

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک
گروه برق - قدرت
پایان نامه کارشناسی ارشد

کنترل توان اکتیو و راکتیو در منابع تولید پراکنده متصل به شبکه بر پایه اینورتر چند سطحی

حسین نفیسی

استاد راهنما:

دکتر امین حاجی زاده

استاد مشاور:

دکتر حسین قلی زاده

آذر ماه ۱۳۹۴



مدیریت تحصیلات تکمیلی
فرم شماره (۶)

بسمه تعالی

شماره: آ.ت.ب
تاریخ: ۹۴/۰۹/۲۳
ویرایش: -----

فرم صورتجلسه دفاع پایان نامه تحصیلی دوره کارشناسی ارشد

با تأییدات خداوند متعال و با استعانت از حضرت ولی عصر (عج) جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم آقای: حسین نفیسی

به شماره دانشجویی: ۹۲۱۴۵۷۴ رشته: مهندسی برق قدرت گرایش: ماشینهای الکتریکی

تحت عنوان: کنترل توان اکتیو و راکتیو در منابع تولید پراکنده متصل به شبکه بر پایه اینورتر چند سطحی

که در تاریخ ۹۴/۰۹/۲۳ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه شاهرود برگزار گردید به شرح زیر است:

قبول (با درجه: بسیار خوب امتیاز: ۱۵/۵) دفاع مجدد مردود

۱- عالی (۲۰ - ۱۹) ۲- بسیار خوب (۱۸/۹۹ - ۱۸)

۳- خوب (۱۶ - ۱۷/۹۹) ۴- قابل قبول (۱۴ - ۱۵/۹۹) ✓

۵- نمره کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنما	اسحاق حاجی پور	استاد	
۲- استاد مشاور	حسین تهرانی	دکتر	
۳- نماینده شورای تحصیلات تکمیلی	مرتضی رحیمی	استاد	
۴- استاد ممتحن	علی رستگان	دکتر	
۵- استاد ممتحن	امیر حسین ناخیز	استاد	



رئیس دانشکده:

تقدیم به:

پدر و مادر عزیزم که در تمامی مراحل زندگی پشتیبان همیشگی ام بوده اند

و همسر مهربانم که با محبت و همدلی در انجام این امر مهم همراهی ام کرد

تقدیر و تشکر:

وظیفه‌ی خود می‌دانم از تلاش و زحمات بی‌دریغ و راهنمایی‌های ارزنده استاد گرانقدر و دلسوزم، جناب آقای دکتر امین حاجی‌زاده، در تمام مراحل انجام این پایان‌نامه صمیمانه تقدیر و تشکر نمایم و از خداوند متعال برای ایشان زندگی سرشار از موفقیت آرزو مندم. همچنین از استاد عزیز و بزرگوار جناب آقای دکتر حسین قلی‌زاده که همکاری و مساعدت لازم را مبذول داشتند کمال تشکر را دارم.

تعهد نامه

اینجانب حسین نفیسی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق - قدرت دانشکده مهندسی برق و ریاتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه کنترل توان اکتیو و راکتیو در منابع تولید پراکنده متصل به شبکه بر پایه اینورتر چند سطحی تحت راهنمایی دکتر امین حاجی زاده 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 صنعتی شاهرود می باشد. این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

امروزه منابع تولید پراکنده یک روش نوین و کارآمد برای تولید توان الکتریکی به حساب می‌آیند. هرچند این منابع دارای محدودیت‌هایی نیز هستند اما مزایا و استفاده از این منابع برای شبکه‌ی اصلی برق‌رسانی مفید و کارآمد است. این منابع که عمدتاً به همراه یک مبدل به شبکه متصل می‌گردند، می‌توانند برای تولید توان اکتیو و راکتیو مورد نیاز شبکه و بار محلی مورد استفاده قرار گیرند و با عملکرد خود باعث بهبود کیفیت توان و پروفایل ولتاژ شوند. این پایان‌نامه یک روش کنترلی مناسب از نوع کنترل برداری را برای مبدل منبع ولتاژ شرح می‌دهد. در قسمت کنترلی سیستم، مراجع جریان‌های حلقه کنترلی با توجه به اهداف سیستم کنترلی پیشنهادی ساخته و به سیستم اعمال می‌شوند. سیستم موردنظر در این پایان‌نامه بر مبنای ساختار مبدل چندسطحی برای اتصال منبع تولید پراکنده به شبکه است. این سیستم بر مبنای یک توربین بادی در نظر گرفته شده است که از طریق یک یکسوکننده و اینورتر سه سطحی به شبکه‌ی اصلی متصل می‌گردد. کلیدزنی یکسوکننده به روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی صورت گرفته است. توربین بادی مورد نظر به صورت یک گشتاور مکانیکی متغیر مدل شده است و اینورتر به کار رفته شده از نوع اینورتر سه سطحی دیود کلمپ می‌باشد که به روش مدولاسیون پهنای پالس کلیدزنی می‌شود. این نوع مبدل به صورت گسترده در منابع انرژی تجدیدپذیر به عنوان سیستم واسط به کار گرفته می‌شود. مدل دینامیکی سیستم مورد نظر ابتدا در دستگاه سه فاز ساکن شرح داده می‌شود و در گام بعدی از طریق تبدیل بین دستگاه‌ها به دستگاه متعامد گردان منتقل می‌گردد. شبیه‌سازی در محیط متلب/سیمولینک انجام می‌شود و با توجه به نتایج بدست آمده عملکرد سیستم مورد بررسی قرار می‌گیرد. در نهایت مشاهده می‌شود که سیستم در شرایط موردنظر علاوه بر تغذیه بار غیرخطی، پاسخ سریع و مناسبی در جبران توان‌های اکتیو و راکتیو دارد.

کلمات کلیدی: منبع تولید پراکنده؛ کنترل توان اکتیو و راکتیو؛ اینورتر سه سطحی

الف- فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱.....	فصل اول- مقدمه
۲.....	۱-۱. مقدمه
۵.....	۲-۱. نمای کلی پایان نامه
۷.....	فصل دوم- منابع DG و نقش مبدل های الکترونیک قدرت و روش کنترل مبدل ها
۸.....	۱-۲. منابع تولید پراکنده
۸.....	۱-۱-۲. نیروی باد
۱۲.....	۲-۱-۲. فتوولتائیک
۱۳.....	۳-۱-۲. میکروتوربین
۱۵.....	۴-۱-۲. پیل سوختی
۱۷.....	۵-۱-۲. انواع دیگر منابع DG
۱۷.....	۶-۱-۲. تجهیزات ذخیره کننده انرژی
۱۷.....	۷-۱-۲. سیستم های هیبریدی/ ترکیبی
۱۹.....	۲-۲. هدف اصلی تکنولوژی DG
۱۹.....	۱-۲-۲. منبع توان پیوسته
۲۰.....	۲-۲-۲. امنیت
۲۰.....	۳-۲-۲. بازده بالا و هزینه کم
۲۱.....	۴-۲-۲. انتشار پایین
۲۱.....	۵-۲-۲. سیستم تولید همزمان گرما و توان الکتریکی (CHP)

۲۱مدیریت بار	۶-۲-۲
۲۲سرعت انتقال و توزیع	۷-۲-۲
۲۲چالش‌های تخصصی مبدل مبتنی بر اتصال <i>DG</i>	۳-۲
۲۳روش کنترل جریان در <i>DG</i>	۱-۳-۲
۲۵هدف از پیشبرد تحقیق	۴-۲
۲۷فصل سوم- توپولوژی‌های مبدل قدرت چند سطحی	
۲۸مقدمه	۱-۳
۲۹مبدل‌های منبع ولتاژ	۲-۳
۲۹مبدل منبع ولتاژ دو سطحی استاندارد	۱-۲-۳
۳۱استراتژی‌های مدولاسیون چند سطحی	۲-۲-۳
۳۳ویژگی‌های مبدل قدرت چند سطحی	۳-۳
۳۵ساختار مبدل قدرت چند سطحی	۴-۳
۳۵مبدل دیود-گیره (کلمپ)	۱-۴-۳
۴۲مبدل‌های چند سطحی خازن‌های شناور (<i>Flying capacitors</i>)	۲-۴-۳
۴۶مبدل پل‌های <i>H</i> -آبشاری با منابع <i>DC</i> جداگانه	۳-۴-۳
۴۸کاربرد مبدل‌های چند سطحی	۵-۳
۵۰یکسوکننده <i>Boost</i>	۱-۵-۳
۵۰سیستم‌های انرژی ذخیره‌ای مغناطیسی ابررسانا (<i>SMES</i>)	۲-۵-۳
۵۱سیستم انتقال ولتاژ بالای <i>DC (HVDC)</i>	۳-۵-۳
۵۱تزریق توان در شبکه قدرت	۴-۵-۳

۵۲	۶-۳. سیستم اتصال DG
۵۳	۷-۳. نتیجه‌گیری فصل.....
	فصل چهارم- مدل‌سازی اجزاء تشکیل دهنده یک سیستم تولید توان بادی مبتنی بر اینورتر چند سطحی
	۵۵
۵۶	۱-۴. مقدمه.....
۵۷	۲-۴. مدل‌سازی قسمت کنترلی و اجزاء سیستم.....
۵۸	۱-۲-۴. ساختار توربین بادی.....
۵۹	۲-۲-۴. مدل یکسوکنده به کار رفته شده.....
۶۰	۱-۲-۲-۴. مدل‌سازی ریاضی مبدل یکسوکنده.....
۶۲	۲-۲-۲-۴. مدلاسیون پهنا‌ی پالس بردار فضایی (SVPWM).....
۶۲	۳-۲-۲-۴. بیان روش مدلاسیون پهنا‌ی پالس بردار فضایی.....
۶۴	۴-۲-۲-۴. نحوه تعیین V_d, V_q, V_{ref} و زاویه α
۶۵	۵-۲-۲-۴. نحوه تعیین زمانهای T_0, T_1, T_2
۶۷	۳-۲-۴. مدل اینورتر به کار رفته شده.....
۷۷	فصل پنجم- طراحی سیستم کنترل و دستیابی به یک نوآوری
۷۸	۱-۵. ساختار کنترل مبدل سمت ژنراتور $PMSG$
۸۲	۲-۵. ساختار کنترل مبدل سمت شبکه.....
۸۲	۱-۲-۵. محاسبه‌ی مرجع جریان برای تزریق توان اکتیو بار در نقطه PCC
۸۳	۲-۲-۵. محاسبه‌ی مؤلفه‌های هارمونیک‌ی جریان مرجع در راستای محور طولی.....
۸۵	۳-۲-۵. محاسبه‌ی مرجع جریان برای تغذیه توان راکتیو بار.....
۸۵	۴-۲-۵. روش کنترل جریان برای مدل پیشنهادی.....

فصل ششم- تحلیل نتایج و شبیه سازی در حالات مختلف	۸۹
۱-۶. بررسی رفتار مبدل سمت ژنراتور در شرایط بهره برداری نامی.....	۹۰
۲-۶. بررسی رفتار مبدل سمت ژنراتور در شرایط تغییرات گشتاور باد.....	۹۶
۳-۶. بررسی رفتار مبدل سمت شبکه در شرایط عملکرد نامی با وجود بار غیرخطی.....	۱۰۰
۴-۶. بررسی رفتار مبدل سمت شبکه در افت ناگهانی ولتاژ در نقطه <i>PCC</i>	۱۰۶
فصل هفتم- نتیجه گیری و پیشنهادات.....	۱۰۹
مراجع.....	۱۱۱

ب- فهرست شکل‌ها

عنوان	صفحه
شکل ۲-۱. منابع تولید انرژی مختلف.....	۸
شکل ۲-۲. اجزای تشکیل‌دهنده توربین بادی.....	۹
شکل ۲-۳. اجزاء اصلی میکروتوربین‌ها.....	۱۴
شکل ۲-۴. ساختار تولید انرژی در یک پیل سوختی.....	۱۶
شکل ۲-۵. حضور یک میکروتوربین در چرخه‌ی سیکل ترکیبی.....	۱۸
شکل ۲-۶. خلاصه‌ی کاربردهای DG در شبکه‌ی برق.....	۱۹
شکل ۳-۱. مبدل منبع ولتاژ ۲ سطحی.....	۳۰
شکل ۳-۲. ولتاژ فاز V_{ph} و ولتاژ مرجع $V_{control}$ برای یک مبدل دو سطحی کنترل شده به وسیله‌ی PWM	۳۰
شکل ۳-۳. PWM برای یکی از $IGBT$ ها در مبدل دو سطحی.....	۳۱
شکل ۳-۴. PWM برای NPC ۵ سطحی، $IGBT$ اول.....	۳۲
شکل ۳-۵. PWM برای NPC ۵ سطحی، $IGBT$ دوم.....	۳۳
شکل ۳-۶. مبدل NPC سه سطحی.....	۳۶
شکل ۳-۷. شماتیک تصویری یک مبدل سه فاز شش سطحی دیود کلمپ.....	۳۸
شکل ۳-۸. شماتیک تصویری یک مبدل n سطحی دیود کلمپ.....	۳۹
شکل ۳-۹. شکل موج ولتاژ خط برای مبدل دیود کلمپ n سطحی.....	۴۱
شکل ۳-۱۰. شماتیک تصویری مبدل خازن شناور ۶ سطحی.....	۴۳
شکل ۳-۱۱. شماتیک تصویری تک فاز یک مبدل چند سطحی پل H -آبشاری.....	۴۷
شکل ۳-۱۲. تزریق توان با استفاده از مبدل چند سطحی.....	۵۲
شکل ۴-۱. شماتیک مدار شبیه‌سازی شده.....	۵۷
شکل ۴-۲. مدل ژنراتور بادی.....	۵۸

- شکل ۴-۳. گشتاورهای مکانیکی مختلف ناشی از سرعت متغیر باد..... ۵۹
- شکل ۴-۴. ساختار مبدل یکسوکننده تمام کنترل شونده شش پالس سه فاز با فیلتر ورودی..... ۶۰
- شکل ۴-۵. نمایشی از ناحیه‌ها و بردارهای پایه در روش *SVPWM*..... ۶۴
- شکل ۴-۶. ارتباط بین بردارهای ولتاژ V_d, V_q, V_{ref} و زاویه α ۶۵
- شکل ۴-۷. تجزیه بردار مرجع در ناحیه ۱..... ۶۶
- شکل ۴-۸. مبدل *NPC* سه سطحی..... ۶۷
- شکل ۴-۹. حالت‌های ولتاژ خروجی مربوط به یک پایه اینورتر سه سطحی دیود-کلمپ..... ۶۸
- شکل ۴-۱۰. حلقه‌ی جریان زمانی که $S_{a1} = 0$ و $S_{a2} = 0$ (آ) جریان بار منفی (ب) جریان بار مثبت
۶۹
- شکل ۴-۱۱. حلقه‌ی جریان زمانی که $S_{a1} = 0$ و $S_{a2} = 1$ (آ) جریان بار مثبت (ب) جریان بار منفی
۷۰
- شکل ۴-۱۲. حلقه‌ی جریان زمانی که $S_{a1} = 1$ و $S_{a2} = 1$ (آ) جریان بار مثبت (ب) جریان بار منفی
۷۰
- شکل ۴-۱۳. مبدل دیود کلمپ سه سطحی سه فاز..... ۷۵
- شکل ۴-۱۴. حالت سوئیچینگ ۱۱۰۱۰۱..... ۷۴
- شکل ۴-۱۵. حالت سوئیچینگ ۰۱۰۰۰۰..... ۷۴
- شکل ۴-۱۶. مدولاسیون *PWM* برای اینورتر سه سطحی دیود کلمپ..... ۷۵
- شکل ۴-۱۷. سیگنال‌های گیت v_{g1} و v_{g2} برای سوئیچ‌های S_{a1} و S_{a2} ۷۶
- شکل ۴-۱۸. شکل موج ولتاژ فاز اینورتر v_{an} با استفاده از ۳ سطح ولتاژ..... ۷۶
- شکل ۴-۱۹. ولتاژ خط به خط v_{ab} با استفاده از ۵ سطح ولتاژ..... ۷۶
- شکل ۵-۱. دیاگرام کنترلر سمت ژنراتور..... ۸۰
- شکل ۵-۲. سیگنال کنترلی حلقه q در کنترلر سمت ژنراتور..... ۸۱
- شکل ۵-۳. دیاگرام کنترلر سمت شبکه..... ۸۶
- شکل ۵-۴. فلوچارت سیستم به کار گرفته شده..... ۸۸

- شکل ۶-۱. گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی *PMSG* در شرایط نامی..... ۹۱
- شکل ۶-۲. سرعت‌های نامی و واقعی ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی..... ۹۲
- شکل ۶-۳. جریان‌های واقعی و مرجع محور *d* ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی..... ۹۲
- شکل ۶-۴. جریان‌های واقعی و مرجع محور *q* ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی..... ۹۲
- شکل ۶-۵. ولتاژ لحظه‌ای فاز *a* ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی..... ۹۳
- شکل ۶-۶. ولتاژ لحظه‌ای فیلتر شده فاز *a* ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی..... ۹۳
- شکل ۶-۷. توزیع هارمونیک ولتاژ فاز *a* ژنراتور *PMSG*..... ۹۴
- شکل ۶-۸. جریان لحظه‌ای فاز *a* ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی..... ۹۴
- شکل ۶-۹. توزیع هارمونیک جریان فاز *a* ژنراتور *PMSG*..... ۹۴
- شکل ۶-۱۰. جریان و ولتاژ لحظه‌ای فاز *a* ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی با ضریب توان واحد..... ۹۵
- شکل ۶-۱۱. توان‌های حقیقی و راکتیو ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی با ضریب توان واحد..... ۹۵
- شکل ۶-۱۲. ولتاژ لینک *DC* تولیدی توسط مبدل سمت ژنراتور..... ۹۵
- شکل ۶-۱۳. گشتاور مکانیکی محور اعمالی به ژنراتور..... ۹۶
- شکل ۶-۱۴. گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی *PMSG*..... ۹۷
- شکل ۶-۱۵. سرعت محور ژنراتور *PMSG*..... ۹۷
- شکل ۶-۱۶. جریان محور *d* ژنراتور *PMSG*..... ۹۸
- شکل ۶-۱۷. جریان محور *q* ژنراتور *PMSG*..... ۹۸
- شکل ۶-۱۸. مولفه‌های لحظه‌ای ولتاژ و جریان فاز *a* به ازای گشتاور محرک $0/6$ مقدار نامی..... ۹۹
- شکل ۶-۱۹. مولفه‌های لحظه‌ای ولتاژ و جریان فاز *a* به ازای گشتاور محرک $1/3$ مقدار نامی..... ۹۹
- شکل ۶-۲۰. توان‌های حقیقی و راکتیو ژنراتور *PMSG* در شرایط تغییرات گشتاور اعمالی..... ۹۹
- شکل ۶-۲۱. ولتاژ لینک *DC* تولیدی توسط مبدل سمت ژنراتور در شرایط تغییرات گشتاور محور..... ۹۹
- شکل ۶-۲۲. ولتاژ جریان یکسوسوده توسط یکسوکننده تریستوری..... ۱۰۱
- شکل ۶-۲۳. توان‌های اکتیو و راکتیو جذب شده توسط یکسوکننده از شبکه قدرت..... ۱۰۱

- شکل ۶-۲۴. شکل موج‌های ولتاژ و جریان کشیده شده از شبکه در حالت عدم اتصال DG در نقطه PCC ۱۰۱
- شکل ۶-۲۵. توزیع هارمونیک‌های جریان کشیده شده از شبکه در حالت عدم اتصال DG در نقطه PCC ۱۰۲
- شکل ۶-۲۶. جریان تزریقی DG به نقطه PCC برای بار غیرخطی ۱۰۳
- شکل ۶-۲۷. جریان تزریقی DG به نقطه PCC برای بار خطی ۱۰۳
- شکل ۶-۲۸. جریان تزریقی DG به نقطه PCC و جریان کشیده شده توسط بار غیرخطی ۱۰۳
- شکل ۶-۲۹. توان‌های حقیقی و راکتیو تولیدی DG متصل به نقطه PCC ۱۰۴
- شکل ۶-۳۰. ولتاژ و جریان لحظه‌ای شبکه در هنگام اتصال DG به نقطه PCC ۱۰۵
- شکل ۶-۳۱. توزیع هارمونیک‌های جریان شبکه در هنگام اتصال DG به نقطه PCC ۱۰۵
- شکل ۶-۳۲. توان‌های حقیقی و راکتیو تحویلی شبکه به نقطه PCC ۱۰۵
- شکل ۶-۳۳. ولتاژ سه فاز شبکه و وقوع اتصال کوتاه متقارن در $t=0.2\ sec$ بدون اتصال DG ۱۰۶
- شکل ۶-۳۴. توان اکتیو تزریقی DG قبل و بعد از اتصال کوتاه ۱۰۷
- شکل ۶-۳۵. توان راکتیو تزریقی DG قبل و بعد از اتصال کوتاه ۱۰۷
- شکل ۶-۳۶. ولتاژ سه فاز شبکه و وقوع اتصال کوتاه متقارن در $t=0.2\ sec$ با اتصال DG ۱۰۷

ج- فهرست جدول‌ها

عنوان	صفحه
جدول ۱-۳. سطوح ولتاژ و حالت‌های سوئیچ‌های متناظر برای یک مبدل سه فاز شش سطحی دیود کلمپ.....	۳۹
جدول ۲-۳. افزودن سطح ولتاژ و حالت‌های سوئیچ مشابه مبدل ۶ سطحی خازن شناور.....	۴۴
جدول ۳-۳. مشخصات کلی توپولوژی‌های مبدل چند سطحی.....	۴۹
جدول ۱-۴. بردارهای سوئیچینگ، ولتاژهای خط و فاز خروجی.....	۶۳
جدول ۲-۴. حالت‌های سوئیچینگ ممکن برای یک پایه از مبدل سه سطحی دیود-کلمپ.....	۶۸
جدول ۳-۴. حالات سوئیچینگ مربوط به مبدل دیود کلمپ سه سطحی سه فاز.....	۷۲
جدول ۱-۶. اطلاعات و داده‌های مربوط به شبکه‌ی شبیه‌سازی شده.....	۹۰

فصل اول

مقدمه

۱-۱. مقدمه

عبارت منابع تولید پراکنده^۱ (*DG*) به هرگونه تکنولوژی تولید توان الکتریکی که در نزدیکی مرکز بار و همراه با بهبود شبکه‌ی قدرت است، گفته می‌شود. به عبارتی منظور از منابع تولید پراکنده برق، واحدهای تولیدی کوچک (کمتر از یک مگاوات) است که نزدیک مصرف‌کننده قرار دارند و می‌توانند به‌طور مستقل یا متصل به شبکه سراسری، برق تولید نمایند. منابع تولید توان پراکنده^۲ (*DPGR*) مبتنی بر انرژی تجدیدپذیر، مانند قدرت باد، فتوولتائیک^۳ (*PV*) و هیدروتوربین (توربین آبی)، به‌عنوان یک جایگزین قابل‌اعتماد به جای منابع انرژی متداول که بر مبنای منابع سوخت فسیلی از قبیل نفت، گاز و زغال سنگ هستند، می‌باشند.

بازسازی و رشد تجارت برق و ضرورت تولید انرژی بیشتر، همراه با قوانین زیست‌محیطی ناشی از انتشار گاز گلخانه‌ای و پیشرفت‌های اخیر در منابع تولید توان الکتریکی با ابعادی کوچک، از مهم‌ترین عوامل هدایت بخش انرژی به سمت یک راه و روش جدید تولید توان است؛ یعنی جایی که بخش اعظم افزایش تقاضای انرژی الکتریکی از طریق راه‌اندازی گسترده‌ی منابع تولید توان الکتریکی پراکنده، قابل حل است.

فناوری *DG* مزایایی مانند پتانسیل هزینه‌ی کمتر، سودمندی، قابلیت اعتماد بیشتر و تولید انرژی الکتریکی راحت‌تر در مجاورت مرکز بار دارد. این تکنولوژی می‌تواند به مصرف‌کننده‌های صنعتی، بازه‌های انتخابی گوناگونی را در دامنه‌ی گسترده‌ی از قابلیت اعتماد بالا و هزینه‌ی پایین ارائه دهد.

این نوع فناوری تولید توان که پاک و قابل اطمینان است، بر مبنای تکنولوژی‌هایی از قبیل توربین‌ها و موتورهای قدرت به همراه گاز طبیعی و بیوگاز، پروپان، باد و منابع تولید آبی سائز کوچک، پیل سوختی و پنل‌های فتوولتائیک است. مصرف‌کننده‌های روستایی و خانگی به دلیل سختی و هزینه‌ی بالای اتصال

¹ Distributed Generation

² Distributed Power Generation Resources

³ Photovoltaic

به یک شبکه‌ی الکتریکی دوردست، بیش از همه به پیشرفت فناوری *DG* اهمیت می‌دهند. استفاده از سیستم *DG*، مخصوصاً منابع انرژی تجدیدپذیر، نسبت به روش سنتی که با انتقال برق از نیروگاه اصلی به مناطق دوردست و انشعاب از آن حاصل شود؛ برای مصرف‌کننده‌ها مقرون به صرفه و سودمندتر است.

از طرفی به دلیل مزایایی مانند قابلیت اطمینان بالا و هزینه‌ی پایین سیستم *DG*، تعداد زیادی از شرکت‌های صنعتی و مصرف‌کننده‌های فعلی، ممکن است برای نصب سیستم‌های *DG* به‌عنوان منبع اصلی برق، برای مصرف برق خود اقدام کنند. علاوه بر این سیستم *DG* می‌تواند به‌عنوان یک سیستم قدرت مستقل ظاهر شود که هم بارهای محلی را تغذیه می‌کند و هم نیازهای شبکه‌ی اصلی از قبیل تزریق توان اکتیو به شبکه اصلی، جبران‌سازی مولفه‌های هارمونیکی بالاتر و توان راکتیو بار غیرخطی متصل به شبکه، تصحیح ضریب توان^۱، جبران‌سازی کیفیت توان در طول اختلالات، پیک سابی^۲ و بهبود قابلیت اطمینان ولتاژ از راه مناسب که برای منبع تولید مرکزی امکان‌پذیر نیست، را پاسخ‌گو باشد [۱].

به‌طور معمول از منابع انرژی زیست‌محیطی، مانند باد و خورشید به‌عنوان یک منبع انرژی برای راه‌اندازی سیستم *DG* استفاده می‌شود. این منابع انرژی نیز با افزایش تقاضای توان الکتریکی از سوی مصرف‌کننده‌ها و نیز با قوانین زیست‌محیطی مواجه می‌شوند.

همچنین ژنراتورهای سنکرون که به‌وسیله‌ی موتور احتراق دیزلی یا گاز قابل اشتعال کار می‌کنند، در سیستم‌های *DG*، برای تولید توان الکتریکی استفاده می‌شوند. اما به‌طور عمده کاربرد تکنولوژی *DG* در شبکه الکتریکی به چگونگی طرح اتصال بر مبنای اتصال مستقیم ماشین‌های چرخشی، از قبیل ژنراتورهای سنکرون و آسنکرون و یا نحوه اتصال سیستم *DG* به مبدل‌های مبتنی بر تجهیزات الکترونیک قدرت، بستگی دارد. برخلاف ژنراتورهای ساینز بزرگ، که اغلب به‌طور کامل بر مبنای ماشین‌های الکتریکی ۵۰ و ۶۰ هرتز هستند، سیستم *DG* از لحاظ سرعت و فرکانس متفاوت است که

¹ Power Factor Correction

² Peack Shaving

این شامل منابع انرژی سرعت و فرکانس بالا مانند میکروتوربین‌ها، منابع انرژی سرعت و فرکانس متغیر مانند انرژی باد و منابع تبدیل انرژی مستقیم می‌شود که ولتاژ DC یا جریان مستقیم را مانند فتوولتائیک و منابع انرژی پیل سوختی، تولید می‌کنند.

اغلب منابع DG به وسیله‌ی یک پهنای پالس مدوله شده^۱ (PWM) DC به AC کنترل کننده جریان مبدل منبع ولتاژ^۲ (VSC)، به شبکه قدرت الکتریکی یا بار محلی متصل می‌گردند؛ که به دلیل پاسخ دینامیک سریع، عملکرد مناسب، سهولت راه‌اندازی و کنترل حلقه بسته ذاتی آن نسبت به جریان بار برای تضمین نیازها و ملزومات عملیات مناسب است.

الکترونیک قدرت یک فناوری مهم و کاربردی است که اتصال انواع واحدهای DG را در محدوده‌ی تغییرات مقدار کم کیلووات تا ۱/۶ مگاوات به آسانی انجام می‌دهد. همچنین ساختار مدولار مبدل‌های متصل کننده می‌تواند ظرفیت توان را افزایش دهد. به‌طور معمول، مبدل‌های الکترونیک قدرت رابط، منابع DG را از لحاظ کنترل و عملکرد، در مقایسه با القاگر و ژنراتورهای سنکرون قدیمی خیلی انعطاف‌پذیرتر ساخته است. این سیستم‌های اتصال، مسائل جدیدی را نیز از قبیل ظرفیت افزایش بار محدود، تلفات سوئیچینگ و حساسیت به تغییر پارامترها به همراه دارند.

امروزه با توجه پیشرفت فناوری مبدل‌های قدرت چند سطحی به‌طور فراوان در این سیستم‌های واسط و کاربردهای دیگر صنعتی به کار گرفته می‌شود. این مبدل‌ها مزیت‌هایی از قبیل اعوجاجات هارمونیک کمتر، تنش ولتاژی کمتر روی بارهای متصل به مبدل را دارا هستند. همچنین تعداد بیشتر سطوح ولتاژ در این توپولوژی‌ها باعث کیفیت بالاتر ولتاژهای خروجی می‌شود [۲-۴].

¹ Pulse Width Modulation

² Voltage Source Converter

۱-۲. نمای کلی پایان نامه

این پایان نامه یک روش کنترلی مناسب برای اتصال منابع تولید پراکنده به شبکه‌های قدرت ارائه می‌دهد. در این روش هنگام اتصال منبع تولید پراکنده به شبکه قدرت، امکان جبران توان‌های اکتیو و راکتیو مصرفی شبکه و همچنین مؤلفه‌های هارمونیکی جریان بار وجود دارد؛ که با این کار کیفیت توان شبکه بهبود می‌یابد. در این پایان نامه، همه موضوعات وابسته را به‌طور منظم، مرور و سازمان‌دهی می‌کنیم، که به‌صورت زیر دسته‌بندی می‌شود:

در بخش ۲ انواع مختلف سیستم‌های DG و روش‌های کنترلی مختلف سیستم DG مبتنی بر مبدل و اهمیت و نقش مبدل‌های الکترونیک قدرت و روش کنترل جریان مرور و بررسی می‌شود. در ابتدا اغلب سیستم‌های معمول و متداول را از قبیل توربین‌های بادی، سیستم فتوولتائیک، میکروتوربین‌ها و پیل‌های سوختی توضیح داده و بررسی خواهد شد. بعد از بیان اساس و پایه‌ی منابع اصلی DG ، چگونگی استفاده از این منابع انرژی برای تولید توان الکتریکی و تزریق توان به شبکه قدرت نشان می‌شود.

در بخش ۳ درباره‌ی مبدل منبع ولتاژ و روش مدولاسیون استفاده شده در مبدل مورد نظر بحث خواهد شد و در ادامه تکنولوژی‌های اصلی مبدل قدرت دو سطحی و چند سطحی و انواع روش‌های موجود توصیف و درباره آن بحث می‌شود. مهم‌ترین کاربردها و مزیت‌های این توپولوژی‌ها مطرح می‌گردد. ویژگی‌ها، مزایا و زیان‌های انواع مختلف توپولوژی‌های مبدل‌ها در سطوح مختلف ارائه می‌شود. علاوه بر این سیستم اتصال این مبدل‌ها به منابع تولید پراکنده در این بخش بررسی خواهد شد.

بخش ۴ به مدل‌سازی اجزاء اصلی سیستم از قبیل توربین بادی، یکسوکننده^۱ و اینورتر سه سطحی مورد نظر می‌پردازد. در این بخش مدل یکسوکننده و اینورتر مورد نظر به تفصیل بیان می‌گردد.

¹ Rectifier

بخش ۵ به بررسی سیستم کنترلی پروژه مربوط می‌شود. در این بخش سیستم کنترلی سمت ژنراتور و سیستم کنترلی سمت شبکه به تفصیل بیان می‌گردد.

بخش ۶ عملکرد روش کنترل پیشنهادی را برای یکپارچه‌سازی و اتصال منابع DG به شبکه قدرت به‌وسیله‌ی نتایج سیمولینک، ارائه خواهد داد. در این زمینه، کل مدل سیستم در محیط سیمولینک نرم افزار متلب، شبیه‌سازی می‌شود. توانایی روش کنترلی روی ردیابی توان راکتیو به همراه توان اکتیو خروجی ثابت در نظر گرفته می‌شود. علاوه بر این نتایج شبیه‌سازی برای آنالیز THD^1 جریان شبکه تحت شرایط مختلف به کار گرفته می‌شود.

¹ Total Harmonic Distortion

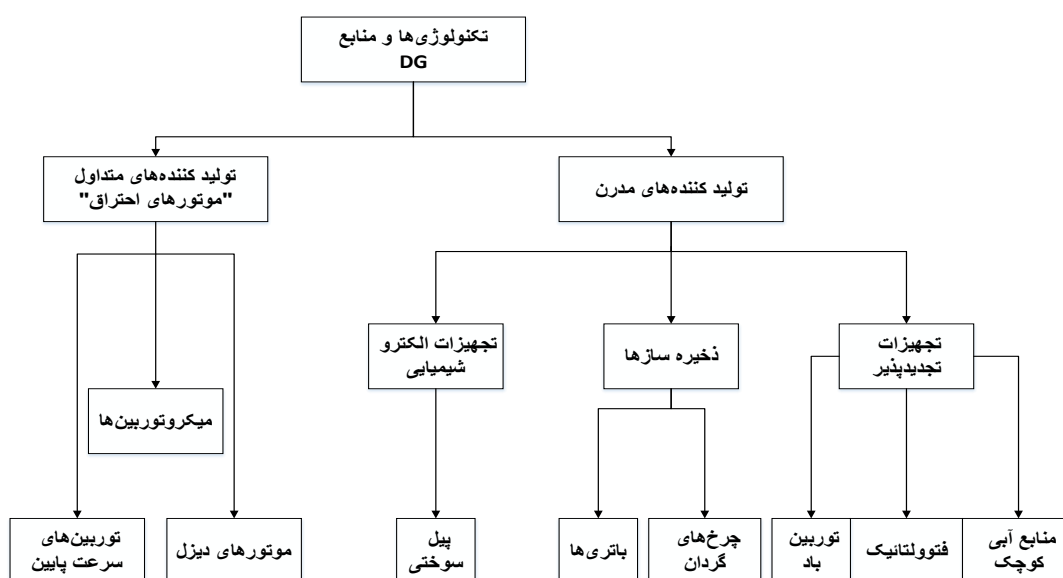
فصل دوم

منابع DG و نقش مبدل‌های الکترونیک قدرت و

روش کنترل مبدل‌ها

۱-۲. منابع تولید پراکنده

تکنولوژی DG به کار بردن ژنراتورهای کوچکی است که به صورت پراکنده، انرژی الکتریکی نزدیک تر به مصرف‌کننده را فراهم می‌کند. انواع گوناگون و متداول منبع انرژی قابل استفاده در تکنولوژی DG، در شکل (۱-۲) نشان داده شده است. ویژگی‌های عمومی و کلی این انواع مختلف منابع انرژی به صورت کوتاه در قسمت زیر معرفی می‌گردند.



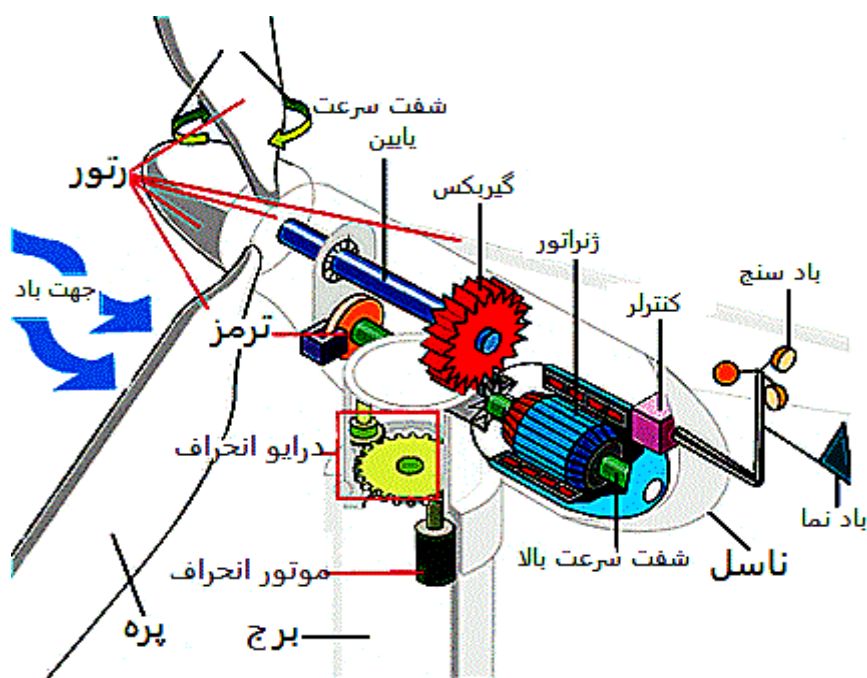
شکل ۱-۲. منابع تولید انرژی مختلف

۱-۱-۲. نیروی باد

به دلیل استفاده از توربین بادی در این پایان‌نامه، بر روی عملکرد این نوع از منبع تولید پراکنده تمرکز بیشتری می‌شود. یکی از مهم‌ترین دلایل ادامه‌ی توسعه کشورهای مدرن، پایدار ماندن انرژی است. قابلیت آسیب‌پذیری سلسله مراتب منابع انرژی جریانی، مبتنی بر سوخت فسیلی و منابع انرژی تجدیدناپذیر، خطر فروپاشی در سیستم به همراه کمبود رزروهای طبیعی را افزایش می‌دهد [۵].

