





دانشکده مهندسی برق و رباتیک

گروه قدرت

عنوان پایان نامه ارشد

طراحی و شبیه‌سازی فیلتر اکتیو چهار سیمه جهت اتصال بین منابع تجدیدپذیر انرژی
و شبکه توزیع

دانشجو :

عفت خوش کلام یامی

استاد راهنما :

دکتر علی دستفان

پایان نامه ارشد جهت اخذ درجه کارشناسی ارشد

تابستان ۱۳۹۴

فرم ۶

ت

تقدیم بہ

مادر و پدر عزیز تر از جانم

کہ پشت غم ہوشگستہای زندگی ام را ہموارہ

بادل پاک و دعاہای زلالشان راست نگاہ داشتند.

سپاس بی شمار محضر استاد و گرانمایہ

جناب آقای دکتر علی دستقان

تعهد نامه

- اینجانب عفت خوش کلام یامی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق- قدرت دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی فیلتر اکتیو چهار سیمه جهت اتصال بین منابع تجدیدپذیر انرژی و شبکه توزیع تحت راهنمایی دکتر علی دستفان 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.

چکیده

امروزه با کاهش تدریجی منابع انرژی فسیلی، توجه بسیار زیادی به منابع تجدیدپذیر انرژی شده است. این در حالی است که استفاده روزافزون از ادوات غیرخطی و بارهای نامتعادل مشکلات جدی از قبیل هارمونیک و جریان‌های نامتعادل در کیفیت توان سیستم قدرت ایجاد کرده است. با توجه به اینکه می‌توان از اینورترهای متصل به شبکه بصورت فیلتر اکتیو استفاده کرد، در این تحقیق تکنیکی ارائه شده است که تولید انرژی تجدیدپذیر متصل به شبکه و فیلتر اکتیو توان را ترکیب می‌کند. چنین سیستم‌هایی با عملکرد دوگانه هم نیاز به تولید توان را مرتفع می‌کنند و هم مشکل روبه رشد آلودگی هارمونیک و مشکل توان راکتیو سیستم توزیع را بهبود می‌بخشند.

در این تحقیق پس از بررسی انواع ساختارهای اینورتر چهار سیمه، اینورتر چهار سیمه سه شاخه با خازن سر وسط انتخاب شده و کنترلر مناسب جهت رسیدن به اهداف کنترلی مورد نظر طراحی شده است. نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی در نرم‌افزار MATLAB نشان می‌دهد که علاوه بر تزریق توان منبع تجدیدپذیر به شبکه، هارمونیک‌های جریان بار به میزان قابل توجهی کاهش می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که جریان سیم خنثی به میزان قابل توجهی کاهش یافته و ضریب توان شبکه بهبود می‌یابد. جهت بهبود عملکرد فیلتر در شرایط گذرای ناشی از تغییر بار، از فیلتر پایین‌گذر مبتنی بر تبدیل موجک در کنترلر طراحی شده، استفاده می‌گردد. مطابق با نتایج شبیه‌سازی، با استفاده از کنترلر مبتنی بر تبدیل موجک پاسخ زمانی فیلتر به میزان قابل توجهی بهبود یافته و تأخیر فیلتر در شرایط گذرا حدود ۶۰٪ کاهش می‌یابد.

کلمات کلیدی: جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان، جبران‌سازی جریان سیم خنثی، کنترل یکپارچه، منابع تجدیدپذیر متصل به شبکه، تبدیل موجک، بهبود عملکرد فیلتر.

مقالات مستخرج از پایان نامه:

۱. یک روش کنترلی جدید برای فیلتر اکتیو چهارسیمه جهت اتصال بین

منابع تجدیدپذیر انرژی و شبکه توزیع

(کنفرانس ملی فناوری، انرژی و داده با رویکرد مهندسی برق و کامپیوتر)

۲. استفاده از تبدیل موجک برای بهبود عملکرد فیلتر اکتیو چهارسیمه

سه شاخه جهت اتصال بین منابع تجدیدپذیر انرژی و شبکه توزیع

(کنفرانس بین المللی یافته‌های نوین پژوهشی در مهندسی برق و علوم کامپیوتر)

