

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتیک
گروه کنترل

کنترل برداری بهینه در منابع تولید پراکنده مجهز به ژنراتور سنکرون
مغناطیس دائم

یونس جرجانی

استاد راهنما:

دکتر محمد حداد ظریف

پایان نامه کارشناسی ارشد

بهمن ۱۳۹۴

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده : برق و رباتیک

گروه : کنترل

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای یونس جرجانی به شماره دانشجویی: ۹۲۰۴۲۸۴

تحت عنوان:

کنترل برداری بهینه در منابع تولید پراکنده مجهز به ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم

در تاریخ توسط کمیته تخصصی زیر جهت اخذ مدرک کارشناسی ارشد
مورد ارزیابی و با درجه مورد پذیرش قرار گرفت.

امضاء	اساتید مشاور	امضاء	اساتید راهنما
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی : محمد حداد طریف
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :

امضاء	نماینده تحصیلات تکمیلی	امضاء	اساتید داور
	نام و نام خانوادگی :		نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :
			نام و نام خانوادگی :

تقدیم به:

مادر عزیز و مهربانم

سپاس گذاری:

با سپاس فراوان از زحمات استاد گران قدر جناب آقای دکتر حداد و تشکر و قدردانی از همه دوستانی که از صمیم قلب در راه انجام این پایان نامه مرا یاری نمودند.

تعهد نامه

اینجانب یونس جرجانی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق-کنترل دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل برداری بهینه در منابع تولید پراکنده مجهز به ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم تحت راهنمایی دکتر محمد حداد ظریف متعهد می شوم.

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

چکیده

در سال‌های اخیر با افزایش بحران انرژی و آلودگی هوای ناشی از تولید انرژی برق با روش‌های سنتی، گرایش به استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر جهت تولید انرژی برق در حال رشد است. سیستم تبدیل انرژی بادی در بین منابع انرژی تجدیدپذیر بسیار مورد توجه است. انرژی قابل حصول از یک سیستم تبدیل انرژی بادی نه تنها بستگی به خصوصیات منطقه ای باد دارد بلکه به استراتژی کنترلی انتخابی نیز وابسته است. در این پایان‌نامه از یک توربین بادی و ژنراتور سنکرون آهنربای دائم (pmsg) با اتصال مستقیم به مبدل‌های منبع ولتاژ تمام کنترل‌شونده استفاده شده است به گونه ای که این دو مبدل به وسیله یک خازن در لینک DC به هم متصل می‌گردند تا کنترل بر روی هر دو بخش به صورت مجزا امان‌پذیر گردد. این پایان‌نامه به بررسی روش کنترل برداری برای یک PMSG متصل به توربین بادی می‌پردازد که از دو مبدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ با مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی استفاده می‌کند. روش پیشنهادی بر مبنای مکانیسم کنترل برداری جریان مستقیم است. مبدل سمت ژنراتور جهت کنترل سرعت و گشتاور مبدل سمت شبکه جهت کنترل توان انتقالی و ثابت نگه داشتن ولتاژ لینک DC پیاده‌سازی خواهد شد. سپس استراتژی کنترلی بهینه برای کنترل کلی PMSG جهت ردیابی نقطه‌ی حداکثر توان، توان راکتیو و کنترل پشتیبانی ولتاژ شبکه توسعه خواهد یافت. شبیه‌سازی سیستم در حالت دینامیکی گذرای در محیط Simulink/Matlab برای بررسی عملکرد تکنیک کنترلی پیشنهادی برای PMSG در سیستم توربین بادی در شرایط پایداری و تغییر در سرعت باد اجرا خواهد شد و نشان می‌دهد که با استفاده از ساختار کنترل برداری جریان مستقیم، یک سیستم PMSG دارای عملکرد بسیار مناسبی در شرایط مختلف خواهد بود. هم‌چنین نشان داده می‌شود که در صورت وقوع خطا در نقطه اتصال مشترک این روش کنترلی از حداکثر توان توربین برای پشتیبانی از ولتاژ شبکه بهره می‌برد و قابلیت مبدل سمت شبکه جهت جبران‌سازی جریان‌های هارمونیک فرکانس پایین ناشی از بارهای غیرخطی در نقطه اتصال مشترک، نیز بررسی خواهد شد.

کلید واژه: کنترل برداری، ژنراتور سنکرون، تولید پراکنده، سیستم تبدیل انرژی بادی

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱.....	فصل اول: مقدمه
۲.....	۱-۱ مقدمه
۲.....	۲-۱ انرژی تجدیدپذیر
۴.....	۳-۱ بررسی انرژی‌های تجدیدپذیر
۴.....	۴-۱ مزایای استفاده از انرژی بادی
۴.....	۵-۱ میزان تولید انرژی بادی در جهان
۶.....	۶-۱ تاریخچه استفاده از انرژی باد
۱۱.....	فصل دوم: سیستم تبدیل انرژی بادی
۱۲.....	۱-۲ مقدمه
۱۲.....	۲-۲ اجزای توربین بادی
۱۳.....	۱-۲-۲ پره
۱۴.....	۲-۲-۲ برج
۱۵.....	۳-۲-۲ روتور
۱۶.....	۴-۲-۲ جعبه دنده
۱۶.....	۵-۲-۲ ترمزهای ایمن
۱۷.....	۶-۲-۲ پایه
۱۷.....	۷-۲-۲ ژنراتور
۲۰.....	۸-۲-۲ مبدل الکترونیک قدرت
۲۲.....	۳-۲ روش‌های کنترلی
۲۳.....	۱-۳-۲ مقایسه توربین‌های بادی سرعت متغیر با توربین‌های بادی سرعت ثابت
۲۵.....	۴-۲ توان مکانیکی تولیدی توربین بادی
۲۵.....	۱-۴-۲ منحنی بازده برحسب سرعت نوک پره
۲۷.....	۵-۲ جمع‌بندی فصل
۲۹.....	فصل سوم: ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم (PMSM)
۳۰.....	۱-۳ مقدمه
۳۰.....	۲-۳ ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم

۳-۳	مواد آهن‌ربای دائم	۳۲
۴-۳	ساختمان ماشین‌های PMSM	۳۳
۱-۴-۳	استاتور	۳۳
۲-۴-۳	روتور	۳۳
۵-۳	روابط ماشین PMSM	۳۴
۱-۵-۳	روابط ماشین در دستگاه مرجع سه‌فاز abc	۳۶
۲-۵-۳	روابط ماشین در قاب مرجع چرخان (dq0)	۳۷
۳-۵-۳	روابط ماشین در قاب مرجع ساکن	۳۹
۶-۳	جمع‌بندی فصل	۳۹
فصل چهارم: ساختار مبدل‌های پشت‌به‌پشت		
۱-۴	مقدمه	۴۱
۲-۴	مبدل‌های AC-AC	۴۲
۱-۲-۴	مبدل فرکانسی با عنصر ذخیره‌ساز انرژی DC	۴۳
۳-۴	روش‌های مدلاسیون اینورتر منبع ولتاژ	۴۹
۱-۳-۴	مدولاسیون پهنای پالس	۴۹
۲-۳-۴	مدولاسیون پهنای پالس سینوسی	۵۰
۳-۳-۴	مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی	۵۲
۱-۳-۳-۴	محاسبه زمان مربوط به هر حالت	۵۶
۴-۴	جمع‌بندی فصل	۵۹
فصل پنجم: روش کنترل برداری جریان مستقیم برای اتصال توربین بادی به نقطه اتصال مشترک		
۱-۵	مقدمه	۶۱
۲-۵	تبدیلات بین دستگاه‌ها	۶۲
۳-۵	مدل‌سازی و کنترل مبدل سمت ژنراتور (MSC)	۶۵
۱-۳-۵	تبدیل بین دستگاه‌ها	۷۰
۲-۳-۵	کنترل‌کننده‌های سرعت و جریان تناسبی-انتگرالی (PI)	۷۱
۳-۳-۵	محدودکننده جریان (Current Limiter)	۷۱

۷۱ مجزاسازی ۴-۳-۵
۷۳ مدل سازی و کنترل مبدل سمت شبکه (GSC) ۴-۴-۵
۷۳ محاسبه‌ی مرجع جریان برای تزریق توان اکتیو بار در نقطه PCC ۱-۴-۵
۷۴ ۱-۱-۴-۵ محاسبه‌ی مولفه‌های هارمونیکی جریان مرجع در راستای محور طولی ... ۷۴
۷۵ ۲-۴-۵ محاسبه‌ی مرجع جریان برای تغذیه توان راکتیو بار ۷۵
۷۶ ۳-۴-۵ مدل سازی دینامیکی مبدل GSC ۷۶
۷۶ ۱-۳-۴-۵ تحلیل مدل مورد مطالعه ۷۶
۷۷ ۲-۳-۴-۵ مدل فضای حالت سیستم مورد مطالعه ۷۷
۷۷ ۱-۲-۳-۴-۵ روش کنترل جریان برای مدل مورد مطالعه ۷۷
۸۰ ۲-۲-۳-۴-۵ تنظیم ولتاژ لینک DC ۸۰
۸۱ ۵-۵ جمع بندی فصل ۸۱
۸۳ فصل ششم: شبیه سازی سیستم مورد مطالعه و تحلیل و بررسی نتایج ۸۳
۸۴ ۱-۶ مقدمه ۸۴
۸۵ ۲-۶ شبیه سازی ب سیستم مورد مطالعه در نرم افزار MATLAB ۸۵
۸۶ ۱-۲-۶ ژنراتور آهن ربای دائم (PMSG) ۸۶
۸۶ ۲-۲-۶ کنترل کننده مبدل سمت ژنراتور ۸۶
۸۸ ۳-۲-۶ کنترل کننده مبدل سمت شبکه ۸۸
۸۹ ۴-۲-۶ بار غیرخطی ۸۹
۹۰ ۵-۲-۶ شبکه‌ی توزیع ۹۰
۹۰ ۳-۶ شبیه سازی سیستم مورد مطالعه تحت شرایط مختلف ۹۰
۹۰ ۱-۳-۶ بررسی رفتار مبدل سمت ژنراتور در شرایط بهره برداری نامی ۹۰
۹۵ ۲-۳-۶ بررسی رفتار مبدل سمت ژنراتور در شرایط تغییرات گشتاور باد ۹۵
۹۹ ۳-۳-۶ بررسی رفتار مبدل سمت شبکه در شرایط عملکرد نامی با وجود بار غیرخطی ۹۹
۱۰۵ ۴-۳-۶ بررسی رفتار مبدل سمت شبکه در افت ناگهانی ولتاژ در نقطه PCC ۱۰۵
۱۰۹ فصل هفتم: نتیجه گیری و پیشنهادات ۱۰۹

- ۱-۷ نتیجه‌گیری ۱۱۰
- ۲-۷ پیشنهادات ۱۱۱
- فهرست منابع فارسی ۱۱۲
- فهرست منابع غیر فارسی ۱۱۳

فهرست شکل‌ها

عنوان	صفحه
شکل ۱-۱: ظرفیت نصب‌شده‌ی توربین‌های بادی در جهان تا سال ۲۰۱۱	۶
شکل ۱-۲: ساختار توربین بادی	۱۳
شکل ۲-۲: انواع برج‌های توربین بادی	۱۴
شکل ۳-۲: نمایی از پایه‌ی توربین	۱۷
شکل ۴-۲: قرارگیری ژنراتور القایی قفس سنجابی و روتور سیم‌پیچی شده در سیستم توربین بادی	۱۸
شکل ۵-۲: قرارگیری ژنراتور القایی با تغذیه‌ی دوگانه در سیستم توربین بادی	۱۹
شکل ۶-۲: قرارگیری ژنراتور سنکرون روتور سیم‌پیچی شده یا آهن‌ربای دائم در سیستم توربین بادی	۲۰
شکل ۷-۲: شمای میدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ	۲۲
شکل ۸-۲: مقایسه‌ی توان تولیدی در توربین بادی سرعت متغیر و توربین بادی سرعت ثابت، در سرعت‌های مختلف باد	۲۳
شکل ۹-۲: اختلال توان خروجی یک توربین بادی با (a) روش سرعت ثابت- (b) روش سرعت متغیر	۲۴
شکل ۱۰-۲: نمودارهای ضریب عملکرد-سرعت نوک پره به ازای β مختلف	۲۶
شکل ۱۱-۲: توان خروجی برحسب سرعت روتور برای دو سرعت باد متفاوت $V_2 > V_1$	۲۷
شکل ۱۲-۲: منحنی متداول توان مکانیکی خروجی توربین نسبت به سرعت ژنراتور ω در سرعت‌های مختلف باد با فرض $\beta=0$	۲۷
شکل ۱-۳: برش عرضی از یک ماشین PM	۳۱
شکل ۲-۳: حلقه B-H ماده آهن‌ربای دائم	۳۲
شکل ۳-۳: شمایی از سیستم اصلی و سیستم انتقال‌یافته در دستگاه‌های ساکن و چرخان	۳۵
شکل ۴-۳: مدار معادل محورهای q-d ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم	۳۸
شکل ۱-۴: دیاگرام کلی یک مبدل فرکانسی PWM، AC-AC و عملکرد آن	۴۲
شکل ۲-۴: طبقه‌بندی مبدل‌های AC-AC سه فاز	۴۳
شکل ۳-۴: یکسوساز دیودی بر مبنای اینورتر منبع ولتاژ (PWM-VSI)	۴۴
شکل ۴-۴: مبدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ (Back to Back- VSI)	۴۵
شکل ۵-۴: ساختار پایه‌ی اینورتر منبع ولتاژ (VSI)	۴۶

- شکل ۴-۶: هشت حالت سوئیچینگ سوئیچ‌های مبدل ۴۷
- شکل ۴-۷: بردارهای ثابت اکتیو در صفحه ی dq برای یک VSI و برای یک CSI ۴۹
- شکل ۴-۸: مدلاسیون پهنای پالس سینوسی در اینورتر سه‌فاز ۵۱
- شکل ۴-۹: شش ضلعی منتظم، حالت‌های ممکن بردار فضایی ۵۴
- شکل ۴-۱۰: نمایش بردار فضایی و محاسبه‌ی زمان کلیدزنی با هدف تولید بردار ولتاژ V_{ref} ۵۶
- شکل ۴-۱۱: محدوده‌ی مجاز برای حضور بردار مرجع ۵۷
- شکل ۴-۱۲: بیش‌ترین اندازه‌ی مجاز بردار فضایی مرجع ۵۷
- شکل ۴-۱۳: پالس‌های کلید زنی SVPWM مربوط به کلیدهای گروه بالا برای سکتور ۱ ۵۹
- شکل ۴-۱۴: پالس‌های کلیدزنی SVPWM مربوط به کلیدهای گروه پایین برای سکتور ۱ ۵۹
- شکل ۵-۱: مولفه‌های ولتاژ و جریان در قاب مرجع‌های مختلف ۶۳
- شکل ۵-۲: ساختار مداری مبدل الف) ولتاژ مرجع (Voltage Source) ب) ساختار مداری مبدل جریان مرجع (Current Source) ۶۶
- شکل ۵-۳: مدار معادل ژنراتور PMSG در قاب مرجع سنکرون ۶۸
- شکل ۵-۴: بلوک دیاگرام مبدل سمت ژنراتور (MSC) ۶۹
- شکل ۵-۵: حلقه کنترلی داخلی برای جریان‌های i_{cd} و i_{cq} ۷۹
- شکل ۵-۶: دیاگرام معادل (حلقه کنترل جریان محور طولی) مدار کنترلی محور طولی ۷۹
- شکل ۵-۷: مدار کنترلی ولتاژ لینک DC ۸۰
- شکل ۵-۸: بلوک دیاگرام مبدل سمت شبکه (GSC) ۸۱
- شکل ۶-۱: شماتیک مداری سیستم مورد مطالعه ۸۴
- شکل ۶-۲: شبیه‌سازی سیستم مورد مطالعه در نرم‌افزار MATLAB ۸۵
- شکل ۶-۳: نمایش شبیه‌سازی سیستم کنترلی مبدل سمت ژنراتور ۸۷
- شکل ۶-۴: نمایش شبیه‌سازی سیستم کنترلی مبدل سمت شبکه ۸۸
- شکل ۶-۵: نمایش شبیه‌سازی بار غیرخطی تغذیه‌کننده بار اندوکتیو ۸۹
- شکل ۶-۶: شبیه‌سازی شبکه توزیع با مشخصات مداری مطابق با جدول ۶-۱ ۹۰
- شکل ۶-۷: گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی pmsg در شرایط نامی ۹۱
- شکل ۶-۸: سرعت‌های نامی و واقعی ژنراتور pmsg در شرایط نامی ۹۱
- شکل ۶-۹: جریان‌های واقعی و مرجع محور d ژنراتور PMSG در شرایط نامی ۹۲

- شکل ۶-۱۰: جریان‌های واقعی و مرجع محور q ژنراتور PMSG در شرایط نامی ۹۲
- شکل ۶-۱۱: ولتاژ لحظه‌ای فاز a ژنراتور PMSG در شرایط نامی ۹۳
- شکل ۶-۱۲: توزیع هارمونیک ولتاژ فاز a ژنراتور PMSG ۹۳
- شکل ۶-۱۳: جریان لحظه‌ای فاز a ژنراتور PMSG در شرایط نامی ۹۳
- شکل ۶-۱۴: توزیع هارمونیک جریان فاز a ژنراتور PMSG ۹۴
- شکل ۶-۱۵: جریان و ولتاژ لحظه‌ای فاز a ژنراتور PMSG در شرایط نامی با ضریب توان واحد ... ۹۴
- شکل ۶-۱۶: توان‌های حقیقی و راکتیو ژنراتور PMSG در شرایط نامی با ضریب توان واحد ۹۵
- شکل ۶-۱۷: ولتاژ لینک DC تولیدی توسط مبدل سمت ژنراتور ۹۵
- شکل ۶-۱۸: گشتاور مکانیکی محور اعمالی به ژنراتور ۹۶
- شکل ۶-۱۹: گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی PMSG ۹۶
- شکل ۶-۲۰: سرعت محور ژنراتور PMSG ۹۷
- شکل ۶-۲۱: جریان محور d ژنراتور PMSG ۹۷
- شکل ۶-۲۲: جریان محور q ژنراتور PMSG ۹۸
- شکل ۶-۲۳: مولفه‌های لحظه‌ای ولتاژ و جریان فاز a به ازای گشتاور محرک $0/6$ مقدار نامی ۹۸
- شکل ۶-۲۴: مولفه‌های لحظه‌ای ولتاژ و جریان فاز a به ازای گشتاور محرک $1/3$ مقدار نامی ۹۸
- شکل ۶-۲۵: توان‌های حقیقی و راکتیو ژنراتور PMSG در شرایط تغییرات گشتاور اعمالی ۹۹
- شکل ۶-۲۶: ولتاژ لینک DC تولیدی توسط مبدل سمت ژنراتور در شرایط تغییرات گشتاور محور ۹۹
- شکل ۶-۲۷: ولتاژ جریان یکسوشده توسط یکسوکننده تریستوری ۱۰۰
- شکل ۶-۲۸: توان‌های اکتیو و راکتیو جذب شده توسط یکسوکننده از شبکه قدرت ۱۰۰
- شکل ۶-۲۹: شکل موج‌های ولتاژ و جریان کشیده شده از شبکه در حالت عدم اتصال DG در نقطه

- ۱۰۱PCC
- شکل ۳۰-۶: توزیع هارمونیک جریانی کشیده شده از شبکه در حالت عدم اتصال DG در نقطه
- ۱۰۱PCC
- شکل ۳۱-۶: جریانی تزریقی DG به نقطه PCC ۱۰۲
- شکل ۳۲-۶: جریانی تزریقی DG به نقطه PCC و جریانی کشیده شده توسط بار غیرخطی ۱۰۲
- شکل ۳۳-۶: ولتاژ فاز فیلتر نشده DG متصل به نقطه PCC ۱۰۲
- شکل ۳۴-۶: ولتاژ و جریانی لحظه‌ای فاز DG متصل به نقطه PCC ۱۰۳
- شکل ۳۵-۶: توان‌های حقیقی و راکتیو تولیدی DG متصل به نقطه PCC ۱۰۳
- شکل ۳۶-۶: ولتاژهای لحظه‌ای هم فاز DG و شبکه با زاویه قدرت صفر ۱۰۴
- شکل ۳۷-۶: ولتاژ و جریانی لحظه‌ای شبکه در هنگام اتصال DG به نقطه PCC ۱۰۴
- شکل ۳۸-۶: توزیع هارمونیک جریانی شبکه در هنگام اتصال DG به نقطه PCC ۱۰۴
- شکل ۳۹-۶: توان‌های حقیقی و راکتیو تحویلی شبکه به نقطه PCC ۱۰۵
- شکل ۴۰-۶: ولتاژ سه فاز شبکه و وقوع اتصال کوتاه متقارن در $t=0.2$ sec بدون اتصال DG ۱۰۶
- شکل ۴۱-۶: توان اکتیو تزریقی DG قبل و بعد از اتصال کوتاه ۱۰۶
- شکل ۴۲-۶: توان راکتیو تزریقی DG قبل و بعد از اتصال کوتاه ۱۰۶
- شکل ۴۳-۶: ولتاژ سه فاز شبکه و وقوع اتصال کوتاه متقارن در $t=0.2$ sec با اتصال DG ۱۰۷

فهرست جداول

صفحه	عنوان
۴۸	جدول ۴-۱: ترکیب مختلف سوئیچها و ولتاژهای بار در VSI
۴۸	جدول ۴-۲: ترکیب مختلف سوئیچها و جریانهای بار در CSI
۵۵	جدول ۴-۳: حالات مختلف کلیدزنی اینورتر سه فاز در مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی
۵۸	جدول ۴-۴: بهترین توالی حالت بردارها برای بخشهای مختلف
۸۵	جدول ۶-۱: اطلاعات مداری و مکانیکی برای شبیه سازی سیستم مورد مطالعه

فصل اول

مقدمه

۱-۱- مقدمه

تلاش‌های اولیه جهت تولید انرژی الکتریکی از انرژی باد به اواخر قرن ۱۹ و اوایل قرن ۲۰ باز می‌گردد. با گذشت زمان و در اثر رشد جوامع و پیچیده‌تر شدن صنعت و تکنولوژی، نیاز بشر به منابع انرژی شدت یافت و کشف و بهره‌برداری وسیع از منابع فسیلی را ناگزیر نمود. در دنیای امروز، انفجار جمعیت، ارتقاء سطح زندگی و رفاه انسان‌ها و آسیب‌ها و تهدیدات روز افزونی که استفاده بی‌رویه از انرژی‌های فسیلی به طبیعت و محیط زیست وارد می‌کند ادامه این روند را غیرممکن ساخته است، به طوری که شوک نفتی دهه هفتاد به عنوان یک نقطه گسست، لزوم توجه به منابع جایگزین را بیش از پیش برای سیاست‌گذاران انرژی کشورهای صنعتی مطرح نموده است. بدین ترتیب بشر با نگاهی دوباره به خورشید، باد، امواج و سایر منابع طبیعی پایان‌ناپذیر، در پی یافتن راهی برای کاهش وابستگی خود به منابع فسیلی بوده است. طی چند سال گذشته روند استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر به ویژه در کشورهای صنعتی با سرعت زیادی در حال افزایش بوده و این کشورها به دنبال افزایش بیشتر سهم منابع تجدیدپذیر در سبد انرژی خود می‌باشند. در حال حاضر، انرژی بادی در سطح تجاری مورد استفاده قرار می‌گیرد و نفوذ آن به سیستم‌های قدرت امروزی افزایش یافته است. از طرفی تولید انرژی بادی مورد توجه سرمایه‌گذاران قرار گرفته و مزارع بادی بسیاری ساخته شده است، هم‌چنین هزینه‌ی تولید انرژی بادی به جایگاهی سقوط کرده است که آن را با منابع متعارف انرژی (سوخت‌های فسیلی) قابل مقایسه می‌سازد. استفاده از این منبع انرژی علاوه بر اینکه سوختن سوخت‌های فسیلی و اثرات محیطی‌اش را کاهش می‌دهد باعث ایجاد مشاغلی چون تولید، بهره‌برداری، کارهای تعمیر و نگهداری و ساختمان نیز می‌شود [1]، [4]

کشور ما نیز علی‌رغم داشتن منابع فسیلی فراوان، از این قاعده مستثنی نیست. با توجه به برخورداری از پتانسیل مطلوب و مناسب انرژی‌های تجدیدپذیر در کشور، توسعه منطقی این منابع ارزشمند و خداداد موجه به نظر می‌رسد. از این طریق می‌توان در جهت اهداف توسعه پایدار نیز گام برداشت [1].

۱-۲- انرژی تجدیدپذیر

این حقیقت که منابع انرژی فسیلی زمین محدود هستند برای ما پذیرفته شده است. استفاده از

نفت و گاز و زغال سنگ جهان در دهه‌ی آینده به اوج خود می‌رسد و افزایش قیمت ادامه خواهد داشت. در عین حال سیاستی قوی در مقابل تقویت انرژی هسته‌ای در بسیاری از نقاط جهان وجود دارد. در این سناریو، انرژی تجدیدپذیر باید سهم بیش‌تری از تولید انرژی را درآینده داشته باشد انرژی‌های تجدیدپذیر به سبب عدم نشر گازهای گلخانه‌ای چون دی‌اکسید کربن و دی‌اکسید گوگرد به محیط مهم‌ترین مزیت را نسبت به سوخت‌های فسیلی دارا می‌باشند، از این‌رو در مبارزه‌ی آشکار در تغییرات آب‌وهوایی و بحران انرژی نقش اصلی را ایفا می‌کنند [4].

منابع انرژی را می‌توان به دو بخش تجدیدناپذیر و تجدیدپذیر تقسیم کرد: منابع انرژی نوع اول، یعنی تجدیدناپذیر در زمان قابل پیش‌بینی به وجود نمی‌آیند و با مصرف تدریجی، ذخایر آن‌ها رو به پایان می‌رود، در صورتی که منابع تجدیدپذیر در زمان قابل پیش‌بینی تولید می‌شوند و با مصرف مداوم تغییر نخواهد داشت.

انرژی‌های تجدیدناپذیر شامل سوخت‌های فسیلی مانند نفت خام، گاز، میعانات گازی، نفت و قیر در لایه‌های شنی، سنگ‌های رسی نفتی، زغال سنگ و هم‌چنین اورانیوم هستند.

انرژی‌های تجدیدپذیر گونه‌های مختلفی دارند، از جمله هیدروالکتریک، انرژی خورشیدی، انرژی بیوگاز، انرژی باد، انرژی ژئوترمال یا زمین‌گرمایی، انرژی چوب، انرژی حاصل از سوخت متانول و اتانول، انرژی حاصل از هیدروژن، انرژی حرارتی دریا و اقیانوس، انرژی جزرومد دریا و انرژی فیول سل یا پیل سوختی. در ادامه به مقایسه‌ی کلی منابع انرژی تجدیدپذیر و تجدیدناپذیر می‌پردازیم:

✓ منابع انرژی تجدیدشونده، محیط‌زیست طبیعی منطقه می‌باشد، درحالی‌که در منابع انرژی تجدیدناپذیر منبع انباشته شده است

✓ در منابع انرژی تجدیدپذیر، ورودی سیستم، یک جریان از انرژی می‌باشد اما در منابع انرژی تجدیدناپذیر، سرمایه به عنوان یک منبع نهفته استاتیکی از انرژی می‌باشد

✓ مقدار انرژی حاصل از منابع تجدید شونده کم و به صورت غیرمتمرکز می‌باشد، درحالی‌که مقدار انرژی حاصل از منابع تجدیدناپذیر زیاد و متمرکز می‌باشد

✓ عمر تأمین انرژی توسط منابع تجدید شونده نامحدود ولی عمر تأمین انرژی توسط منابع تجدید ناپذیر محدود است

✓ انرژی‌های تجدیدپذیر در مقیاس کوچک کاربرد اقتصادی بهتری داشته ولی در مقیاس بزرگ‌تر دارای مشکلاتی می‌باشند، درحالی‌که منابع انرژی تجدیدناپذیر در مقیاس بزرگ‌تر دارای هزینه‌های کم‌تر بوده و مطلوب‌تر می‌باشند

۱-۳- بررسی انرژی‌های تجدیدپذیر

منابع انرژی تجدیدپذیر به‌علل مختلف که مهم‌ترین آن، عامل اقتصادی است، هنوز مورد بهره‌برداری مؤثر قرار نگرفته است. در صورتی که اکثر آن‌ها هیچ‌گونه آلودگی ایجاد نکرده و برخی می‌توانند کل انرژی مورد نیاز و مصرف جهان را تأمین کنند. انرژی‌های تجدیدپذیر هر چند هم‌اکنون در تأمین انرژی جهان نقش چندانی ندارند، اما در دهه‌های آینده نقش خیلی بارزتری خواهند یافت؛ تا جایی که پیش‌بینی می‌شود تا سال ۲۰۳۰، حالت عمومی پیدا کنند و در آغاز نیمه دوم قرن جاری، جایگزین اصلی سوخت‌های فسیلی و دیگر انرژی‌های تجدیدناپذیر شوند. هر چند که عوامل بسیاری در افزایش تدریجی قیمت نفت در سال‌های اخیر نقش داشته است، اما یک عامل مهم و احتمالاً پذیرفته شده برای کشورهای صنعتی، اقتصادی شدن پروژه‌های انرژی‌های نو (تجدیدپذیر) و یا حداقل، توجه هزینه مطالعات و تحقیقات در این راستا بوده است که این نیاز هم‌اکنون برآورده شده است [1]، [4].

۱-۴- مزایای استفاده از انرژی بادی

امروزه ما با بلایای زیست‌محیطی مواجهیم که حیات ما را تهدید می‌کنند. افزایش چشم‌گیر سطح آلودگی باعث می‌شود تا خواهان کاهش انتشار این عوامل زیان‌بار به محیط‌زیست شویم. یکی از بزرگ‌ترین منابع آلودگی هوا استفاده از سوخت‌های فسیلی در واحدهای نیروگاهی جهت تولید انرژی الکتریکی می‌باشد. راه‌حل مقابله با این مشکل استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر و پاک جهت جلوگیری از انتشار گازهای گلخانه‌ای می‌باشد. در حقیقت برای هر 1 KWh الکتریسیته‌ی تولید شده با انرژی باد، انتشار CO_2 تا 1 Kg کاهش می‌یابد و همچنین با بهره‌برداری از یک توربین بادی با وزن 50 tons می‌توانیم از سوختن 500 tons زغال‌سنگ اجتناب نماییم.

۱-۵- میزان تولید انرژی بادی در جهان

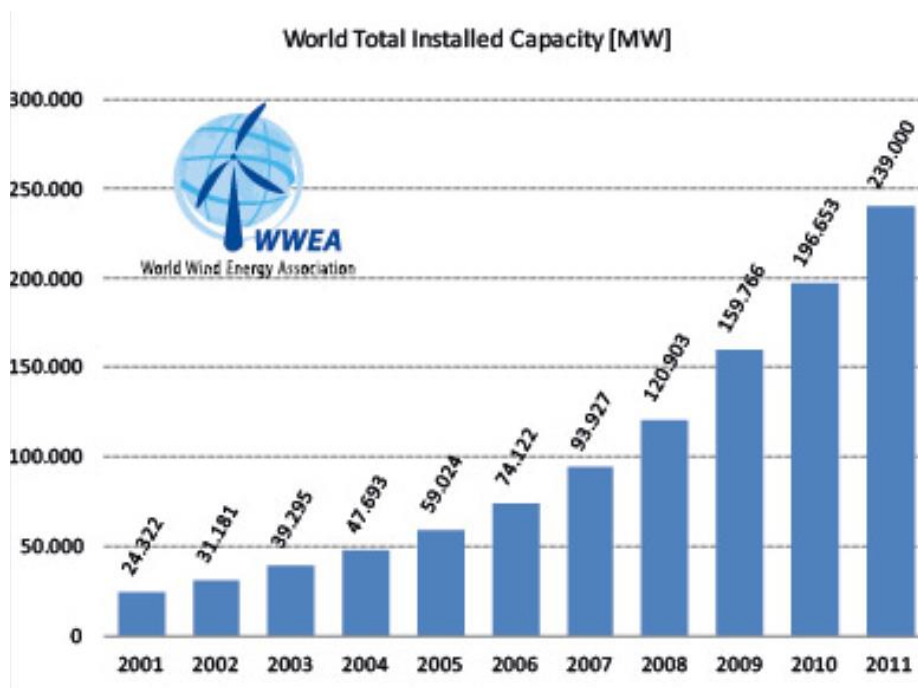
در طول سال ۲۰۱۱، در حدود ۴۰ گیگاوات ظرفیت انرژی بادی عملیاتی گردید و ظرفیت جهانی انرژی بادی را تقریباً ۲۰ درصد افزایش داده و به میزان کل ۲۳۹ گیگاوات رسانیده است. در این سال، حدود ۵۰ کشور ظرفیت خود را در این زمینه اضافه نموده‌اند و حداقل ۶۸ کشور گزارشی مبنی بر افزایش بیش از ۱۰ مگاوات داشته‌اند. کشورهای پیش‌رو در زمینه نصب‌های جدید به ترتیب کشورهای چین، آمریکا، هند، آلمان و انگلستان بوده‌اند که کشور کانادا با فاصله کمی از آن‌ها قرار دارد. اتحادیه اروپا ۲۳٪ از بازار جهانی و ۴۱٪ از ظرفیت کل جهانی را به خود اختصاص داده است. کشور چین در حدود ۱۷.۶ گیگاوات ظرفیت نصب شده داشته و ۴۴٪ از بازار جهانی را در دست

داشته‌است به‌طوری‌که افزایش این میزان نسبت به سال ۲۰۱۰ اندکی کاهش داشته‌است. با این حال کشور چین ظرفیت تجمعی خود را به میزان ۶۲.۴ گیگاوات تا انتهای سال ۲۰۱۱ رسانیده که بیش از یک چهارم ظرفیت کل جهانی است.

کشور آمریکا بیش از ۶.۸ گیگاوات در سال ۲۰۱۱ به ظرفیت انرژی بادی خود اضافه نموده است که برای ۲ میلیون خانه آمریکایی کافی بوده است و در نهایت ظرفیت کل خود را به ۴۷ گیگاوات رسانیده است. از سال ۲۰۰۷ انرژی بادی ۳۵٪ از ظرفیت برق تولیدی این کشور را فراهم نموده است که بیش از دو برابر سهم زغال‌سنگ و انرژی هسته‌ای می‌باشد.

اتحادیه اروپا در سال ۲۰۱۱ در حدود ۹.۶ گیگاوات ظرفیت نصب شده داشته که میزان کل ظرفیت نصب شده این منطقه را به ۹۴ گیگاوات رسانیده است. (معادل کل ظرفیت جهانی نصب شده انرژی بادی در سال ۲۰۰۷). آلمان هم‌چنان بزرگ‌ترین بازار اروپا را به خود اختصاص داده است که ۲ گیگاوات از کل ظرفیت نصب شده در این کشور که ۲۹.۱ گیگاوات می‌باشد را در سال ۲۰۱۱ اضافه نموده است و ۴۶.۵ تراوات ساعت برق تولیدی از منبع انرژی بادی در این سال داشته است. برای اولین بار انگلستان رتبه دوم نصب ظرفیت جدید را در اروپا به‌دست آورد به‌طوری‌که ظرفیت کل خود را تا انتهای سال به ۶.۵ گیگاوات رسانیده است. کشورهای اسپانیا با کمی بیش از ۱ گیگاوات، ایتالیا تقریباً ۱ گیگاوات و فرانسه بیش از ۰.۸ گیگاوات از دیگر پیش‌روهای بازار اتحادیه اروپا هستند. پرتغال کشور دانمارک را پشت سر گذاشت و خود را به لیست ۱۰ کشور برتر در نصب کل عملیاتی شده رسانید و ۰.۴ گیگاوات ظرفیت متصل به شبکه اضافه نموده و ظرفیت کل خود را به ۴.۱ گیگاوات رسانید.

کشور هند برای بار دوم، سومین بازار جهانی را در سال ۲۰۱۱ به خود اختصاص داده است. این کشور ۳ گیگاوات ظرفیت جدید نصب نموده و ظرفیت کل خود را تقریباً به ۱۶.۱ گیگاوات رسانیده است و مکان پنجمی خود را در رتبه‌بندی کل ظرفیت نصب شده حفظ نموده است. کشور کانادا با اضافه نمودن ۱.۳ گیگاوات رکورد جدیدی برای خود به ثبت رسانید و کل ظرفیت خود را به ۵.۳ گیگاوات رساند. آفریقا و خاورمیانه شاهد توسعه اندکی در این حوزه بوده اند که این رویداد حاکی از آشفستگی در جهان عرب بوده است.



شکل ۱-۱: ظرفیت نصب شده‌ی توربین‌های بادی در جهان تا سال ۲۰۱۱ [4]

در ایران به‌منظور برآورد پتانسیل باد کشور و شناسایی مناطق مستعد جهت احداث نیروگاه بادی، پروژه پتانسیل‌سنجی و تهیه اطلس باد کشور تعریف و اجرا گردیده است. همچنین کشور ایران ۳ مگاوات ظرفیت خود را تا سال ۱۳۹۰ اضافه نموده و کل ظرفیت خود را به ۹۱ مگاوات رسانیده است و خود را به عنوان تنها کشور در خاورمیانه با پروژه‌های بادی در مقیاس بزرگ معرفی نموده است [1].

۱-۶- تاریخچه استفاده از انرژی باد

هزاران سال است که مردم برای انجام کارهای خود از توان باد استفاده می‌کنند. اولین استفاده‌ی ثبت شده از آسیاب بادی متعلق به ایرانی‌ها در حدود ۹۰۰ سال پیش است. این استفاده به مرور زمان گسترش پیدا کرده است و از کاربرد باد در انجام کارهای مکانیکی شروع شده تا سرانجام به استفاده از باد برای تولید برق رسیده است. تولید توان الکتریکی از نیروی باد جوانب مختلفی برای مطالعه دارد (سایت سانا). در این زمینه روی ساختارهای مختلف توربین، ژنراتور متصل به توربین، مبدل‌های آن‌ها، مدل‌سازی باد، اثر توان تولیدی بر روی شبکه، اثرات شبکه بر روی توربین و کلاً تمامی مسائلی که یک توربین بادی برای تولید برق به‌همراه دارد، بحث شده است. در جهت بررسی کارهایی که در زمینه‌ی موضوع این پروژه قبلاً انجام شده است، چندین موضوع مطرح می‌شود، که از این میان آن‌ها دو موضوع پررنگ‌تر است. موضوع اول، انتخاب ساختار و اجزای سیستم تولید توان بادی با توان بالا از

جمله ژنراتور و مبدل می باشد و موضوع دوم، مسئله‌ی انتخاب سیستم کنترل مناسب است که با دینامیک بالا بتواند اهداف سیستم تولید توان بادی با ساختار پیشنهادی را برآورده کند [4].

یک توربین بادی می تواند یا به صورت سرعت ثابت و یا سرعت متغیر بهره‌برداری شود [38]. بیش تر تولیدکنندگان توربین‌های بادی در حال توسعه‌ی توربین‌های سرعت متغیر با ژنراتورهای سنکرون آهن‌ربای دائم (PMSG¹) و یا ژنراتورهای القایی تغذیه‌ی دوگانه² (DFIG) می‌باشند [9]. در سیستم‌های تولید توان بادی با توان بالا، ثابت شده است که ژنراتورهای سنکرون با اتصال مستقیم (بدون جعبه‌دنده) به توربین و با وجود مبدل با ظرفیت نامی بین شبکه و ژنراتور، راه‌حل موثری به خصوص برای طرح‌های داخل دریا می‌باشد [9]. به دلیل افزایش تلفات سیستم با به‌کارگیری گیربکس، اگر ژنراتور سنکرون با تعداد قطب بالا استفاده شود، عملکرد ژنراتور در سرعت‌های پایین میسر بوده و پیاده‌سازی سیستم تبدیل توان بادی بدون جعبه‌دنده قابل اجرا است [15].

از مزایای استفاده از PMSG در سیستم‌های سرعت متغیر می‌توان به هزینه‌ی نگهداری کم، ایزوله بودن کامل سیستم تولید توان از شبکه، بازه‌ی عملکرد وسیع [12]، ساختار بدون جعبه‌دنده [8]، حذف سیستم تحریک dc [27]، کنترل‌پذیری سیستم جهت استخراج حداکثر توان از سیستم، سادگی در اجرا به هنگام خطا و همچنین پشتیبانی شبکه [21]، اشاره کرد.

مبحث مهم دیگر در رابطه با ساختار سیستم تولید توان بادی مربوط به مبدل رابط بین شبکه و ژنراتور می‌باشد. در صنعت امروزه‌ی سیستم‌های تولید توان بادی شامل ژنراتورهای القایی تغذیه دوگانه و ژنراتورهای سنکرون، بیش‌تر از مبدل‌های منبع ولتاژ بین شبکه و ژنراتور استفاده می‌شود [7]. توربین‌های بادی سرعت متغیر با PMSG چندقطبی و مبدل‌های کنترل‌شونده‌ی منبع ولتاژ³ (VSCs) ساختاری بسیار امیدبخش در مفهوم توربین‌های بادی صنعتی می‌باشند [25]، اما بر مبنای ارزیابی در مرجع [14] بازده و قابلیت اطمینان یک اینورتر منبع ولتاژ متصل به PMSG در سیستم توربین بادی بالاتر از DFIG ارزیابی شده است. همچنین به علت تشدید کدهای شبکه، استفاده از PMSGها با مبدل منبع ولتاژ (VSC) بر مبنای ترانزیستور دوقطبی با گیت عایق شده (IGBT) در توان‌های صنعتی امروزی بسیار مورد توجه قرار گرفته است [8]، [21]. اگرچه در حال

2-permanent magnet synchronous generator

3- Double Fed Induction Generator

5- Voltage-Source Converters

حاضر، تکنولوژی PMSG های صنعتی به طور عمده از یکسوسازهای پسیو به همراه اینورترهای IGBT¹ استفاده می کنند [35] [10].