اساس انرژی قدرت باد ناشی از انرژی خورشیدی است، که به دلیل توزیع ناهمگون و متغیر درجه حرارت در مناطق مختلف زمین به وجود می‌آید. نتیجه‌ی حرکت انبوه هوا، منبع انرژی مکانیکی است

که توربین‌های بادی و سپس ژنراتورهای مربوطه را به حرکت درمی‌آورد. به توربینی که انرژی جنبشی باد را به انرژی مکانیکی تبدیل می‌کند، توربین بادی می‌گویند که به آن توان بادی گفته می‌شود. این توربین‌ها در انواع محور افقی و محور عمودی تولید می‌شوند [۶]. شکل (۲-۲) اجزاء مختلف توربین بادی را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۲. اجزای تشکیل‌دهنده توربین بادی

اجزای تشکیل‌دهنده توربین بادی به صورت زیر است:

۱. باد سنج^۱: وسیله‌ای که سرعت باد را اندازه می‌گیرد و اطلاعات بدست آمده از آن را به کنترل‌کننده‌ها ارسال می‌کند.
۲. پره‌ها^۲: بیشتر توربین‌ها دارای دو یا سه پره هستند. باد بر روی پره‌ها می‌وزد و آن‌ها را بلند کرده و می‌چرخاند.

¹ Anemometer

² Blades

۳. ترمز^۱: وسیله‌ای است که در مواقع اضطراری برای متوقف کردن روتور به کار می‌رود. عمل ترمز کردن می‌تواند به سه صورت مکانیکی، الکتریکی و هیدرولیکی صورت پذیرد.
۴. کنترلر: با رسیدن سرعت باد به $3/5$ تا $7/5$ متربرثانیه کنترلرها ماشین را راه‌اندازی می‌کنند. و زمانی که سرعت از 30 متربرثانیه بیشتر می‌شود فرمان خاموش شدن ماشین را صادر می‌کنند. این عمل به آن دلیل انجام می‌شود که با رسیدن به این سرعت توربین‌ها نمی‌توانند حرکت کنند. چون ژنراتور در مدت زمان بسیار کمی به حرارت بسیار بالایی می‌رسد.
۵. گیربکس^۲: چرخ‌دنده‌ها از یک طرف به شفت سرعت پایین و از طرف دیگر به شفت با سرعت بالا متصل می‌باشند. افزایش سرعت چرخش از 30 rpm تا 60 rpm به سرعتی حدود 1200 rpm تا 1500 rpm می‌انجامد. که این افزایش سرعت برای تولید برق به وسیله ژنراتور الزامی است. گیربکس‌ها سنگین‌اند و هزینه ساخت بالایی دارند.
۶. ژنراتور: که وظیفه آن تولید برق متناوب می‌باشد و بیشتر از نوع ژنراتورهای القایی است.
۷. شفت با سرعت بالا^۳: وظیفه‌ی این قسمت به حرکت درآوردن ژنراتور است.
۸. شفت با سرعت پایین^۴: رتور حول این محور می‌چرخد و سرعت چرخش آن 30 تا 60 دور در دقیقه است.
۹. روتور^۵: بال‌ها و هاب به روتور متصل هستند.
۱۰. برج^۶: برج‌ها از فولادهایی لوله‌ای شکل ساخته می‌شوند. هرچه ارتفاع برج‌ها بیشتر باشد توربین‌ها انرژی بیشتری دریافت می‌کنند.

¹ Brake

² Gear Box

³ High-speed Shaft

⁴ Low-speed Shaft

⁵ Rotor

⁶ Tower

۱۱. جهت باد^۱: توربین‌هایی که از این فناوری استفاده می‌کنند در خلاف جهت باد نیز کار می‌کنند در حالی که توربین‌های معمولی فقط جهت وزش باد به پره‌های آن باید از روبرو باشد.

۱۲. باد نما^۲: وسیله‌ای است که جهت وزش باد را اندازه‌گیری کرده و کمک می‌کند تا جهت توربین نسبت به باد در وضعیت مناسبی قرار داشته باشد.

۱۳. درایو انحراف^۳: وسیله‌ای است که وضعیت توربین را هنگامی که باد در خلاف جهت می‌وزد کنترل می‌کند و زمانی استفاده می‌شود که قرار است روتور در مقابل وزش باد از روبرو قرار گیرد اما زمانی که باد در جهت توربین می‌وزد نیازی به استفاده از این وسیله نیست.

۱۴. موتور انحراف^۴: برای به حرکت درآوردن درایو انحراف به کار می‌رود.

توربین‌های بادی مدرن می‌توانند انرژی الکتریکی را به صورت مزارع بادی یا به صورت انفرادی فراهم کنند. میزان باد ظرفیت الکتریکی را محدود می‌کند؛ بنابراین این تجهیزات باید در مناطق بادی نصب گردند. انتظار می‌رود بازدهی الکتریکی برای این سیستم ۲۰-۴۰٪ و مقدار توان محدوده بین $0.3KW$ تا $5MW$ باشد.

در توربین‌های بادی، سیستم الکترونیک قدرت بر پایه‌ی مبدل (معمولاً یک مبدل منبع ولتاژ)، برای سیستم واسط شبکه استفاده می‌شوند. معمولاً مزارع توربین‌های بادی در مناطقی که پروفایل باد سنگین است احداث می‌شوند. توان‌های خیلی زیاد مانند $108MW$ در برخی از پروژه‌های واقعی گزارش شده است [۷].

به دلیل نفوذ شدید و گسترده‌ی تکنولوژی توربین‌های بادی و طبیعت نامنظم تولید توان بادی، تأثیرات تولید توان باد روی عملکرد شبکه‌ی الکتریکی بسیار مهم هستند. در حال حاضر تحقیقات

¹ Wind Direction

² Wind Vane

³ Yaw Drive

⁴ Yaw Motor

وسیع‌تری در زمینه‌ی مشخص و متعادل کردن اثرات تولید توان بادی روی عملکرد سیستم قدرت، پایداری، قابلیت اطمینان، کیفیت توان و اقتصاد و بازار صورت می‌گیرد.

مزایای توربین افقی:

- تیغه‌ها برای قرارگرفتن در بهترین زاویه قابلیت پیچ و تاب دارند.
- برای اینکه در مواقع طوفانی آسیب‌ها به حداقل برسد، تیغه‌ها را به روتور پیچ می‌کنند.
- ارتفاع برج شرایط دسترسی به بادهای شدید و قوی را مهیا می‌سازد.
- مناسب برای زمین‌های ناهموار و دور از ساحل، که بیشتر آن‌ها قابلیت شروع خودکار دارند.

معایب توربین افقی:

- عملیات تعمیر و نگهداری آن سخت است.
- مشکلات در حمل و نقل
- در مجاورت رادار تحت تأثیر قرار می‌گیرد.
- سختی در نصب و راه‌اندازی
- آلودگی صوتی توربین‌های بادی [۸].

۲-۱-۲. فتوولتائیک

کلمه "فتوولتائیک" به معنای تبدیل نور به انرژی الکتریکی با استفاده از سلول خورشیدی است. نور خورشید به صورت مستقیم به وسیله‌ی ماژول‌هایی که شامل تعدادی سلول خورشیدی فتوولتائیک هستند، به انرژی الکتریکی تبدیل می‌شوند. این سلول‌های خورشیدی معمولاً به صورت مربع یا مدور شکل هستند و از مواد نیمه‌رسانا مثل کریستال سیلیکون، گالیوم آرسناید، کادمیوم تلوراید تشکیل شده‌اند. این نیمه‌رساناها که اساس و پایه‌ی این تجهیزات هستند، قادر به تبدیل انرژی خورشید به جریان DC

با محدوده‌ی بازدهی گوناگون از ۳ تا ۳۱٪ می‌باشند که به تکنولوژی طراحی، درجه حرارت، طیف نور و مواد تشکیل‌دهنده‌ی سلول خورشیدی بستگی دارد. معمولاً محدوده توان انرژی خورشیدی مبتنی بر فتوولتائیک از 0.3KW یا مقدار کمی MW گوناگون است [۵].

اخیراً کشورهای زیادی مایل به استفاده از مزارع PV مقیاس بزرگ تحت سرپرستی سایت‌های انرژی سبز هستند. در حالت کلی تأثیرات پروفایل تولیدی PV روی سطح سیستم، از جمله نوسانات ولتاژ و تزریق هارمونیک‌های ممکن، ضعیف است و این اثرات می‌تواند به‌وسیله‌ی یک توان راکتیو کنترل شده از طریق مبدل PV یا همراه منابع نزدیک توان راکتیو کنترل شده، متعادل گردد و کاهش یابد [۹].

بنابراین اکثر مطالعات سیستم انرژی فتوولتائیک در جهت کنترل‌های داخلی سیستم تولید PV برای پردازش بهتر انرژی و دقیق‌تر شدن ردیابی توان یا برای بهبود تکنولوژی سلول خورشیدی مدرن با هدف بازدهی بیشتر و هزینه‌ی پایین‌تر کل تولید توان است. مشابه سیستم تولید توان بادی، PV بر پایه‌ی یک قسمت تولیدکننده، همراه یک واسط الکترونیک قدرت بر پایه‌ی مبدل منبع ولتاژ به یک شبکه‌ی قدرت یا یک بار محلی متصل می‌شود [۱۰].

۳-۱-۲. میکروتوربین

میکروتوربین‌ها توربین‌های احتراق ظرفیت کوچک هستند که می‌توانند سوخت‌های متنوعی را شامل گاز طبیعی، بنزین، دیزل، نفت سفید، نفتا (بنزین سنگین)، الکل متان و پروپان بسوزانند و استفاده کنند. در حال حاضر اکثر تجهیزات تجاری قابل‌دسترس از گاز طبیعی به‌عنوان سوخت اصلی و ورودی استفاده می‌کنند. این سیستم‌ها کوچک‌اند و از تجهیزات الکترونیک قدرت برای اتصال به بار استفاده می‌کنند.

همان‌طور که در شکل (۳-۲) مشاهده می‌شود، اجزاء اصلی میکروتوربین عبارت است از [۵]:

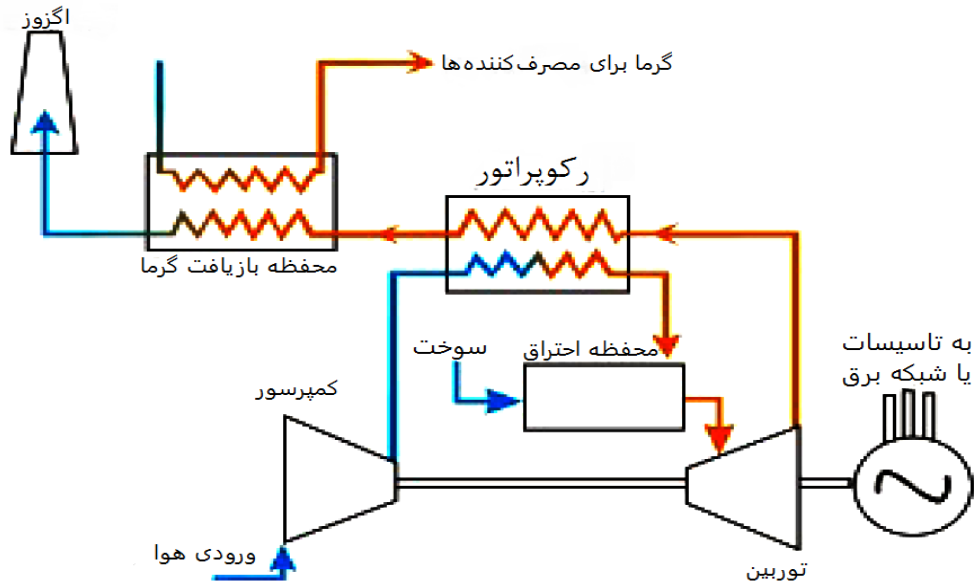
۱- ژنراتور مغناطیسی دائمی سرعت بالا (بالا تر از 120000 دور بر دقیقه)

۲- کمپرسور^۱ و توربین شعاعی تک مرحله‌ای

۳- رکوپراتور^۲

۴- محفظه احتراق^۳

۵- مبدل‌ها و تجهیزات رگولاتور ولتاژ تولیدی



شکل ۲-۳. اجزاء اصلی میکروتوربین‌ها

مهم‌ترین مزایای میکروتوربین‌ها نسبت به سیستم‌های تولید توان مبتنی بر سوخت فسیلی در زیر

آمده است:

- مجموعه‌ی ژنراتورهای سبک هستند و وزن خیلی کمی به ازای هر اسب بخار دارند.
- دارای لرزش کم و نویز پایین در مقایسه با ژنراتورهای دیزلی، عملکرد مکانیکی بالا و قابلیت اطمینان بالا هستند.
- به سیستم خنک‌کننده مایع احتیاج ندارند.

¹ Compressor

² Recuperator

³ Combustor

- قابل استفاده به‌وسیله‌ی سوخت‌های مختلف
- پاسخ سریع به تغییرات بار
- انتشار امواج خیلی پایین

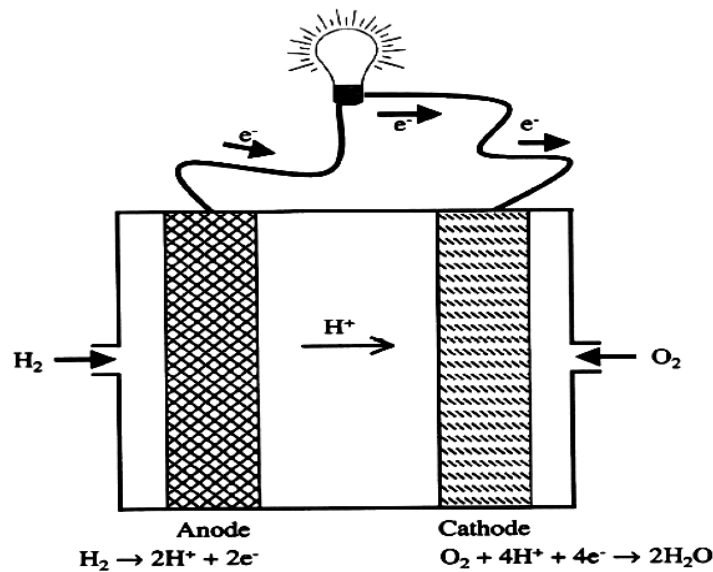
به دلیل هزینه پایین گاز طبیعی، هزینه‌ی نصب پایین سیستم میکروتوربین، و هزینه‌ی نگهداری پایین در طول عملکرد، امروزه تکنولوژی میکروتوربین یکی از مطمئن‌ترین منابع انرژی DG به شمار می‌رود. مشابه سیستم تولید توان باد و PV، ژنراتور میکروتوربین همراه یک مبدل واسط الکترونیک قدرت، که معمولاً یک مبدل منبع ولتاژ است، به شبکه‌ی قدرت یا بار محلی متصل می‌گردد [۱۱].

۲-۱-۴. پیل سوختی^۱

پیل سوختی (FC) یک سیستم مبدل انرژی الکتروشیمیایی است، که در آن انرژی شیمیایی به‌طور مستقیم به انرژی الکتریکی و گرما تبدیل می‌شود. شرکت‌های تولید برق، خودروسازی و نیز شرکت‌های نفتی تحقیقات گسترده‌ای را در زمینه‌ی سیستم‌های پیل سوختی انجام داده‌اند؛ چرا که این سیستم‌ها از جمله تکنولوژی‌های پیشرفته‌ای است که در زمینه‌های غیرنظامی با توان‌های میلی‌وات تا مگاوات مصارف گسترده‌ای دارند. سیستم پیل سوختی، با دانش فنی بسیار پیشرفته دستگاهی است که تا زمانی که سوخت و اکسیژن به آن داده شود سوخت معمولی، مانند گاز طبیعی، متانول، پروپان، اتانول یا هیدروژن با اکسیژن (ترجیحاً هوا) را به‌صورت الکتروشیمیایی وارد فعل‌وانفعال کرده و انرژی الکتریکی را به‌صورت جریان مستقیم با ولتاژ پایین تولید می‌کند. مزیت‌های انواع مختلف پیل سوختی در اکثر آن‌ها کم‌وبیش مشترک است، که در اینجا به بعضی از آن‌ها اشاره می‌کنیم:

^۱ Fuel Cell

- بازده‌ای: نسبت به موتورهای احتراقی بازده‌ای بیشتری دارند. این ویژگی برای واحدهای تولید همزمان حرارت و توان^۱ (CHP) که از سیستم‌های تولید توان کوچکی استفاده می‌کنند بسیار حائز اهمیت است.
- میزان آلودگی پایین
- میزان سوخت مصرفی انعطاف‌پذیر
- قابل استفاده در سیستم‌های تولید همزمان حرارت و توان
- عملکرد بی‌صدا در کاربردهای با مقیاس کم و نیز با مقیاس بالا: این ویژگی در خودروها و کاربردهای تولید همزمان توان و گرما که توان متحرک^۲ تولید می‌کنند، بسیار مهم است.



شکل ۲-۴. ساختار تولید انرژی در یک پیل سوختی

نتایج ذخیره‌ی انرژی این سیستم‌ها بازدهی بالای تبدیل، معمولاً ۴۰٪ یا بالاتر را نشان می‌دهد که به نوع پیل سوختی بستگی دارد. همچنین اگر در یک برنامه‌ی تولید کمکی به‌وسیله‌ی بازیافت، انرژی گرمایی قابل دسترس خروجی به کار گرفته شود، بازدهی انرژی کلی استفاده شده می‌تواند در حدود

^۱ Combined Heat And Power

^۲ Mobile Power Systems

۸۵٪ یا حتی بیشتر شود. برخلاف باتری‌ها، پیل‌های سوختی برای مصرف مواد در طول فرآیند الکتروشیمیایی تا زمانی که این مواد به صورت مداوم تغذیه می‌شود، نیاز به شارژ شدن ندارد [۴].

۲-۱-۵. انواع دیگر منابع DG

از انواع دیگر منابع DG مبتنی بر منابع انرژی تجدیدپذیر، از قبیل بيو انرژی، نیروی موج اقیانوس، قدرت گرمایی اقیانوس و نیروی زمین‌گرمایی، به دلیل هزینه‌ی بالای سرمایه‌گذاری اولیه و همچنین بازدهی پایین به صورت محدود استفاده می‌شود.

۲-۱-۶. تجهیزات ذخیره‌کننده‌ی انرژی

تکنولوژی‌های مدرن، بازدهی تجهیزات ذخیره‌ی انرژی را بهبود بخشیدند. ابرخازن‌ها^۱، چرخ‌های طیار^۲، سیستم ذخیره‌ی انرژی باتری‌ها (BESS^۳) و سیستم ابرسانای ذخیره‌ی انرژی مغناطیسی (SMES^۴) از انواع رایج تجهیزات ذخیره‌ی انرژی هستند [۱۲].

این تجهیزات نقش مهمی در تکنولوژی DG، برای افزایش قابلیت اطمینان، قابلیت سریع انتخاب بار و هموار کردن پروفایل تولید در منابع غیرقابل توزیع دارند. مشابه موارد قبلی، ذخیره‌ساز انرژی به شبکه قدرت یا بار محلی همراه یک مبدل الکترونیک قدرت متصل می‌شود [۱۳].

۲-۱-۷. سیستم‌های هیبریدی/ترکیبی

تولید توان با راه‌های معمولی و سنتی به‌طور میانگین ۳۵٪ بازدهی دارد که حدود ۶۵٪ باقیمانده‌ی آن همان گرمای هدررفته است. تولید هم‌زمان همان تولید گرما و برقی است که هردوی آن‌ها مورد استفاده قرار بگیرد.

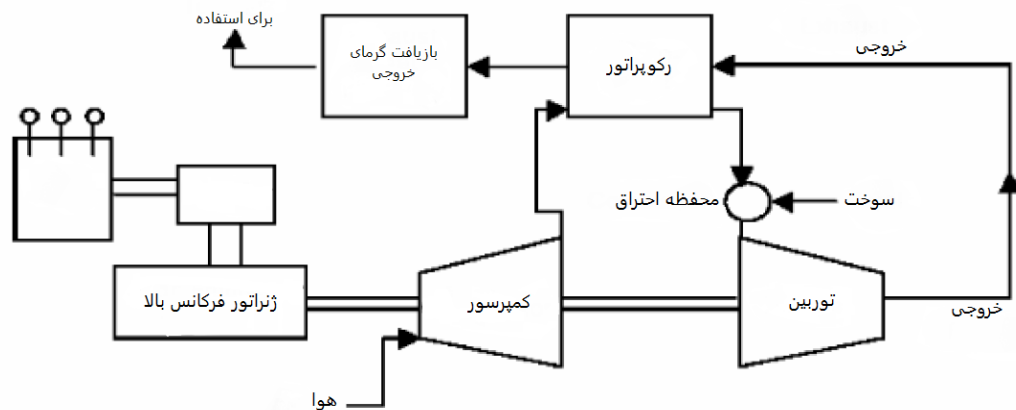
¹ Supercapacitor

² Flywheel

³ Batteries Energy Storage System

⁴ Superconducting Mgnetic Enrgy Storage

تلفات انتقال برق از نیروگاه‌های دوردست تا شبکه‌ی توزیع برق، در تولید متداول برق در حدود ۵-۱۰٪ است که این مقدار هنگام تحویل برق به کوچک‌ترین مشتریان به بیشترین مقدار خود می‌رسد. منابع انرژی *DG* ترکیبی بر مبنای منابع انرژی تجدیدپذیر و تجدیدناپذیر، برای بهبود راندمان انرژی و دیگر ویژگی‌های تولید توان ارائه می‌شوند. شکل (۲-۵) حضور یک میکروتوربین در چرخه‌ی سیکل ترکیبی را نشان می‌دهد. نیروگاه‌های ترکیبی ارائه‌شده دارای بازدهی الکتریکی بیشتر از ۷۰٪ با نرخ محدودی ۲۵۰ کیلووات تا ۲/۵ مگاوات هستند.



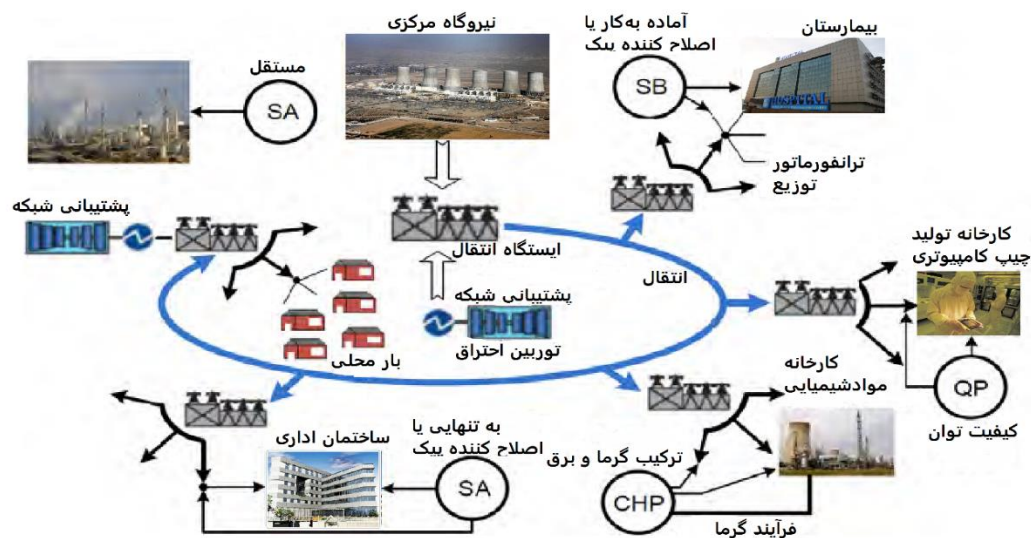
شکل ۲-۵. حضور یک میکروتوربین در چرخه‌ی سیکل ترکیبی

تأسیسات گرمایی ترکیبی به راحتی می‌تواند به نرخ راندمان توان بالاتر، مانند ۷۵٪ برسند. تا حد امکان سعی می‌شود دستگاه‌های تولید هم‌زمان نزدیک به محل مصرف گرما نصب شوند؛ چرا که انتقال برق در مسیرهای طولانی نسبت به انتقال گرما آسان‌تر و ارزان‌تر است. همچنین در حالت ایده‌آل ظرفیت این دستگاه‌ها را به اندازه‌ی تأمین نیازهای گرمایی محل در نظر می‌گیرند. علاوه بر این، می‌توان از منابع توان بادی به همراه دیگر منابع *DG* مانند فتوولتائیک، میکروتوربین‌ها، پیل‌های سوختی و تجهیزات ذخیره انرژی در شبکه‌های الکتریکی ضعیف و ایزوله استفاده کرد [۱۱].

۲-۲. هدف اصلی تکنولوژی DG

پتانسیل کاربردی و اهداف تکنولوژی DG در شبکه الکتریکی در بخش‌های زیر بیان خواهد شد.

همچنین شکل (۲-۶) به صورت ساده و خلاصه اهداف و کاربرد این سیستم را بیان می‌کند.



شکل ۲-۶. خلاصه کاربردهای DG در شبکه‌ی برق

۲-۲-۱. منبع توان پیوسته

سیستم DG می‌تواند برای مدت زمان زیادی در تولید انرژی الکتریکی برای مصرف‌کننده‌ها، روی

یک پایه‌ی نسبتاً پیوسته مورد استفاده قرار گیرد. با در نظر گرفتن این قابلیت، سیستم DG می‌تواند اغلب

در یک ظرفیت توان پیوسته برای صنعت و کاربردهای تجاری و منبع بار حساس، به دلیل قابلیت

اطمینان بالا مورد استفاده قرار گیرد.

۲-۲-۲. امنیت^۱

این قسمت شامل مسائلی از قبیل قابلیت اطمینان سیستم و فاکتورهای کیفیت توان است. وقتی که یک ژنراتور در محل از کار می‌افتد، ظرفیت اضافی در منابع سیستم باقیمانده می‌تواند یک توان رزرو ناگهانی را که عموماً به‌عنوان رزرو چرخان نامیده می‌شود، فراهم کند. حتی اگر ژنراتور اصلی از کار بیفتد، بارهای حیاتی می‌توانند از دیگر ژنراتورهای موجود در محل و یا همه‌ی ظرفیت سیستم پشتیبانی شوند. سیستم DG به‌وسیله‌ی جلوگیری از این مشکلات عمده و با از بین بردن مشکلات شبکه، قبل از اینکه یک بار متصل به شبکه این مشکلات را ببیند و واکنش نشان دهد، کیفیت توان را پشتیبانی می‌کند [۵].

۲-۲-۳. بازده بالا و هزینه کم

معمولاً منبع اصلی شبکه، توسط تکنولوژی انرژی-بازده مانند سیستم‌های سیکل-ترکیبی گاز طبیعی، بهبود می‌بخشد. بنابراین این تکنولوژی‌ها به پیوستگی، قابلیت اطمینان و دسترسی هزینه پایین به منبع سوخت گاز طبیعی احتیاج دارند و برای آرایش سائز کوچک نامناسب است. همان‌طور که در بخش قبل اشاره شد، در سیستم DG معمولاً منابع انرژی تجدیدپذیر با بازدهی بالا استفاده می‌شوند. تکنولوژی‌های انرژی تجدیدپذیر، اساساً از منابع انرژی آزاد و چندین تکنولوژی تجدیدناپذیر DG به سادگی از سوخت قابل انتقالی گازهای طبیعی استفاده می‌کنند.

منابع دیگر انرژی از جمله ذخیره‌کننده انرژی، تولید کمکی و تجهیزات کنترل برای کمک به بهبود بازده منابع تولید به کار گرفته می‌شود. بنابراین، افزایش بازده انرژی، هم هزینه‌های انرژی و هم انتشار گازهای گلخانه‌ای در واحد تولید توان را کاهش می‌دهد [۵].

¹ Security

۴-۲-۲. انتشار پایین

کاملاً واضح است که سیستم *DG* مبتنی بر منابع انرژی تجدیدناپذیر به‌طور ذاتی و آزادانه گاز گلخانه‌ای منتشر می‌کند. اگرچه بعضی از تکنولوژی‌های پیشرفته‌ی *DG* می‌توانند چنین سوخت‌های متداولی را که بر پایه‌ی سوخت‌های فسیلی است، کاهش دهند. سیستم *DG* این راه را با افزایش بازدهی، پروسه‌های تبدیل انرژی متناوب به‌صورت یک پیل سوختی، بازسازی تجزیه‌ی *CO* و تولید گاز نشان می‌دهد [۱].

۵-۲-۲. سیستم تولید همزمان گرما و توان الکتریکی (*CHP*)

برای کاهش تلفات انرژی، لازم است نسبت بازدهی سوخت به الکتریسیته افزایش یابد، یا از گرمای تولید شده در طول تولید و انتقال توان استفاده شود. استفاده از گرمای تلف شده در *DG* نزدیک به مصرف‌کننده برای گرم کردن آب، گرم کردن هوا، تولید بخار یا احتیاجات گرمایی دیگر، بیش‌ازپیش بازدهی را افزایش می‌دهد. توانایی جلوگیری از تلفات انتقال و سودمند ساختن استفاده از گرمای تولید شده باعث افزایش بازده سیستم‌های تولید کمکی یا سیستم‌های توان و گرمای ترکیبی (*CHP*) به مقدار ۷۰ تا ۸۰ درصد تبدیل می‌شود. اغلب مشتری‌های صنعتی در بخش تجاری همراه با یک جزء کوچک تأسیسات، از *CHP* استفاده می‌کنند [۱۴].

۶-۲-۲. مدیریت بار

یکی از اهداف اصلی برنامه *DG* در این زمینه، کاهش هزینه‌های الکتریکی کل در قسمت‌های مختلف است. از واحدهای *DG* برای کاهش میزان بار اصلی استفاده می‌شود تا در زمانی که برق شبکه گران است برق کمتری خریداری و خرید برق به ساعات ارزان‌تر منتقل شود و یا با هموارتر کردن منحنی مصرف، نرخ خرید کم شود. این روش می‌تواند بازدهی سیستم را با *DG*‌های نزدیک و بازدهی اقتصادی را از طریق مدیریت سمت تقاضا، بهبود بخشد. این نوع کاربرد توسط شرکت‌های تولید انرژی برای مشتری‌هایی عرضه می‌شود که می‌خواهند هزینه‌ی خرید برق را در مدت زمانی که قیمت برق گران است کاهش دهند.

۲-۲-۷. سرعت انتقال و توزیع

همان‌طور که در بخش اول اشاره شد، نصب واحدهای DG در مناطق روستایی و استراتژیکی که از شبکه برق دور هستند، می‌تواند به سرعت بخشیدن به خرید و بهره‌برداری خط توزیع یا انتقال جدید و جداگانه کمک کند.

۲-۳. چالش‌های تخصصی مبدل مبتنی بر اتصال DG

افزایش تعداد واحدهای DG در شبکه‌های الکتریکی به روش‌های جدیدی برای عملیات و مدیریت شبکه‌های قدرت احتیاج دارد تا قابلیت اطمینان منبع و کیفیت توان در آینده را پشتیبانی کند و حتی بهبود بخشد. علاوه بر این، دینامیک و طبیعت غیرقابل پیش‌بینی یک شبکه قدرت، قابلیت اطمینان پایداری و کنترل سیستم متصل DG را به چالش می‌کشد. در حقیقت در یک شبکه قدرت معمولی، طراحی مبدل کاربردی مبتنی بر اتصال DG با اختلالات اجتناب‌ناپذیر و پیچیدگی‌های فراوانی مواجه است.

اغلب اختلالات غیرقابل پیش‌بینی در یک شبکه‌ی الکتریکی مرتبط با واحدهای شبکه به دلیل اندازه نسبتاً کوچک منابع DG است. چندین نوع مختلف از اختلالات می‌تواند بر یک سیستم مبدل مبتنی بر اتصال سیستم DG، تحمیل شود. مشکلات مختلف از راه‌های زیر اتفاق می‌افتد [۱۵]:

۱. افزایش تمایل استفاده از روش کنترلی جریان برای مبدل PWM در سیستم‌های DG

که برای امکان تزریق توان با کیفیت بالا طراحی شده‌اند وجود دارد. در این زمینه معمولاً هدف این است که مدار حلقه کنترل جریان داخلی با ویژگی‌های پهنای باند بالا برای تضمین جریان دقیق، کوتاه کردن دوره گذرا تا حد امکان و مجبور ساختن مبدل واسط به‌عنوان یک تقویت‌کننده منبع جریان در پهنای باند حلقه‌ی جریان طراحی شود.

۲. عملکرد کنترل مبدل واسط در واحد DG به‌طور مستقیم تحت تأثیر ولتاژ بار یا ولتاژ نقطه اتصال مشترک بین شبکه و منابع تولید پراکنده (PCC^1) است. اعوجاج و نامتعادلی ولتاژ شبکه، جریان‌های هارمونیک را تحریک می‌کند و اعوجاج توان تولیدی را افزایش می‌دهد.
۳. اختلالات شدید و تصادفی مؤلفه‌ی جریان در شبکه ممکن است توسط بارهای غیرخطی و متغیر با زمان متصل به شبکه، خطاهای شبکه، ولتاژهای گذرای ناشی از سوئیچینگ و مرتبط با بارهای موازی متصل به وجود آید.

۲-۳-۱. روش کنترل جریان در DG

عنصر کلیدی طراحی کنترل سیستم DG مبتنی بر مبدل، حلقه‌های مدار کنترل جریان مبدل منبع ولتاژ واسط است. مهم‌ترین اهداف کنترلر جریان در سیستم DG موارد زیر هستند:

۱. فراهم کردن یک پهنای باند نسبتاً بالا برای اطمینان از دقت ردیابی جریان
 ۲. کاهش زمان گذرا در طول اتصال DG و جبران بار
 ۳. مجبور ساختن مبدل منبع ولتاژ برای رفتار به‌عنوان یک تقویت‌کننده منبع جریان در محدوده‌ی پهنای باند حلقه‌ی جریان
 ۴. مسئول کیفیت توان جریان تزریق شده از منبع DG به بارهای محلی و شبکه‌ی قدرت و حفاظت از افزایش جریان در طول اتصال ناگهانی بارهای محلی به شبکه‌ی اصلی.
- مؤلفه‌های هارمونیک در ولتاژ شبکه‌ی مورد نظر، بارهای نامتعادل و غیرخطی متصل به شبکه، پارامترهای شبکه و سوئیچینگ گذرا به‌طور مستقیم عملکرد مدار حلقه کنترلی جریان را تحت تأثیر قرار می‌دهد و ممکن است به کیفیت توان تزریقی از واحد DG به شبکه و بارهای مورد نظر و حتی پایداری سیستم واسط آسیب برساند. در سال‌های اخیر، در بسیاری از تحقیقات، تأثیرات مؤلفه‌های هارمونیک شبکه بر کنترل سیستم واسط DG به‌صورت گسترده مورد بررسی قرار گرفته است [۱۶].

¹ Point Common Connection

مرجع [۱۷] یک روش کنترلی برای تنظیم جریان شبکه ورودی یک شبکه توزیع از یک سیستم مبدل منبع ولتاژ سه سطحی به همراه فیلتر ورودی LCL ، ارائه می‌کند. نتایج ارائه شده نشان می‌دهد اعوجاجی کوچک در ولتاژ شبکه، THD جریان تزریق شده از منبع DG به شبکه‌ی قدرت به میزان زیادی افزایش می‌دهد و در نهایت مبدل به علت امکان تزریق اثر متقابل بین اعوجاج شبکه و فیلتر مدار قدرت مبدل، ناپایدار می‌شود.

بنابراین حذف اعوجاجات شبکه یکی از مهم‌ترین موضوعاتی است که باید در طراحی مدار حلقه کنترلر جریان در یک سیستم DG مبتنی بر مبدل، به دقت در نظر گرفته شود. روش‌های کنترل جریان هیستریزیس، پاسخ گذرای سریعی را در طول زمان‌های گذرا می‌دهند؛ اما در حالت ماندگار عملکرد ضعیفی دارند. علاوه بر این، از نتایج آن‌ها غیرقابل پیش‌بینی بودن فرکانس میانگین سوئیچینگ مبدل است که با پارامترهای بار تغییر می‌کند و در نتیجه ریبیل هارمونیک‌های جریان بار، غیر قابل پیش‌بینی است.

از روش پهنای باند بالای کنترل جریان در مبدل منبع ولتاژ می‌تواند در سیستم DG استفاده شود. استفاده از روش قدرتمند نامبرده شده می‌تواند توانایی‌های عملیات‌های کنترل مبدل را توسعه دهد. موضوع مهم، عملکرد حذف اختلالات بزرگ است که می‌تواند مؤلفه‌های هارمونیک مرتبه پایین را که به وسیله‌ی اختلالات شبکه ایجاد می‌شود، رد کند. علاوه بر این، به دلیل توانایی ردیابی کنترل جریان پهنای باند بزرگ، برای تنظیم جریان تزریقی از منبع DG در دستگاه‌های مرجع ساکن و طبیعی، به کار گرفته می‌شود. بنابراین، اثر منفی ولتاژ شبکه نامتعادل روی عملکرد جریان تزریقی منبع DG به‌طور مؤثر کاهش می‌یابد [۱۸، ۱۹].

۲-۴. هدف از پیشبرد تحقیق

همان‌طور که در قسمت قبل اشاره شد، مواردی از جمله رفتار غیرقابل پیش‌بینی و طبیعت دینامیکی شبکه‌ی قدرت باعث به چالش کشیدن پایداری، قابلیت اطمینان، امنیت و تأثیر کنترل یک DG متصل به شبکه مبتنی بر مبدل می‌شود. معمولاً اختلالات شبکه قدرت الکتریکی در غالب جریان‌ها و ولتاژهای نامتعادل، اعوجاج ولتاژی و تغییر پارامترهای واسط در طول اتصال بار غیرخطی شبکه ظاهر می‌شود.

