باید کنترل شود به شکل زیر است:

$$P = P_s \quad (1-4)$$

با توجه به روابط (۲-۶) و (۲-۲۱) رابطه بالا را می توان این گونه نوشت:

$$P = c_{11}x_1 \quad (2-4)$$

با مشتق‌گیری از رابطه بالا و با استفاده از (۲-۲۱) داریم:

$$\dot{P} = c_{11}(a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{13}x_3 + a_{14}x_4x_5 + a_{15}x_2x_5 + b_{11}u_p + d_1(X, t)) \quad (۳-۴)$$

رابطه (۳-۴) را می‌توان به شکل زیر بازنویسی کرد.

$$\dot{P} = f(x) + bu_p + d(X, u_q, t) \quad (۴-۴)$$

$$f(x) = c_{11}(a_{11}x_1 + a_{12}x_2 + a_{13}x_3 + a_{14}x_4x_5 + a_{15}x_2x_5)$$

$$b = c_{11}b_{11}$$

$$d(X, t) = c_{11}d_1(X, t)$$

اگر قرار باشد خروجی سیگنال P_m را دنبال کند، خطا به شکل زیر تعریف می‌شود.

$$e = P_m - P \quad (۵-۴)$$

با مشتق‌گیری از رابطه بالا و جایگذاری (۴-۴) داریم:

$$\dot{e} = \dot{P}_m - f(x) - bu_p - d(X, t) \quad (۶-۴)$$

می‌توان از یک سیستم فازی برای تخمین سیستم استفاده کرد و سپس از این تخمین برای کنترل استفاده کرد این کاری است که در کنترل فازی تطبیقی غیرمستقیم انجام می‌گیرد. مشابه همین کار را برای کنترل فازی تطبیقی به روش مستقیم نیز می‌توان انجام داد، به این صورت که سیگنال کنترل به شکل یک سیستم فازی که در این جا ورودی آن خطای سیستم است پیشنهاد می‌شود. این سیستم فازی به ترتیب زیر ساخته می‌شود [۹۰].

ابتدا m مجموعه‌ی فازی برای ورودی در نظر گرفته می‌شود. با استفاده از قانون زیر، $u_D(e, \theta)$ ساخته می‌شود.

• اگر e ، A^l باشد، آنگاه u_D ، S^l است.

که l تعداد قوانین فازی است. اگر از فازی ساز منفرد، استنتاج ضرب در ورودی، غیر فازی ساز میانگین مراکز (با استفاده از توابع عضویت گوسی) برای سیستم فازی استفاده شود داریم:

$$u_D(e, \theta) = \frac{\sum_{l=1}^m \bar{y}^l \exp\left(-\left(\frac{e - \bar{e}^l}{\sigma^l}\right)^2\right)}{\sum_{l=1}^m \exp\left(-\left(\frac{e - \bar{e}^l}{\sigma^l}\right)^2\right)} \quad (7-4)$$

که \bar{e} ها و σ ها پارامترهای قابل تنظیم هستند، که در روند کنترل ثابت هستند. \bar{y} ها نیز پارامترهای قابل تنظیم هستند، که با قانون تطبیقی که در ادامه معرفی می‌شود به‌روز می‌شوند. اگر تعریف کنیم:

$$\theta^T = [\bar{y}^1 \quad \bar{y}^2 \quad \dots \quad \bar{y}^l] \quad (8-4)$$

$$\xi(e) = [\xi_1(e) \quad \xi_2(e) \quad \dots \quad \xi_l(e)]$$

$$\xi_l(e) = \frac{\exp\left(-\left(\frac{e - \bar{e}^l}{\sigma^l}\right)^2\right)}{\sum_{l=1}^m \exp\left(-\left(\frac{e - \bar{e}^l}{\sigma^l}\right)^2\right)}$$

آنگاه رابطه (7-4) را می‌توان این‌گونه نوشت:

$$u_D(e, \theta) = \theta^T \xi(e) \quad (9-4)$$

قانون کنترل را این‌گونه پیشنهاد می‌دهیم:

$$u_p = u_D(e, \theta) \quad (10-4)$$

با اضافه و کم کردن عبارت Ke به (۶-۴) و استفاده از (۱۰-۴) داریم:

$$\dot{e} = \dot{P}_m - f(X) - bu_D - d(X, u_Q, t) + ke - ke \quad (11-4)$$

$$\dot{e} = -ke + b \left[\frac{\dot{P}_m}{b} - \frac{f(X)}{b} - u_D - \frac{d(X, u_Q, t)}{b} + \frac{ke}{b} \right] \quad (12-4)$$

اگر u^* را به شکل زیر به عنوان سیگنال کنترل ایده‌آل تعریف کنیم:

$$u_p^* = \frac{\dot{P}_m}{b} - \frac{f(X)}{b} - \frac{d(X, u_Q, t)}{b} + ke \quad (13-4)$$

آنگاه (۱۱-۴) به شکل زیر می‌شود.

$$\dot{e} = -ke + b[u_p^* - u_D] \quad (14-4)$$

اگر θ^* بهترین برداری باشد که بتواند u_p^* را با یک سیستم فازی با ساختار (۷-۴) تقریب بزند، یعنی

$$\theta^* = \arg \min_{\theta} (\|u_p^* - u_D(e, \theta)\|) \quad (15-4)$$

حداقل خطای این تقریب به صورت زیر است.

$$w = u_D(e, \theta^*) - u_p^* \quad (16-4)$$

بنابراین رابطه این گونه می‌شود:

$$\dot{e} = -ke + b(\theta^* - \theta)^T \xi(e) - bw \quad (17-4)$$

تابع مثبت معینی به شکل زیر تعریف می‌کنیم.

$$V = \frac{1}{2}e^2 + \frac{b}{2\gamma}(\theta^* - \theta)^T(\theta^* - \theta) \quad (18-4)$$

که γ پارامتری مثبت است. با مشتق گیری از رابطه بالا داریم:

$$\dot{V} = e\dot{e} + \frac{b}{\gamma}(\theta^* - \theta)^T\dot{\theta} \quad (19-4)$$

با جایگذاری رابطه (۱۷-۴) در (۱۹-۴) داریم:

$$\dot{V} = -ke^2 + b(\theta^* - \theta)^T \xi(e)e - bwe - \frac{b}{\gamma}(\theta^* - \theta)^T\dot{\theta} \quad (20-4)$$

$$\dot{V} = -\frac{k}{2}e^2 + \frac{b}{\gamma}(\theta^* - \theta)^T[\gamma \xi(e)e - \dot{\theta}] - bwe \quad (21-4)$$

با انتخاب قانون تطبیق

$$\dot{\theta} = \gamma \xi(e)e \quad (22-4)$$

رابطه (۱۹-۴) به شکل زیر می شود. لازم به ذکر است که پارامتر γ نقش گام به روز رسانی را ایفا می کند.

$$\dot{V} = -\frac{k}{2}e^2 - bwe \quad (23-4)$$

اگر قوانین فازی به اندازه کافی زیاد باشد می توان گفت

$$|bwe| < \frac{k}{2}e^2 \quad (24-4)$$

اگر رابطه بالا برقرار باشد، \dot{V} نیمه معین منفی است، بنابراین $V(t) \leq V(0)$ یعنی $V(t)$ غیر افزایشی است و از آنجایی که $V(t)$ مثبت معین است پس می توانیم نتیجه بگیریم که $V(t)$ محدود است. در

نتیجه باتوجه به رابطه (۴-۱۸)، e و θ محدود است و در نهایت از رابطه‌های (۴-۹) و (۴-۱۰) نتیجه می‌گیریم که u_p محدود است.

برای کنترل توان راکتیو نیز مشابه همین رویه عمل می‌شود، و در نهایت به طور مشابه اثبات می‌شود که u_Q محدود است. در نتیجه سیستم کراندار نهایی یکنواخت است.

۱-۳-۴ بررسی پایداری داخلی

برای این که سیستم پایداری داخلی داشته باشد باید تمام متغیرهای سیستم (I_{dr} , I_{qs} , I_{ds})

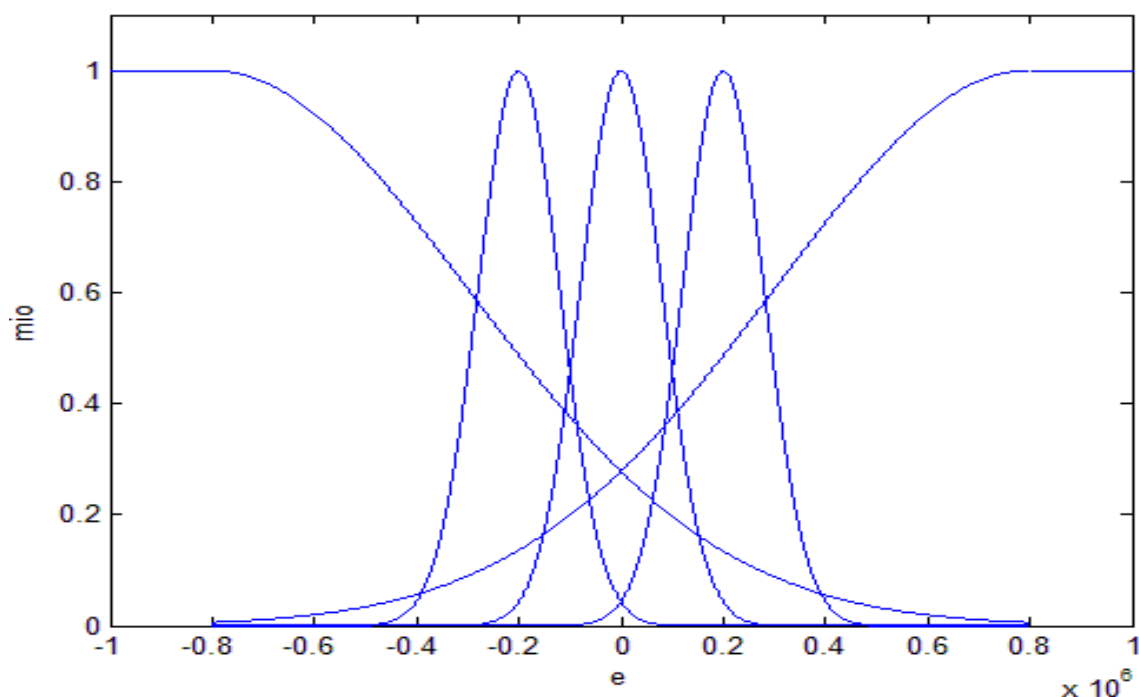
I_{qr} و ω_r) محدود باشند، در نتیجه در این قسمت به بررسی این موضوع پرداخته می‌شود.