از طرفی با توجه به ماهیت انرژی باد و از آن جا که سرعت باد به صورت لحظه ای تغییر می کند، به منظور کسب توان حداکثر و افزایش بازدهی سیستم نیاز به سیستم کنترلی مناسب جهت دستیابی به اهداف کنترلی فوق ضروری به نظر می رسد. در سیستم های تولید توان بادی از روش کنترل برداری به عنوان یک طرح مفید برای کنترل PMSG یاد می شود [6].

تکنولوژی کنترل برداری با بازدهی بالا برای یک PMSG در توربین بادی که از مبدل های منبع ولتاژ IGBT استفاده می کند، در [30] ارائه شده است، اما این سیستم ها هنوز به طور گسترده با توان های صنعتی منطبق نشده اند. تکنولوژی کنترل برداری جریان مستقیم که یک تکنولوژی کنترل برداری است، به تازگی برای کنترل ژنراتورهای سنکرون تنها در PMSG های سرعت متغیر در سیستم توربین بادی مورد استفاده قرار می گیرد [18] [19]. روش کنترل برداری جریان مستقیم برای کنترل مبدل های منبع ولتاژ بر مبنای سیستم های HVDC² نیز استفاده می شود [17]. هم چنین در مرجع [34] مکانیسم هایی جهت کنترل بهینه ی PMSG در سیستم توربین بادی تحت پیکربندی کنترل برداری جریان مستقیم dq ارائه شده است. روش کنترل برداری جریان مستقیم در مقایسه با استراتژی کنترل برداری متعارف مزایای بسیاری را در کاربردهایی نظیر افزایش پایداری سیستم، قابلیت اطمینان سیستم و بازده فراهم می سازد.

در این پایان نامه نیز روش کنترل برداری جریان مستقیم برای PMSG در سیستم توربین بادی پیاده سازی شده است و سپس بر مبنای استراتژی کنترلی پیاده سازی شده، توابع کنترلی کلی برای سیستم PMSG را اعمال خواهد کرد که شامل کنترل جهت دستیابی به حداکثر توان، کنترل ولتاژ شاخه ی dc، کنترل توان راکتیو و پشتیبانی از ولتاژ شبکه می باشد.

8- insulated-gate bipolar transistor
3-high-voltage, direct current

فصل دوم

سیستم تبدیل انرژی بادی

۱-۲- مقدمه

اولین تلاش‌ها جهت تولید انرژی الکتریکی از نیروی باد به اواخر قرن ۱۹ باز می‌گردد، که از آن زمان تا به حال توربین‌های بادی ساختار متفاوت زیادی را به خود دیده‌اند. در طول این مدت، بحران انرژی سال ۱۹۹۰ سبب شد تا توربین‌های بادی بیش از پیش مورد توجه قرار بگیرند و به دنبال آن ساختارهای متفاوتی چون (توربین بادی تک‌پره، دوپره، سه‌پره، افقی، عمودی و بسیاری دیگر) معرفی شدند. هدف کلی از تغییر ساختار توربین‌های بادی دستیابی به ابعاد بزرگ‌تر و توان بیش‌تر بود. در این راه برخی از این ساختارها کمتر موفق بودند و برخی دیگر بسیار پرهزینه قلمداد می‌شدند از این‌رو در این فصل به معرفی مهم‌ترین اجزا و ساختار توربین‌های بادی مدرن کنونی می‌پردازیم. این اجزا شامل بخش‌های مکانیکی توربین بادی مانند پره، گیربکس، برج و ... و بخش‌های الکتریکی یعنی ژنراتور و مبدل الکترونیک می‌باشند که به آن‌ها خواهیم پرداخت، در انتها نیز توپولوژی‌های سرعت ثابت و متغیر و توان جذب شده از انرژی باد به تفصیل بحث خواهند شد.

۲-۲- اجزای توربین بادی

بهترین ساختار یک توربین بادی بر مبنای نیروی لیفت با قرارگیری رتور در وسط برج در شکل (۲-۱) نشان داده شده است. مهم‌ترین اجزای موجود در یک توربین بادی تجاری عبارتند از [32]:

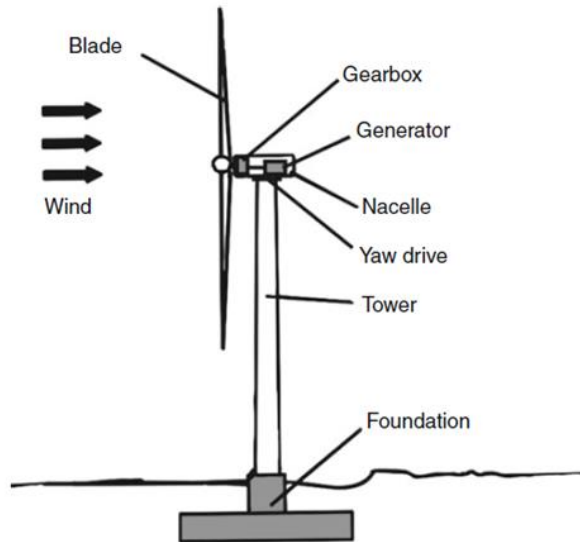
- اجزای مکانیکی

- ✓ پره
- ✓ برج
- ✓ رتور
- ✓ گیربکس
- ✓ ترمز
- ✓ پایه

اجزای الکتریکی

- ✓ ژنراتور

✓ مبدل الکترونیک قدرت



شکل ۱-۲ : ساختار توربین بادی [26]

۲-۱-۲-۲- پره

اصول پایه‌ی عملکرد بال‌های هواپیما و پره‌های توربین بادی تقریباً مشابه‌اند. گرچه، به این علت که توربین بادی در محیط‌های مختلفی کار می‌کند که سرعت و جهت باد به‌طور دائم در حال تغییر است، در طراحی آن ملاحظات و وجود دارد که در طراحی بال‌های هواپیما مورد توجه قرار نمی‌گیرد. عملکرد پایه‌ی پره‌ها تبدیل انرژی جنبشی باد به کار مکانیکی مورد نیاز برای چرخش روتور است. پره‌های امروزی به‌صورت آیرودینامیکی طراحی می‌شوند و بنابراین می‌تواند توسط نیروی بالا رونده حرکت داده شود. مورد استفاده‌ترین نوع پره، روتور سه‌پره می‌باشد.

در توربین‌های بادی جدید، ابعاد رتور به 164 m می‌رسد و این در سرعت‌های پایین‌تر رتور، از این جهت که باید یک سرعت نوک پره معین را حفظ کند، تاثیرگذار است. البته، آن بخش‌های پره که به توپی نزدیک‌ترند با ضریب پایین‌تری از قابلیت استفاده، کار می‌کنند. مکانیک سیالات ثابت کرده که $\frac{1}{3}$ طول پره که به نوک پره نزدیک‌تر است، $\frac{2}{3}$ توان را نسبت به کل پره تولید می‌کند درحالی‌که $\frac{1}{3}$ که به توپی نزدیک‌تر است تقریباً در شرایط نامی هیچ تولید توانی ندارد اما این قسمت از پره در رسیدن به گشتاور آغازی کاربرد دارد [32].

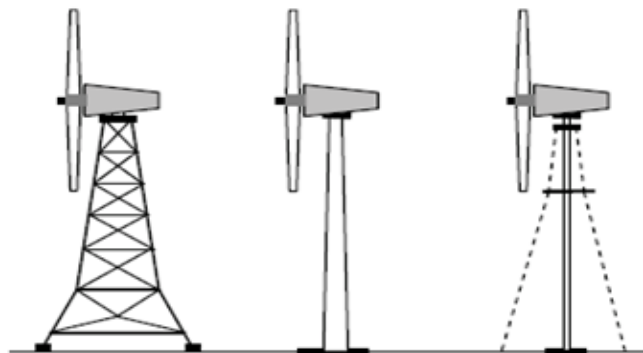
پره‌ها نقش عناصر بحرانی را در توربین بادی در رابطه با بار دینامیکی تحت شرایط شارش سیال متلاطم به‌عهده دارند. مخصوصاً بحران، در محل اتصال فلز به توپی به‌علت پیچیدگی اتصالات بین

ساختار پیچیده‌ی مرکب پره و بخش‌های فلزی وجود دارد. سرعت نوک پره‌ی توربین بادی دارای بیش‌ترین مقدار است. به‌طور مثال رتور با سه پره به سرعت نوک پره‌ای بین $70-90 \text{ m/s}$ می‌رسد. در طراحی و اجرای پره‌های رتور توربین بادی، باید به چندین موضوع ضروری توجه شود: شکل پروفایل، استقامت، توده، قابلیت ارتجاعی و بالانس دینامیکی توده‌ها برای بیش‌ترین تعداد چرخش، که دست‌یابی به این هدف با برنامه‌های کامپیوتری فراهم می‌شود. ¹CFD (دینامیک سیالات محاسباتی) گروهی از متدهاست که درباره‌ی رفتار شارش هوا به‌دور رتور و پره‌های توربین بادی بحث می‌کند.

۲-۲-۲-۲ برج^۲

برج از رتور و پره‌های توربین بادی در ارتفاع موردنظر پشتیبانی می‌کند. نیاز است که برج هرچه بلندتر در طراحی توربین انتخاب شود زیرا سرعت باد با ارتفاع رابطه‌ی مستقیم دارد و با افزایش آن، افزایش می‌یابد. اگرچه، ارتفاع مناسب با تجزیه و تحلیل هزینه‌های افزایش آن و بهره‌ی انرژی خروجی به‌علت افزایش سرعت باد در یک ارتفاع بلندتر تعیین می‌شود. برج توربین‌های بادی می‌توانند از نوع برج مهارشونده، برج لوله‌ای فولادی و برج مشبک یا برج‌های فولادی دوگانه باشند. برج مهارشونده تنها برای توربین‌های بادی کوچک به‌کار می‌رود.

شکل (۲-۳) نمایی از این برج‌ها را نشان داده است. در این شکل از راست به چپ برج مهارشونده، برج لوله‌ای فولادی و برج مشبک قرار دارد.



شکل ۲-۳: انواع برج‌های توربین بادی، برج مشبک (شکل چپ) - برج لوله‌ای فولادی (شکل وسط) - برج مهارشونده (شکل راست) [32]

1- Computational fluid dynamics
2 -tower

۲-۲-۳- روتور^۱

روتور برجسته‌ترین و مهم‌ترین بخش توربین بادی است که انرژی جنبشی را از جریان باد می‌گیرد و به توان مکانیکی شفت تبدیل می‌کند. تجهیزات روتور توربین بادی، پره‌ها، توپی، شفت، یاتاقان و دیگر تجهیزات داخلی هستند. اگرچه ممکن است که روتور تنها با یک پره طراحی شود ولی تعادل برخی روتورها از نظر مهندسی واقعا چالش برانگیز است هم‌چنین روتور با دو پره نیز با مشکلات عدم پذیرش بصری و تعادل روبروست. از این‌رو، تقریبا همه‌ی رتورهای طراحی شده‌ی تجاری از نوع سه‌پره-اند. اندازه‌ی روتور به نرخ توان توربین بستگی دارد و با افزایش اندازه‌ی روتور هزینه‌ی توربین کاهش می‌یابد [32] [26].

شارش هوا در اطراف روتور یک فرآیند بسیار پیچیده است که شامل تعامل بین ذرات سیال و عناصر پره می‌شود. برای درک رفتار سیستم تحت شرایط نوسانی باد، نیاز به متخصص در زمینه‌ی دینامیک سیالات جو، آیرودینامیک و دینامیک سازه وجود دارد. پیش‌بینی دقیق و قابلیت اطمینان از عملکرد روتور برای دانشمندان و مهندسان هنوز مسئله‌ای چالش برانگیز است از این‌رو، برای طراحی روتور و برآورد عملکرد آن روش‌های عددی مختلفی توسط پژوهشگران و کارشناسان صنعتی ارائه و استفاده شده است.

تیغه‌های روتور معمولا به مونتاژ توپی متصل شده‌اند. مونتاژ توپی شامل توپی، پیچ و مهره، یاتاقان-ها، پره‌ها و سیستم تنظیم زاویه‌ی داخلی می‌باشد. توپی از مهم‌ترین اجزای رتور است که به مقاومت بالایی نیاز دارد از این‌رو معمولا از آلیاژهای آهن مانند گرافیت کروی انتخاب می‌شود. عملکرد نیرو-های وارده بر توپی، طراحی آن را یک فرآیند پیچیده می‌سازد [32].

شفت اصلی توربین از یاتاقان‌های اصلی می‌گذرد. معمولا برای توربین‌های بادی از یاتاقان‌های غلتکی استفاده می‌شود. این یاتاقان‌ها می‌توانند خطاهای جزئی را در راستای شفت اصلی تحمل کنند. یاتاقان‌ها با گریس‌های مخصوص که در برابر شرایط آب‌وهوایی مقاومت دارند، روغن‌کاری می‌شوند و برای جلوگیری از خطر ورود آب و گردوغبار به درونشان، آن‌ها را مهروموم می‌کنند. شفت اصلی از فولاد سخت و حرارت دیده ساخته می‌شود.

جایگزینی یاتاقان‌ها در توربین‌های نصب شده بسیار پر هزینه است، بنابراین به‌منظور عمر طولانی‌تر تجهیزات و عملکرد با قابلیت اطمینان بالا، از یاتاقان‌های دوگانه‌ی سرامیکی در طراحی‌های اخیر

استفاده شده است، که مزیت آن‌ها سختی و تحمل‌پذیری در شرایط مختلف بهره‌برداری است و از نظر وزنی نیز سبک‌تر می‌باشند. این یاتاقان‌ها از یاتاقان‌های استاندارد پر هزینه ترند ولی در درازمدت به علت عملکرد بهتر می‌توان آنها را مقرون به صرفه دانست.

۲-۲-۴- جعبه دنده

توان به دست آمده از چرخش توربین بادی پس از گذشت از شفت اصلی و جعبه‌دنده به ژنراتور منتقل می‌شود. این توان دقیقاً با مقداری که برای تحریک و چرخاندن ژنراتور به‌طور مستقیم لازم است متناسب نیست، مگر توربین بادی از ژنراتورهای چندقطبی استفاده کند که در بخش مربوط به ژنراتور به آن خواهیم پرداخت. اگر یک ژنراتور دلخواه با دو قطب (یک جفت قطب) بدون جعبه‌دنده استفاده شود و این ماشین به‌طور مستقیم به شبکه‌ی سه‌فاز AC با فرکانس ۵۰ Hz متصل شود، ضروریست که رتور با سرعت ۵۰ دور در ثانیه یا ۳۰۰۰ دور در دقیقه (rpm) بچرخد. برای یک رتور با پره‌های ۵۰ متری که نرخ سرعت نوک پره‌ی آن بسختی به دوبرابر می‌رسد، دستیابی به این شرایط قابل قبول نیست. یک راه‌حل برای عدم استفاده از گیربکس استفاده از ژنراتورهایی با تعداد قطب بالاست که با سرعت کمی می‌چرخند. اگر یک ژنراتور به‌طور مستقیم به شبکه وصل شده باشد، در این صورت به یک ژنراتور ۳۰۰ قطبی نیاز است تا به سرعت چرخشی قابل قبول rpm برسد.

۲-۲-۵- ترمزهای ایمن^۱

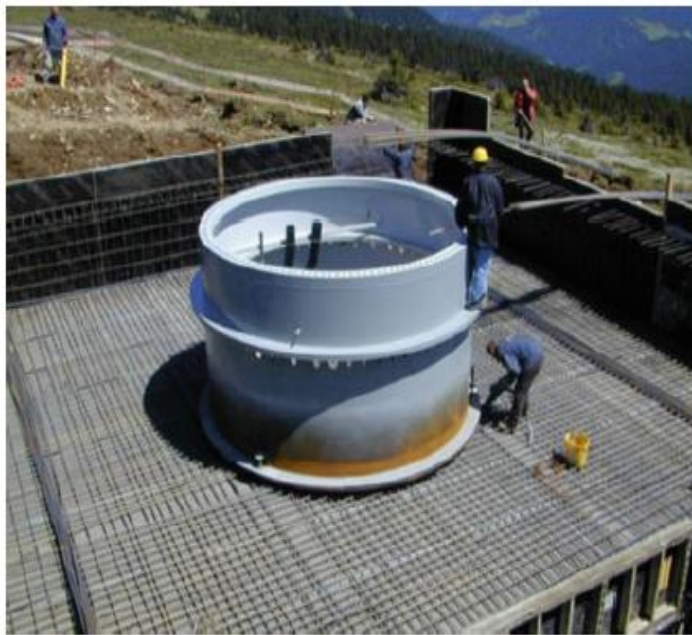
در طول سرعت‌های بسیار بالای باد، ممکن است توربین بادی برای ایمنی‌اش مجبور به توقف کامل شود. اگر خط به هر دلیلی دچار شکست شود یا به دلایلی ژنراتور یا سایر تجهیزات جدا شوند، توربین بادی به سرعت شتاب می‌گیرد و منجر به قرار گرفتن توربین در طول چند ثانیه در شرایط گریز می‌شود. از این‌رو تجهیز توربین با وسایل ایمنی امری ضروریست که در چنین شرایطی با شتاب گرفتن روتور سیستم را متوقف کند. ترمزهای ایمنی باید پاسخ واکنشی سریعی برای جلوگیری از شرایط گریز داشته باشند. چندین نوع ترمز برای رتور وجود دارد که شامل ترمزهای آیرودینامیکی، ترمزهای الکترومغناطیسی و ترمزهای مکانیکی می‌باشند. معمولاً در توربین‌های بادی به‌منظور تضمین ایمنی از دو سیستم ترمز استفاده می‌شود که عملکرد یکی به‌عنوان ترمز اولیه است و دیگری گزینه‌ی پشتیبان است که در صورت کار نکردن ترمز اولیه وارد عمل می‌شود [26].

۲-۲-۶- پایه^۱

وظایف اساسی پایه عبارتند از:

- تضمین استحکام و پایداری و جلوگیری از واژگونی کل ساختار توربین
- حفظ مقادیر محدود خاص از نیروهای بار خاص در روی زمین

نمایی از پایه‌ی یک توربین بادی در شکل (۲-۳) نشان داده شده است [26].



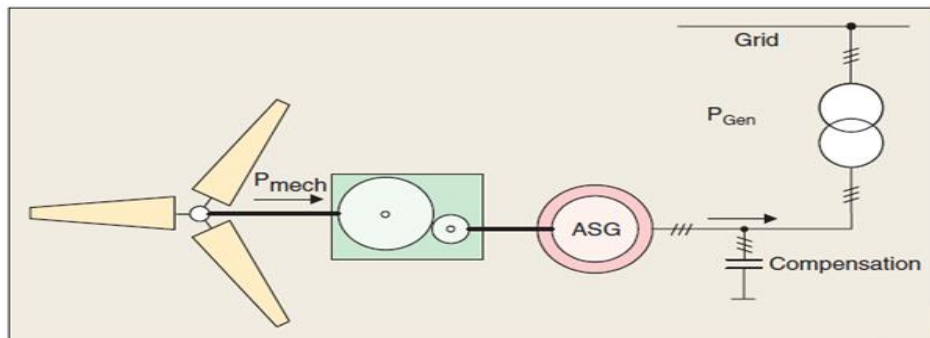
شکل ۲-۳: نمایی از پایه‌ی توربین [26]

۲-۲-۷- ژنراتور

از دیگر اجزای مهم سیستم تبدیل انرژی بادی می‌توان به ژنراتور اشاره کرد. کاربرد ژنراتور الکتریکی فراهم کردن یک وسیله برای تبدیل انرژی بین گشتاور مکانیکی رتور توربین بادی به عنوان محرک اولیه‌ی بار محلی یا شبکه‌ی الکتریکی می‌باشد. برخلاف سایر ژنراتورهایی که در کاربردهای متعارف انرژی استفاده شده‌اند، ژنراتور توربین بادی باید قابلیت کار در حالت نوسان سطح توان هم‌زمان با تغییرات سرعت باد را داشته باشد. انواع مختلفی از ژنراتور در توربین‌های بادی استفاده شده‌اند. توربین‌های بادی کوچک به ژنراتورهای DC با ظرفیت چندین کیلو وات مجهزند. سیستم‌های توربین‌های بادی مدرن از ژنراتورهای سه‌فاز AC استفاده می‌کنند. به‌طور کلی، ژنراتورهای AC به‌کار رفته در توربین‌های بادی مدرن را می‌توان به پنج گروه زیر تقسیم کرد [22]:

- ژنراتور القایی قفس سنجابی^۱
- ژنراتور القایی روتور سیم‌پیچی شده^۲
- ژنراتور القایی با تغذیه‌ی دوگانه^۳
- ژنراتور سنکرون با سیم‌پیچی تحریک^۴
- ژنراتور سنکرون آهن‌ربای دائم^۵

ژنراتور القایی قفس سنجابی (SCIG^۱) به دلیل قیمت ارزان، سادگی مکانیکی، ساختار ربوست و پایداری در برابر اختلالات، ماشین بسیار محبوبی به‌شمار می‌آید. ژنراتور روتور سیم‌پیچی شده (WRIG^۲) برای کاربردهایی که در آن‌ها به کنترل سرعت نیاز است مناسب می‌باشد. با تغییر مقاومت رتور، خروجی ژنراتور می‌تواند کنترل شود و همچنین امکان کنترل سرعت ژنراتور وجود دارد. اگرچه، ژنراتور القایی سیم‌پیچی شده دارای مزایایی که در بالا شرح داده شد می‌باشد اما از نظر هزینه بسیار گران‌تر از ژنراتور القایی قفس سنجابی می‌باشد. شکل (۲-۴) نمایی از قرارگیری ژنراتورهای القایی قفس سنجابی و رتور سیم‌پیچی شده را در ساختار توربین بادی نشان می‌دهد. این ژنراتورها معمولاً در سیستم‌های سرعت ثابت به کار می‌روند که در بخش بعد به آن‌ها خواهیم پرداخت.

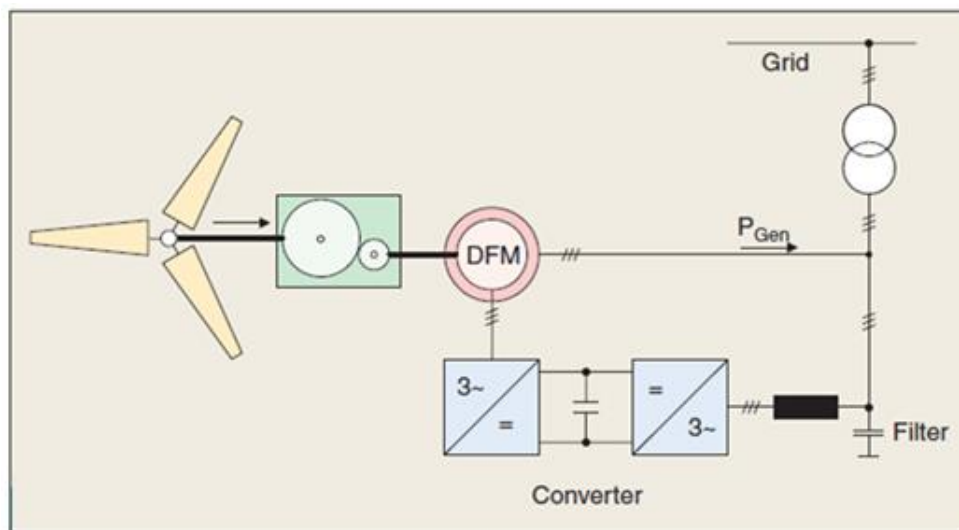


شکل ۲-۴: قرارگیری ژنراتور القایی قفس سنجابی و رتور سیم‌پیچی شده در توربین بادی

[22]

-
- 1 - Squirrel cage induction generator
 - 2 - Wound rotor induction generator
 - 3 - Doubly fed induction generator
 - 4 - wound-rotor synchronous generator
 - 5 - Permanent Magnet Synchronous Generator
 - 2- Squirrel-cage induction generator
 - 7- wound rotor induction generator

ژنراتور القایی تغذیه‌ی دوگانه (DFIG) نوعی از ژنراتور القایی است که هر دوی سیم‌پیچی‌های استاتور و روتور به منبع متصل شده‌اند. سیم‌پیچی چرخان به مدارهای منبع ساکن از طریق مبدل الکترونیک قدرت متصل می‌شود. مزیت اتصال مبدل به رتور این است که عملکرد سرعت متغیر توربین با یک مبدل بسیار کوچک‌تر و هم‌چنین بسیار ارزان‌تر امکان‌پذیر است. توان نامی مبدل معمولاً در حدود $\frac{1}{3}$ مقدار نامی ژنراتور است. شکل (۲-۵) وضعیت قرارگیری یک ژنراتور القایی تغذیه‌ی دوگانه را به همراه مبدل قدرت در سیستم توربین بادی نشان می‌دهد.

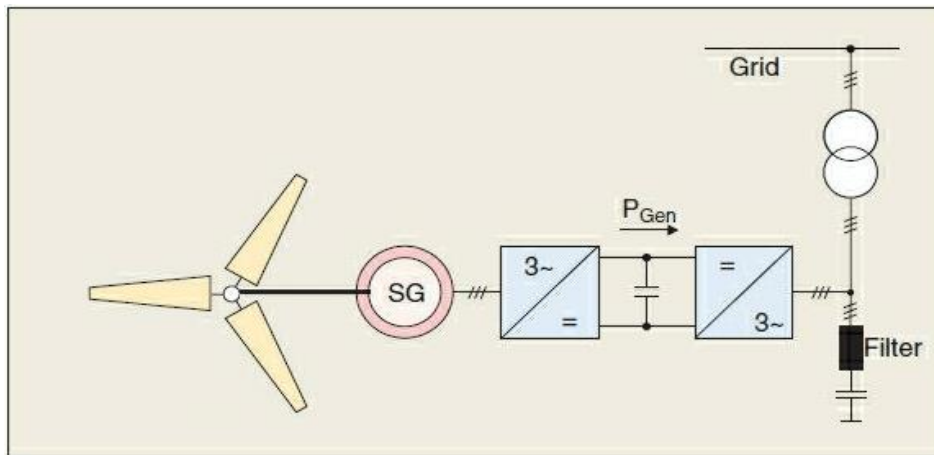


شکل ۲-۵: قرارگیری ژنراتور القایی با تغذیه‌ی دوگانه در سیستم توربین بادی [22]

نوع دیگری از ژنراتور که برای کاربرد در توربین‌های بادی پیشنهاد شده، ژنراتور سنکرون می‌باشد. برخلاف ژنراتورهای القایی، در ژنراتور سنکرون، روتور و میدان مغناطیسی در سرعتی مشابه سرعت سنکرون می‌چرخند. این نوع از ژنراتور قابلیت اتصال مستقیم و بدون جعبه‌دنده را به توربین بادی دارند. این خصوصیت ژنراتور سنکرون با توجه به طول عمر و تعمیر و نگهداری قطعات مکانیکی بسیار مورد توجه می‌باشد. ماشین‌های سنکرون می‌تواند هم با تحریک الکتریکی و یا با روتور آهنربای دائم (PM) بکار برده شود [22].

ژنراتورهای سنکرون با تحریک الکتریکی و PM با ژنراتورهای القایی از این جهت که مغناطیس‌کنندگی توسط یک منبع dc در روتور یا قطب‌های آهنربای دائم فراهم می‌شود، متفاوتند. تحریک خودی قابلیت عملکرد در ضریب توان بالا و بازده‌های بالا را برای ژنراتور سنکرون آهنربای دائم (PMSG) فراهم می‌سازد.

البته، استفاده از آهنربای دائم در رتور این ژنراتور ها هزینه بر است. این رتورها به تدریج خاصیت مغناطیسی خود را در کارکرد تحت میدانهای مغناطیسی قوی از دست می دهند. به دلایل ذکر شده بیش تر ژنراتورهای سنکرون متصل به توربین بادی دارای رتور الکترومغناطیسی هستند. این رتورهای الکترومغناطیسی با تغذیه ی جریان مستقیم به سیم پیچی های میدان رتور، مغناطیسی شده اند. ممکن است جریان مغناطیس کننده از شبکه دریافت و پس از DC شدن به رتور اعمال شود. شکل (۲-۶) قرارگیری ژنراتور سنکرون با رتور سیم پیچی شده یا آهنربای دائم را در سیستم توربین بادی نشان می دهد.



شکل ۲-۶: قرارگیری ژنراتور سنکرون رتور سیم پیچی شده یا آهنربای دائم در سیستم توربین بادی [22]

لازم به ذکر است که هنوز ژنراتورهای القایی معمول ترین ژنراتورهای مورد استفاده در توربین های بادی مدرن می باشند.

۲-۲-۸- مبدل های الکترونیک قدرت^۱

مبدل های الکترونیک قدرت (PE)، نقش مهمی در سیستم های تبدیل انرژی بادی مدرن سرعت متغیر دارند. سیستم های سرعت ثابت به قدرت شامل مبدل الکترونیک قدرت می شوند مگر برای جبران سازی توان راکتیو (در ژنراتورهای القایی با تغذیه ی دوگانه). مبدل های الکترونیک قدرت و استراتژی های کنترلی آن ها در سیستم های سرعت متغیر اهداف زیر را دنبال می کنند :

1 - Power electronic converter

- دست‌یابی به حداکثر توان منتقل‌شده از باد با کنترل سرعت روتور توربین، هنگامی‌که سرعت باد متغیر است.

- تغییر فرکانس و دامنه‌ی متغیر ولتاژ AC خروجی ژنراتور و تبدیل آن به دامنه و فرکانس ثابت که می‌تواند شبکه‌ی الکتریکی را تغذیه کند.

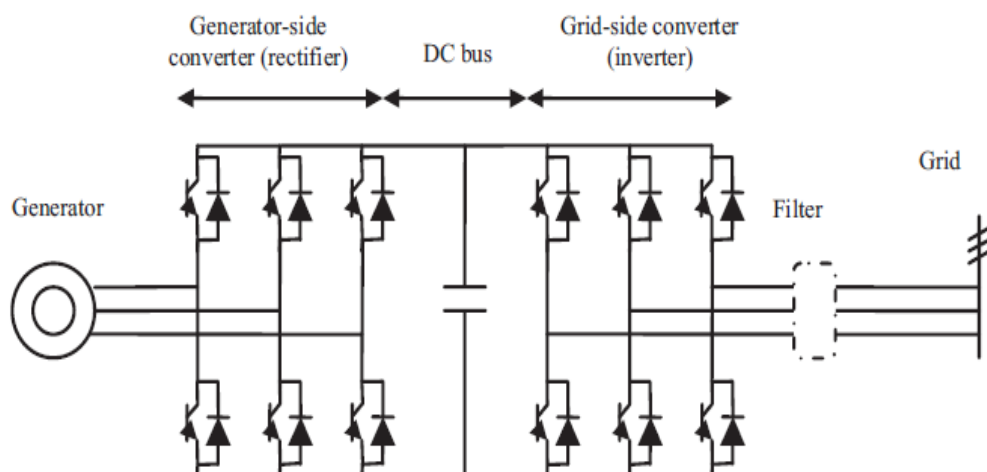
با توسعه‌ی سریع الکترونیک قدرت، قطعات نیمه هادی در ولتاژ و جریان نامی بالاتر، تلفات توان کمتر، قابلیت اطمینان بالاتر و همچنین قیمت پایین‌تر ساخته شده‌اند، از این‌رو این مبدل‌ها در افزایش بهره‌ی سیستم تولید انرژی بادی بسیار محبوب گشته‌اند. لازم است اشاره شود که توان عبوری از طریق مبدل‌های الکترونیک قدرت (که ظرفیت سیستم را مشخص می‌کند) وابسته به وضعیت سیستم تبدیل انرژی بادی است. در برخی کاربردها، کل توان تولید شده‌ی ژنراتور از مبدل الکترونیک قدرت عبور می‌کند در حالی‌که در دسته‌ی دیگر تنها کسری از این توان از طریق مبدل عبور داده می‌شود.

معمول‌ترین مبدل‌ها برای توربین‌های بادی سرعت متغیر جفت یکسوساز-اینورتر یا مبدل‌های پشت-به‌پشت^۱ می‌باشند.

۲-۲-۸-۱- مبدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ

این نوع مبدل از نوع مبدل‌های توان دو سوپه می‌باشد که از دو مبدل منبع ولتاژ تشکیل شده است. ساختار این نوع مبدل در شکل (۲-۷) نشان داده شده است. در این نوع مبدل توان منتقل‌شده به شبکه به‌منظور ثابت نگه‌داشتن ولتاژ لینک dc کنترل می‌شود. مبدل سمت ژنراتور نیز به‌منظور کنترل سرعت و بهینه‌سازی عملکرد ژنراتور کنترل می‌شود. کنترل مبدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ در نیروگاه‌های بادی در تعدادی از تحقیقات مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته است [15]، [12] این نوع مبدل بیش‌ترین استفاده را در سیستم‌های سه فاز دارد.

1-Back to Back converter



شکل ۲-۷: شمای مبدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ [5]

از مزیت‌های مبدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ این است که خازن موجود در لینک dc اینورترهای سمت شبکه و ژنراتور را از یکدیگر ایزوله می‌کند که سبب می‌شود کنترل‌های این دو مبدل نیز به صورت مستقل از یکدیگر باشد. از طرف دیگر وجود خازن باعث حفاظت بیشتر سیستم می‌شود. این مبدل معایبی نیز دارد که به دلیل همین معایب بوده که تحقیقات به سمت استفاده از مبدل‌های دیگر سوق داده شده‌است. در بعضی تحقیقات که از مبدل منبع ولتاژ پشت‌به‌پشت به عنوان محرکه تنظیم سرعت برای ماشین استفاده شده، وجود خازن لینک dc را به عنوان عیب سیستم معرفی کرده است. از آنجا که خازن نام برده سنگین و حجیم است باعث افزایش قیمت و کوتاه شدن عمر سیستم می‌شود. مشکل مهم دیگر این نوع مبدل تلفات کلیدزنی است. از آنجا که این نوع مبدل از دو مبدل پشت‌به‌پشت تشکیل شده است، بالا بودن فرکانس کلیدزنی و تعداد ادوات الکترونیک قدرت سبب افزایش تلفات این نوع مبدل در مقایسه با مبدل‌های دیگر می‌شود.

۲-۳- روش‌های کنترلی

با تکامل سیستم تبدیل انرژی بادی در دهه‌ی گذشته، بسیاری از روش‌های کنترلی توسعه یافته‌اند. این روش‌های کنترلی برای سیستم تبدیل انرژی بادی (WECS¹) معمولاً به دو گروه زیر تقسیم می‌شوند:

- روش‌های سرعت ثابت

- روش‌های سرعت متغیر

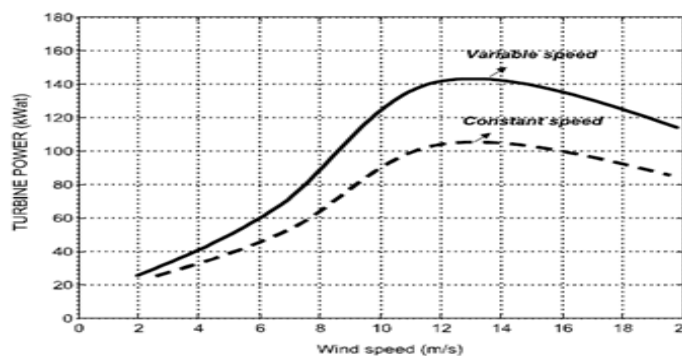
۲-۳-۱ مقایسه توربین‌های بادی سرعت متغیر با توربین‌های بادی سرعت ثابت

در توربین‌های سرعت ثابت هیچ کنترلی بر روی سرعت شفت توربین وجود ندارد. کنترل سرعت ثابت روشی آسان و کم‌هزینه است اما استفاده از سیستم‌های سرعت متغیر مزایایی را به همراه دارد که در زیر لیست شده است:

- ردیابی حداکثر توان برای به کنترل در آوردن حداکثر انرژی ممکن از باد
- استرس‌های مکانیکی کمتر
- تغییرات کمتر در توان الکتریکی
- کاهش نویز در سرعت‌های باد پایین‌تر

در ادامه به توضیح مختصری درباره‌ی این مزایا می‌پردازیم.

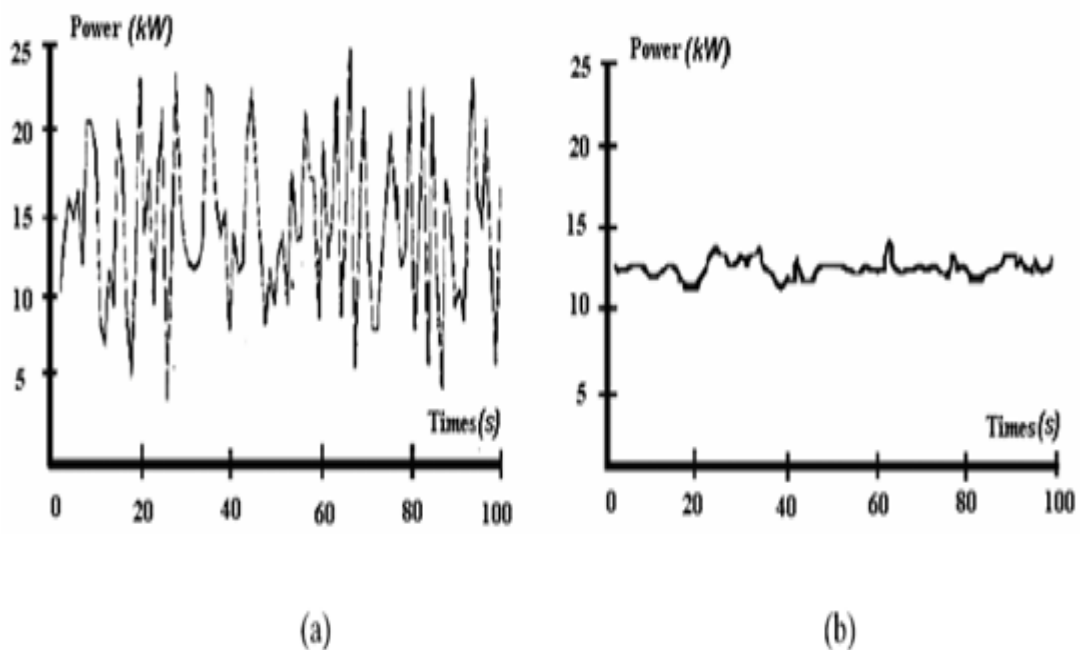
با استفاده از کنترل سرعت شفت، انرژی بالاتر به دست خواهد آمد. مرجع [5] توان به دست آمده از یک توربین بادی سرعت متغیر را با رتور ۳۴ متری با توربین بادی سرعت ثابت در سرعت‌های مختلف باد مقایسه کرده است. نتایج در شکل (۲-۸) نشان داده شده است. این شکل نشان می‌دهد که خروجی یک سیستم سرعت متغیر دارای انرژی بالاتری نسبت به سیستم‌های سرعت ثابت می‌باشند. برای مثال، با یک سیستم سرعت ثابت، برای سرعت باد سالانه‌ی متوسط 7 m/s ، انرژی به دست آمده 54.6 MWh است در حالی که انرژی تولید شده در سیستم سرعت متغیر به 75.8 MWh در شرایط یکسان می‌رسد.



شکل ۲-۸: مقایسه‌ی توان تولیدی در توربین بادی سرعت متغیر (نمودار بالا) و توربین بادی سرعت ثابت (نمودار

پایین)، در سرعت‌های مختلف باد [5]

در طول عملکرد توربین، نوسانات زیادی مرتبط با قطعات مکانیکی یا الکتریکی به وجود می‌آیند. نوسانات مرتبط با قطعات مکانیکی شامل نوسانات جریان به علت عبور پره‌ها از برج و تغییر دامنه‌ی جریان به دلیل سرعت‌های متغیر باد ایجاد می‌شوند. نوسانات مرتبط با قطعات الکتریکی، مانند هارمونیک‌های ولتاژ به دلیل مبدل‌های الکتریکی ایجاد می‌شوند. به این هارمونیک‌های الکتریکی می‌توان با انتخاب فیلتر الکتریکی مناسب غلبه کرد. گرچه، به علت ثابت زمانی بزرگ نوسانات در قطعات مکانیکی، این نوسانات را نمی‌توان با اجزای الکتریکی حذف کرد. یک راه‌حلی که می‌توان سهم بزرگی در کاهش اختلالات مرتبط با اجزای مکانیکی داشته باشد استفاده از توربین‌های بادی سرعت متغیر است. مرجع [5]، اختلال توان خروجی یک توربین بادی را با روش سرعت ثابت و سرعت متغیر، همان‌طور که در شکل (۲-۹) نشان داده شده است، مقایسه کرده‌اند. این شکل قابلیت سیستم‌های سرعت متغیر را برای کاهش و افزایش سرعت شفت در شرایط تغیر گشتاور را نشان می‌دهد. لازم است ذکر شود که اختلال رتور نیز با اینرسی مکانیکی رتور وابسته است. گرچه، عملکرد سرعت متغیر در سیستم توربین‌های بادی مدرن به کار برده می‌شود، اما این روش مشکلاتی مانند هزینه‌ی اضافی برای سیستم جهت اجزای اضافی و روش‌های کنترلی پیچیده را به همراه دارد.



شکل ۲-۹: اختلال توان خروجی یک توربین بادی با روش سرعت ثابت - (a) روش سرعت متغیر [5]

۴-۲- توان مکانیکی تولیدی توربین بادی از باد

عوامل آیرودینامیکی از طریق پره‌ها، جریان باد را به گشتاور آیرودینامیکی تبدیل کرده و روتور، توان باد را به توان مکانیکی تبدیل می‌کند. مقدار توان مکانیکی قابل استحصال از باد به صورت رابطه (۱-۲) بیان می‌گردد [31]:

$$P_m = 0.5A\rho C_p(\lambda, \beta)V^3 \quad (1-2)$$

در معادله (۱-۲)، ρ چگالی هوا برحسب کیلوگرم بر مترمکعب (معمولاً 1.225 kg/m^3 در 15°C)، A ناحیه جاروب شده توسط پره‌ها برحسب مترمربع، C_p ضریب توان توربین بادی و V سرعت باد برحسب متر بر ثانیه می‌باشد. ضریب توان توربین بادی نشان‌دهنده‌ی بخشی از توانی است که پره‌های روتور می‌توانند از باد استخراج کنند و مقدار آن در تئوری از $59/3\%$ که حد BETZ^1 نام دارد، تجاوز نمی‌کند [5].