بنابراین کنترل مناسب سیستم واسط DG ، یک مسئله مهم در اتصال شبکه است. برای تسهیل یک روش تلفیق مطمئن و نفوذ بزرگ‌تر واحدهای DG به شبکه‌ی قدرت، روش کنترلی قوی سیستم DG باید برای مواجه شدن با الزامات مورد نیاز شبکه‌ی برق و غلبه بر این چالش، بهبود یابد. در همین راستا با استفاده از توپولوژی‌های چند سطحی در سیستم اتصال، به دلیل اعوجاجات هارمونیکی کمتر، تنش ولتاژی کمتر روی بارهای متصل به مبدل و واسط‌های الکترومغناطیسی و کیفیت بالاتر ولتاژهای خروجی گام مهمی را در راستای غلبه بر چالش‌های پیش رو برداشته می‌شود.

به‌طور معمول، سیستم DG باید موارد زیر را ارائه دهد:

۱. پاسخ سریع در ردیابی مؤلفه‌های مرجع طبق شرایط و ویژگی‌های شبکه
۲. عملکرد کنترل جریان قوی و دقیق همراه با توانایی بالای جبران‌سازی اعوجاج و اختلال جریان شبکه و اختلالات ولتاژ ناشی از پارامترهای واسط
۳. عملکرد شبکه با ثبات و کیفیت توان بالا در طول کل مدار بارگذاری شبکه
۴. پاسخ سریع در ردیابی تغییرات سریع و ناگهانی بار اکتیو و توان‌های راکتیو
۵. کمک به جبران افت ولتاژ

برای برآورده شدن اهداف بالا، به تغییر و تحول و انجام یک سری وظایف کلیدی نیاز است؛ که

عبارت‌اند از:

۱. توسعه یک سیستم نظارت بر شبکه برای بررسی و اندازه‌گیری جریان‌های بار متصل به شبکه و ولتاژ در نقطه اتصال مشترک
۲. توسعه یک سیستم واسط مؤثر برای واحد DG به منظور تزریق مؤلفه‌های جریان منابع DG برای توان شبکه متوسط و بالا تحت شرایط مختلف شبکه
۳. توسعه یک سیستم مرجع مؤثر برای سیستم واسط DG ، با تنظیم مرجع‌های مناسب مدار حلقه کنترل DG
۴. توسعه یک روش کنترل جریان مؤثر برای اتصال DG با کیفیت توان بالای تزریق جریان شبکه تحت حضور اختلالات جریان شبکه

فصل سوم

توپولوژی‌های مبدل قدرت چند

سطحی

۳-۱. مقدمه

توپولوژی‌های مبدل چند سطحی بی‌شماری در سیستم‌های الکتریکی معرفی شده‌اند [۲۰-۲۲]. در میان توپولوژی‌های مبدل قدرت ارائه شده می‌توان به مبدل گره نقطه خنثی^۱ (NPC) (یا مبدل گره خنثی)، مبدل خازن شناور^۲ (FC) (یا مبدل گره خازن) و مبدل آبشاری پل H^3 (CHB) با منابع DC جداگانه^۴ ($SDCS$) اشاره کرد.

در تحقیقات زیادی، روش‌های جدید و طرح‌های مدولاسیون بهبود یافته‌اند. برای معرفی این توپولوژی‌ها، چند گزارش سنجش درباره‌ی مبدل‌های چند سطحی منتشر شده است [۲۳، ۲۴]. این بخش ویژگی‌های اصلی مبدل‌های قدرت چند سطحی متداول را شرح می‌دهد؛ که به‌صورت زیر تقسیم‌بندی شده است:

ابتدا در بخش ۳-۲ درباره‌ی مبدل منبع ولتاژ و روش مدولاسیون استفاده شده در مبدل مورد نظر بحث خواهد شد. توپولوژی‌های مبدل چند سطحی بازبینی می‌گردد و همچنین عملکرد پایه‌ای این ساختارها در قسمت ۳-۳ ارائه خواهد شد. در قسمت ۳-۴ توپولوژی‌های اصلی مختلف مبدل‌های قدرت ارائه خواهد شد. در این قسمت، کاربردهای اصلی توپولوژی‌های مختلف در سیستم‌های الکتریکی و مزایا و معایب آن‌ها به‌طور خلاصه ارائه می‌شود. ویژگی‌های عمومی توپولوژی‌های مبدل چند سطحی در قسمت ۳-۴ خلاصه می‌گردد. چندین کاربرد بالقوه توپولوژی‌های مبدل چند سطحی در شبکه الکتریکی در قسمت ۳-۵ نام برده می‌شود. سرانجام در قسمت ۳-۶ به اتصال این مبدل‌ها به منابع تولید پراکنده پرداخته می‌شود.

¹ Neutral Point Clamped

² Flying Capacitor

³ Cascaded H-Bridge

⁴ Separate DC Sources

۲-۳. مبدل‌های منبع ولتاژ

استفاده از مبدل‌های منبع ولتاژ یکی از پیشرفته‌ترین روش‌ها برای تبدیل و انتقال توان الکتریکی است. در موارد قدیمی‌تر، مبدل‌های منبع جریان^۱ (CSC) در خطوط انتقال HVDC^۲ به علت تلفات پایین‌تر و قابلیت‌های انتقال بالاتر ترجیح داده می‌شدند. اما به دلیل پیشرفت‌های اخیر در طراحی اجزاء، هم‌اکنون مبدل منبع ولتاژ در کاربردهای الکترونیک قدرت متعدد استفاده می‌شود و مزایای فراوانی دارد که در زیر به مواردی از آن اشاره شده است [۲۵]:

- عبور توان دو طرفه راحت‌تر
- کنترل توان اکتیو و راکتیو بهتر
- پاسخ سریع‌تر به دلیل سوئیچ‌های فعال (IGBT^۳)

در این قسمت مبدل منبع ولتاژ ۲ سطحی استاندارد قبل از معرفی مبدل‌های چند سطحی شرح داده می‌شود.

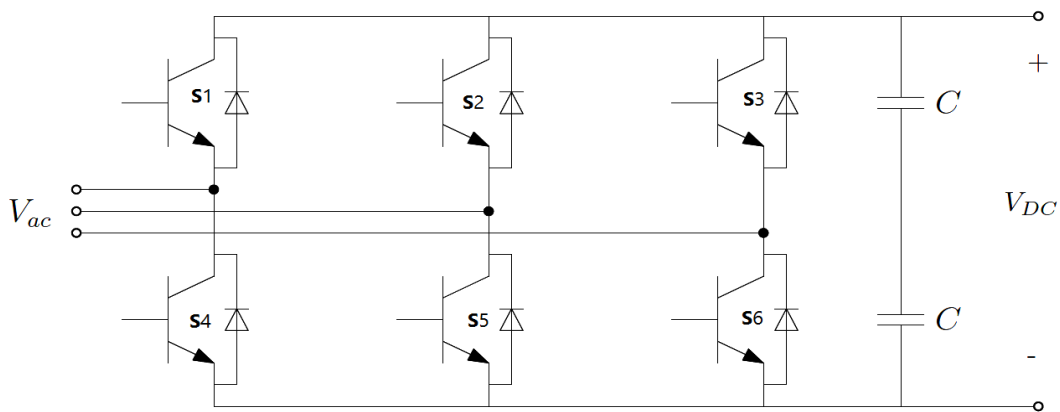
۱-۲-۳. مبدل منبع ولتاژ دو سطحی استاندارد

مبدل منبع ولتاژ دو سطحی استاندارد برای مبدل‌ها، به عنوان مبدل پایه محسوب می‌شود و به صورت گسترده در کاربردهای مختلف و متعدد استفاده می‌گردد. این مدل ساده‌ترین ساختار مبدل‌های ۳ فاز را دارا است و شامل شش IGBT به همراه دیودهایی در حالت موازی و خلاف جهت است. شکل (۱-۳) ساختار پایه‌ی یک مبدل منبع ولتاژ دو سطحی را نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل نشان داده شده است، لینک DC به وسیله‌ی خازن‌ها، به دو قسمت تقسیم می‌شود.

^۱ Current Source Converters

^۲ High Voltage Direct Current

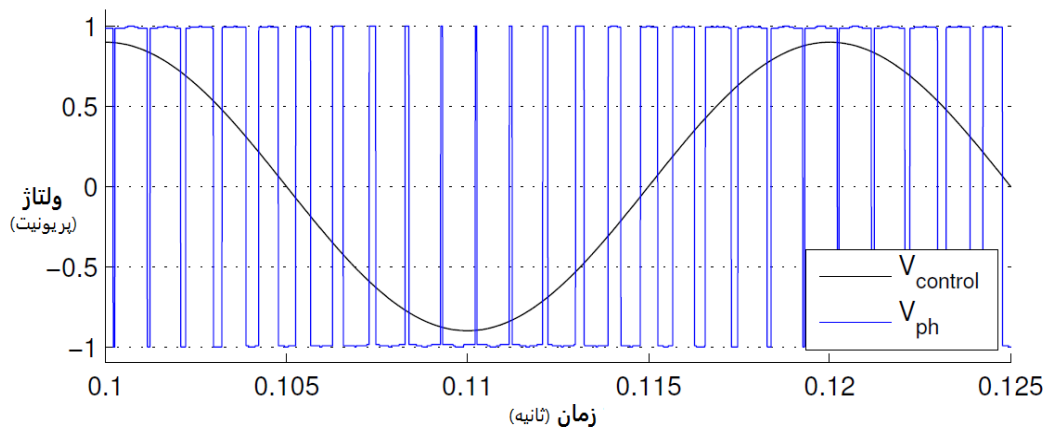
^۳ Insulated-gate Bipolar Transistor



شکل ۳-۱. مبدل منبع ولتاژ ۲ سطحی

با استفاده از سوئیچ‌های فعال مانند *IGBT*، هر دو حالت خاموش و روشن شدن قابل کنترل است. با

توجه به شکل (۳-۲) مشاهده می‌شود شکل موج ولتاژ فاز بین دو سطح V و $-V$ سوئیچ زده می‌شود.



شکل ۳-۲. ولتاژ فاز V_{ph} و ولتاژ مرجع $V_{control}$ برای یک مبدل دو سطحی کنترل شده به وسیله *PWM*

روش‌های مدولاسیون متفاوتی می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد، اما مدولاسیون پهنای پالس حامل^۱

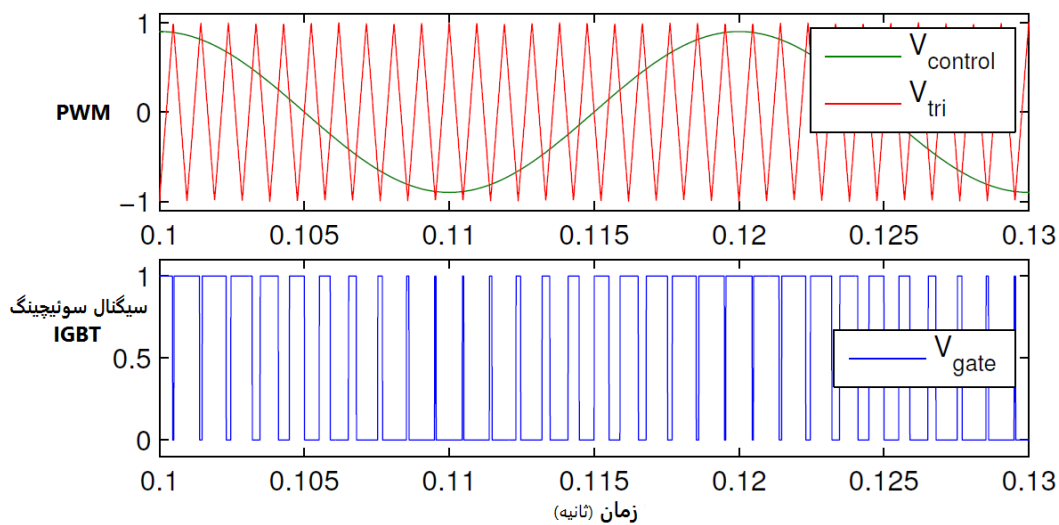
پایه (*CB-PWM*) یک روش متداول است که در تحقیقات بسیار زیادی مورد استفاده قرار می‌گیرد.

مزایای مبدل منبع ولتاژ دو سطحی استاندارد همراه با سادگی آن در ساختار و هم در کنترل باعث شده

^۱ Carrier-based Pulse Width Modulation

است که این تکنولوژی شناخته شده باشد و برای نرخ ولتاژ و توان پایین و متوسط مورد استفاده قرار گیرد.

شکل (۳-۳) مدولاسیون PWM دو سطحی را نشان می‌دهد. مدولاسیون با مقایسه یک سیگنال کنترل سینوسی مرجع که فرکانسی برابر با سیستم را دارد، با یک سیگنال مثلثی V_{tri} انجام می‌شود. سیگنال راه اندازی گیت $IGBT$ بالایی مخالف $IGBT$ پایینی است.



شکل ۳-۳. PWM برای یکی از $IGBT$ ها در مبدل دو سطحی

۳-۲-۲. استراتژی‌های مدولاسیون چند سطحی

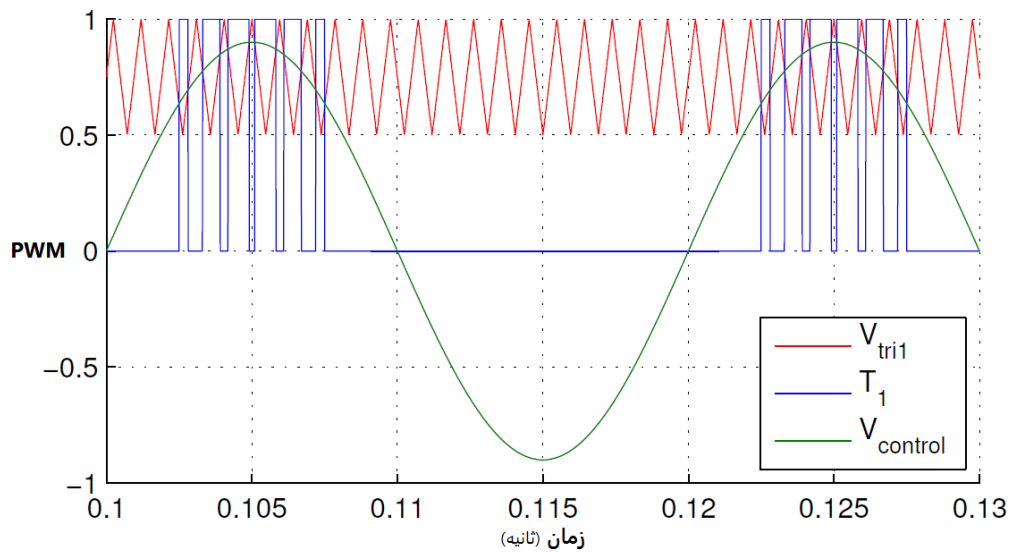
به دلیل استفاده از روش PWM در این پایان‌نامه، در این قسمت ساختار استفاده شده در مبدل مورد نظر را به‌طور مختصر بررسی خواهد شد. $CB-PWM$ یک روش مدولاسیون است که هم برای مبدل‌های منبع ولتاژ دو سطحی و هم مبدل‌های چند سطحی به صورت گسترده مورد استفاده قرار می‌گیرد. در شکل (۳-۴) و (۳-۵) مدولاسیون مربوطه برای یک فاز مبدل ۵ سطحی مشاهده می‌شود. با یک مبدل n سطحی، $n-1$ موج مثلثی حامل وجود دارد که بین محدوده‌ی -1 تا 1 می‌باشند. سیگنال مرجع کنترل برای هر فاز به صورت رابطه‌ی (۳-۱) و (۳-۲) تعریف می‌شود که با هم‌هی موج‌های مثلثی حامل مقایسه می‌گردد:

$$T_1 = \begin{cases} 1 & \text{if } V_{control} \geq V_{tri} \\ 0 & \text{if } V_{control} < V_{tri} \end{cases} \quad (1-3)$$

$$V_{control,i} = \begin{cases} m_a \sin(\omega t) \\ m_a \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ m_a \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (2-3)$$

در شکل (۳-۴) یکی از چهار سیگنال حامل نشان داده شده است و سوئیچینگ T_{1+} مشخص گردیده.

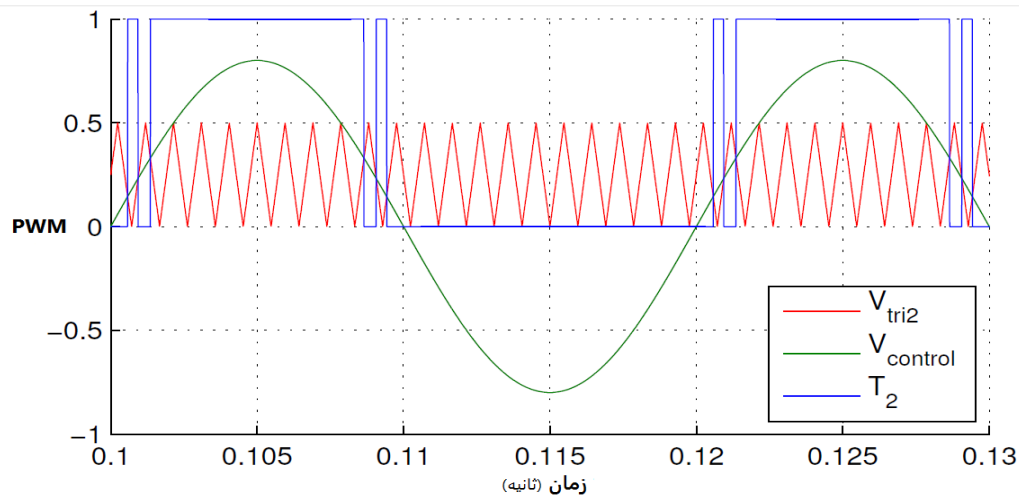
شکل موج سینوسی، سیگنال کنترلی فاز a با نرخ مدولاسیون $m_a = 0.8$ است.



شکل ۳-۴. PWM برای NPC ۵ سطحی، IGBT اول

شکل (۳-۵) سیگنال سوئیچینگ را برای IGBT دوم نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که IGBT اول

بیشتر سوئیچ می‌شود و همین باعث می‌شود تلفات بیشتری داشته باشد [۲۵].



شکل ۳-۵. PWM برای NPC ۵ سطحی، IGBT دوم

۳-۳. ویژگی‌های مبدل قدرت چند سطحی

اخیراً مبدل‌های قدرت چند سطحی به صورت ویژه در کاربردهای بی‌شمار صنعتی توان بالا و ولتاژ متوسط مورد توجه قرار گرفته‌اند. مبدل‌های چند سطحی از یک سری سوئیچ‌های نیمه‌هادی قدرت برای انجام تبدیل توان، استفاده می‌کنند که در نهایت در ولتاژ ترمینال خروجی AC، با ترکیب چندین سطوح ولتاژ DC، شکل موجی به صورت پله‌ای تولید می‌شود. در مقایسه با توپولوژی مبدل دو سطحی استاندارد، توپولوژی‌های مبدل چند سطحی مزیت‌های بیشتری از قبیل اعوجاجات هارمونیک کمتری، تنش ولتاژی کمتر روی بارهای متصل به مبدل و واسط‌های الکترومغناطیسی کمتری دارند. بنابراین، با کاهش نیازهای فیلترینگ، مبدل‌های چند سطحی قدرت نه تنها باعث بهبود بازدهی مبدل‌ها می‌گردند بلکه توان بار را افزایش می‌دهند؛ از این رو بازدهی بار با بهبود ولتاژ بار به همراه یک محتوی هارمونیکی کمتر حاصل می‌گردد [۲۶، ۲۷].

به‌طور کلی از مبدل‌های چند سطحی در جهت افزایش توان اسمی بهره برداری از تولید پراکنده استفاده می‌شود در مبدل بهبود داده می‌شوند. تعداد بیشتر سطوح ولتاژ در این توپولوژی‌ها باعث کیفیت بالاتر ولتاژهای خروجی می‌شود. مفهوم مبدل‌های چند سطحی در سال ۱۹۷۵ معرفی شده بود و بخش ((چند سطحی)) ابتدا برای ((سه سطحی)) به کار می‌رفت. اما اکنون برای مبدل‌هایی با خروجی

ولتاژ بیشتر از ۲ سطح نامیده می‌شود. توپولوژی‌های چند سطحی، به وسیله‌ی افزایش تعداد سوئیچ‌های نیمه‌هادی یا تعداد مازول‌های مبدل قدرت (یعنی مازول‌های مبدل چند سطحی)، ارتقا می‌یابند. به دلیل مزایای نرخ ولتاژ بالاتر همراه با THD خیلی پایین، روند رو به رشد تعداد سطوح ولتاژ نیاز است. با افزایش تعداد سطوح ولتاژ، ولتاژ خروجی ابتدائی مبدل خواهد توانست با یک محتوی هارمونیک پایین‌تر تولید شود و به‌طور قابل توجهی کیفیت ولتاژ خروجی را بهبود خواهد بخشید و در نهایت به یک موج سینوسی مطلوب نایل می‌گردد [۲۸].

مبدل ۲ سطحی متداول می‌تواند برای کاربردهایی با توان پایین و کمی متوسط با استفاده از فرکانس سوئیچینگ بالا، خروجی‌هایی با کیفیت بالا تولید کند. اما برای کاربردهای توان بالا و متوسط، ماکزیموم فرکانس سوئیچینگ به وسیله‌ی تجهیزات سوئیچینگ به دلیل تلفات زیاد سوئیچینگ محدود شده است. در این مورد، توپولوژی‌های مختلف مبدل چند سطحی می‌تواند برای فرکانس سوئیچینگ پایین‌تر استفاده شوند و شکل موج خروجی با کیفیت بالا تولید شود. ویژگی‌های برجسته و ممتاز توپولوژی‌های مبدل چند سطحی نسبت به توپولوژی مبدل ۲ سطحی می‌تواند به‌صورت زیر خلاصه شود:

۱. مبدل‌های چند سطحی می‌توانند ولتاژ خروجی را همراه با THD پایین‌تر تولید کنند.

ولتاژ PWM خروجی چند سطحی می‌تواند ولتاژ مسدودی سوئیچ‌های مبدل و تنش $\frac{dv}{dt}$ روی

بار را مانند یک موتور کاهش دهد.

۲. مبدل‌های چند سطحی با تولید یک شکل موج پلکانی، می‌توانند اعوجاج جریان ورودی

مبدل کمتری تولید کنند؛ ریپل جریان پایین‌تر، اندازه فیلتر خازنی را در یک لینک DC کاهش

می‌دهد.

اگر چه استفاده و افزایش کارایی مبدل‌های چند سطحی، نیازمند تعداد بیشتری تجهیزات

سوئیچینگ است، با این حال تعداد سوئیچ‌های نیمه‌هادی همراه با مدارهای درایو گیت مرتبط با آن‌ها

می‌تواند پیچیدگی سیستم کنترل و هزینه‌ی کلی سیستم را افزایش دهد. بنابراین، فقط جایی از آن‌ها استفاده می‌شود که سطح توان و کاربرد هم‌تراز با انتخاب توپولوژی‌های چند سطحی باشد. آن‌ها به‌عنوان یک توپولوژی مبدل قدرت مناسب برای کاربردهای ولتاژ بالا و توان بالا انتخاب می‌شوند.

۴-۳. ساختار مبدل قدرت چند سطحی

مبدل‌های چند سطحی ویژگی‌های متفاوتی از قبیل تعداد مؤلفه‌ها و پیچیدگی کنترل دارند. هر توپولوژی مبدل می‌تواند برای یک کاربرد خاص انتخاب شود. این بخش ساختارهای چند سطحی اصلی و مهمترین کاربردهای آن‌ها را در سیستم قدرت الکتريکی شرح می‌دهد.

۱-۴-۳. مبدل دیود-گیره (کلمپ)^۱

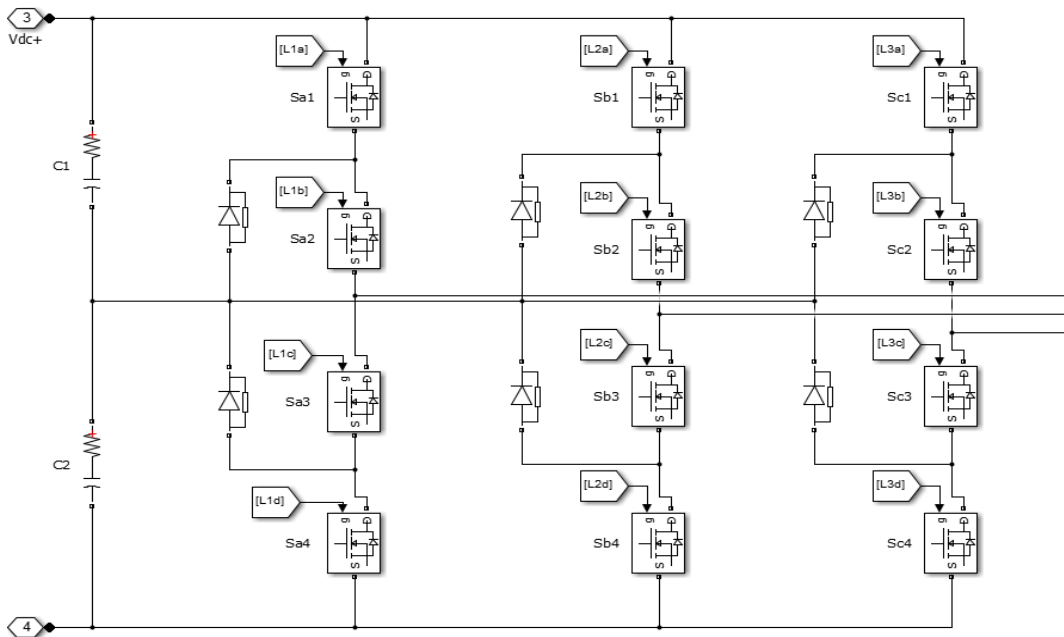
در سال ۱۹۸۱، اولین مبدل دیود-گیره، با نام مبدل گره خنثی (*NPC*) توسط آن‌بائی^۲، ای. تاکاهاشی^۳ و ه. آکاگی^۴ ارائه شد [۲۸]. همان‌طور که در شکل (۳-۶) می‌بینیم، توپولوژی *NPC* سه سطحی بر پایه‌ی اصطلاح توپولوژی مبدل ۲ سطحی استاندارد با اضافه کردن دو دستگاه سوئیچینگ جدید در فاز است. ولتاژ مسدود برای هر دستگاه سوئیچینگ *NPC*، نصف ولتاژ مسدود مبدل‌های ۲ سطحی با همان ولتاژ لینک *DC* است. ولتاژ خروجی چند سطحی با استفاده از دیودهای گیره و خازن‌های *DC* آبشاری به دست می‌آیند. این توپولوژی به تعداد بیشتر سطوح ولتاژ مانند توپولوژی‌های ۴ و ۵ سطحی قابل تعمیم است. با این حال، *NPC* سه سطحی کاربردهای گسترده‌تری در درایوهای توان بالا و ولتاژ متوسط دارد. در شکل (۳-۶) می‌توان مشاهده کرد که برای فراهم کردن یک نقطه‌ی شناور خنثی، دو خازن *DC* آبشاری ولتاژ *DC* ورودی را تقسیم می‌کنند. دو دیود در هر پایه‌ی مبدل که به نقطه‌ی خنثی متصل شده است دیودهای گیره/مهارکننده نامیده می‌شوند.

¹ Diode-Clamped

² A. Nabae

³ I. Takahashi

⁴ H. Akagi



شکل ۳-۶. مبدل NPC سه سطحی

هنگامی که سوئیچ‌های S_1 و S_2 روشن و S_3 و S_4 خاموش می‌شوند، ترمینال خروجی مبدل به ولتاژ مثبت لینک $DC (+V_{dc})$ متصل می‌شود؛ وقتی که سوئیچ‌های S_1 و S_2 خاموش و S_3 و S_4 روشن می‌گردند، ترمینال خروجی مبدل به ولتاژ منفی لینک $DC (-V_{dc})$ متصل می‌شود. وقتی که سوئیچ‌های S_3 و S_4 روشن می‌شوند، ترمینال خروجی مبدل از طریق یکی از دیودهای گیره به نقطه‌ی خنثی متصل می‌شود که به جهت جریان بار بستگی دارد. در این شرایط، خازن‌های لینک DC (که به‌طور معمول به‌اندازه‌ی $\frac{V_{dc}}{2}$ شارژ شده‌اند) می‌توانند به‌وسیله‌ی جریان خنثی شارژ یا تخلیه گردند، که موجب نامتعادل شدن ولتاژ در نقطه‌ی خنثی می‌گردد.

بنابراین ساختار کنترل PWM برای متعادل کردن انحراف ولتاژ نقطه‌ی خنثی نیاز است، که این باعث می‌شود الگوریتم کنترل پیچیده شود. همچنین با استفاده از سوئیچینگ PWM مناسب، فرکانس میانگین سوئیچینگ تجهیزات می‌تواند به دو برابر فرکانس سوئیچینگ واقعی افزایش یابد. پس از مدتی کوتاه در سال ۱۹۹۰، چندین محقق تعداد زیادی مقاله منتشر کرده بود که نتایج آزمایشگاهی برای

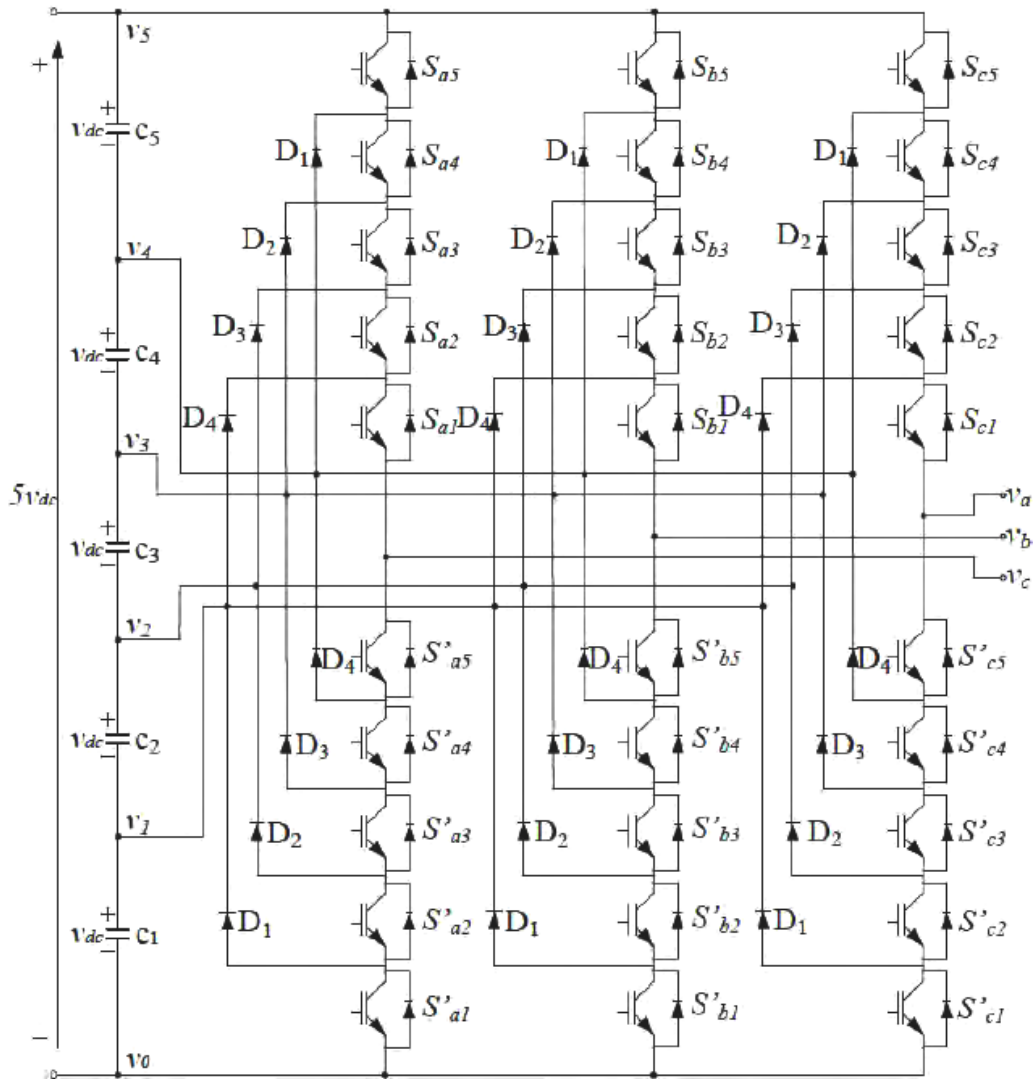
مبدل دیود کلمپ چند سطحی برای استفاده‌هایی از قبیل سیستم‌های یکپارچه‌ی توان بالا و متوسط، جبران‌سازی استاتیکی توان راکتیو^۱ (SVC) و درایوهای موتور سرعت متغیر، را گزارش می‌کرد [۲۹-۳۲].

شکل (۷-۳) شماتیک دیاگرام یک مبدل دیود کلمپ ۶ سطحی سه فاز را نشان می‌دهد. می‌توان مشاهده کرد که هر یک از سه فاز مبدل مورد نظر، یک باس DC مشترک را تقسیم می‌کند، که به‌وسیله‌ی ۵ عدد خازن آبخاری DC به ۶ سطح تقسیم شده‌اند. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده است، ولتاژ عبوری از هر یک از خازن‌های آبخاری V_{dc} است و تنش ولتاژ عبوری از هر یک از دستگاه‌های سوئیچینگ به‌وسیله‌ی دیود کلمپ به مقدار V_{dc} محدود شده است. جدول (۱-۳) همه‌ی احتمالات برای سطوح ولتاژ خروجی برای یک فاز مبدل شش سطحی مورد نظر را شرح می‌دهد. مشابه مبدل NPC، بخش شرایط پایدار ۱ سوئیچ ON را اعلام می‌کند و بخش ۰ سوئیچ OFF را اعلام می‌کند. همان‌طور که در شکل (۷-۳) نشان داده شده است، ۵ جفت سوئیچ تکمیل‌کننده در هر فاز است که روشن شدن یکی از جفت سوئیچ‌های نیازمند این است که سوئیچ مکمل دیگر خاموش باشد. برای مثال، جفت‌های سوئیچ مکمل برای پایه فاز (a)، (S_{a1}, S'_{a1}) ، (S_{a2}, S'_{a2}) ، (S_{a3}, S'_{a3}) ، (S_{a4}, S'_{a4}) و (S_{a5}, S'_{a5}) هستند. علاوه بر این، جدول (۱-۳) نشان می‌دهد که در یک مبدل دیود کلمپ، سوئیچ‌هایی که برای پایه‌ی فاز خاصی روشن هستند، همیشه مجاور هم و در یک سری هستند. برای مبدل شش سطحی، یک مجموعه از ۵ سوئیچ در هر زمان داده شده، ON است. برای مسدود کردن فقط یک سطح ولتاژ V_{dc} به یک دستگاه سوئیچینگ فعال احتیاج می‌شود. دیودهای کلمپ به نرخ‌های متفاوتی برای معکوس کردن ولتاژ مسدود شده نیاز دارند. با در نظر گرفتن فاز (a) شکل (۷-۳) به‌عنوان یک مثال، وقتی که همه‌ی سوئیچ‌های پایینی S_{a1} تا S_{a5} روشن هستند، D_4 باید ۴ سطح ولتاژ یا $4V_{dc}$ را مسدود کند. به‌طور مشابه، D_3 باید $3V_{dc}$ را مسدود کند. D_2 باید $2V_{dc}$ و D_1 باید V_{dc} را مسدود کند. در حالت معمول،

¹ Static Var Compensation

برای یک مبدل دیود کلمپ n سطحی، $(n-1)$ سوئیچ‌های متوالی هر پایه باید در حالت on باشد.