فهرست مطالب

فهرست جدول ها	س
فهرست شکل ها.....	ش
فصل ۱ مقدمه	۱
۱-۱ اهداف پایان نامه	۳
۲-۱ ساختار پایان نامه.....	۴
فصل ۲ اعوجاجات هارمونیک در سیستم های قدرت و روش های کاهش آن	۷
۱-۲ مقدمه.....	۸
۲-۲ تعاریف و معیارهای هارمونیک.....	۸
۳-۲ علل بروز هارمونیک.....	۹
۴-۲ آثار سوء هارمونیکها.....	۱۱
۵-۲ استانداردها.....	۱۳
۶-۲ روش های بهبود هارمونیک ها.....	۱۵
۱-۶-۲ حفاظت بارها و کاهش هارمونیک های موجود.....	۱۵
۲-۶-۲ کاهش تولید هارمونیک در بارهای غیرخطی.....	۱۷
۷-۲ طبقه بندی فیلترهای اکتیو.....	۱۸
۱-۷-۲ طبقه بندی بر اساس نوع سیستم تغذیه.....	۱۸
۱-۱-۷-۲ سیستم تکفاز دو سیمه.....	۱۸
۲-۱-۷-۲ سیستم سه فاز سه سیمه.....	۱۹
۳-۱-۷-۲ سیستم سه فاز چهار سیمه.....	۲۰
۲-۷-۲ طبقه بندی بر اساس رنج توان و سرعت پاسخ مورد نیاز در سیستم های جبران سازی شده ۲۱	
Low Power ۱-۲-۷-۲.....	۲۲
Medium Power ۲-۲-۷-۲.....	۲۳
High Power ۳-۲-۷-۲.....	۲۳
۳-۷-۲ طبقه بندی بر اساس ساختار مدار قدرت و اتصالات.....	۲۴
۱-۳-۷-۲ فیلترهای اکتیو موازی.....	۲۴

۲۶	۲-۳-۷-۲ فیلترهای اکتیو سری
۲۷	۴-۷-۲ طبقه بندی بر اساس متغیر جبران سازی شده
۲۸	۱-۴-۷-۲ جبران سازی توان راکتیو (تصحیح VAR):
۲۸	۲-۴-۷-۲ جبران سازی هارمونیکی
۲۹	۳-۴-۷-۲ متعادل کردن سیستم های سه فاز
۲۹	۴-۴-۷-۲ جبران سازی چند منظوره
۳۰	۵-۷-۲ طبقه بندی بر اساس روشهای کنترلی
۳۲	۱-۵-۷-۲ سیستم های کنترل حلقه باز
۳۲	۲-۵-۷-۲ سیستم های کنترل حلقه بسته
۳۴	۶-۷-۲ طبقه بندی بر اساس روش های تخمین ولتاژ و جریان مرجع
۳۴	۱-۶-۷-۲ ترکیب ولتاژ و جریان مرجع (کنترل حوزه ی زمان پیوسته)
	۲-۶-۷-۲ محاسبه ولتاژ و جریان مرجع (کنترل حوزه فرکانس یا زمان گسسته)

۳۵

۳۹	فصل ۳ فیلترهای اکتیو چهار سیمه
۴۰	۱-۳ مقدمه
۴۰	۲-۳ ساختارهای منبع ولتاژی مبتنی بر مبدل تکفاز
۴۲	۳-۳ ساختارهای متداول منبع ولتاژی مبتنی بر مبدل سه فاز
۴۳	۱-۳-۳ ساختار سه شاخه
۴۶	۲-۳-۳ ساختار چهار شاخه
۴۸	۴-۳ ساختارهای منبع جریانی
۴۸	۱-۴-۳ ساختارهای مبتنی بر لینک DC معمولی
۵۲	۲-۴-۳ فیلتر اکتیو قدرت با ذخیره ساز انرژی هیبرید
۵۴	۵-۳ سایر ساختارها
۵۷	۶-۳ مروری بر تحقیقات و مطالعات انجام شده بر روی فیلتر اکتیو چهار سیمه
۶۱	فصل ۴ طراحی و شبیه سازی فیلتر اکتیو چهار سیمه سه شاخه با خازن سر وسط
۶۲	۱-۴ مقدمه
۶۳	۲-۴ اصول اساسی جبران سازی و ساختار APF موازی استفاده شده