از معادله (۱-۲) می‌توان دریافت که توان خروجی یک توربین به وسیله‌ی سطح مقطع موثر پره‌های توربین A ، سرعت باد V و بازده آیرودینامیکی C_p تعیین می‌شود. بنابراین، توان خروجی یک توربین می‌تواند به وسیله‌ی تغییر سطح مقطع موثر یا با تغییر سرعت باد و یا با تغییر ضریب آیرودینامیکی تغییر کند. کنترل این مقادیر، اساس روش‌های کنترل توان توربین بادی را شکل می‌دهند.

۴-۲-۱- منحنی بازده برحسب سرعت نوک پره

بازده آیرودینامیکی توربین یا همان ضریب توان C_p تابعی غیرخطی از λ و β است، که به ترتیب زاویه‌ی پره‌ی توربین و نسبت سرعت خطی در نوک پره به سرعت باد تعریف می‌شوند. λ با رابطه‌ی (۲-۲) نشان داده می‌شود.

$$\lambda = \frac{\omega R}{V} \quad (2-2)$$

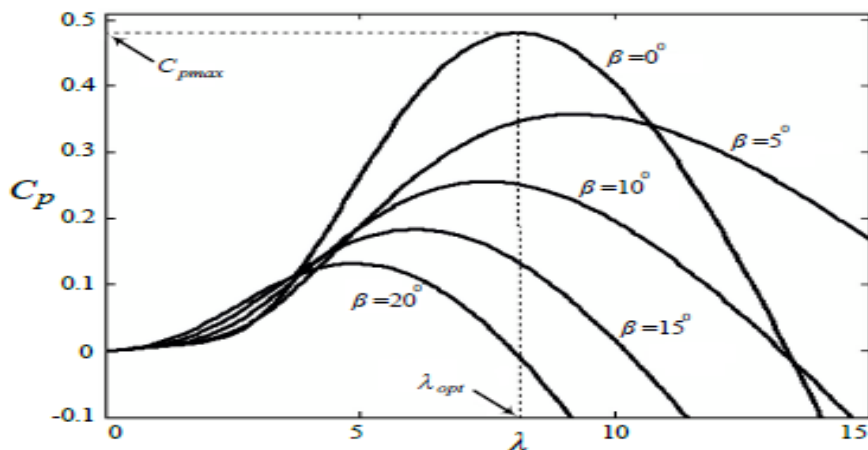
که در آن R شعاع پره روتور (به متر) و ω سرعت زاویه‌ای روتور (برحسب رادیان بر ثانیه) می‌باشد. از یک معادله‌ی عمومی برای مدل کردن ضریب توان $C_p(\lambda, \beta)$ استفاده می‌شود، که بر اساس مشخصه‌های توربین استوار است و با معادله‌ی (۲-۳) بیان می‌شود [31]:

$$C_p = 0.5 \left(\frac{116}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{\frac{-21}{\lambda_i}} - 0.0068\lambda \quad (3-2)$$

به علاوه، پارامتر λ_i در به صورت معادله‌ی (۴-۲) تعریف می‌شود:

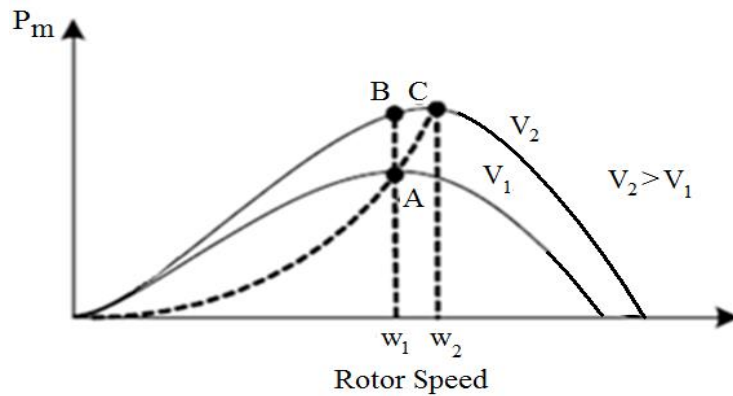
$$\lambda_i = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (4-2)$$

مشخصه‌ی C_p بر حسب λ برای مقادیر مختلف زاویه‌ی پره، β ، در شکل (۱۰-۲) نشان داده شده است. مقدار حداکثر ($C_{p-max} = 0.48$) در $\beta = 0$ و برای λ برابر ۸.۱ به دست می‌آید به ازای این مقدار λ ، توربین در نقطه‌ی بهینه کار می‌کند و بیش‌ترین توان از توربین استخراج می‌شود.



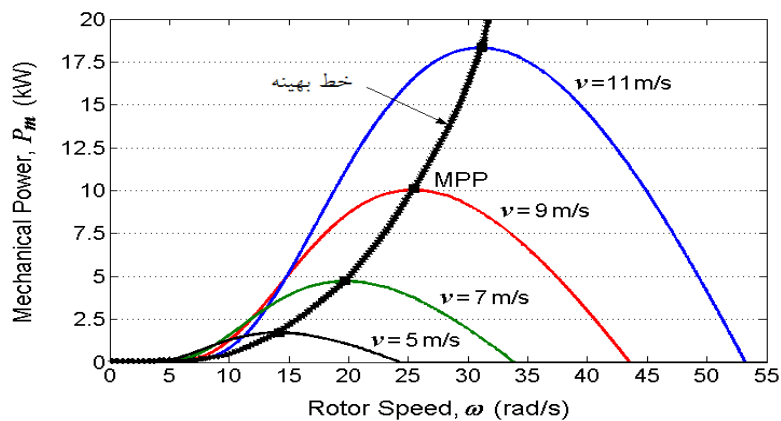
شکل ۱۰-۲: نمودارهای ضریب عملکرد-سرعت نوک پره به ازای β مختلف [31]

شکل (۱۱-۲) که منحنی نوعی توربین بادی را نشان می‌دهد بیانگر تغییر توان خروجی توربین بادی با تغییر سرعت باد است. حداکثر راندمان روتور C_p در یک نسبت خاص سرعت نوک پره به سرعت باد به دست می‌آید که از مشخصات طراحی آیرودینامیکی توربین بادی است. در شکل (۱۶-۲) توان خروجی توربین بادی بر حسب سرعت روتور برای دو سرعت باد متفاوت نشان داده شده و دیده می‌شود که اگر سرعت باد V_1 باشد توان ماکزیمم هنگامی استحصال می‌شود که سرعت روتور ω_1 باشد (نقطه کار A). اگر سرعت باد از V_1 به V_2 تغییر کرده و سرعت روتور در مقدار ω_1 ثابت بماند، نقطه کار سیستم به B تغییر می‌کند که توربین را از شرایط توان خروجی ماکزیمم دور می‌نماید. در نتیجه برای قراردادن مجدد نقطه کار در نقطه ماکزیمم توان، که در این شرایط نقطه C است باید سرعت روتور به مقدار ω_2 افزایش یابد.



شکل ۲-۱۱: توان خروجی بر حسب سرعت روتور برای دو سرعت باد متفاوت $V_2 > V_1$ ، [31]

باتوجه به توضیحات بیان شده، برای اینکه یک توربین در نقطه‌ی بهینه‌ی توان کار کند، بایستی مدارهای کنترل سیستم طوری عمل کنند که در هر سرعت بادی، سرعت توربین که در آن بازده توربین بیشینه است، به دست آید. این مطلب در شکل (۲-۱۲) که منحنی توان مکانیکی خروجی توربین نسبت به سرعت چرخش پره‌های توربین برای یک توربین با محور عمودی و شامل سه پره در سرعت‌های مختلف باد با فرض زاویه پره‌ی صفر، است، به خوبی نشان داده شده است.



شکل ۲-۱۲: منحنی متداول توان مکانیکی خروجی توربین نسبت به سرعت ژنراتور ω در سرعت‌های مختلف باد با فرض $\beta=0$ ، [31]

۲-۵- جمع‌بندی فصل

در این فصل در مورد ساختار مختلف تولید توان بادی مطالبی بیان شد، اجزای مختلف سیستم تبدیل انرژی بادی همراه با مقایسه‌ی کلی و مزایا و معایب بخش‌های مختلف سیستم و همچنین روابط حاکم بر این سیستم ارائه گردید.

فصل سوم

ماشین سنکرون آهنربای دائم PMSM

۳-۱- مقدمه

در این فصل ابتدا توضیح مختصری درباره‌ی اصول و کارکرد ماشین‌های سنکرون آهن‌ربای دائم^۱ و بیان انواع آن‌ها خواهیم داشت و سپس به بررسی نحوه مدل‌سازی ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم در قاب مختصات گردان و ساکن می‌پردازیم.

۳-۲- ماشین‌های سنکرون آهن‌ربای دائم

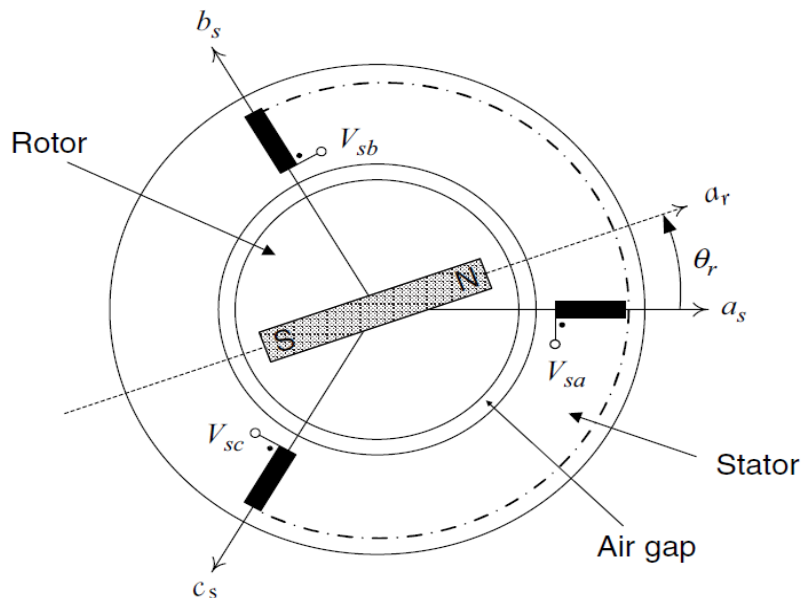
سیم‌پیچی استاتور یک ماشین سه فاز AC می‌تواند به منبع ۳ فاز جریانی یا ولتاژی متصل باشد که اگر رتور اتصال کوتاه شده باشد، مبین یک ماشین القایی است، اگر رتور به یک منبع ۳ فاز سینوسی ولتاژی یا جریانی متصل شده باشد، ماشین القایی با تغذیه‌ی دوگانه^۲ (DFIG) و اگر رتور از یک آهن‌ربای دائم تشکیل شده باشد، مشخصه‌ی ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم است.

ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم یک ماشین سه‌فاز AC است که به‌طور معمول استاتور این ماشین‌ها دارای سیم‌پیچی سه‌فاز مشابه ماشین‌های القایی می‌باشند که به‌صورت ستاره متصل شده و ۱۲۰ درجه‌ی الکتریکی با هم اختلاف فاز دارند گرچه رتور متفاوت است. در رتور این ماشین‌ها به‌جای سیم‌پیچی تحریک از قطب‌های آهن‌ربای دائم استفاده می‌شود. در واقع مشخصه‌ی یک ماشین PM، یک قطعه آهن‌ربای دائم که در رتور جای گرفته و عملکرد آن با جریان‌های استاتور سینوسی می‌باشد. سیم‌پیچی آرمیچر این ماشین‌ها از نوع سیم‌پیچی توزیع شده و مشابه ماشین‌های سنکرون و القایی معمول است. اتصال استاتور به منبع سینوسی بدین معناست که همه‌ی فازها در تمام لحظات جریان دار می‌شوند هم‌چنین اگر ولتاژ القاشده در سیم‌پیچی استاتور از شار آهن‌ربا سینوسی باشد، یک توان ثابت و بنابراین یک گشتاور ثابت به‌دست می‌آید. جهت کنترل سینوسی و سنکرون جریان‌ها با رتور، دانستن موقعیت زاویه‌ای رتور به‌صورت لحظه‌ای ضروری می‌باشد. این موقعیت زاویه‌ای، زاویه‌ی رتور نامیده می‌شود [24].

همان‌طور که پیش‌تر بیان شد، در این نوع ماشین‌ها از آهن‌رباهای دائم به جای سیم‌پیچی میدان به‌منظور تولید شار فعال در فاصله هوایی برای القای ولتاژ ضد محرکه (back emf) در سیم‌پیچ‌های آرمیچر استفاده می‌شود. وجود آهن‌رباهای دائم بدون نیاز به منبع انرژی الکتریکی برای تولید شار فعال فاصله هوایی و هم‌چنین به‌دلیل حذف جاروبک‌ها، حلقه‌های انتهایی و تلفات مسی رتور سبب افزایش بازده و کاهش هزینه‌های تعمیر و نگهداری این ماشین‌ها در مقایسه با ماشین‌های سنکرون

1- Permanent Magnet Synchronous Machines
2 -Doubly fed Induction Machine

دارای سیم‌پیچی میدان^۱ شده است. شکل (۳-۱) نمایی از یک ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۱: برش عرضی از یک ماشین PM [24]

در ماشین‌های سنکرون آهن‌ربای دائم غالباً یک سیم‌پیچ قفسه‌ای بر روی روتور قطب برجسته برای راه‌اندازی و میرا کردن نوسانات حالت‌های زیرگذرا، قرار داده می‌شود. پیشرفت‌های اخیر در مواد مغناطیسی کمیاب خاکی و الکترونیک قدرت، افق جدیدی را در طراحی، ساختار و کاربرد ماشین‌های سنکرون با آهن‌ربای دائمی گشوده است به طوری که ماشین‌های آهن‌ربای دائم تغذیه شده با اینورترهای استاتیکی کاربرد وسیعی پیدا کرده‌اند. حذف تحریک DC ساختار ساده‌تر، کاهش وزن و اندازه‌ی ماشین را فراهم می‌کند که این‌ها از دلایل محبوبیت این ماشین‌ها در سال‌های اخیر بوده است و از دیگر مزایای آن‌ها می‌توان به ریپل گشتاور کم، عملکرد خوب در سرعت کم، تلفات کم‌تر به‌علت هارمونیک‌های کم و وجود امکانات تولید کافی اشاره کرد. از سوی دیگر چون تلفات عمده‌ی ماشین در استاتور متمرکز می‌شود، خنک‌کردن ماشین ساده‌تر خواهد بود. همچنین تلفات کم‌تر منجر به کوچک شدن ابعاد ماشین می‌شود.

بزرگ‌ترین مشکلات این ماشین‌ها نیاز به یک سنسور پیچیده است که بر روی شفت نصب می‌شود و همچنین ساختار پیچیده آن‌هاست. از طرفی تامین انرژی مغناطیسی لازم به وسیله‌ی یک آهن‌ربا صورت می‌گیرد که به دلیل گران بودن مواد آهن‌ربا یک چالش محسوب می‌شود و مهم‌ترین مسئله‌ی

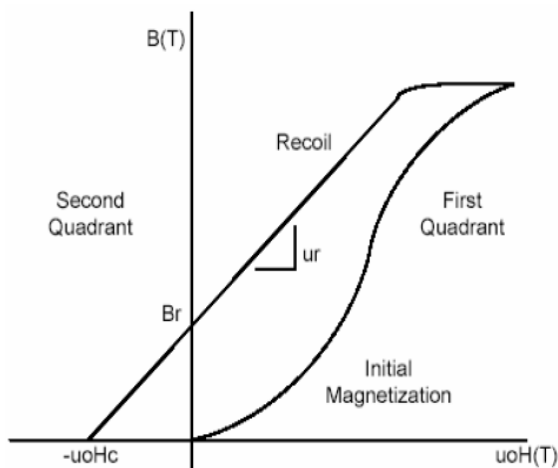
1 - Wound-rotor synchronous Machines

که در مورد این ماشین‌ها نیاز به توجه دارد، ریسک مغناطیس‌زدایی آهن‌ربا به‌علت افزایش دماست. آهن‌ربا می‌تواند به‌صورت جزئی یا کلی مغناطیس‌زدایی شود. در مغناطیس‌زدایی جزئی، ویژگی‌های آهن‌ربا ضعیف می‌شوند. در مغناطیس‌زدایی کلی، ویژگی‌های آهن‌ربا به‌طور کامل از بین رفته و دوباره به مغناطیسی شدن نیاز دارد که این یک وظیفه‌ی ناخوشایند و در بعضی موارد به‌کلی غیر ممکن است و به روتور دیگری نیاز داریم.

۳-۳- مواد آهن‌ربای دائم

امروزه انواع مختلفی از مواد مغناطیس دائم که مهم‌ترین آن‌ها عبارتند از: آلنیکو، فریت (سرامیک)، ساماریوم-کبالت و نئودیمیوم-آهن-بور (NdFeB) در صنعت ساخت ماشین‌های الکتریکی آهن‌ربای دائم استفاده می‌شوند. از انواع یاد شده، فریت‌ها به لحاظ ارزان بودن بسیار رایج هستند. مواد NdFeB در کاربردها با عملکرد بالا مرسوم می‌باشند، زیرا این مواد نسبت به ساماریوم-کبالت ارزان‌تر می‌باشند. هر نوع از این مگنت‌ها، خواص مغناطیسی متفاوتی داشته که منجر به ایجاد محدودیت‌ها و سطوح مختلف عملکردی در موتورهای PMSM¹ می‌شود [20].

مواد آهن‌ربای دائم، موادی هستند که دارای حلقه هیستریزس پهن می‌باشند. حلقه هیستریزس نمایش داده شده در شکل (۲-۳)، با اعمال یک میدان مغناطیسی بسیار قوی و سپس قطع آن بر یک ماده خام مناسب به‌وجود می‌آید. این عملیات سبب می‌گردد که مطابق منحنی، خاصیت مغناطیسی در ماده القا گردد (Relax) و یا اینکه ماده به حالت نخستین باز گردد (Recoil).



شکل ۲-۳: حلقه B-H ماده آهن‌ربای دائم [24]

۳-۴- ساختمان ماشین‌های PMSM

ماشین‌های PMSM یک نوع خاص از ماشین‌های سنکرون می‌باشند. این مطلب به آن معناست که میدان مغناطیسی ایجاد شده توسط استاتور و میدان مغناطیسی ایجاد شده توسط روتور با فرکانسی واحد دوران می‌کنند. ماشین‌های PMSM فاقد پارامتری به نام لغزش، مشابه آنچه در ماشین‌های القایی مشاهده می‌شود هستند. ماشین‌های PMSM در ساختارهای چند فاز و همچنین با تعداد فازهای بیشتر وجود دارند. متناظر با هر یک از انواع مذکور، استاتور نیز به همان تعداد دارای سیم‌پیچ است. اما نوعی که فراگیر بوده و بیشتر مورد استفاده قرار می‌گیرد، نوع سه‌فاز می‌باشد. در ادامه به شرح اجزای اساسی تشکیل‌دهنده یک ماشین PMSM پرداخته می‌شود.

۳-۴-۱- استاتور

استاتور ماشین PMSM شامل ورقه‌های فولادی دسته‌بندی شده‌ای است که به‌همراه سیم‌پیچ‌ها در شیارهایی جاسازی شده‌اند که دو سر آن‌ها در راستای محیط داخلی ماشین قرار دارند. استاتور ماشین PMSM شبیه به استاتور ماشین القایی می‌باشد. اما الگوی سیم‌بندی متفاوتی دارد. اغلب ماشین‌های PMSM دارای سه سیم‌پیچ استاتور می‌باشند که به‌صورت ستاره به‌هم متصل می‌باشند. هر سیم‌پیچ متشکل از تعداد زیادی حلقه بوده که به‌طور متوالی و با آرایش خاص به‌هم متصل هستند. هر سیم‌پیچ در داخل استاتور به‌نحوی توزیع شده است تا تشکیل یک قطب را بدهد. دو نوع آرایش سیم‌بندی برای استاتور وجود دارد که در نتیجه آن ماشین‌های PMSM ذوزنقه‌ای و ماشین‌های PMSM سینوسی مطرح می‌شوند. این تفاوت از نحوه اتصال کوئل‌های استاتور ظاهر می‌گردد که در نتیجه دو نوع مختلف ولتاژ ضد محرکه الکترومغناطیسی (back emf) مطرح می‌شوند.

۳-۴-۲- روتور

روتور یک ماشین PMSM از مواد مغناطیسی ساخته می‌شود و تعداد زوج قطب‌ها از یک تا هشت عدد تغییر می‌نماید. بر حسب چگالی میدان مغناطیسی مورد نیاز در روتور، مواد مغناطیسی مناسب برای ساخت روتور استفاده می‌گردد. مگنت‌های فریت معمولاً برای ساخت مغناطیس دائم به کار می‌روند. فریت‌ها ارزان‌قیمت هستند ولی چگالی شار پایینی دارند. آلیاژهای مواد مغناطیس دائم کمیاب مانند نئودیم (Nd)، ساماریوم-کبالت (SmCo) موادی با چگالی بالا بوده که گران‌قیمت می‌باشند. ماشین سنکرون آهن‌ربای دائم، می‌تواند به توپولوژی‌های متفاوتی بر اساس آرایش آهن‌ربای دائم در

رتور تقسیم شود که به شرح آهنربای نصب شده در سطح^۱، آهنربای الحاقی^۲ و آهنربای دفن^۳ شده می باشد. گرچه باید ذکر شود که طراحی های مختلف رتور به مثال های زیر محدود نمی شود، به طور مثال برای آهنربای الحاقی طراحی های مختلفی قابل اجراست.

۳-۵- روابط ماشین PMSM

یک ماشین سه فاز را می توان با یک سری از روابط به صورت وابسته با زمان بیان کرد. با انتقال پارامترهای ماشین، از پیچیدگی محاسبات ماشین کاسته می شود. معمول ترین این روش ها برای انجام این کار تبدیل های پارک^۴ و کلارک^۵ می باشند. بنابر تعاریف، تبدیل پارامترها جزء سومی را برای ما ایجاد می کند که صفر یا توالی صفر نامیده می شود. اما از آن جایی که موتور به طور نرمال دارای بار متعادل است، می توان از توالی صفر چشم پوشی نمود. دو روش انتقال ارائه شده تبدیل های پارک و کلارک اصلی نمی باشند و دارای اصلاحات جزئی هستند. با استفاده از این اصلاحات، امکان محاسبه صحیح توان و مقادیر گشتاور از پارامترهای ماشین انتقال یافته، بدون نیاز به تبدیل مجدد به مقادیر سه فاز، وجود دارد.

• انتقال کلارک

انتقال کلارک یک سیستم سه فاز را به سیستم دوفاز با محورهای متعامد در یک قاب مرجع ساکن مشابه تبدیل می کند. متغیرهای جدید دوفاز، α و β نامیده می شوند. سیستم اصلی و سیستم انتقال- یافته را می توان در شکل (۳-۳) مشاهده نمود. پارامترهای ABC به $\alpha\beta 0$ با استفاده از رابطه (۳-۱) تبدیل شده اند و با رابطه (۳-۲) به صورت معکوس تبدیل خواهند شد.

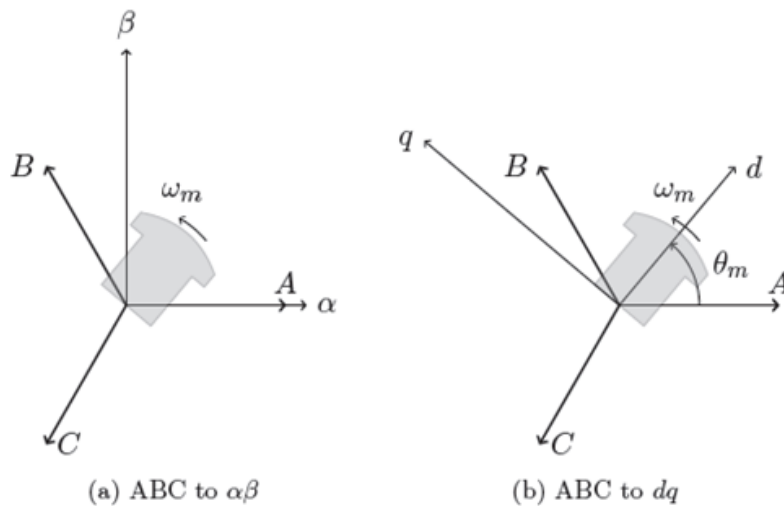
$$f_{\alpha\beta 0} = T f_{ABC} \quad (1-3)$$

$$f_{ABC} = T^{-1} f_{\alpha\beta 0} \quad (2-3)$$

که f می تواند هر یک از پارامترهای استاتور ماشین باشد و ماتریس انتقال T به صورت زیر بیان می شود:

1 -Surface mounted PM
 2 -Inset-magnet rotor
 3 -buried-magnet rotor
 4-Park's Transformation
 5 -Clarke's Transformation

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3-3)$$



شکل ۳-۳: شمایی از سیستم اصلی و سیستم انتقال یافته در دستگاه‌های ساکن (a) و چرخان (b)، [20].

• انتقال پارک

انتقال پارک یک سیستم سه‌فاز را از قاب مرجع ساکن ABC به سیستم دو فاز با محورهای متعامد در یک قاب مرجع دیگر تبدیل می‌کند. متغیرهای فازی جدید d و q نامیده می‌شوند و به عنوان محورهای مستقیم و متعامد ماشین شناخته می‌شوند. سیستم اصلی و انتقال یافته را نیز می‌توان در شکل (۳-۳) مشاهده نمود. پارامترهای ABC به پارامترهای dq0 با رابطه‌ی (۴-۳) منتقل می‌شوند و با رابطه‌ی (۵-۳) به صورت معکوس انتقال می‌یابند.

$$f_{dq0} = T(\theta) f_{ABC} \quad (4-3)$$

$$f_{ABC} = T(\theta)^{-1} f_{dq0} \quad (5-3)$$

که f می‌تواند هر یک از پارامترهای استاتور موتور باشد و ماتریس انتقال T به صورت زیر بیان می‌شود:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_m) & \sin(\theta_m - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (6-3)$$

با استفاده از انتقال پارک، پارامترهای استاتور از قبیل ولتاژها، جریان‌ها، شار نشتی با سیم‌پیچی استاتور فرضی که با رتور می‌چرخد، مرتبطند. بنابراین پارامترهای متغیر با زمان بین استاتور و رتور حذف شده‌اند و همه‌ی متغیرها در محورهای d و q مجزا یا متعامد مشابه بیان می‌شوند.

۳-۵-۱- روابط ماشین در دستگاه مرجع سه فاز abc

معادلات ماشین PMSM در سیستم سه‌فاز abc به صورت زیر نشان داده می‌شود:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} \quad (7-3)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta_e \\ \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (8-3)$$

در روابط بالا:

v_a, v_b, v_c به ترتیب ولتاژهای فازهای a, b, c

i_a, i_b, i_c به ترتیب جریان‌های فازهای a, b, c

R_s : مقاومت استاتور

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} به ترتیب اندوکتانس‌های خودی سیم‌پیچ‌های a, b, c

$L_{ab}, L_{ac}, L_{bc}, L_{ba}, L_{ca}, L_{cb}$ به ترتیب اندوکتانس‌های متقابل سیم‌پیچ‌ها

λ_m : حداکثر شار در برگیرنده ناشی از قطب آهنربای دائم

θ_e : موقعیت رتور

می‌باشند. از آنجایی که اندوکتانس‌های ماشین به موقعیت رتور و زمان وابسته‌اند، حل معادلات فوق مشکل و زمان‌بر می‌باشد. بنابراین جهت داشتن اندوکتانس‌های ثابت که مستقل از موقعیت رتور باشد و در نتیجه ساده شدن روابط ماشین از تبدیل دستگاه‌های مختصات (تبدیل پارک) استفاده می‌شود.

۳-۵-۲- روابط ماشین در قاب مرجع چرخان (dq0)

همان طور که بیان شد برای تبدیل متغیرها از دستگاه سه فاز به دستگاه دو محوری از تبدیل پارک استفاده می‌شود. ولتاژهای فاز یک ماشین آهن‌ربای دائم سه‌فاز را در دستگاه abc می‌توان به صورت رابطه‌ی (۳-۹) بیان نمود.

$$v_{abc} = R i_{abc} + \frac{d\lambda_{abc}}{dt} \quad (۳-۹)$$

که در آن λ_{abc} مولفه شار پیوندی مربوط به هر فاز از سیم‌پیچی آرمیچر می‌باشد. با استفاده از تبدیل پارک داریم:

$$[V_{qdo}] = [k_p][V_{abc}] \quad (۳-۱۰)$$

که با استفاده از این تبدیل اگر بخواهیم روابط حاکم بر ماشین را در دستگاه دو محوری چرخان که با سرعت زاویه ای ω_e می‌چرخد، بنویسیم و با در نظر گرفتن محل قرارگیری محور d در راستای شار آهن‌ربای دائم، خواهیم داشت:

$$v_q = R_S i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + \omega \lambda_d \quad (۳-۱۱)$$

$$v_d = R_S i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega \lambda_q$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (۳-۱۲)$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_m$$

در روابط بالا v_d, v_q به ترتیب مولفه‌های d و q ولتاژ استاتور، i_d, i_q مولفه‌های d و q جریان استاتور و L_d, L_q مولفه‌های d و q اندوکتانس استاتور هستند. هم‌چنین توان ورودی به ماشین در سیستم سه‌فاز با رابطه زیر بیان می‌شود.

$$P_{in} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (۳-۱۳)$$

و توان ورودی در سیستم دو فاز چرخان به صورت رابطه زیر تعریف می‌گردد.

$$P_{in} = \frac{3}{2}(v_q i_q + v_d i_d) \quad (۳-۱۴)$$

با فرض حالت ماندگار، برای توان ورودی داریم :

$$P_{in} = \frac{3}{2} R_S (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} \omega_e i_q [\lambda_m + (L_d - L_q) i_d] \quad (۳-۱۵)$$

مولفه اول بیانگر تلفات مسی است. یعنی:

$$P_{cu} = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) = \frac{3}{2} R_s |I_a|^2 \quad (16-3)$$

و مولفه دوم بیانگر توان خروجی می باشد:

$$P_{in} = \frac{3}{2} \omega_e i_q [\lambda_m + (L_d - L_q) i_d] \quad (17-3)$$

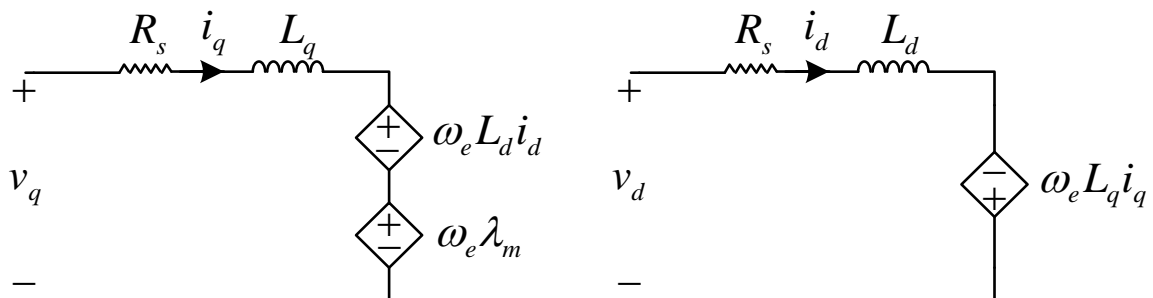
باتوجه به تعریف گشتاور و سرعت زاویه‌ای مکانیکی رابطه (۱۸-۳) بیانگر گشتاور الکترومغناطیسی می باشد.

$$T_e = \frac{P_{out}}{\omega_m} \quad (18-3)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{p/2}$$

$$T_e = \frac{3}{4} p i_q [\lambda_m + (L_d - L_q) i_d]$$

در حالی که p تعداد قطب‌های ماشین و ω_m سرعت زاویه‌ای مکانیکی را نشان می دهد. رابطه (۳-۳) (۱۸) را می توان به دو مولفه گشتاور، یکی گشتاور مغناطیسی (ایجاد شده توسط قطب) و دیگری گشتاور رلوکتانسی تجزیه کرد. در موتورهای آهن ربای الحاقی یا دفن شده به دلیل وجود همین گشتاور رلوکتانسی، گشتاور الکترومغناطیسی بیش تری نسبت به موتور آهن ربای سطحی تولید می شود. با استفاده از روابط (۳-۱۱) مدار معادل محورهای q و d ماشین مغناطیس دائم سنکرون به صورت شکل (۳-۴) حاصل می شود. باتوجه به روابط (۳-۱۱) مشاهده می شود که ولتاژهای محور d و q به هر دو جریان i_d و i_q وابستگی دارند.



شکل ۳-۴: مدار معادل محورهای q - d ماشین سنکرون آهن ربای دائم [20]

۳-۵-۳- روابط ماشین در قاب مرجع ساکن

برای تبدیل متغیرها از دستگاه سه‌فاز به دستگاه دوفاز ساکن $\alpha\beta$ ، از تبدیل کلارک استفاده می‌شود. با استفاده از این تبدیل ولتاژهای ماشین آهنربای دائم را در دستگاه $\alpha\beta$ می‌توان به صورت رابطه‌ی (۱۹-۳) بیان می‌شود.

$$v_\alpha = R_s i_\alpha + \frac{d\lambda_\beta}{dt} \quad (19-3)$$

$$v_\beta = R_s i_\beta + \frac{d\lambda_\alpha}{dt}$$

هم‌چنین می‌توان گشتاور الکترومغناطیسی ماشین را مطابق رابطه (۲۰-۳) در قاب مرجع ساکن $\alpha\beta$ به صورت رابطه‌ی زیر بیان نوشت:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\lambda_\alpha i_\beta - \lambda_\beta i_\alpha] \quad (20-3)$$

۳-۶- جمع‌بندی فصل

در ابتدای این فصل اصول کارکرد یک ماشین آهنربای دائم، اجزای تشکیل‌دهنده‌ی آن و مواد مورد استفاده در رتور این ماشین‌ها به‌عنوان آهنربای دائم پرداختیم و در ادامه مروری بر توپولوژی‌های مختلف این ماشین‌ها بر اساس نوع رتور و قرارگیری مگنت که باعث می‌شود این ماشین‌ها در گروه‌های مختلفی طبقه‌بندی شوند به‌همراه مزایا و معایب هر کدام، انجام شد. هم‌چنین روابط ماشین سنکرون آهنربای دائم در قاب مرجع چرخان و ساکن با استفاده از تبدیل‌های پارک و کلارک بیان گردید.

فصل چهارم

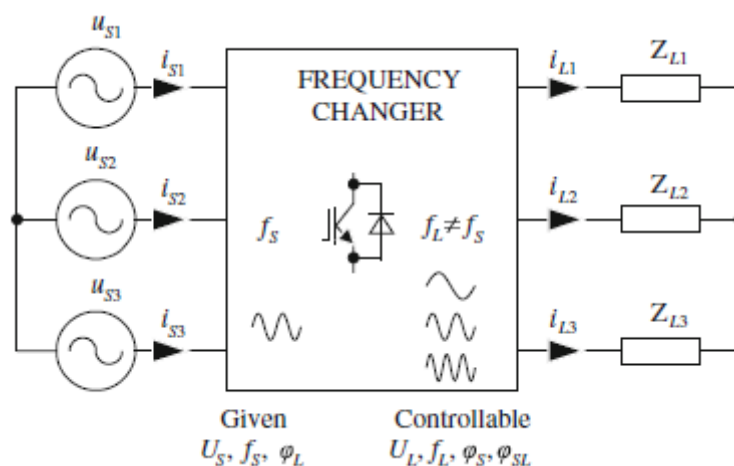
ساختار مبدل‌های پشت‌به‌پشت

(Back to Back)

شمار زیادی از کاربردهای صنعتی، از حوزه‌های توان پایین گرفته تا توان‌های بالا، خواهان سیگنال AC با دامنه و فرکانس قابل تنظیم می‌باشند. تغییر در سیگنال‌های AC از طریق تبدیل توان AC-AC از یک شبکه‌ی دارای سیگنال AC با دامنه و فرکانس ثابت، توسط یک مبدل AC-AC صورت می‌گیرد. مبدل‌های قدرت دامنه و فرکانس یک سیگنال AC را با توجه به نیاز سیستم تغییر می‌دهد.

۴-۲- مبدل‌های AC-AC

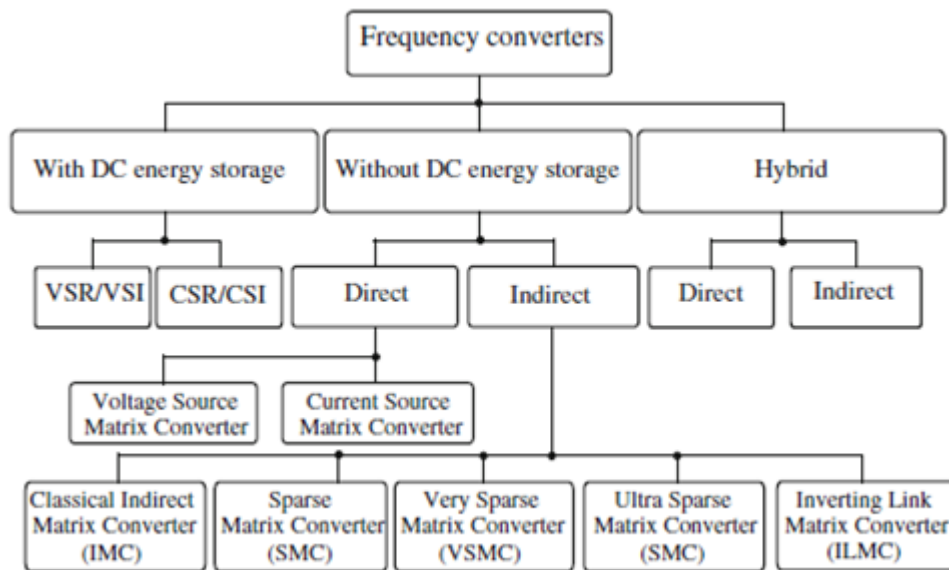
با استفاده از مبدل‌های فرکانسی، می‌توان توان الکتریکی ac را از یک فرکانس به توان الکتریکی ac به فرکانس دیگری تبدیل کرد. همچنین، این نوع از مبدل‌ها، قابلیت کنترل دامنه‌ی ولتاژ، زاویه‌ی جابجایی بار مرتبط با منبع ولتاژ، زاویه‌ی جابجایی بین جریان و ولتاژ منبع (ضریب توان ورودی) و قابلیت کنترل دو جهته‌ی شارش توان (یا تنها یک جهته) را دارا می‌باشند. شکل (۴-۱) دیاگرام کلی یک مبدل فرکانسی AC-AC, PWM و نمایش عملکرد این مبدل‌ها را نشان می‌دهد (نیاک^۱، ۲۰۱۳).



شکل ۴-۱: دیاگرام کلی یک مبدل فرکانسی PWM، AC-AC و عملکرد آن [23]

ترمینال ورودی مبدل فرکانسی، به منابع ولتاژ سینوسی AC با دامنه‌ی ثابت U_s و فرکانس ثابت f_s متصل است. این ولتاژهای اعمال شده به شکل موج‌های ولتاژ خروجی با دامنه‌ی تنظیم شده‌ی U_L ، فرکانس f_L و زاویه‌ی جابجایی ولتاژهای بار متناسب با منبع ولتاژ L_s تبدیل شده‌اند و این ولتاژهای خروجی به بار اعمال می‌شوند. دامنه‌های جریان بار I_L و زاویه‌ی فاز ϕ_L با مشخصه‌ی امپدانس بارها مشخص می‌شود. در طول کنترل شارش توان دو جهته در جهت ترمینال‌های خروجی به ترمینال‌های ورودی، مبدل فرکانسی، شکل موج‌های جریان بار را از فرکانس f_L به شکل موج جریان با فرکانس f_s تبدیل می‌کند.

توپولوژی مبدل‌های فرکانسی AC-AC می‌تواند بر مبنای نوع تبدیل AC به AC به‌طور وسیع در سه گروه جای گیرد. شکل (۲-۴) چارت طبقه‌بندی مبدل‌های فرکانسی را نشان می‌دهد. طبقه‌بندی مبدل‌های AC-AC در مقالات فنی متفاوت است و این بدین جهت است که این مبدل‌ها همواره در حال توسعه می‌باشند. این طبقه‌بندی به شرح، ساختار غیرمستقیم با عناصر ذخیره‌ساز انرژی DC، ساختار مستقیم و بدون عناصر ذخیره‌ساز انرژی DC و ساختار دوگانه با اجزای کوچک ذخیره‌ساز انرژی می‌باشد. گروه اول شامل مورد استفاده‌ترین و محبوب‌ترین در کاربردهای صنعتی و خانگی یعنی مبدل‌های فرکانسی با اینورتر منبع ولتاژ^۱ (VSI) یا اینورتر منبع جریان^۲ (CSI) هستند. گروه دوم توپولوژی‌های جایگزین برای مبدل‌های فرکانسی مستقیم را در برمی‌گیرد. این توپولوژی‌ها هیچ المان ذخیره‌ساز DC ندارند و از آرایه‌ای از سوئیچ‌های قدرت استاتیکی که بین ترمینال‌های منبع و بار قرار گرفته‌اند، تشکیل شده‌اند. برای عملکرد بهتر، مبدل‌های فرکانسی مستقیم دارای خازن‌ها یا سلف‌های کوچک می‌باشند که به‌عنوان اجزای فیلتر فرکانس بالا یا احیا کننده‌ی ذخیره‌سازی انرژی AC به‌کار می‌روند. گروه آخر ترکیبی از مبدل‌های فرکانسی مستقیم با عناصر ذخیره‌ساز انرژی در اندازه‌ی کوچک یا مدل با مبدل DC-DC افزایش‌دهنده‌ی (Boost) می‌باشند.