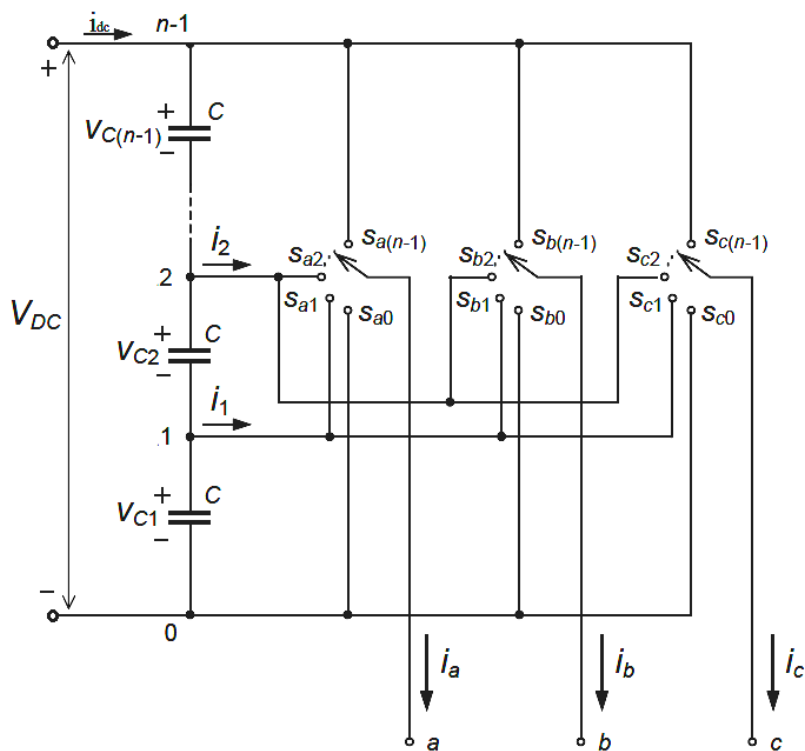
شکل (۳-۸) دیاگرام یک مبدل دیود کلمپ n سطحی را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۷. شماتیک تصویری یک مبدل سه فاز شش سطحی دیود کلمپ

جدول ۳-۱. سطوح ولتاژ و حالت‌های سوئیچ‌های متناظر برای یک مبدل سه فاز شش سطحی دیود کلمپ

ولتاژ	حالت سوئیچ									
	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	S'_{a5}	S'_{a4}	S'_{a3}	S'_{a2}	S'_{a1}
v_{a0}										
$v_5 = 5v_{dc}$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$v_4 = 4v_{dc}$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$v_3 = 3v_{dc}$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$v_2 = 2v_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$v_1 = v_{dc}$	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$v_0 = 0$	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1



شکل ۳-۸. شماتیک تصویری یک مبدل n سطحی دیود کلمپ

تمام ترکیبات ممکن مبدل مورد نظر در رابطه (۳-۳) خلاصه شده است. توابع کنترل سوئیچ‌های تک‌قطبی با S_{ij} تعریف شده‌اند. این متغیرها موقعیت سوئیچ‌های مختلف را توصیف می‌کنند، بنابراین وقتی که خروجی i به نقطه‌ی j متصل شده است، همه آن‌ها یک ارزش واحد دارند، در غیر این صورت صفر هستند ($S_{ij} = [0,1]$).

$$\sum_{j=0}^{n-1} S_{ij} = 1 \quad i = \{a, b, c\} \quad (3-3)$$

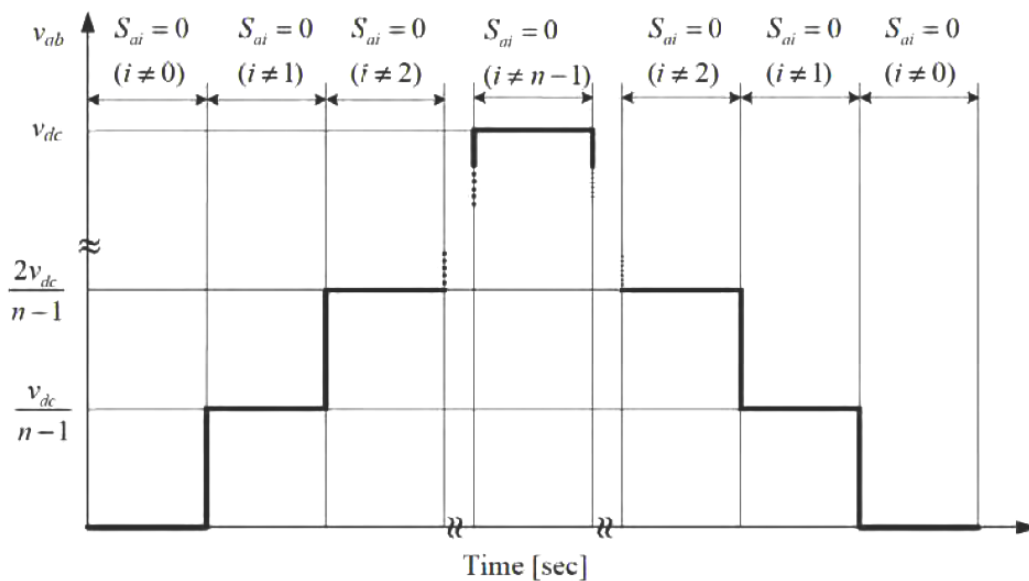
با ارجاع همه‌ی ولتاژها به سطح ولتاژ لینک DC پایین‌تر (صفر مرجع)، هر ولتاژ خروجی شامل مقدارهایی است که به‌وسیله‌ی تعداد معین خازن‌های متوالی به‌صورت زیر به دست خواهد آمد:

$$v_{io} = \sum_{j=1}^{n-1} \left(S_{ij} \sum_{p=1}^j v_{cp} \right) \quad i = \{a, b, c\} \quad (4-3)$$

هنگامی که اعوجاج متعادل ولتاژ لینک DC در میان خازن‌های آبخاری فرض شود، ولتاژ خروجی می‌تواند به‌صورت زیر نمایش داده شود:

$$v_{io} = \frac{v_{dc}}{n-1} \sum_{j=1}^{n-1} j S_{ij} \quad i = \{a, b, c\} \quad (5-3)$$

در شرایط تعادل، بیشترین ولتاژ رو به جلو به کار گرفته شده برای سوئیچ‌های پل، ولتاژ یک خازن تک است. شکل موج ولتاژ خط به خط برای یک مبدل دیود کلمپ n سطحی سه فاز در شکل (۳-۹) نشان داده شده است. ولتاژ خط v_{ab} شامل ولتاژ فاز (a) و فاز (b) است. نتیجه ولتاژ خط، یک شکل موج پلکانی $(2n-1)$ سطحی است. این به این معنی است که یک مبدل دیود کلمپ n سطحی، یک ولتاژ فاز n سطحی و یک ولتاژ خط خروجی $(2n-1)$ سطحی دارد. اگر چه هر سوئیچ فعال فقط برای مسدود کردن یک سطح ولتاژ V_{dc} به کار گرفته می‌شود، دیودهای کلمپ به نرخ‌های مختلفی برای مسدود کردن ولتاژ معکوس نیاز دارند.



شکل ۳-۹. شکل موج ولتاژ خط برای مبدل دیود کلمپ n سطحی

اگر مبدل بر این پایه طراحی شده باشد که هر دیود مسدود کننده نرخ ولتاژ یکسانی مانند سوئیچ‌های فعال داشته باشد، D_n به n دیود در حالت سری احتیاج خواهد داشت؛ در نتیجه، تعداد دیودهای مورد نیاز برای هر فاز $(n-1) \times (n-2)$ می‌شود. بنابراین، تعداد دیودهای مسدود کننده به صورت رابطه‌ی مربعی با تعداد سطوح در یک مبدل دیود کلمپ مربوط می‌شود [۲۴]. برای حالت متداول یک مبدل دیود کلمپ، $(n-1)$ سوئیچ‌های متوالی هر پایه باید در حالت روشن باشند. به عنوان یک نتیجه، یک سطح ولتاژ مشخص خازن‌های DC آبشاری، برای خروجی مبدل متصل شده‌اند.

مهم‌ترین کاربردهای مبدل چند سطحی دیود کلمپ به صورت زیر است:

- می‌تواند به عنوان سیستم رابط بین خطوط انتقال $HVDC$ و خطوط انتقال AC مورد استفاده قرار گیرد.
- رابط بین منابع انرژی تجدیدپذیر و شبکه‌ی قدرت
- می‌تواند به عنوان یک درایو سرعت متغیر برای موتورهای ولتاژ متوسط توان بالا استفاده شود [۳۳].

اصلی‌ترین مزایای توپولوژی دیود کلمپ بر دیگر توپولوژی‌ها [۳۴]:

- سوئیچ‌ها می‌توانند با ولتاژ مسدودی پایین‌تری انتخاب شوند.
- هر سطح ولتاژی می‌تواند با افزایش تعداد سوئیچ‌ها در این توپولوژی به دست آید.
- تعداد کم خازن‌ها در این توپولوژی مورد استفاده قرار می‌گیرد.
- بازدهی این توپولوژی برای فرکانس سوئیچینگ اصلی بالا است.

اصلی‌ترین زیان‌های این توپولوژی عبارت‌اند از:

- انحراف ولتاژ خازن
- احتیاج به یک ساختار کلیدزنی *PWM* پیچیده
- ولتاژهای مسدودی مختلف دیودهای گیره‌ی اضافی

۳-۴-۲. مبدل‌های چند سطحی خازن‌های شناور (*Flying capacitors*)

مبدل خازن‌های آبشاری (*FC*) در سال ۱۹۹۲ توسط مینارد^۱ و فوچ^۲ ارائه شده بود [۳۵]. شکل (۳-۳)

(۱۰) یک آرایش متداول و معمول یک مبدل ۶ سطحی خازن شناور را نشان می‌دهد.

این توپولوژی دارای یک ساختار پلکانی خازن‌های سمت *DC* است، که در آن ولتاژ روی هر خازن با خازن بعدی متفاوت است. یکی از مزایای مبدل مبتنی بر خازن شناور این است که برای سطوح ولتاژ داخلی دارای قابلیت افزونگی^۳ یا حالات تکراری است که امکان تولید یک سطح ولتاژ معین با دو یا چندین حالت مختلف کلیدزنی را دارد؛ به عبارت دیگر، دو یا تعداد بیشتر ترکیبات سوئیچ‌ها می‌تواند یک ولتاژ خروجی به وجود آورد.

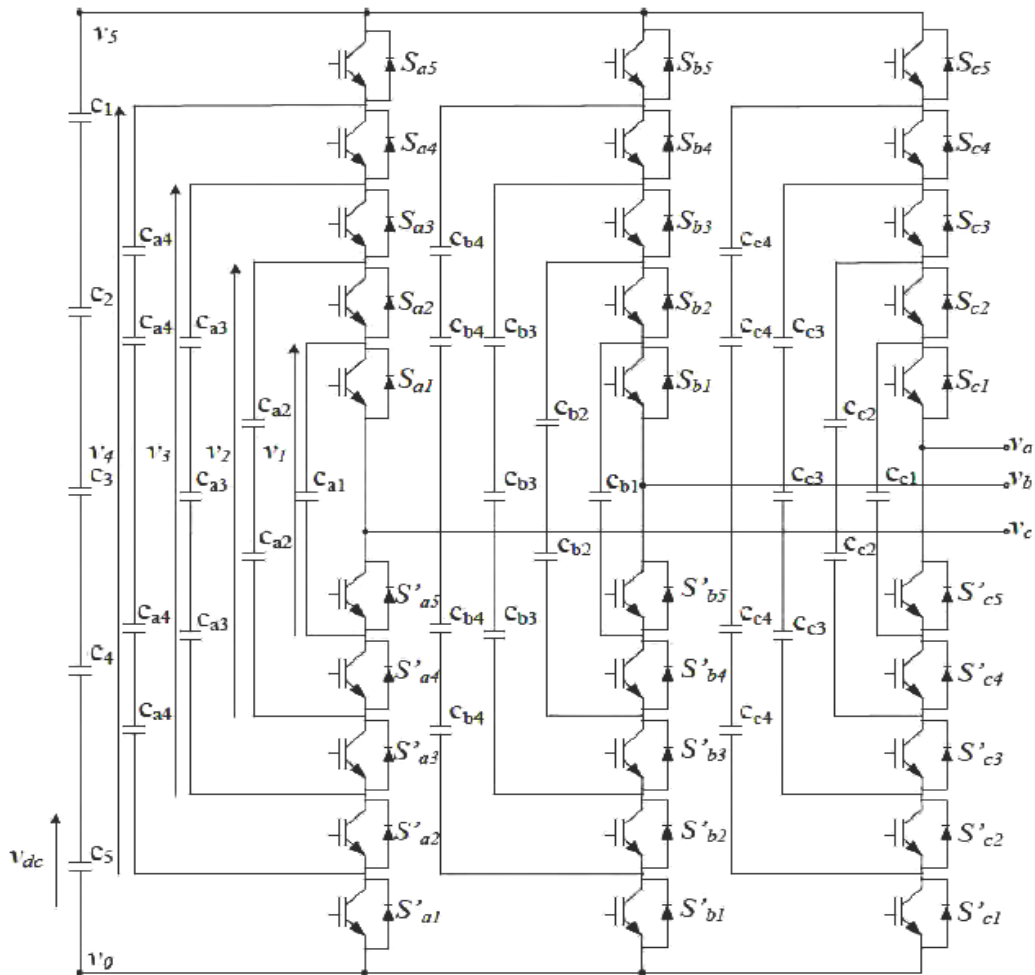
¹ Meynard

² Foch

³ Redundancy

جدول (۳-۲) لیستی از تمام ترکیبات سطوح ولتاژ را که برای مدار شش سطحی نشان داده شده در

شکل (۳-۱۰) امکان‌پذیر است را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۱۰. شماتیک تصویری مبدل خازن شناور ۶ سطحی

جدول ۳-۲. افزونگی سطح ولتاژ و حالت‌های سوئیچ مشابه مبدل ۶ سطحی خازن شناور

ولتاژ	حالت سوئیچ									
v_{a0}	S_{a5}	S_{a4}	S_{a3}	S_{a2}	S_{a1}	S'_{a5}	S'_{a4}	S'_{a3}	S'_{a2}	S'_{a1}
$v_{a0} = 5v_{dc}$	(بدون حالت اضافی و تکراری)									
$5v_{dc}$	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
$v_{a0} = 4v_{dc}$	(۴ حالت اضافی و تکراری)									
$5v_{dc} - v_{dc}$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
$4v_{dc}$	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0
$5v_{dc} - 4v_{dc} + 3v_{dc}$	1	0	1	1	1	0	1	0	0	0
$5v_{dc} - 3v_{dc} + 2v_{dc}$	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0
$5v_{dc} - 2v_{dc} + v_{dc}$	1	1	1	0	1	0	0	0	1	0
$v_{a0} = 3v_{dc}$	(۵ حالت اضافی و تکراری)									
$5v_{dc} - 2v_{dc}$	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1
$4v_{dc} - v_{dc}$	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1
$3v_{dc}$	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0
$5v_{dc} - 4v_{dc} + 3v_{dc} - v_{dc}$	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1
$5v_{dc} - 3v_{dc} + v_{dc}$	1	1	0	0	1	0	0	1	1	0
$4v_{dc} - 2v_{dc} + v_{dc}$	0	1	1	0	1	1	0	0	1	0
$v_{a0} = 2v_{dc}$	(۶ حالت اضافی و تکراری)									
$5v_{dc} - 3v_{dc}$	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1
$5v_{dc} - 4v_{dc} + v_{dc}$	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0
$4v_{dc} - 2v_{dc}$	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1
$4v_{dc} - 3v_{dc} + v_{dc}$	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0

$3v_{dc} - v_{dc}$	0	0	1	1	0	1	1	0	0	1
$3v_{dc} - 2v_{dc} + v_{dc}$	0	0	1	0	1	1	1	0	1	0
$2v_{dc}$	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
$v_{a0} = v_{dc}$	(۴ حالت اضافی و تکراری)									
$5v_{dc} - 4v_{dc}$	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1
$4v_{dc} - 3v_{dc}$	0	1	0	0	0	1	0	1	1	1
$3v_{dc} - 2v_{dc}$	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1
$2v_{dc} - v_{dc}$	0	0	0	1	0	1	1	1	0	1
v_{dc}	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0
$v_{a0} = 0$	(بدون حالت اضافی و تکراری)									
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1

بر خلاف توپولوژی دیود کلمپ، در مبدل خازن-شناور نیاز نیست که همه‌ی سوئیچ‌هایی که *on* هستند (در حالت هدایت هستند) به صورت سری متوالی باشند. علاوه بر این، توپولوژی خازن شناور دارای قابلیت حالات تکراری فاز است، در حالی که توپولوژی دیود کلمپ فقط حالت تکراری یا قابلیت افزونگی خط به خط را دارد [۳۶، ۲۴]. علاوه بر تعداد $(n - 1)$ خازن لینک *DC*، مبدل n سطحی خازن شناور، اگر میزان ولتاژ خازن‌ها برابر با سوئیچ‌های اصلی باشد، به تعداد $\frac{(n-1)(n-2)}{2}$ خازن کمکی و ذخیره‌ای در هر فاز نیاز دارد. مهم‌ترین مزایا و معایب توپولوژی مبدل چند سطحی خازن-شناور در ادامه آورده شده است [۳۴]:

- پخش بار راکتیو و حقیقی می‌تواند توسط این توپولوژی کنترل شود.
- افزونگی فاز برای بالانس کردن سطوح ولتاژ خازن‌های در دسترس است.

و معایب اصلی این توپولوژی به صورت زیر طبقه‌بندی می‌شود:

- کنترل این توپولوژی برای ردیابی سطوح ولتاژ برای همه‌ی خازن‌ها پیچیده است.
- شارژ اولیه همه‌ی خازن‌ها برای سطح ولتاژ یکسان و راه‌اندازی، پیچیده است.
- بهره‌برداری سوئیچینگ و بازدهی این توپولوژی برای انتقال توان حقیقی ضعیف است.
- تعداد زیادی از این خازن‌ها در مقایسه با دیودهای مهارکننده در مبدل چند سطحی دیود کلمپ، هم گران‌تر و هم حجیم‌ترند.

۳-۴-۳. مبدل پل‌های H -آبشاری با منابع DC جداگانه

مبدل پل‌های H -آبشاری همان‌طور که در شکل (۱۱-۳) نشان داده شده است ترکیبی از چند واحد سلول‌های توان تک فاز H -bridge می‌باشد.

در این توپولوژی، هر سطح مبدل می‌تواند سه ولتاژ خروجی متفاوت ($+V_{dc}$ و 0 و $-V_{dc}$) را با

اتصال منابع DC به خروجی AC با ترکیبات مختلف چهار سوئیچ S_1, S_2, S_3 و S_4 تولید کند.

حالت‌های سوئیچینگ در شکل (۱۱-۳) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\left\{ \begin{array}{ll} +v_{dc} \rightarrow S_1, S_4 & \text{هستند} \quad ON \\ 0 \rightarrow S_1, S_2 \quad \text{or} \quad S_3, S_4 & \text{هستند} \quad ON \\ -v_{dc} \rightarrow S_2, S_3 & \text{هستند} \quad ON \end{array} \right. \quad (۶-۳)$$

خروجی‌های AC هر سطح مختلف مبدل تمام پل به صورت سری متصل شده‌اند به طوری که شکل

موج ولتاژ ترکیب شده، جمع خروجی‌های مبدل است. تعداد سطح ولتاژ فاز خروجی (n) در یک مبدل

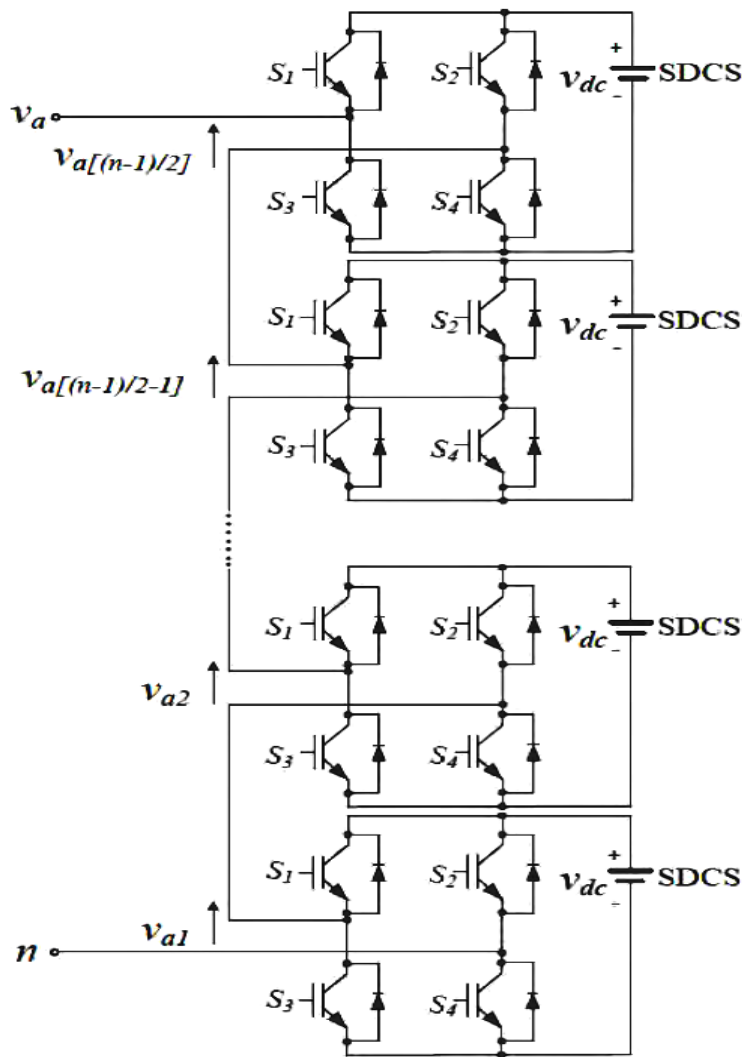
آبشاری به صورت $n = 2k + 1$ تعریف می‌شود که در آن k تعداد منابع DC جداگانه است.

کاربردهای اصلی مبدل چند سطحی آبشاری به صورت زیر است:

- تولید استاتیکی توان راکتیو
- واسط بین منابع انرژی تجدیدپذیر و شبکه‌ی قدرت

- کاربردهای بر پایه‌ی باتری

همان‌طور که قبلاً هم اشاره شد، به دلیل نیاز به منابع DC جداگانه (SDCS)، که می‌تواند مواردی مانند فتوولتائیک یا پیل سوختی باشد، توپولوژی آبشاری برای یکپارچه‌سازی و اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر به شبکه‌ی قدرت مناسب است [۳۰, ۳۷].



شکل ۳-۱۱. شماتیک تصویری تک فاز یک مبدل چند سطحی پل H -آبشاری

از مهم‌ترین مزایای مبدل چندسطحی مبتنی بر توپولوژی آبشاری می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- ویژگی‌های ساختار مدولار و کاربرد ولتاژ بالا بدون تجهیزات سوئیچینگ در حالت سری، باعث حذف شدن مشکل تقسیم ولتاژ برابر برای تجهیزات اتصال سری شده است.
 - تعداد سطوح ممکن ولتاژ خروجی بیشتر از ۲ برابر منابع DC است ($n = 2k + 1$)
 - سری‌های پل- H برای آرایش مدولار شده و بسته‌بندی ساخته می‌شوند که این باعث می‌شود فرآیند تولید سریع‌تر و کم‌هزینه‌تر شود.
- عیب روش آبشاری به صورت زیر است:
- نیاز به تعداد زیادی منابع DC ایزوله و یک دستگاه سوئیچینگ شمار

۳-۵. کاربرد مبدل‌های چند سطحی

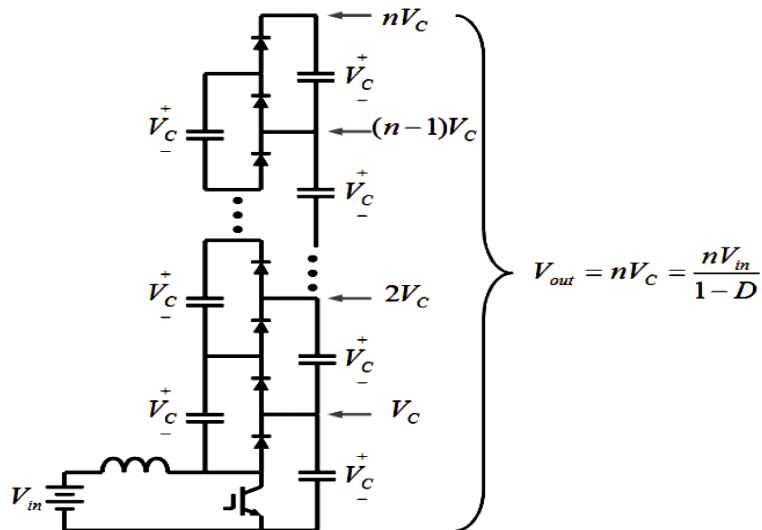
همان‌طور که در بخش‌های قبل اشاره شده، مبدل‌های چند سطحی به‌عنوان یک توپولوژی مبدل قدرت ارجح برای کاربردهای ولتاژ بالا و توان بالا انتخاب می‌شوند که کاربردهای چندانی در سیستم‌های توان متوسط و بالا دارند. چندین کاربرد بالقوه از توپولوژی‌های مبدل چند سطحی در شبکه الکتریکی در ادامه آورده شده است [۳۸].

جدول ۳-۳. مشخصات کلی توپولوژی‌های مبدل چند سطحی

	دیود-گیره	خازن شناور	پل H -آبشاری
تعداد سوئیچ‌ها	$6(n-1)$	$6(n-1)$	$6(n-1)$
تعداد دیودهای مستقل (با امکان ولتاژ معکوس متفاوت)	$6(n-2)$	0	0
تعداد دیودهای مستقل (اتصال‌های سری برای توزیع ولتاژ معکوس یکسان)	$3(n-1)(n-2)$	0	0
تعداد خازن‌ها (با امکان ولتاژ مختلف)	$(n-1)$	$(3n-5)$	فرد: $\frac{(3n-4)}{2}$ زوج: $\frac{(3n-3)}{2}$
تعداد خازن‌های موجود	$(n-1)$	$(n-1)^2 + 3\sum_{i=1}^{n-2} i^2$	فرد: $\frac{(3n-4)}{2}$ زوج: $\frac{(3n-3)}{2}$
ماکزیموم ولتاژ به کار گرفته شده	$\frac{v_{dc}}{n-1}$	$\frac{v_{dc}}{n-1}$	$\frac{v_{dcequiv}}{n-1}$
سطوح ولتاژ خروجی خط به خط	$(2n-1)$	$(2n-1)$	$(2n-1)$
سطوح ولتاژ فاز برای اتصال ستاره بار	$(4n-3)$	$(4n-3)$	$(4n-3)$
حالت‌های مبدل با ولتاژهای خط مختلف	$n^3 - (n-1)^3$	$n^3 - (n-1)^3$	$n^3 - (n-1)^3$

۳-۵-۱. یکسوکننده $Boost^1$

این یکسوکننده‌ها مشهورترین توپولوژی‌های مبدل قدرت استفاده شده در کاربردهای درایو موتور توان بالا و یکسوکننده‌های PFC سه فاز هستند. از آن جایی که مبدل در این کاربردها دارای خاصیت برگشت‌پذیری است، یکسوکننده به صورت دو جهته، اجازه عبور جریان انرژی را می‌دهد، به طوری که انرژی مکانیکی از موتور می‌تواند در منبع اصلی دوباره دریافت شود. شکل (۳-۱۲) یک یکسوکننده بوست برای $n+1$ سطح را نمایش می‌دهد که در آن D بیانگر نسبت سیکل کارکرد کلیدزنی است [۳۸].



شکل ۳-۱۲. یکسوکننده بوست چندسطحی، برای $n+1$ سطح

۳-۵-۲. سیستم‌های انرژی ذخیره‌ای مغناطیسی ابررسانا $(SMES)^2$

از آن جایی که انرژی در داخل سیم پیچ ابررسانا انباشته می‌شود، باید هر زمانی که به آن احتیاج است در سمت AC دوباره بازیافت شود؛ خاصیت برگشت‌پذیری برای کارایی سیستم‌های $SMES$ بسیار بااهمیت است [۳۹].

¹ Boost Rectifier

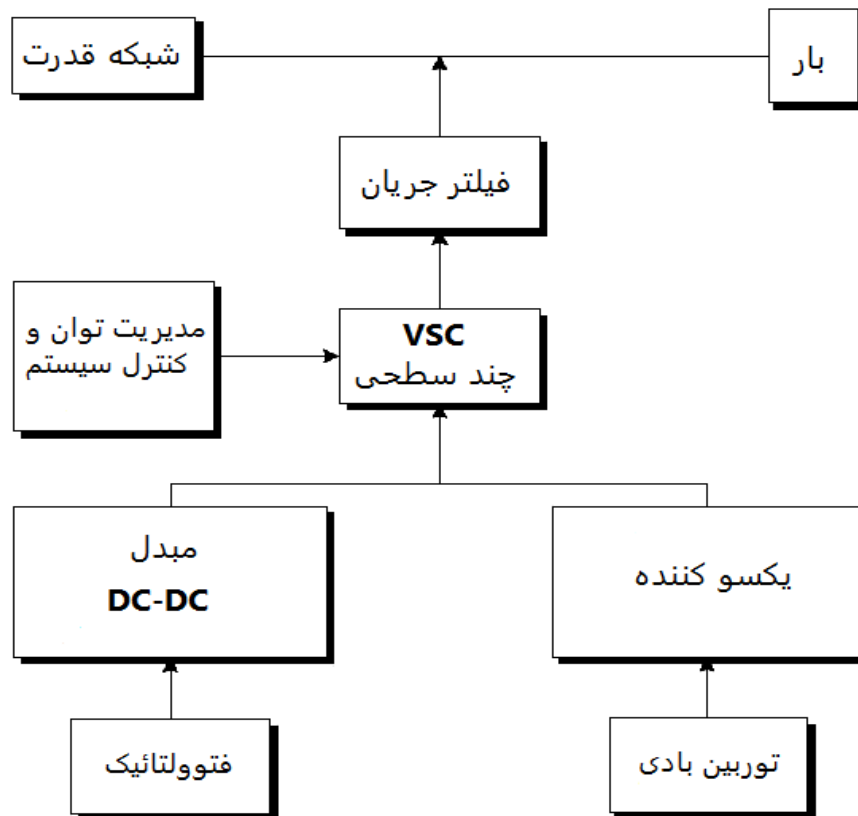
² Superconducting Magnetic Energy Storage

۳-۵-۳. سیستم انتقال ولتاژ بالای DC ($HVDC$)

برای انتقال انرژی در مسافت طولانی، سیستم‌های $HVDC$ دارای هزینه‌های پایین‌تر و تلفات کم‌تر هستند. $HVDC$ انتقال توان بین سیستم‌های توزیع AC غیرسنکرون را ممکن می‌سازد و می‌تواند با جلوگیری از شکست‌های آبخاری و انتشار یک بخش از شبکه انتقال توان گسترده‌تر به بخش دیگر، پایداری سیستم را افزایش دهد. توپولوژی‌های مبدل چند سطحی اغلب به‌عنوان یک راه حل مناسب و دقیق برای ترکیب سیستم‌های $HVDC$ پیشنهاد می‌شوند [۴۰].

۳-۵-۴. تزریق توان در شبکه قدرت

این نوع توپولوژی‌های مبدل برای اتصال منابع انرژی و شبکه قدرت پیشنهاد بسیار مناسب و خوبی هستند. با این توپولوژی، تزریق انرژی الکتریکی به شبکه قدرت برق امکان‌پذیر است. انرژی تولیدشده به‌عنوان یک منبع انرژی به شکل DC در سمت DC مبدل واسط به کار گرفته می‌شود و سمت AC قسمت اتصال به شبکه قدرت متصل می‌شود. چندین برنامه کاربردی این تکنولوژی شامل تکنولوژی‌های منابع تولید پراکنده (DG) مبتنی بر منابع انرژی تجدیدپذیر مانند توان بادی و انرژی خورشیدی می‌شود (شکل ۳-۱۳). ولتاژ تولیدشده توسط ژنراتورهای سرعت متغیر توان بادی، تولیدکننده‌های PV و پیل‌های سوختی نمی‌تواند مستقیماً به شبکه‌ی قدرت متصل شوند. بنابراین، تکنولوژی الکترونیک قدرت نقشی اساسی در تطبیق خصوصیات واحدهای تولید پراکنده با نیازهای اتصال شبکه دارد که این نیازها شامل فرکانس ولتاژ کنترل توان اکتیو و راکتیو و کاهش هارمونیک‌ها می‌شود [۵].



شکل ۳-۱۳. تزریق توان با استفاده از مبدل چند سطحی

۳-۶. سیستم اتصال DG

برخلاف ژنراتورهای بزرگ که بر پایه ماشین‌های سنکرون ۵۰/۶۰ هرتز هستند، واحدهای DG دارای چندین نوع مختلف منابع انرژی هستند که معمولاً مبتنی بر منابع انرژی تجدیدپذیر هستند و در سرعت‌ها و فرکانس‌های مختلف کار می‌کنند. به‌طور معمول، یک مبدل منبع ولتاژ به‌عنوان قلب سیستم اتصال مابین منابع DG و شبکه موردنظر باهدف به هم پیوستن منابع DG به شبکه قدرت موردنیاز است.

در واحدهای DG رایج، سیستم اتصال (VSC) به‌عنوان یکی از مهم‌ترین بلوک‌های تابعی در نظر گرفته می‌شود. مبدل‌های چند سطحی یک راه حل خوب و مناسب برای عملکرد و هزینه در سیستم‌های ولتاژ بالا و توان بالا هستند. مهم‌ترین مزیت مبدل‌های چند سطحی کاهش محدوده‌ی ولتاژ برای

سوئیچینگ، طیف هارمونیک خوب (امکان استفاده از فیلترهای کوچک تر و ارزان تر) و پاسخ دینامیکی خوب و مناسب است. همچنین مدیریت توان و سیستم کنترل مبدل واسط باید بتواند در طول اتصال منبع DG به شبکه‌ی قدرت، انعطاف پذیر باشد. برای نمونه اگر ولتاژ شبکه در طول اتصال شبکه به اندازه کافی قوی باشد، به تنظیم ولتاژ شبکه‌ی مورد نظر احتیاجی نیست. در این زمینه، سیستم DG به عنوان یک سیستم تولید کننده توان اکتیو و راکتیو رفتار خواهد کرد.

صرف نظر از مد عملیاتی DG در سیستم، وجود حلقه‌ی داخلی کنترل جریان در سیستم کنترل DG ، به دلیل به دست آوردن یک سری ویژگی‌های کنترل حلقه بسته روی جریان تزریق شده و برای مجبور کردن سیستم اتصال برای عمل کردن مانند یک تقویت کننده منبع جریان در محدوده‌ی پهنای باند کنترل جریان، ضروری است. علاوه بر این، یک استراتژی اتصال مناسب برای به دست آوردن یک پخش توان^۱ قابل کنترل در شبکه ارائه شده، نیاز است.

ساختار سوئیچینگ PWM تضمین خواهد کرد که مؤلفه‌های جریان از مبدل اتصال یافته به بارهای محلی تزریق شوند و شبکه‌ی قدرت سالم، خالی از مؤلفه‌های اعوجاجی هارمونیک مرتبه پایین باشد. با این حال، جریان اعوجاجی فرکانس بالا ناشی از فرکانس سوئیچینگ، باید برای تطبیق با استانداردهای کیفیت توان برای اتصال یک مبدل به شبکه‌ی قدرت، تقلیل یابد؛ که این مهم‌ترین وظیفه‌ی فیلتر سمت AC است. در حقیقت، رفتار سیستم واسط در سیستم DG بر مبنای اثر حلقه‌های کنترلی ارائه شده است [۴۱].

۳-۷. نتیجه‌گیری فصل

در این بخش ابتدا درباره‌ی مبدل منبع ولتاژ و روش مدولاسیون استفاده شده در مبدل مورد نظر بحث شد و سپس ساختار و نوع رفتار پیشرفته‌ترین و اصلی‌ترین توپولوژی‌های مبدل قدرت چند سطحی ارائه گردید. اصول اساسی توپولوژی‌های مختلف مبدل چند سطحی مورد بحث قرار گرفت و برای هر

¹ Power Flow

توپولوژی چند سطحی، ساختارهای گوناگونی ارائه گردید. تمرکز بیشتر این فصل روی نشان دادن کاربردهای صنعتی و مدرن توپولوژی‌های مبدل‌های چند سطحی بود. موارد مورد نیاز از جمله تعداد سوئیچ‌های فعال، دیودهای مهارکننده و خازن‌های لینک DC به همراه مثال توضیح و ارائه گردید. علاوه بر این، مزایا و معایب مختلف توپولوژی‌های گوناگون شرح داده شد و مهم‌ترین کاربردهای آن‌ها به‌طور مختصر بیان گردید. باید متذکر شد که این بخش نمی‌توانست تمامی انواع مختلف مبدل‌های قدرت چند سطحی و کاربردهای آن‌ها را پوشش دهد؛ اگر چه اصول پایه و اساسی توپولوژی‌های مختلف مبدل‌های چند سطحی به‌صورت یک قاعده‌ی منظم مورد بحث قرار گرفت.

فصل چهارم

مدل‌سازی اجزاء تشکیل دهنده یک سیستم
تولید توان بادی مبتنی بر اینورتر چند سطحی

۴-۱. مقدمه

همان‌طور که در بخش‌های قبلی اشاره شد، تکنولوژی DG دارای مزایایی از جمله پتانسیل هزینه‌ی کمتر، سودمندی و قابلیت اعتماد بیشتر و تولید انرژی الکتریکی راحت‌تر در مجاورت مرکز بار هستند. این تکنولوژی مدرن توانایی ارائه‌ی خدمات با قابلیت اطمینان بالا و هزینه‌ی پایین را دارد. برای مصرف‌کننده‌ها استفاده از سیستم DG مخصوصاً منابع انرژی تجدیدپذیر، نسبت به روش سنتی که با انتقال برق از نیروگاه اصلی به مناطق دوردست و انشعاب از آن حاصل شود؛ مقرون به صرفه و سودمندتر است. این منابع می‌توانند به نیازهای اصلی شبکه از قبیل، تزریق توان اکتیو به شبکه اصلی، جبران‌سازی توان راکتیو بار غیرخطی متصل به شبکه، تصحیح ضریب توان را از راه مناسب که برای منبع تولید مرکزی امکان‌پذیر نیست، را پاسخ‌گو باشد. بخش اصلی واسط این سیستم‌ها به وسیله‌ی تجهیزات الکترونیک قدرت صورت می‌گیرد. این تجهیزات که در قالب مبدل‌های پشت به پشت هستند با توجه به منبع تولید انرژی و شرایط سیستم انتخاب می‌گردند که به همین دلیل دارای تنوع زیادی می‌باشند. استفاده از این مبدل‌های قدرت در سیستم‌های قدرت پیچیده و بسیار حساس که نقش واسط را دارند نیازمند مدارها کنترلی مناسب و دقیق است. به طوری که این مدارهای کنترلی توانایی مواجه شدن با خطاهای موجود در سیستم و اقدام مناسب برای رفع آن‌ها داشته باشد. در نهایت با استفاده از روش‌های کنترلی مناسب بر روی این مبدل‌ها می‌توان شرایط برای اتصال این منابع به شبکه را فراهم نمود.