با توجه به رابطه (۲-۷) اگر گشتاور الکتریکی تولید شده با گشتاور مکانیکی که توسط باد تولید می‌شود برابر نباشد، سرعت ژنراتور تغییر می‌کند. اگر این تغییر سرعت ادامه‌دار باشد، سرعت ژنراتور از محدوده‌ی مجاز خود خارج می‌شود. در نتیجه توان مرجع با توجه به سرعت میانگین باد و سرعت ژنراتور طوری باید تنظیم شود که سرعت ژنراتور همواره در محدوده مجاز باقی بماند.

مدار معادل سیستم در (۲-۱) نشان داده شده است، تمام المان‌های این مدار غیر فعال هستند. در یک مدار غیرفعال اگر ورودی‌ها محدود باشند، تمام خروجی‌های مدار محدود خواهند ماند. این سیستم سه ورودی دارد: ولتاژ روتور که همان ورودی کنترل است، ولتاژ استاتور که یک مقدار ثابت است و گشتاور ورودی به ژنراتور که توسط باد ایجاد می‌شود. دو ورودی اول در شکل نشان داده شده است، اما ورودی گشتاور به طور غیر مستقیم در مدار تاثیر می‌گذارد به این صورت که تغییر مقدار گشتاور بر سرعت ژنراتور تاثیر می‌گذارد و این تغییر سرعت منجر به تغییر مقدار مقاومت معادل روتور از دید استاتور می‌شود. گشتاور ورودی توسط باد ایجاد می‌شود، به منظور جلوگیری از آسیب رسیدن به توربین محدود می‌شود. ولتاژ استاتور هم که یک مقدار ثابت است، و بلاخره ولتاژ روتور نیز در زیربخش قبلی اثبات شد که محدود است، در نتیجه تمام متغیرهای سیستم محدود هستند و سیستم پایداری داخلی دارد.

۴-۴ شبیه‌سازی و نتیجه‌گیری

شبیه‌سازی سیستم با کنترل‌کننده پیشنهادی در سیمولینک نرم‌افزار متلب انجام شده است. برای ورودی کنترل‌کننده از توابع عضویت گوسی استفاده شده که در شکل (۱-۴) رسم شده است. بدیهی است که تعداد این توابع عضویت رابطه مستقیم با قوانین فازی دارد، هر چه قوانین مستقل فازی بیشتر باشد دقت کنترل‌کننده بیشتر می‌شود ولی در عوض حجم محاسبات نیز بیشتر می‌شود، بنابراین با مصالحه‌ای که انجام شد تعداد این توابع ۵ عدد انتخاب گردید.



شکل (۱-۴) توابع عضویت ورودی

شرایط اولیه برای متغیرهای حالت سیستم به شرح زیر در نظر گرفته شده است.

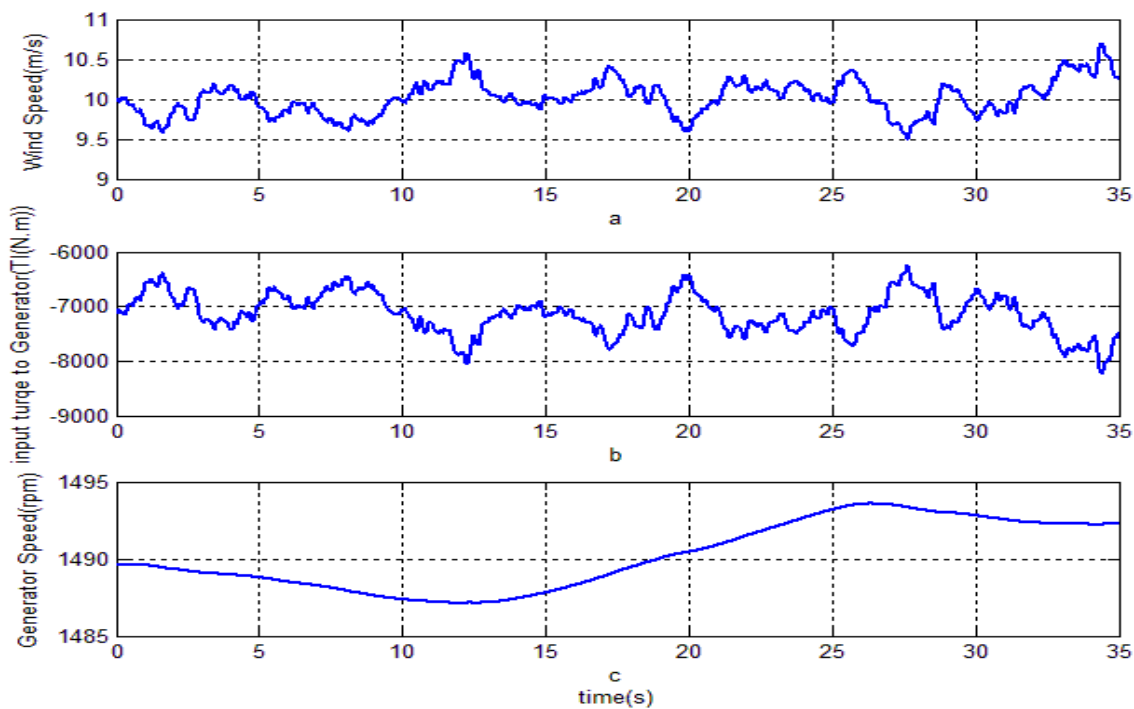
$$X(0) = [-1168 \quad -1131 \quad 1240 \quad 386 \quad 156]$$

همچنین شرایط اولیه مراکز توابع عضویت خروجی برای کنترل‌کننده توان اکتیو و کنترل‌کننده توان راکتیو به ترتیب $\bar{y}_p(0)$ و $\bar{y}_q(0)$ صفر در نظر گرفته شده اند.

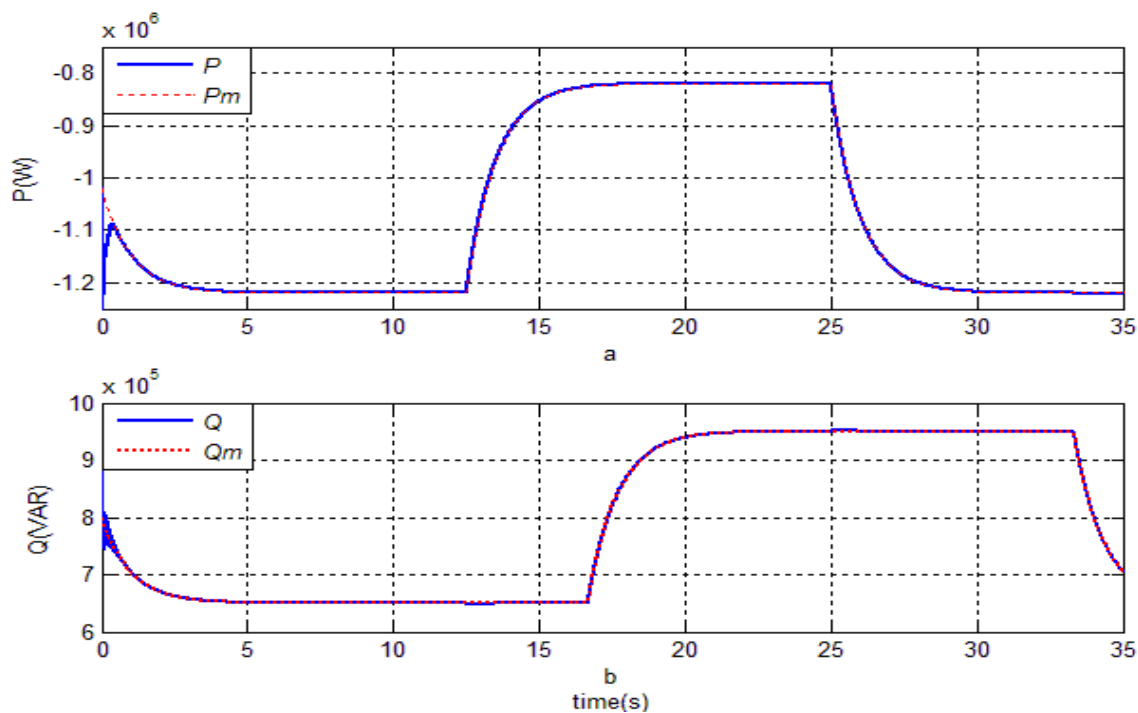
شکل (a-۲-۴) سرعت باد را که میانگین آن 10 m/s در نظر گرفته شده است را نشان می‌دهد. شکل (b-۲-۴) گشتاوری که توسط باد ایجاد شده و از طریق محور توربین به ژنراتور وارد می‌شود را نشان می‌دهد. مقدار این گشتاور با توجه به روابطی که در فصل اول بیان شد به سرعت باد و سرعت ژنراتور وابسته است. شکل (c-۲-۴) نیز سرعت ژنراتور که تابع گشتاور ورودی و توان خروجی است را نشان می‌دهد.

شکل (۳-۴) توان های اکتیو و راکتیو خروجی ژنراتور و توان های مرجع آنها را نشان می‌دهد. همان طور که در شکل مشخص است توان ها خروجی های مطلوب خود را دنبال کرده اند، خطای ناشی از دنبال کردن خروجی های مرجع در شکل (۳-۴) نشان داده شده است. با توجه به شکل ها بیشترین خطا زمانی اتفاق می افتد که سطح سیگنال ها عوض می شود. نسبت بیشترین خطا به توان خروجی برای هر دو خروجی حدود ۰,۱ درصد است. در شکل (۵-۴) سیگنال کنترل هایی که به سیستم وارد شده مشاهده می شوند، با توجه به این که این سیگنال ها نرم هستند و در محدوده مجاز قرار دارند در عمل نیز قابل اعمال به سیستم می باشند. شکل (۶-۴) پارامترهای کنترل کننده را که همان مراکز توابع عضویت خروجی کنترل کننده فازی است را نشان می دهد. این پارامترها با قانون تطبیق بیان شده در قسمت قبل به روز شده اند. همان طور که مشاهده می شود این پارامترها در محدوده خاصی قرار گرفته اند، در نتیجه در عمل مشکلی برای پیاده سازی ندارد.