۳-۴	فرآیند سوئیچ زنی فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه با خازن سر وسط	۶۵
۴-۴	طراحی پارامترهای فیلتر اکتیو سه شاخه چهارسیمه با خازن سروسط	۶۶
۱-۴-۴	انتخاب خازن ذخیره ساز DC	۶۶
۲-۴-۴	انتخاب سلف واسط	۶۷
۵-۴	کنترل یکپارچه سیستم در چهارچوب d-q-0	۷۰
۱-۵-۴	کنترل ولتاژ لینک DC	۷۲
۲-۵-۴	کنترل جریان اینورتر	۷۲
۳-۵-۴	کنترل تزریق توان تولید شده توسط منبع تجدیدپذیر به شبکه	۷۳
۶-۴	شبیه سازی فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه با خازن سر وسط	۷۴
فصل ۵ بهبود عملکرد فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه با استفاده از تبدیل موجک.. ۸۱		
۱-۵	مقدمه	۸۲
۲-۵	تبدیل موجک	۸۲
۱-۲-۵	تبدیل موجک پیوسته	۸۳
۱-۲-۲-۵	آنالیز چند رزولوشنه (MRA)	۸۴
۲-۲-۲-۵	تبدیل موجک پنجره ای (WWT)	۸۵
۳-۱-۲-۵	تبدیل موجک ارتقائی (LWT)	۸۵
۳-۵	طراحی کنترلر بهبود یافته مبتنی بر تبدیل موجک گسسته	۸۹
۴-۵	نتایج شبیه سازی	۹۱
فصل ۶ نتیجه گیری و پیشنهادات ۱۰۰		
۱-۶	نتیجه گیری	۱۰۱
۲-۶	پیشنهادهات	۱۰۲
فهرست مراجع ۱۰۴		