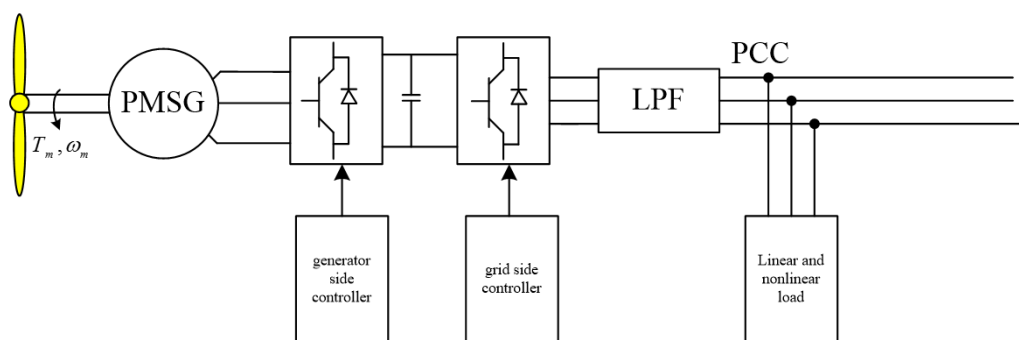
در این پایان‌نامه از توربین بادی به عنوان منبع تولید پراکنده استفاده شده است. توان تولیدی توربین بادی مورد نظر توسط یک یکسوساز تمام کنترل شونده منبع ولتاژی شش پالسه که کلیدزنی مبدل به روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی^۱ صورت گرفته به لینک DC تزریق می‌شود. در قسمت بعدی از یک خازن لینک DC برای کاهش ریپل و اعوجاج ولتاژ خروجی یکسوساز استفاده شده است. در نهایت بعد از یکسوسازی ولتاژ، توان از طریق اینورتر قدرت با عبور از فیلتر پایین گذر به شبکه تزریق

¹ Space Vector Pulse Width Modulation

می‌شود. هدف اصلی در انجام این پروژه این است که بتوان در شرایط عادی که شبکه به صورت نرمال کار خود را انجام می‌دهد، حداکثر توان تولیدی ژنراتور (توان اکتیو) به شبکه منتقل شود. همچنین هنگامی که در نقطه PCC خطایی رخ دهد که باعث فروافتادگی ولتاژ^۱ شود، تمام ظرفیت ژنراتور یا بخش بیشتر آن به توان راکتیو اختصاص پیدا کند. با تزریق توان راکتیو به نقطه PCC ، ولتاژ مجدداً به شرایط قبلی خود باز گردد تا از خاموش شدن^۲ شبکه جلوگیری شود.

۲-۴. مدل‌سازی قسمت کنترلی و اجزاء سیستم

همان‌طور که در شکل (۱-۴) مشاهده می‌شود، منبع توربین بادی به وسیله‌ی یکسو ساز و در مرحله‌ی بعدی توسط اینورتر قدرت و فیلتر پایین گذر به شبکه اصلی متصل می‌گردد. در نقطه اتصال مشترک این سیستم، یک پل دیودی که یک بار $R-L$ (موتور dc) را تغذیه می‌کند به عنوان بار غیرخطی حساس در نظر گرفته می‌شود. جریان کشیده شده توسط بار غیر سینوسی است. برای رفع این مشکل و هارمونیک تولیدشده باید جریانی تولید شود که علاوه بر تزریق توان اکتیو بتواند جریان غیر سینوسی را خنثی کند. هدف اصلی این سیستم این است که با ثابت نگه‌داشتن لینک DC حداکثر توان توربین بادی را به شبکه تزریق کند و بار حساس مورد نظر را تغذیه نماید.



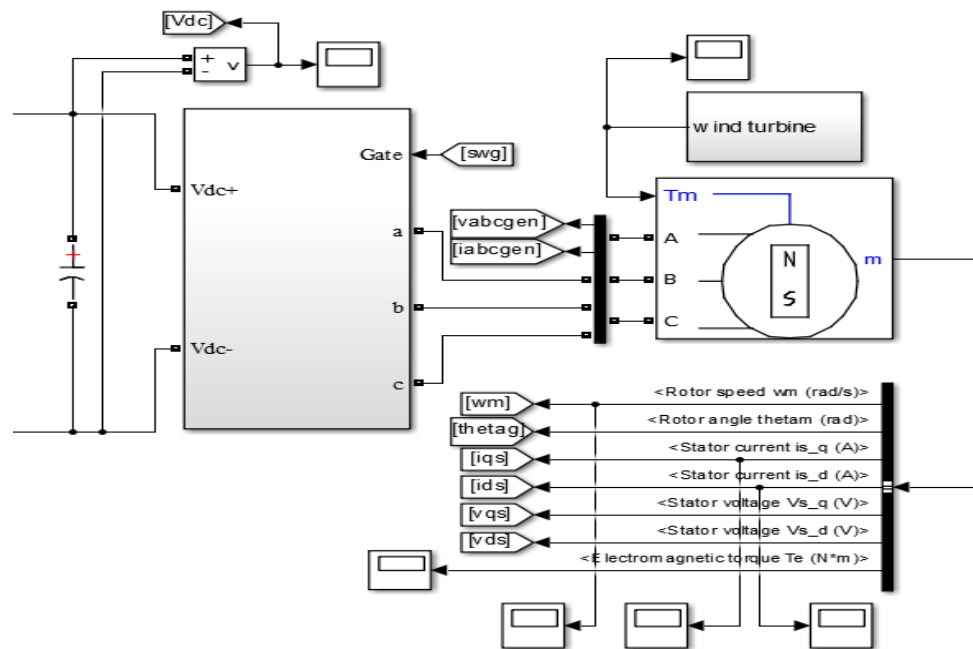
شکل ۱-۴. شماتیک مدار شبیه‌سازی شده

^۱ Voltage Sag

^۲ Black Out

۱-۲-۴. ساختار توربین بادی

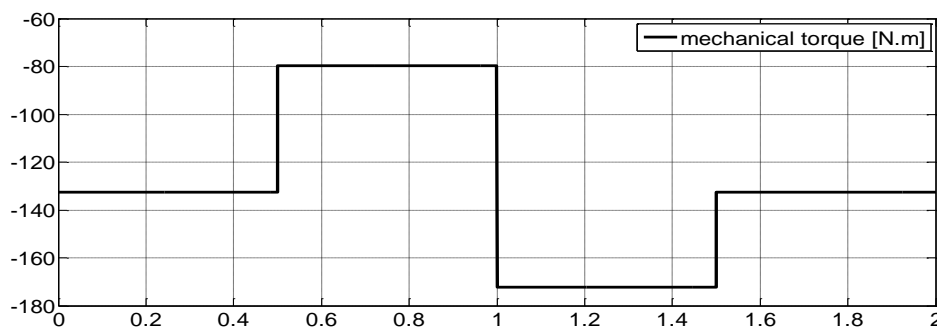
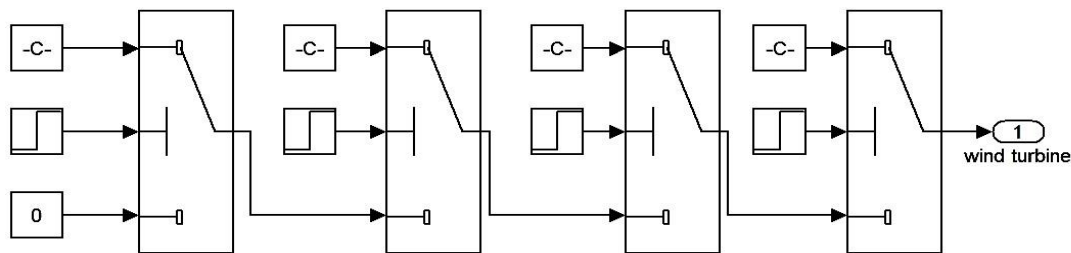
همان‌طور که در شکل (۲-۴) مشاهده می‌شود برای سیستم توربین بادی مورد مطالعه در این پایان‌نامه از ژنراتور پربازده سنکرون مغناطیس دائم^۱ استفاده شده است. به دلیل یکسان بودن تراوایی مغناطیسی هوا و آهنربای دائم در این نوع ماشین‌ها، اندوکتانس‌های محورهای d و q یکسان می‌باشند. این ویژگی باعث کاهش پیچیدگی‌های حلقه کنترلی اینورتر قدرت و یکسوساز تمام کنترل شونده می‌شود [۴۲].



شکل ۲-۴. مدل ژنراتور بادی

برای به وجود آوردن شرایط مختلف بادی و مدل کردن خروجی توربین مورد نظر از گشتاورهای مختلف و مشخصی استفاده گردیده، به این صورت که در زمان‌های مختلف این گشتاور تغییر می‌کند و شرایطی تقریباً مشابه با نیروی باد را فراهم می‌سازند. شکل (۳-۴) مقدار تغییرات گشتاور در زمان‌های مختلف را نشان می‌دهد که به عنوان نیروی پره‌های توربین با ژنراتور اعمال می‌شود.

¹ Permanent Magnet Synchronous Generator



شکل ۴-۳. گشتاورهای مکانیکی مختلف ناشی از سرعت متغیر باد

۲-۲-۴. مدل یکسوکننده به کار رفته شده

امروزه مبدل های یکسوکننده تمام کنترل شونده شش پالسه سه فاز (*Three Phase Rectifier*) به واسطه قابلیت کنترل شکل موج جریان ورودی در حالت کاملاً سینوسی و در نتیجه افزایش کیفیت توان سیستم و کاهش اعوجاج های اعمالی به شبکه در بخش صنعت بسیار کاربرد پیدا کرده اند. در این پایان نامه بر روی مبدل نوع *Voltage Source PWM Rectifier* که کلیدزنی مبدل به روش مدولاسیون پهنای پالس بردار فضایی صورت گرفته تمرکز شده است. در این ساختار طراحی سیستم کنترلی بر اساس نمونه گیری ولتاژ دو سر خازن خروجی انجام می پذیرد [۴۳، ۴۴].

در این بخش ابتدا روش مدولاسیون بردار فضایی و نحوه اعمال و محاسبه زمان روشن و خاموش شدن سوئیچ های قدرت بیان می شود. سپس با استفاده از طراحی سیستم کنترل در فضای دو بعدی و گردان دستگاه مرجع dqo و با استفاده از PI کنترلر الگوریتمی با قابلیت اطمینان بالا برای کنترل این مبدل پیشنهاد می شود.

از مزایای این مبدل‌ها می‌توان به موارد زیر اشاره نمود:

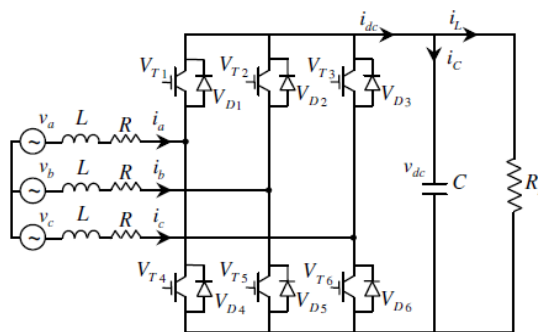
- بهبود جریان کشیده شده از منبع با وجود بارهای غیرخطی در شبکه
- بهبود ضریب قدرت مبدل با کاهش توان راکتیو اعوجاجی و جابجایی در شبکه
- پخش توان دو طرفه (قابلیت عملکرد در حالت یکسوکنندگی و اینورتری- قابلیت

عملکرد در هر چهار ناحیه توان)

بنابراین این یکسوکننده می‌تواند به عنوان جبران کننده توان راکتیو استاتیک بکار گرفته شود. امروزه مدلاسیون‌های مختلفی برای اعمال فرمان گیت سوئیچ‌ها اعم از مدلاسیون پهنای پالس سینوسی، مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی و مدلاسیون پهنای پالس دلتا مورد استفاده قرار می‌گیرد که در این مبدل از روش مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی استفاده شده است [۴۳].

۱-۲-۲-۴. مدلسازی ریاضی مبدل یکسوکننده

مدار مبدل یکسوکننده تمام کنترل شونده سه فاز در شکل (۴-۴) نمایش داده شده است. این مدار شامل شش سوئیچ کاملاً کنترل شونده، منبع ولتاژ سه فاز کاملاً متعادل (v_a, v_b, v_c) ، فیلتر RL برای فیلترینگ جریان ورودی مبدل، خازن خروجی دو سر بار برای کاهش ریپل ولتاژ خروجی و بار خروجی می‌باشد. جریان‌های i_a, i_b, i_c جریان‌های متعادل کشیده شده از منبع، ولتاژ خروجی دو سر بار، i_L جریان بار خروجی و v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} ولتاژ سه فاز ورودی مبدل می‌باشند.



شکل ۴-۴. ساختار مبدل یکسوکننده تمام کنترل شونده شش پالس سه فاز با فیلتر ورودی [۴۳]

معادلات ولتاژ ورودی در دستگاه ساکن abc را می توان از روابط زیر محاسبه نمود:

$$\begin{cases} v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{ra} \\ v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{rb} \\ v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{rc} \end{cases} \quad (1-4)$$

همچنین روابط منبع ولتاژ سه فاز متعادل را نیز می توان به شکل زیر نوشت:

$$\begin{cases} v_a = V_m \sin \theta \\ v_b = V_m \sin(\theta - 2\pi/3) \\ v_c = V_m \sin(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2-4)$$

می توان مدل ریاضی سیستم را در دستگاه مرجع ساکن abc به شکل زیر نمایش داد:

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = v_a - Ri_a + \frac{S_b + S_c - 2S_a}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = v_b - Ri_b + \frac{S_a + S_c - 2S_b}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = v_c - Ri_c + \frac{S_a + S_b - 2S_c}{3} v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (3-4)$$

در روابط بالا، $S_k (k = a, b, c)$ حالت های سوئیچینگ هر شاخه می باشند. حال با استفاده از تبدیل

زیر (تبدیل پارک) معادلات توصیف کننده مبدل از دستگاه ساکن سه فاز abc وارد دستگاه گردان dqo

شده و بدون مواجه شدن با معادلات متغیر با زمان می توان مدل ریاضی سیستم را به راحتی توصیف

نمود.

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

در این صورت رابطه (۳-۴) را می‌توان بصورت زیر در دستگاه جدید بیان کرد:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = v_d - Ri_d + \omega Li_q - v_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = v_q - Ri_q - \omega Li_d - v_{rq} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (۵-۴)$$

$$\begin{cases} v_{rd} = S_d v_{dc} \\ v_{rq} = S_q v_{dc} \end{cases} \quad (۶-۴)$$

در روابط بالا v_{rd} و v_{rq} مرجع ولتاژ مبدل و i_d و i_q مرجع فرمان گیت سوئیچ‌های قدرت در دستگاه مرجع سنکرون $d-q$ می‌باشند. همچنین v_d و v_q ولتاژ منبع و i_d و i_q جریان‌های ورودی مبدل در دستگاه مرجع سنکرون گردان می‌باشند.

۴-۲-۲-۲. مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی (SVPWM)

یکی از این روش‌های مدلاسیون، روش مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی (SVPWM) است. از این روش به شکل وسیعی در کنترل دیجیتال بر روی اینورترهای منبع ولتاژ و یکسوکننده‌های تمام کنترل شونده مورد استفاده قرار می‌گیرد. با توجه به ساختار مبدل یکسوکننده تمام کنترل شونده سه فاز شش پالسه، در هر پایه مبدل دو سوئیچ قدرت قرار دارد. در این روش مدلاسیون بر خلاف روش هیستریزس، هر سه فاز با هم کنترل می‌شوند.

۴-۲-۲-۳. بیان روش مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی

بر اساس شکل (۴-۴) المان‌های S_1 تا S_6 شش سوئیچ قدرت هستند که شکل موج ولتاژ خروجی مبدل را به کمک کنترل بر روی متغیرهای سوئیچینگ a, a', b, b', c و c' می‌سازند. زمانی که سوئیچ‌های بالایی مربوط به هر شاخه روشن هستند متغیرهای سوئیچینگ a, a', b, b', c و c' عدد یک، و

در غیر این صورت عدد صفر را به خود اختصاص می‌دهند. بنابراین با توجه به حالت‌های مختلف خاموش

و روشن بودن سوئیچ‌های S_1 ، S_3 و S_5 می‌توان معادلات خط و فاز ورودی مبدل را بیان کرد.

عملکرد دو سوئیچ قدرت موجود در هر شاخه متضاد هم می‌باشد، برای مبدل مربوطه هشت حالت

ممکن برای خاموش و روشن بودن سوئیچ‌های S_1 ، S_3 و S_5 وجود دارد.

جدول ۴-۱. بردارهای سوئیچینگ، ولتاژهای خط و فاز خروجی [۴۴]

بردارهای ولتاژ	متغیرهای سوئیچینگ			ولتاژ فاز			ولتاژ خط		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V_2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V_3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V_4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V_5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V_6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

به منظور استفاده از روش مدلاسیون پهنای پالس بردار فضایی، معادلات ولتاژ از دستگاه مرجع abc

به دستگاه گردان دو بعدی $dq0$ منتقل می‌شوند. رابطه‌ی بین دستگاه مرجع abc و دستگاه گردان $dq0$

را می‌توان به شکل زیر بیان نمود:

$$f_{dq0} = K_s f_{abc} \quad (۷-۴)$$

در رابطه‌ی بالا بردارهای f_{dq0} و f_{abc} که می‌توانند بیانگر ولتاژ یا جریان باشند و هم‌چنین ماتریس

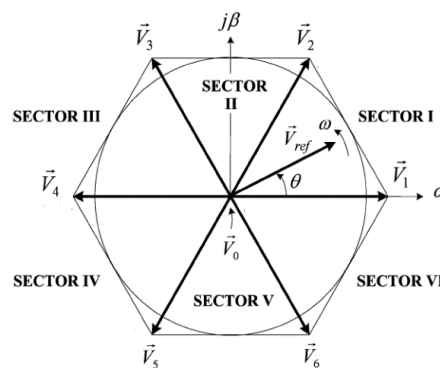
K_s به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (۸-۴)$$

$$f_{dq0} = [f_d \quad f_q \quad f_0]^T \quad (۹-۴)$$

$$f_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]^T \quad (10-4)$$

با توجه به نتایج حاصله شش بردار غیر صفر (V_1-V_6) و دو بردار صفر (V_0, V_7) در فضای دو بعدی دستگاه dqo به وجود می‌آیند. این شش بردار غیر صفر (V_1-V_6) یک شش ضلعی منتظم را در دستگاه متعامد dqo تشکیل می‌دهند. این شش ضلعی منتظم در شکل (۴-۶) نمایش داده شده است. زاویه بین هر بردار غیر صفر هم‌جوار 60° درجه می‌باشد. حال با تبدیل بردار ولتاژ مرجع (V_{ref}) به دستگاه متعامد dqo ، این بردار در یکی از نواحی^۱ شش گانه که هر کدام فرمان سوئیچینگ مخصوص به خود را دارند قرار می‌گیرد.



شکل ۴-۵. نمایشی از ناحیه‌ها و بردارهای پایه در روش SVPWM [۴۵]

$$4-2-2-4. \text{ نحوه تعیین } V_d, V_q, V_{ref} \text{ و زاویه } \alpha$$

شکل (۴-۷) ارتباط بین بردارهای V_d, V_q, V_{ref} و زاویه α را نشان می‌دهد. با استفاده از رابطه (۴-۷)

بردار ولتاژ فاز به دستگاه dqo منتقل می‌شود.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (11-4)$$

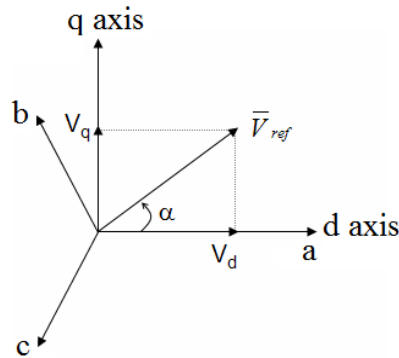
¹ Sector

با توجه به شکل (۷-۴) می توان بیان کرد که:

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \quad (۱۲-۴)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{V_q}{V_d} \right) = \omega t \quad (۱۳-۴)$$

در رابطه بالا $\omega = 2\pi f$ می باشد و این مطلب بیانگر این موضوع است که بردار مرجع با سرعت زاویه ای معادل با فرکانس اصلی می چرخد.



شکل ۴-۶. ارتباط بین بردارهای ولتاژ V_d, V_q, V_{ref} و زاویه α [۴۵]

نحوه تعیین زمان های T_0, T_1, T_2 ۵-۲-۲-۴

با توجه به شکل (۸-۴) پارامترهای T_0, T_1, T_2 به شکل زیر تعیین می شوند. برای زمان های

سوئیچینگ مربوط به ناحیه اول داریم:

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt \quad (۱۴-۴)$$

$$T_z \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) \quad (۱۵-۴)$$

با توجه به رابطه (۴-۱۵) و ساده‌سازی آن می‌توان رابطه زیر را بیان نمود:

$$T_1 = \frac{3}{2} T_z \cdot \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (۴-۱۶)$$

$$T_2 = \frac{3}{2} T_z \cdot \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (۴-۱۷)$$

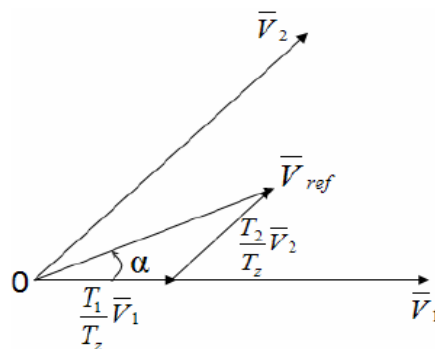
$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \quad (۴-۱۸)$$

در روابط بالا $T_z = \frac{1}{f_z}$ و $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ می‌باشد. هم‌چنین برای سایر نواحی روابط زیر برقرار است.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_z \cdot V_{ref}}{|V_{dc}|} \sin(\frac{n}{3} \pi - \alpha) \quad (۴-۱۹)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_z \cdot V_{ref}}{|V_{dc}|} \sin(\alpha - \frac{n-1}{3} \pi) \quad (۴-۲۰)$$

در روابط بالا n عدد مربوط به هر ناحیه است.

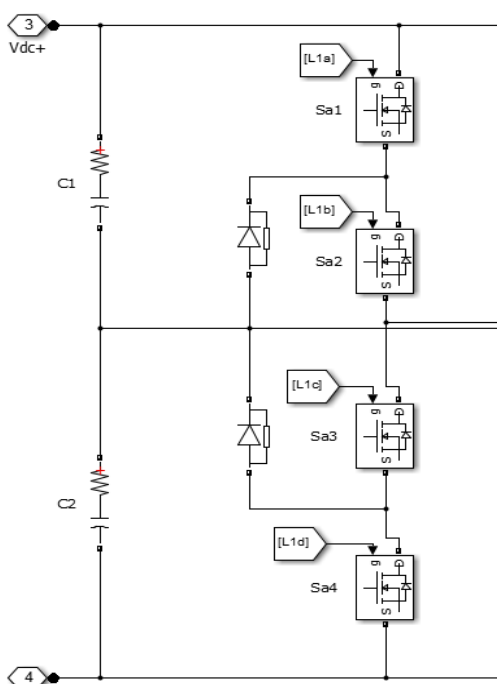


شکل ۴-۷. تجزیه بردار مرجع در ناحیه ۱ [۴۴]

۳-۲-۴. مدل اینورتر سه سطحی *diode-clamped* به کار رفته شده

مبدل به کار گرفته شده در این پروژه از نوع *diode-clamped* است. همان‌طور که در بخش قبلی ارائه شد، این مبدل ابتدا در سال ۱۹۸۱ با نام *Neutral-Point Clamped (NPC)* ارائه گردید و از نظر دسته‌بندی در دسته‌ی مبدل‌های *NPC* قرار دارد. توپولوژی *NPC* سه سطحی برپایه‌ی اصلاح ساختار مبدل ۲ سطحی استاندارد و به‌صورت اضافه کردن دو دستگاه سوئیچینگ در هر فاز است.

مبدل‌های دیود کلمپ به‌صورت گسترده منابع انرژی تجدیدپذیر به‌عنوان واسط بین یک ولتاژ بالا *dc* و *ac* استفاده می‌شود. شکل (۴-۹) یک پایه از مبدل *NPC* سه سطحی را نشان می‌دهد، همان‌طور که مشاهده می‌شود در این مبدل دو خازن *DC* آبشاری موجود در مبدل برای به وجود آوردن یک نقطه‌ی خنثی شناور، ولتاژ ورودی را تقسیم می‌کنند. دیودهای موجود در هر پایه از مبدل که به نام دیودهای گیره (*diode-clamped*) مشهورند، به نقطه‌ی خنثی متصل شده‌اند.

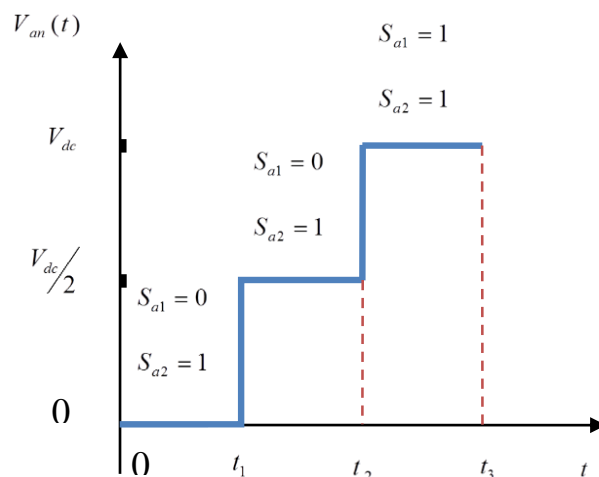


شکل ۴-۸. مبدل *NPC* سه سطحی

برای یک اینورتر سه سطحی، ولتاژ باس DC با استفاده از دو عدد خازن DC به نام‌های C_1 و C_2 به دو منبع جدا تقسیم می‌شود. فرض بر این است که هر دو خازن مقدار ولتاژ DC برابری داشته باشند و هر تنش ولتاژی از طریق دیودهای گیره (D_1 و D_2) به مقدار یکی از خازن‌ها محدود شود. این ساختار بر مبنای جفت سوئیچ‌های (S_{a1} و S_{a3}) و (S_{a2} و S_{a4}) که به صورت مکمل‌اند، می‌باشد. جریان بار بسته به شیفت فاز بین ولتاژ و جریان بار می‌تواند مثبت یا منفی باشد. حالت‌های سوئیچینگ و ولتاژ خروجی مربوط به یک پایه اینورتر سه سطحی به ترتیب در جدول (۴-۲) و شکل (۴-۱۰) آمده است که در ادامه بیشتر بحث می‌گردد:

جدول ۴-۲. حالت‌های سوئیچینگ ممکن برای یک پایه از مبدل سه سطحی دیود-کلمپ

S_{a1}	S_{a2}	$V_{an}(t)$
1	1	V_{dc}
0	1	$V_{dc}/2$
0	0	0

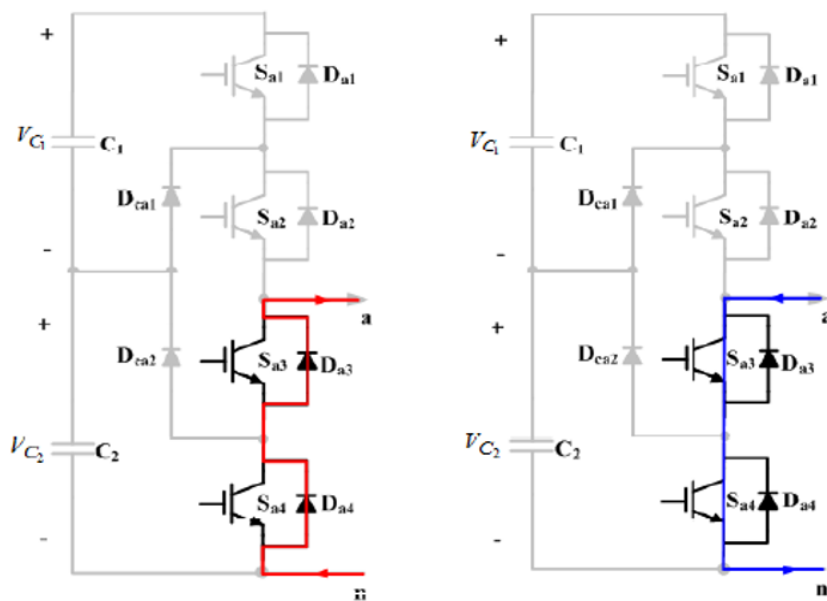


شکل ۴-۹. حالت‌های ولتاژ خروجی مربوط به یک پایه اینورتر سه سطحی دیود-کلمپ

حال به بررسی دقیق این حالات می‌پردازیم:

- حالت سوئیچینگ $S_{a1} = 0$ و $S_{a2} = 0$ در $(0 < t \leq t_1)$

ولتاژ خروجی در این حالت سوئیچینگ برابر است با: $V_{an}(t) = 0$

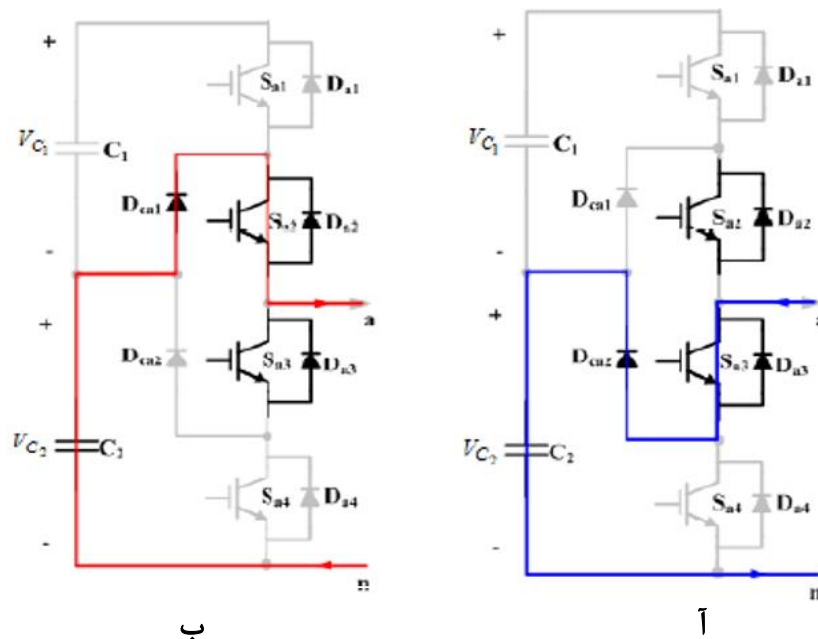


شکل ۴-۱۰. حلقه‌ی جریان زمانی که $S_{a1} = 0$ و $S_{a2} = 0$ (آ) جریان بار منفی (ب) جریان بار مثبت

- حالت سوئیچینگ $S_{a1} = 0$ و $S_{a2} = 1$ در $(t_1 < t \leq t_2)$

در این حالت به‌طور مکمل سوئیچ‌های دیگر این پایه، یعنی S_{a3} و S_{a4} به ترتیب *on* و *off* هستند. با فرض بر اینکه از ریپل ولتاژ در خازن‌های لینک *DC* چشم‌پوشی شود، ولتاژ خروجی در این حالت

سوئیچینگ $(t_1 < t \leq t_2)$ برابر است با:
$$V_{an}(t) = V_{C1} = \frac{V_{dc}}{2}$$

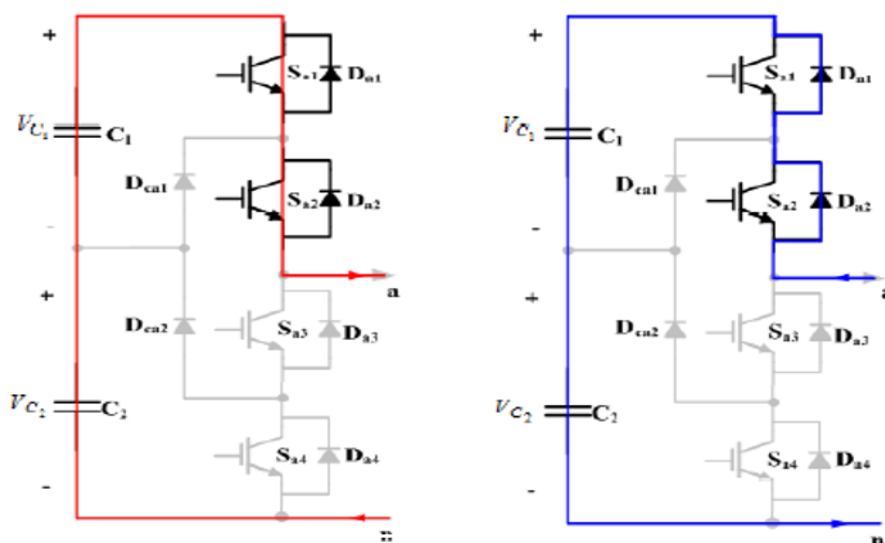


شکل ۴-۱۱. حلقه‌ی جریان زمانی که $\bar{S}_{a1} = 0$ و $\bar{S}_{a2} = 1$ (آ) جریان بار منفی (ب) جریان بار مثبت

• حالت سوئیچینگ در $(t_2 < t \leq t_3)$ $S_{a1} = 1$ و $S_{a2} = 1$

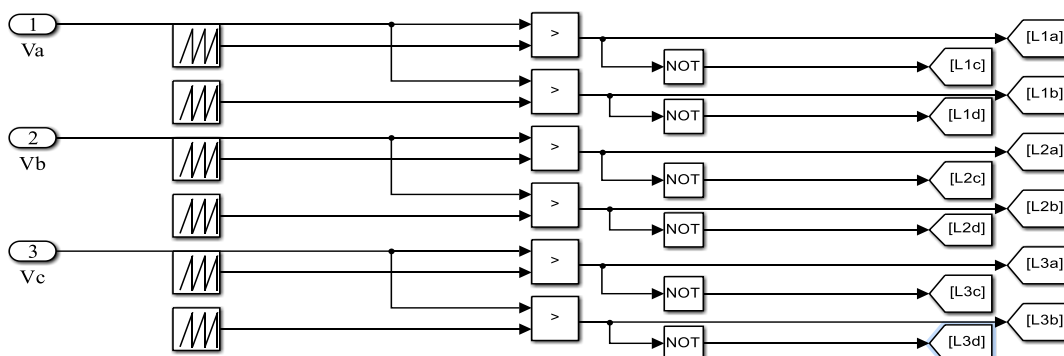
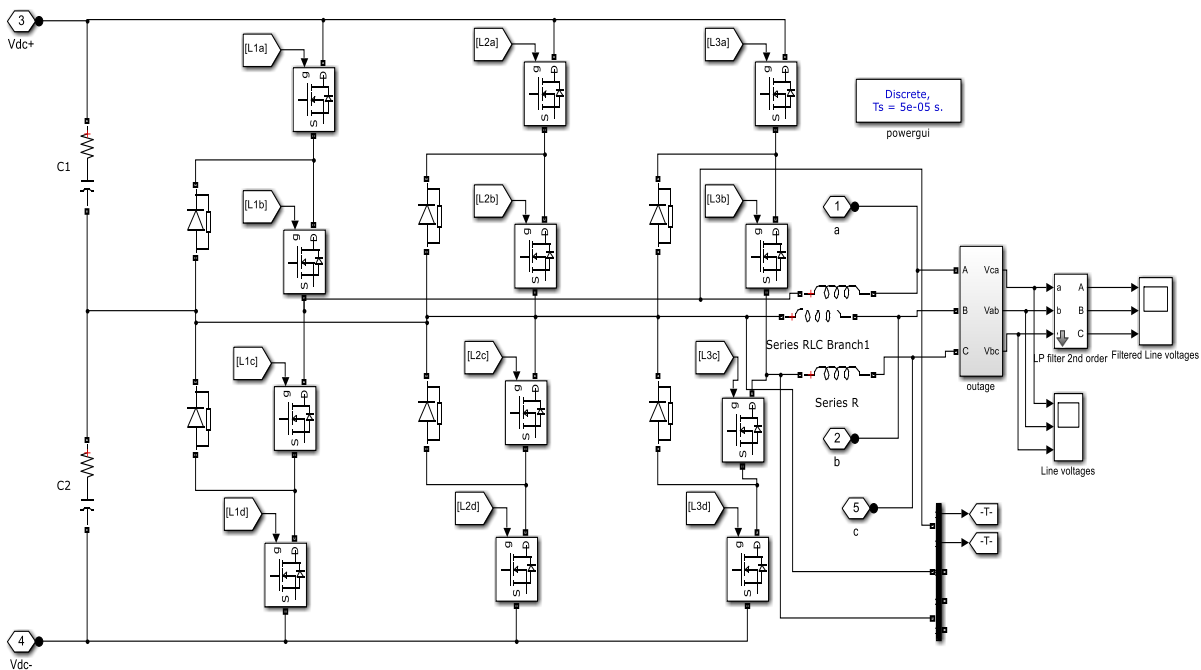
در این حالت سوئیچ‌های مکمل S_{a3} و S_{a4} خاموش می‌باشند. ولتاژ خروجی در این زمان

$$V_{an}(t) = V_{C1} + V_{C2} = V_{dc} \quad \text{برابر است با: } (t_2 < t \leq t_3)$$



شکل ۴-۱۲. حلقه‌ی جریان زمانی که $S_{a1} = 1$ و $S_{a2} = 1$ (آ) جریان بار منفی (ب) جریان بار مثبت

حال به بررسی کامل سوئیچینگ مبدل دیود کلمپ سه سطحی می‌پردازیم. همان‌طور که در شکل (۴-۱۴) مشاهده می‌شود، مبدل دیود کلمپ سه سطحی به کار گرفته شده در پایان‌نامه با جمع سه پایه از ساختار دیود کلمپ سه سطحی به وجود می‌آید. از آن جایی که هر پایه مبدل شامل سه حالت مختلف سوئیچینگ است، پس به تعداد 3^3 حالت سوئیچینگ مختلف در مبدل دیود کلمپ سه سطحی وجود دارد. این ۲۷ حالت مختلف سوئیچینگ می‌تواند در هر ولتاژ خط خروجی ۵ سطح مختلف ولتاژ تولید کند. در شکل زیر مبدل دیود کلمپ سه سطحی و در جدول (۴-۳) حالات سوئیچینگ مربوط به این مبدل مشاهده می‌شود [۳۸].