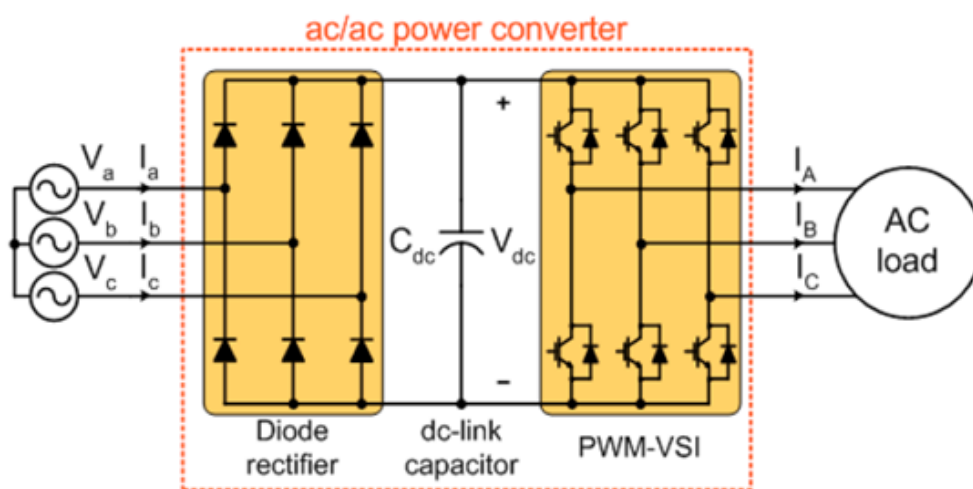
شکل ۲-۴: طبقه‌بندی مبدل‌های AC-AC سه فاز - [23]

۲-۴-۱- مبدل فرکانسی با عنصر ذخیره‌ساز انرژی DC

معمولترین مبدل قدرت AC-AC غیرمستقیم، اینورتر منبع ولتاژ با مدلاسیون پهنای پالس

1-Voltage source inverter
2- Current source inverter

(PWM) با یک یکسوساز دیودی در یک طرف و یک خازن شاخه‌ی dc است. همان‌طور که در شکل (۳-۴) نشان داده شده است [16].



شکل ۳-۴: یکسوساز دیودی بر مبنای اینورتر منبع ولتاژ (PWM-VSI), [16]

این مبدل پرکاربردترین مبدل‌های ac-ac برای حدود ۳۰ سال بوده است. این مبدل، ساختار دو مرحله‌ی تبدیل توان را به همراه عنصر ذخیره‌ساز انرژی میانی شامل می‌شود. مرحله‌ای اول مرحله‌ی یکسوسازیست که توسط یکسوسازها انجام می‌شود.

یکسوسازها جریان AC را با ولتاژ و فرکانس معین به جریان DC تبدیل می‌کند. این مبدل‌ها معمولاً از قطعات کنترل‌نشده مانند دیود استفاده می‌کنند. یک یکسوساز کنترل‌نشده دیودی یک منبع تنظیم‌نشده است که برای انتقال توان به مدار DC از منبع AC ورودی، از پل دیودی استفاده می‌کنند. یکسوساز کنترل‌نشده یک ولتاژ خروجی DC ثابت را در قبال منبع AC موجود، ارائه می‌دهد. در این یکسوسازها اگر ظرفیت سلف کوچک باشد و ظرفیت خازن بزرگ باشد، ولتاژ DC خروجی دارای کمی ریپل است. شکل (۳-۴) نمایی از این یکسوساز دیودی را متصل به اینورتر منبع ولتاژ نشان می‌دهد. در این پیکربندی، یکسوساز دیودی تنها شارش توان یک‌جهته را از منبع AC به بار فراهم می‌کند.

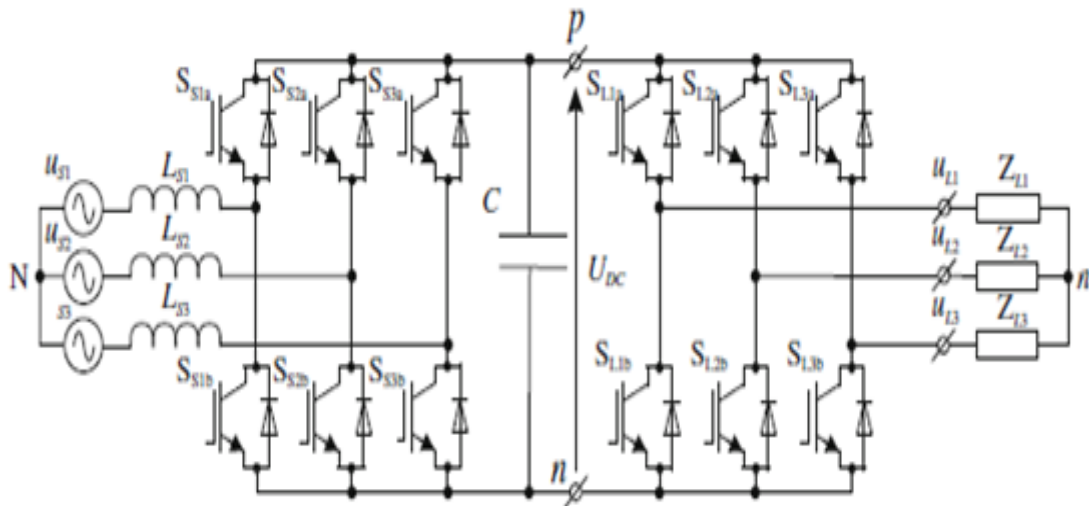
همان‌طور که بیان شد، یکسوساز دیودی سیگنال ac ثابت را در طرف شبکه به سیگنال dc کنترل‌شده تبدیل می‌کند و سپس سیگنال dc تبدیل‌شده در خازن شاخه‌ی dc ذخیره می‌شود. متعاقباً PWM-VSI سیگنال ac با فرکانس و دامنه‌ی دلخواه را با استفاده از عملکرد کلیدزنی فرکانس بالا تولید می‌کند. این پیکربندی بر مبنای تبدیل توان غیر مستقیم می‌باشد زیرا تمام تبدیل ac-ac از

طریق تبدیل توان dc میانی و از طریق شاخه‌ی dc که بین دو سیستم AC موجود است، انجام می‌شود. خازن شاخه‌ی dc، دو مرحله‌ی تبدیل توان را از هم جدا کرده و کنترل مستقل هر دو مرحله را تضمین می‌نماید. کنترل خروجی با مدل‌سازی دوره‌ی کاری اجزا در مرحله‌ی اینورتری و به‌منظور تولید جریان‌های خروجی شبه سینوسی در بار القایی و در دامنه و فرکانسی دلخواه صورت می‌گیرد. جریان‌های منبع در این مبدل دارای اعوجاج زیادی هستند و دارای مقادیر زیادی از هارمونیک‌های مرتبه پایین می‌باشند که ممکن است باعث اعوجاج ولتاژ در نقطه‌ی اتصال مشترک شوند و تداخل‌هایی را با سیستم‌های الکتریکی دیگر در شبکه ایجاد نمایند همان‌طور که بیان شد در این مبدل‌ها به دلیل این‌که جهت جریان در یک یکسوساز دیودی نمی‌تواند معکوس شود، مکانیسم‌هایی جهت کنترل شارش معکوس احتمالی باید صورت گیرد به‌طور مثال به‌هنگام شکست الکترومغناطیسی در یک موتور، به‌منظور جلوگیری از رسیدن ولتاژ باس DC به سطح مخرب. هم‌چنین از دیگر مشکلات یکسوساز دیودی بر مبنای PWM-VSI می‌توان به موارد زیر اشاره کرد [16]:

اندازه و حجم زیاد، بهره توان محدود شده، آلودگی هارمونیک در شبکه سراسری

راه‌حل غلبه بر مشکلات این مبدل‌ها استفاده از پل IGBT به‌عنوان تغذیه‌ی یکسوساز و معرفی آن

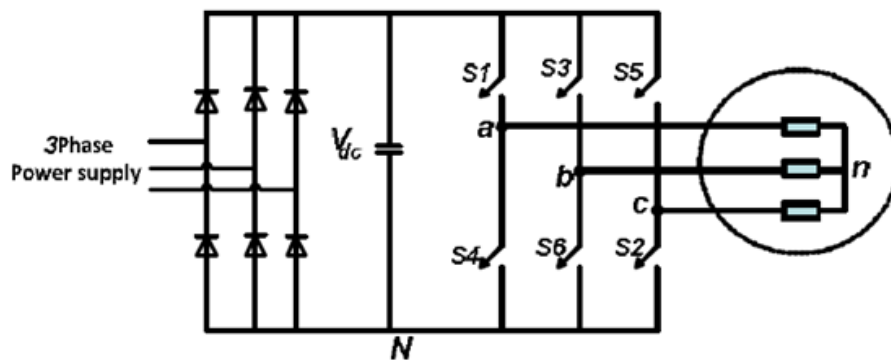
به‌عنوان مبدل پشت‌به‌پشت است که در شکل (۴-۴) ارائه شده است.



شکل ۴-۴: مبدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ (Back-to-Back VSI) [23]

مبدل‌های پشت‌به‌پشت به‌سادگی از یک یکسوساز با کموتاسیون اجباری و یک اینورتر با کموتاسیون اجباری تشکیل شده است که توسط یک شاخه‌ی dc مشترک بهم متصل شده‌اند و کنترل مستقل روی هر یک را فراهم می‌سازند. مبدل سمت خط، ممکن است جهت تولید جریان منبع سینوسی عمل کند و انرژی مهارشده می‌تواند جهت تغذیه‌ی شبکه‌ی قدرت برگردانده شود که از

ویژگی‌های این مبدل شارش توان دو جهته می‌باشد. این یک مبدل افزایش‌دهنده است. ولتاژ شاخه‌ی dc آن باید از مقدار پیک ولتاژ خطبه‌خط منبع بیشتر باشد. در مبدل پشت‌به‌پشت منبع ولتاژ، سلف در فیلتر ورودی منبع نیز موردنیاز است. شکل (۴-۵) ساختار پایه یک اینورتر منبع ولتاژ سه‌فاز را نشان می‌دهد که از 6 عدد کلید تشکیل شده است. اینورتر سه‌فاز دارای سه ساق می‌باشد که هر ساق از دو کلید تشکیل و برای تولید یکی از فازها به کار می‌رود. روش‌های گوناگونی برای کلیدزنی و در نتیجه کنترل اندازه و فرکانس ولتاژ خروجی اینورتر وجود دارد که هر یک هارمونیک‌هایی را در ولتاژ خروجی پدید می‌آورند. تکنیک کلیدزنی انتخاب شده نقش قابل توجهی در کاهش یا حذف هارمونیک‌های ولتاژ خروجی اینورتر و کاهش تلفات کلیدزنی دارد.



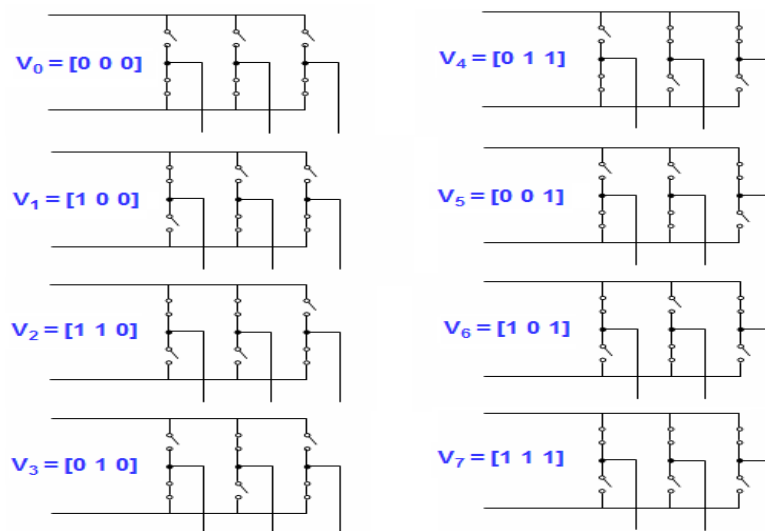
شکل ۴-۵: ساختار پایه‌ی اینورتر منبع ولتاژ (VSI)، [33]

به‌طور کلی اجزای ذخیره‌ساز انرژی در مبدل‌های فرکانسی غیر مستقیم اجزای بزرگ و حجیمی هستند. در استفاده از اینورتر منبع ولتاژ، خازن‌های شاخه‌ی dc در مقایسه با اندازه‌ی قطعات نیمه-هادی در یکسوساز و اینورتر نسبتاً بزرگ می‌باشند. خازن‌های الکترولیتی به‌طور مثال ۳۰ تا ۵۰٪ از حجم کلی مبدل را برای سطح توان‌هایی از چندین kW اشغال می‌کنند و علاوه بر این، آن‌ها اجزایی با طول عمر محدود می‌باشند. باید ذکر شود که خازن‌های الکترولیتی از هر المان اکتیو یا پسیو دیگری که در مبدل‌های الکترونیک قدرت استفاده می‌شوند، طول عمر محدودتری دارند. به‌علاوه حضور خازن به‌طور قابل توجهی مبدل قدرت را نسبت به کاربردهایی در دمای بالاتر از 300°C محدود می‌کند زیرا این‌گونه از خازن‌ها به دما حساس می‌باشند. از طرفی خازن باعث افزایش هزینه‌ی تعمیر و نگهداری سیستم تبدیل توان می‌شود و دیگر اینکه خازن‌های توان بالای معمول را نمی‌توان در برخی از کاربردهای خاص از قبیل هوانوردی، هواپیما و سیستم‌های فضایی یا زیردریایی به کار برد. اگرچه با این همه، هنوز مبدل‌های فرکانسی با اینورتر منبع ولتاژ (یک مرحله یکسوساز دیودی و پشت‌به‌پشت مرحله‌ی اینورتری) شناخته شده‌ترین و پر کاربردترین مبدل‌ها در عرصه‌ی اقتصادی می‌-

باشند [16].

اینورتر منبع ولتاژ کلاسیک یک ولتاژ خروجی با فرکانس کم با دامنه و فرکانس قابل کنترل را با برنامه‌نویسی پالس‌های فرکانس و ولتاژ بالا تولید می‌کند. در میان روش‌های برنامه‌نویسی پالسی متفاوت، روش‌های مدلاسیون پهنای پالس بر مبنای موج حامل (PWM) روش‌های برتری در بیشتر کاربردها می‌باشند. دو تکنیک پیاده‌سازی اساسی که در کنترل ولتاژ وجود دارند به شرح: تکنیک موج مثلثی متقاطع است که شکل موج مدلاسیون مرجع با یک موج حامل مثلثی مقایسه شده و نقطه‌ی تقاطع به‌عنوان لحظه‌ی کلیدزنی تعریف می‌شود. دومین تکنیک بر مبنای مدلاسیون بردار فضایی (SVM) است. در این روش بازه‌ی زمانی بین مراحل اینورتر برای هر سیکل حامل با استفاده از تئوری بردار فضایی از پیش تعیین شده‌است.

در یک مرحله‌ی اینورتر منبع ولتاژ کلاسیک در مبدل‌های فرکانسی مطابق شکل (۴-۶)، ۸ ترکیب کلیدزنی ممکن وجود دارد که این ۸ ترکیب به‌ترتیب روشن و خاموش شدن سوئیچ‌ها و بردارهای ولتاژ بار متناظر، برای اینورتر منبع ولتاژ (VSI) در جدول (۴-۱) لیست شده‌است. دو تا از این مراحل اتصال کوتاه ترمینال‌های خروجی می‌باشند در حالی که ۶ حالت دیگر ولتاژهای اکتیو در اینورتر منبع ولتاژ تولید می‌نمایند (شکل ۴-۶). در یک اینورتر منبع جریان سه فاز ۶ ترکیب کلیدزنی ممکن وجود دارد و ۳ ترکیب جریان خروجی صفر ایجاد می‌کنند (شکل ۴-۶). ترکیب‌های مختلف سوئیچ‌ها و بردارهای جریان تولیدی برای اینورتر منبع جریان (CSI) به‌ترتیب در جدول (۴-۲) بیان شده‌است.



شکل ۴-۶: هشت حالت سوئیچینگ سوئیچ‌های مبدل [16]

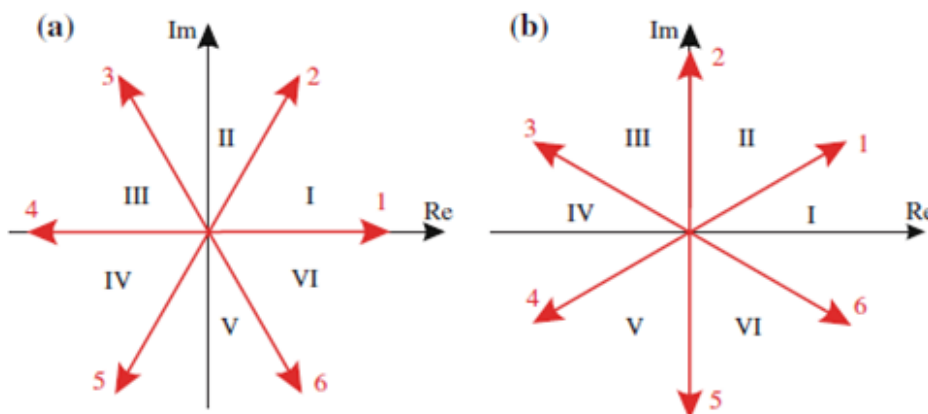
جدول ۴-۱: ترکیب مختلف سوئیچ ها و ولتاژ های بار در VSI، [16]

No.	S_{L1a}	S_{L2a}	S_{L3a}	S_{L1b}	S_{L2b}	S_{L3b}	u_{L1n}	u_{L2n}	u_{L3n}
1	1	1	0	0	0	1	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$
2	1	0	0	0	1	1	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
3	0	1	0	1	0	1	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
4	0	1	1	1	0	0	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
5	0	0	1	1	1	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$
6	1	0	1	0	1	0	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
7	1	1	1	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	1	1	1	0	0	0

جدول ۴-۲: ترکیب مختلف سوئیچ ها و جریان های بار در CSI، [16]

No.	S_{L1a}	S_{L2a}	S_{L3a}	S_{L1b}	S_{L2b}	S_{L3b}	i_{L1}	i_{L2}	i_{L3}
1	1	0	0	0	0	1	I_{DC}	0	$-I_{DC}$
2	0	1	0	0	0	1	0	I_{DC}	$-I_{DC}$
3	0	1	0	1	0	0	$-I_{DC}$	I_{DC}	0
4	0	0	1	1	0	0	$-I_{DC}$	0	I_{DC}
5	0	0	1	0	1	0	0	$-I_{DC}$	I_{DC}
6	1	0	0	0	1	0	I_{DC}	$-I_{DC}$	0
7	1	0	0	1	0	0	0	0	0
8	0	1	0	0	1	0	0	0	0
9	0	0	1	0	0	1	0	0	0

هر ترکیب اکتیو سوئیچ، در اینورتر منبع ولتاژ و اینورتر منبع جریان متناظر با یک بردار فضایی اکتیو است در حالی که ترکیب صفر متناظر با بردار فضایی صفر است. بردارهای اکتیو در صفحه dq مطابق شکل (۴-۷) نشان داده شده‌اند و معمولاً در بازه‌های 60° به دور صفحه‌ی مختلط جای گرفته‌اند.



شکل ۴-۷: بردارهای ثابت اکتیو در صفحه ی dq برای یک VSI (شکل سمت چپ، مطابق جدول ۴-۱) و برای یک CSI (شکل سمت راست، مطابق جدول ۴-۲) [16]

۴-۳- روش‌های مدولاسیون مبدل منبع ولتاژ

روش‌های مختلفی را می‌توان برای مدولاسیون مبدل منبع ولتاژ نام برد که معروف‌ترین آن‌ها، مدولاسیون پهنای پالس (PWM)، مدولاسیون پهنای پالس سینوسی (SPWM)، مدولاسیون فضای برداری (SVPWM) و مدولاسیون پهنای پالس کنترل جریان باند هیستریزس (HBCC) اشاره کرد. البته روش‌های متعدد (PWM) که مربوط به تکنیک‌های مختلف مدولاسیون پهنای پالس بهینه می‌باشد نیز وجود دارد که ما در اینجا به آن‌ها نخواهیم پرداخت. در این قسمت بعضی از روش‌های مدولاسیون پهنای پالس به اختصار مورد بررسی قرار می‌گیرد [3].

۴-۳-۱- مدولاسیون پهنای پالس

مدولاسیون پهنای پالس، فرکانس و اندازه ولتاژ خروجی را با تولید پالس‌های کلیدزنی با زمان روشن بودن متغیر کنترل می‌کند. اینورتر PWM از این جهت برجسته است که هارمونیک‌های مرتبه پایین ندارد و هارمونیک‌ها را بسته به فرکانس کلیدزنی به مرتبه‌های بالا انتقال می‌دهد. در مدولاسیون پهنای پالس کم‌ترین مرتبه هارمونیک $2P-1$ است که P ، تعداد پالس‌ها در یک نیم سیکل است.

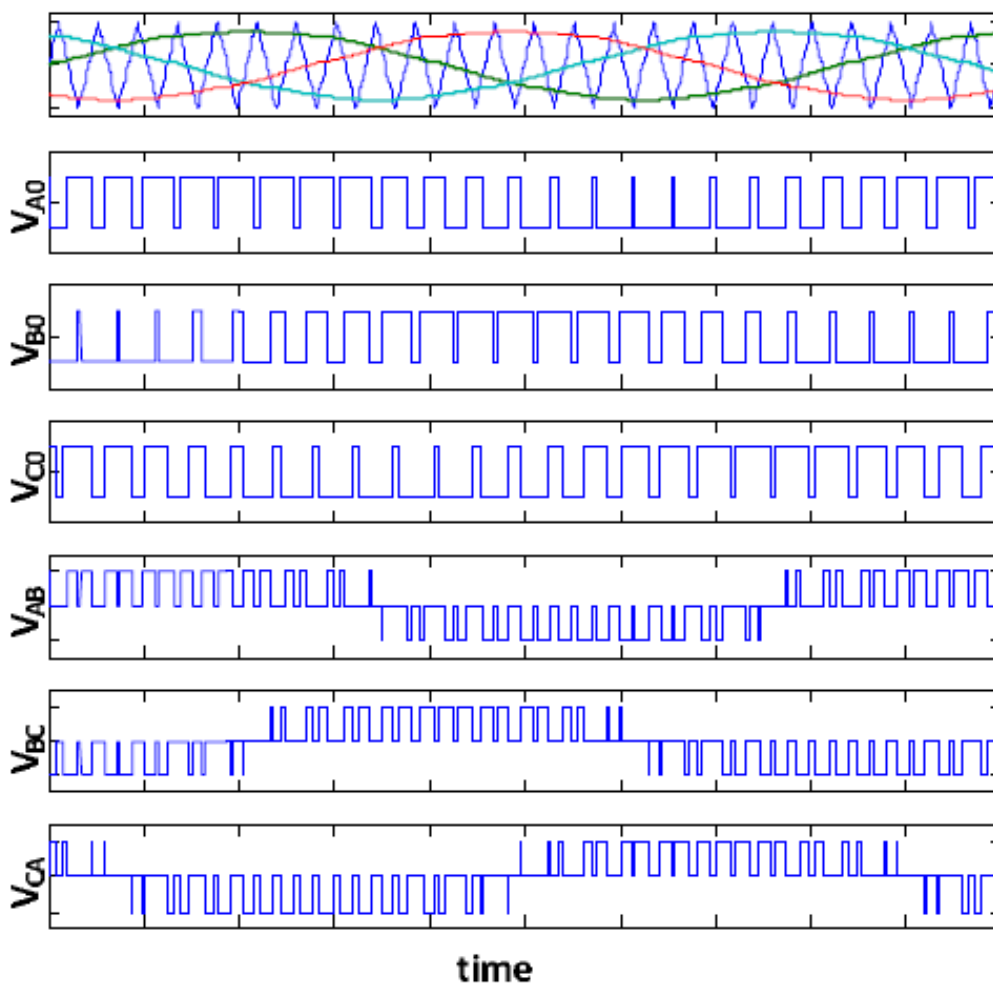
از شاخص‌های مهم مدولاسیون، کنترل ساده‌تر و اندازه بیش‌تر دامنه مولفه اصلی ولتاژ خروجی، دور بودن طیف هارمونیک‌ها از فرکانس اصلی، فرکانس کلیدزنی متغیر و اعوجاج هارمونیک کلی کم‌تر می‌باشد. تاکنون در اینورترهای قدرت تکنیک‌های مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی، دوزنقه‌ای،

سینوسی، سینوسی تعدیل شده، پله‌ای، گام‌به‌گام، تزریق هارمونیک، دلتا و جابجایی فاز به کار گرفته شده‌اند.

۴-۳-۲- مدولاسیون پهنا‌ی پالس سینوسی

در روش مدولاسیون پهنا‌ی پالس برپایه موج حامل، از دو موج، حامل و مرجع استفاده می‌شود. یکی از روش‌های کلاسیک، مدولاسیون پهنا‌ی پالس سینوسی می‌باشد. در این روش موج مثلثی فرکانس بالا (موج حامل) با موج سینوسی (موج مرجع) که نماینده سیگنال خروجی مطلوب است مقایسه می‌شود. در اینورتر سه‌فاز، موج حامل مثلثی با سه شکل موج سینوسی که با یکدیگر اختلاف فاز 120 درجه دارند مقایسه می‌شود.

هر گاه اندازه موج مرجع مربوط به یک فاز از موج حامل مثلثی بیش‌تر باشد مقایسه‌کننده مربوط به هر فاز، پالسی را تولید می‌کند که کلید بالایی ساق مربوط به آن فاز را روشن و کلید پایین را خاموش می‌کند و در صورتی که اندازه موج مرجع از موج حامل کم‌تر باشد پالس خروجی مقایسه‌کننده، کلید پایین ساق مربوط به آن فاز را روشن و کلید بالا را خاموش می‌کند. شکل موج‌های ولتاژ خروجی اینورتر با تکنیک مدولاسیون پهنا‌ی پالس سینوسی در شکل (۴-۸) نشان داده شده‌است.



شکل ۴-۸: مدولاسیون پهنای پالس سینوسی در مبدل سه فاز [3]

در مدولاسیون پهنای پالس سینوسی، شاخص مدولاسیون با رابطه زیر تعریف می شود:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (1-4)$$

m_a شاخص مدولاسیون، $V_{control}$ اندازه سیگنال مرجع و V_{tri} اندازه ی موج حامل مثلثی می

باشد. نسبت فرکانس نیز از رابطه زیر به دست می آید.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{control}} \quad (2-4)$$

m_f نسبت فرکانس، f_{tri} فرکانس موج حامل مثلثی و $f_{control}$ فرکانس سیگنال مرجع می باشد.

عملکرد مدولاسیون پهنای پالس را می توان به دو بخش تقسیم کرد:

- ۱- حالت خطی: در این حالت اندازه سیگنال حامل از اندازه سیگنال مرجع بزرگ تر است
- ۲- حالت غیرخطی: در این حالت اندازه سیگنال مرجع بزرگ تر از اندازه سیگنال حامل می باشد.

اندازه سیگنال خروجی با تغییر اندازه سیگنال مرجع تغییر می کند . همچنین به راحتی می توان

فرکانس ولتاژ خروجی را با تغییر فرکانس سیگنال مرجع تغییر داد. بنابراین فرکانس موج مرجع سینوسی، فرکانس ولتاژ خروجی اینورتر و فرکانس موج مثلثی فرکانس کلیدزنی را تعیین می کند. در روش مدولاسیون پهنای پالس سینوسی، اندازه مولفه اصلی ولتاژ فاز خروجی اینورتر از رابطه (۴-۳) به دست می آید:

$$V_{ref} = V_{ph,l} = \frac{m.V_{dc}}{2} \quad (۴-۳)$$

که m شاخص مدولاسیون و V_{dc} ولتاژ مستقیم ورودی به اینورتر می باشد. با توجه به رابطه (۴-۳) بیشترین مقدار ولتاژ فاز خروجی اینورتر به ازای $m=1$ برابر $0.5 V_{DC}$ می باشد.

۴-۳-۳- مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی

ولتاژ متناوب سه فاز به صورت زیر تعریف می شود:

$$V_a = V_m \cos(\omega t) \quad (۴-۴)$$

$$V_b = V_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (۵-۴)$$

$$V_c = V_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (۶-۴)$$

ولتاژ متناوب سه فاز در دستگاه ثابت $\alpha-\beta$ به صورت زیر به بردار فضایی تبدیل می شود:

$$V_{ref} = |V_{ref}| e^{j\omega t} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_\alpha + \alpha V_b + \alpha^2 V_c) = \quad (۷-۴)$$

$$V_m(\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) = V_m e^{j\omega t}$$

که $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ و $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ می باشد و در نتیجه تبدیل، معادله یک دایره در دستگاه مختصات قطبی خواهد بود. طبق رابطه (۷-۴) اندازه بردار ولتاژ مرجع برابر اندازه ولتاژ فاز سینوسی مطلوب می باشد.

معادله (۷-۴) را به صورت ماتریسی زیر نیز می توان نوشت:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (۸-۴)$$

همان گونه که در شکل (۴-۴) مربوط به مبدل منبع ولتاژ نشان داده شد، ولتاژ اعمالی به بار به صورت V_{an}, V_{cn}, V_{bn} تعریف شده و V_{aN}, V_{cN}, V_{bN} ولتاژهای قطب را که در اینورتر تولید می شوند، نشان می دهند. همان طور که پیش تر توضیح داده شد، اینورتر دارای شش عدد کلید می باشد که هر ساق دارای دو کلید بوده و در هر لحظه فقط یکی از کلیدهای هر ساق می تواند روشن باشد. کلیدها را

می‌توان به دو گروه بالایی (s_1, s_3, s_5) و گروه پایینی (s_4, s_6, s_2) تقسیم و هر حالت کلیدزنی را با یک عدد سه رقمی مشخص کرد که هر رقم وضعیت یکی از ساق‌ها را نشان دهد. در این صورت می‌توان 8 حالت کلیدزنی مختلف تولید نمود. برای مثال حالت کلیدزنی $s = [1 \ 0 \ 0]$ به این مفهوم می‌باشد که از گروه بالا کلید s_1 روشن و دو کلید s_3 و s_5 خاموش می‌باشند و مکمل این وضعیت، از گروه پایین کلید s_4 خاموش و کلیدهای s_6 و s_2 روشن هستند. باتوجه به آرایش مذکور:

$$V_{aN} = V_{dc} \quad (9-4)$$

$$V_{bN} = V_{cN} = 0 \quad (10-4)$$

و در تحلیل ولتاژهای سمت بار داریم:

$$\begin{cases} V_a - V_b = V_{aN} - V_{bN} = V_{dc} \\ V_a - V_c = V_{dc} \\ V_a + V_b + V_c = 0 \end{cases} \quad (11-4)$$

با حل دستگاه (11-4) مقادیر زیر برای ولتاژها در حالت کلیدزنی $s = [1 \ 0 \ 0]$ به دست می‌آید:

$$V_a = \frac{2}{3}V_{dc}, V_b = \frac{1}{3}V_{dc}, V_c = -\frac{1}{3}V_{dc} \quad (12-4)$$

به‌طور مشابه می‌توان حالت‌های کلیدزنی دیگر را نیز محاسبه کرد که نتایج در جدول (4-3) نشان داده شده است. در صورتی که حالت‌های کلیدزنی مختلف را در قالب رابطه بردار فضایی قرار دهیم مقادیر زیر برای حالت‌های مختلف به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} V_1 &= \frac{2}{3}V_{dc} & V_2 &= \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}} \\ V_3 &= \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}} & V_4 &= \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi} \\ V_5 &= \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}} & V_6 &= \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}} \end{aligned} \quad (13-4)$$

در حالت کلی بردارهای فعال را می‌توان به صورت زیر نمایش داد:

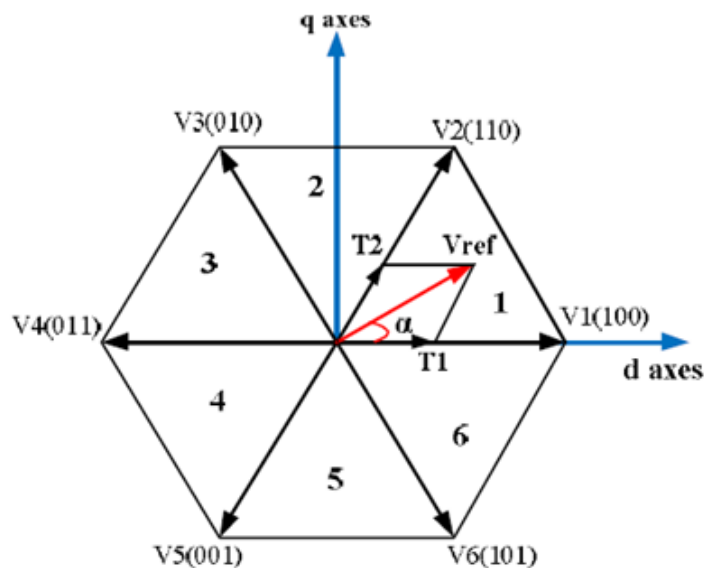
$$V_k = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}} \quad (14-4)$$

که k شماره سکتور می‌باشد. همه بردارهای غیر صفر دارای اندازه برابر $\frac{2}{3}$ بوده و زاویه بین بردارهای فضایی ولتاژ مجاور 60 درجه می‌باشد. همچنین با فرض اینکه فرکانس ولتاژ مرجع برابر 50 هرتز بوده و در هر دوره تناوب، بردار فضایی یک دور کامل می‌چرخد مدت زمانی که هر یک از بردارهای فضایی در وضعیت خود خواهند بود از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$t = \frac{60}{360} * \frac{1}{50} = 3.33ms$$

(۱۵-۴)

نمایش همه حالت‌های ممکن بردارهای فضایی، یک شش ضلعی منتظم را تشکیل خواهد داد که در شکل (۹-۴) نشان داده شده است:



شکل ۹-۴: شش ضلعی منتظم، حالت‌های ممکن بردار فضایی [3]

دو بردار صفر نیز وجود دارند که بردارهای $V_7(111)$ و $V_0(000)$ خواهند بود.

جدول ۴-۳: حالات مختلف کلید زنی مبدل سه فاز در مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی [3]

بردار ولتاژ	بردار کلیدزنی			ولتاژ قطب			ولتاژ فاز		
	A	B	c	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_a	V_b	V_c
V_0	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
V_1	۱	۰	۰	V_{dc}	۰	۰	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V_2	۱	۱	۰	V_{dc}	V_{dc}	۰	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
V_3	۰	۱	۰	۰	V_{dc}	۰	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V_4	۰	۱	۱	۰	V_{dc}	V_{dc}	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_5	۰	۰	۱	۰	۰	V_{dc}	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
V_6	۱	۰	۱	V_{dc}	۰	V_{dc}	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_7	۱	۱	۱	۰	۰	۰	۰	۰	۰

در شکل (۴-۹) شش ضلعی منتظم به شش بخش تقسیم می‌شود که زاویه بین هر دو بردار مجاور 60 درجه می‌باشد و ترکیب هر دو بردار مجاور و بردارهای صفر می‌تواند هر بردار مرجع دلخواهی را در آن بخش تولید نماید.

$$\int_0^{T_s} V_{ref}.dt = \int_0^{T_0} V_0.dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{T_0+T_k} V_k.dt + \int_{T_0+T_k}^{T_0+T_k+T_{k+1}} V_{k+1}.dt \quad (۱۶-۴)$$

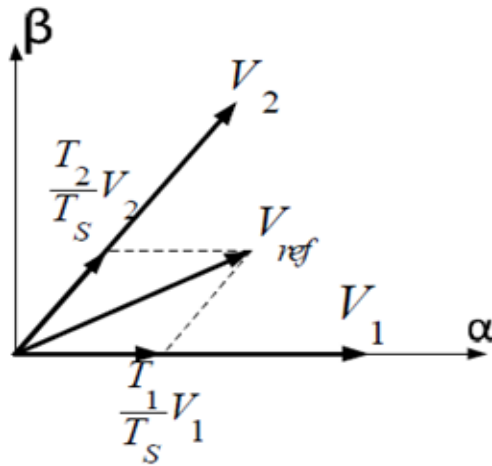
که

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_s \quad (۱۷-۴)$$

چون دوره تناوب کلیدزنی به اندازه کافی کوچک است بنابراین در این مدت می‌توان V_{ref} را با تقریب ثابت فرض نمود. با توجه به اینکه $V_0 = V_7 = 0$ بنابراین معادله‌ی (۱۶-۴) به صورت زیر تبدیل می‌شود:

$$V_{ref}.T_s = V_k.T_k + V_{k+1}.T_{k+1} \quad (۱۸-۴)$$

در بحث تولید ولتاژ سینوسی می‌توان از ترکیبی از بردارهای فضایی استفاده کرد که از بردار $V_1(100)$ شروع می‌شود. هر بردار مرجع می‌تواند از ترکیب دو بردار مجاور که بردار مرجع در آن بخش قرار دارد و نیز بردارهای صفر تشکیل شود. برای مثال همان‌طور که در شکل (۴-۱۲) نشان داده شده با هدف تولید بردار ولتاژ V_{ref} که در بخش یک قرار دارد از دو بردار غیر صفر (V_1, V_2) و دو بردار صفر (V_0, V_7) استفاده می‌شود.



شکل ۴-۱۰: نمایش بردار فضایی و محاسبه‌ی زمان کلیدزنی با هدف تولید بردار ولتاژ V_{ref} ، [3]

فرض کنید که ولتاژ سه‌فاز دارای سرعت زاویه‌ای $w = 2\pi f$ باشد. بنابراین یک دوره‌ی تناوب به مدت $T = \frac{1}{f}$ طول می‌کشد. اگر فرکانس موج حامل برابر f_s باشد نسبت فرکانسی برابر $R = \frac{f_s}{f}$ خواهد بود و این بدین معناست که واحد چرخش بردار فضایی ولتاژ باید R بار افزایش یابد.