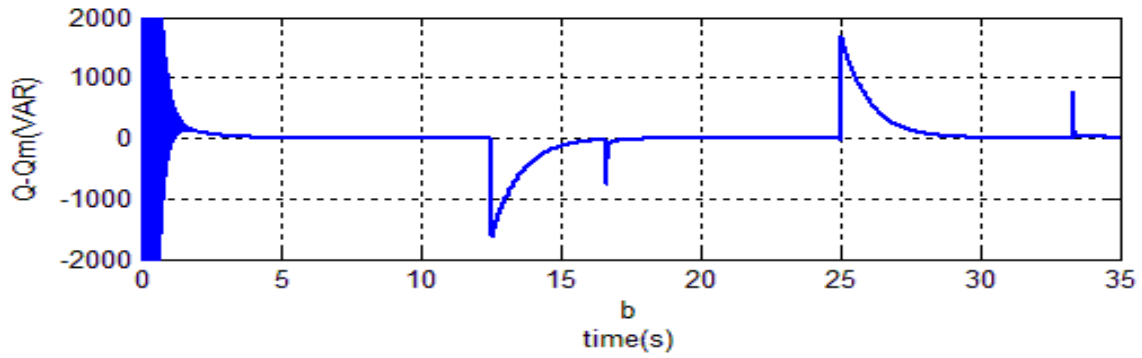
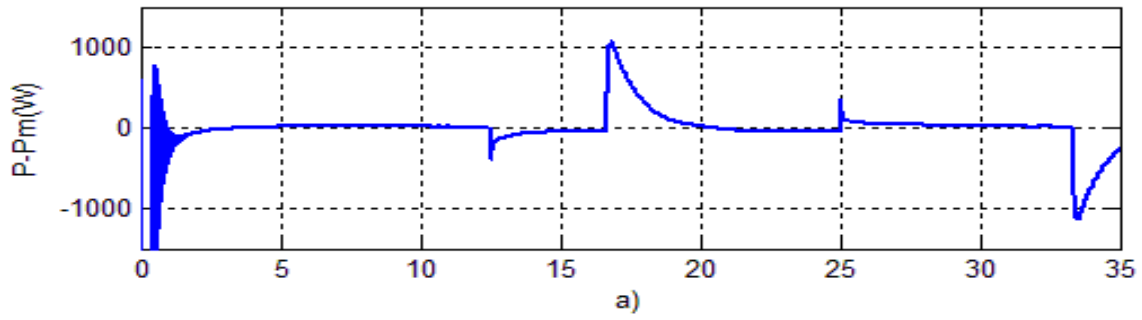
نکته ای که در انتها باید متذکر شویم این است که پارامترهای مربوط به توابع عضویت و پارامتر گاما در رابطه (۲۲-۴) که همان گام به روزرسانی پارامترهاست- در هر دو کنترل کننده به صورت دستی تنظیم شده است، که تنظیم این پارامترهای بر عملکرد کنترل کننده تاثیر گذار بوده است.



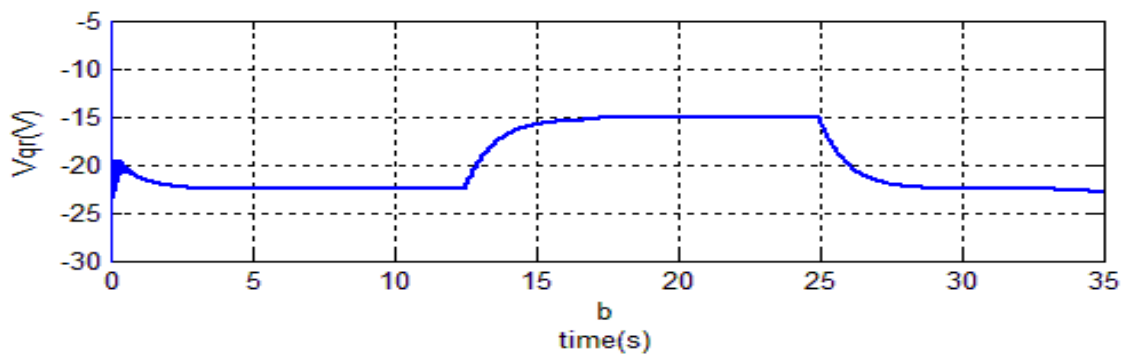
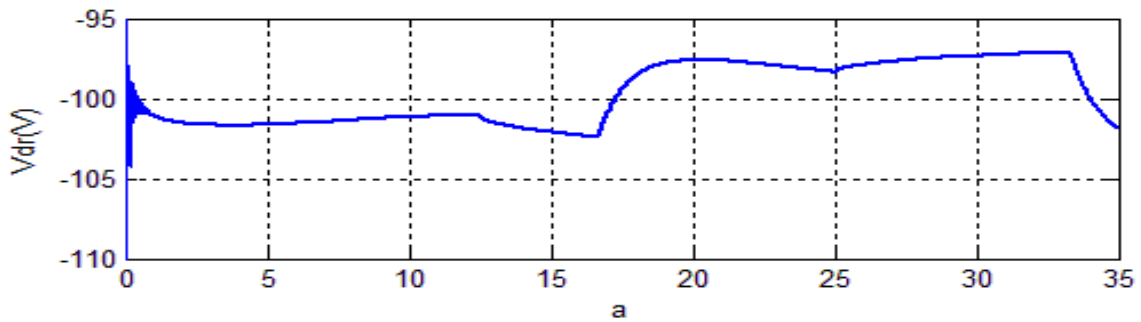
شکل (۳-۴) a: سرعت باد، b: گشتاور ورودی به ژنراتور و c: سرعت ژنراتور



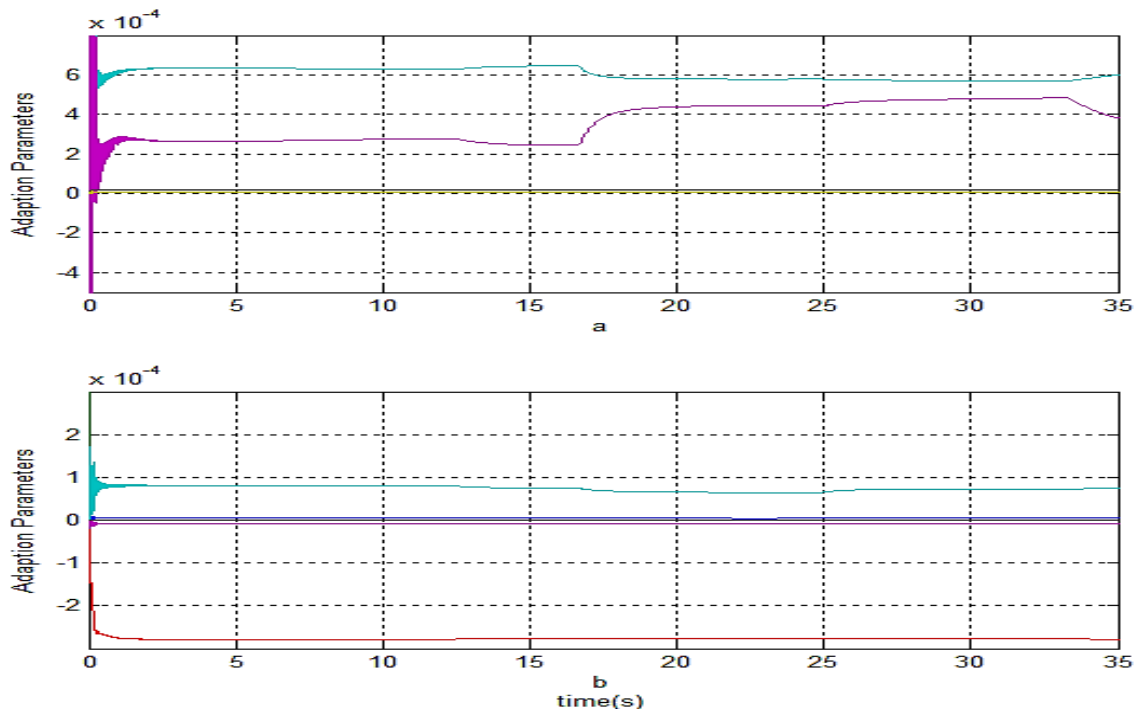
شکل (۳-۴) a) توان اکتیو خروجی (P) و توان اکتیو مرجع (P_m), b) توان راکتیو خروجی (Q) و توان راکتیو مرجع (Q_m)



شکل (۴-۴) (a) خطای توان اکتیو، (b) خطای توان راکتیو



شکل (۵-۴) (a) سیگنال کنترل توان اکتیو، (b) سیگنال کنترل توان راکتیو



شکل (۴-۶) تطبیق پارامترهای کنترل کننده توان اکتیو (a) و توان راکتیو (b)

۴-۵ کنترل کننده PI

در فصل سوم و ابتدای این فصل از دو روش تطبیقی و تطبیقی فازی برای کنترل توأم توان اکتیو و توان راکتیو سیستم DFIG استفاده شد. همان طور که قبلاً اشاره شد کنترل کننده‌ای که به‌طور سنتی برای این سیستم استفاده می‌شود، کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI) است. به‌منظور بررسی عملکرد و کارایی روش‌های ارائه‌شده، در این قسمت ابتدا کنترل کننده PI برای سیستم طراحی می‌شود سپس نتایج حاصل از این روش با نتایج روش‌های پیشنهادی مقایسه می‌گردد. در پایان فصل نیز پیشنهادهایی برای سیستم موردنظر ارائه می‌شود.

طراحی کنترل کننده‌ی PI با تعیین دو ضریب تناسبی و انتگرالی صورت می‌گیرد، با توجه به این که کنترل توان‌ها روی یکدیگر تأثیر می‌گذارند، باید دو کنترل کننده همزمان طراحی شوند، بنابراین چهار پارامتر همزمان باید تنظیم شود. با توجه به زمان بردن این کار، تعیین این پارامترها را با استفاده از الگوریتم هوشمند اجتماع پرندگان یا اجتماع ذرات انجام می‌دهیم. در ادامه ابتدا معرفی مختصری از

این الگوریتم انجام می‌شود و در ادامه روند تعیین پارامترهای کنترل‌کننده تشریح می‌شود.

۴-۵-۱ الگوریتم اجتماع پرندگان

این روش بهینه‌سازی بر اساس مطالعه‌ای است که بر روی رفتار پیچیده حیواناتی که به صورت گروهی زندگی می‌کنند صورت پذیرفته است. اولین بار این ایده توسط جیمز کندی^۱ روانشناس و راسل سی ابرهات^۲ مهندس برق در سال ۱۹۹۵ پایه‌ریزی شد [۹۱]. عملکرد پیچیده‌ی گروه پرندگان یا ماهی‌ها در مقابله با خطرات و یا مسیریابی و رسیدن به غذا از اصول ساده‌ای تبعیت می‌کند که توسط هر عضو از این گروه انجام می‌پذیرد و این رفتار ساده‌ی هر عضو در نهایت رفتار پیچیده‌ی گروه را می‌سازد که به راحتی می‌تواند تهدید را به صورت هوشمندانه پشت سر گذارد.