شکل ۴-۱۳. مبدل دیود کلمپ سه سطحی سه فاز

جدول ۴-۳. حالات سوئیچینگ مربوط به مبدل دیود کلمپ سه سطحی سه فاز

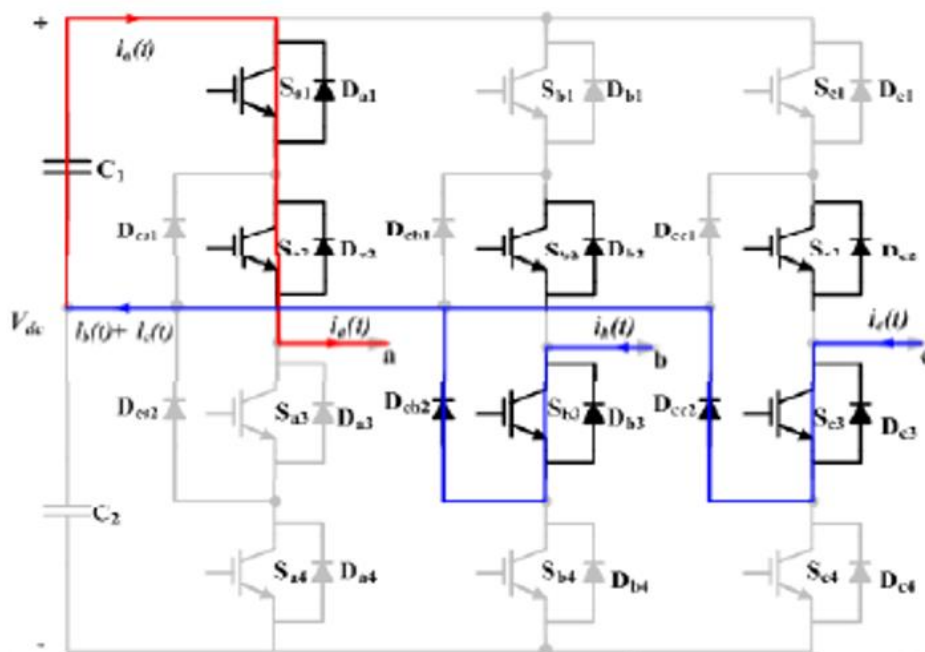
حالت های سوئیچینگ (S_{c1}, S_{c2}) (S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}) (S_{a1})	$V_{an}(t)$	$V_{bn}(t)$	$V_{cn}(t)$	$V_{ab}(t)$	$V_{bc}(t)$	$V_{ca}(t)$
000000	0	0	0	0	0	0
010000	$V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$
110000	V_{dc}	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
000100	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0
010100	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
110100	V_{dc}	$V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}$
001100	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
011100	$V_{dc}/2$	V_{dc}	0	$-V_{dc}/2$	V_{dc}	$-V_{dc}/2$
111100	V_{dc}	V_{dc}	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
000001	0	0	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
010001	$V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0
110001	V_{dc}	0	$V_{dc}/2$	V_{dc}	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
000101	0	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$
010101	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	0	0
110101	V_{dc}	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0	$-V_{dc}/2$
001101	0	V_{dc}	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}$	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
011101	$V_{dc}/2$	V_{dc}	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	0
111101	V_{dc}	V_{dc}	$V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$

000011	0	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
010011	$V_{dc}/2$	0	V_{dc}	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}$	$V_{dc}/2$
110011	V_{dc}	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
000111	0	$V_{dc}/2$	V_{dc}	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	V_{dc}
010111	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$	V_{dc}	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
110111	V_{dc}	$V_{dc}/2$	V_{dc}	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	0
001111	0	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
011111	$V_{dc}/2$	V_{dc}	V_{dc}	$-V_{dc}/2$	0	$V_{dc}/2$

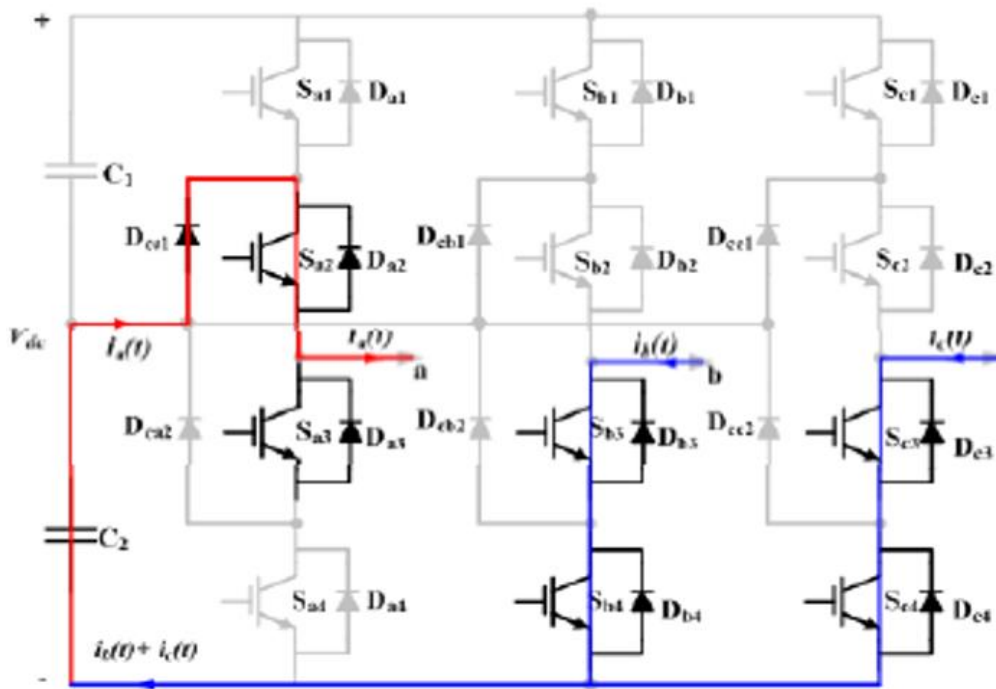
مبدل سه فاز دارای حالات سوئیچینگ اضافی بیشتری در هر ولتاژ خط است. در شکل‌های زیر حلقه‌های جریان عبوری از سوئیچ‌ها و خازن‌های لینک dc برای دو حالت سوئیچینگ اضافی و تکراری

($V_{ab}(t) = V_{dc}/2$, $V_{bc}(t) = 0$, $V_{ca}(t) = -V_{dc}/2$) برای تولید سطوح ولتاژ ۰۱۰۰۰۰ و ۱۱۰۱۰۱

به‌صورت زیر است:



شکل ۴-۱۴. حالت سوئیچینگ ۱۱۰۱۰۱



شکل ۴-۱۵. حالت سوئیچینگ ۰۱۰۰۰۰

همان طور در بخش های قبل اشاره شد، برای کلیدزنی یک اینورتر چند سطحی با n سطح ولتاژ به روش مدولاسیون PWM حامل پایه چند سطحی، به $n-1$ موج مثلثی حامل که به صورت عمودی و پیوسته قرار گرفته اند نیاز دارد. در مدولاسیون چند حاملی شیفت سطح^۱، همه ی موج های مثلثی حامل دارای فرکانس و دامنه ی پیک تا پیک یکسانی هستند. سیگنال مدولاسیون مرجع معمولاً یک موج سینوسی سه فاز با دامنه و فرکانس قابل تنظیم است. در شکل (۴-۱۷) اینورتر بکار گرفته شده در این پروژه نشان داده شده است که مشاهده می شود سیگنال های گیت سوئیچ ها با مقایسه شکل موج مدولاسیون مرجع و موج های مثلثی تولید می شود.

شاخص فرکانس مدولاسیون با (۴-۲۱) مشخص می شود که به صورت یکسان است و شاخص دامنه

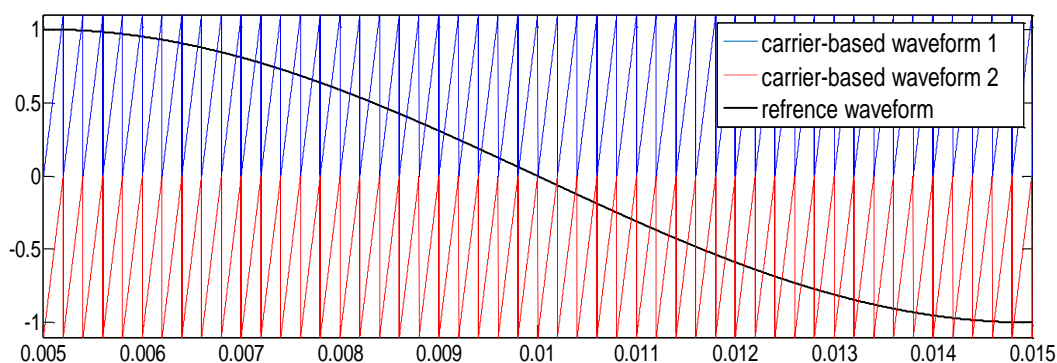
مدولاسیون به صورت (۴-۲۲) تعریف شده است:

¹ Level-Shifted Multicarrier Modulation

$$m_f = \frac{f_{cr}}{f_m} \quad (21-4)$$

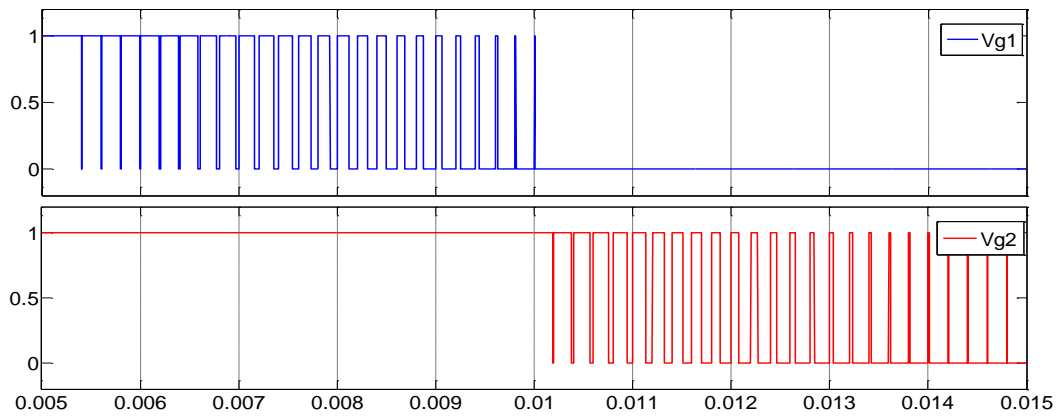
$$m_a = \frac{\hat{v}_m}{\hat{v}_{cr}(n-1)} \quad 0 \leq m_a \leq 1 \quad (22-4)$$

که در آن \hat{v}_m مقدار پیک دامنه‌ی موج مدولاسیون v_m و \hat{v}_{cr} مقدار پیک دامنه‌ی هر موج حامل است. در حالت آرایش هم‌فاز (IPD^1) همه‌ی موج‌ها هم‌فاز هستند. شکل (۴-۱۸) قاعده‌ی مدولاسیون PWM را برای اینورتر ۳ سطحی دیود کلمپ به کاررفته در این پایان‌نامه را نشان می‌دهد. اینورتر ۳ سطحی به ۲ موج حامل مثلثی v_{cr1} و v_{cr2} که به صورت عمودی و هم‌فاز شکل گرفته‌اند نیاز دارد. همان‌طور که در شکل (۴-۱۹) مشاهده می‌شود، سیگنال‌های گیت v_{g1} و v_{g2} برای دو سوئیچ بالایی s_{a1} و s_{a2} شکل (۴-۹) در هنگام برخورد موج مثلثی حامل و موج مدولاسیون مرجع فاز $(v_{mA})A$ ، به ترتیب تولید می‌شوند. سیگنال‌های گیت برای دو سوئیچ پایینی s_{a3} و s_{a4} نیز به صورت مکمل v_{g1} و v_{g2} هستند. با توجه به شکل‌های (۴-۲۰) و (۴-۲۱) شکل موج ولتاژ فاز اینورتر v_{an} با استفاده از ۳ سطح ولتاژ به دست می‌آید و ولتاژ خط به خط v_{ab} شامل ۵ سطح ولتاژ است. در این مدولاسیون $m_f = 100$ و $m_a = 0.91$ است.

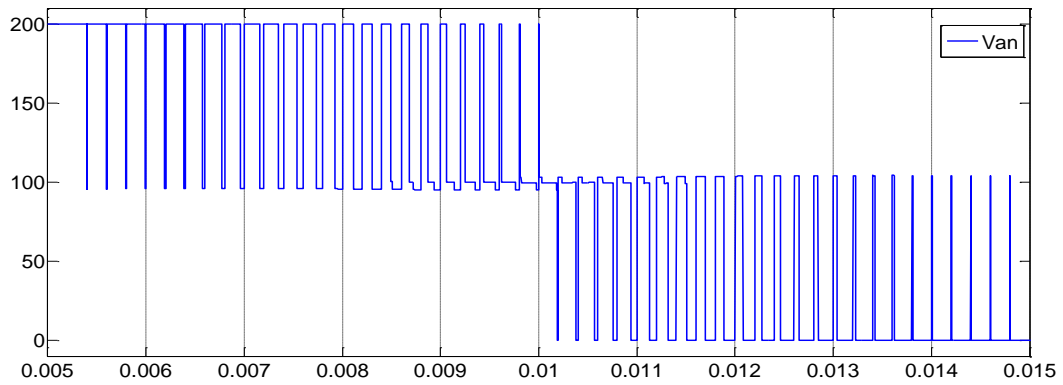


شکل ۴-۱۶. مدولاسیون PWM برای اینورتر سه سطحی دیود کلمپ

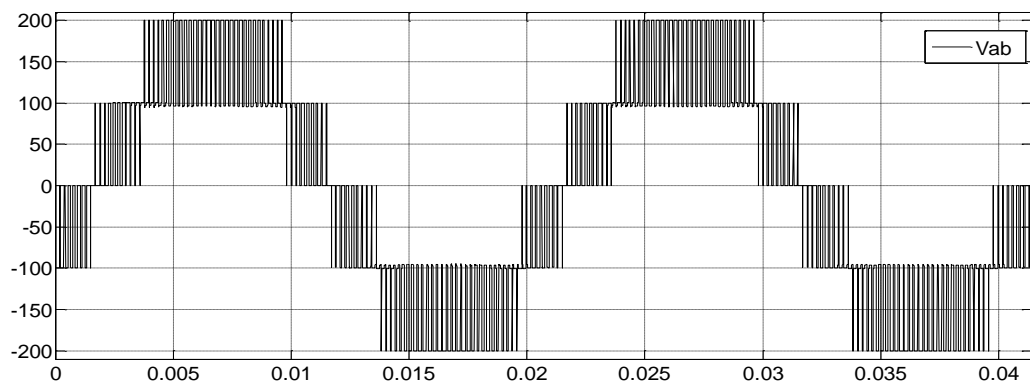
¹ In-Phase Disposition



شکل ۴-۱۷. سیگنال های گیت V_{g1} و V_{g2} برای سوئیچ های S_{a1} و S_{a2}



شکل ۴-۱۸. شکل موج ولتاژ فاز اینورتر V_{an} با استفاده از ۳ سطح ولتاژ



شکل ۴-۱۹. ولتاژ خط به خط V_{ab} با استفاده از ۵ سطح ولتاژ

فصل پنجم

طراحی سیستم کنترل و دستیابی به یک نوآوری

این بخش به بررسی سیستم کنترلی به کاررفته می‌پردازد. سیستم کنترلی موردنظر دارای دو قسمت مجزا به نام‌های سیستم کنترلی مبدل سمت ژنراتور و سیستم کنترلی مبدل سمت شبکه است. هر یک از قسمت‌های کنترلی و طراحی آن به تفصیل بیان می‌گردد و در هر قسمت روند سیستم کنترلی به صورت مرحله به مرحله بررسی خواهد شد. در قسمت پایانی فلوچارت سیستم مورد نظر نیز نشان داده خواهد شد.

۵-۱. ساختار کنترل مبدل سمت ژنراتور *PMSG*

روش کنترلی پیشنهادی در این پروژه بر پایه تحلیل مؤلفه‌های ولتاژ و جریان در قاب مرجع‌های مختلف مانند دستگاه سه فاز ساکن (*abc*) و دستگاه دو فاز متعامد^۱ (*dq*) بنا نهاده شده است. دستگاه سه فاز ساکن (*abc*) با استفاده از تبدیلات بین دو دستگاه به دستگاه دو فاز متعامد *dq* منتقل می‌گردد. در این شرایط می‌توان گفت در حالت دائمی متغیرهای ولتاژ و جریان نقاط مختلف به همراه دستگاه متعامد *dq* با سرعت سنکرون می‌چرخند و از دید دستگاه توصیف‌کننده متغیرهای سیستم دارای تغییرات زمانی نمی‌باشند. در این شرایط فرایند کنترلی بسیار راحت‌تر از قبل خواهد شد.

در گام بعد می‌بایست مراجع جریان‌های حلقه کنترلی *DG*، با توجه به اهداف سیستم کنترلی پیشنهادی ساخته و به سیستم اعمال شوند. رابطه (۵-۱) معادلات مربوط به ژنراتور *PMSG* در دستگاه گردان *dq* نشان می‌دهد که به صورت تعمیم‌یافته در معادله (۵-۲) نشان داده شده است. طبق این روابط R_s مقاومت سیم‌پیچ استاتور، ψ_f شار تولیدی توسط آهنرباهای ژنراتور، L_{ls} ، L_{dm} و L_{qm} به ترتیب اندوکتانس نشتی سیم‌پیچ استاتور و اندوکتانس‌های متقابل محور *d* و *q* استاتور و v_{sd} ، v_{sq} و i_{sd} و i_{sq} به ترتیب ولتاژها و جریان‌های محورهای *d* و *q* استاتور و می‌باشند [۴۶].

^۱ Rotating Synchronous Reference Frame

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = -R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{dm} & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{qm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

با توجه به معادلات مربوط به ژنراتور *PMSG* در دستگاه گردان *dq*، طبق معادله (۳-۵) رابطه بین گشتاور الکترومغناطیسی و جریان محورهای *d* و *q* استاتور به دست می‌آید.

$$\tau_{em} = p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) = p (\psi_f i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}) \quad (3-5)$$

در این رابطه $L_d = L_{ls} + L_{dm}$ و $L_q = L_{ls} + L_{qm}$ است. همان‌طور که قبلاً اشاره شد در این نوع ماشین‌ها به دلیل یکسان بودن تراوایی مغناطیسی هوا و آهنربای دائم، اندوکتانس‌های محورهای *d* و *q* تقریباً باهم برابر هستند و بنابراین پس از ساده‌سازی رابطه (۳-۵) به صورت رابطه (۴-۵) درمی‌آید. که در این رابطه، *P* نماینده تعداد جفت قطب‌های ژنراتور سنکرون است.

$$\tau_{em} = p \psi_f i_{sq} \quad (4-5)$$

رابطه بین توان و سرعت در ژنراتورهای سنکرون به صورت رابطه (۵-۵) است. در این رابطه ω_m بیانگر سرعت چرخشی روتور است. با جای گذاری رابطه (۴-۵) در رابطه (۵-۵) نشان داده می‌شود که تنها مؤلفه‌هایی ω_m و i_{sq} برای تولید توان ثابت از ژنراتور قابل تغییر هستند. در نتیجه برای کنترل توان اکتیو باید از پارامترهای ω_m و i_{sq} استفاده کرد.

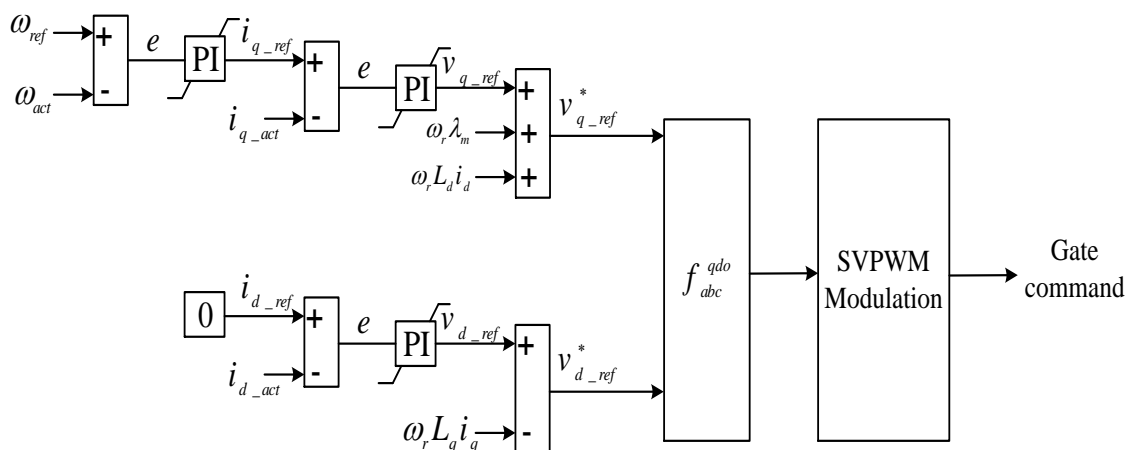
$$P = -\tau_{em} \omega_m \quad (5-5)$$

با توجه به معادلات توان، کنترل توان اکتیو به i_q و کنترل توان راکتیو به i_d بستگی دارد. با استفاده از ساده‌سازی روابط (۱-۵) و (۲-۵) ساختار کنترلی سمت ژنراتور از رابطه‌ی (۶-۵) به دست

می‌آید. این رابطه به معادلات حالت بین ولتاژ و جریان در حلقه‌های d و q و به اثر متقابل دو محور بر روی همدیگر مربوط می‌شود.

$$\begin{cases} v_{sd} = -(R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt}) - \omega_e l_q i_{sq} \\ v_{sq} = -(R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt}) + \omega_e l_d i_{sd} + \omega_e \lambda_m \end{cases} \quad (6-5)$$

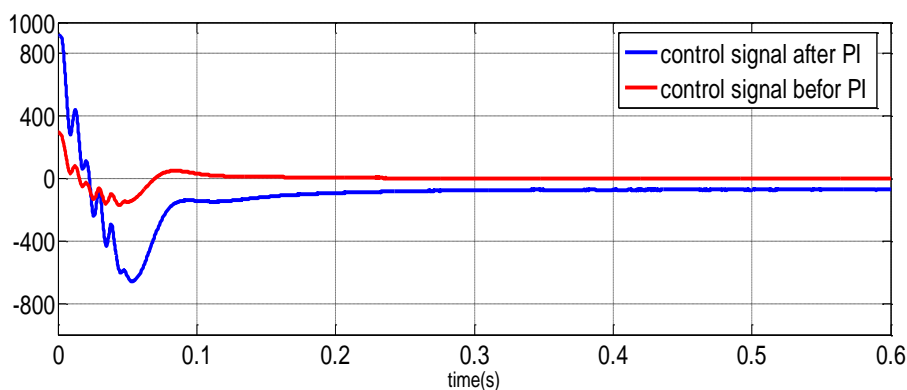
در این روش برای جبران خطا از PI^1 استفاده می‌گردد. شکل (۱-۵) شماتیک کلی مدار کنترلی سمت توربین بادی و ژنراتور سنکرون را نشان می‌دهد. با توجه به معادلات توان P و Q در دستگاه dq برای ژنراتور i_d نماینده توان راکتیو و شار فاصله هوایی ژنراتور و i_q نماینده توان اکتیو و گشتاور ژنراتور هستند. همان‌طور که در شکل (۱-۵) مشاهده می‌شود، عملکرد این سیستم کنترلی به این صورت است که سرعت مرجع ژنراتور با سرعت واقعی آن سنجیده و نتیجه‌ی آن به کنترلر PI داده می‌شود. خروجی کنترلر PI به صورت یک دستوری درمی‌آید که اگر سرعت‌ها با هم همخوانی نداشته باشند به محور جریان q ماشین که عامل تولید گشتاور است، دستور داده می‌شود که باعث همخوانی سرعت‌ها با هم شوند.



شکل ۱-۵. دیاگرام کنترلر سمت ژنراتور

¹ Proportional-Integral

مقدار I_{qs} مورد نظر اندازه‌گیری شده از ماشین با مقدار مرجع مقایسه می‌گردد و خروجی آن که به‌عنوان خطا است، برای جبران‌سازی به کنترلر PI داده می‌شود. خروجی کنترلر PI یک دستور است که طبق معادله (۶-۵) با اثر متقابل محور d جمع می‌شود تا در نهایت ولتاژ محور q (V_q) مربوط به استاتور را بسازد. شکل (۲-۵) سیگنال کنترلی حلقه q را نشان می‌دهد که بیانگر عملکرد سریع و قابل قبول این کنترل‌کننده است.



شکل ۲-۵. سیگنال کنترلی حلقه q در کنترلر سمت ژنراتور

در حالت عادی ژنراتور باید توان اکتیو تولید کند و نیازی به توان راکتیو نیست. پس توان راکتیو باید صفر باشد به همین دلیل مقدار I_d مرجع برابر با صفر در نظر گرفته می‌شود. این مقدار صفر با مقدار واقعی مقایسه می‌گردد و خروجی به‌عنوان یک خطا به کنترلر PI می‌رود و خروجی این کنترلر PI مطابق قسمت قبل، دستوری برای ولتاژ محور d می‌شود. ضرب و تقسیم‌های موجود مربوط به مدار مجزاساز^۱ است که از رابطه‌ی (۶-۵) بدست می‌آید. خروجی ولتاژ محور q و ولتاژ محور d وارد دستگاه تبدیل dq به abc می‌شود. برای تبدیل از تبدیل پارک استفاده می‌شود که به موقعیت الکتریکی ماشین بستگی دارد، به همین دلیل از تتا (موقعیت الکتریکی ماشین) فیدبک گرفته می‌شود. که در نهایت

^۱ Decoupling

خروجی به ما یک مقدار مرجع می‌دهد که توسط مرحله بعد برای سوئیچینگ استفاده می‌شود و فرمان سوئیچینگ را برای گیت‌ها می‌سازد.

۵-۲. ساختار کنترل مبدل سمت شبکه

شکل (۵-۳) شما تیک کلی مدار کنترلی اینورتر سمت شبکه را نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل (۵-۳) مشاهده می‌شود، این قسمت دارای ۴ ورودی که شامل ولتاژ لینک DC و جریان‌های کشیده شده توسط بار غیرخطی و ولتاژ و جریان نقطه PCC (در صورت وقوع خطای ولتاژی، DG خطا رو رفع کند) است.

روش کنترلی در این قسمت نیز مشابه با مبدل سمت ژنراتور بر اساس محور قالب d و q است. بر اساس شماتیک اصلی مدار شبیه‌سازی شده در فضای سیمولینک/متلب که در شکل (۴-۱) نشان داده شده است، بعد از لینک DC اینورتر سه فاز مورد نظر قرار گرفته است که در نقطه pcc توسط اندوکتانس و مقاومت مربوط به فیلتر سمت شبکه به هم متصل می‌باشند. هدف اصلی این مدار کنترلی تزریق توان اکتیو به شبکه با ثابت نگه‌داشتن ولتاژ لینک DC و کنترل توان راکتیو و بهبود ولتاژ شبکه در لحظه تغییرات ولتاژ است [۴۷].

۵-۲-۱. محاسبه‌ی مرجع جریان برای تزریق توان اکتیو بار در نقطه PCC

طبق روابط زیر توان ظاهری بار بیان می‌گردد:

$$S_L = P_L + jQ_L = VI_L^* = \frac{3}{2}(v_d + jv_q)(i_{ld} - ji_{lq}) \quad (۷-۵)$$

$$S_L = \frac{3}{2}[(v_d i_{ld} + v_q i_{lq}) + j(v_q i_{ld} - v_d i_{lq})] \quad (۸-۵)$$

$$P_L = \frac{3}{2}(v_d i_{ld} + v_q i_{lq}) \quad (۹-۵)$$

$$Q_L = \frac{3}{2}(v_q i_{ld} - v_d i_{lq}) \quad (10-5)$$

حال با فرض صفر بودن مؤلفه عرضی ولتاژ ($v_q = 0$)، توان حقیقی بار تنها تابعی از جریان محور d و توان راکتیو بار تنها تابعی از جریان محور q خواهد شد. با توجه به روابط مربوط به توان مؤلفه طولی مرجع جریان برای تولید کردن جریان مربوط به توان اکتیو در فرکانس اصلی از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$I_{cd}^* = \frac{2 P_{ref}}{3 v_d} \quad (11-5)$$

که در رابطه (11-5) I_{cd}^* مرجع جریان محور طولی در فرکانس اصلی شبکه ($f = 50^{Hz}$)، v_d ولتاژ تنظیم‌شده در محور طولی نقطه PCC و P_{ref} مقدار حداکثر توان مبدل منبع ولتاژی در فرکانس اصلی می‌باشند. به دلیل محدودیت توان خروجی مبدل منبع ولتاژی، جریان مرجع نیز باید محدود شود. محاسبه مقدار جریان مرجع مؤلفه طولی DG بر اساس روش پیشنهاد شده این امکان را به وجود خواهد آورد که در شرایط گوناگون با تنظیم P_{ref} ، حداکثر مقدار توان حقیقی توسط DG به شبکه تزریق گردد. البته این نکته هم باید متذکر شد که مقدار P_{ref} به ظرفیت DG ، ظرفیت الکترونیک قدرت مربوط به تجهیزات و ترانسفورمرها بستگی دارد [47].

۵-۲-۲. محاسبه‌ی مؤلفه‌های هارمونیک جریان مرجع در راستای محور طولی (d -axis)

همان‌طور که قبلاً اشاره شد در دستگاه قاب مرجع دو فاز گردان dq ، مؤلفه اصلی جریان مرجع به‌عنوان یک مؤلفه dc در نظر گرفته می‌شوند و با استفاده از فیلترهای بالاگذر^۱ (HPF) می‌توان مؤلفه‌های هارمونیک جریان بار را استخراج نمود. اما این روش به دلیل ایجاد تأخیر زیاد در هنگام

^۱ High Pass Filter

استفاده از سیستم‌های دیجیتالی مورد قبول نیست. برای کمتر شدن اثر پاسخ فاز فیلتر بالاگذر، به کمک یک فیلتر پایین گذر^۱ (LPF)، حداقل فاز فیلتر بالاگذر به دست می‌آید که تابع تبدیل این فیلتر پایین گذر دارای فرکانس قطع به اندازه فیلتر بالاگذر می‌باشد. اگر مقدار DC از آن کم شود در نهایت فرکانس‌های بالا را می‌دهد. بنابراین، فیلتر بالاگذر با حداقل فاز توسط اختلاف بین سیگنال ورودی و عدد یک که برابر است با $H_{MPHF}(s) = 1 - H_{LPF}(s)$ می‌تواند به سادگی حاصل شود. برای این روش فرکانس قطع ($f_c = (f/2)(f = 50Hz)$) در فیلتر مورد نظر به کار رفته است که می‌تواند مؤلفه DC جریان بار غیرخطی را به دست آورد. بنابراین، می‌توان i_{ld} را از رابطه زیر استخراج نمود:

$$i_{ld} = \tilde{i}_{ld} + I_{ld} \quad (۱۲-۵)$$

که در رابطه (۱۲-۵)، I_{ld} مؤلفه DC جریان بار وابسته به هارمونیک اصلی جریان بار است و \tilde{i}_{ld} مؤلفه متناوب جریان بار در راستای محور d است که از طرفی مربوط به مؤلفه‌های هارمونیکی بار می‌باشد. به منظور استفاده از واحد DG در نقش یک مولد توان حقیقی، مؤلفه‌های هارمونیکی غیرخطی جریان بار باید تغذیه گردند. برای انجام این هدف، مؤلفه مرجع جریان غیرخطی محور d به وسیله مجموع جریان‌های رابطه (۱۱-۵) و بخش‌های متناوب جریان بار مطابق رابطه (۱۲-۵) حاصل می‌گردد:

$$i_{cd}^* = \tilde{i}_{ld} + I_{cd}^* \quad (۱۳-۵)$$

^۱ Low Pass Filter

۵-۲-۳. محاسبه‌ی مرجع جریان برای تغذیه توان راکتیو بار

همان طور که قبلاً اشاره شد، مؤلفه عرضی جریان بار نماینده تقاضای توان راکتیو بار (طبق رابطه (۵-۱۰)) است. به منظور جبران توان راکتیو بار، منبع DG باید جریان محور عرضی (i_{lq}) را برابر با مقدار مورد نیاز توان راکتیو تعیین کند. برای رسیدن به این هدف، مطابق رابطه (۵-۱۴) مؤلفه محور q جریان DG باید با مؤلفه عرضی جریان بار مساوی قرار داده شوند:

$$i_{cq}^* = i_{lq} \quad (۵-۱۴)$$

که در این رابطه i_{cq}^* مرجع جریان مؤلفه عرضی DG می‌باشد. در نهایت با توجه به موارد گفته شده، جریان راکتیو بار و مؤلفه‌های عرضی جریان باید جبران شوند.

۵-۲-۴. روش کنترل جریان برای مدل پیشنهادی

معادلات مربوط به ولتاژ و جریان این قسمت با توجه به فیلتر، ولتاژ شبکه و ولتاژ اینورتر به صورت تعمیم یافته به صورت معادله (۵-۱۵)، در محور مرجع dq است، که در این معادله ω_s فرکانس زاویه‌ای ولتاژ شبکه و R_f و L_f به ترتیب مقاومت و اندوکتانس فیلتر سمت شبکه می‌باشد و ولتاژهای مربوطه در نقطه PCC و خروجی اینورتر به ترتیب v_d ، v_q ، v_{d1} ، v_{q1} هستند. همچنین i_d و i_q جریان محورهای dq بین شبکه سه فاز و اینورتر هستند.

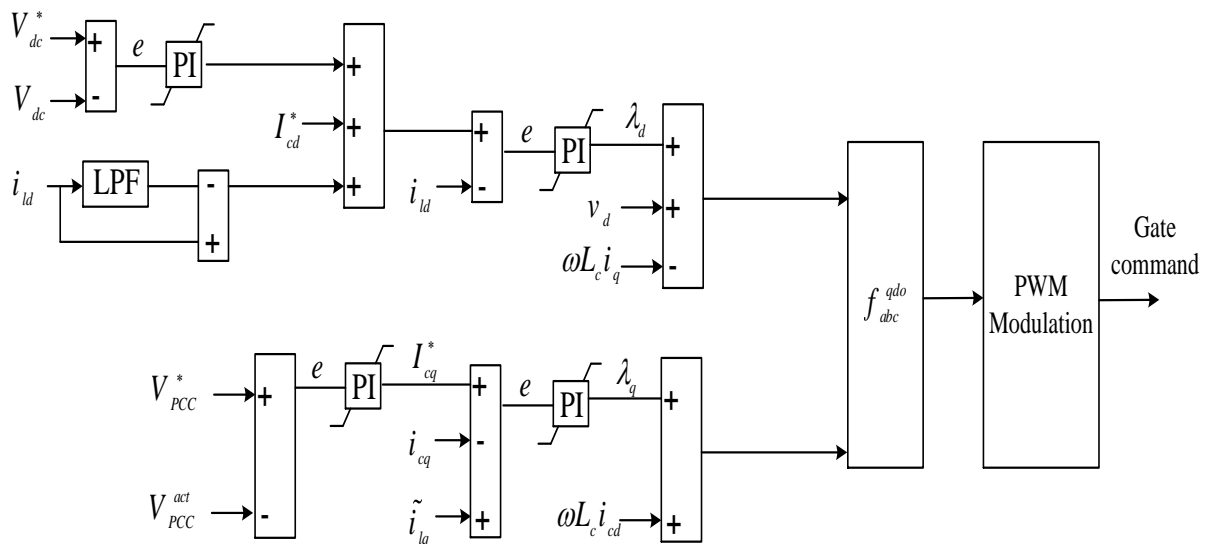
$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = R_f \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_s L_f \begin{bmatrix} -i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (۵-۱۵)$$

$$\begin{cases} v_{d1} = R_f i_{gd} + L_f \frac{di_{gd}}{dt} - \omega_s L_f i_{gq} + v_d \\ v_{q1} = R_f i_{gq} + L_f \frac{di_{gq}}{dt} + \omega_s L_f i_{gd} + v_q \end{cases} \quad (۵-۱۶)$$

$$p(t) = v_d i_d + v_q i_q = v_d i_d \quad (17-5)$$

$$q(t) = v_q i_d - v_d i_q = -v_d i_q \quad (18-5)$$

با توجه معادلات توان P و Q در دستگاه dqo ، مشاهده می‌شود که i_d نماینده توان اکتیو مبدل سمت شبکه و i_q نماینده توان راکتیو است. همچنین به دلیل رابطه‌ی مستقیم ولتاژ لینک DC با جریان محور d مبدل سمت شبکه، مبدل سمت شبکه باید توانایی حفظ ولتاژ لینک DC در محدوده مجاز کارکرد مبدل را داشته باشد.