۴-۳-۳-۱- محاسبه زمان مربوط به هر حالت

در سیستم ثابت $\alpha - \beta$ چنانچه زاویه‌ی بین بردار مرجع و V_1 برابر θ باشد:

$$\frac{|V_{ref}|}{\sin \frac{2\pi}{3}} = \frac{|T_1 \cdot V_1|}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{|T_2 \cdot V_2|}{\sin \theta} \quad (19-4)$$

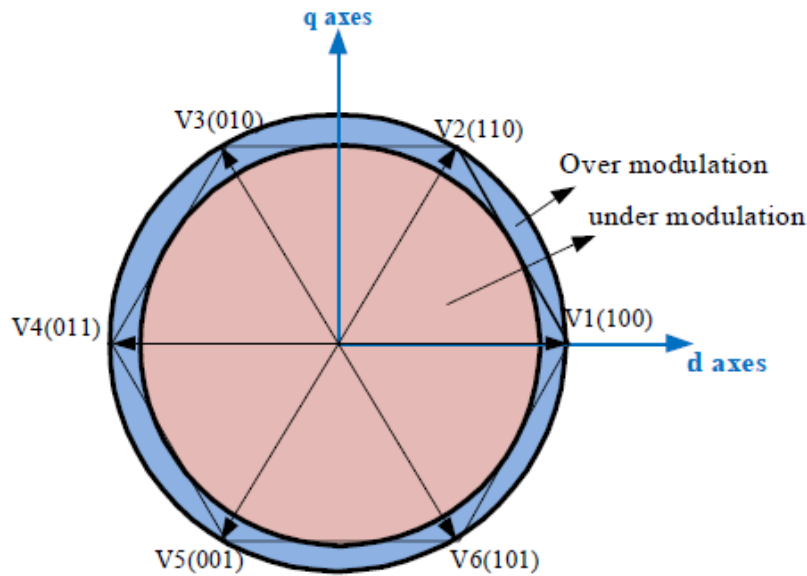
و باتوجه به این که $V_1 = V_2 = \frac{2}{3} V_{dc}$ پس زمان مربوط به هر بردار ولتاژ از رابطه‌ی زیر به‌دست می‌آید:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \quad (20-4)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin \theta \quad (21-4)$$

که شاخص مدولاسیون طبق رابطه زیر تعریف می‌شود:

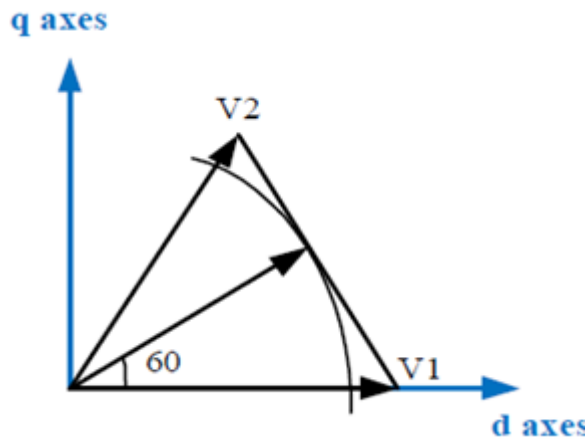
$$MI = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \quad (22-4)$$



شکل ۴-۱۱: محدوده ی مجاز برای حضور بردار مرجع [3]

برای تولید یک بردار فضایی چرخان با اندازه ثابت، بردار مرجع باید در داخل دایره محاط درون شش ضلعی قرار داشته باشد. بنابراین باتوجه به شکل (۴-۱۱) و (۴-۱۲)، بیش ترین اندازه مجاز بردار فضایی از رابطه ی زیر به دست می آید:

$$V_{ref(MAX)} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} = 0.577V_{dc} \quad (۴-۲۳)$$



شکل ۴-۱۲: بیش ترین اندازه ی مجاز بردار فضایی مرجع [3]

در حالت کلی زمان مربوط به بردارهای فعال از رابطه زیر به دست می آید:

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \sqrt{3} \frac{T_s}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix} \quad (۴-۲۴)$$

که T_k زمان مربوط به بردار حالت V_k ، T_{k+1} زمان مربوط به بردار حالت V_{k+1} ، T_s دوره تناوب کلید-زنی، V_{dc} ولتاژ مستقیم ورودی به اینورتر و V_α و V_β مولفه‌های بردار مرجع V_{ref} در راستای محور-های $\alpha - \beta$ می‌باشند. زمان مربوط به بردارهای ولتاژ صفر نیز از رابطه زیر به دست می‌آید:

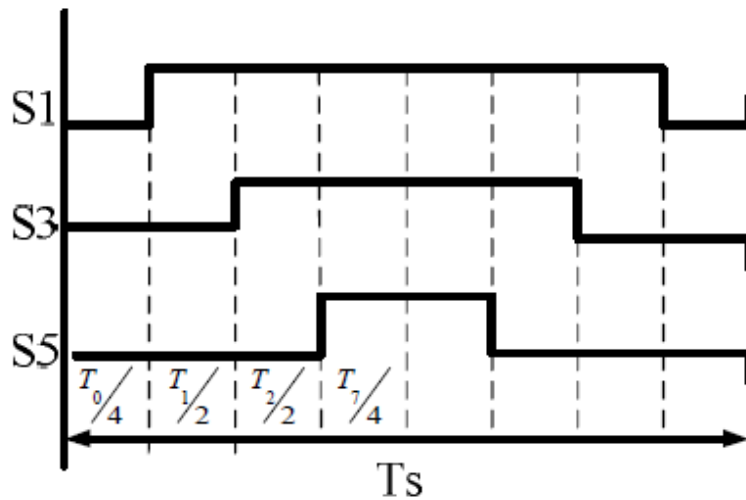
$$T_0 = T_7 = \frac{T_s - T_k - T_{k+1}}{2} \quad (۲۵-۴)$$

به منظور کاهش تلفات کلیدزنی، توالی حالت‌ها به گونه‌ای در نظر گرفته می‌شود که گذار از یک حالت به حالت بعدی، فقط با کلیدزنی یکی از ساق‌های اینورتر صورت پذیرد برای تحقق چنین وضعیتی باید توالی با یک حالت صفر شروع و با حالت صفر بعدی خاتمه یابد. برای تکمیل دوره تناوب، توالی حالت‌ها باید معکوس شده و با همان حالت صفر اول خاتمه یابد برای داشتن کم‌ترین تعداد کموتاسیون، باید توالی بردارها برای بخش‌های فرد به صورت $V_0 V_k V_{k+1} V_7 V_7 V_{k+1} V_k V_0$ و بخش‌های زوج ترتیب $V_0 V_{k+1} V_k V_7 V_7 V_k V_{k+1} V_0$ را داشته باشند. بهترین توالی بردارها برای بخش-های مختلف در جدول (۴-۴) نشان داده شده است:

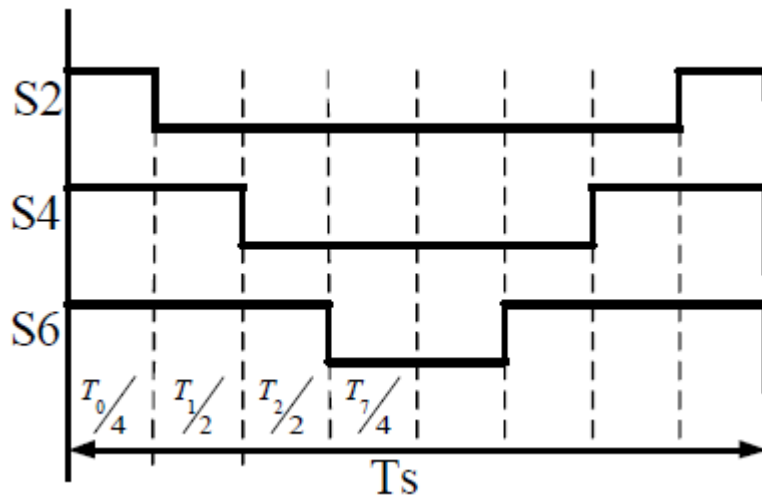
جدول ۴-۴: بهترین توالی حالت بردارها برای بخش‌های مختلف [2]

توالی حالت ها	بردار مرجع
۰-۱-۲-۷-۷-۲-۱-۰	سکتور ۱ ($0 < \theta < 60$)
۰-۳-۲-۷-۷-۲-۳-۰	سکتور ۲ ($60 < \theta < 120$)
۰-۳-۴-۷-۷-۴-۳-۰	سکتور ۳ ($120 < \theta < 180$)
۰-۵-۴-۷-۷-۴-۵-۰	سکتور ۴ ($180 < \theta < 240$)
۰-۵-۶-۷-۷-۶-۵-۰	سکتور ۵ ($240 < \theta < 300$)
۰-۱-۶-۷-۷-۶-۱-۰	سکتور ۶ ($300 < \theta < 360$)

با استفاده از جدول (۴-۴)، پس از چرخش ولتاژ مرجع به اندازه یک دور، R بردار ترکیبی خواهیم داشت که برای بخش یک پالس‌های کلیدزنی در شکل‌های (۴-۱۳) و (۴-۱۴) نشان داده شده است:



شکل ۴-۱۳: پالس‌های کلیدزنی SVPWM مربوط به کلیدهای گروه بالا برای سکتور ۱، [3]



شکل ۴-۱۴: پالس‌های کلیدزنی SVPWM مربوط به کلیدهای گروه پایین برای سکتور ۱، [3]

۴-۴- جمع‌بندی فصل

جهت دستیابی به سیگنال AC با فرکانس و دامنه‌ی مناسب در این فصل به بررسی توپولوژی مبدل‌های پشت‌به‌پشت به‌عنوان مبدل‌های دو مرحله‌ی AC-DC-AC پرداختیم. در ابتدا اجزاء یکسو-ساز به‌کار برده شده در این مبدل‌ها و مزایا و معایب آن‌ها و همچنین انواع اینورتر مورد استفاده در این ساختار بیان شد و در ادامه، انواع روش‌های مدلاسیون اینورتر منبع ولتاژ به تفصیل بیان گردید.

فصل پنجم

روش کنترل برداری جریان مستقیم برای اتصال

توربین بادی به نقطه اتصال مشترک

در این فصل اساس کار و مکانیسم کنترل برداری بهینه بر روی توربین بادی مجهز به ژنراتور سنکرون مغناطیس دائم^۱ (PMSG) با استفاده از کنترل مستقیم بر روی جریان‌های برداری dq^f (جریان‌های آرمیچر منتقل شده به دستگاه گردان در قاب مرجع سنکرون) مطرح می‌گردد. در این راستا، پس از مدلسازی دقیق توربین بادی و مبدل‌های پشت‌به‌پشت و همچنین تشریح کامل ساختار کنترلی پیشنهادی، رفتار توربین بادی PMSG در شرایط مختلف از جمله انتقال حداکثر توان تولیدی باد به شبکه، کنترل ولتاژ لینک DC، کنترل توان راکتیو تولیدی و قابلیت کنترل و پشتیبانی از ولتاژ شبکه نشان داده خواهد شد. در مرحله بعد چگونگی پیاده‌سازی و طراحی روش کنترل برداری جریان مستقیم بر روی مبدل‌های MSC^2 و GSC^3 تشریح می‌گردد. در این مرحله برای دستیابی به سیستم کنترلی کاملاً مجزا برای کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو تزریقی به شبکه و پشتیبانی از ولتاژ نقطه اتصال مشترک بهره‌گیری از مدارهای مجزاساز^۴ به‌شدت لازم می‌باشد. در این فصل به‌طور کامل در رابطه با مدل‌سازی مدار مجزاساز بحث می‌شود. سپس نحوه عملکرد سیستم در هنگام بهره‌گیری از استراتژی کنترلی پیشنهادی بر روی هر دو مبدل MSC و GSC در شرایط انتقال توان تولیدی باد، کنترل بر روی توان راکتیو و نحوه پشتیبانی از ولتاژ شبکه نشان داده خواهد شد. برای این منظور نیاز است که مدل ریاضی سیستم و استراتژی کنترلی به صورت دقیق و با وسواس فراوان پیاده‌سازی شوند. لازم به ذکر است که در هر دو مبدل پشت‌به‌پشت، از مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی^۵ (SVPWM) برای اعمال فرمان روشن و خاموش شدن به سوئیچ‌های قدرت استفاده می‌شود. این روش مدلاسیون بیش‌ترین ضریب انتقال دامنه ولتاژ را دارا بوده و میزان هارمونیک‌های تولیدی آن نسبت به سایر روش‌های مدلاسیون بهتر است.

دیدگاه پیشنهادی در این پایان‌نامه بر پایه کنترل بردار جریان هر دو مبدل سمت شبکه و سمت ژنراتور استوار است. در روش کنترل برداری جدید استراتژی کنترلی بهینه برای ردیابی و انتقال توان تولیدی توربین بادی PMSG، توان راکتیو و پشتیبانی از ولتاژ شبکه ارائه خواهد شد.

۵-۲- تبدیلات بین دستگاه‌ها

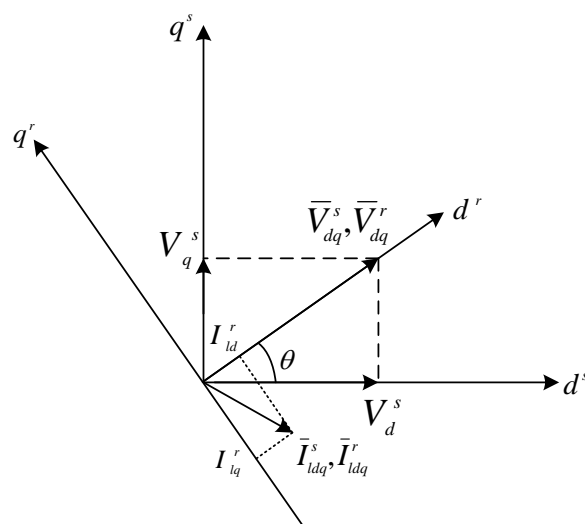
روش کنترلی پیشنهادی در این پایان‌نامه بر پایه تحلیل مولفه‌های ولتاژ و جریان در قاب مرجع-های مختلف مانند دستگاه سه‌فاز ساکن (abc)، دستگاه دوفاز متعامد ساکن (dq^s) و دستگاه دوفاز

1- Permanent Magnet Synchronous Generator
 2- Machine Side Converter
 3- Grid Side Converter
 4- Decoupling
 5- Space Vector Pulse width modulation

دوار متعامد در قاب مرجع سنکرون (dq^r) بنا نهاده شده است. با استفاده از تبدیل به دستگاه می توان متغیرهای لحظه ای ولتاژ و جریان های سه فاز را به دستگاه دو فاز متعامد ساکن dq^s منتقل نمود. در مرحله بعد، دستگاه متعامد ساکن dq^s با استفاده از تبدیلات بین دو دستگاه به دستگاه دو فاز متعامد dq^r منتقل می گردد. در این شرایط می توان گفت در حالت دائمی متغیرهای ولتاژ و جریان نقاط مختلف به همراه دستگاه متعامد dq^s با سرعت سنکرون می چرخند و از دید دستگاه توصیف کننده متغیرهای سیستم دارای تغییرات زمانی نمی باشند. در این شرایط فرایند کنترلی و فیلترینگ بسیار راحت تر از قبل خواهد شد. در این راستا در شکل ۵-۱، مولفه های ولتاژ و جریان در دو دستگاه dq^s و dq^r نمایش داده شده اند [28].

تبدیل کلارک تبدیلی است که متغیرهای وابسته به زمان سیستم را از دستگاه سه فاز ساکن به دستگاه دو فاز ساکن منتقل می نماید. ماتریس انتقال این تبدیل مطابق رابطه (۵-۱) ارائه می شود [38]. همچنین معکوس این ماتریس نیز همانند رابطه (۵-۲) استخراج می گردد [28] در این صورت با توجه به ماتریس انتقال (۵-۱)، تبدیل کلارک مطابق رابطه (۵-۳) تعریف می شود.

$$f_{dq^s}^{abc} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (۵-۱)$$



شکل ۵-۱: مولفه های ولتاژ و جریان در قاب مرجع های مختلف [28]

$$f_{abc}^{dq^s} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -0.5 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -0.5 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (۵-۲)$$

$$Y_{dqs} = f_{dqs}^{abc} Y_{abc} \quad (3-5)$$

پس از انتقال متغیرهای سیستم مورد مطالعه از دستگاه سه فاز ساکن به دستگاه متعامد دو فاز ساکن می توان از تبدیل پارک مطابق رابطه (4-5) برای انتقال متغیرها به دستگاه قاب مرجع سنکرون استفاده نمود:

$$f_{dq}^{dqs} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

برای نقطه PCC، در صورتی که با استفاده از تعریف تبدیلها بردار ولتاژ بر روی محور مستقیم (d^r - axis) قرار گیرد، مولفه عرضی ولتاژ یعنی $V_q^r = 0$ همواره برابر صفر خواهد بود. بنابراین زاویه لحظه ای ولتاژ شبکه را می توان از رابطه زیر محاسبه نمود [28]:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_q^s}{V_d^s} \right) \quad (5-5)$$

به عبارت دیگر، اگر زاویه لحظه ای ولتاژ بار را مطابق رابطه (5-5) در نظر بگیریم، آنگاه بردار ولتاژ مرجع در راستای محور مستقیم خواهد بود و نتیجتاً مولفه عرضی آن (V_q^r) برابر صفر خواهد شد. باتوجه به شکل 5-1 اندازه ولتاژ در نقطه PCC را می توان از رابطه زیر محاسبه نمود [28]، [28]:

$$V_{ref} = |\bar{V}_{dq}^s| = |\bar{V}_{dq}^r| = \sqrt{V_d^{s2} + V_q^{s2}} \quad (6-5)$$

مباحث مطرح شده برای تبدیلات ولتاژها و جریانهای نقطه اتصال مشترک می باشد. برای مبدل سمت ژنراتور این مطالب کمی متفاوت است. از آنجایی بیشینه شار پیوندی آهنرباهای دائم در PMSG در راستای محور d^r است، لذا طبق قانون فارادی ولتاژ ضد محرکه تولیدی توسط این شار پیوندی 90 درجه نسبت به عامل به وجود آورنده خود پس فاز است. در نتیجه ولتاژ ضد محرکه یا back-emf ژنراتور در راستای محور q^r قرار گرفته و مولفه طولی این ولتاژ برابر صفر خواهد بود. از این رو برای انتقال حداکثر توان تولیدی در فاصله هوایی و جلوگیری از تغییرات غیر ضروری شار فاصله هوایی مطلوب است در طرح کنترل برداری پیشنهادی، جریان آرمیچر ژنراتور هم راستا و هم فاز با ولتاژ back-emf تنظیم گردد. در این شرایط حداکثر توان تولیدی در فاصله هوایی ژنراتور به لینک DC منتقل می گردد. از سوی دیگر در شرایط عملکرد نرمال و بدون خطا شبکه، برای انتقال حداکثر

توان لینک DC به نقطه PCC می‌بایست جریان تولیدی DG بر روی محور d^f و هم‌فاز با ولتاژ تولید کننده‌اش تنظیم گردد. اما این شرایط تنها در شرایط نرمال قابل اعمال بوده و در صورت بروز خطا به-خصوص افت ولتاژ در نقطه PCC می‌توان با تنظیم این جریان در جهت رفع خطا گام برداشت.

۵-۳- مدل‌سازی و کنترل مبدل سمت ژنراتور (MSC)

امروزه مبدل‌های یکسوکننده تمام کنترل‌شونده شش‌پالسه سه‌فاز به‌واسطه قابلیت کنترل شکل موج جریان ورودی در حالت کاملاً سینوسی و در نتیجه افزایش کیفیت توان سیستم و کاهش اعوجاج‌های اعمالی به شبکه در بخش صنعت بسیار کاربرد پیدا کرده‌اند. یکی از مسائل پیشرو در درایو موتورهای و بارهای با تغذیه DC در بخش صنعت، تنظیم ولتاژ لینک DC خروجی یکسو-کننده‌های دیودی می‌باشد. بدین منظور برای تنظیم و تثبیت ولتاژ خروجی مبدل در این نوع یکسو-کننده‌ها، به ناچار از مبدل‌های DC به DC استفاده می‌شود. استفاده از مبدل‌های DC به DC مسائل پیچیده و نگرانی‌های خاص خود اعم از بحث پایداری و کاهش بازده کلی مبدل را دارد. یکی از مزایای مهم مبدل‌های PWM Rectifier عدم نیاز به مبدل DC به DC در خروجی این نوع مبدل‌ها می‌باشد؛ که این امر باعث کاهش پیچیدگی‌های مسئله و افزایش راندمان سیستم می‌باشد. علاوه بر این در مبدل‌های یکسوساز تریستوری نیز به‌علت کشیده‌شدن جریان دارای اعوجاج از منبع ورودی مسائل نگران‌کننده‌ای در مباحث کیفیت سیستم و مباحث هارمونیک در ورودی ایجاد می‌شود.

با توجه به توضیحات ارائه شده مبدل‌های یکسوساز تمام کنترل‌شونده به علت کشیدن جریان کاملاً سینوسی از منبع ورودی (در اینجا ژنراتور PMSG)، تنظیم ولتاژ خروجی بدون نیاز به مبدل DC به DC، عدم به‌وجود آوردن توان راکتیو اعوجاجی در ورودی و اصلاح ضریب قدرت ورودی مبدل نسبت به سایر یکسوسازها برتری داشته و بیش‌تر مورد توجه قرار گرفته‌اند. این مبدل‌ها خود دارای انواع مختلفی از جمله ساختار ولتاژ - مرجع و جریان - مرجع می‌باشند که با توجه به شرایط بهره-برداری ساختار مناسب انتخاب می‌شود. شکل ۵-۲ ساختار این دو مبدل را نمایش می‌دهد.

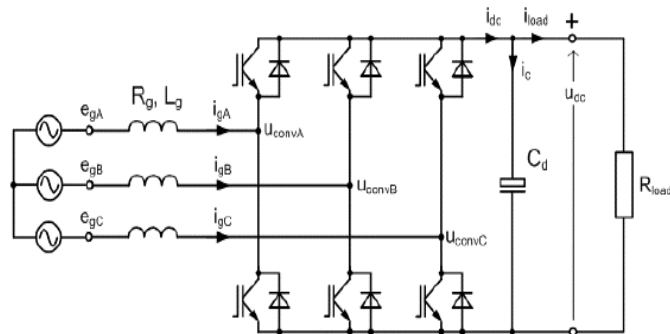
در این پایان‌نامه بر روی مبدل نوع یکسوساز ولتاژ مرجع با روش مدولاسیون بردار فضایی تمرکز شده است. در این ساختار طراحی سیستم کنترلی بر اساس نمونه‌گیری ولتاژ دو سر خازن خروجی انجام می‌پذیرد. درحالی‌که در ساختار جریان مرجع طراحی سیستم کنترلی بر اساس نمونه‌گیری از جریان سلف خروجی انجام می‌شود.

مبدل سمت ژنراتور دو هدف زیر را دنبال می‌کند:

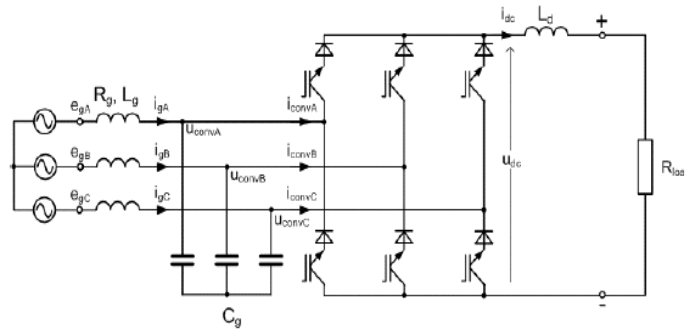
- انتقال توان ماکزیمم تولید شده در فاصله هوایی ژنراتور به لینک DC

• تنظیم ضریب قدرت ژنراتور در مقدار واحد

باتوجه به اهداف فوق برای مبدل سمت ژنراتور، معادلات ژنراتور PMSG در دستگاه گردان dq^r بررسی می‌شود که در آن معادلات به صورت رابطه (۷-۵) و (۸-۵) می‌باشد. در این روابط R_s مقاومت سیم‌پیچ استاتور، V_{ds}^r ، V_{qs}^r ، I_{ds}^r و I_{qs}^r به ترتیب ولتاژها و جریان‌های محورهای d^r و q^r استاتور و λ_m شار تولیدی توسط آهن‌رباهای ژنراتور می‌باشند. همچنین L_{ls} ، L_d و L_q به ترتیب اندوکتانس نشی سیم‌پیچ استاتور و اندوکتانس‌های متقابل محور d^r و q^r استاتور می‌باشند.



(الف)



(ب)

شکل ۵-۲: ساختار مداری مبدل الف) ولتاژ مرجع (Voltage Source)

ب) ساختار مداری مبدل جریان مرجع (Current Source)، [28]

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \end{bmatrix} = -R_s \begin{bmatrix} I_{ds}^r \\ I_{qs}^r \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (۷-۵)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ld} + L_{dm} & 0 \\ 0 & L_{ld} + L_{qm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds}^r \\ I_{qs}^r \end{bmatrix} \quad (۸-۵)$$

باتوجه به معادلات انتقالی ژنراتور به دستگاه گردان dq^r ، رابطه بین گشتاور الکترومغناطیسی و جریان محورهای d^r و q^r استاتور طبق معادله (۹-۵) می‌باشد.

$$T_{em} = \frac{3}{4} p (\lambda_{ds}^r I_{qs}^r - \lambda_{qs}^r I_{ds}^r) = \frac{3}{4} p I_{qs}^r (\lambda_m + (L_d - L_q) I_{qs}^r) \quad (9-5)$$

در رابطه (9-5) $L_d = L_{ls} + L_{dm}$ و $L_q = L_{ls} + L_{qm}$ می‌باشد. در ماشین سنکرون آهن‌ربا دائم که مورد استفاده در این سیستم می‌باشد با اتصال سطحی آهن‌رباها اندوکتانس‌های محورهای عرضی و طولی تقریباً برابر بوده و بنابراین رابطه (9-5) به صورت رابطه (10-5) کاهش می‌یابد. در رابطه (5-10)، p نمایانگر تعداد جفت قطب‌های ژنراتور سنکرون است.

$$T_{em} = \frac{3}{4} p \lambda_m I_{qs}^r \quad (10-5)$$

در ژنراتورهای سنکرون رابطه بین توان و سرعت به صورت رابطه (5-11) است که در آن ω_m سرعت چرخشی روتور بر حسب رادیان بر ثانیه می‌باشد. اگر رابطه (5-10) در رابطه (5-11) قرار داده شود مشخص می‌شود که برای تولید توان ثابت از ژنراتور تنها مؤلفه‌هایی که متغیر هستند ω_m و I_{qs}^r می‌باشند. بنابراین برای کنترل توان اکتیو باید از پارامترهای ω_m و I_{qs}^r استفاده کرد.

$$P = -T_{em} \omega_m \quad (11-5)$$

رابطه (5-7) را می‌توان به صورت روابط (5-12) و (5-13) بیان نمود. علت ظاهر شدن علامت منفی در دو بخش اول این روابط به علت بهره‌برداری از ماشین در مد ژنراتوری می‌باشد.

$$V_{qs}^r = -R_s I_{qs}^r - p \lambda_{qs}^r + \omega_e \lambda_{ds}^r \quad (12-5)$$

$$V_{ds}^r = -R_s I_{ds}^r - p \lambda_{ds}^r - \omega_e \lambda_{qs}^r \quad (13-5)$$

در روابط (5-12) و (5-13) قسمت‌های سوم طرف راست، ولتاژهای سرعتی هستند. هم‌چنین در روابط بالا شارهای پیوندی در دستگاه dq^r به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\lambda_{qs}^r = L_q I_{qs}^r \quad (14-5)$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d I_{ds}^r + \lambda_m \quad (15-5)$$

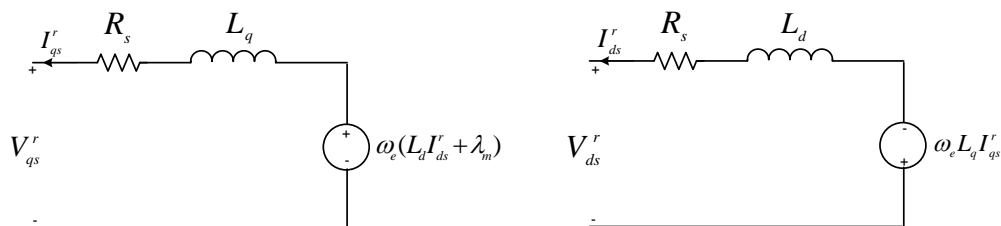
که λ_m دامنه شارهای ارتباطی ناشی از مغناطیس‌های دائم می‌باشد. از دو رابطه اخیر مشخص است که در ژنراتور PMSG تنها با کنترل I_{qs}^r می‌توان شار فاصله هوایی را کنترل نمود. با جایگذاری

این روابط در روابط (۱۲-۵) و (۱۳-۵) داریم:

$$V_{qs}^r = -R_s I_{qs}^r - pL_q I_{qs}^r + \omega_e L_d I_{ds}^r + \omega_e \lambda_m \quad (۱۶-۵)$$

$$V_{ds}^r = -R_s I_{ds}^r - pL_d I_{ds}^r - \omega_e L_q I_{qs}^r \quad (۱۷-۵)$$

با استفاده از روابط (۱۶-۵) و (۱۷-۵) مدار معادل محورهای d^r و q^r ماشین مغناطیس دائم سنکرون به صورت شکل ۳-۵ حاصل می شود. با توجه به روابط (۱۶-۵) و (۱۷-۵) مشاهده می شود که ولتاژهای محور d^r و q^r به هر دو جریان I_{ds}^r و I_{qs}^r وابستگی دارند. در واقع می توان گفت بین دو مدار شکل ۳-۵ تزویج وجود دارد اما از نظر امکان اعمال کنترل مطلوب بر روی موتور وابستگی ولتاژ هر محور تنها به جریان خودش یک مزیت محسوب می شود. این موضوع سبب بهره گیری از مدارهای مجزاساز در سیستم کنترل برداری جریان مستقیم می باشد.

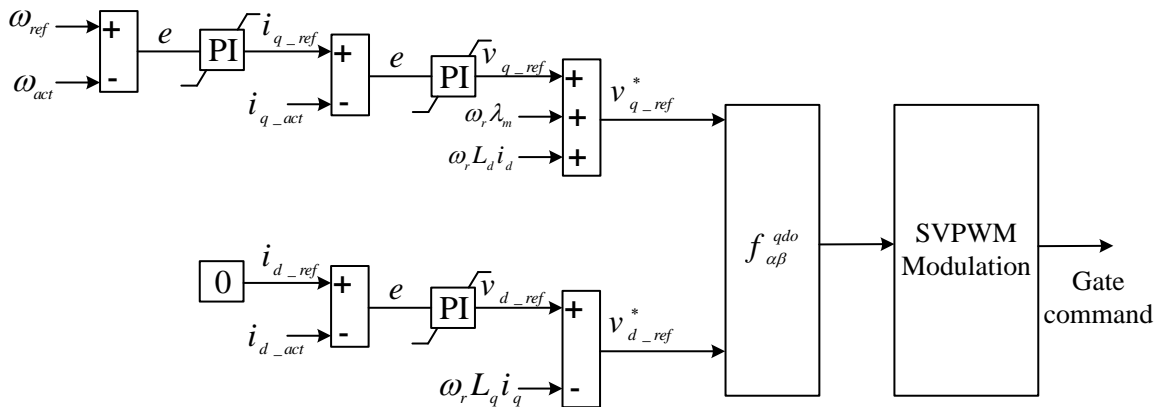


شکل ۳-۵: مدار معادل ژنراتور PMSG در قاب مرجع سنکرون [28]

باتوجه به مطالب ذکر شده، کنترل توان اکتیو به I_{qs}^r و کنترل توان راکتیو به I_{ds}^r بستگی دارد. بنابراین برای انتقال حداکثر توان تولید شده ژنراتور به لینک DC و همین طور بهره برداری به صورت ضریب توان واحد، مدار کنترلی مبدل سمت ژنراتور، از دو حلقه کنترلی d^r و q^r تشکیل می شود. باتوجه به توضیحات ارائه شده و برای اختصاص حداکثر توان تولید شده ژنراتور به لینک DC، مرجع جریان I_{ds}^r برابر صفر قرار داده می شود تا توان راکتیو صفر شود و تنها توان اکتیو از ژنراتور کشیده شود. به عبارت دیگر ضریب قدرت ژنراتور برابر واحد شود. یکی از مزایای بهره برداری از DG ها در ضریب توان واحد این است که جریان کشیده شده از آن ها فقط جریان اکتیو است. بنابراین می توان قطر سیم پیچی های استاتور را کوچک تر گرفت که این کار سبب می شود DG ها از نظر حجم و وزن کوچک تر شوند که از نظر اقتصادی مقرون به صرفه تر است [34].

باتوجه به مطالب گفته شده در قبل برای داشتن توان ثابت I_{qs}^r و ω_m با یکدیگر در ارتباط هستند یعنی با تغییرات ω_m مقدار I_{qs}^r نیز تغییر می کند. در این صورت مقدار جریان مرجع I_{qs}^r از مقایسه

سرعت نامی روتور و سرعت لحظه‌ای روتور (ω_m) به دست می‌آید. در واقع اختلاف سرعت روتور با سرعت مرجع بعد از عبور از کنترل کننده PI مقدار مرجع I_{qs}^r را می‌سازد، این مقدار مرجع با مقدار I_{qs}^r استاتور مقایسه و با اثر متقابل محور d^r جمع می‌شود تا در نهایت V_{qs}^r مربوط به استاتور را بسازد. ساختار کلی سیستم کنترل MSC به روش کنترل برداری جریان مستقیم برای PMSG به همراه اجزای اصلی تشکیل دهنده آن به صورت بلوک دیاگرام شکل ۴-۵ ارائه شده است.



شکل ۴-۵: بلوک دیاگرام مبدل سمت ژنراتور (MSC) [34].

باتوجه به شکل ۴-۵، پس از نمونه‌گیری از سرعت مکانیکی روتور، این مقدار با مرجع سرعت به صورت پیوسته از زمان مقایسه می‌شود. سیگنال مقایسه شده خطای حاصل از عدم مطابقت سرعت واقعی و مرجع موتور می‌باشد که برای کنترل و حداقل کردن آن، این سیگنال وارد PI کنترلر مربوط به سرعت مکانیکی موتور می‌شود. خروجی این کنترلر مقدار مرجع جریان محور q را می‌سازد. حال پس از نمونه‌گیری از جریان سه‌فاز آرمیچر و منتقل کردن این جریان‌ها از دستگاه ساکن سه فاز abc به دستگاه چرخان q-d مقادیر واقعی جریان‌های d و q حاصل می‌شوند. با مقایسه این مقادیر واقعی با مقدار مرجع جریان‌های d و q، سیگنال خطای مربوط به هر جریان ساخته شده و برای حداقل کردن آن‌ها این سیگنال‌ها وارد کنترلرهای مربوط به هر جریان می‌شوند. خروجی کنترلر جریان محور d مقدار مرجع ولتاژ محور d و به همین ترتیب خروجی کنترلر جریان محور q مقدار مرجع ولتاژ محور q را می‌سازد که این ولتاژها به منظور کنترل صحیح و مناسب i_d و i_q وارد بلوک دیکاپلینگ می‌شوند. پس از دیکاپل شدن این ولتاژها و با استفاده از تبدیل دستگاه گردان q-d به دستگاه ساکن abc، ولتاژهای سه فاز مرجع به منبع تولید کننده فرمان گیت سوئیچ‌های قدرت اعمال می‌شوند. با اعمال فرمان گیت سوئیچ‌های قدرت ولتاژ مورد نیاز موتور با عمل سوئیچ‌زنی مبدل تولید می‌گردد. برای استخراج ضرایب PI کنترلرهای به کار رفته در سیستم می‌توان از دو راه استفاده نمود:

۱- شناسایی و استخراج روابط تمامی المان‌های به‌کار رفته در سیستم اعم از موتور سنکرون، مبدل، مدار مجزاساز، بلوک‌های تاخیری نمونه‌گیری کننده (encoder and voltage & current measurements)، تابع تبدیل کنترلرها و ... و سپس وارد نمودن این توابع تبدیل در قسمت SISITool نرم‌افزار MATLAB و استخراج نمودن ضرایب کنترلرها. البته به‌علت شناسایی بسیار دشوار بلوک‌های غیرخطی مانند مبدل اکتیو شش‌پالسه در چنین پروژه‌ای این روش پیشنهاد نمی‌گردد.

۲- تعیین ضرایب به روش سعی و خطا. همان‌طور که از اسم این روش نیز مشخص است، در این روش این ضرایب به روش سعی و خطا و بر اساس پارامترهای انتخاب شده مانند ریپل سرعت یا زمان خیز یا درصد فراجهدش و ... انتخاب می‌گردد. در این پروژه نیز این ضرایب بر این اساس انتخاب شده است. همان‌طور که می‌دانیم کنترلر PI با تابع تبدیل $K_P + \frac{K_I}{S}$ یا $\frac{SK_P + K_I}{S}$ یک قطب بر روی مبدا و یک صفر با فاصله از مبدا به تابع تبدیل مدار باز سیستم اضافه می‌نماید. در نتیجه در روش سعی و خطا کاربر با جابجا نمودن تدریجی این صفر سمت چپ (تغییر ضرایب K_P و K_I) سعی در بهبود رفتار حالت گذرا و دائمی سیستم اعم از زمان خیز، زمان نشست، حداکثر فراجهدش، حداقل ریپل سرعت و ... دارد.

اجزای اصلی بلوک دیاگرام شکل ۴-۵ عبارتند از:

- تبدیل بین دستگاه‌ها با توجه به زاویه مرجع روتور PMSG
- مدار تفکیک کننده Decoupling
- کنترل‌کننده‌های سرعت و جریان PI
- یکسوساز شش‌پالسه
- محدودکننده جریان
- مدلاسیون ولتاژهای مرجع

که در ادامه به طور مختصر در مورد هر یک از بلوک‌های بالا توضیحاتی ارائه خواهد شد.

۵-۳-۱- تبدیل بین دستگاه‌ها

اکثر متغیرهای ماشین در دستگاه اصلی و در حالت دائمی تابعی از زمان و معمولاً به صورت سینوسی هستند، حال آنکه اگر مدل ماشین سنکرون در دستگاه چرخان روتور مورد بررسی قرار

گیرد، مشاهده می‌گردد که متغیرها توسط تبدیلات به کار رفته به مقادیر DC تبدیل می‌شوند. در نتیجه اعمال فرمان‌ها و تحقق فرایند کنترلی در مدل تبدیل یافته بسیار ساده‌تر و سریع‌تر امکان‌پذیر خواهد بود. به همین دلیل، واسط بین بخش کنترل و بخش مدار قدرت تبدیلات بین دستگاه‌ها می‌باشند که به صورت نرم افزاری درون پردازشگرها قابل پیاده سازی هستند. لازم به ذکر است در ساختار کنترلی مبدل به دلیل انتخاب دستگاه مرجع روتور، همواره به اندازه‌گیری و یا تخمین زاویه موقعیت روتور نیاز است. این کار بجز موارد خاص توسط حسگرهای موقعیت دقیق و مطمئن نه چندان گران قیمت برای ماشین بزرگ مورد بررسی به راحتی قابل اندازه‌گیری و انجام است و نیاز اکید به استفاده از روش‌های پیچیده تخمینی به جای اندازه‌گیری در این مورد احساس نمی‌شود.

۵-۳-۲- کنترل کننده‌های سرعت و جریان تناسبی - انتگرالی (PI)

در یک سیستم کنترلی کارآمد به منظور اعمال کنترل لازم بر روی متغیرهای سیستم، نیاز است که از پارامترهای موردنظر نمونه‌گیری شده و به کمک یک سیستم حلقه بسته (فیدبک) و کنترل-کننده مناسب متغیرها در مقادیر خواسته شده با یک سرعت پاسخ مناسب و خطای حداقل تثبیت شوند. در اغلب موارد کنترل کننده‌های تناسبی-انتگرالی (PI) برای کنترل پارامترهای سیستم کفایت می‌کنند و به دلیل وجود قسمت انتگرال‌گیر خطای ماندگار سیستم می‌تواند به صفر کاهش یابد. از اساسی‌ترین حلقه‌های کنترلی در سیستم کنترل MSC، می‌توان به حلقه کنترل جریان و سرعت اشاره کرد. لازم به ذکر است در اکثر موارد حلقه کنترل جریان، به عنوان حلقه درونی سیستم در نظر گرفته می‌شود که سرعت پاسخ بیش‌تری نسبت به حلقه‌های بیرونی‌تر دارد.

۵-۳-۳- محدودکننده جریان (Current Limiter)

همان‌طور که در بلوک دیاگرام شکل ۵-۴ نیز مشاهده می‌شود، در سیستم کنترل MSC پس از کنترل کننده سرعت از محدودکننده جریان استفاده می‌شود. واضح است که خروجی کنترل کننده‌ی سرعت همان اندازه بردار مطلوب جریان استاتور (جریان مرجع) را می‌سازد و به دلیل آنکه ژنراتور تحت کنترل و سوئیچ‌های قدرت دارای جریان نامی قابل تحمل مشخصی می‌باشد، برای حصول اطمینان از اینکه فرمان جریان صادر شده از حد تحمل حرارتی سیم‌پیچی استاتور تجاوز نمی‌کند، استفاده از محدودکننده جریان اجتناب‌ناپذیر است.

۵-۳-۴- مجزاسازی

معادلات ولتاژ حاکم بر محورهای q و d به صورت زیر است:

$$v_q = -R_s i_q - L_q p i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m \quad (18-5)$$

$$v_d = -R_s i_d - L_d p i_d - \omega_r L_q i_q \quad (19-5)$$

با استفاده از این روابط مدار معادل محورهای PMSG dq به صورت شکل ۳-۵ حاصل می‌شود. با توجه به روابط (۱۸-۵) و (۱۹-۵) مشاهده می‌شود که ولتاژهای محور d و q به هر دو جریان i_d و i_q وابستگی دارند. در واقع می‌توان گفت بین دو مدار شکل ۳-۵ تزویج وجود دارد. اما از نظر امکان اعمال کنترل مطلوب بر روی موتور وابستگی ولتاژ هر محور تنها به جریان خودش یک مزیت محسوب می‌شود. لازم به ذکر است چون در تبدیل دستگاه‌ها از قاب مرجع روتور استفاده شده است، ω_e و ω_r با هم برابرند.

در روش کنترل برداری، $i_d = 0$ به عنوان اساس روش کنترلی است، اما مشاهده می‌شود در لحظه تغییر برخی از پارامترهای دیگر سیستم، i_d^1 نیز به طور ناخواسته دارای تغییراتی می‌شود و از مرجع فرمان ورودی خود در آن لحظات تبعیت نمی‌کند. به عنوان مثال با تغییر فرمان سرعت، در این روش کنترلی باید i_q تغییر کند اما با توجه به مشخصه‌های ذاتی ماشین PM و هم‌چنین از معادلات حاکم بر ژنراتور مشاهده می‌شود بین ولتاژ یک محور با هر دو جریان رابطه مستقیم وجود دارد و به دلیل این وابستگی معادلات ولتاژ و جریان ماشین، با تغییر i_q ، v_d نیز تغییر می‌یابد و با تغییر v_d نهایتاً i_d نیز تغییر پیدا می‌کند.

از آن‌جا که در طول مدت فرمان، مرجع ورودی i_d ثابت می‌باشد، این تغییر ناخواسته در مولفه i_d از دیدگاه کنترلی نامطلوب است. از طرفی به دلیل اینکه مولفه i_d^1 به عنوان نماینده مولفه شار در روش کنترل برداری محسوب می‌شود، تغییر i_d به منزله‌ی تغییر در مقدار شار می‌باشد و از آنجائیکه ثابت زمانی تغییرات شار نسبتاً بزرگتر از بقیه متغیرهای سیستم است، لذا تغییر شار از یک مقدار به مقدار ثانویه کند صورت می‌گیرد. به همین دلیل اگر i_d دچار تغییر ناخواسته شود گویی سرعت پاسخ سیستم کندتر می‌شود و این مسئله از دید کنترلی نامطلوب است.

به طور خلاصه نتیجه بحث بالا این است که در روش کنترل برداری، مقادیر دو جریان i_d و i_q باید به صورت مستقل از هم کنترل شوند به طوری که تغییرات یکی بر دیگری در حد امکان تاثیری نگذارد. اگر برای کنترل این جریان‌ها از یکسوکونده شش پالسه با ولتاژ استفاده شود، باید فرمان ولتاژهای v_q و v_d که به ترتیب برای کنترل جریان‌های i_q و i_d صادر می‌شوند، به اندازه‌ای باشند که ولتاژ هر محور فقط با جریان همان محور رابطه داشته باشد و به جریان محور دیگر وابسته نباشد و حتی در صورت امکان به پارامتر ω_r نیز وابسته نباشد. برای رفع این وابستگی‌ها از مداری به نام

Decoupling استفاده می‌شود. لازم به ذکر است این بلوک فقط به صورت یک رابطه جبری ساده می‌باشد و به راحتی درون پردازشگر پیاده سازی می‌شود.

باتوجه به رابطه (۱۸-۵) مشاهده می‌شود عبارت $-R_s i_q - L_q p i_q$ مستقیماً با ولتاژ محور هم‌نام خود یعنی v_q رابطه دارد، اما قسمت دوم رابطه یعنی $\omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m$ به ولتاژ محور q ربطی ندارند و عملاً باید این وابستگی ناخواسته را تفکیک کرد. عیناً طبق همین استدلال عبارت $-\omega_r L_q i_q$ در رابطه (۱۹-۵) وابستگی ناخواسته ایجاد کرده است که باید تفکیک شود. بنابراین جملات تزویج یا کاپلینگ بین دو محور عبارتند از:

$$v_q^{decoupl} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m \quad (20-5)$$

$$v_d^{decoupl} = -\omega_r L_q i_q \quad (21-5)$$

پس از اعمال مجزاسازی معادلات مجزا شده دو محور به صورت زیر بدست می‌آید:

$$v_{q(new)} = -R_s i_q - L_q \frac{d}{dt} i_q \quad (22-5)$$

$$v_{d(new)} = -R_s i_d - L_d \frac{d}{dt} i_d \quad (23-5)$$

از این معادلات مشاهده می‌شود ولتاژهای جدیدی در خروجی بلوک تفکیک کننده ساخته می‌شوند که فقط با جریان‌های هم‌نام محور خود رابطه دارند. لازم به ذکر است باتوجه به ساختار بلوک دیکاپلینگ پس از خروجی کنترل کننده‌های جریان، عیناً روابط (۲۲-۵) و (۲۳-۵) به صورت جبری به سیستم کنترلی اضافه می‌شوند.