این روش یک روش مرتبه‌ی صفر است و نیاز به عملیات سنگین ریاضی مثل گرادیان گیری نیست و همچنین قابلیت حل اکثر مسائل را دارد. در PSO^۳ ابتدا یک جمعیت اولیه در نظر گرفته می‌شود که هر کدام از این ذرات به صورت بالقوه یک پاسخ برای مسئله هستند. هر ذره از سه بردار d بعدی تشکیل می‌گردد. این سه بردار عبارت‌اند از: موقعیت ذره (X)، سرعت حرکت ذره (V)، بهترین موقعیتی که ذره تاکنون تجربه کرده است (x^*) و همچنین بهترین موقعیتی که گروه تجربه کرده است (x^{**}). بنابراین ابتدا باید n ذره با موقعیت و سرعت تصادفی در نظر گرفته شود. با توجه به اهداف مسئله تابع هزینه‌ای مناسب معرفی می‌گردد، سپس هزینه هر ذره را محاسبه می‌شود، اگر هزینه به دست آمده از هزینه شخصی آن ذره بهتر بود مقدار x در x^* جایگزین می‌شود و اگر هزینه به دست آمده از بهترین هزینه جمع بهتر بود مقدار x در x^{**} قرار می‌گیرد. در هر تکرار سرعت ذرات، موقعیت ذرات، مقدار x در x^* و x^{**} با استفاده از روابط به روز می‌شود. به روزرسانی تا برقراری شرط توقف انجام می‌شود و در نهایت x^{**} جواب مسئله است [۹۲]. لازم به ذکر است این الگوریتم و دیگر الگوریتم‌های مشابه هیچ

^۱ James Kennedy

^۲ Ruseell C.Eberhart

^۳ Particle Swarm Optimization

تضمینی برای به دست آوردن بهترین جواب ارائه نمی کنند بلکه بهترین جواب را در بین ذرات پیشنهادی که توسط الگوریتم تولید می شود را می دهند.

$$V_{i,j}(t+1) = wV_{i,j}(t) + c_1r_1(x^* - x_{i,j}(t)) + c_2r_2(x^{**} - x_{i,j}(t)) \quad (25-4)$$

$$x_{i,j}(t+1) = x_{i,j}(t) + V_{i,j}(t+1) \quad (26-4)$$

که r_1 و r_2 اعدادی تصادفی با توزیع یکنواخت در بازه $[0,1]$ است، x^* و x^{**} به ترتیب بهترین جواب خصوصی و بهترین جواب سراسری هستند. w ، c_1 و c_2 ضرایب ثابتی هستند که توسط کاربر تنظیم می شوند.

۴-۵-۲ طراحی کنترل کننده PI بر اساس الگوریتم اجتماع پرندگان

برای استفاده از الگوریتم PSO همان طور که اشاره شد، نیاز به تعریف تابع هزینه ای بر اساس اهداف مورد نظر است. هدفی که ما به دنبال آن هستیم کمینه کردن خطای ترکیب در تمام دوره زمان برای هر دو کنترل کننده است، بنابراین تابع هزینه به شکل زیر تعریف می شود:

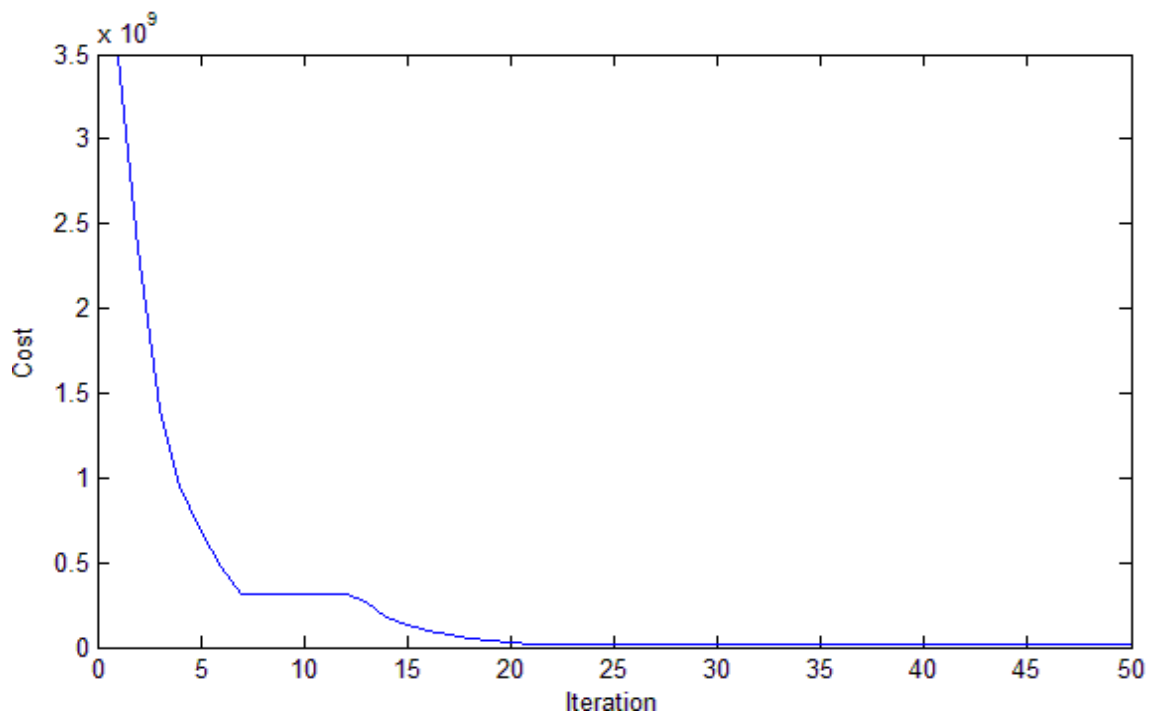
$$F(e_p, e_q) = \int_0^{35} (|e_p| + |e_q|) dt \quad (27-4)$$

که e_p خطای ترکیب توان اکتیو و e_q خطای ترکیب توان راکتیو است. شکل (۴-۷) هزینه بهترین ذره را در هر تکرار نشان می دهد. پس از ۵۰ تکرار بهترین جواب به دست آمده به شکل زیر می باشد.

$$P_p = 8.3 \times 10^{-5} \quad , \quad I_p = 1.5 \times 10^{-3}$$

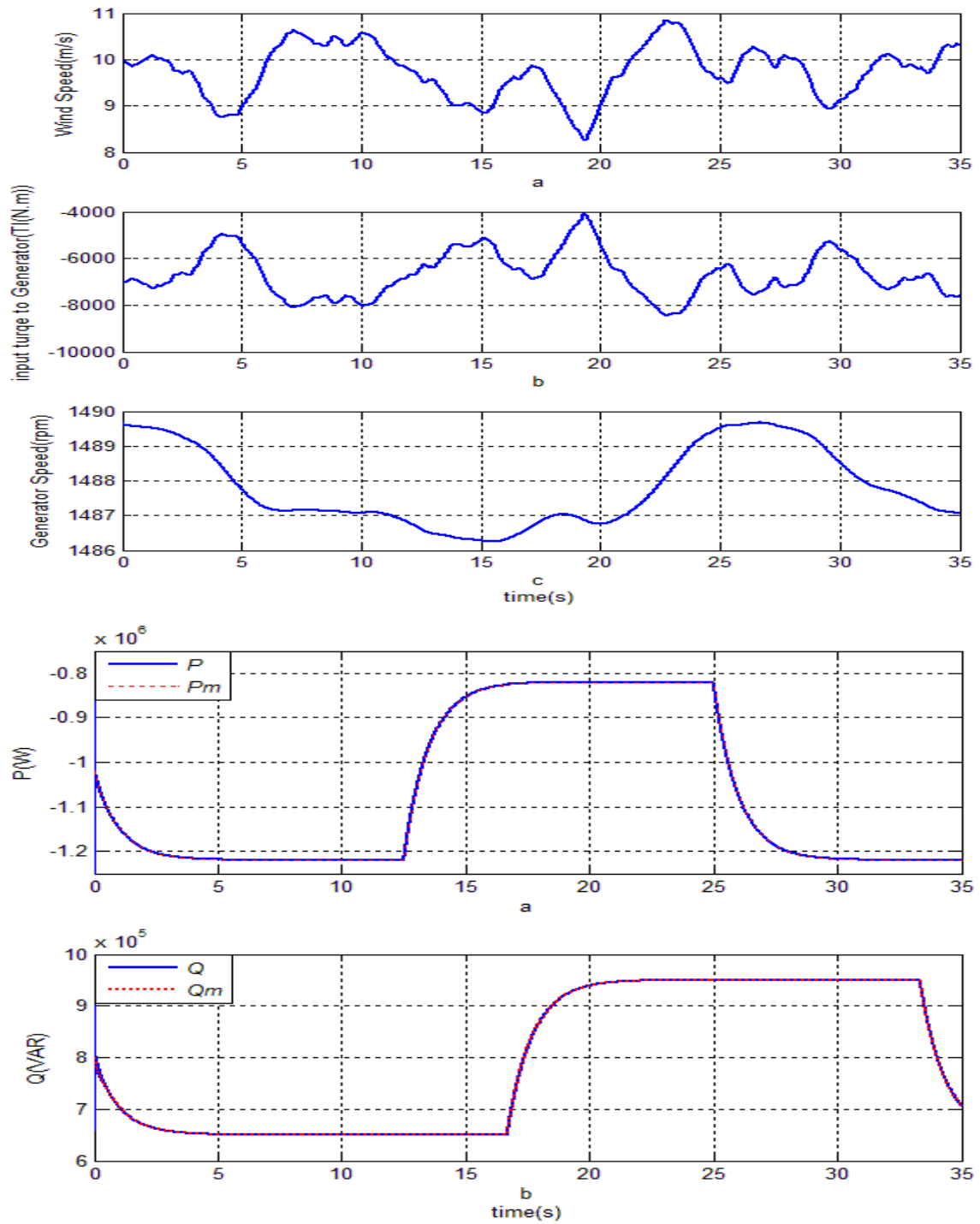
$$P_q = 1.3 \times 10^{-4} \quad , \quad I_q = 1.4 \times 10^{-3}$$