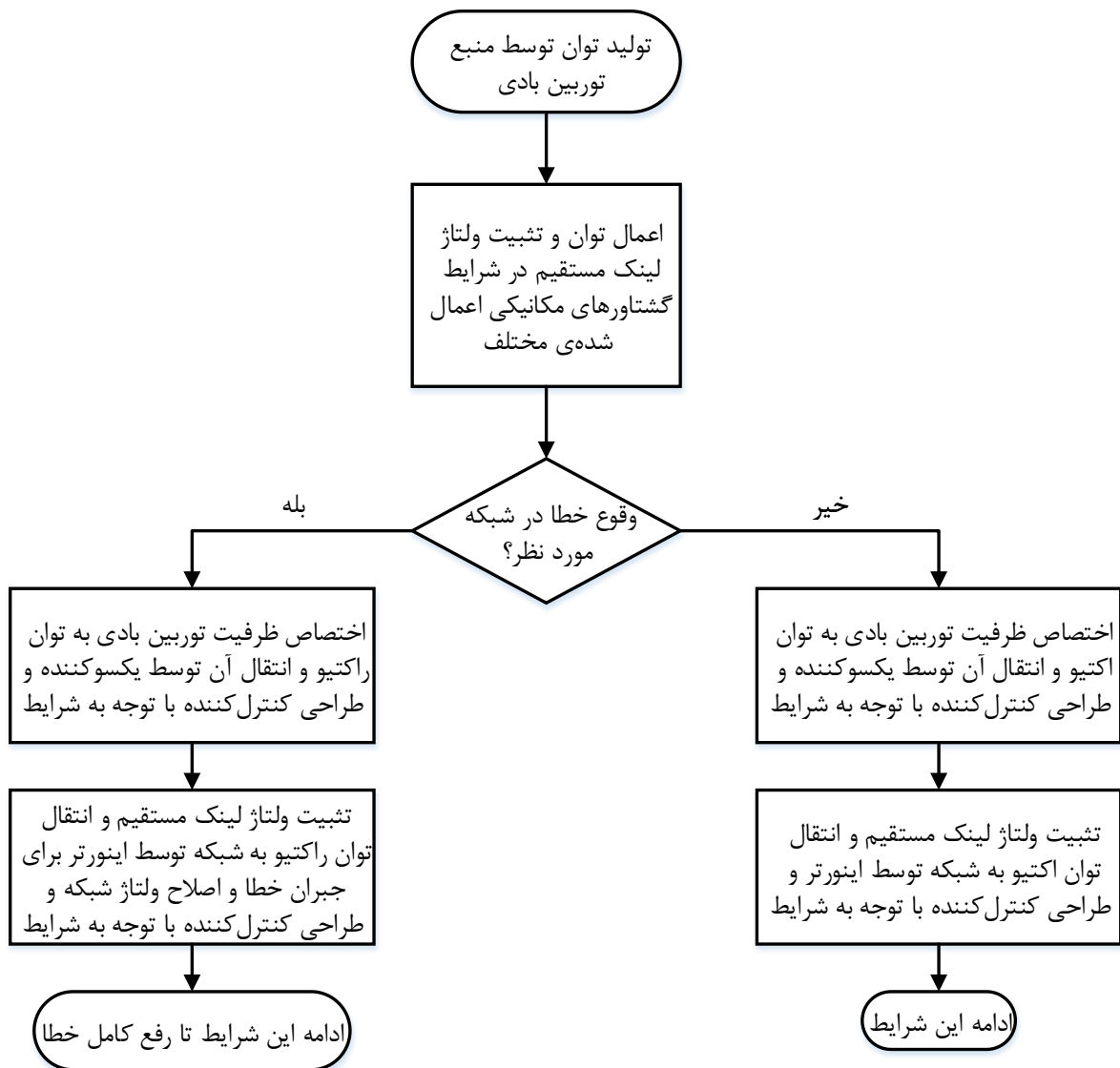
شکل ۵-۳. دیاگرام کنترلر سمت شبکه

در روش این سیستم کنترلی، همان‌طور که در شکل (۳-۵) مشاهده می‌شود، محور d بر اساس معادله (۱۷-۵) مسئول تولید توان اکتیو و کنترل و تثبیت ولتاژ لینک DC است و محور q بر اساس معادله (۱۸-۵) مسئول تنظیم ولتاژ نقطه PCC و توان راکتیو می‌باشد.

حلقه مدار پایینی مربوط به سمت q و توان اکتیو است و حلقه مدار بالایی مربوط به سمت d و توان اکتیو است. علاوه بر این هارمونیک‌های فرکانس بالایی را که بار غیرخطی نیاز دارد را باید تولید کرده و به جفت محورها اضافه شود. قسمت‌های وابسته مربوط به مدار مجزاساز است.

در حلقه مدار مربوط به محور d ، برای ثابت نگه‌داشتن ولتاژ لینک DC و تزریق توان اکتیو، پس از مقایسه ولتاژ لینک DC با مقدار مرجع ثابت آن، به صورت یک ورودی کنترلر PI درمی‌آید و با گذشتن از کنترلر باعث صفر شدن خطای ولتاژ لینک DC می‌شود. سپس در ادامه، مقدار جریان i_d مرجع توسط خروجی این کنترلر به دست می‌آید. در نهایت پس از مقایسه شدن مرجع ساخته شده با جریان محور d شبکه، از کنترل کننده PI می‌گذرد و v_d را تولید می‌کند. در قسمت بعدی به وسیله‌ی مدار مجزاساز طبق رابطه (۵-۱۶) با v_d شبکه (نقطه PCC) جمع می‌شود و پس کم شدن از اثر متقابل محور q ، در نهایت v_{d1} را می‌سازد. در قسمت پایینی نیز، همان‌طور که قبلاً اشاره شد به دلیل به وجود آمدن مشکل تأخیر فاز زیاد فیلتر بالا گذر از فیلتر پایین گذر استفاده شده است.

در حلقه مدار مربوط به محور d ، برای این قسمت طبق مواردی که قبلاً اشاره شده، پس از مقایسه ولتاژ نقطه PCC با مقدار مرجع به صورت یک ورودی کنترلر PI درمی‌آید و با گذشتن از کنترلر مقدار i_q مرجع را تولید می‌کند. در ادامه این مقدار i_q مرجع با مقدار i_q شبکه مقایسه و دوباره از یک کنترلر PI عبور داده می‌شود. در قسمت بعدی به وسیله‌ی مدار مجزاساز طبق رابطه (۵-۱۶) با اثر متقابل محور d جمع و در نهایت v_{q1} خروجی مدار کنترلی اینورتر را می‌سازد [۴۷، ۴۸]. در نهایت با توجه به طراحی کنترل کننده‌های هر قسمت و فرایند کنترلی در شرایط مختلف، فلوچارت زیر بیانگر حالت کلی سیستم شبیه سازی شده‌ی مورد نظر است:



شکل ۵-۴. فلوجارت سیستم به کار گرفته شده

فصل ششم

تحلیل نتایج و شبیه‌سازی در حالات مختلف

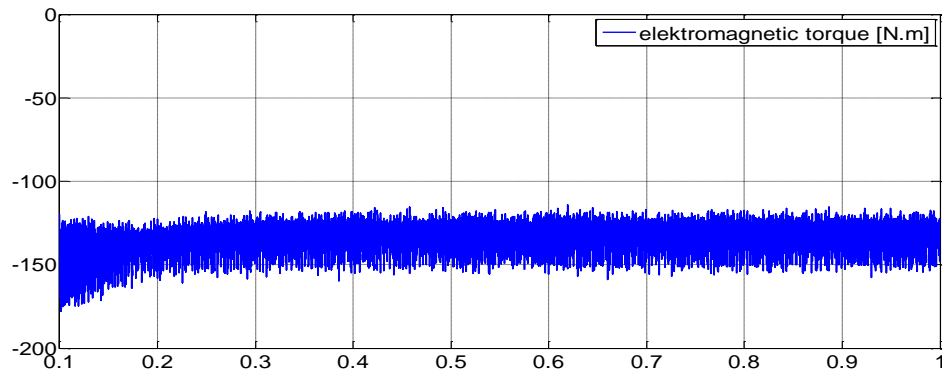
۱-۶. بررسی رفتار مبدل سمت ژنراتور در شرایط بهره برداری نامی

در این بخش به بررسی و تحلیل نتایج مربوط به مبدل سمت ژنراتور پرداخته می‌شود. جدول (۶-۱) اطلاعات و داده‌های مربوط به شبکه‌ی شبیه‌سازی شده را نشان می‌دهد که برای پارامترهای این جدول، داده‌ها از [۴۷، ۴۶] الهام گرفته شده‌اند. برای بررسی رفتار مبدل سمت ژنراتور ابتدا یک گشتاور مکانیکی معادل ۱۳۲/۶۲- نیوتون متر بر ژنراتور مغناطیس دائم اعمال می‌شود. در این شرایط شکل (۱-۶) گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی ژنراتور *PMSG* را نمایش می‌دهد. علت وجود ریبیل فرکانس بالا در شکل موج (۱-۶) را می‌توان در هارمونیک بودن جریان جاری شده در سیم‌پیچ‌های آرمیچر ماشین دانست. علت وجود این هارمونیک‌های زمانی پدید آمدن ولتاژ سوئیچینگ در ترمینال ماشین توسط مبدل سمت ژنراتور می‌باشد.

جدول ۱-۶. اطلاعات و داده‌های مربوط به شبکه‌ی شبیه‌سازی شده

<i>Parameter</i>	<i>Value</i>
<i>Grid voltage (V_s)</i>	<i>20000 V</i>
<i>Line resistance (R_s)</i>	<i>0.9 Ω</i>
<i>Line inductance (L_s)</i>	<i>4.6 mH</i>
<i>dc-link voltage set-point (V_{dc})</i>	<i>800 V</i>
<i>dc-link capacitor C</i>	<i>6500 μF</i>
<i>Fundamental frequency</i>	<i>50 Hz</i>
<i>Switching/Sampling frequency</i>	<i>10 kHz</i>
<i>filtering resistance (R_f)</i>	<i>0.1 Ω</i>
<i>filtering inductance (L_f)</i>	<i>1.5 mH</i>
<i>Non-linear load resistance (R_l)</i>	<i>4 Ω</i>
<i>Non-linear load inductance (L_l)</i>	<i>10 mH</i>
<i>Rotor speed</i>	<i>314 rad/s</i>

<i>Back EMF waveform</i>	<i>Sinusoidal</i>
<i>Rotor type</i>	<i>Round</i>
<i>Mechanical input</i>	<i>Torque T_m</i>
<i>Stator phase resistance R_s (ohm)</i>	<i>0.014 Ω</i>
<i>Armature inductance (H)</i>	<i>0.000835 H</i>

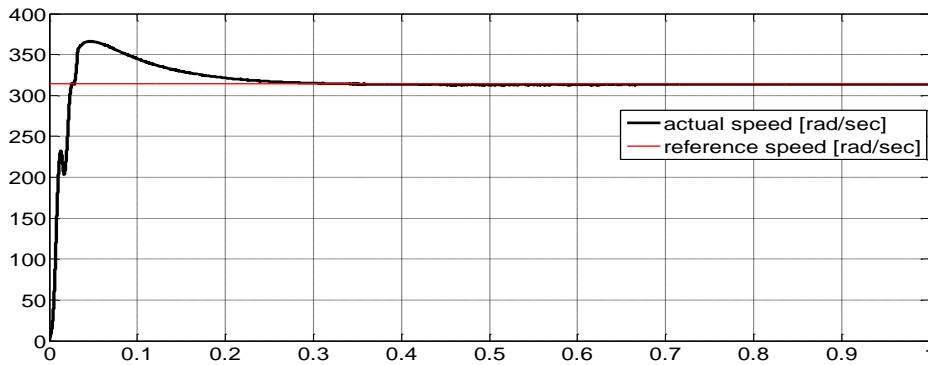


شکل ۶-۱. گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی *PMSG* در شرایط نامی

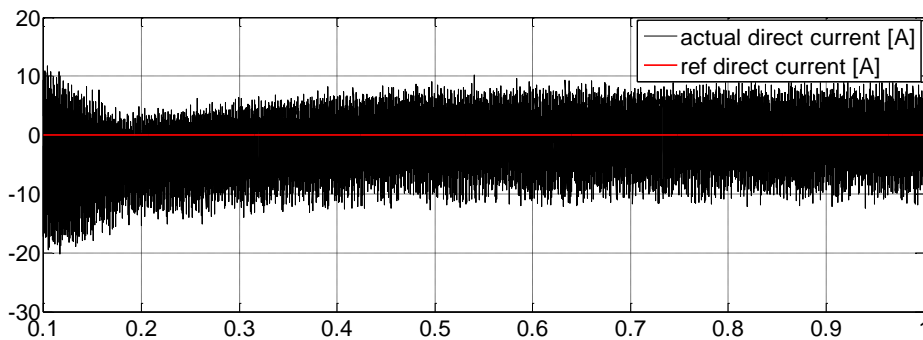
با دقت در شکل (۶-۱) می‌توان دریافت با اعمال گشتاور نامی به ژنراتور، ماشین پس از گذشت یک ثابت زمانی کوتاهی به شرایط سنکرون می‌رسد. این موضوع همچنین از شکل (۶-۲) نیز قابل درک است. در واقع در این شکل سرعت‌های واقعی و مرجع ژنراتور نمایش داده شده است. با مشاهده این گراف می‌توان دریافت که کنترل کننده سرعت ژنراتور به نحو مطلوبی سرعت محور را در مقدار نامی تثبیت کرده است.

همچنین در شکل‌های (۶-۳) و (۶-۴) رفتار کنترل کننده مبدل سمت ژنراتور به وضوح قابل مشاهده است. در این شکل‌ها به ترتیب جریان‌های محورهای d و q به همراه مقادیر مرجع آنها نمایش داده شده است. با دقت در این شکل‌ها می‌توان دریافت که کنترل کننده سمت ژنراتور به نحو مطلوبی خواسته‌های کنترلی را برآورده ساخته است. در واقع این کنترل کننده با تنظیم جریان محور d روی مقدار صفر سبب عدم انتقال توان راکتیو جابجایی بین مبدل منبع ولتاژ و *PMSG* شده است. در

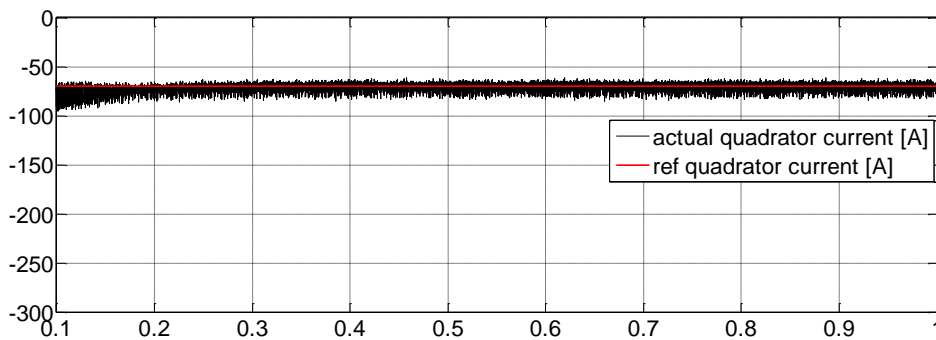
این شرایط طبق شکل (۴-۶) تمامی ظرفیت تولید توان ژنراتور با ضریب توان واحد به لینک DC تزریق شده است.



شکل ۲-۶. سرعت‌های نامی و واقعی ژنراتور PMSG در شرایط نامی



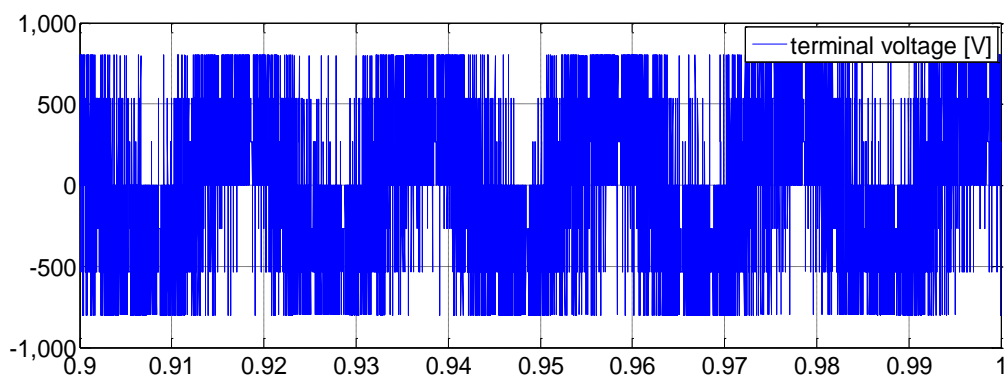
شکل ۳-۶. جریان‌های واقعی و مرجع محور d ژنراتور PMSG در شرایط نامی



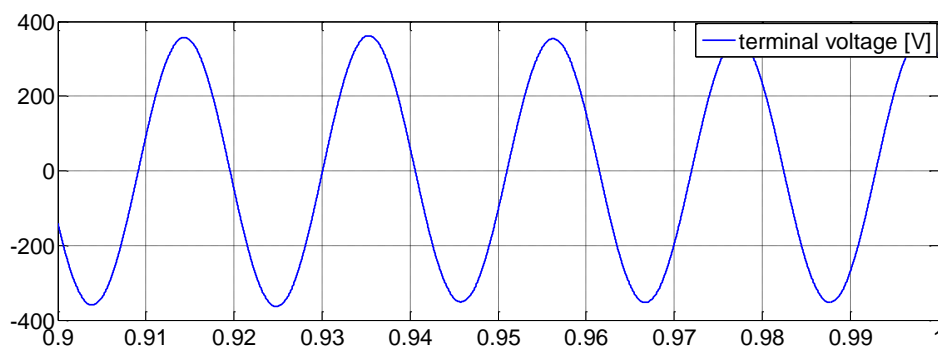
شکل ۴-۶. جریان‌های واقعی و مرجع محور q ژنراتور PMSG در شرایط نامی

برای روشن تر شدن موضوع در این قسمت نتایج مربوط به رفتار مبدل در در دستگاه ساکن abc نمایش داده می‌شود. در این راستا شکل موج (۵-۶)، ولتاژ لحظه‌ای ترمینال ژنراتور را نشان می‌دهد.

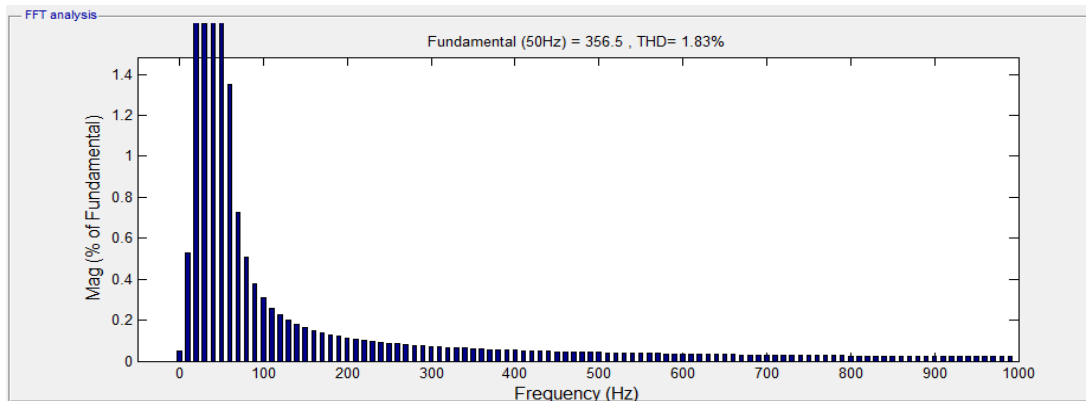
همانطور که قبلاً نیز بیان شد وجود هارمونیک‌های فرکانس بالا در این شکل موج ناشی از سوئیچ زنی کلیدهای قدرت مبدل سمت ژنراتور می‌باشد. شکل (۶-۶) نیز بیانگر ولتاژ لحظه‌ای فیلتر شده فاز a ژنراتور است. در این راستا شکل (۶-۷) توزیع هارمونیک‌های ولتاژ فاز a ژنراتور را برای فرکانس پایه نمایش می‌دهد. همانطور که در این شکل نشان داده شده است میزان THD ولتاژ ژنراتور حدود $1/83\%$ می‌باشد که برای ژنراتوری با L_d و L_q تعیین شده مقدار مطلوبی است. همچنین در شکل‌های (۶-۸) و (۶-۹) نیز جریان لحظه‌ای فاز a و توزیع هارمونیک‌های این پارامتر در فرکانس پایه ژنراتور نمایش داده شده است. با دقت در شکل (۶-۹) می‌توان دریافت که میزان THD جریان آرمیچر ژنراتور $PMSG$ حدود $3/31\%$ می‌باشد که دارای مقدار استاندارد و مطلوبی است. همانطور که از شکل (۶-۵) پیداست سهم عظیمی از هارمونیک‌های ولتاژ مبدل مربوط به فرکانس‌های بالا و مضارب فرکانس سوئیچینگ می‌باشد که مطابق شکل (۶-۸) توسط سلف موتور فیلتر می‌گردند.



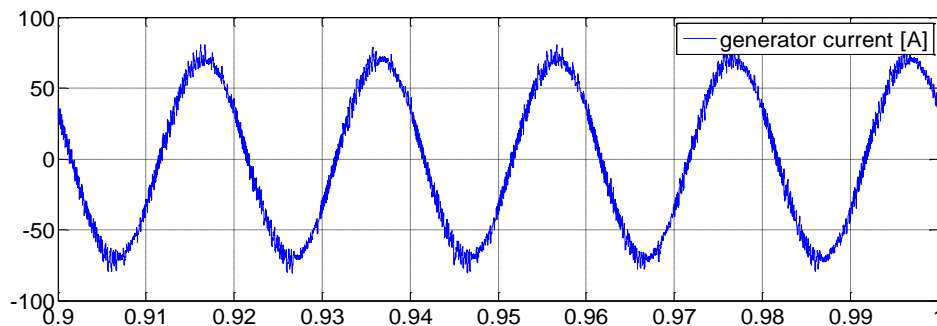
شکل ۶-۵. ولتاژ لحظه‌ای فاز a ژنراتور $PMSG$ در شرایط نامی



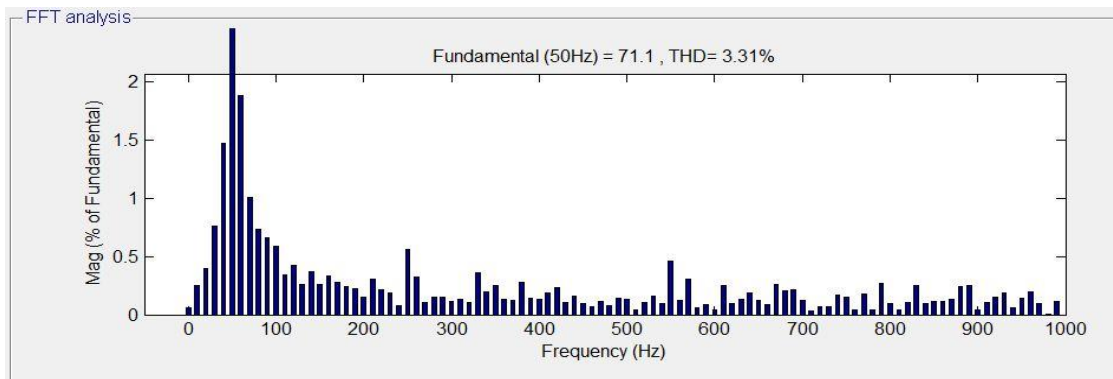
شکل ۶-۶. ولتاژ لحظه‌ای فیلتر شده فاز a ژنراتور $PMSG$ در شرایط نامی



شکل ۶-۷. توزیع هارمونیکی ولتاژ فاز a ژنراتور $PMSG$



شکل ۶-۸. جریان لحظه‌ای فاز a ژنراتور $PMSG$ در شرایط نامی

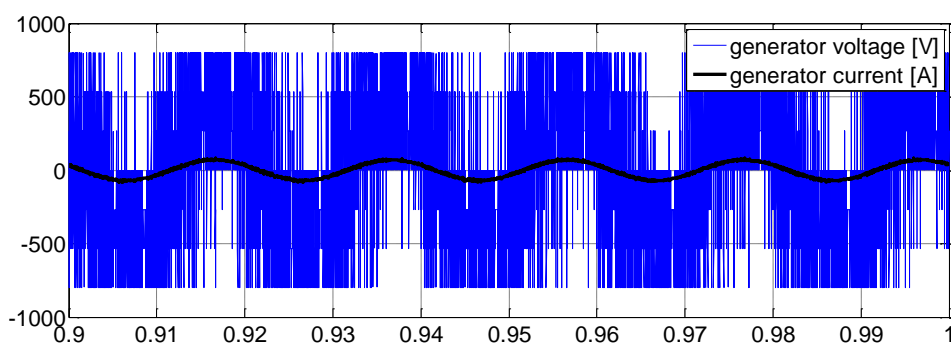


شکل ۶-۹. توزیع هارمونیکی جریان فاز a ژنراتور $PMSG$

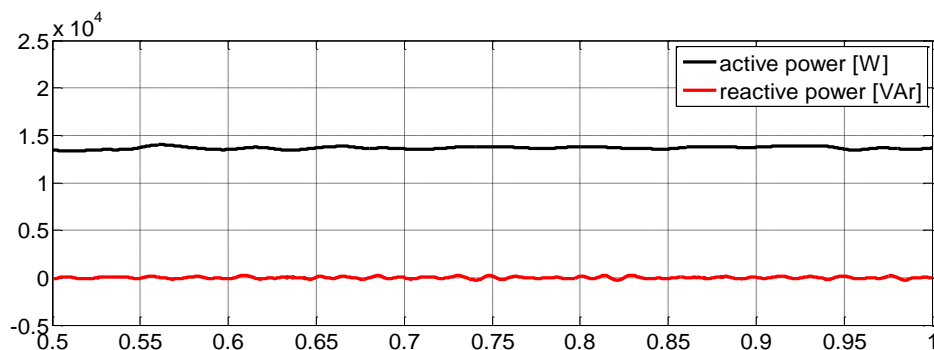
در ادامه در شکل (۶-۱۰) شکل موج‌های مربوط به ولتاژ و جریان فاز a ژنراتور در یک گراف نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که شکل موج‌های هارمونیک اصلی این دو پارامتر با هم کاملاً هم فاز بوده و از ژنراتور در شرایط ضریب توان واحد بهره برداری می‌شود. همچنین این موضوع به وضوح در شکل (۶-۱۱) نیز نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که

در شرایط نامی ژنراتور توان تقریبی ۱۳/۵ کیلو وات در هر فاز و در مجموع ۴۱ کیلو وات سه فاز را به ولتاژ لینک DC تحویل داده و میزان توان راکتیو جابجایی برابر صفر است.

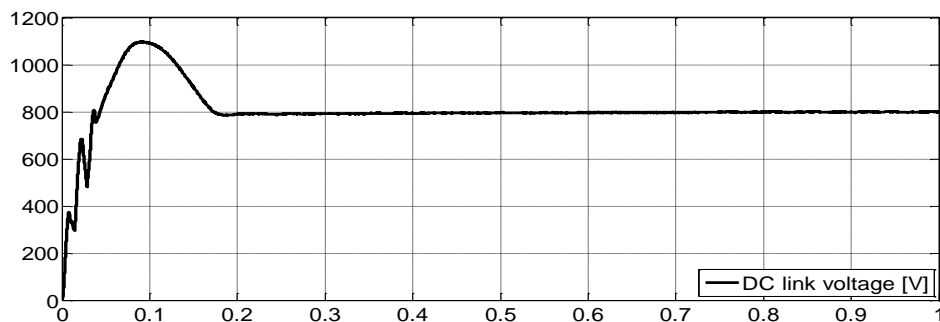
در انتها نیز در شکل (۶-۱۲) ولتاژ لینک DC تولید شده توسط مبدل سمت ژنراتور نمایش داده شده است. باید توجه داشت که طبق روش کنترلی ارائه شده در فصل پنجم، کنترل ولتاژ لینک DC به عهده مبدل سمت شبکه می‌باشد.



شکل ۶-۱۰. جریان و ولتاژ لحظه‌ای فاز *a* ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی با ضریب توان واحد



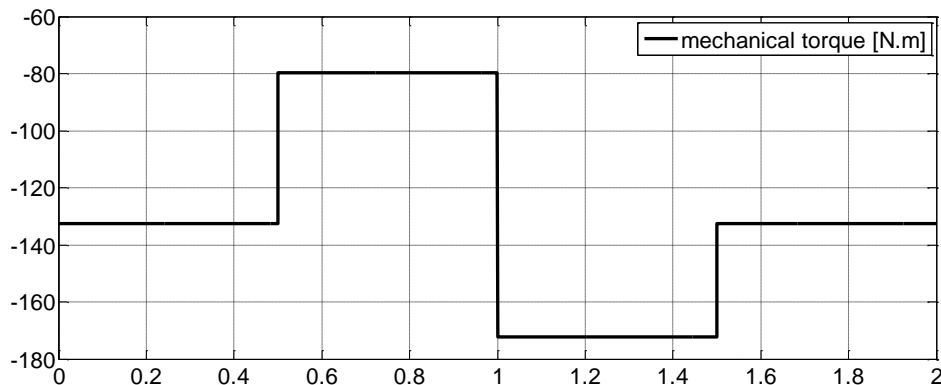
شکل ۶-۱۱. توان‌های حقیقی و راکتیو ژنراتور *PMSG* در شرایط نامی با ضریب توان واحد



شکل ۶-۱۲. ولتاژ لینک DC تولیدی توسط مبدل سمت ژنراتور

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

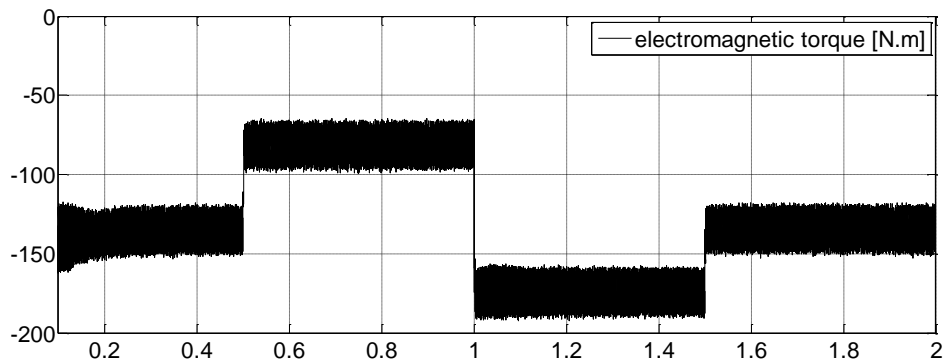
برای بررسی بهتر رفتار مبدل سمت ژنراتور، در این قسمت فرض می‌شود که تغییرات سرعت باد منجر به تغییر در گشتاور مکانیکی محور گردد. در این شرایط یک کنترل‌کننده مطلوب قادر خواهد بود که در صورت تغییر در نقطه کار سیستم، مجدداً توابع هدف مورد نظر را برآورده سازد. برای بررسی بهتر این موضوع گشتاور مکانیکی معادل با شکل (۶-۱۳) به ژنراتور اعمال می‌گردد. با دقت در این شکل می‌توان گفت که تا زمان ۰/۵ ثانیه پس از راه‌اندازی DG گشتاور مکانیکی محور معادل با مقدار نامی بوده و از زمان ۰/۵ تا ۱ ثانیه گشتاور محرک به ۰/۶ مقدار نامی کاهش می‌یابد. در زمان ۱ ثانیه گشتاور محرک به ۱/۳ مقدار نامی افزایش یافته و بالاخره در زمان ۱/۵ ثانیه مجدداً گشتاور معادل با مقدار نامی به ژنراتور اعمال می‌گردد.



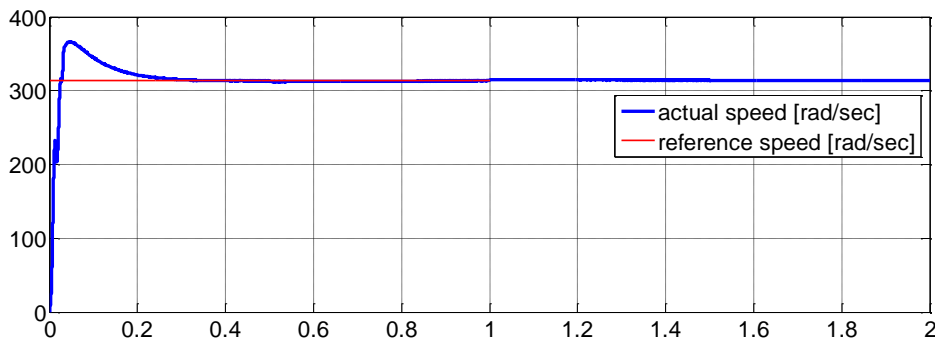
شکل ۶-۱۳. گشتاور مکانیکی محور اعمالی به ژنراتور

با توجه به نحوه بیان شده برای اجرای شبیه‌سازی، شکل (۶-۱۴) 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 به خوبی شرایط سنکرونیسم خود را حفظ کرده و مقدار توان ورودی را به ترمینال خود انتقال می‌دهد. همچنین در شکل (۶-۱۵) 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 به وجود نیاورده و

سیستم کنترلی به نحوه 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.



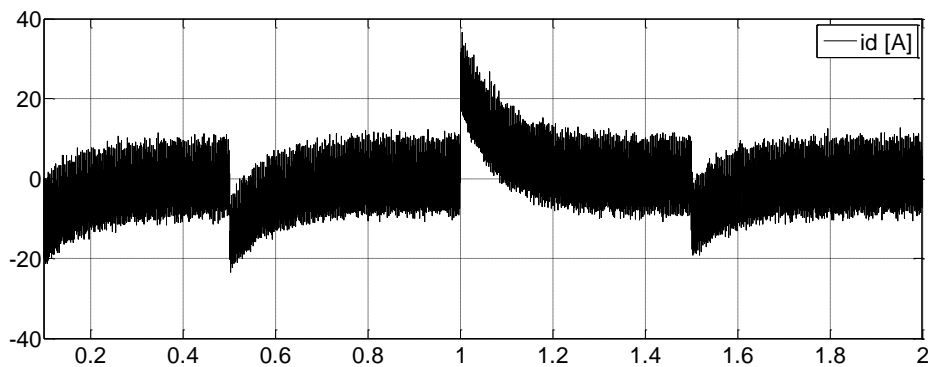
شکل ۶-۱۴. گشتاور الکترومغناطیسی تولیدی $PMSG$



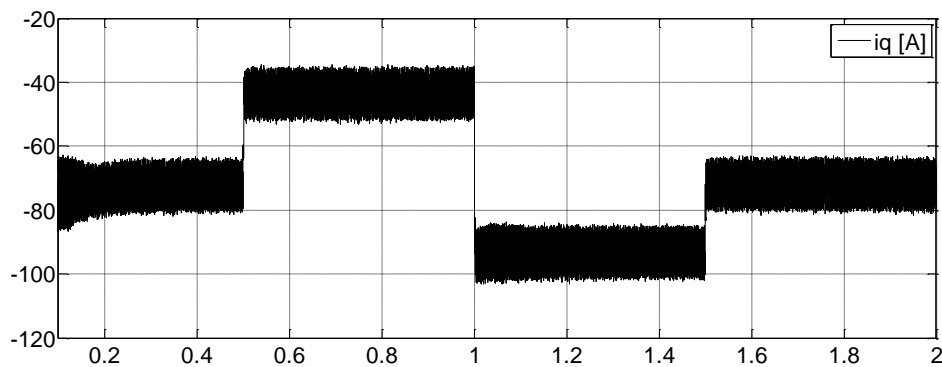
شکل ۶-۱۵. سرعت محور ژنراتور $PMSG$

عملکرد مطلوب کنترل‌کننده سمت ژنراتور را همچنین می‌توان از بررسی شکل‌های (۶-۱۶) تا (۶-۲۰) دریافت. در شکل‌های (۶-۱۶) و (۶-۱۷) 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 (۶-۱۸) و (۶-۱۹) که به ترتیب اختلاف فاز ولتاژ و جریان ژنراتور را در گشتاور نامی $0/6$ و $1/3$ پریونیت نمایش می‌دهد، ضریب قدرت ژنراتور

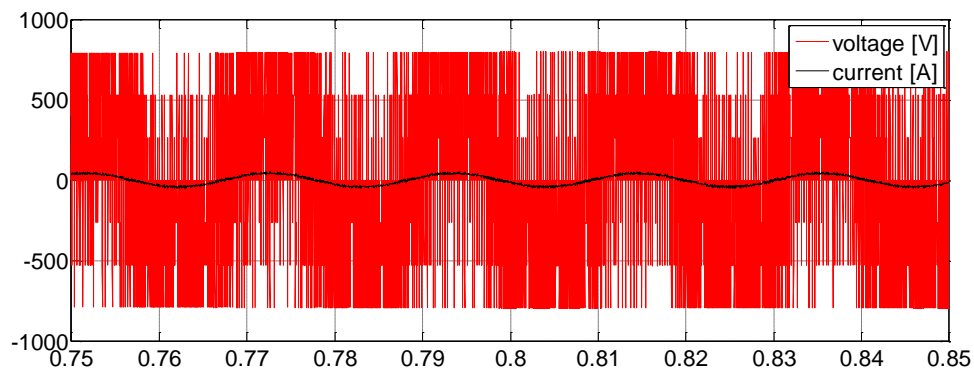
همواره در مقدار واحد تثبیت شده است. در ادامه به عنوان یک نتیجه تکمیلی گراف مربوط به توان اکتیو و راکتیو انتقالی DG به لینک DC برای یک فاز در شکل (۶-۲۰) نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که سیستم کنترلی همواره حداکثر ظرفیت توان باد را به لینک DC انتقال می‌دهد.