۴-۵- مدل سازی و کنترل مبدل سمت شبکه (GSC)

۴-۵-۱- محاسبه‌ی مرجع جریان برای تزریق توان اکتیو بار در نقطه PCC

توان ظاهری بار مطابق رابطه زیر بیان می‌گردد [29]:

$$S_L = P_L + jQ_L = VI_L^* = \frac{3}{2}(v_d + jv_q)(i_{ld} - ji_{lq}) \quad (24-5)$$

$$S_L = \frac{3}{2}[(v_d i_{ld} + v_q i_{lq}) + j(v_q i_{ld} - v_d i_{lq})] \quad (25-5)$$

$$P_L = \frac{3}{2}(v_d i_{ld} + v_q i_{lq}) \quad (26-5)$$

$$Q_L = \frac{3}{2}(v_q i_{ld} - v_d i_{lq}) \quad (27-5)$$

حال با تنظیم کردن ولتاژ محور عرضی در مقدار صفر ($v_q = 0$)، در این صورت توان حقیقی بار تنها تابعی از جریان محور d و توان راکتیو بار تنها تابعی از جریان محور q خواهد شد (پوراسماعیلی، ۲۰۱۳) در این شرایط مولفه طولی مرجع جریان برای فراهم آوردن جریان مربوط به توان اکتیو در فرکانس اصلی از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$I_{cd}^* = \frac{2 P_{ref}}{3 v_d} \quad (28-5)$$

که در رابطه بالا v_d ولتاژ تنظیم شده در محور طولی نقطه PCC، P_{ref} حداکثر توان مبدل منبع ولتاژی در فرکانس اصلی و I_{cd}^* مرجع جریان محور طولی در فرکانس اصلی شبکه ($f = 50^{Hz}$) می‌باشد. به علت محدود بودن توان خروجی مبدل منبع ولتاژی جریان مرجع نیز باید محدود گردد. محاسبه مقدار جریان مرجع مولفه طولی مبدل بر اساس روش پیشنهاد شده این امکان را ایجاد خواهد کرد که در شرایط مختلف با تنظیم P_{ref} ، حداکثر توان حقیقی توسط مبدل به شبکه تزریق گردد. البته قابل ذکر است که مقدار P_{ref} به ظرفیت توربین، ظرفیت الکترونیک قدرت مربوط به تجهیزات و ترانسفورمرها بستگی دارد.

۵-۴-۱-۱- محاسبه‌ی مولفه‌های هارمونیکی جریان مرجع در راستای محور طولی (d-axis)

در دستگاه قاب مرجع دوفاز گردان dq ، می‌توان مولفه اصلی جریان مرجع را به‌عنوان یک مولفه dc در نظر گرفت و به عنوان یک نتیجه کلی مولفه‌های هارمونیکی جریان بار را می‌توان با فیلترهای بالاگذر^۱ (HPF) استخراج نمود. اما مشکل اصلی این روش ایجاد تاخیر زیاد در هنگام استفاده از سیستم‌های دیجیتالی است [28] [11]. به‌منظور حداقل کردن تاثیر پاسخ فاز فیلتر بالاگذر، به کمک یک فیلتر پایین‌گذر^۲ (LPF)، حداقل فاز فیلتر بالاگذر می‌تواند حاصل شود و تابع تبدیل این فیلتر پایین‌گذر دارای فرکانس قطع به اندازه فیلتر بالاگذر می‌باشد. بنابراین، فیلتر بالاگذر با حداقل فاز می‌تواند به سادگی حاصل شود توسط اختلاف بین سیگنال ورودی و عدد یک که برابر است با

1 - High Pass Filter
2 - Low Pass Filter

$H_{MPHPF}(s) = 1 - H_{LPF}(s)$. فیلتر در نظر گرفته شده در این کاربرد دارای فرکانس قطع $f_c = (f/2)(f = 50\text{Hz})$ می باشد که قادر خواهد بود مولفه DC جریان بار غیرخطی را استخراج نماید. بنابراین، i_{ld} را می توان از رابطه زیر استخراج نمود:

$$i_{ld} = \tilde{i}_{ld} + I_{ld} \quad (29-5)$$

که در رابطه بالا، \tilde{i}_{ld} مولفه متناوب جریان بار در راستای محور مستقیم است که خود مربوط به مولفه های هارمونیک بار می باشد و I_{ld} مولفه DC جریان بار که وابسته به هارمونیک اصلی جریان بار است [39]. برای استفاده از واحد تولید پراکنده به عنوان یک مولد توان حقیقی، مولفه های هارمونیک غیرخطی جریان بار باید تغذیه گردند. برای برآورده کردن این منظور، مولفه مرجع جریان غیرخطی محور مستقیم به وسیله مجموع جریان های رابطه (5-28) و بخش های متناوب جریان بار مطابق رابطه (5-30) حاصل می گردد [28]:

$$i_{cd}^* = \tilde{i}_{ld} + I_{cd}^* \quad (30-5)$$

5-4-2- محاسبه ی مرجع جریان برای تغذیه توان راکتیو بار

در دستگاه گردان دوفاز متعامد dq، مولفه عرضی جریان بار بر مولفه طولی ولتاژ عمود می باشد ($v_d \perp i_q$). به عنوان یک نتیجه کلی، مولفه عرضی جریان بار نشان دهنده تقاضای توان راکتیو بار (طبق رابطه (5-27)) می باشد. برای جبران توان راکتیو بار، منبع تولید پراکنده می بایست جریان محور عرضی (i_q) را به اندازه تقاضای توان راکتیو تعیین کند. برای محقق شدن این هدف، باید مولفه محور عرضی جریان منبع تولید پراکنده با مولفه عرضی جریان بار مطابق رابطه زیر برابر هم قرار داده شوند [29]:

$$i_{cq}^* = i_{lq} \quad (31-5)$$

که در آن i_{cq}^* مرجع جریان مولفه عرضی مبدل می باشد. برای این منظور، مجموع جریان راکتیو بار و مولفه های عرضی جریان باید جبران گردند [36].

۵-۴-۳- مدل سازی دینامیکی مبدل GSC

برای سیستم مورد مطالعه در این پایان نامه، مدل الکتریکی شبکه قدرت شامل بخش تولید، بخش انتقال یا سیستم توزیع و بار می شود. توربین بادی نیز به همراه PMSG از طریق مبدل های MSC و GSC، در نقطه PCC به شبکه قدرت متصل می گردد. به هر حال برای طراحی و ترسیم شماتیک مدار کنترلی مبدل GSC و به وجود آوردن شرایطی برای تحلیل دینامیکی مبدل، می بایست عناصر ذکر شده در سیستم با جزئیات بیشتری مطرح گردند.

۵-۴-۳-۱- تحلیل مدل مورد مطالعه

برای ارائه جزئیات مدل سازی ابتدا قوانین کیرشهف برای مدل مورد مطالعه در دستگاه سه فاز ساکن متعامد مطابق رابطه زیر نوشته می شود.

$$\sum_{i=1}^3 v_{iM} = \sum_{i=1}^3 (L_c \frac{di_{ci}}{dt} + R_c i_{ci} + v_i + v_{NM}) \quad (۳۲-۵)$$

در این مدل یک نقطه خنثی برای در نظر گرفتن مولفه صفر ولتاژ در نظر گرفته می شود. در این صورت مولفه ac نقطه خنثی از رابطه زیر استخراج می گردد:

$$v_{NM} = \frac{(v_{1M} + v_{2M} + v_{3M})}{3} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 v_{iM} \quad (۳۳-۵)$$

متغیر سوئیچینگ پایه k ام اینورتر منبع ولتاژی بر اساس رابطه زیر تشریح می گردد:

$$S_k = \begin{cases} 1, & \text{if } T_k \text{ is on and } T'_k \text{ is off} \\ 0, & \text{if } T_k \text{ is off and } T'_k \text{ is on} \end{cases} \quad (۳۴-۵)$$

$$v_{kM} = S_k v_{dc} \quad (۳۵-۵)$$

بنابراین، با جایگزین کردن رابطه (۳۵-۵) در روابط (۳۲-۵) و (۳۳-۵)، روابط دینامیکی سوئیچینگ مبدل سیستم مورد مطالعه گسترش می یابد. به هر حال حالا می توان اذعان نمود که مدل کامل است و رابطه را می توان به شکل زیر گسترش داد [29]:

$$\frac{di_{ck}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{ck} + \frac{v_{dc}}{L_c} (S_k - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 S_j) - \frac{v_k}{L_c} \quad (۳۶-۵)$$

$$k = 1, 2, 3$$

معادله بالا رابطه دینامیکی را برای فاز k ام مبدل GSC بیان می کند. توسط رابطه بالا تابع حالت

سوئیچینگ می تواند این چنین تعریف شود [29]:

$$D_{nk} = (S_k - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 S_j) \quad (37-5)$$

رابطه (37-5) نشان می دهد که مقدار پارامتر کنترلی D_{nk} بستگی به خاموش یا روشن بودن شاخه k (بستگی به حالت یا سطح سوئیچینگ و فاز k) دارد. به عبارت دیگر D_{nk} به طور همزمان به توابع سوئیچینگ سه پایه GSC بستگی دارد. در واقع این رابطه میزان اثر تقابل بین فازها را نشان می دهد [29]. با جایگذاری رابطه (37-5) در (36-5)، معادله دینامیکی مدل مورد مطالعه به صورت رابطه زیر استخراج می گردد:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} = -\frac{R_c}{L_c} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c1} \\ i_{c2} \\ i_{c3} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} D_{n1} \\ D_{n2} \\ D_{n3} \end{bmatrix} v_{dc} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \quad (38-5)$$

5-4-3-2- مدل فضای حالت سیستم مورد مطالعه

با استفاده از ماتریس تبدیل پارک، معادلات دینامیکی مبدل GSC را می توان به شکل زیر در دستگاه دوفاز گردان dq به صورت زیر نوشت:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_c} & \omega \\ -\omega & -\frac{R_c}{L_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{cd} \\ i_{cq} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} D_{nd} \\ D_{nq} \end{bmatrix} v_{dc} - \frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (39-5)$$

از آنجایی که مجموع جریان های سه فاز برابر صفر است، بنابراین مولفه توالی صفر جریان GSC برابر صفر خواهد بود ($i_{c0} = 0$). بنابراین ولتاژ ac نقطه خنثی تاثیری بر روی جریان تبدیل یافته ندارد.

5-4-3-1- روش کنترل جریان برای مدل مورد مطالعه

در سیستم مورد مطالعه برای دستیابی به فراجهد کم، دقت بالا و پاسخ دینامیکی سریع برای جبران توان های اکتیو و راکتیو و هم چنین جبران مولفه های هارمونیک جریان بار، رابطه (39-5) می بایست از طریق دو حلقه کنترلی مستقل و مجزا کنترل شوند. همان طور که قبلاً ذکر شد، تمامی متغیرهای تبدیل پارک مبدل GSC در شرایط حالت دائمی این متغیرها به مقادیر ثابت تبدیل می-

شوند. با استفاده از این تکنیک، امکان طراحی کنترل کننده‌های جریان با استفاده از حلقه‌های کنترلی مناسب بدون نیاز به حلقه‌های کنترلی پیچیده وابسته به زمان ایجاد می‌شود. با مراجعه به رابطه (۵-۴۰) و با توجه به $\lambda = L_c(di_c/dt) + R_c i_c$ تابع حالت سوئیچینگ می‌تواند به صورت رابطه زیر بیان شود:

$$D_{nd} = \frac{\lambda_d - L_c \omega i_{cq} + v_d}{v_{dc}} \quad (۴۰-۵)$$

$$D_{nq} = \frac{\lambda_q + L_c \omega i_{cd}}{v_{dc}} \quad (۴۱-۵)$$

با دقت در روابط (۴۰-۵) و (۴۱-۵)، بخش‌های وابسته‌کننده $L_c \omega i_{cq}$ و $L_c \omega i_{cd}$ در حلقه کنترلی جریان استخراج می‌گردند و بلوک شامل $L_c \omega$ که هدف آن مجزاسازی یا ایجاد عدم وابستگی بین دو حلقه کنترلی جریان در دو محور طولی و عرضی می‌باشد برای مجزاسازی کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو به کار می‌رود [۳۷]. باید توجه داشت که ورودی‌های کنترل کننده اصلی D_{nd} و D_{nq} شامل ترکیبی از یک بخش ابطال غیرخطی و جبران وابستگی خطی می‌باشد. برای دستیابی به پاسخ دینامیکی سریع و حذف خطای حالت دائمی، مخصوصاً در هنگام اتصال بارهای غیرخطی به شبکه که سبب آلودگی‌های هارمونیک نیز در شبکه قدرت می‌شوند، بهره‌گیری از کنترل کننده‌های تناسبی انتگرالی لازم می‌باشد. پارامتر تنظیم کننده پیشنهادی به صورت رابطه زیر معرفی می‌گردد:

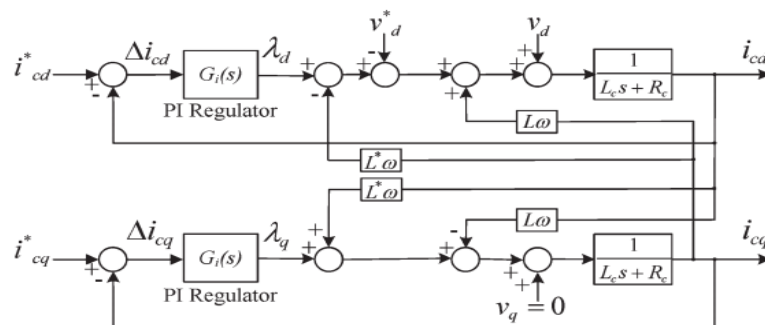
$$\lambda_{dq} = k_p (\Delta i_{cdq}) + k_i \int (\Delta i_{cdq}) dt \quad (۴۲-۵)$$

در رابطه بالا k_p و k_i به ترتیب بهره‌های تناسبی و انتگرالی، و $(\Delta i_{cdq}) = (i_{cdq}^* - i_{cdq})$ نشان دهنده یک نسبت از جریان‌های مرجع محاسبه شده و جریان واقعی تزریقی DG از طریق مبدل واسط (که سیگنال‌های خطا را تولید و سوئیچ‌های اینورتر را کنترل می‌کند) می‌باشد. تابع تبدیل کنترل کننده‌های تناسبی انتگرالی برای حلقه‌های کنترلی جریان در استراتژی مورد مطالعه مطابق رابطه زیر ارائه می‌گردد:

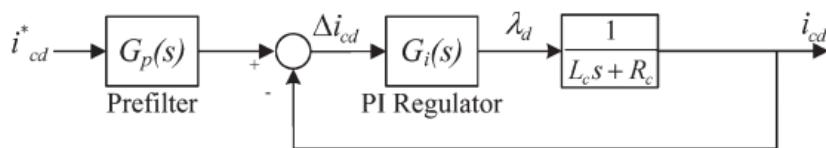
$$G_i(s) = \frac{\lambda_i(s)}{\Delta I_d(s)} = \frac{\lambda_q(s)}{\Delta I_q(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (۴۳-۵)$$

برای طراحی کنترل کننده‌های تناسبی انتگرالی برای حلقه‌های کنترلی جریان، لازم است برای مجزاسازی با اضافه کردن ولتاژ اندازه‌گیری شده در راستای محور طولی و بخش مجزاشده همان‌طور

که در شکل (۵-۵) نیز نمایش داده شده است، L^* و v^* اضافه شوند که در واقع این مقادیر، مقادیر تخمین زده شده اندوکتانس و ولتاژ شبکه هستند. بدین ترتیب، حلقه‌های کنترلی داخلی جریان i_{cq} می‌تواند مطابق با شکل (۶-۵) ساده شود. همان‌طور که در شکل (۵-۵) نشان داده شده است، حلقه‌های کنترلی جریان i_{cd} و i_{cq} مشابه هم هستند. بنابراین در این دستگاه مرجع dq ، کنترل جداگانه توان‌های اکتیو و راکتیو به راحتی از طریق (کنترل مستقل) مجزاسازی جریان‌های محورهای طولی و عرضی قابل دستیابی است.



شکل ۵-۵: حلقه کنترلی داخلی برای جریان‌های i_{cd} و i_{cq} [28]



شکل ۶-۵: دیاگرام معادل (حلقه کنترل جریان محور طولی) مدار کنترلی محور طولی [28]

تابع تبدیل حلقه بسته (حلقه جریان) کنترلی را می‌توان مطابق رابطه زیر استخراج نمود:

$$\frac{I_{cd}(s)}{I_{cd}^*(s)} = \frac{I_{cd}(s)}{I_{cd}^*(s)} = \frac{k_p}{L_c} \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s^2 + \frac{(R_c + k_p)}{L_c}s + \frac{k_i}{L_c}} \quad (۴۴-۵)$$

با قرار دادن صفر در رابطه (۴۴-۵)، پاسخ گذرای جریان‌ها تحت تاثیر قرار خواهد گرفت. به‌طور خاص، درصد فراجش واقعی بسیار بیشتر از انتظار است. برای دستیابی به مقدار بهینه ضریب میرایی $\xi = \sqrt{1/2}$ قرار داده می‌شود. با این مقدار درصد فراجش برابر ۲۰/۷۹٪ حاصل می‌شود. برای از بین بردن اثر صفر در پاسخ گذرا رابطه (۴۴-۵)، پیش‌فیلتری نشان داده شده در شکل (۶-۵) اضافه

شده است. پاسخ حلقه‌های جریان به صورت یک تابع تبدیل مرتبه ۲ بدون صفر ظاهر می‌شوند. مقایسه بین مدل عمومی یک تابع تبدیل مرتبه ۲ $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$ و رابطه (۴۴-۵) منجر به طراحی روابط زیر می‌شود:

$$k_p = 2L_c \zeta \omega_n - R_c \quad (۴۵-۵)$$

$$k_i = L_c \omega_n^2 \quad (۴۶-۵)$$

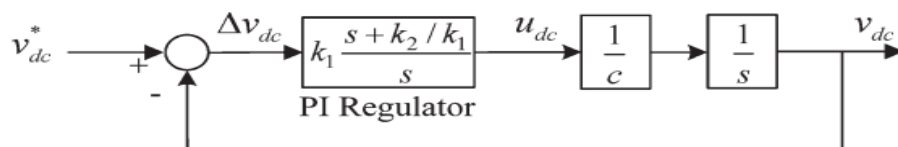
که در رابطه بالا ω_n فرکانس زاویه‌ای منبع می‌باشد و به پاسخ زمانی خاصی بستگی دارد.

۵-۴-۳-۲-۲- تنظیم ولتاژ لینک DC

مقدار خطای ولتاژ لینک DC، $\Delta v_{dc} = v_{dc}^* - v_{dc}$ از طریق یک کنترل کننده تناسبی انتگرالی جبران می‌شود تا ولتاژ باس dc را بر روی یک مقدار خاص v_{dc} تنظیم کند. بنابراین v_{dc} به صورت زیر به دست می‌آید:

$$u_{dc} = k_1 \Delta v_{dc} + k_2 \int \Delta v_{dc} dt \quad (۴۷-۵)$$

در رابطه بالا k_1 و k_2 به ترتیب بهره‌های تناسبی و انتگرالی برای تنظیم کننده PI لینک DC است. در این راستا شکل ۷-۵ مدل این مدار کنترلی را (حلقه مدار کنترل ولتاژ باس DC برای مبدل) نمایش می‌دهد.



شکل ۷-۵: مدار کنترلی ولتاژ لینک DC [28]

تابع تبدیل حلقه بسته‌ی حلقه‌ی تنظیم ولتاژ DC گرفته شده از شکل ۷-۵، به صورت زیر است:

$$\frac{v_{dc}(s)}{v_{dc}^*(s)} = 2\xi\omega_{nv} \frac{s + \frac{\omega_{nv}}{2\xi}}{s^2 + 2\xi\omega_{nv}s + \omega_{nv}^2} \quad (۴۸-۵)$$

$$k_1 = 2\xi\omega_{nv} C \quad (۴۹-۵)$$

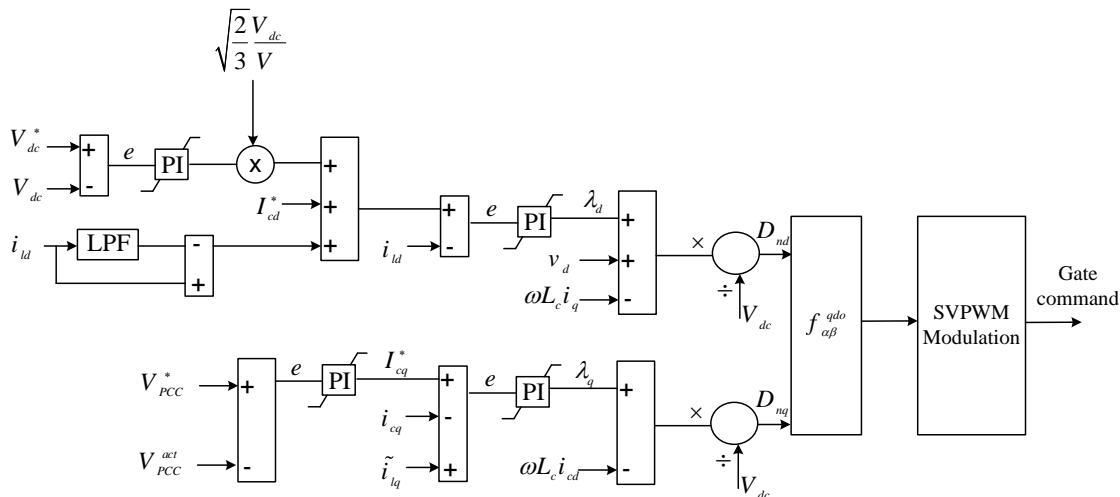
$$k_2 = \omega_{nv}^2 C \quad (۵۰-۵)$$

$$i_{do}^* = \frac{u_{dc} - D_{nq} i_q}{D_{nd}} = \frac{u_{dc} v_{dc} - D_{nq} v_{dc} i_q}{D_{nd} v_{dc}} \quad (51-5)$$

به عنوان یک نتیجه، $D_{nq} v_{dc} \approx v_q = 0$ و $D_{nd} v_{dc} \approx v_d = \sqrt{3/2} v$ می باشد [38]. از این رو خواهیم داشت:

$$i_{d1h+} \approx \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{v_{dc}}{v} u_{dc} \quad (52-5)$$

مرجع جریان در رابطه (52-5) به جریان هارمونیک مرجع حلقه i_{dl} اضافه می گردد. مولفه جریان (52-5) یک مولفه dc است و موجب می شود که فیلتر اکتیو یک جریان در فرکانس اصلی تولید کند. به طور کلی تمامی مباحث مطرح شده برای مدل سازی و کنترل مبدل GSC در شکل 5-8 به طور بلوک دیاگرام نمایش داده شده است.



شکل 5-8: بلوک دیاگرام مبدل سمت شبکه (GSC) [28]

5-5- جمع بندی فصل

در این فصل به ارائه روش کنترلی چند هدفه برای مبدل پشت به پشت¹ پرداخته شد. در استراتژی کنترلی بیان شده با کنترل برداری دقیق بر روی مبدل سمت ژنراتور می توان حداکثر توان تولیدی ژنراتور را با ضریب قدرت واحد به لینک DC انتقال داد. در این صورت تمام ظرفیت تولید به توان حقیقی تبدیل شده و تلفات قبل از لینک DC کمینه می گردد. پس از انتقال توان تولیدی به لینک DC، با توجه به استراتژی کنترلی بیان شده برای اینورتر منبع ولتاژی سمت شبکه، منبع تولید

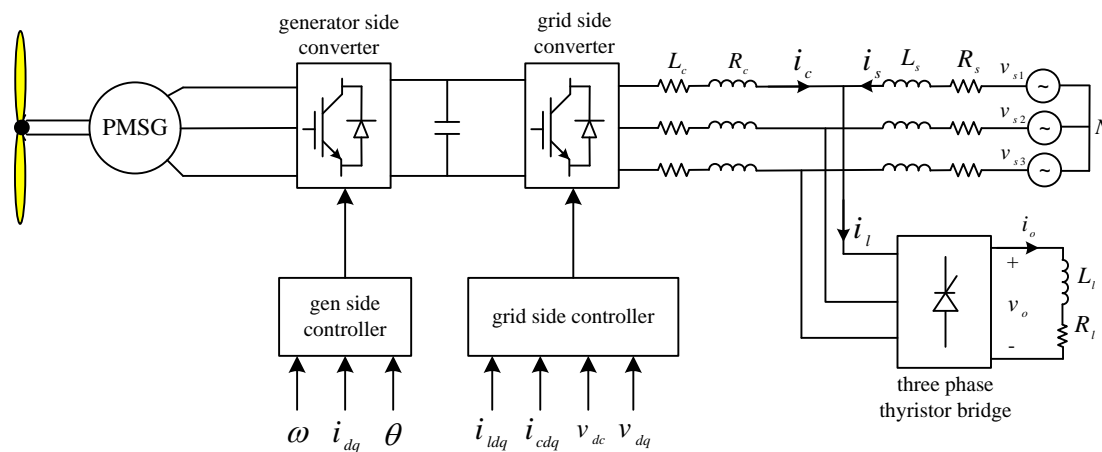
پراکنده علاوه بر تزریق توان اکتیو و راکتیو به نقطه PCC، هارمونیک‌های بار غیرخطی را نیز به این نقطه تزریق کرده تا جریان کشیده شده از شبکه بدون هارمونیک باشد. در واقع می‌توان ادعا نمود که با این استراتژی کنترلی منبع تولید پراکنده در نقطه PCC علاوه بر تامین توان بار مانند یک جیران-ساز ایده‌آل توانایی بهبود ضریب قدرت و همانند یک فیلتر اکتیو توانایی هارمونیک زدایی جریان شبکه را دارد. پس از بیان استراتژی کنترلی در این فصل در فصل بعد شبیه‌سازی و نتایج سیستم کنترلی مورد مطالعه ارائه می‌گردد.

فصل ششم

شبیه‌سازی سیستم مورد مطالعه و تحلیل و

بررسی نتایج

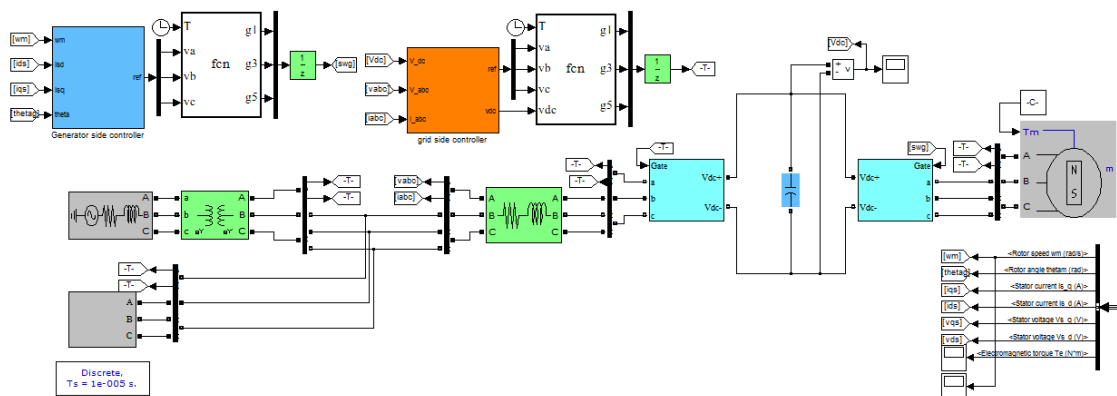
پس از معرفی و مدل‌سازی اجزای سیستم مورد مطالعه و نحوه کنترل چند هدفه مبدل‌های پشت-به‌پشت در فصل‌های قبل، در این فصل شبیه‌سازی و نتایج روش کنترلی بیان شده در فصل چهارم ارائه می‌گردد. اساس روش کنترلی به همراه توابع هدف و ملزومات سیستم مورد مطالعه به صورت کامل در فصل چهارم پایان‌نامه ارائه شد. همان‌طور که قبلاً نیز بیان گردید، روش کنترلی به‌کار رفته برای مبدل‌های پشت‌به‌پشت علاوه بر قابلیت تزریق توان حقیقی به نقطه PCC (مهم‌ترین وظیفه DG)، قابلیت کنترل ولتاژ در این نقطه یا تبادل توان راکتیو با شبکه (مهم‌ترین وظیفه یک جبران‌ساز ایده‌آل) و همچنین قابلیت هارمونیک‌زدایی جریان بار غیرخطی (مهم‌ترین وظیفه فیلتر اکتیو) را دارد. در این صورت سیستم کنترلی مدنظر برای داشتن پاسخ مطلوب به هر سه هدف موردنظر باید در عین سادگی با دقت فراوانی پیاده‌سازی شود. شماتیک مداری سیستم مورد مطالعه در شکل ۶-۱ نمایش داده شده‌است. در این پایان‌نامه روش کنترلی تشریح شده بر روی هر دو مبدل سمت شبکه و سمت ژنراتور PMSG پیاده‌سازی شده‌است. اهمیت کنترل مطلوب بر روی مبدل سمت ژنراتور به این علت است که می‌توان با تنظیم ضریب قدرت ژنراتور بر روی مقدار واحد حداکثر توان تولیدی به لینک DC را افزایش و نتیجتاً بازده کلی سیستم و مبدل b2b را افزایش داد. در ادامه پس از ارائه روش شبیه‌سازی نتایج و تحلیل خروجی‌ها ارائه می‌گردد. در انتها نیز این نتایج برای هر دو مبدل با مراجع [20] و [28] اعتبارسنجی می‌گردند. نتایج ارائه شده در انتهای این فصل نشان می‌دهند که سیستم کنترلی بیان شده در فصل چهارم به‌خوبی اهداف مورد نظر را برآورده ساخته و درصد هارمونیک‌های تولیدی بار غیرخطی را با اندازه قابل قبولی کاهش می‌دهد. همچنین مشاهده می‌شود که این روش کنترلی مقادیر مرجع متغیرهای مختلف به‌خصوص توان حقیقی منتقل شده به شبکه و اندازه ولتاژ لینک DC را ردیابی می‌نماید.



شکل ۶-۱: شماتیک مداری سیستم مورد مطالعه

۲-۶- شبیه‌سازی ب سیستم مورد مطالعه در نرم افزار MATLAB

در این بخش به ارائه جزئیات شبیه‌سازی سیستم مورد مطالعه پرداخته می‌شود. شکل ۲-۶ شماتیک مدار شبیه‌سازی شده را در نرم‌افزار MATLAB نمایش می‌دهد. هم‌چنین جدول ۱-۶ مشخصات کامل شبیه‌سازی اعم از پارامترهای بخش‌های الکتریکی و مکانیکی را ارائه می‌کند. ادامه به بررسی بخش‌های مختلف شکل ۲-۶ پرداخته می‌شود.



شکل ۲-۶: شبیه‌سازی سیستم مورد مطالعه در نرم‌افزار MATLAB

جدول ۱-۶: اطلاعات مداری و مکانیکی برای شبیه‌سازی سیستم مورد مطالعه

مقدار	واحد	پارامتر
1e-5	Sec	Sample time
8	kHz	فرکانس سوئیچینگ مبدل سمت ژنراتور
15	kHz	فرکانس سوئیچینگ مبدل سمت شبکه
SVPWM / IGBT-Diode	-	نوع سوئیچ و مدلاسیون مبدل سمت شبکه و ژنراتور
0.006612	Ω	مقاومت سیم‌پیچی استاتور PMSG
1.575e-3	H	اندوکتانس استاتور PMSG (L_d, L_q)
1.2453	Wb	حداکثر شار پیوندی ژنراتور
0.03	Kg.m^2	اینرسی بخش گردان
140	N.m	گشتاور نامی
300	rad/sec	سرعت نامی
2	-	تعداد قطب‌ها

600	μF	ظرفیت خازن لینک DC
800	V	ولتاژ لینک DC
1.5e-3	H	اندوکتانس فیلتر DG
0.1	Ω	مقاومت فیلتر DG
thyristor bridge	-	نوع بار غیر خطی
5	Ω	مقاومت بار غیر خطی
10e-3	H	اندوکتانس بار غیر خطی
380	V	مقدار موثر ولتاژ شبکه
50	Hz	فرکانس نامی شبکه
0.1	Ω	مقاومت معادل ترانس، کابل و شبکه
0.1e-3	H	اندوکتانس معادل ترانس، کابل و شبکه

۶-۲-۱- ژنراتور آهنربای دائم (PMSG)

ژنراتور در نظر گرفته شده برای منبع تولید پراکنده یک ژنراتور مغناطیس دائم سنکرون می‌باشد. این ژنراتورها با حذف سیم‌پیچی تحریک و استفاده از آهن‌رباهای دائم سبب عدم حضور تلفات اهمی بخش تحریک‌شده و راندمان بالاتری را نسبت به ژنراتورهای القایی و سنکرون دارا می‌باشند (پوراسماعیلی، ۲۰۱۳). مشخصات کامل ژنراتور استفاده شده در شبیه‌سازی به صورت کامل در جدول ۶-۱ ارائه شده است.

۶-۲-۲- کنترل‌کننده مبدل سمت ژنراتور

اساس روش کنترل این مبدل در فصل چهارم تشریح گردید. شکل ۶-۳ مدار پیاده‌سازی شده برای کنترل این مبدل را نمایش می‌دهد. همان‌طور که در فصل قبل نیز بیان شد، گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی توسط ژنراتور مغناطیس دائم از رابطه زیر حاصل می‌گردد:

$$T_e = \frac{3}{4} p i_q [\lambda_m + (L_d - L_q) i_d] \quad (۱-۶)$$

با دقت در این رابطه می‌توان دریافت گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی ژنراتور مغناطیس دائم دارای دو بخش است. بخش اول که مستقیماً به جریان محور q وابسته است و بخش دوم که به جریان هر دو محور d و q وابسته می‌باشد. اما به علت نزدیکی پارامترهای L_d و L_q از بخش دوم رابطه (۱-۶) می‌توان نسبت به بخش اول آن صرف نظر نمود. در نتیجه با کنترل جریان محور q ژنراتور

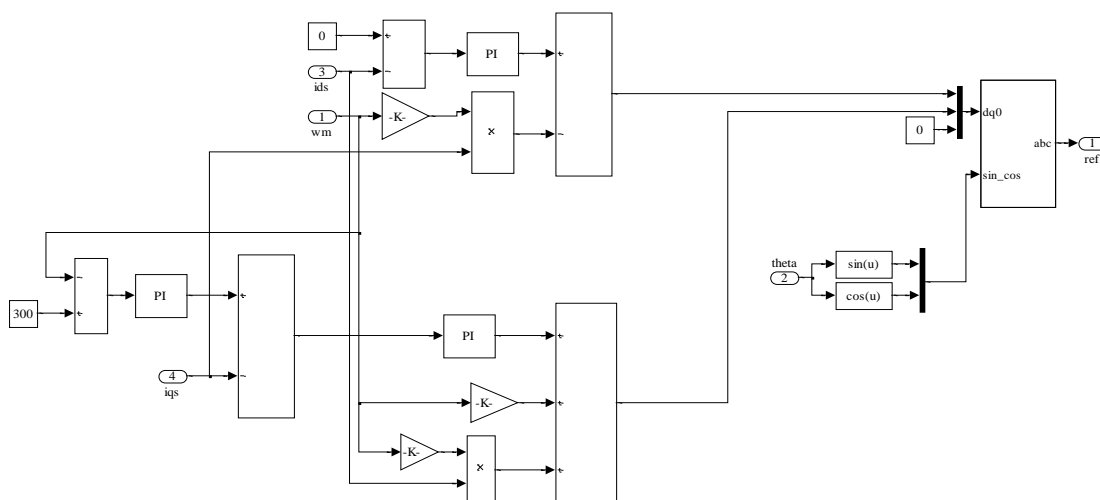
می‌توان توان حقیقی این مولد را کنترل نمود. از سوی دیگر در فصل قبل نشان داده شد که شار تولیدی ژنراتور آهن‌ربای دائم در محور طولی از رابطه (۶-۲) حاصل می‌گردد.

$$\lambda_d = \lambda_m + L_d i_d \quad (۶-۲)$$

در نتیجه پارامتر شار تولیدی توسط آهن‌رباهای ژنراتور نیز توسط جریان محور d قابل کنترل بوده که این موضوع سبب کنترل بر روی پیک ولتاژ تولیدی ژنراتور و نتیجتاً کنترل بر روی توان راکتیو و جابجایی بین ژنراتور و مبدل سمت ژنراتور می‌گردد. از آنجایی که هدف دستیابی به حداکثر توان باد و انتقال آن به لینک DC می‌باشد، ضریب قدرت ژنراتور با تنظیم جریان محور d بر روی مقدار صفر، همواره برابر واحد خواهد بود.

در حالت کلی برای کنترل توان‌های اکتیو و راکتیو انتقالی به لینک DC در این بخش به سه جبران‌کننده خطا نیاز می‌باشد. در اینجا برای این منظور از PI کنترلر گسسته در نرم‌افزار متلب استفاده شده است. این کنترلر باید این قابلیت را دارا باشد که با تغییرات سرعت و گشتاور باد، حداکثر توان تولیدی را به لینک DC انتقال دهد. از آنجایی که هدف انتقال حداکثر توان تولیدی باد به ولتاژ لینک DC است، لذا به‌طور مطلوب هیچ توان راکتیوی نباید توسط ژنراتور تولید یا مصرف شده و باید کل ظرفیت تولید به توان حقیقی اختصاص یابد. این شرایط می‌بایست در تمامی حالات به‌خصوص به‌ازای تغییرات سرعت باد یا گشتاور باد صادق باشد.

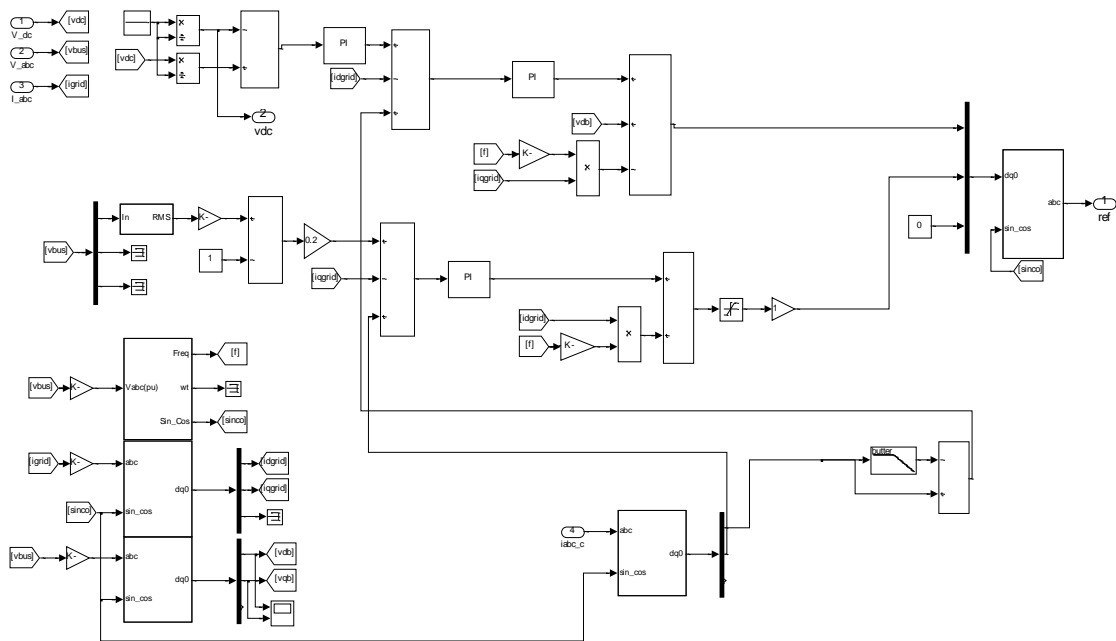
مقدار مرجع جریان محور q از روی فرمان تصحیح خطای سرعت ناشی می‌شود. علت این موضوع وابستگی گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی ژنراتور به جریان محور q مطابق با رابطه (۶-۱) می‌باشد. در ادامه نتایج این بخش ارائه می‌گردد.



شکل ۶-۳: نمایش شبیه‌سازی سیستم کنترلی مبدل سمت ژنراتور

۶-۲-۳- کنترل کننده مبدل سمت شبکه

روش کنترل و بهره‌برداری از مبدل سمت شبکه به همراه معادلات دینامیکی این مبدل در فصل قبل به‌طور کامل تشریح گردید. شکل ۴-۶ مدار شبیه‌سازی شده این مبدل را در نرم‌افزار متلب نمایش می‌دهد. رفتار و عملکرد این مبدل از جنبه‌های مختلفی دارای اهمیت است. در واقع این مبدل علاوه بر قابلیت تزریق توان حقیقی به نقطه PCC می‌بایست قابلیت کنترل توان راکتیو و هارمونیک زدایی جریان بار شبکه را داشته باشد. برای دستیابی به این اهداف کنترل کننده مربوط به این مبدل باید در عین سادگی دارای دقت بالایی بوده و رفتار سریع و پیوسته‌ای داشته باشد. در صورتی که این مبدل به تمامی اهداف اشاره شده پاسخ مثبت دهد در واقع می‌توان به این منبع تولید پراکنده به دید یک فیلتر فعال، نیروگاه کوچک متصل به شبکه توزیع و جبران‌ساز ایده‌آل شبکه نگریست. منابع تولید پراکنده با چنین قابلیت جبران‌سازی نه تنها باعث آلودگی‌های هارمونیکی در شبکه نمی‌گردند بلکه توانایی حذف هارمونیک جریان شبکه ناشی از بار غیرخطی نیز دارند.