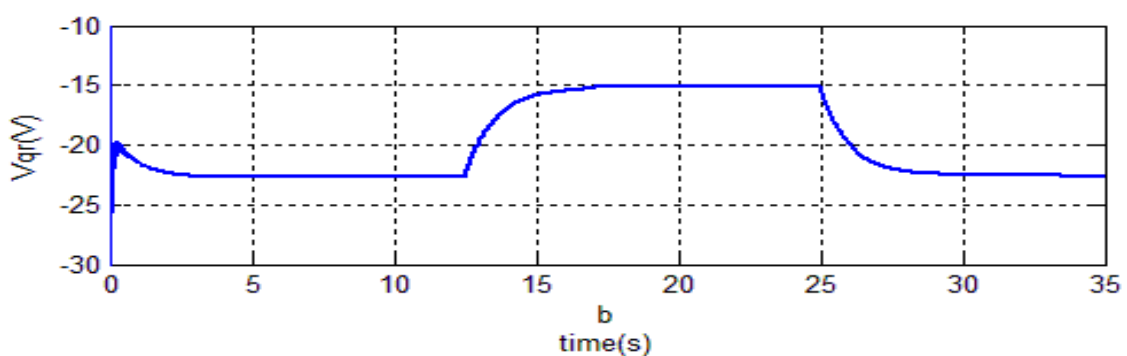
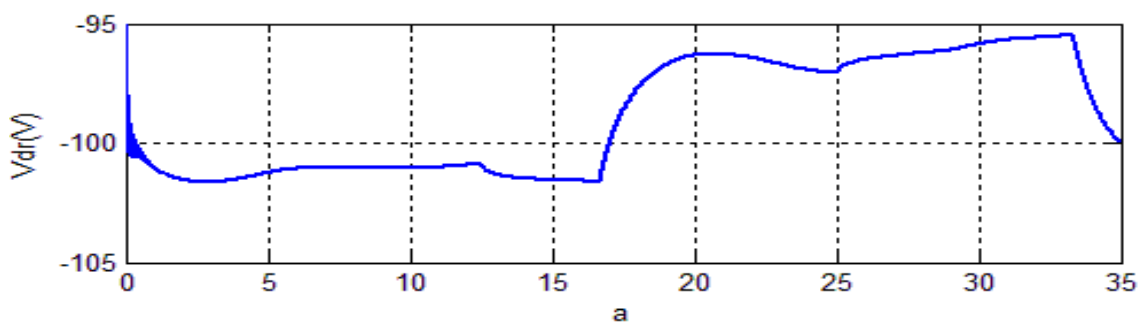
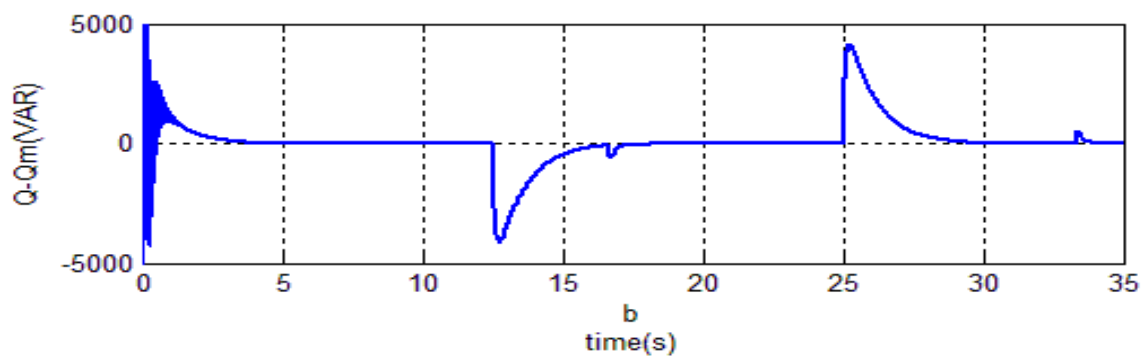
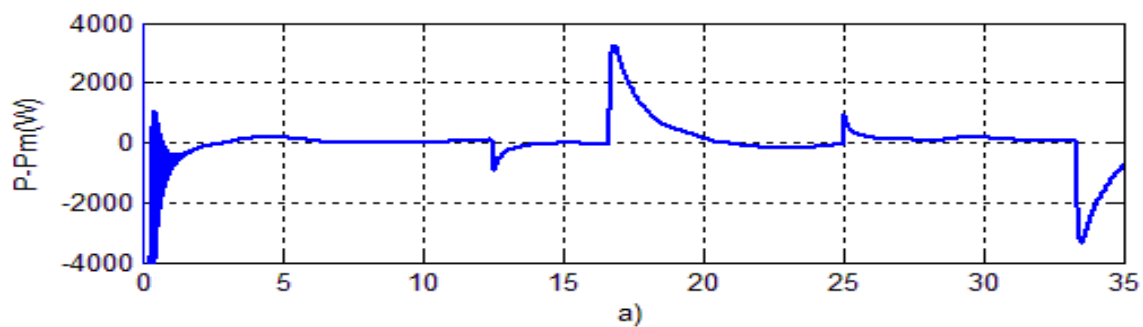
که P_p و I_p به ترتیب ضرایب تناسبی و انتگرالی برای کنترل کننده توان اکتیو است. همچنین P_Q و I_Q ضرایب تناسبی و انتگرالی برای کنترل کننده توان راکتیو است.



شکل (۴-۷) هزینه بهترین ذره در هر تکرار

با استفاده از ضرایب به دست آمده کنترل کننده‌ها طراحی شده‌اند و به سیستم اعمال شده‌اند. نتایج در شکل‌های آورده شده است. همان‌طور در شکل‌ها مشخص است کنترل کننده‌ها به خوبی عمل کرده‌اند و نتایج قابل قبول است.



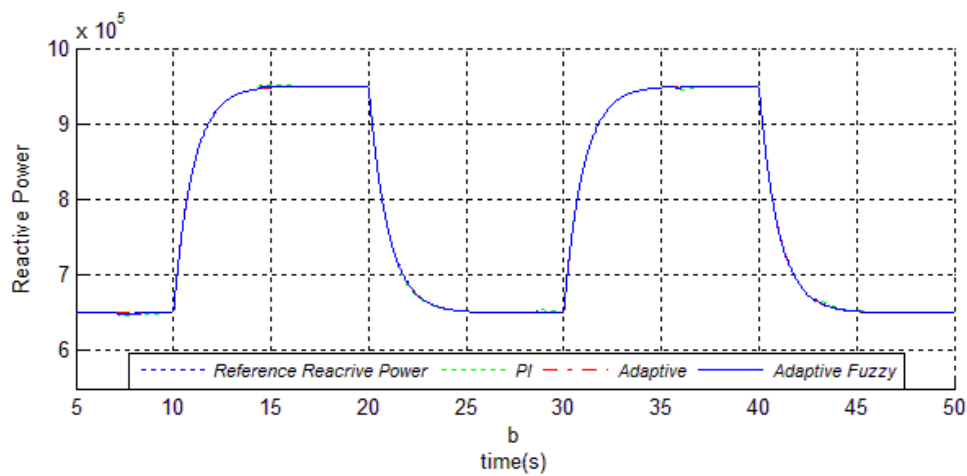
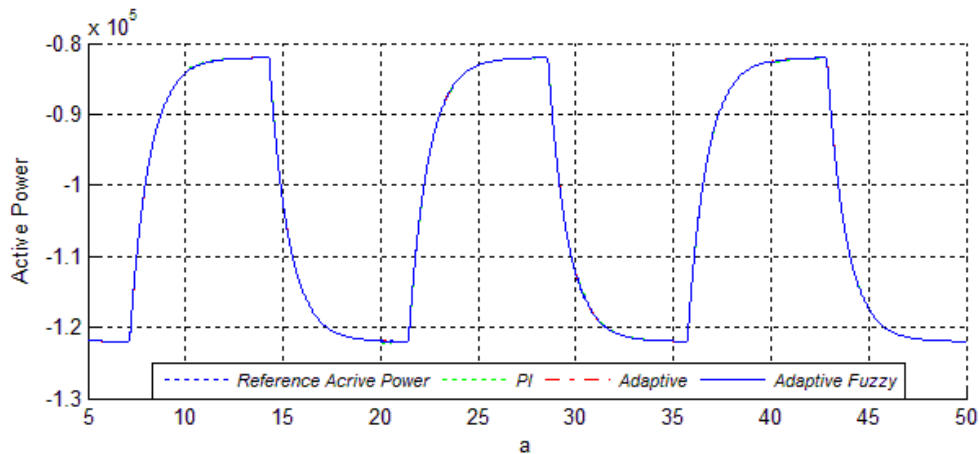


۶-۴ مقایسه کنترل کننده‌های ارائه شده

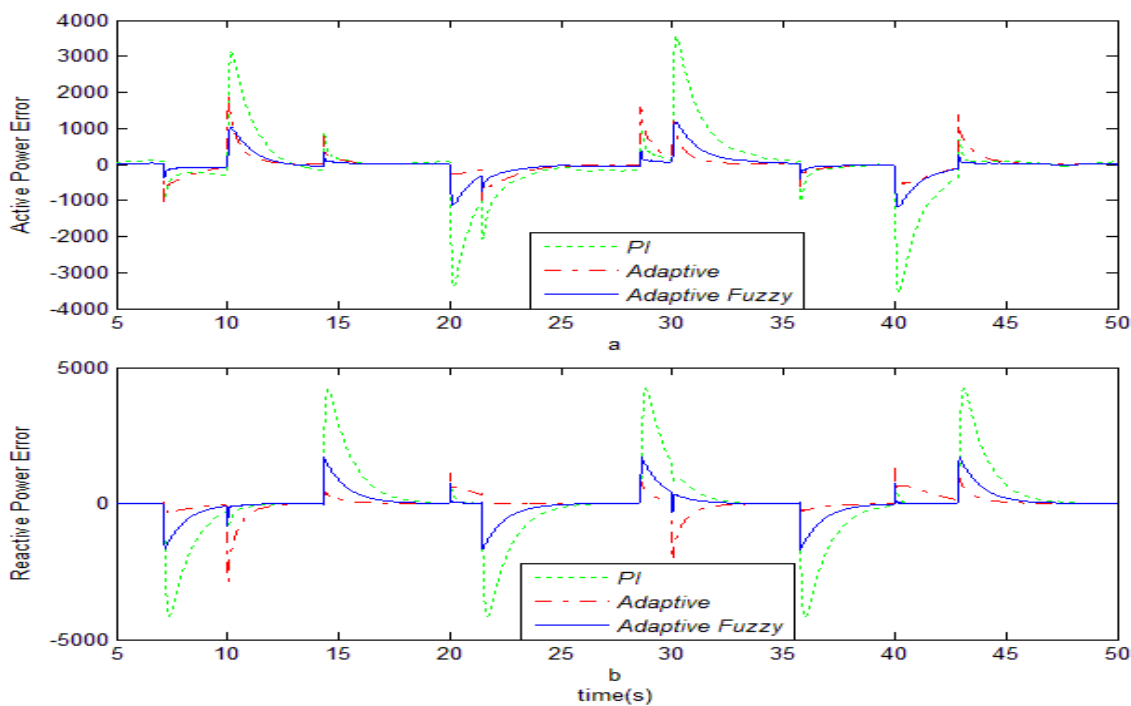
در این قسمت به منظور بررسی عملکرد کنترل کننده‌ها مقایسه‌ای بین دو روش ارائه شده و روش سنتی PI انجام می‌شود. هر سه کنترل کننده تحت شرایط یکسانی قرار گرفته‌اند یعنی شرایط اولیه سیستم‌های تحت کنترل یکسان است و گشتاور ورودی که به ژنراتور وارد می‌شود نیز از یک منبع