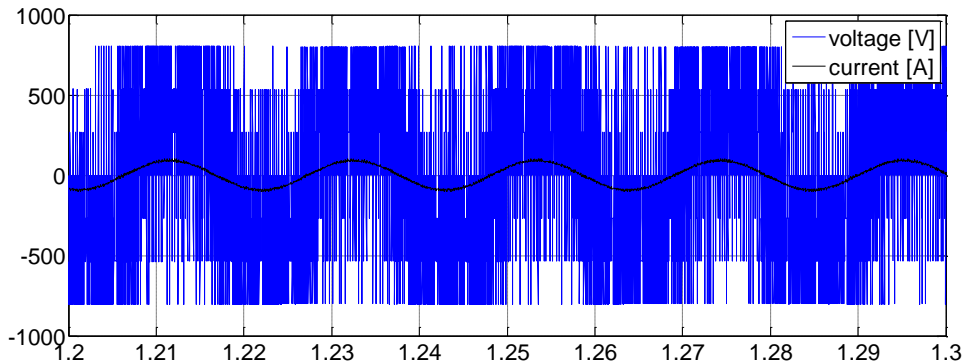
شکل ۶-۱۶. جریان محور d ژنراتور $PMSG$



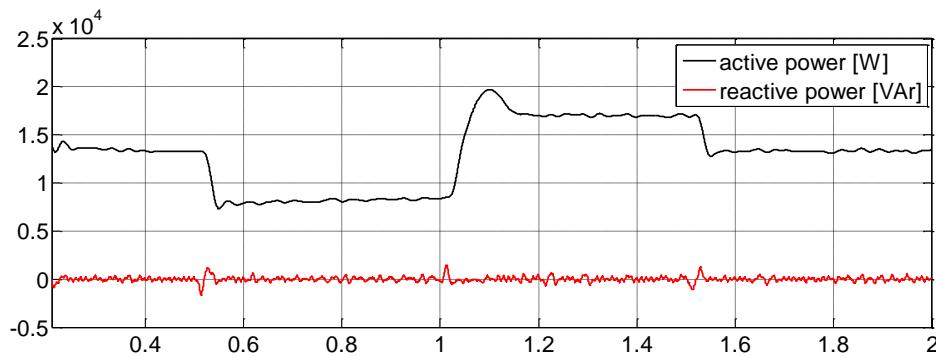
شکل ۶-۱۷. جریان محور q ژنراتور $PMSG$



شکل ۶-۱۸. مولفه‌های لحظه‌ای ولتاژ و جریان فاز a به ازای گشتاور محرک $0/6$ مقدار نامی

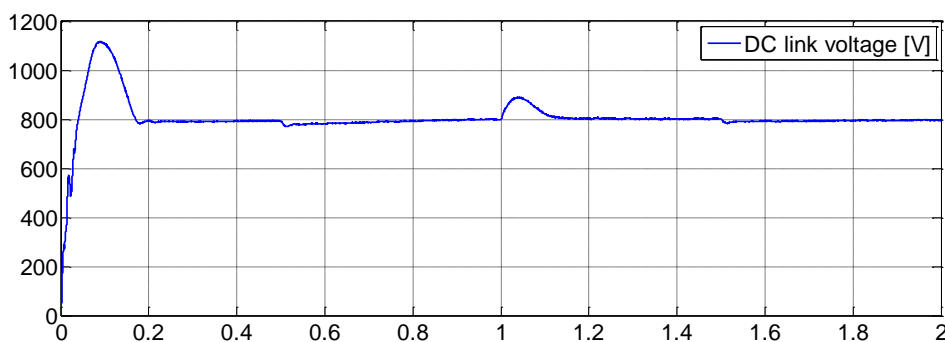


شکل ۶-۱۹. مولفه‌های لحظه‌ای ولتاژ و جریان فاز a به ازای گشتاور محرک $1/3$ مقدار نامی



شکل ۶-۲۰. توان‌های حقیقی و راکتیو ژنراتور *PMSG* در شرایط تغییرات گشتاور اعمالی

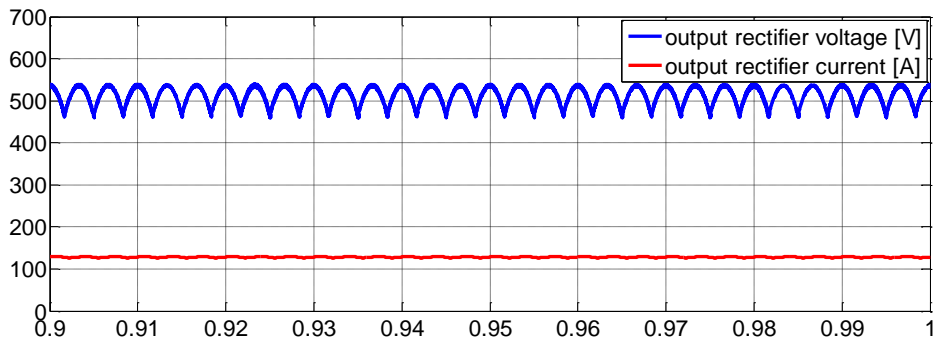
در انتها نیز در شکل (۶-۲۱)، ولتاژ لینک DC در اثر تغییرات گشتاور مکانیکی ورودی نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که تغییرات گشتاور ورودی اثر نامطلوبی را بر کنترل مبدل سمت شبکه نگذاشته و این کنترل‌کننده نسبت به این عدم قطعیت مقاوم است.



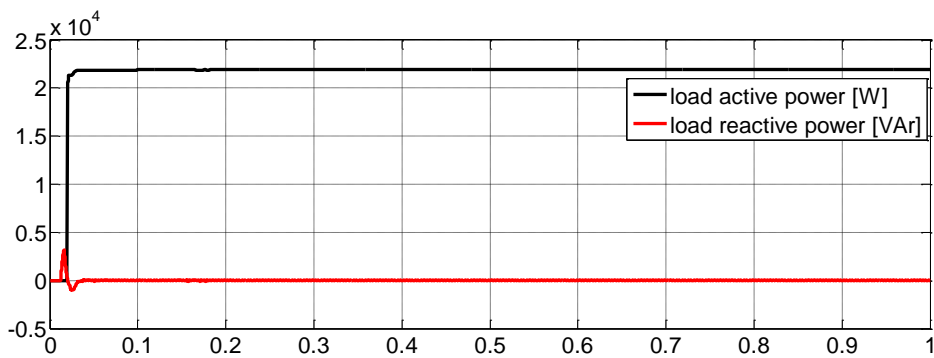
شکل ۶-۲۱. ولتاژ لینک DC تولیدی توسط مبدل سمت ژنراتور در شرایط تغییرات گشتاور محور

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

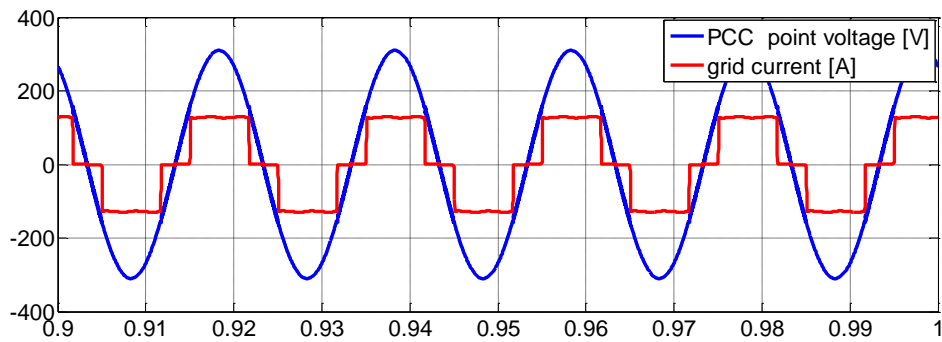
در این قسمت عملکرد کلی سیستم مورد مطالعه با کنترل‌کننده معرفی شده در فصل قبل مورد بررسی قرار می‌گیرد. فرض کنید که یک بار غیرخطی شامل یک پل سه فاز ترستوری برای تغذیه بار RL با مقادیر مشخص شده در جدول (۶-۱) به نقطه PCC متصل باشد. در وهله اول فرض شود که DG به نقطه PCC متصل نبوده و تنها شبکه بار غیرخطی را 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، یکسوکنده ولتاژ و جریان یکسوشده‌ای را مطابق شکل (۶-۲۲) به بار خروجی تحویل می‌دهد. شکل (۶-۲۳) نیز توان‌های اکتیو و راکتیو دریافتی توسط یکسوکنده را نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل مشخص است که یکسوکنده توان ۲۲ کیلو وات در هر فاز و ۶۶ کیلو وات سه فاز 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 (۶-۲۴) شکل موج‌های ولتاژ و جریان شبکه را در حالت عدم اتصال DG به نقطه PCC نمایش می‌دهد. با توجه 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 ۳۰/۳۴٪ مطابق شکل (۶-۲۵) 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.



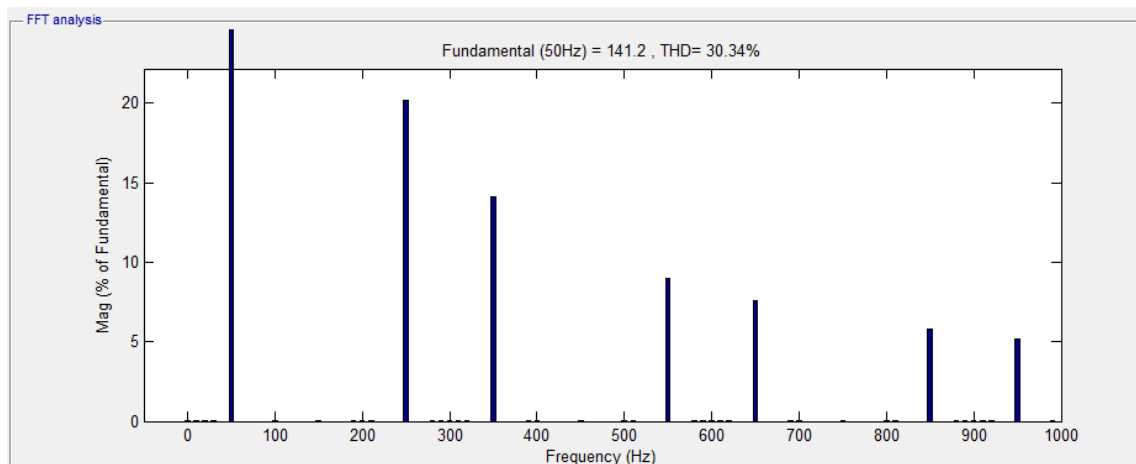
شکل ۶-۲۲. ولتاژ جریان یکسوسوده توسط یکسوکندنه تریستوری



شکل ۶-۲۳. توان‌های اکتیو و راکتیو جذب شده توسط یکسوکندنه از شبکه قدرت

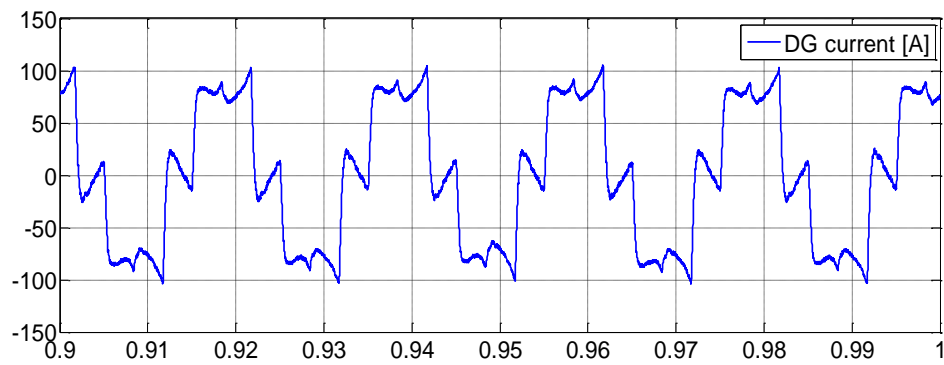


شکل ۶-۲۴. شکل موج‌های ولتاژ و جریان کشیده شده از شبکه در حالت عدم اتصال DG در نقطه PCC

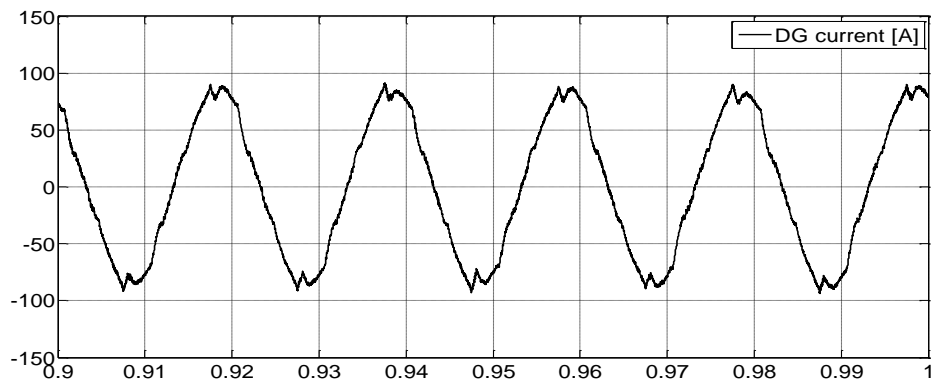


شکل ۶-۲۵. توزیع هارمونیکی جریان کشیده شده از شبکه در حالت عدم اتصال *DG* در نقطه *PCC*

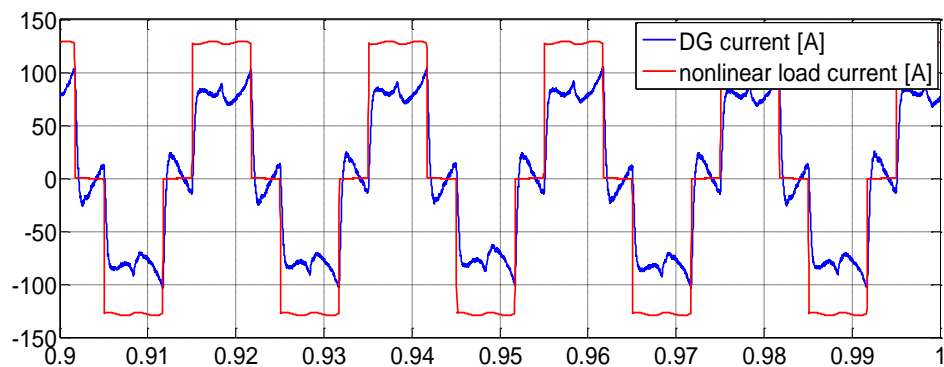
روش و اساس فیلترینگ جریان بار غیرخطی شبکه توسط *DG* در فصل پنجم ارائه شد. در واقع یکی از اهداف پیاده‌سازی این سیستم کنترلی تزریق هارمونیک‌های جریان فرکانس پایین توسط *DG* در نقطه *PCC* بوده است. به بیان ساده سیستم کنترلی به نحوی پیاده‌سازی شده است که با نمونه‌برداری از جریان بار غیرخطی، *DG* هارمونیک‌های 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 (۶-۲۶) جریان تزریقی *DG* به نقطه *PCC* را نمایش می‌دهد. علت وجود فرکانس‌های پایین در شکل موج این جریان تزریق مولفه‌های هارمونیکی جریان بار غیرخطی به نقطه *PCC* می‌باشد؛ در صورتی که به دلیل حذف بار غیرخطی و عدم وجود فرکانس‌های پایین در شکل (۶-۲۷)، شکل موج جریان به صورت نسبتاً سینوسی است. شکل (۶-۲۸) جریان‌های بار غیرخطی و جریان *DG* را در یک گراف نمایش می‌دهد.



شکل ۶-۲۶. جریان تزریقی DG به نقطه PCC برای بار غیرخطی

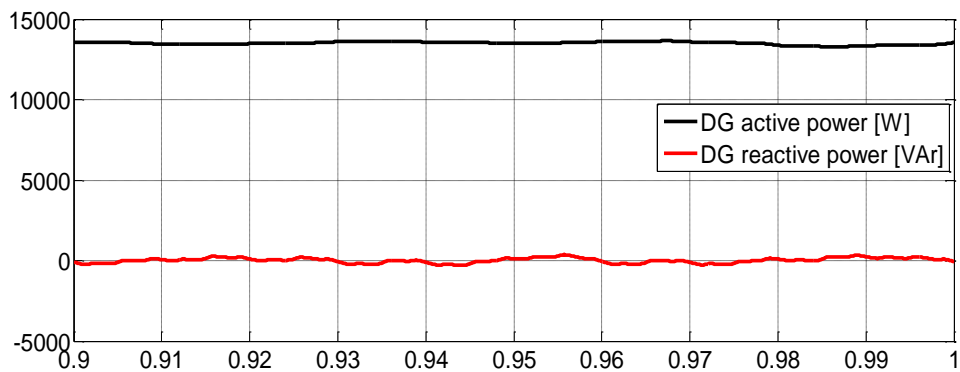


شکل ۶-۲۷. جریان تزریقی DG به نقطه PCC برای بار خطی



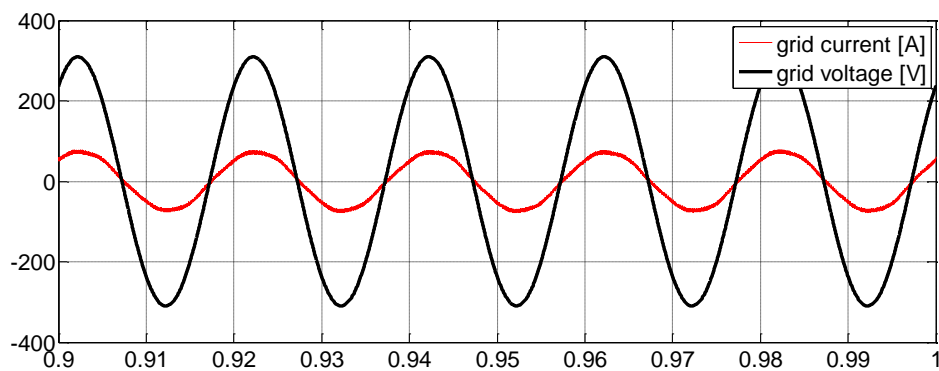
شکل ۶-۲۸. جریان تزریقی DG به نقطه PCC و جریان کشیده شده توسط بار غیرخطی

شکل (۶-۲۹) نیز توان‌های اکتیو و راکتیو تولیدی توسط *DG* را نمایش می‌دهد. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که *DG* ۱۳/۵ کیلووات در هر فاز از توان مورد نیاز بار غیرخطی را با ضریب توان واحد تامین می‌نماید.

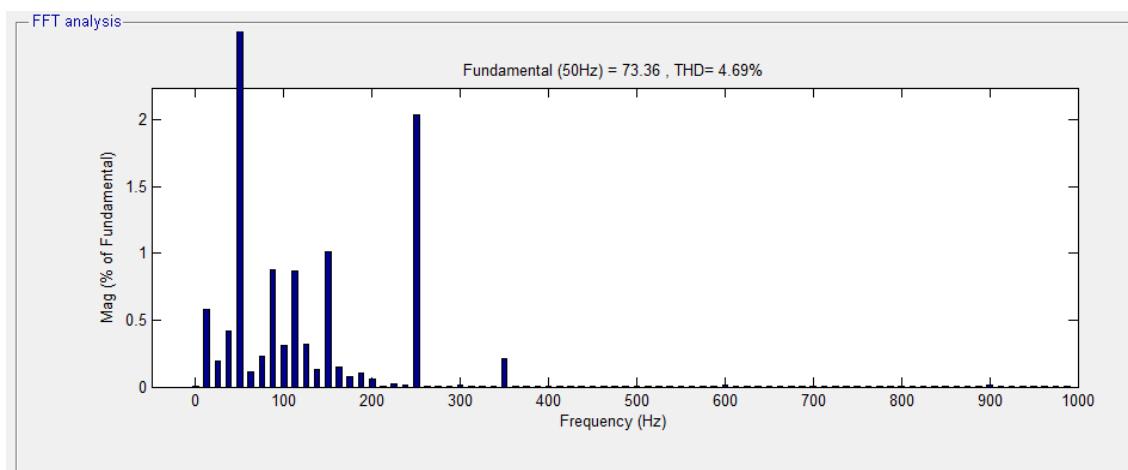


شکل ۶-۲۹. توان‌های حقیقی و راکتیو تولیدی *DG* متصل به نقطه *PCC*

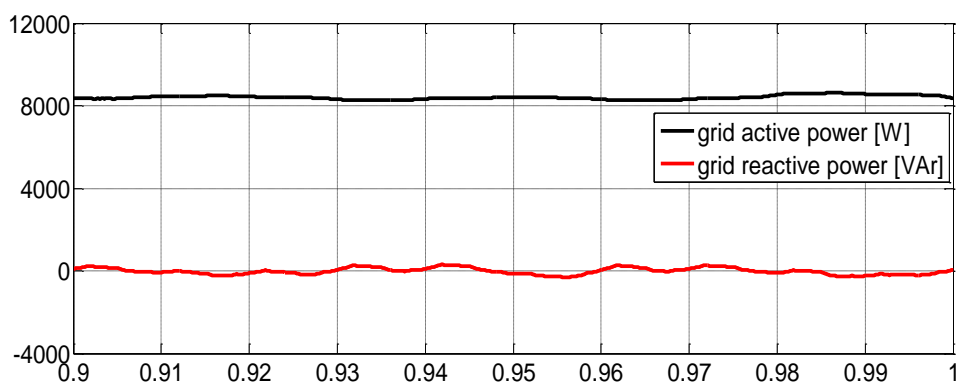
در ادامه در شکل (۶-۳۰) نیز ولتاژ و جریان فاز لحظه‌ای شبکه در هنگام اتصال *DG* به نقطه *PCC* نمایش داده شده است. با دقت در این شکل می‌توان دریافت که مولفه‌های فرکانس پایین جریان بار توسط *DG* تامین شده و جریان شبکه تنها دارای بخش کوچکی از مولفه‌های هارمونیک فرکانس بالا است. در این راستا شکل (۶-۳۱) توزیع هارمونیک جریان کشیده شده از شبکه را نمایش می‌دهد. در واقع با اتصال منبع تولید پراکنده به نقطه *PCC*، *THD* جریان شبکه از مقدار ۳۰/۳۴٪ به مقدار ۴/۶۹٪ بهبود می‌یابد. در انتها در شکل (۶-۳۲) نیز توان‌های اکتیو و راکتیو تحویلی شبکه به بار غیرخطی برای یک فاز نمایش داده شده است.



شکل ۶-۳۰. ولتاژ و جریان لحظه‌ای شبکه در هنگام اتصال *DG* به نقطه *PCC*



شکل ۶-۳۱. توزیع هارمونیک‌های جریان شبکه در هنگام اتصال *DG* به نقطه *PCC*

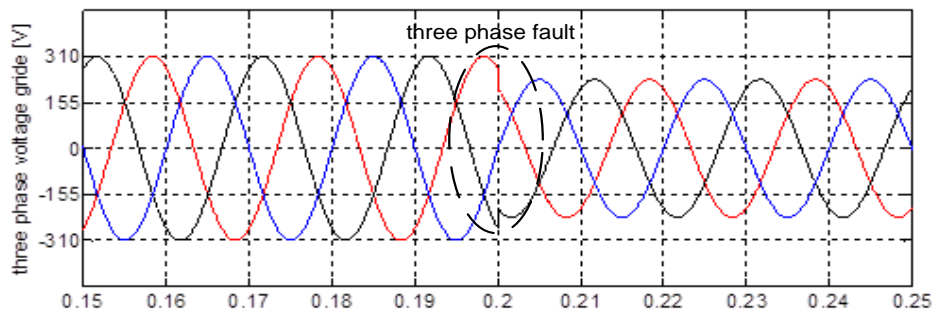


شکل ۶-۳۲. توان‌های حقیقی و راکتیو تحویلی شبکه به نقطه *PCC*

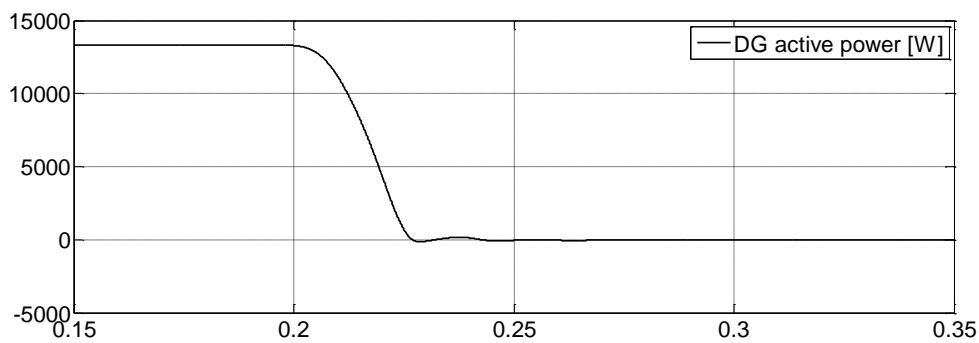
۴-۶. بررسی رفتار مبدل سمت شبکه در افت ناگهانی ولتاژ در نقطه PCC

به عنوان نتایج تکمیلی در این قسمت عملکرد DG به عنوان یک جبران‌ساز ایده‌آل 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 کنترلر 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 (۳۳-۶) کاهش شدیدی را خواهد داشت. در صورت عدم استفاده از جبران‌ساز در این شرایط شبکه از مدار خارج خواهد شد.

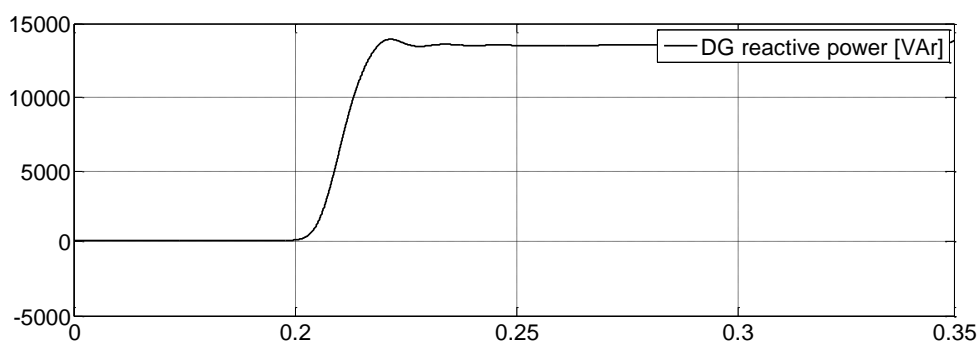
حال با فرض استفاده از DG و پس از وقوع اتصال کوتاه کنترلر سمت شبکه تمام ظرفیت تولید ژنراتور را به تزریق توان راکتیو اختصاص داده و کل توان لینک DC مطابق با شکل‌های (۳۳-۶) و (۳۴-۶) برای جبران ولتاژ شبکه به توان راکتیو اختصاص می‌یابد. در این صورت شکل (۳۵-۶) ولتاژ جبران شده نقطه PCC را با حضور DG نمایش می‌دهد. در نهایت این سیستم نشان داده است که توانسته در شرایط موجود و خطای رخ داده شده، مقدار مناسب ولتاژ را ردیابی کند و به طور مطلوبی نسبت به آن واکنش نشان داد.



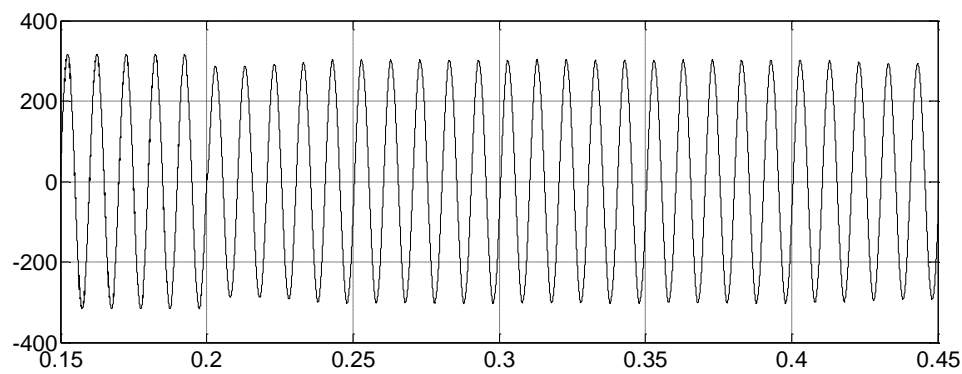
شکل ۳۳-۶. ولتاژ سه فاز شبکه و وقوع اتصال کوتاه متقارن در $t=0.2$ sec بدون اتصال DG



شکل ۳۴-۶. توان اکتیو تزریقی DG قبل و بعد از اتصال کوتاه



شکل ۳۵-۶. توان راکتیو تزریقی DG قبل و بعد از اتصال کوتاه



شکل ۳۶-۶. ولتاژ سه فاز شبکه و وقوع اتصال کوتاه متقارن در $t=0.2 sec$ با اتصال DG

فصل هفتم

نتیجه‌گیری و پیشنهادات

طبق نتایج ارائه شده در بخش‌های مختلف فصل قبل مشاهده می‌شود که کنترلر مبدل‌های پشت به پشت به نحو مطلوبی از DG به عنوان یک نیروگاه کوچک شبکه توزیع، یک فیلتر فعال و یک جبران‌ساز شبکه توزیع بهره‌بردار می‌نماید.

با توجه به مطالب گفته شده و نتایج بدست آمده، پیشنهادات زیر جهت بررسی در کارهای بعدی ارائه می‌گردد:

- به کارگیری انواع دیگر مبدل‌ها و مبدل‌های چندسطحی با سطوح بالاتر
- استفاده از انواع مدولاسیون‌های دیگر برای مبدل‌ها
- اعمال سیستم کنترل برای انواع دیگر منابع تولید پراکنده (ترجیحا تجدیدپذیر)
- استفاده از کنترل‌کننده فازی، شبکه عصبی و کنترل‌کننده‌های پیش‌گویانه جهت کنترل مبدل منبع ولتاژ در منابع تولید پراکنده
- مطالعه رفتار سیستم با در نظر گرفتن تغییرات گشتاور اعمالی به ژنراتور به صورت تغییرات واقعی

مراجع

- [1] M. F. Akorede, H. Hizam, and E. Pouresmaeil, "Distributed energy resources and benefits to the environment," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 14, no. 2, pp. 724 - 734, 2010.
- [2] E. J. Coster, J. M. A. Myrzik, B. Kruimer, and W. L. Kling, "Integration issues of distributed generation in distribution grids," *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 28-39, 2011.
- [3] H. Akagi, "Large static converters for industry and utility applications," *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 976-983, 2001.
- [4] Y. A.-R. I. Mohamed, "New control algorithms for the distributed generation interface in grid-connected and micro-grid systems," Ph.D. dissertation, University of Waterloo, 2008.
- [5] F. A. Farret and M. Simoes, *Integration of Alternative Sources of Energy*. IEEE Press, A John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.
- [6] R. Piwko, R. DeMello, R. Gramlich, W. Lasher, D. Osborn, C. Dombek, and K. Porter, "What comes first?" *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 5, no. 6, pp. 68-77, 2007.
- [7] Y.-K. Wu, C.-Y. Lee, and G.-H. Shu, "Taiwan's first large-scale offshore wind farm connection|a real project case study with a comparison of wind turbine," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 47, no. 3, pp. 1461-1469, 2011.
- [8] E. Denny and M. O'Malley, "Wind generation, power system operation, and emissions reduction," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 21, no. 1, pp. 341-347, 2006.
- [9] C. S. Tao, J. Jiang, and M. Tao, "Natural resource limitations to terawatt-scale solar cells," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 95, no. 12, pp. 3176 - 3180, 2011.
- [10] G. Tsengenes and G. Adamidis, "A multi-function grid connected pv system with three level npc inverter and voltage oriented control," *Solar Energy*, vol. 85, no. 11, pp. 2595 - 2610, 2011.
- [11] J. Kaikko and J. Backman, "Technical and economic performance analysis for a microturbine in combined heat and power generation," *Energy*, vol. 32, no. 4, pp. 378 - 387, 2007.
- [12] B. F. T. M. E. Karden, S. Ploumen and K. Snyder, "Energy storage devices for future hybrid electric vehicles," *Journal of Power Sources*, vol. 168, no. 1, pp. 2 - 11, 2007.

- [13] B. Mao, B. Zhang, J. Wang, Y. Chen, X. Zheng, Y. Gao, B. Wu, and Y. Liu, "Dynamic modelling for distribution networks containing dispersed generations and energy storage devices," in Proc. Int Power System Technology (POWERCON) Conf, 2010, pp. 1-6.
- [14] E.J. Coster, J.M.A. Myrzik, W.L. Kling, "Effect of Grid Disturbances on Fault-Ride-Through Behaviour of MV-connected DG-units, in especially CHP-plants," IEEE Power & society, 21, rue d'Artois, F-75008 PARIS CALGARY 2009
- [15] Y. A.-R. I. Mohamed and E. F. El-Saadany, "A robust natural-framebased interfacing scheme for grid-connected distributed generation inverters," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 26, no. 3, pp. 728-736, 2011.
- [16] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of pi-res current controller in a rotating frame," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 3, pp. 836-841, 2006.
- [17] E. Twining and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 3, pp. 888-895, 2003.
- [18] H. Abu-Rub, J. Guzinski, Z. Krzeminski, and H. A. Toliyat, "Predictive current control of voltage-source inverters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 3, pp. 585-593, 2004.
- [19] K.-H. Kim, I.-C. Baik, G.-W. Moon, and M.-J. Youn, "A current control for a permanent magnet synchronous motor with a simple disturbance estimation scheme," IEEE Trans. Contr. Syst. Technol., vol. 7, no. 5, pp. 630-633, 1999.
- [20] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," vol. 2, no. 2, pp. 28-39, 2008.
- [21] P. C. Loh, S. W. Lim, F. Gao, and F. Blaabjerg, "Three-level z-source inverters using a single lc impedance network," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 2, pp. 706-711, 2007.
- [22] F. Wang, "Multilevel pwm vsis," IEEE Ind. Appl. Mag., vol. 10, no. 4, pp. 51-58, 2004.
- [23] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, pp. 724-738, 2002.
- [24] J.-S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters-a new breed of power converters," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, no. 3, pp. 509-517, 1996.
- [25] Tore Marvin Undeland, Sverre Skalleberg Gjerde, "Multilevel Converters for a 10 MW, 100 kV Transformer-less Offshore Wind Generator System," Master of Energy and

Environmental Engineering, Norwegian University of Science and Technology, June 2012

[26] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, 2010.

[27] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, 2007.

[28] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped pwm inverter," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, no. 5, pp. 518-523, 1981.

[29] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "A multilevel converter-based universal power conditioner," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 36, no. 2, pp. 596-603, 2000.

[30] L. Tolbert, F. Z. Peng, and T. Habetler, "Multilevel inverters for electric vehicle applications," in *Proc. Power Electronics in Transportation*, 1998, pp. 79-84.

[31] F. Z. Peng, J.-S. Lai, J. W. McKeever, and J. VanCoevering, "A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 32, no. 5, pp. 1130-1138, 1996.

[32] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T. A. Lipo, "Comparison of multilevel inverters for static var compensation," in *Proc. Conf Industry Applications Society Annual Meeting Record of the 1994 IEEE*, 1994, pp. 921-928.

[33] R. W. Menzies and Y. Zhuang, "Advanced static compensation using a multilevel gto thyristor inverter," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, no. 2, pp. 732-738, 1995.

[34] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, and T. G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, no. 1, pp. 36-44, 1999.

[35] T. A. Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters," in *Proc. rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC '92 Record*, 1992, pp. 397- 403.

[36] G. Sinha and T. A. Lipo, "A new modulation strategy for improved dc bus utilization in hard and soft switched multilevel inverters," in *Proc. 23rd Int. Conf. Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON 97*, vol. 2, 1997, pp. 670-675.

[37] L. A. Tolbert, F. Z. Peng, T. Cunyngham, and J. N. Chiasson, "Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, no. 5, pp. 1058-1064, 2002.

- [38] S. Hiti, "Modeling and control of three-phase pwm converters," Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University (Virginia Tech), 1995.
- [39] N. Celanovic, D.-H. Lee, D. Peng, D. Borrojevic, and F. C. Lee, "Control design of three-level voltage source inverter for smes power conditioning system," in Proc. 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 99, vol. 2, 1999, pp. 613-618.
- [40] U. N. Gnanarathna, A. M. Gole, and R. P. Jayasinghe, "Efficient modelling of modular multilevel hvdc converters (mmc) on electromagnetic transient simulation programs," IEEE Trans. Power Delivery, vol. 26, no. 1, pp. 316-324, 2011.
- [41] E. Pouresmaeil, "Advance control of multilevel converters for integration of distributed generation resources into ac grid," Ph.D.dissertation 2012.
- [42] Ray –shyang Lai and khai D. T. Ngo, " A PWM Method for Reduction of switching Loss in full –bridge Inverter ," IEEE TRANSACTION ON POWER ELECTRONIC, VOL .10, NO 3, MAY 1995.
- [43] Wang Xu, Huang Kaizheng, Yan Shijie, Xu Bin; "Simulation of Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier Based on the Space Vector Modulation" Chinese Control and Decision Conference (CCDC 2008).
- [44] R. PAKU and R. MARSCHALKO; "Matlab/Simulink/Sim-Power-Systems Model for PWM Ac-to-Ac Converter with Line Conditioning Capability" Mediamira Science Publisher, 2010.
- [45] Mariusz Malinowski "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers" Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland – 2001.
- [46] Shuhui Li, Timothy A. Haskew, Richard P. Swatloski, and William Gathings, "Optimal and Direct-Current Vector Control of Direct-Driven PMSG Wind Turbines," IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 27, NO. 5, MAY 2012.
- [47] Edris Pouresmaeil, Carlos Miguel-Espinar, Miquel Massot-Campos, Daniel Montesinos-Miracle, Oriol Gomis-Bellmunt, "A Control Technique for Integration of DG Units to the Electrical Networks," IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 60, no. 7, July 2013
- [48] E. Pouresmaeil, D. Montesinos-Miracle, and O. Gomis-Bellmunt, "Control scheme of three-level npc inverter for integration of renewable energy resources into ac grid," no. 99, 2011, early Access.

Abstract:

Nowadays, improvement and development of production technology and electricity consumption, And on the other hand the environmental impact of traditional production methods has caused the human to be directed toward a new way for electric power generation. Distributed generation sources is an innovative and efficient way to generate electricity. However these resources have limitations, but also the benefits and using of these resources in this course of time for the main grid electricity is useful. These resources are mainly connected to the network with a converter, and can be used for production the active and reactive power required for network and local load, and finally by their performance improves power quality and voltage profiles. This Thesis presents a suitable control technique of vector control for voltage source converter. So that applied in multilevel converter topology for connection of distributed generation based on renewable energy sources to the network. The interface system has a very fast dynamic response in active and reactive power control. Power generation source in this Thesis includes a wind turbine that is connected to the main network through a space vector pulse width modulation rectifier method for the switching converter and three-level diode-clamped inverter. Wind turbine model is considered as a variable mechanical torque. The type of inverter is a three-level diode clamp inverter that is switched by pulse width modulation method. This type of converter is widely used as interface system in renewable energy sources. The dynamic model of the proposed model is first expanded in the three-phase stationary reference frame with high accuracy and the next step by conversion between devices transformed into the synchronous orthogonal reference frame. Simulation in Matlab / Simulink is done and the results are analyzed.

Keywords — Distributed generation source, Active and Reactive Power Control, three-level inverter.



University of Shahrood

Department of Electrical and Robotic Engineering

Power Group

***Active and Reactive Power Control of Grid-Connected
Distributed Generation Units Based on Multi-Level
Inverter***

Hosein nafisi

Supervisor:

Dr. Amin Hajizadeh

Advisor:

Dr. Hosein Gholizadeh

December 2015