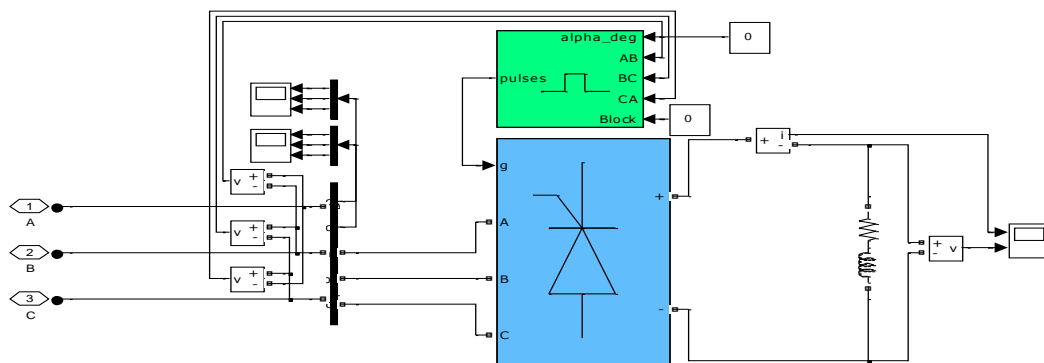
شکل ۴-۶: نمایش شبیه‌سازی سیستم کنترلی مبدل سمت شبکه

برای دستیابی به کنترل کننده مطلوب برای این مبدل نیاز است که از جریان‌های بار غیرخطی و جریان تولیدی DG نمونه‌گیری شود. با انتقال این جریان‌ها به دستگاه گردان dqo می‌توان کنترل مطلوب را بر روی سیگنال‌های ثابت با زمان اجرا نمود. طبق معادلات ارائه شده برای مبدل در فصل چهارم جبران‌سازی ولتاژ لینک DC، تزریق توان حقیقی مبدل و تولید هارمونیک‌های جریان محور d

بار غیرخطی توسط کنترل کننده محور d مبدل صورت می گیرد. تنها وظیفه کنترلی محور q نمونه گیری از ولتاژ نقطه PCC و کنترل توان راکتیو و ولتاژ این نقطه و همچنین تولید هارمونیک های جریان محور q بار غیرخطی می باشد. در واقع با نمونه گیری مقدار موثر ولتاژ شبکه در نقطه PCC میزان افت و یا افزایش ولتاژ در این نقطه حس شده و باتوجه به میزان تغییرات مجاز ولتاژ در این نقطه، فرمان جبران خطای ولتاژ می گردد. حال در صورت وقوع هر گونه افت ولتاژی در شبکه، ظرفیت توان تولیدی DG برای رفع این خطا به تزریق توان راکتیو اختصاص می یابد. در واقع عملکرد DG در این شرایط مشابه با یک جبران ساز استاتیک متصل به نقطه تغذیه می باشد. در ادامه نتایج شبیه سازی این مبدل به طور کامل ارائه می گردد.

۴-۲-۶- بار غیر خطی

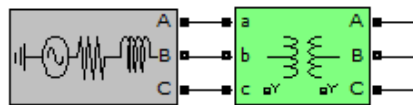
بار غیر خطی در نظر گرفته شده برای سیستم مورد مطالعه یک پل تریستوری شش پالس تغذیه کننده یک بار اندوکتیو می باشد. شکل ۵-۶ نمایش مدل شبیه سازی شده برای این بار را در نرم افزار متلب نمایش می دهد. برای ایجاد یک پل تریستوری سه فاز از بلوک universal bridge استفاده شده است که می توان نوع المان های هدایت کننده در آن (تریستور، دیود، و...) و همچنین تک فاز یا سه فاز بودن آن را مشخص کرد. برای تامین پالس های این بلوک می توانیم از بلوک synchronized 6-pulse generator استفاده کنیم که خروجی آن یک بردار حاوی شش پالس است. این بلوک مقادیر لحظه ای ولتاژهای خط v_{ab} ، v_{bc} و v_{ca} را به عنوان ورودی می گیرد. مبنای زاویه آتش آن از نقطه گذر از صفر ولتاژهای خط می باشد، این مبنا همان مبنای در نظر گرفته شده توسط ما یعنی محل تلاقی ولتاژهای خط است زیرا در محل برخورد دو ولتاژ خط ولتاژ خط سوم از صفر می گذرد. برای بار اندوکتیو نیز از یک شاخه RL سری استفاده می کنیم و مقادیر آنها را مطابق با جدول ۶-۱ قرار می دهیم. نتایج حاصل از شبیه سازی این بخش نیز در ادامه ارائه می گردد.



شکل ۵-۶: نمایش شبیه سازی بار غیر خطی تغذیه کننده بار اندوکتیو

۶-۲-۵- شبکه توزیع

مدل شبکه در نظر گرفته برای سیستم مورد مطالعه در شکل ۶-۶ نمایش داده شده است. با توجه به این شکل، با استفاده از یک منبع سه فاز با اتصال ستاره و یک ترانس دو سیم پیچه شبکه توزیع با ولتاژ نامی ۳۸۰ ولت و فرکانس ۵۰ هرتز تشکیل می‌گردد. میزان مقاومت و سلف این منبع در جدول ۶-۱ ارائه شده است.



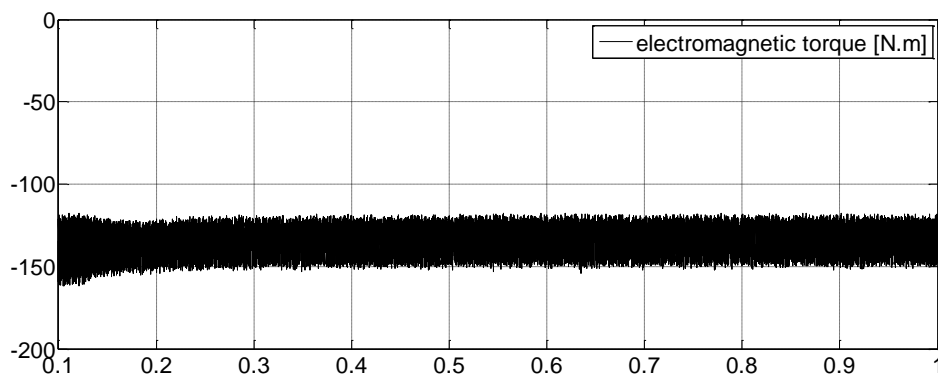
شکل ۶-۶: شبیه‌سازی شبکه توزیع با مشخصات مداری مطابق با جدول ۶-۱

۶-۳- شبیه‌سازی سیستم مورد مطالعه تحت شرایط مختلف

در این بخش برای بررسی رفتار منبع تولید پراکنده سناریوهای مختلفی ارائه می‌گردد. خاطر نشان می‌شود تمامی سناریوهای در نظر گرفته شده برای این بخش تنها برای بررسی رفتار سیستم کنترلی مبدل‌های b2b مشابه مراجع (شوهوی، ۲۰۱۲) و (پوراسماعیلی، ۲۰۱۳) انتخاب شده است که امکان اعتبارسنجی خروجی‌ها نیز وجود داشته باشد. در ادامه در هر بخش سناریوهای مختلفی طراحی و رفتار سیستم شبیه‌سازی شده در این شرایط مورد بررسی و ارزیابی دقیق قرار می‌گیرد.

۶-۳-۱- بررسی رفتار مبدل سمت ژنراتور در شرایط بهره برداری نامی

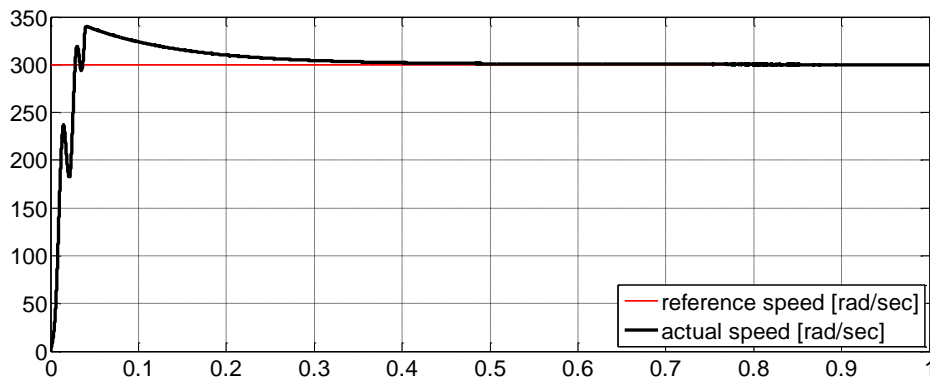
در این بخش به بررسی و تحلیل نتایج مربوط به مبدل سمت ژنراتور پرداخته می‌شود. برای بررسی رفتار این مبدل ابتدا یک گشتاور مکانیکی معادل $132/62$ نیوتون متر بر ژنراتور مغناطیس دائم اعمال می‌شود. در این شرایط شکل ۶-۷ گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی ژنراتور PMSG را نمایش می‌دهد. علت وجود ریبیل فرکانس بالا در شکل موج ۶-۷ ناشی از دو علت است. اولین علت را می‌توان در هارمونیک بودن جریان جاری شده در سیم پیچ‌های آرمیچر ماشین دانست. علت وجود این هارمونیک‌های زمانی پدید آمدن ولتاژ سوئیچینگ در ترمینال ماشین توسط مبدل سمت ژنراتور می‌باشد.



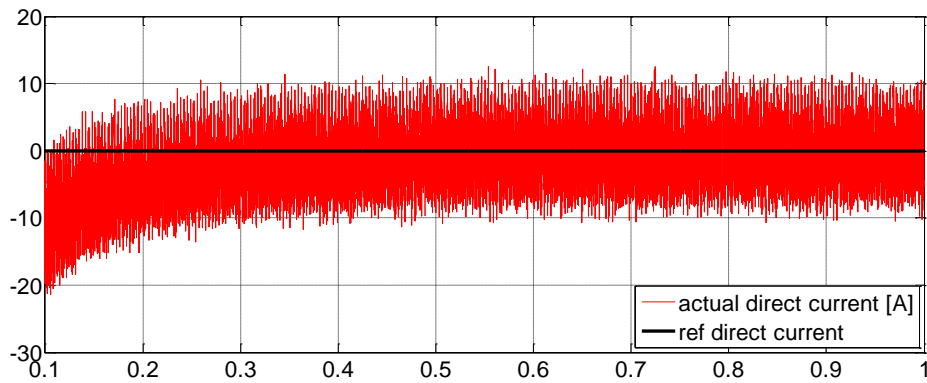
شکل ۶-۷: گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی PMSG در شرایط نامی

با دقت در شکل ۶-۷ می‌توان دریافت با اعمال گشتاور نامی به ژنراتور، ماشین پس از گذشت یک ثابت زمانی کوتاهی به شرایط سنکرون می‌رسد. این موضوع همچنین از شکل ۶-۸ نیز قابل درک است. در واقع در این شکل سرعت‌های واقعی و مرجع ژنراتور نمایش داده شده است. با مشاهده این گراف می‌توان دریافت که کنترل‌کننده سرعت ژنراتور به نحو مطلوبی سرعت محور را در مقدار نامی تثبیت کرده است.

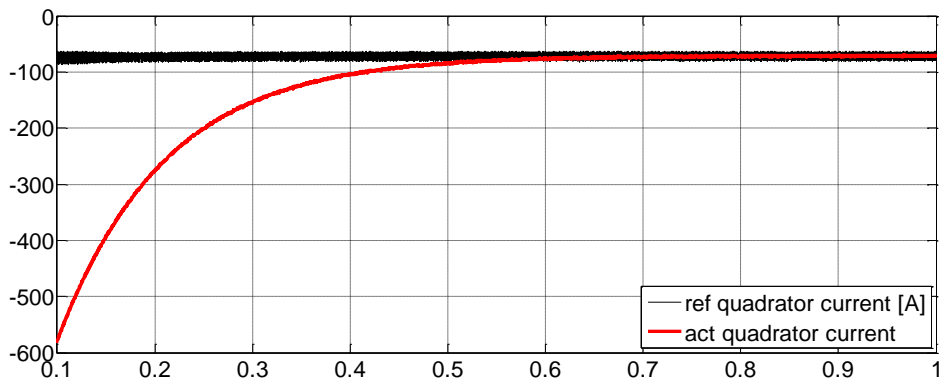
همچنین در شکل‌های ۶-۹ و ۶-۱۰ رفتار کنترل‌کننده مبدل سمت ژنراتور به وضوح قابل مشاهده است. در این شکل‌ها به ترتیب جریان‌های محوره‌های d و q به همراه مقادیر مرجع آنها نمایش داده شده است. با دقت در این شکل‌ها می‌توان دریافت که کنترل‌کننده سمت ژنراتور به نحو مطلوبی خواسته‌های کنترلی را برآورده ساخته است. در واقع این کنترل‌کننده با تنظیم جریان محور d روی مقدار صفر سبب عدم انتقال توان راکتیو جابجایی بین مبدل VSC و PMSG شده است. در این شرایط طبق شکل ۶-۱۰ تمامی ظرفیت تولید توان ژنراتور با ضریب توان واحد به لینک DC تزریق شده است.



شکل ۶-۸: سرعت‌های نامی و واقعی ژنراتور PMSG در شرایط نامی



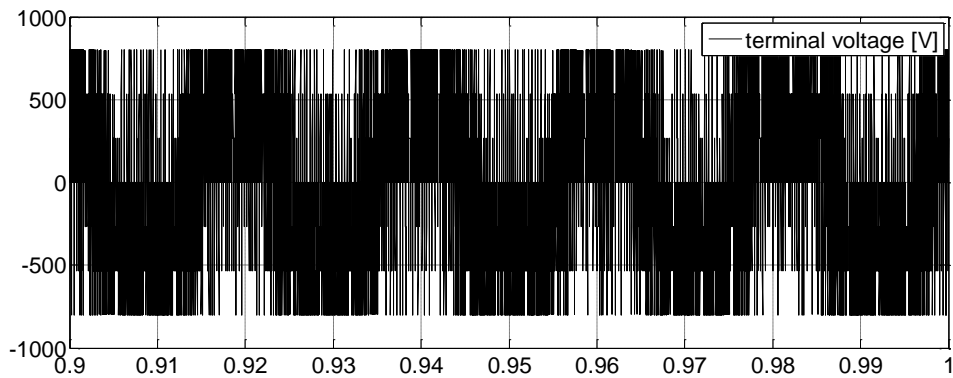
شکل ۶-۹: جریان‌های واقعی و مرجع محور d ژنراتور PMSG در شرایط نامی



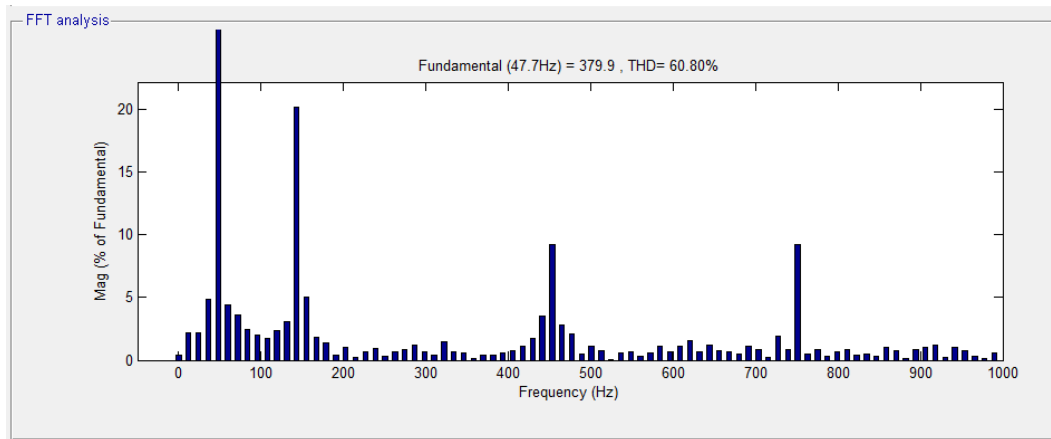
شکل ۶-۱۰: جریان‌های واقعی و مرجع محور q ژنراتور PMSG در شرایط نامی

برای روشن‌تر شدن موضوع در این قسمت نتایج مربوط به رفتار مبدل در در دستگاه ساکن abc نمایش داده می‌شود. در این راستا شکل موج ۶-۱۱، ولتاژ لحظه‌ای ترمینال ژنراتور را نشان می‌دهد. همان‌طور که قبلاً نیز بیان شد وجود هارمونیک‌های فرکانس بالا در این شکل موج ناشی از سوئیچ زنی کلیدهای قدرت مبدل سمت ژنراتور می‌باشد. روش مدلاسیون به کار رفته برای مبدل‌ها روش SVPWM می‌باشد که نسبت به سایر روش‌های مدلاسیون به نحو مطلوب تری از ولتاژ لینک DC را ارتقا می‌دهد. در این راستا شکل ۶-۱۲ توزیع هارمونیکی ولتاژ فاز a ژنراتور را برای فرکانس پایه نمایش می‌دهد. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده است میزان THD ولتاژ ترمینال ژنراتور حدود ۰/۸٪ می‌باشد که برای ژنراتوری با L_d و L_q مطابق با جدول ۶-۱ مقدار بسیار مطلوبی است. همچنین در شکل‌های ۶-۱۳ و ۶-۱۴ نیز جریان لحظه‌ای فاز a و توزیع هارمونیکی این پارامتر در فرکانس پایه ژنراتور نمایش داده شده است. با دقت در شکل ۶-۱۴ می‌توان دریافت که میزان THD جریان آرمیچر ژنراتور PMSG حدود ۴/۱۷٪ می‌باشد که دارای مقدار استاندارد و مطلوبی است. همان‌طور که از شکل ۶-۱۲ پیداست سهم عظیمی از هارمونیک‌های ولتاژ مبدل مربوط به فرکانس-

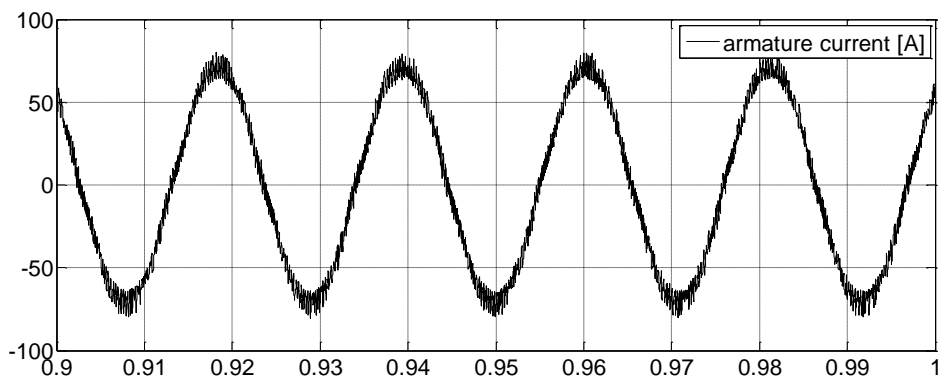
های بالا و مضارب فرکانس سوئیچینگ می باشد که مطابق شکل ۶-۱۴ به راحتی توسط سلف موتور فیلتر می گردند.



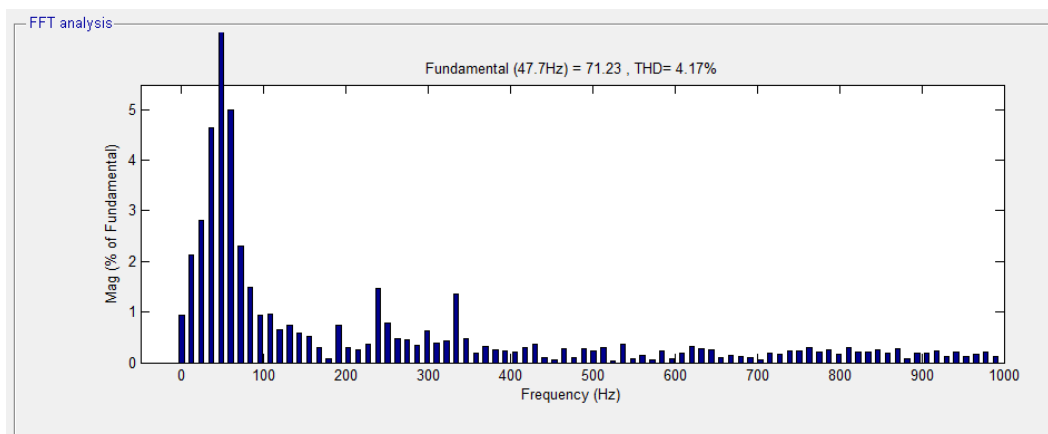
شکل ۶-۱۱: ولتاژ لحظه‌ای فاز a ژنراتور PMSG در شرایط نامی



شکل ۶-۱۲: توزیع هارمونیک ولتاژ فاز a ژنراتور PMSG



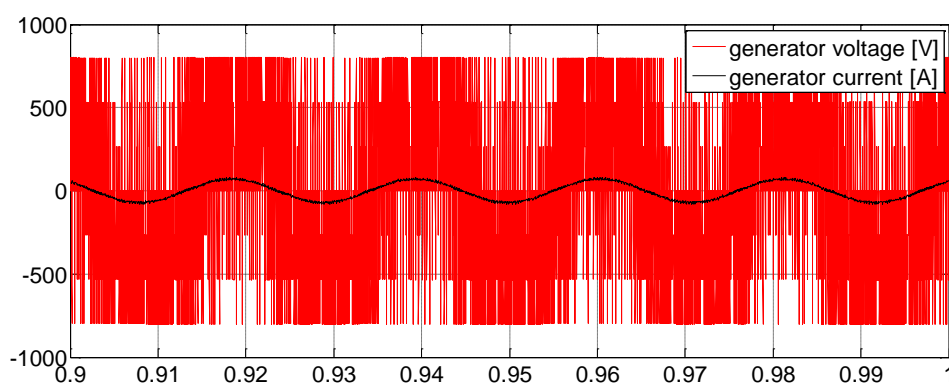
شکل ۶-۱۳: جریان لحظه‌ای فاز a ژنراتور PMSG در شرایط نامی



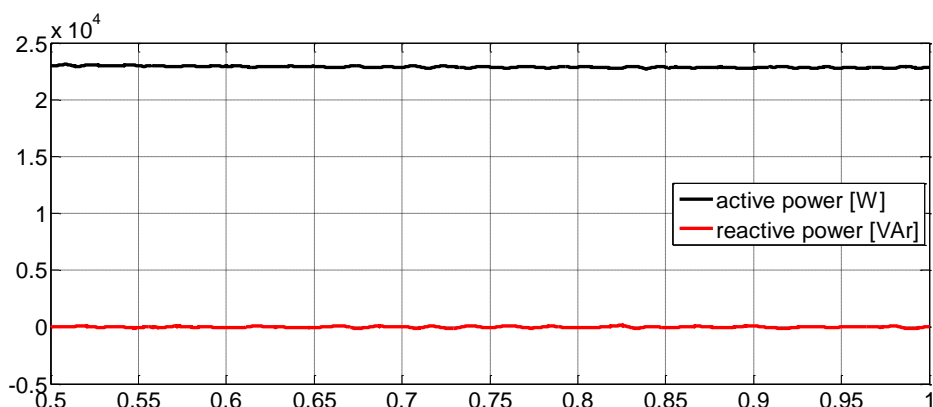
شکل ۶-۱۴: توزیع هارمونیک جریانی فاز a ژنراتور PMSG

در ادامه در شکل ۶-۱۵ شکل موج‌های مربوط به ولتاژ و جریان فاز a ژنراتور در یک گراف نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که شکل موج‌های هارمونیک اصلی این دو پارامتر با هم کاملاً هم‌فاز بوده و از ژنراتور در شرایط ضریب توان واحد بهره‌برداری می‌شود. همچنین این موضوع به وضوح در شکل ۶-۱۶ نیز نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که در شرایط نامی ژنراتور توان ۲۴ کیلووات را به ولتاژ لینک DC تحویل داده و میزان توان راکتیو جابجایی برابر صفر است.

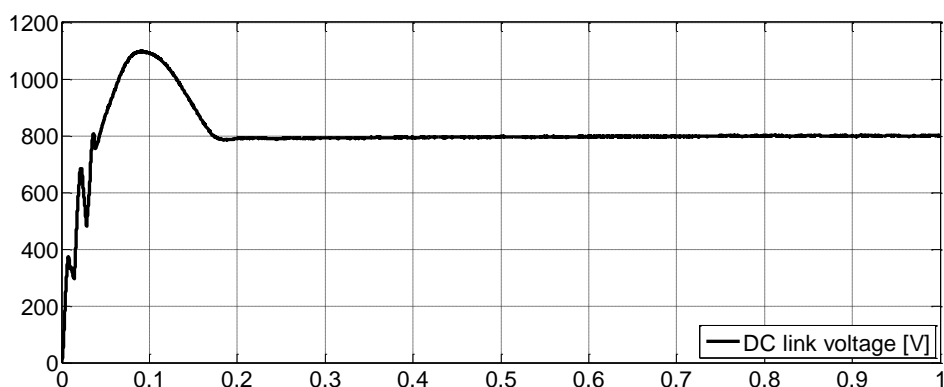
در انتها نیز در شکل ۶-۱۷ ولتاژ لینک DC تولید شده توسط مبدل سمت ژنراتور نمایش داده شده است. باید توجه داشت که طبق روش کنترلی ارائه شده در فصل چهارم، کنترل ولتاژ لینک DC به‌عهده مبدل سمت شبکه می‌باشد.



شکل ۶-۱۵: جریان و ولتاژ لحظه‌ای فاز a ژنراتور PMSG در شرایط نامی با ضریب توان واحد



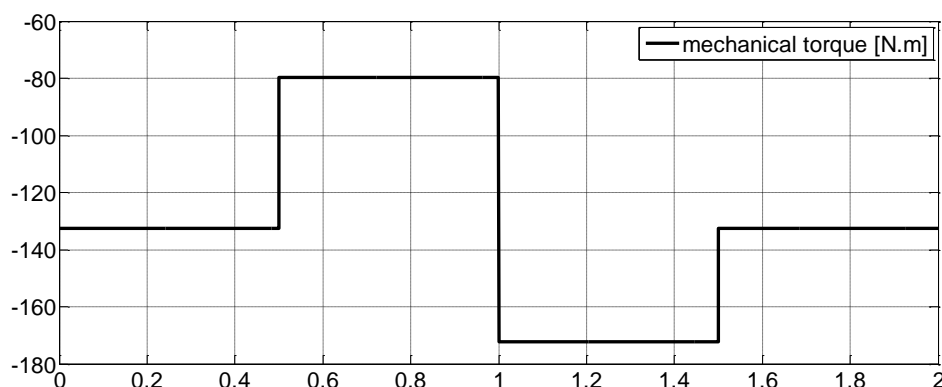
شکل ۶-۱۶: توان‌های حقیقی و راکتیو ژنراتور PMSG در شرایط نامی با ضریب توان واحد



شکل ۶-۱۷: ولتاژ لینک DC تولیدی توسط مبدل سمت ژنراتور

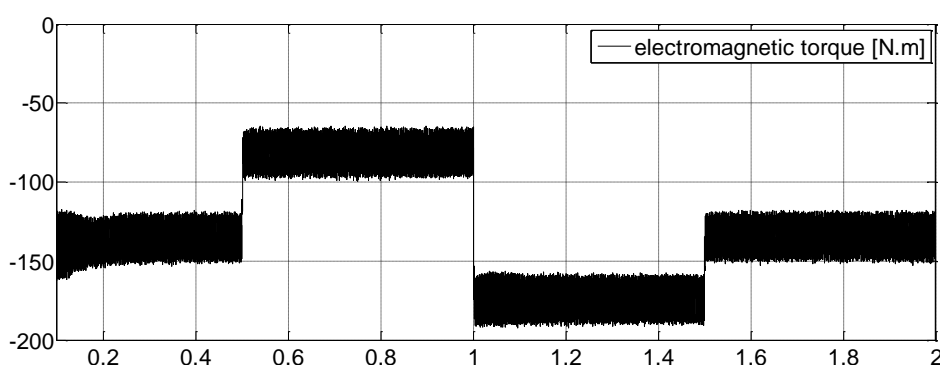
۶-۳-۲- بررسی رفتار مبدل سمت ژنراتور در شرایط تغییرات گشتاور باد

برای بررسی بهتر رفتار مبدل سمت ژنراتور، در این قسمت فرض می‌شود که تغییرات سرعت باد منجر به تغییر در گشتاور مکانیکی محور گردد. در این شرایط یک کنترل‌کننده مطلوب قادر خواهد بود که در صورت تغییر در نقطه کار سیستم، مجدداً توابع هدف مورد نظر را برآورده سازد. برای بررسی بهتر این موضوع گشتار مکانیکی معادل با شکل ۶-۱۸ به ژنراتور اعمال می‌گردد. با دقت در این شکل می‌توان گفت که تا زمان 0.5 ثانیه پس از راه‌اندازی DG گشتاور مکانیکی محور معادل با مقدار نامی بوده و از زمان 0.5 تا 1 ثانیه گشتاور محرک به 0.6 مقدار نامی کاهش می‌یابد. در زمان 1 ثانیه گشتاور محرک به $1/3$ مقدار نامی افزایش یافته و بالاخره در زمان $1/5$ ثانیه مجدداً گشتاور معادل با مقدار نامی به ژنراتور اعمال می‌گردد.

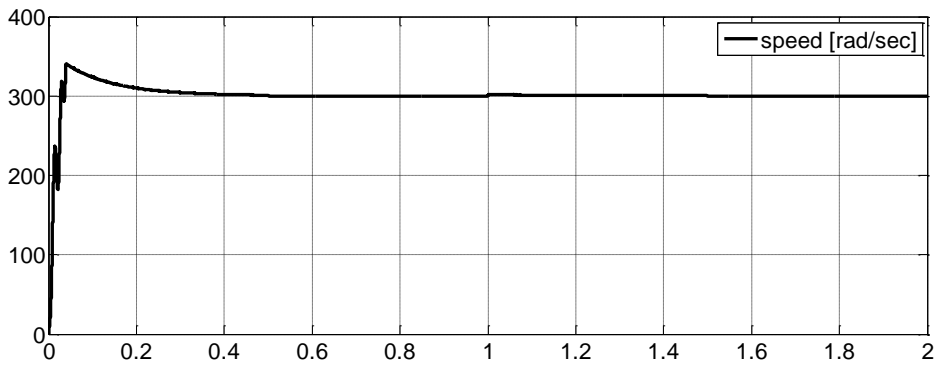


شکل ۶-۱۸: گشتاور مکانیکی محور اعمالی به ژنراتور

باتوجه به نحوه بیان شده برای اجرای شبیه‌سازی، شکل ۶-۱۹ گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی ژنراتور را در شرایط تغییرات گشتاور ورودی مکانیکی نشان می‌دهد. با توجه به این گراف می‌توان دریافت که ژنراتور در اثر تغییرات گشتاور ورودی به‌خوبی شرایط سنکرونیسم خود را حفظ کرده و مقدار توان ورودی را به ترمینال خود انتقال می‌دهد. هم‌چنین در شکل ۶-۲۰ سرعت محور ژنراتور در طی این تغییرات نشان داده شده است. واضح است که با کنترل مطلوب بر مبدل سمت ژنراتور، تغییرات گشتاور خطای حالت ماندگاری را در کنترل‌کننده مبدل سمت ژنراتور به‌وجود نیاورده و سیستم کنترلی به‌نحو مطلوبی قادر است که سرعت ژنراتور را کنترل نماید. البته در اثر تغییرات پله در گشتاور ورودی حلقه‌های کنترلی دچار خطای حالت گذرا شده که این خطا سریعاً توسط PI کنترلرها رفع می‌گردند. این سرعت عملکرد با انتخاب بهینه ضرایب K_p و K_i کنترل‌کننده قابل تنظیم خواهد بود.

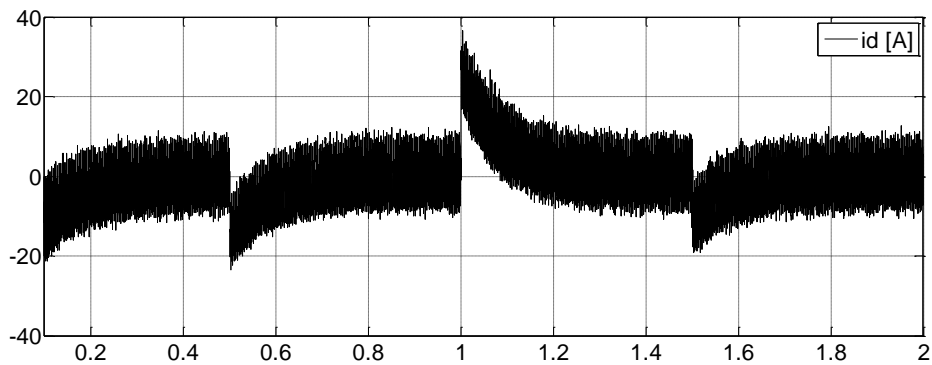


شکل ۶-۱۹: گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی PMSG

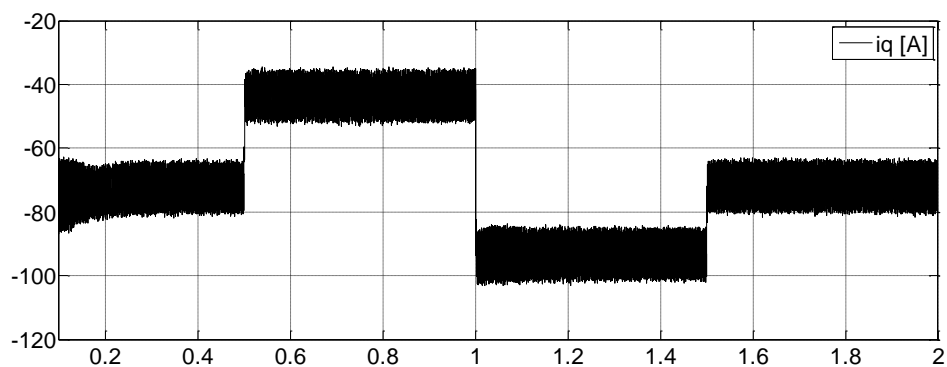


شکل ۶-۲۰: سرعت محور ژنراتور PMSG

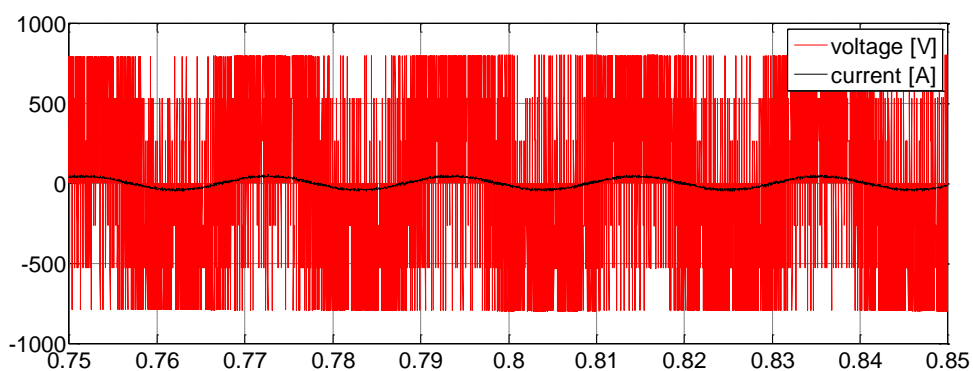
عملکرد مطلوب کنترل کننده سمت ژنراتور را هم‌چنین می‌توان از بررسی شکل‌های ۶-۲۱ تا ۶-۲۵ دریافت. در شکل‌های ۶-۲۱ و ۶-۲۲ جریان‌های محورهای d و q نمایش داده شده است. با بررسی این دو شکل واضح است که تغییرات گشتاور ورودی خطای حالت ماندگاری را در کنترل جریان این دو محور پدید نمی‌آورد. در این صورت مطابق شکل ۶-۲۳ و ۶-۲۴ که به ترتیب اختلاف فاز ولتاژ و جریان ژنراتور را در گشتاور نامی $0/6$ و $1/3$ پیرونیت نمایش می‌دهد، ضریب قدرت ژنراتور همواره در مقدار واحد تثبیت شده است. در ادامه به‌عنوان یک نتیجه تکمیلی گراف مربوط به توان اکتیو و راکتیو انتقالی DG به لینک DC در شکل ۶-۲۵ نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که سیستم کنترلی همواره حداکثر ظرفیت توان باد را به لینک DC انتقال می‌دهد.



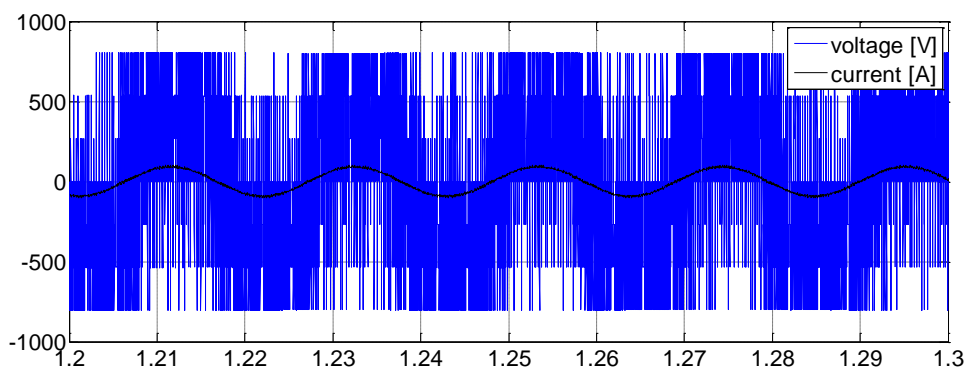
شکل ۶-۲۱: جریان محور d ژنراتور PMSG



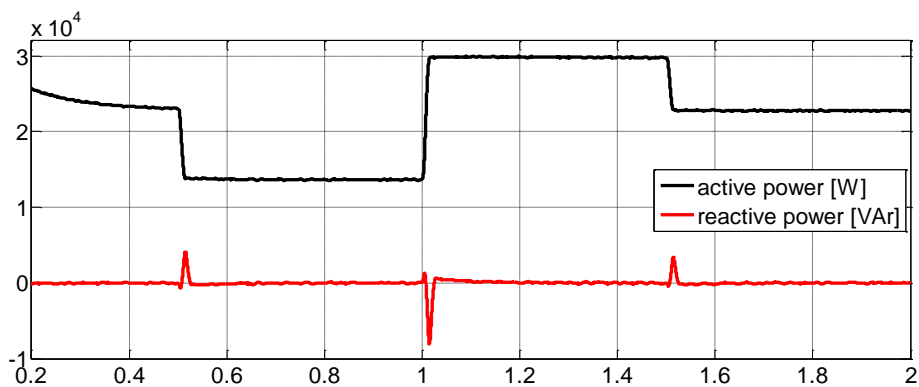
شکل ۶-۲۲: جریان محور q ژنراتور PMSG



شکل ۶-۲۳: مولفه‌های لحظه‌ای ولتاژ و جریان فاز a به ازای گشتاور محرک ۰/۶ مقدار نامی

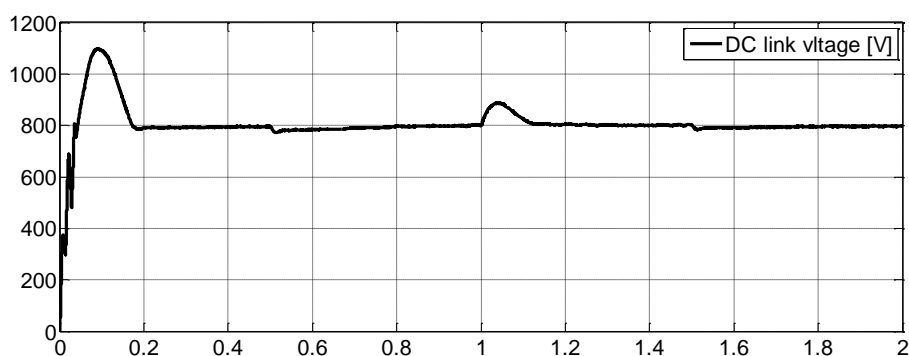


شکل ۶-۲۴: مولفه‌های لحظه‌ای ولتاژ و جریان فاز a به ازای گشتاور محرک ۱/۳ مقدار نامی



شکل ۶-۲۵: توان‌های حقیقی و راکتیو ژنراتور PMSG در شرایط تغییرات گشتاور اعمالی

در انتها نیز در شکل ۶-۲۶، ولتاژ لینک DC در اثر تغییرات گشتاور مکانیکی ورودی نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که تغییرات گشتاور ورودی اثر نامطلوبی را بر کنترل مبدل سمت شبکه نگذاشته و این کنترل‌کننده نسبت به این عدم قطعیت مقاوم است.