است. نتایج در شکل (۴-۸) و شکل (۴-۹) مشاهده می‌شود. همان‌طور که انتظار داشتیم هر دو کنترل‌کننده تطبیقی و فازی تطبیقی عملکرد بهتری نسبت به کنترل‌کننده PI دارند، اما برای قیاس دو کنترل‌کننده پیشنهادی از این شکل‌ها نمی‌توان نتیجه‌ی درستی گرفت، زیرا همان‌طور که در شکل‌ها مشخص است در بعضی از بازه‌های زمانی کنترل‌کننده‌ی تطبیقی عملکرد بهتری داشته است و در بازه‌های زمانی دیگری عملکرد کنترل‌کننده فازی تطبیقی بهتر بوده است. برای مقایسه بهتر کنترل‌کننده‌ها دو معیار در نظر گرفته شده است: یکی بیشینه قدرمطلق خطای لحظه‌ای و دیگری انتگرال قدر مطلق خطا در تمام دوره زمان. شرایط اولیه برای پارامترهای کنترل‌کننده‌ها تطبیقی و تطبیقی فازی صفر در نظر گرفته شده است، بنابراین خطا برای این دو کنترل‌کننده (به خصوص کنترل‌کننده فازی تطبیقی) در ابتدا زیاد است. به همین خاطر برای مقایسه دقیق‌تر و واقع‌بین‌تر مقایسه از ثانیه پنجم به بعد انجام می‌گیرد. نتایج حاصل از بررسی بر پایه‌ی دو معیار بیان شده در جدول ۲ آورده شده است. این نتایج نشان می‌دهد که در مورد کنترل‌کننده‌های توان اکتیو کنترل‌کننده فازی تطبیقی عملکرد بهتری نسبت به کنترل‌کننده کنترل‌کننده تطبیقی دارد، ولی در مورد کنترل‌کننده‌های توان راکتیو این کنترل‌کننده تطبیقی است که نتیجه بهتری دارد. دلیل این موضوع همان‌طور که در فصول قبل اشاره شد این است که، هر دو کنترل‌کننده پیشنهادی پارامترهایی دارند که قابل تنظیم هستند و تنظیم این پارامترها در کارایی کنترل‌کننده تأثیرگذار است. به هر حال در هر دو مورد کنترل‌کننده‌های پیشنهادی از کنترل‌کننده PI نتایج بهتری را داشته‌اند. لازم به ذکر است که در مقایسه‌ای که انجام شد اگر نامعینی پارامتری نیز لحاظ می‌شد اختلاف در نتایج دو کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی با کنترل‌کننده‌ی PI قطعاً بیشتر می‌شد، چون طراحی دو کنترل‌کننده‌ی پیشنهادی بر اساس پارامترهای مدل نبوده است ولی برعکس پارامترهای کنترل‌کننده PI به پارامترهای سیستم وابسته است. در پایان باید به این نکته اشاره کنیم که مزیتی که کنترل‌کننده فازی تطبیقی طراحی شده برای این سیستم نسبت به کنترل‌کننده‌ی تطبیقی ارائه شده دارد این است که، این کنترل‌کننده فقط بر اساس خطای خروجی طراحی شده است یعنی

نیاز به حسگر اضافی برای اندازه‌گیری سایر متغیرهای حالت نیست، در حالی که کنترل‌کننده تطبیقی از تمام متغیرها استفاده می‌کند اما عیب کنترل‌کننده فازی تطبیقی نسبت به کنترل‌کننده تطبیقی محاسبات بیشتر است، که نیاز به پردازنده‌ی قوی‌تری برای عملکرد مناسب دارد. البته با توجه به پردازنده‌های قدرتمند امروزی به نظر نمی‌رسد که مشکل خاصی در این زمینه وجود داشته باشد.



شکل (۸-۴) (a) توان اکتیو، (b) توان راکتیو



شکل (۹-۴) (a) خطا ناشی از ردیابی توان اکتیو، (b) خطا ناشی از ردیابی توان راکتیو

جدول ۲: مقایسه کنترل کننده‌ها

	بیشینه قدرمطلق خطا توان راکتیو	انتگرال قدرمطلق خطا توان راکتیو	بیشینه قدرمطلق خطا توان اکتیو	انتگرال قدرمطلق خطا توان اکتیو
کنترل کننده PI	۴۲۱۷	۳۲۱۱۱	۳۵۷۴	۲۰۹۵۰
کنترل کننده تطبیقی	۱۲۸۶	۶۶۴۵	۱۸۹۱	۶۹۹۶
کنترل کننده فازی تطبیقی	۱۶۹۴	۱۰۴۳۶	۱۱۸۲	۶۸۰۶

فصل ۵ :

نتیجه گیری و پیشنهادات

۲-۵ نتایج

در این پایان‌نامه به معرفی توربین بادی محور افقی با ژنراتور القایی دوسو تغذیه و کنترل توان اکتیو و راکتیو ژنراتور پرداخته شد، هدف اصلی این پایان‌نامه طراحی کنترل‌کننده ای بود که بتواند توان اکتیو و راکتیو ژنراتور مورد نظر را به نحوی کنترل کند که علاوه بر پاسخ سریع و مناسب به توان‌های مرجع تولید شده، عملکرد خوبی نیز در برابر نامعینی پارامتری و اغتشاشات خارجی داشته باشد. بر این اساس دو روش تطبیقی و تطبیقی-فازی پیشنهاد شد. کنترل‌کننده تطبیقی ارائه شده یک روش جدید مدل مرجع بود که بر اساس دینامیک خطای خروجی طراحی شد، برای طراحی این کنترل‌کننده از تمام متغیرهای حالت به جز سرعت ژنراتور استفاده شد، که این به عنوان عیب این کنترل‌کننده می‌تواند معرفی شود، با توجه به این که طراحی این کنترل‌کننده مستقل از پارامترهای سیستم است سیستم حلقه بسته در برابر نامعینی پارامتری مقاوم است. نتایج نشان داد که کنترل‌کننده در مقابل اغتشاش نیز عملکرد قابل قبولی دارد برای کنترل‌کننده فازی تطبیقی نیز یک سیگنال مرجع ساخته شد و کنترل‌کننده بر اساس خطایی که ناشی از دنبال کردن خروجی سیستم حلقه بسته است، طراحی شد. مزیتی که ای کنترل‌کننده نسبت به روش قبلی دارد این است که در طراحی این کنترل‌کننده فقط از متغیرهای حالتی که در خروجی ظاهر شده‌اند، استفاده شده است. حجم محاسبات این روش نسبت به روش قبلی بیشتر است ولی با توجه به پردازنده‌های پر قدرت امروزی به نظر نمی‌رسد محدودیتی در طراحی ایجاد شود. به مانند کنترل‌کننده تطبیقی طراحی این کنترل‌کننده نیز مستقل از پارامتر انجام شده است. با توجه به نتایج پاسخ سیستم حلقه بسته به اغتشاش نیز قابل قبول است. با بررسی نتایج به دست آمده مشخص شد که هر دو روش پیشنهادی عملکرد خوبی در اهداف مورد نظر دارند، همچنین سیگنال‌های کنترل تولید شده بسیار نرم است و قابل پیاده‌سازی در عمل نیز می‌باشند. با مقایسه‌ای که بین این دو کنترل‌کننده با کنترل‌کننده PI که به طور سنتی برای این سیستم استفاده می‌شود انجام شد، مشخص گردید که مطابق انتظار این دو کنترل‌کننده نتایج بهتری نسبت به کنترل‌کننده PI دارند.

۳-۵ پیشنهادات

- پارامترهای توابع عضویت در کنترل کننده فازی تطبیقی به صورت دستی تنظیم شده است، می توان این پارامترها با الگوریتمی هوشمند تنظیم کرد. در این پایان نامه به دلیل حجم زیاد محاسبات و نبود زمان کافی این بررسی انجام نشد.
- در این تحقیق قانون تطبیق برای بخشی از پارامترهای کنترل کننده فازی تطبیقی نوشته شده است، می توان برای سایر پارامترها نیز قوانین تطبیقی نوشت و نتایج را بررسی کرد.
- کنترل کننده های ارائه شده بر روی مدل ریاضی ژنراتور و توربین بادی پیاده شده است، می توان عملکرد این کنترل کننده ها را بر روی مدل واقعی نیز بررسی کرد.