فهرست جدول ها

جدول (۱-۲): حدود مجاز هارمونیک های ولتاژ مطابق با استاندارد IEEE-519 ۱۴

جدول (۳-۲): حدود مجاز اعوجاج تکی و کلی جریان مصرف کنندگان مطابق استاندارد-IEEE

519 ۱۵

جدول (۳-۲): کاربرد انواع فیلترهای اکتیو بر اساس نوع جبران سازی ۳۱

جدول (۱-۴): جزئیات هدایت سوئیچ های قدرت ۶۸

فهرست شکل‌ها

- شکل (۱-۲): الف) فیلتر اکتیو موازی دو سیمه با مبدل منبع جریان ب) فیلتر اکتیو سری دو سیمه با مبدل منبع جریان..... ۱۹
- شکل (۲-۲): فیلتر اکتیو موازی سه شاخه چهار سیمه با خازن سر وسط..... ۲۰
- شکل (۳-۲): فیلتر اکتیو موازی چهار شاخه چهار سیمه..... ۲۱
- شکل (۴-۲): فیلتر اکتیو موازی چهارسیمه پل سه فاز..... ۲۱
- شکل (۵-۲): طبقه بندی بر اساس رنج توان و سرعت پاسخ مورد نیاز در سیستم های جبرانسازی شده..... ۲۲
- شکل (۶-۲): طبقه بندی فیلترهای اکتیو بر اساس ساختار مدار قدرت و اتصالات..... ۲۴
- شکل (۷-۲): فیلترهای خازن سوئیچ شونده..... ۲۵
- شکل (۸-۲): ساختارهای Lattice..... ۲۶
- شکل (۹-۲): فیلترهای اکتیو با تنظیم ولتاژ..... ۲۶
- شکل (۱۰-۲): فیلتر اکتیو سری با تغذیه ولتاژ..... ۲۷
- شکل (۱۱-۲): طبقه بندی فیلترهای اکتیو بر اساس متغیر جبرانسازی..... ۲۸
- شکل (۱۲-۲): طبقه بندی روش های کنترل فیلتر اکتیو..... ۳۲
- شکل (۱-۳): فیلتر اکتیو چهار سیمه منبع ولتاژی مبتنی بر سه مبدل نیم پل تکفاز..... ۴۱
- شکل (۲-۳): فیلتر اکتیو چهار سیمه منبع ولتاژی (الف): مبتنی بر مبدل های تمام پل تکفاز (ب): مبدل های تمام پل با لینک DC مشترک..... ۴۲
- شکل (۳-۳): فیلتر اکتیو سه فاز چهار سیمه منبع ولتاژی (الف): ساختار سه شاخه (ب): ساختار چهار شاخه..... ۴۳
- شکل (۴-۳): فیلتر اکتیو چهارسیمه مبتنی بر سه مبدل منبع جریان تکفاز..... ۴۹
- شکل (۵-۳): فیلتر اکتیو چهارسیمه الف): با ساختار مبتنی بر مدار پایه اصلی ب): با ساختار مبتنی بر مدار پایه بهبود یافته..... ۵۰
- شکل (۶-۳): فیلتر اکتیو چهار سیمه منبع ولتاژی با ذخیره ساز انرژی هیبرید..... ۵۳
- شکل (۷-۳): ساختارهای فیلتر اکتیو موازی چهار سیمه الف): فیلتر اکتیو چهار شاخه منبع ولتاژی با خازن سر وسط ب): فیلتر اکتیو چهار سیمه با سوئیچ های دو جهته..... ۵۶
- شکل (۸-۳): فیلتر اکتیو موازی کوپل شده با LC سه فاز چهار سیمه با اتصال سیم خنثی نامتقارن..... ۵۷

شکل (۴-۱): دیاگرام کلی فیلتر اکتیو موازی [۶۹].....	۶۳
شکل (۴-۲): اینورتر سه شاخه چهارسیمه با خازن باس DC شکافته.....	۶۴
شکل (۴-۳): مدار تکفاز فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه جهت مطالعه روش سوئیچ زنی و عملکرد فیلتر.....	۶۵
شکل (۴-۴): فرآیند سوئیچ زنی فیلتر به روش هیستریزس.....	۶۶
شکل (۴-۵): دیاگرام کنترل یکپارچه فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه طراحی شده.....	۷۱
شکل (۴-۶): ولتاژ لینک DC.....	۷۵
شکل (۴-۷): جریان شبکه.....	۷۵
شکل (۴-۸): (الف) تحلیل FFT جریان شبکه در فاز A قبل از جبران سازی . (ب) تحلیل FFT جریان شبکه در فاز A بعد از جبران سازی.....	۷۶
شکل (۴-۹): جریان و ولتاژ شبکه در فاز A.....	۷۷
شکل (۴-۱۰): جریان سیم خنثی شبکه.....	۷۷
شکل (۴-۱۱): (الف) توان راکتیو بار، فیلتر اکتیو، شبکه (ب) توان راکتیو بار، فیلتر اکتیو، شبکه.....	۷۸
شکل (۴-۱۲): توان اکتیو تولید شده توسط منبع انرژی تجدیدپذیر متصل به شبکه و توان اکتیو تزریق شده توسط فیلتر اکتیو.....	۷۹
شکل (۵-۱): آنالیز چند رزولوشنه.....	۸۴
شکل (۵-۲): تبدیل موجک معکوس در آنالیز چند رزولوشنه.....	۸۵
شکل (۵-۳): فیلتر FIR همراه با کاهش تعداد نمونه ها.....	۸۶
شکل (۵-۴): ساده شده شکل (۶-۳).....	۸۷
شکل (۵-۵): تبدیل موجک و معکوس آن با استفاده از ماتریس های چندفازی.....	۸۸
شکل (۵-۶): ساختار ارتقائی برای تبدیل موجک.....	۸۹
شکل (۵-۷): ساختار ارتقائی برای تبدیل موجک معکوس.....	۸۹
شکل (۵-۸): دیاگرام کنترلر بهبود یافته مبتنی بر تبدیل موجک برای فیلتر اکتیو چهارسیمه سه شاخه.....	۹۰
شکل (۵-۹): ساختار شبیه سازی شده یک سطح از فیلتر DWT مبتنی بر آنالیز چند رزولوشنه.....	۹۱
شکل (۵-۱۰): دیاگرام کنترلر بهبود یافته بر DWT شبیه سازی شده در نرم افزار MATLAB.....	۹۲