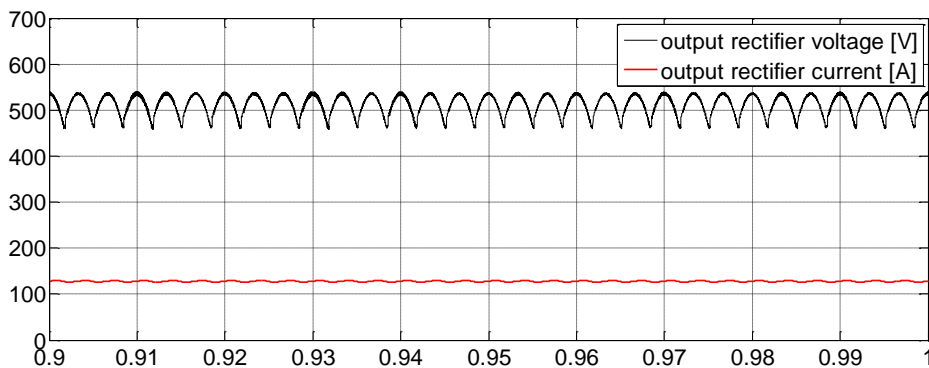


شکل ۶-۲۶: ولتاژ لینک DC تولیدی توسط مبدل سمت ژنراتور در شرایط تغییرات گشتاور محور

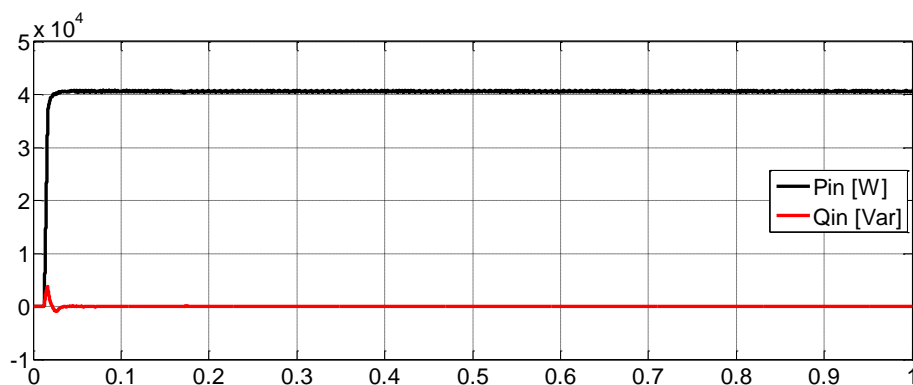
۶-۳-۳- بررسی رفتار مبدل سمت شبکه در شرایط عملکرد نامی با وجود بار غیرخطی

در این قسمت عملکرد کلی سیستم مورد مطالعه با کنترل‌کننده معرفی شده در فصل قبل مورد بررسی قرار می‌گیرد. فرض کنید که یک بار غیرخطی شامل یک پل سه‌فاز تریستوری برای تغذیه بار RL با مقادیر مشخص شده در جدول ۶-۱ به نقطه PCC متصل باشد. در وهله اول فرض شود که DG به نقطه PCC متصل نبوده و تنها شبکه بار غیرخطی را تغذیه می‌نماید. در این صورت با توجه به مقادیر مقاومت و اندوکتانس بار و مقدار موثر ولتاژ شبکه این بار توان ثابت ۴۱ کیلو وات را از شبکه دریافت می‌کند. در نتیجه با اتصال ولتاژ متعادل سه فاز با مقدار موثر ۳۸۰ ولت و فرکانس ۵۰ هرتز، یکسو کننده ولتاژ و جریان یکسو شده‌ای را مطابق شکل ۶-۲۷ به بار خروجی تحویل می‌دهد. شکل ۶-۲۸ نیز توان‌های اکتیو و راکتیو دریافتی توسط یکسو کننده را نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل مشخص است که یکسو کننده توان ۴۱ کیلو وات را در ضریب قدرت واحد به بار RL تحویل

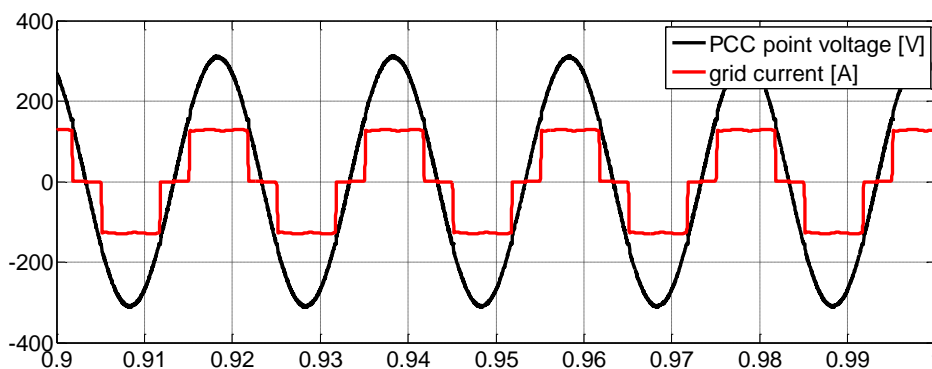
می‌دهد. اما مهم‌ترین مشکل در اتصال این بار غیرخطی به نقطه PCC وجود هارمونیک‌های فرکانس پایین در جریان کشیده شده از شبکه می‌باشد. در این شرایط شکل ۶-۲۹ شکل موج‌های ولتاژ و جریان شبکه را در حالت عدم اتصال DG به نقطه PCC نمایش می‌دهد. باتوجه به این شکل می‌توان دریافت که میزان هارمونیک‌های فرکانس پایین به خصوص هارمونیک‌های پنجم، هفتم و یازدهم در این شکل موج دارای مقدار قابل توجهی بوده و THD جریان شبکه را به حدود ۲۹/۸٪ مطابق شکل ۶-۳۰ ارتقا می‌بخشد. وجود هارمونیک‌های فرکانس بالا در جریان کشیده شده از شبکه معضلات متعددی را برای شبکه ایجاد می‌نماید. این هارمونیک‌های فرکانس پایین توسط اندوکتانس شبکه و ترانسفورماتورها فیلتر نشده و عیناً از خطوط شبکه عبور می‌کنند. وجود جریان هارمونیکی در شبکه سبب افزایش تلفات شبکه، تخریب پروفایل ولتاژ، تاثیرگذاری بر روی بارهای دیگر شبکه و اشباع الکترومغناطیسی ترانسفورماتورهای شبکه می‌شود.



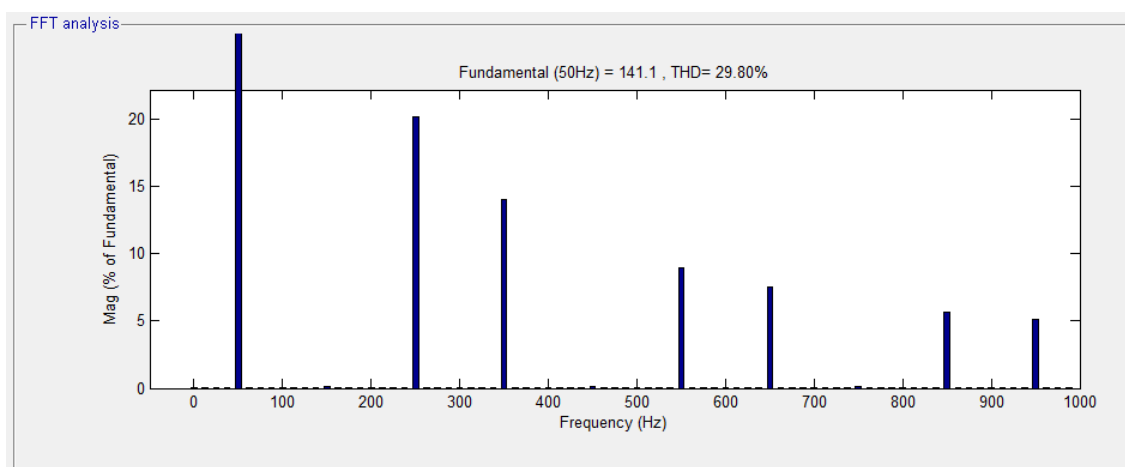
شکل ۶-۲۷: ولتاژ جریان یکسوشده توسط یکسوکننده تریستوری



شکل ۶-۲۸: توان‌های اکتیو و راکتیو جذب شده توسط یکسوکننده از شبکه قدرت

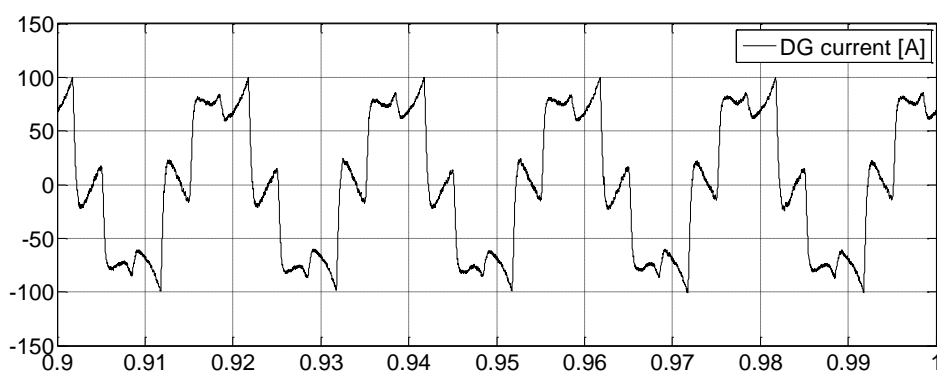


شکل ۲۹-۶: شکل موج‌های ولتاژ و جریان کشیده شده از شبکه در حالت عدم اتصال DG در نقطه PCC

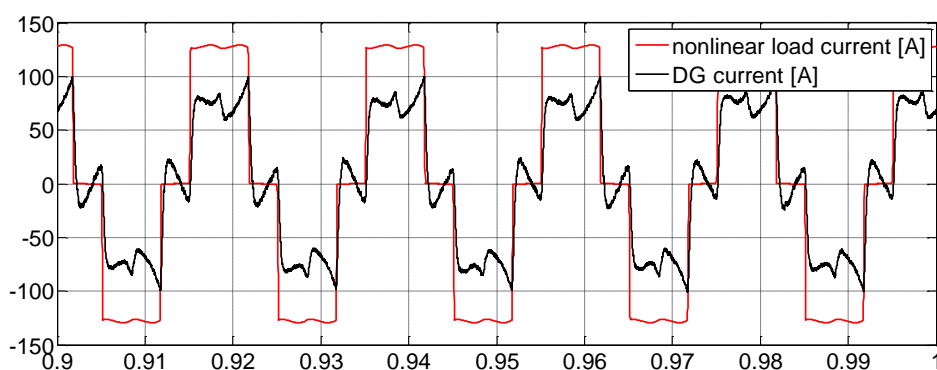


شکل ۳۰-۶: توزیع هارمونیک‌های جریان کشیده شده از شبکه در حالت عدم اتصال DG در نقطه PCC

روش و اساس فیلترینگ جریان بار غیرخطی شبکه توسط DG در فصل پنجم ارائه شد. در واقع یکی از اهداف پیاده سازی این سیستم کنترلی تزریق هارمونیک‌های جریان فرکانس پایین توسط DG در نقطه PCC بوده است. به بیان ساده سیستم کنترلی به نحوی پیاده‌سازی شده است که با نمونه برداری از جریان بار غیرخطی، DG هارمونیک‌های جریان فرکانس پایین را تولید می‌نماید. در این صورت مولفه‌های فرکانس پایین جریان توسط منبع تولید پراکنده تامین شده و این مولفه‌ها از شبکه کشیده نمی‌شود. در این راستا شکل ۳۱-۶ جریان تزریقی DG به نقطه PCC را نمایش می‌دهد. علت وجود فرکانس‌های پایین در شکل موج این جریان تزریق مولفه‌های هارمونیک‌های جریان بار غیرخطی به نقطه PCC می‌باشد. شکل ۳۲-۶ جریان‌های بار غیرخطی و جریان DG را در یک گراف نمایش می‌دهد.

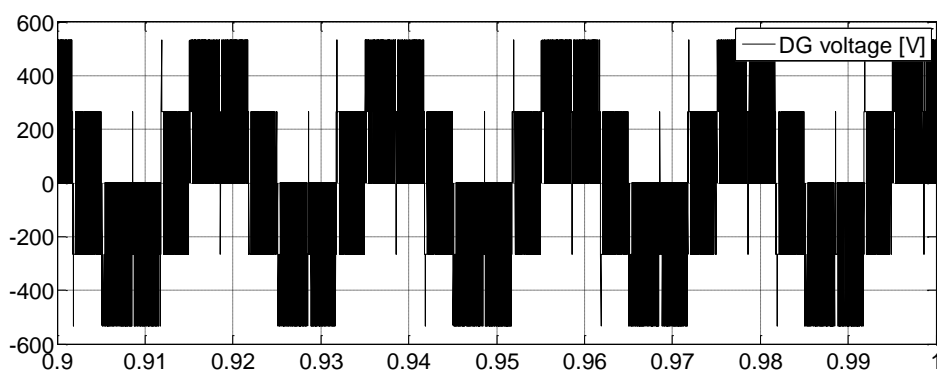


شکل ۳۱-۶: جریان تزریقی DG به نقطه PCC

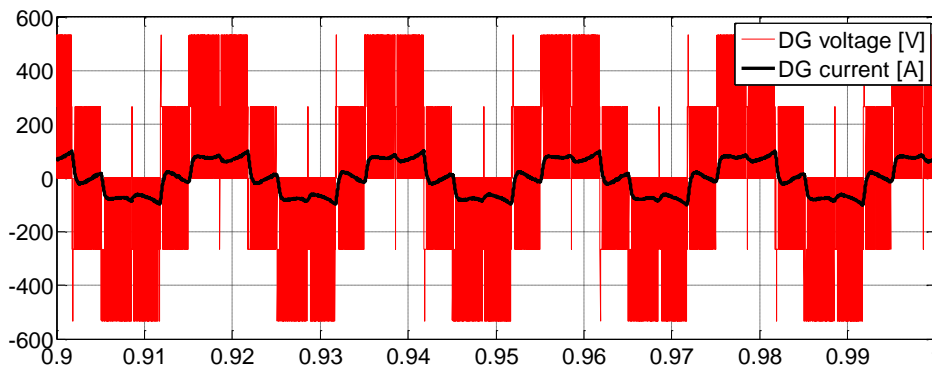


شکل ۳۲-۶: جریان تزریقی DG به نقطه PCC و جریان کشیده شده توسط بار غیرخطی

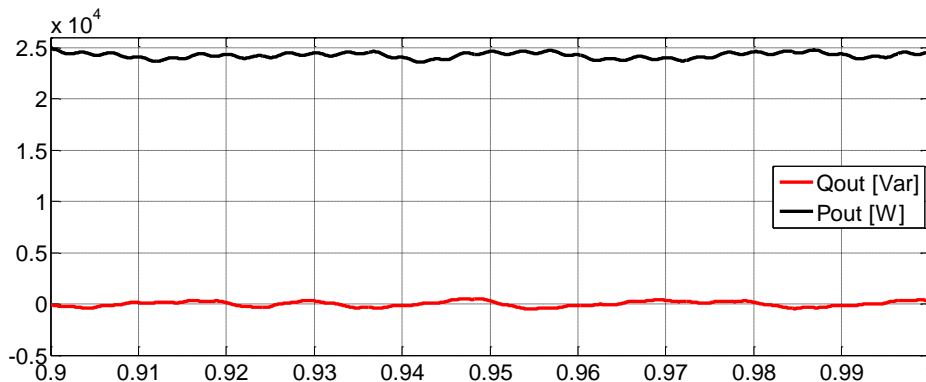
شکل ۳۳-۶ نیز ولتاژ تولیدی فیلتر نشده DG را نمایش می‌دهد. این ولتاژ با فرکانس کلیدزنی ۱۵ کیلو هرتز و به روش مدلاسیون بردار فضایی تولید شده است. هم‌چنین در شکل ۳۴-۶ ولتاژ و جریان تولیدی DG در یک گراف نمایش داده شده است. با دقت در این گراف می‌توان دریافت که تمام توان تولیدی حاصل از باد را با ضریب قدرت واحد به شبکه تزریق می‌کند. شکل ۳۵-۶ نیز توان‌های اکتیو و راکتیو تولیدی توسط DG را نمایش می‌دهد. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که DG ۲۴ کیلو وات از توان موردنیاز بار غیرخطی را با ضریب توان واحد تامین می‌نماید.



شکل ۶-۳۳: ولتاژ فاز فیلتر نشده DG متصل به نقطه PCC

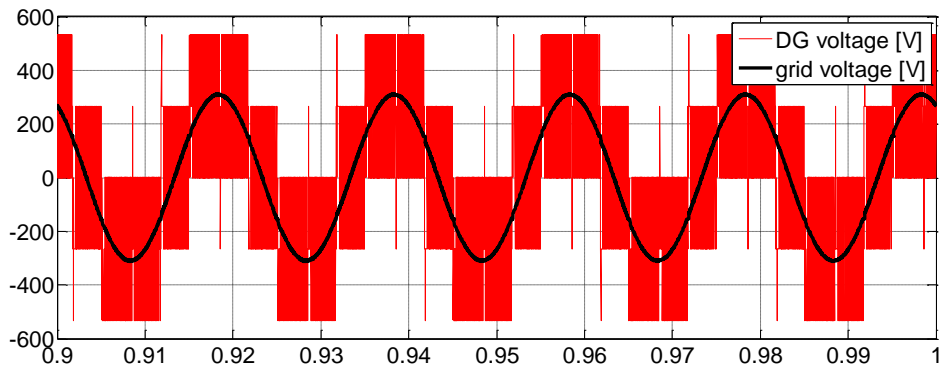


شکل ۶-۳۴: ولتاژ و جریان لحظه‌ای فاز DG متصل به نقطه PCC

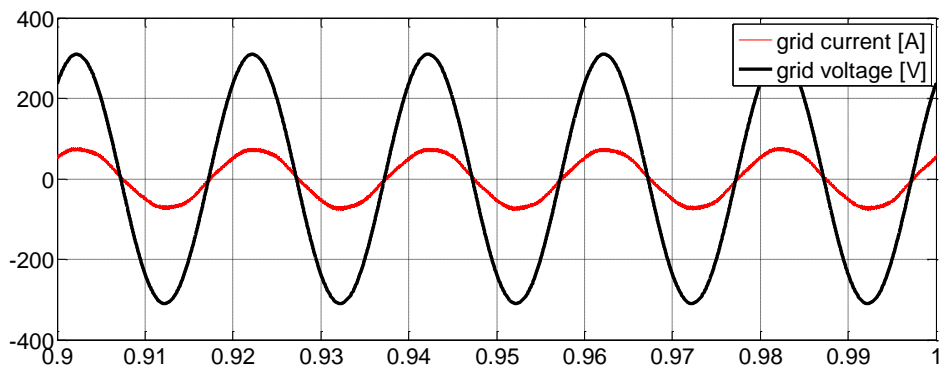


شکل ۶-۳۵: توان‌های حقیقی و راکتیو تولیدی DG متصل به نقطه PCC

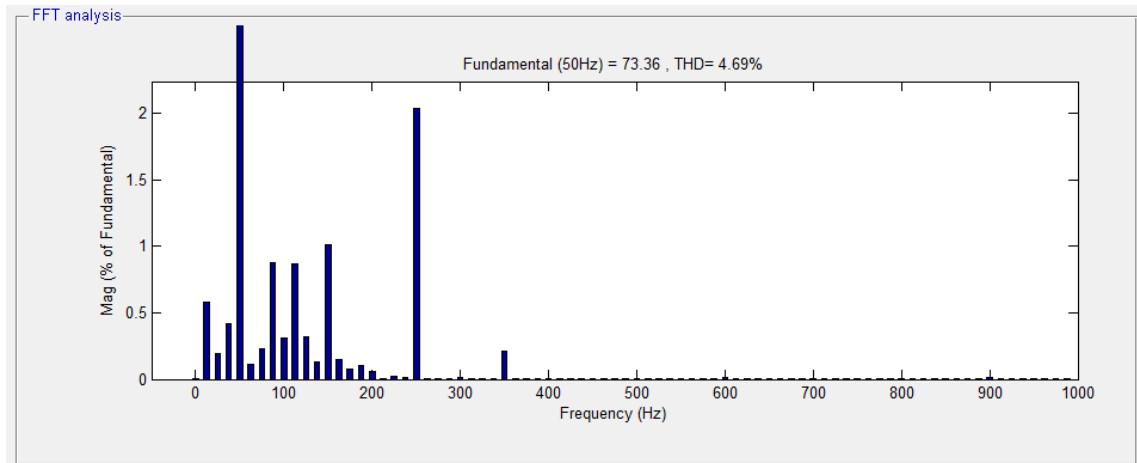
در ادامه در شکل ۶-۳۴ ولتاژهای هم فاز DG و شبکه در یک گراف نمایش داده شده است. با دقت در این گراف می‌توان دریافت که هیچ توان اکتیوی بین این دو منبع جاری نشده و کل توان تولیدی DG و بخشی از توان شبکه برای تغذیه بار غیرخطی استفاده می‌شود. همچنین در شکل ۶-۳۷ نیز ولتاژ و جریان فاز لحظه‌ای شبکه در هنگام اتصال DG به نقطه PCC نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که مولفه‌های فرکانس پایین جریان بار توسط DG تامین شده و جریان شبکه تنها دارای بخش کوچکی از مولفه‌های هارمونیکی فرکانس بالا است. در این راستا شکل ۶-۳۸ توزیع هارمونیکی جریان کشیده شده از شبکه را نمایش می‌دهد. در واقع با اتصال منبع تولید پراکنده به نقطه PCC، THD جریان شبکه از مقدار ۲۹/۸٪ به مقدار ۴/۶۹٪ بهبود می‌یابد. در انتها در شکل ۶-۳۹ نیز توان‌های اکتیو و راکتیو تحویلی شبکه به بار غیرخطی نمایش داده شده است.



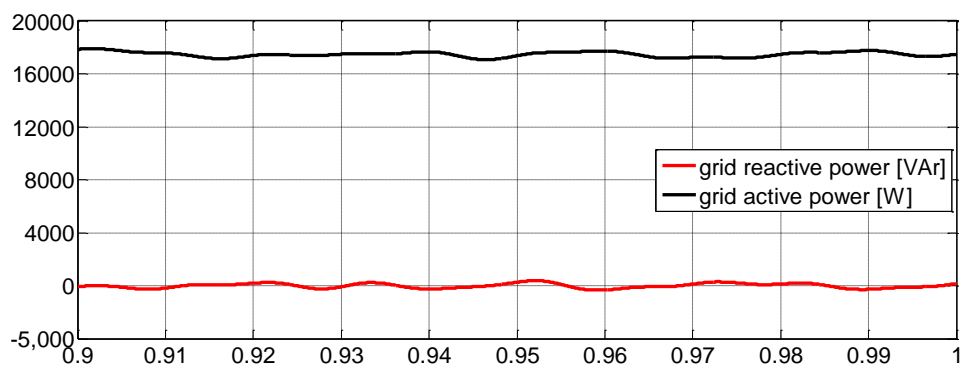
شکل ۳۶-۶: ولتاژهای لحظه‌ای هم فاز DG و شبکه با زاویه قدرت صفر



شکل ۳۷-۶: ولتاژ و جریان لحظه‌ای شبکه در هنگام اتصال DG به نقطه PCC



شکل ۳۸-۶: توزیع هارمونیک‌های جریان شبکه در هنگام اتصال DG به نقطه PCC

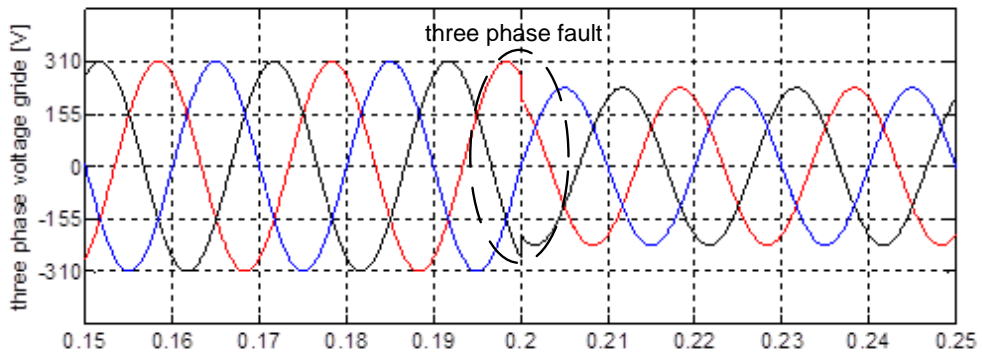


شکل ۶-۳۹: توان‌های حقیقی و راکتیو تحویلی شبکه به نقطه PCC

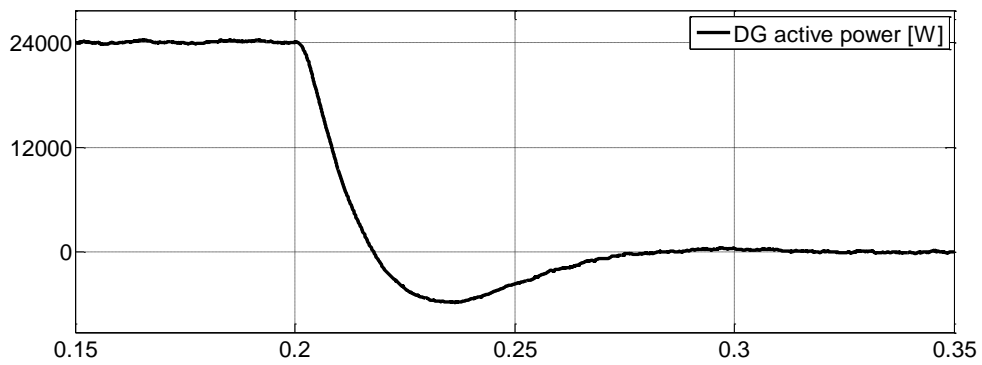
۶-۳-۴- بررسی رفتار مبدل سمت شبکه در افت ناگهانی ولتاژ در نقطه PCC

به عنوان نتایج تکمیلی در این قسمت عملکرد DG به عنوان یک جبران‌ساز ایده آل مورد بررسی قرار می‌گیرد. همان‌طور که قبلاً بیان شده مرجع جریان محور q منبع تولید پراکنده از روی هارمونیک‌های بار غیرخطی و مقدار موثر ولتاژ شبکه تامین می‌گردد. در واقع در شرایط عادی کنترل‌کننده به نحوی تنظیم شده است که با مقایسه ولتاژ موثر نقطه PCC با مقدار یک پریونیت جریان محور q تعیین می‌گردد. در شرایط نرمال شبکه به علت برابر بودن این دو مقدار مولفه DC جریان محور q صفر بوده و DG هیچ توان راکتیوی را به شبکه تزریق نمی‌کند. حال فرض کنید در زمان 0.2 ثانیه یک اتصال کوتاه سه فاز متقارن در نقطه PCC رخ دهد. در شرایط عدم اتصال DG به این نقطه ولتاژ انتهای خط مانند شکل ۶-۴۰ کاهش شدیدی را خواهد داشت. در صورت عدم استفاده از جبران‌ساز در این شرایط شبکه از مدار خارج خواهد شد.

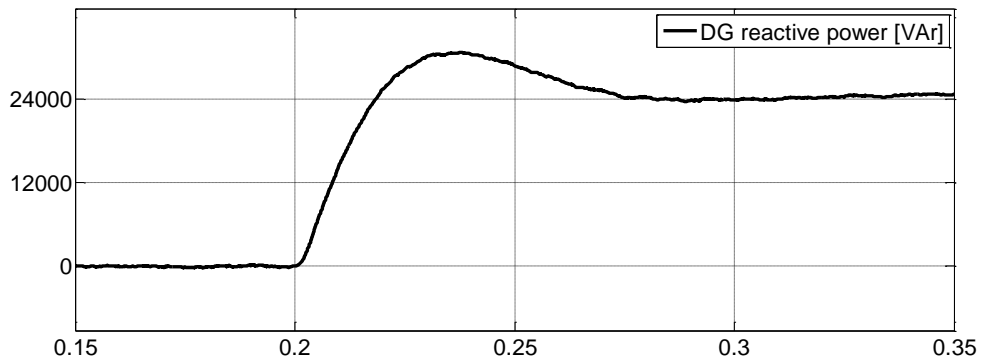
حال با فرض استفاده از DG و پس از وقوع اتصال کوتاه کنترلر سمت شبکه تمام ظرفیت تولید ژنراتور را به تزریق توان راکتیو اختصاص داده و کل توان لینک DC مطابق با شکل‌های ۶-۴۱ و ۶-۴۲ برای جبران ولتاژ شبکه به توان راکتیو اختصاص می‌یابد. در این صورت شکل ۶-۴۳ ولتاژ جبران‌شده نقطه PCC را با حضور DG نمایش می‌دهد.



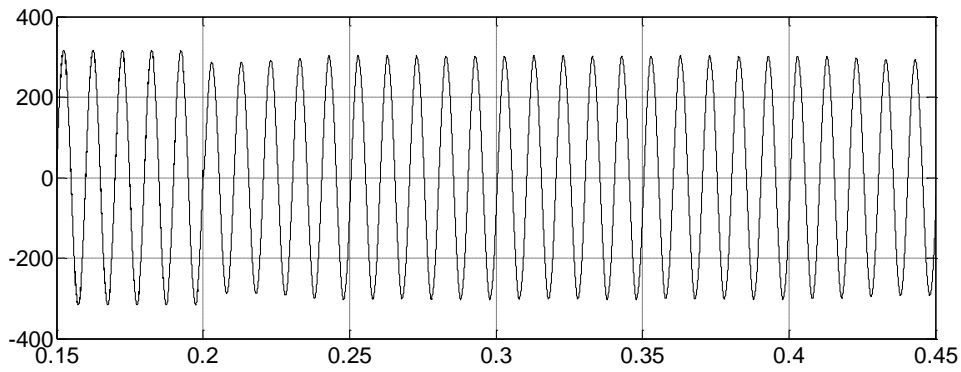
شکل ۶-۴۰: ولتاژ سه فاز شبکه و وقوع اتصال کوتاه متقارن در $t=0.2$ sec بدون اتصال DG



شکل ۶-۴۱: توان اکتیو تزریقی DG قبل و بعد از اتصال کوتاه



شکل ۶-۴۲: توان راکتیو تزریقی DG قبل و بعد از اتصال کوتاه



شکل ۶-۴۳: ولتاژ سه فاز شبکه و وقوع اتصال کوتاه متقارن در $t=0.2$ sec با اتصال DG

در نتیجه طبق نتایج ارائه شده در بخش‌های مختلف مشاهده می‌شود که کنترل‌کننده مبدل‌های پشت‌به‌پشت به نحو مطلوبی از DG به عنوان یک نیروگاه کوچک شبکه توزیع، یک فیلتر فعال و یک جبران‌ساز شبکه توزیع بهره‌برداری می‌نماید.

فصل هفتم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۷-۱- نتیجه گیری

استفاده از منابع تولید پراکنده و منابع انرژی نو امروزه در سرتاسر جهان رو به گسترش است. در واقع با کاهش منابع و ذخایر سوخت‌های فسیلی توجه به منابع سبز و تجدیدپذیر امری لازم به نظر می‌رسد. در این راستا در این پایان‌نامه نیز به ارائه یک روش کنترلی چند هدفه برای مبدل پشت‌به-پشت توربین بادی پرداخته شد. در واقع با استفاده از این روش کنترلی منبع تولید پراکنده علاوه بر داشتن نقش یک نیروگاه کوچک متصل به شبکه توزیع، توانایی جبران‌سازی بار با کنترل ولتاژ PCC و حذف مولفه‌های فرکانس پایین جریان بار غیرخطی را بر عهده دارد. به بیان دیگر می‌توان گفت که با استفاده از این روش کنترلی منبع تولید پراکنده نقش فیلتر هوشمند و جبران‌ساز بار را در شبکه توزیع بازی می‌کند. اساس و روابط مربوط به بخش‌های کنترلی مبدل‌های b2b به طور کامل در فصل چهارم ارائه گردید. همچنین در این فصل مدل دینامیکی مبدل‌ها نیز ارائه شد. در فصل پنجم این پایان‌نامه نیز نتایج شبیه‌سازی سیستم مورد مطالعه ارائه شد. با توجه به نتایج این سیستم می‌توان دریافت که سیستم کنترلی تشریح شده به‌خوبی نیازهای شبکه را برآورده می‌سازد و حداکثر توان تولیدی توربین بادی را به شبکه تحویل می‌دهد.

همچنین رفتار مبدل‌های پشت‌به‌پشت به ازای تغییرات در گشتاور مکانیکی ورودی توربین نیز بررسی شد. با دقت در نتایج ارائه شده واضح است که مبدل‌های ولتاژ مرجع به ازای تغییرات در نقاط کار سیستم به‌صورت پایدار و بدون هیچ خطای حالت ماندگاری اهداف مورد نظر را ارضا می‌کنند. در این روش اینورتر توان اکتیو و راکتیو را به طور هم‌زمان کنترل و انتقال می‌دهد و بدون نیاز به استفاده از جبران‌سازها در شبکه مقدار ولتاژ را به سطح مطلوبی در حد استاندارد با توجه به مقدار ولتاژ شبکه و ظرفیت DG می‌رساند. روش کنترلی ارائه شده نسبت به روش‌های جبران‌سازی دیگر، دارای مزایای زیر می‌باشد:

- در روش مذکور تأمین توان‌های اکتیو و راکتیو با کنترل کلیدها در محل مصرف انجام شده

است که باعث بالا رفتن راندمان خطوط انتقال و توزیع می‌شود.

- در این روش منبع تولید پراکنده در حضور بارهای غیرخطی مولفه‌های هارمونیکی آنها را جبران نموده که به این ترتیب جریان شبکه عاری از هارمونیک‌های فرکانس پایین خواهد بود و به پروفایل ولتاژ شبکه آسیبی وارد نمی‌شود.
- قابلیت کنترل ولتاژ در شبکه بدون استفاده از جبران‌سازهای استاتیکی و دینامیکی با کنترل بر روی توان راکتیو انتقالی ایجاد می‌شود.

۲-۷- پیشنهادات

- ✓ پیاده‌سازی عملی و استخراج نتایج آزمایشگاهی با نتایج تئوری و شبیه‌سازی
- ✓ استفاده از کنترل‌کننده فازی، شبکه عصبی و کنترل‌کننده‌های پیش‌گویانه جهت کنترل VSC در DG
- ✓ استفاده از روش‌های هوشمند برای استخراج ضرایب تناسبی و انتگرالی کنترل‌کننده‌ها و دستیابی به پاسخ حالت گذرا بهتر
- ✓ مقایسه نتایج مبدل b2b با روش کنترلی ارائه شده با نتایج سایر مبدل‌های ac به ac- به خصوص ماتریس کانورتر
- ✓ مقایسه سایر روش‌های مدلاسیون به خصوص روش هیستریزس برای مبدل‌ها با روش مدلاسیون ارائه شده در این پایان نامه (SVPWM)

فهرست منابع فارسی

[1].سایت سانا(سازمان انرژی های نو ایران)

[۲]. محمدی، فلاحتی،زراعتی،، "ارائه یک روش جدید حذف هارمونیک انتخابی در اینورتر منبع ولتاژ با استفاده از الگوریتم رقابت استعماری" مجله علمی پژوهشی سیستم‌های هوشمند در مهندسی برق، سال دوم، شماره چهارم، ۹۰.

[۳] علیزاده محمد ، آقابابایی مجید ، ابراهیمی احسان،، "مدولاسیون پهنای پالس سینوسی و بردار فضایی در اینورترهای قدرت" مربی ،دانشکده برق ،مجله ی علوم دریایی

- [4] T. Ackermann, "Wind power in power systems" Chichester, John Wiley & Sons, 2005.
- [5] Barakati, S.; "Modeling and Controller Design of a Wind Energy Conversion System Including a Matrix Converter" Doctora Thesis University of Waterloo, Ontario, Canada, 2008
- [6] J. Belhadj and X. Roboam, "Investigation of different methods to control a small variable-speed wind turbine with PMSM drives," J. Energy Resources Technol., vol. 129, pp. 200–213, Sep. 2007.
- [7] F. Blaabjerg, Z. Chen, R. Teodorescu, and F. Iov., "Power electronics in wind turbine systems," in Proc. CES/IEEE 5th Int. Power Electron. Motion Control Conf. 2006, IPEMC 2006, pp. 1–11.
- [8] Y. Chen, P. Pillary, and A. Khan., "PM wind generator topologies," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 6, pp. 1619–1626, Nov./Dec. 2005.
- [9] Z. Chen, J. M. Guerrero, and F. Blaabjerg., "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, Aug. 2009.
- [10] Clipper Windpower., The Liberty 2.5 MW Wind Turbine: Clipper Design. (Dec. 2011). [Online]. Available: <http://www.clipperwind.com/productline.html>
- [11] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. C. Burgos., "Control of permanent magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 21, no. 1, pp. 130–135, Mar. 2006.
- [12] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. C. Burgos., "Control of permanent magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 21, no. 1, pp. 130–135, Mar. 2006.
- [13] Jingya Dai, Dewei (David) Xu, and Bin Wu., "A Novel Control Scheme for Current Source Converter-Based PMSG Wind Energy Conversion Systems" IEEE Transactions on power electronics, vol. 24, no. 4, April 2009 963
- [14] A. Grauers., "Efficiency of three wind energy generator systems," IEEE Trans. Energy Convers., vol. 11, no. 3, pp. 650–657, Sep. 1996. the 2006 Eur. Wind Energy Conf., Athens, Greece, Feb. 27–Mar. 2, 2006.
- [15] L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P.

- Sørensen and B. Bak-Jensen. "Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines" Denmark December 2001
- [16] Sangshin Kwak., "DESIGN AND ANALYSIS OF MODERN THREE-PHASE AC/AC POWER CONVERTERS FOR AC DRIVES AND UTILITY INTERFACE", in partial fulfillment of the requirements for the degree of DOCTOR OF PHILOSOPHY, Office of Graduate Studies of Texas A&M University
- [17] S. Li, T. A. Haskew, and L. Xu, "Conventional and novel control designs for direct driven PMSG wind turbines," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 3, pp. 328–338, Mar. 2010.
- [18] S. Li, T. A. Haskew, and Y. Hong, "PMSG maximum wind power extraction control using adaptive virtual lookup table approach in direct-current vector control structure," *Int. J. Energy Res.*, vol. 35, no. 11, pp. 929–1022, Sep. 2011.
- [19] S. Li, T. A. Haskew, and L. Xu., "Control of HVDC light systems using conventional and direct-current vector control approaches," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 12, pp. 3106–3118, Dec. 2010.
- [20] Nima Madani., "Design of a Permanent Magnet Synchronous Generator for a Vertical Axis Wind Turbine" Royal Institute of Technology Stockholm, Sweden, June 2011
- [21] G. Michalke, A. D. Hansen, and T. Hartkopf., "Control strategy of a variable speed wind turbine with multipole permanent magnet synchronous generator," presented at the 2007 Eur. Wind Energy Conf. Exhib., Milan, Italy, May 7–10, 2007.
- [22] [1] Muller, S.; Deicke, M.; De Doncker, R.W., "Doubly fed induction generator systems for wind turbines," *Industry Applications Magazine, IEEE* , May/Jun 2002
- [23] Paweł Szczesniak., "Three-Phase AC–AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology", Institute of Electrical Engineering ,University of Zielona Góra, Zielona Góra, Poland
- [24] Eckart Nipp., "Permanent magnet motor drives with switched stator windings" Royal Institute of Department Of Electric Power Engineering Electrical Machines and Drives, Stockholm 1999
- [25] S. Jöckel, "High energy production plus built in reliability—The new Vensys 70/77 gearless wind turbines in the 1.5 MW class," presented at the 2006 Eur. Wind Energy Conf., Athens, Greece, Feb. 27–Mar. 2, 2006.

- [26] Dr. R.K. Pachauri, Chairman, Joanne, Kauffman, Kun-Mo Lee., "The efficient utilization of energy, sustainable use of natural resources, and large-scale adoption of sustainable technologies is the key to a sustainable future "Springer Netherlands
- [27] H. Polinder, S.W. H. de Haan, M. R. Dubois, and J. Sloopweg., "Basic operation principles and electrical conversion systems of wind turbines," presented at the Nordic Workshop Power Ind. Electron., Trondheim, Norway, Jun. 14–16, 2004.
- [28] Pouresmaeil, E., Espinar, C. M., Campos, M. M., Miracle, D. M., Bellmunt, O. G., "A Control Technique for Integration of DG Units to the Electrical Networks", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. VOL. 60, NO. 7, pp. 2881–2893, JULY. 2013.
- [29] Edris Pouresmaeil "Advance Control of Multilevel Converters for Integration of Distributed Generation Resources into AC Grid" PhD Thesis, Barcelona, March 2012.
- [30] W. Qiao, L. Qu, and R. G. Harley., "Control of IPM synchronous generator for maximum wind power generation considering magnetic saturation," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 45, no. 3, pp. 1095–1105, Jun. 2009.
- [31] Alejandro Rolan', Alvaro Luna, Gerardo Vazquez, Gustavo Azevedo, "Modeling of a Variable Speed Wind Turbine with a Permanent Magnet Synchronous Generator," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seoul Olympic Parktel, Seoul, Korea, July 5-8, 2009
- [32] Sathyajith Mathew., "Wind Energy, Fundamentals, Resource Analysis and Economics" Springer, Published, 2006
- [33] Guy Seguier· Francis Labrique., "Power Electronic Converters-DC-AC Conversion", Massachusetts Institute of Technology.77 Massachusetts Ave., Cambridge, USA
- [34] Shuhui Li; Haskew, T.A.; Swatloski, R.P.; Gathings, W., "Optimal and Direct-Current Vector Control of Direct-Driven PMSG Wind Turbines," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.27, no.5, pp.2325,2337, May 2012
- [35] K. Tan and S. Islam., "Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors," IEEE Trans.
- [36] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., "Flexible Control of Small Wind Turbines with Grid Failure Detection Operating in Stand-Alone or Grid-Connected Mode," IEEE TRANSACTIONS ON Power Electronics, VOL. 19, NO. 5, pp. 1323–1332, Sep. 2004.

- [37]. Zare, F. and name, A., “A new random current control Technique for single-phase Inverter with Bipolar and unipolar Modulation,” Power Conversion Conference IEEE-Nagoya, 2-5 April 2007 .pp:149-156
- [38] R. Zavadil, N. Miller, A. Ellis, and E. Muljadi. , “Making connections: Wind generation challenges and progress.,” IEEE Power Energy Mag., vol. 3, no. 6, pp. 26–37, Nov. 2005.
- [39] Y. Zhang, Y. Wei, Li. Zargari, N.R. Zhongyuan., “Improved selective harmonics elimination (SHE) scheme with online harmonic compensation for high-power PWM converters” IEEE Conf. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 5510 – 5517, Pittsburgh, 2014.
- [40]. Zhixiangluo, Yongzheng and luiz A. C .lopes., “A simple Control Circuit for a controlled Voltage There – Level Hysteresis current Source Converter,” IEEE ISIE 2006, Montreal, Quebec, Canada July 9-12, 2006.

Abstract

With the increasing of the energy crisis and air pollution resulted from the traditional methods of electricity generation the renewable generation systems and generation have attracted great interests in recent years. The amount of energy obtained from a wind energy conversion system (WECS) depends not only on the characteristics of the wind regime at the site, but depends on the control strategy used for WECS. In this thesis we use a direct driven permanent magnet synchronous generator (PMSG) that is connected through a full scale voltage source converter, the two converters are connected by a DC link capacitor in order to have separate control for each one. This thesis investigates vector control mechanism for a PMSG wind turbine that has two side-by-side voltage source pulswidth modulation converters. The proposed approach is based on a direct current vector control mechanism. Machine side converter is used to control the torque and the speed, the grid side converter is used to control the transit power in order to keep DC-link voltage constant. Then, an optimal control strategy is developed for integrated control of PMSG maximum power extraction, reactive power, and grid voltage support controls. A transient system simulation using Simulink/matlab is built to investigate the performance of the conventional and proposed control techniques for the PMSG wind turbine under steady and gusty wind conditions. This thesis shows that when using the direct-current vector control structure, a PMSG system has excellent performance in various aspects.

Keywords: vector control, synchronous generator, distribution generation, wind conversion energy system



**Shahrood university of technology
Faculty of electrical engineering**

**Optimal vector control of direct-driven permanent
magnet synchronous generator distribution
generation resources**

Yunos jorjani

Supervisor:

Mohammad haddad zarif

February 2016