پیوست:

جدول 3: پارامترهای توربین و ژنراتور

مقدار	پارامترهای سیستم
1.5 MW	توان نامی
1.5 MVA	توان ظاهری نامی
575 V	ولتاژ نامی (خط به خط)
$2\pi 60$ rad/sec	فرکانس زاویه‌ای
60Hz	فرکانس نامی سیستم
0.0014 Ω	مقاومت استاتور
89.98 μ H	اندوکتانس نشئی استاتور
0.99187m Ω	مقاومت روتور
82.088 μ H	اندوکتانس نشئی روتور
1.52mH	اندوکتانس مغناطیس کنندگی
53.036kg.m ²	اینرسی ژنراتور
3	تعداد جفت قطب‌ها
35 m	طول پره توربین
1.25 kg/m ³	تراکم هوا
12 m/s	سرعت نامی باد
19.7 rpm	سرعت نامی پره
75.7098	نسبت دنده
34600 kg.m ²	اینرسی روتور

جدول 4: پارامترهای توربین و ژنراتور

$a_{11} = \frac{-R_s}{\sigma L_s}$	$a_{12} = \omega_s$	$a_{13} = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r}$
$a_{14} = \frac{p L_m}{\sigma L_s}$	$a_{15} = \frac{p L_m^2}{\sigma L_s L_r}$	$a_{21} = -\omega_s$
$a_{22} = \frac{-R_s}{\sigma L_s}$	$a_{23} = \frac{-p L_m}{\sigma L_s}$	$a_{24} = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r}$
$a_{25} = \frac{-p L_m^2}{\sigma L_s L_r}$	$a_{31} = \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r}$	$a_{32} = \frac{-p L_m}{\sigma L_r}$
$a_{34} = \frac{-R_r}{\sigma L_r}$	$a_{34} = \omega_s$	$a_{35} = \frac{-p}{\sigma}$
$a_{41} = \frac{p L_m}{\sigma L_r}$	$a_{42} = \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r}$	$a_{43} = -\omega_s$
$a_{44} = \frac{-R_r}{\sigma L_r}$	$a_{45} = \frac{p}{\sigma}$	$a_{51} = \frac{-3p L_m}{2J}$
$a_{52} = \frac{3p L_m}{2J}$	$a_{55} = \frac{-b}{J}$	$b_{11} = \frac{-L_m}{\sigma L_s L_r}$
$b_{31} = \frac{1}{\sigma L_r}$	$b_{22} = \frac{-L_m}{\sigma L_s L_r}$	$b_{42} = \frac{1}{\sigma L_r}$
$c_{11} = \frac{-3}{2} V_{ds}$	$c_{13} = \frac{-3}{2} V_{dr}$	$c_{14} = \frac{-3}{2} V_{qr}$
$c_{22} = \frac{3}{2} V_{ds}$	$c_{23} = \frac{-3}{2} V_{qr}$	$c_{24} = \frac{3}{2} V_{dr}$

- [1] A. Dendouga, R. Abdessemed, M. L. Bendaas, and A. Chaiba, "Decoupled active and reactive power control of a Doubly-Fed Induction Generator (DFIG)," *2007 Mediterr. Conf. Control Autom.*, 2007.
- [2] S. K. Kim, J. H. Jeon, C. H. Cho, J. B. Ahn, and S. H. Kwon, "Dynamic modeling and control of a grid-connected hybrid generation system with versatile power transfer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1677–1688, 2008.
- [3] W. G. Dunford, W. G. Dunford, S. Member, S. Member, A. Capel, and A. Capel, "Real-Time Identification of Optimal Operating Points in Photovoltaic Power Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1017–1026, 2006.
- [4] *Yearbook Wind Energy 2014*, 24th ed. German Wind Energy Association (BWE), 2014.
- [5] H. Ahuja, G. Bhuvaneswari, and R. Balasubramanian, "Performance comparison of DFIG and PMSG based WECS," *IET Conf. Renew. Power Gener. (RPG 2011)*, pp. 1–6, 2011.
- [6] R. Y. Barazarte, G. Gonzalez, and E. Hall, "Comparison of Electrical Generators used for Wind Power Generation," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 9, no. 7, pp. 1040–1044, 2011.
- [7] S. Benelghali, M. E. H. Benbouzid, and J. F. Charpentier, "Comparison of PMSG and DFIG for marine current turbine applications," *19th Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2010*, 2010.
- [8] D. Pudjianto, D. Pudjianto, C. Ramsay, C. Ramsay, G. Strbac, and G. Strbac, "Virtual power plant and system integration of distributed energy resources," *Renew. Power Gener. IET*, vol. 1, no. 1, pp. 10–16, 2007.
- [9] H. Polinder, F. F. a Van Der Pijl, G. J. De Vilder, and P. J. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 3, pp. 725–733, 2006.
- [10] J. and N. J. Ekanayake, "Comparison of the response of Turbines, doubly fed and fixed-speed induction generator wind Frequency, to changes in network," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19(4), no. 4, pp. 800–802, 2004.
- [11] Q. W. Q. Wang and L. C. L. Chang, "An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, 2004.

- [12] G. Abad, J. López, M. Rodríguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*. Wiley, 2011.
- [13] E. Hau and H. von Renouard, *Wind Turbines: Fundamentals, Technologies, Application, Economics*. Springer Berlin Heidelberg, 2013.
- [14] a. Karthikeyan, N. R. Naguru, C. Nagamani, and G. S. Ilango, “Feedback Linearization control based power control of grid connected DFIG with grid synchronization,” *2011 10th Int. Conf. Environ. Electr. Eng.*, pp. 1–4, 2011.
- [15] F. P. F. Pu-cheng and W. C. W. Chang-song, “Exact Feedback Linearization and Decoupling Control of Doubly Fed Induction Generator,” *Power Energy Eng. Conf. (APPEEC), 2010 Asia-Pacific*, 2010.
- [16] a. Karthikeyan, N. R. Naguru, and C. Nagamani, “Laboratory implementation of feedback linearization control based power control of grid connected DFIG,” *2011 Annu. IEEE India Conf.*, pp. 1–4, 2011.
- [17] J. P. Mishra, D. Hore, and A. Rahman, “Fuzzy logic based improved active and reactive power control operation of DFIG for wind power generation,” *8th Int. Conf. Power Electron. - ECCE Asia*, pp. 654–661, 2011.
- [18] S. Sharma, “Simulation and analysis of DFIG system with wind turbine implementing fuzzy logic controller,” *2014 1st Int. Conf. Non Conv. Energy (ICONCE 2014)*, no. Iconce, pp. 154–159, 2014.
- [19] C. Yu and D. L. Member, “Fuzzy-PI and Feedforward control strategy of DFIG wind turbine,” *Innov. Smart Grid Technol. - Asia (ISGT Asia), 2012 IEEE*, no. 1, pp. 1–5, 2012.
- [20] K. Belmokhtar, M. L. Doumbia, and K. Agbossou, “Modelling and fuzzy logic control of DFIG based Wind Energy Conversion Systems,” *2012 IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, pp. 1888–1893, 2012.
- [21] J. H. J. Hu and B. H. Bin Hu, “Direct active and reactive power regulation of grid connected voltage source converters using sliding mode control approach,” *Ind. Electron. (ISIE), 2010 IEEE Int. Symp.*, vol. 25, no. 4, pp. 1028–1039, 2010.
- [22] H. G. J. H. G. Jeong, W. S. K. W. S. Kim, K. B. L. K. B. Lee, B. C. J. B. C. Jeong, and S. H. S. S. H. Song, “A sliding-mode approach to control the active and reactive powers for A DFIG in wind turbines,” *2008 IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, no. Figure 1, pp. 120–125, 2008.
- [23] B. Beltran, M. E. H. Benbouzid, and T. Ahmed-Ali, “High-order sliding mode control of a DFIG-based wind turbine for power maximization and grid fault tolerance,” *2009 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC '09*, pp. 183–189, 2009.

- [24] B. Beltran, M. E. H. Benbouzid, and T. Ahmed-Ali, "Second-order sliding mode control of a doubly fed induction generator driven wind turbine," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 2, pp. 261–269, 2012.
- [25] a. Susperregui, G. Tapia, M. I. Martinez, and a. Blanco, "Second-order sliding-mode controller design and tuning for grid synchronization and power control of a wind turbine-driven DFIG," *IET Conf. Renew. Power Gener. (RPG 2011)*, vol. 7, no. January 2012, pp. 204–204, 2011.
- [26] D. Kairous and R. Wamkeue, "Sliding-mode control approach for direct power control of WECS based DFIG," *2011 10th Int. Conf. Environ. Electr. Eng.*, pp. 1–4, 2011.
- [27] Z. Gao, X. Jiao, and C. Ge, "Adaptive control for grid-connected DFIG wind power generation system," *2011 IEEE Power Eng. Autom. Conf.*, vol. 1, pp. 166–169, 2011.
- [28] Z. L. Z. Liang, W. Z. W. Zhang, and C. Y. C. Yan, "Application research of maximum power point tracing controller based on adaptive control strategy in WECS," *2008 Int. Conf. Electr. Mach. Syst.*, vol. 3, no. 1, pp. 1–5, 2008.
- [29] B. Marinescu, "A robust coordinated control of the doubly-fed induction machine for wind turbines: a state-space based approach," *Proc. 2004 Am. Control Conf.*, vol. 1, pp. 174–179, 2004.
- [30] J. M. Mauricio, A. E. León, A. Gómez-Expósito, and J. a. Solsona, "An adaptive nonlinear controller for DFIM-based wind energy conversion systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 23, no. 4, pp. 1025–1035, 2008.
- [31] Z. Song, T. Shi, C. Xia, and W. Chen, "A novel adaptive control scheme for dynamic performance improvement of DFIG-Based wind turbines," *Energy*, vol. 38, no. 1, pp. 104–117, 2012.
- [32] H. Xue, Y. Wang, and F. Yang, "Adaptive passivity-based control strategies of doubly fed induction wind power generator systems," *Power Electron. Distrib. Gener. Syst. (PEDG), 2010 2nd IEEE Int. Symp.*, no. 1, pp. 395–399, 2010.
- [33] a. Boukhelifa and K. Boulam, "A fuzzy sliding mode control for DFIG-based wind turbine power maximisation," *7th IET Int. Conf. Power Electron. Mach. Drives (PEMD 2014)*, vol. 6, pp. 0403–0403, 2014.
- [34] B. Dong, S. Asgarpoor, and W. Qiao, "ANN-based adaptive PI control for wind turbine with doubly fed induction generator," *2011 North Am. Power Symp.*, pp. 1–6, 2011.
- [35] Q. Duan, F. Hao, and S. Feng, "Adaptive fuzzy control used in DFIG VSCF wind power generator system," *Proc. World Congr. Intell. Control Autom.*, pp. 29–32, 2008.