- شکل (۵-۱۱): جریان بار..... ۹۳
- شکل (۵-۱۲): پاسخ LPF مرتبه دوم و DWT در جداسازی مؤلفه DC جریان id..... ۹۴
- شکل (۵-۱۳): rms جریان جبرانسازی شده فاز a شبکه..... ۹۴
- شکل (۵-۱۴): جریان جبرانسازی شده شبکه با استفاده از کنترلر مبتنی بر LPF مرتبه دوم..... ۹۵
- شکل (۵-۱۵): جریان جبرانسازی شده شبکه با استفاده از کنترلر مبتنی بر DWT..... ۹۵
- شکل (۵-۱۶): تحلیل FFT جریان شبکه در فاز a قبل از جبرانسازی..... ۹۶
- شکل (۵-۱۷): تحلیل FFT جریان شبکه در فاز a بعد از جبرانسازی با کنترلر بهبود یافته..... ۹۶
- شکل (۵-۱۸): جریان سیم خنثی شبکه پس از جبرانسازی با کنترلر بهبود یافته..... ۹۷
- شکل (۵-۱۹): جریان و ولتاژ فاز a شبکه پس از جبرانسازی با کنترلر بهبود یافته..... ۹۷
- شکل (۵-۲۰): توان اکتیو تولید شده توسط منبع تجدیدپذیر و توان اکتیو تزریق شده به شبکه توسط فیلتر اکتیو..... ۹۸

فصل ۱ مقدمه

با افزایش نرخ رشد مصرف، انرژی استفاده شده در جهان هر ده سال دو برابر می‌شود که موجب تمام شدن سوخت‌های فسیلی طی چند صد سال آینده می‌گردد [۱]. این امر استفاده از انواع دیگر انرژی را در آینده نزدیک ضروری می‌سازد. در سال‌های اخیر تمایل روزافزونی به استفاده از منابع تولید پراکنده، نظیر منابع تجدیدپذیر انرژی به جای تولید متمرکز توان وجود داشته است که دارای مزایایی هم برای شرکت‌های تولیدکننده و هم برای مصرف‌کننده می‌باشند. یکی از مشکلات منابع تجدیدپذیر، نیاز به استفاده از ذخیره‌سازهای انرژی در سیستم است. با اتصال منبع تجدیدپذیر به شبکه؛ تنها دلیل استفاده از ذخیره‌ساز انرژی، عملکرد سیستم بصورت منبع تغذیه بدون وقفه برای بار خواهد بود. بدون استفاده از ذخیره‌ساز انرژی، مازاد انرژی تولید شده توسط منبع به شبکه تزریق می‌شود و منبع تجدیدپذیر هنگامی که تولید توان ندارد مورد استفاده قرار نخواهد گرفت. از اینرو کارایی سیستم محدود به ساعاتی خواهد بود که انرژی تجدیدپذیر در دسترس باشد. یک روش جهت افزایش کارایی سیستم، طراحی روشی برای کنترل مبدل DC به AC است بگونه‌ای که انتقال دوجته توان را میسر می‌سازد. همچنین از مبدل، جهت بهبود کیفیت توان شبکه نیز استفاده می‌کند. این مبدل وقتی تولید انرژی تجدیدپذیر وجود نداشته باشد فقط بصورت یک فیلتر اکتیو عمل کرده و موجب افزایش کارایی و قابلیت سیستم می‌گردد.

از سوی دیگر امروزه استفاده روزافزون از بارهای غیرخطی مشکلات زیادی در زمینه کیفیت توان بوجود آورده است. این مشکلات شامل هارمونیک‌های جریان، ضریب توان پایین و افزایش جریان‌های نوترال می‌باشد. بارهای غیرخطی همانند منابع جریان تزریق کننده جریان‌های هارمونیکی به شبکه‌های قدرت در نقطه PCC رفتار می‌کنند. تزریق هارمونیک‌های جریان به شبکه قدرت موجب ایجاد افت ولتاژ در امپدانس منبع می‌شود و در نهایت اعوجاجات ولتاژ در PCC رخ می‌دهد. مصرف‌کنندگان در نقطه‌ی PCC ولتاژ منبع اعوجاج یافته را تحویل می‌گیرند که می‌تواند منجر به ایجاد اضافه حرارت روی عایق‌بندی تجهیزات و کابل‌ها، برهم خوردن ضریب توان خازن‌ها، موتورها و ترانسفورماتورها شود. همچنین عملکرد نامطلوب وسایل حفاظتی، عملکرد نادرست فیوزها و بریکرها و

اختلال در خطوط مخابراتی را بدنبال خواهد داشت. [۲-۳-۴].

بنابراین نصب وسایل جبران سازی برای حذف هارمونیک های جریان که توسط بارهای غیرخطی تولید می شوند بسیار اهمیت دارد [۵]. در گذشته استفاده از فیلترهای پسیو برای نگهداشتن هارمونیک ها در یک حد معقول، مرسوم بود. اما این فیلترها دارای مضراتی از قبیل اندازه ی بزرگ، رزونانس و جبران سازی ثابت می باشند. بنابراین فیلتر پسیو نمی تواند مشکل هارمونیک ها را بطور کامل حل کند [۶]. با بالا رفتن قابلیت های عناصر سوئیچینگ و پردازشگرهای دیجیتال، وسایل استاتیکی جبرانگر مورد توجه بسیار قرار گرفته است. فیلترهای اکتیو از جمله ادواتی هستند که طی سال های اخیر جهت کاهش هارمونیک های سیستم های قدرت بکاررفته اند و به دو صورت سری و موازی مورد استفاده قرار می گیرند. فیلترهای موازی بصورت موازی با بار دارای اغتشاش متصل می شوند و جهت جبران سازی ضریب توان، متعادل سازی جریان بار و تقلیل هارمونیک های جریان کشیده شده از شبکه استفاده می شوند. با توجه به این که می توان از اینورترهای متصل به شبکه بصورت فیلتر اکتیو استفاده کرد [۷-۸]، از اینرو تکنیکی که انتقال توان منبع تجدیدپذیر متصل به شبکه و فیلتر اکتیو قدرت را ترکیب می کند ارائه شده است [۹]. ساختار اینورتر قدرت را می توان بر اساس ذخیره ساز انرژی DC، تعداد فازها و تعداد سیم های سیستم طبقه بندی کرد. یکی از متداول ترین ساختارها در سیستم های چهارسیمه، ساختار سه شاخه چهارسیمه با خازن سر وسط است. این ساختار دارای دو خازن ذخیره ساز DC می باشد. نقطه اتصال دو خازن به سیم خنثی بار متصل است که مسیری را جهت جریان توالی صفر ایجاد می کند. از اینرو می توان از این ساختار در سیستم های سه فاز چهار سیمه که در تزریق جریان های توالی صفر مورد نیاز است، استفاده نمود [۱۰].

۱-۱ اهداف پایان نامه

هدف از این پایان نامه، طراحی و شبیه سازی یک فیلتر اکتیو چهار سیمه است که دارای عملکرد دوگانه بوده و جهت تزریق توان تولیدی منبع تجدیدپذیر انرژی به شبکه استفاده شده و قادر به بهبود

کیفیت توان شبکه نیز می‌باشد. برای این منظور پس از بررسی انواع ساختارهای قابل استفاده برای اینورتر چهار سیمه، ساختار سه شاخه چهار سیمه با خازن سر وسط انتخاب می‌شود. کنترل ولتاژ در این ساختار ساده است چون با اتصال سیم خنثی به نقطه میانی خازن‌های ذخیره‌ساز DC، سه شاخه اینورتر بصورت مستقل از هم کار می‌کنند. کنترلر طراحی شده در این تحقیق علاوه بر قابلیت تزریق توان تولیدی منبع تجدیدپذیر به شبکه، ولتاژ باس DC را جهت حفظ ولتاژ DC در مقدار مرجع مناسب کنترل می‌کند تا کنترل‌پذیری فیلتر اکتیو تضمین گردد. همچنین جریان‌های هارمونیک و نامتعادل تزریق شده توسط بار محلی را بگونه‌ای جبران می‌کند که جریان کشیده شده از شبکه، سینوسی هم‌فاز با ولتاژ در نقطه PCC شده و جریان سیم خنثی تقریباً صفر می‌شود.