- [36] B. Hamane, M. L. Doumbia, M. Bouhamida, and M. Benghanem, "Control of wind turbine based on DFIG using Fuzzy-PI and Sliding Mode controllers," *2014 9th Int. Conf. Ecol. Veh. Renew. Energies, EVER 2014*, no. 1, 2014.
- [37] G. Hou, L. Hu, and J. Zhang, "Variable universe adaptive fuzzy PI control used in VSCF wind power generator system," *Proc. World Congr. Intell. Control Autom.*, pp. 4870–4874, 2010.
- [38] H. M. Jabr, D. L. D. Lu, and N. C. Kar, "Experimental verification of neuro-fuzzy vector control for wind driven DFIG," *IECON 2010 - 36th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 3073–3078, 2010.
- [39] H. M. Jabr, D. Lu, and N. C. Kar, "Design and implementation of neuro-fuzzy vector control for wind-driven doubly-fed induction generator," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 4, pp. 404–413, 2011.
- [40] E. Kamal, M. Oueidat, A. Aitouche, and R. Ghorbani, "Robust Scheduler Fuzzy Controller of DFIG Wind Energy Systems," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 4, no. 3, pp. 706–715, 2013.
- [41] V. T., *Converting Wind Energy into Electricity*. 2014.
- [42] A. Oudah, I. I. Mohd, and a. Hameed, "Wind Turbines Control: Features and Trends," *Mod. Appl. Sci.*, vol. 8, no. 6, pp. 272–295, 2014.
- [43] "No Title." [Online]. Available: <http://www.suna.org.ir>.
- [44] Martin O. L. Hansen, *Aerodynamics of Wind Turbines*, 2nd ed. London, UK, 2008.
- [45] J. F. W. and N. Jenkins, *Wind Energy Technology*. John Wiley & Sons, 1997.
- [46] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*, vol. 140. John Wiley & Sons, 2005.
- [47] J. G. Slootweg, H. Polinder, and W. L. Kling, "Dynamic modelling of a wind turbine with doubly fed induction generator," *2001 Power Eng. Soc. Summer Meet. Conf. Proc. (Cat. No. 01CH37262)*, vol. 1, pp. 644–649, 2001.
- [48] S. Engelhardt, I. Erlich, C. Feltes, J. Kretschmann, and F. Shewarega, "Reactive Power Capability of Wind Turbines Based on Doubly Fed Induction Generators," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 1, pp. 364–372, 2011.
- [49] T. Lund, P. Sørensen, and J. Eek, "{Reactive power capability of a wind turbine with doubly fed induction generator}," *Wind Energy*, vol. 9999, no. 9999, 2007.
- [50] D. Santos-Martin, S. Arnaltes, and J. L. Rodriguez Amenedo, "Reactive power capability of doubly fed asynchronous generators," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 78, no. 11, pp. 1837–1840, 2008.

- [51] T. For, T. H. E. Degree, O. F. Doctor, O. F. Philosophy, and A. Perdana, "Dynamic Models of Wind Turbines," 2008.
- [52] Energy Bible Team, "Wind Speed and Wind Energy," 2012. [Online]. Available: http://energybible.com/wind_energy/wind_speed.html.
- [53] H. Slootweg and E. De Vries, *Inside wind turbines-Fixed vs. variable speed*, vol. 6, no. 1. 2003.
- [54] H. Polinder, S. W. H. De Haan, M. R. Dubois, and J. G. Slootweg, "Basic operation principles and electrical conversion systems of wind turbines," *EPE J. (European Power Electron. Drives Journal)*, vol. 15, no. 4, pp. 43–50, 2005.
- [55] L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, H. Bindner, and P. Sørensen, "Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines," *Design*, vol. 1205, no. December, p. 108, 2001.
- [56] T. R. No, C. Engineering, and E. P. Engineering, "Design of Direct-driven Permanent-magnet Generators for Wind Turbines," 1996.
- [57] M. Roger and J. Dubois, "Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines door," 2004.
- [58] R. Hanitsch and G. Korouji, "Design and constructing of a permanent magnet wind energy generator with a new topology," *Komel*, pp. 63–66, 2004.
- [59] T. R. No, C. Engineering, and E. P. Engineering, "Design of Direct-driven Permanent-magnet Generators for Wind Turbines," *Comput. Eng.*, no. 292, 1996.
- [60] M. Roger and J. Dubois, "Optimized Permanent Magnet Generator Topologies for Direct-Drive Wind Turbines door," *PhD Delft Univ.*, vol. 142, pp. 143–182, 2004.
- [61] C. Versteegh and G. Hassan, "Design of the Zephyros Z72 wind turbine with emphasis on the direct drive PM generator," *Proc. Nord. Work. power Ind. Electron.*, vol. 31, no. 0, pp. 14–16, 2004.
- [62] M. Aydin, S. Huang, and T. a Lipo, "Axial flux permanent magnet disc machines: a review," *Conf. Rec. SPEEDAM*, pp. 61–71, 2004.
- [63] M. R. Dubois, "Review of electromechanical conversion in wind turbines," *Rep. EPP00. R*, vol. 3, 2000.
- [64] M. R. Dubois, "Comparison of generator topologies for direct-drive wind turbines," *Unknown*, pp. 22–26, 2000.
- [65] H. Polinder and J. Morren, "Developments in Wind Turbine Generator Systems," *Electrimacs*, pp. 1–11, 2005.

- [66] O. Carlson, a; Grauers, and J. Sevansson, "A comparison of electrical systems for variable speed operation of wind turbines," *Eur. Wind Energy Conf. Exhib. Belgium*, pp. 500–505, 1994.
- [67] Hansen, "{W}ind {T}urbine {C}oncept {M}arket {P}enetration over 10 {Y}ears (1995 - 2004)," *Wind Energy*, vol. 10, pp. 81–97, 2007.
- [68] J. Soens and J. Soens, *Impact of wind energy in a future power grid*, no. December. 2005.
- [69] A. Petersson and S. Lundberg, "Energy Efficiency Comparison of Electrical Systems for Wind Turbines," *Nord. Work. Power Ind. Electron.*, 2002.
- [70] E. Hau, *Wind turbines: Fundamentals, technologies, application, economics*. 2006.
- [71] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems," *Power Engineering*. pp. 1–65, 2002.
- [72] H. Hosseinian, *Power electronics*. 2010.
- [73] E. Kamal, M. Oueidat, A. Aitouche, and R. Ghorbani, "Robust Scheduler Fuzzy Controller of DFIG Wind Energy Systems," *IEEE Trans. Sustain. ENERGY*, vol. 4, no. 3, pp. 706–715, 2013.
- [74] W. Cao, Y. Xie, and Z. Tan, "Wind Turbine Generator Technologies," in *Advances in Wind Power*, 2012.
- [75] J. E. Slotine, *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991.
- [76] R. Billinton, R. Billinton, H. Chen, H. Chen, R. Ghajar, and R. Ghajar, "Time-series models for reliability evaluation of power systems including wind energy," *Microelectron. Reliab.*, vol. 36, no. 9, pp. 1253 –1261, Sep. 1996.
- [77] M. M. Barash, *Adaptive control*, vol. 5, no. 2. Dover Publications, 1986.
- [78] T. J. Procyk and E. H. Mamdani, "A linguistic self-organizing process controller," *Automatica*, vol. 15, no. 1, pp. 15–30, 1979.
- [79] J. R. Layne and K. M. Passino, "Fuzzy model reference learning control," [*Proceedings 1992] First IEEE Conf. Control Appl.*, 1992.
- [80] J. R. Layne and K. M. Passino, "Fuzzy model reference learning control for cargo ship steering," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 13, no. 6, pp. 23–34, 1993.
- [81] J. T. Spooner and K. M. Passino, "Stable direct adaptive control using fuzzy systems and neural networks," *Proc. 1995 34th IEEE Conf. Decis. Control*, vol. 1, no. 3, 1995.

- [82] J. T. Spooner and K. M. Passino, “Stable adaptive control using fuzzy systems and neural networks,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 4, no. 3, 1996.
- [83] J. T. Spooner and K. M. Passino, “Stable indirect adaptive control using fuzzy systems and neural networks,” *Proc. 1995 34th IEEE Conf. Decis. Control*, vol. 1, no. 3, pp. 339–359, 1995.
- [84] W. Pedrycz, “Adaptive fuzzy systems and control,” *Control Eng. Pract.*, vol. 2, no. 6, pp. 1091–1092, 1994.
- [85] T. a. Johansen, “Fuzzy model based control: stability, robustness, and performance issues,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 2, no. 3, 1994.
- [86] C.-Y. S. C.-Y. Su and Y. Stepanenko, “Adaptive control of a class of nonlinear systems with fuzzy logic,” *Proc. 1994 IEEE 3rd Int. Fuzzy Syst. Conf.*, 1994.
- [87] L.-X. Wang, “Stable adaptive fuzzy control of nonlinear systems,” [1992] *Proc. 31st IEEE Conf. Decis. Control*, 1992.
- [88] L. X. Wang, “Supervisory controller for fuzzy control systems that guarantees stability,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 39, no. 9, pp. 1845–1847, 1994.
- [89] R. Ordonez, J. Zumberge, J. T. Spooner, and K. M. Passino, “Adaptive fuzzy control: experiments and comparative analyses,” *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 5, no. 2, pp. 167–188, 1997.
- [90] L.-X. Wang, *A COURSE IN 'FUZZY A Course in Fuzzy Systems and Control*. Prentice Hall PTR, 1997.
- [91] J. Kennedy and R. C. Eberhart, “Particle swarm optimization,” *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks*, pp. 39–43, 1995.
- [92] Y. Tang, P. Ju, H. He, C. Qin, and F. Wu, “Optimized control of DFIG-based wind generation using sensitivity analysis and particle swarm optimization,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 4, no. 1, pp. 509–520, 2013.

Abstract

In this thesis studying on Doubly Fed Induction Generator (DFIG) wind turbine has been done. The main objective of this project is the simultaneous control of active and reactive power which is produced by generator. Robust-Adaptive and Adaptive-Fuzzy are two methods which are presented to control the system. The proposed Robust-Adaptive is new method to track a reference signal in the presence of disturbances. Adaptive rule is designed based on a positive definite function which guaranty the stability of close loop system and the resulted tracking error is used for tuning of controller parameters. Since designing of this controller is independent of the system parameters, the close loop system is robust against parametric uncertainty. In second approach similar to the first method a reference signal is considered and only tracking error is used to design the controller without the use of other states of the system. An advantage of this method in comparison with the first one is that only the resulted error of tracking is used and other variables of the system is not applied. Close loop stability analyse has been done by the positive definite function and adaptive rules is obtained from the result of this function. Moreover, the internal stability of system is proved by considering the passivity of the system and bounded input. The Proposed methods is compared with a conventional approach and finally conclusion and some suggestion in order to control the system is mentioned.

Keywords: Wind Turbine, Doubly Fed Induction Generator, Robust-Adaptive, Adaptive-Fuzzy, Stability



University of Shahrood

Department of Electrical and Robotic Engineering

**Adaptive Fuzzy Control for Doubly Fed Induction Generator
Wind Turbine**

Saeid solati nejad

Supervisor:

Dr. A. Akbarzadeh Kalat

Summer 2015