نتایج شبیه‌سازی صحت کارایی الگوریتم طراحی شده را تأیید می‌کند. یک فیلتر خوب باید عملکرد ردیابی و دینامیک سریع داشته باشد و خود را با تغییرات سریع بار تطبیق نماید بطوریکه جریان فیلتر، سیگنال مرجع را بدون خطا در حالت گذرا و ماندگار دنبال نماید. جهت رسیدن به این مهم باید آشکارساز سیگنال مرجع و کنترل کننده جریان، سریع باشند. در این تحقیق جهت بهبود عملکرد کنترلر طراحی شده در شرایط گذرای ناشی از تغییر بار، از تئوری تبدیل موجک جهت بهبود پاسخ زمانی فیلتر و کاهش تأخیر در عملکرد آن استفاده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی مبین آن هستند که کنترلر بهبودیافته علاوه بر دارا بودن تمام قابلیت‌های کنترلر طراحی شده اولیه، تأخیر فیلتر را حدود ۶۰٪ کاهش می‌دهد.

۲-۱ ساختار پایان نامه

پس از مقدمه و مروری بر مطالعات پیشین، در فصل دوم به بررسی اجمالی هارمونیک‌ها، عوامل تولید کننده و اثرات زیان‌بار آن‌ها برای شبکه قدرت و تجهیزات آن پرداخته می‌شود، سپس روش‌های کاهش هارمونیک‌ها و بهبود کیفیت توان سیستم مورد بحث قرار می‌گیرد و طبقه‌بندی کلی انواع فیلترهای اکتیو بیان می‌شود.

در فصل سوم انواع فیلترهای اکتیو چهار سیمه، ساختار و روش های کنترلی آنها مورد بررسی قرار می گیرد و مروری بر مطالعات انجام شده پیرامون این فیلترها ارائه می گردد.

در فصل چهارم به طراحی ساختار و اصول اساسی کنترلر برای فیلتر اکتیو موازی سه شاخه چهار سیمه با خازن سروسط، در چهارچوب $d-q-0$ می پردازیم و نتایج شبیه سازی ساختار پیشنهاد شده را مورد ارزیابی قرار می دهیم.

در فصل پنجم با ارائه روش کنترلی بهبود یافته با استفاده از تبدیل موجک عملکرد فیلتر ایده آل می شود و پاسخ زمانی فیلتر در حضور هارمونیک های مرتبه پایین اصلاح شده و تأخیر فیلتر به میزان قابل توجهی کاهش می یابد که با نتایج شبیه سازی اثبات می گردد.

فصل ششم به جمع بندی و نتیجه گیری از کار انجام شده به همراه پیشنهاد برای ادامه کار اختصاص یافته است.

فصل ۲ اعوجاجات هارمونیک در سیستم‌های قدرت و

روش‌های کاهش آن

۲-۱ مقدمه

در اکثر شرکت‌های برق فرض قابل قبول این است که شکل موج ولتاژ سینوسی تولید شده در نیروگاه‌ها خیلی خوب و منظم می‌باشد. در حالیکه ولتاژ در خطوط انتقال عملاً دارای درصدی اغتشاش است. با افزایش بارهای غیرخطی در شبکه‌های قدرت، شکل موج جریان و ولتاژ دچار اغتشاشات بیشتری شده و کیفیت توان سیستم‌های الکتریکی بطور جدی‌تری مورد مخاطره قرار می‌گیرد. عنصر غیرخطی عنصری است که جریانش متناسب با ولتاژ اعمالی نمی‌باشد و افزایش چند درصدی ولتاژ ممکن است منجر به دو برابر شدن جریان شود و جریان شکل موج دیگری به خود بگیرد. از آنجا که بیشتر اغتشاشات بصورت تناوبی یا هارمونیک می‌باشند یعنی سیکل به سیکل شبیه هم بوده و تغییرات تصادفی در آنها خیلی کم است لذا برای تشریح اغتشاش در شکل موج بطور گسترده از عبارت هارمونیک استفاده می‌شود. بطور کلی هارمونیک‌ها بصورت اغتشاشات موج‌های ولتاژ و جریان و برحسب فرکانس‌های هارمونیک که مضارب صحیحی از فرکانس اصلی هستند بیان می‌شوند.

۲-۲ تعاریف و معیارهای هارمونیک

هارمونیک‌ها طبق تعریف، ولتاژها یا جریان‌های سینوسی با فرکانس مضارب صحیحی از فرکانس طراحی شده‌ی شبکه می‌باشند [۱۱-۱۲]. شکل موج‌های اعوجاج یافته را می‌توان بصورت مجموع فرکانس اصلی و هارمونیک‌ها تجزیه کرد. سطوح اغتشاش هارمونیک بوسیله طیف کامل هارمونیک‌ها، با مقدار دامنه و اختلاف فاز هر هارمونیک مشخص می‌گردد. همچنین مرسوم است که از یک مقدار بنام ضریب اعوجاج کل (THD^1) بعنوان مقدار مؤثر اغتشاش هارمونیک استفاده شود. در روابط زیر V_K و I_K مقادیر مؤثر هارمونیک K ام ولتاژ و جریان هستند.

¹ Total Harmonic Distortion

$$THD_V = \sqrt{\sum_{K \geq 2} \left(\frac{V_K}{V_1}\right)^2} \times 100\% \quad (1-2)$$

$$THD_I = \sqrt{\sum_{K \geq 2} \left(\frac{I_K}{I_1}\right)^2} \times 100\% \quad (2-2)$$

THD_V بطور نوعی کمتر از ۰.۵٪ می‌باشد [۱۳]، مقدار متوسط آن در مرجع [۱۴]، ۱/۵٪ اندازه‌گیری شده است. THD_I معمولاً زیاد بوده و مقدار بیش از ۴۰٪ آن غیرمعمول نیست.

۳-۲ علل بروز هارمونیک

پیدایش عناصر نیمه هادی و المان‌های غیرخطی نظیر؛ دیود، ترستور،... و استفاده‌ی فراوان از آن‌ها در شبکه‌های قدرت، عامل جدیدی برای تولید هارمونیک می‌باشد. منابع هارمونیکی در سیستم قدرت را می‌توان به سه دسته اصلی تقسیم‌بندی کرد:

۱. تجهیزات و ادوات غیرخطی با مقادیر نامی محدود که در شبکه توزیع شده اند
۲. بارهای غیر خطی بزرگ با تغییرات پیوسته و تصادفی
۳. مبدل‌های استاتیکی بزرگ و ادوات الکترونیک قدرت که توان آن‌ها در حدود مقادیر نامی شبکه می باشد

گروه اول شامل پل‌های دیودی تک‌فاز، منابع تغذیه سوئیچینگ (که برای بسیاری از تجهیزات فشار ضعیف نظیر کامپیوترهای شخصی، تلویزیون‌ها و ... استفاده می‌شوند) ولامپ‌های تخلیه گازی است. اگرچه مقدار نامی هر یک از این وسایل به تنهایی قابل اغماض می‌باشد ولی با توجه به تعداد زیاد این تجهیزات در شبکه، نمی‌توان از اثرات تجمعی آن‌ها صرف‌نظر نمود. با توجه به امکان کنترل این تجهیزات، اگر اطلاعات آماری مناسبی از تعداد آن‌ها در سیستم داشته باشیم امکان شبیه سازی آن‌ها فراهم خواهد شد.

گروه دوم شامل کوره‌های القایی با توان‌های نامی چند ده مگاوات می‌باشند که معمولاً بصورت مستقیم و بدون فیلترگذاری مناسب به خطوط انتقال فشار ضعیف متصل شده‌اند. کوره‌های

الکتریکی از جمله بارهای تصادفی می‌باشند. بارهای تصادفی شامل کلیه واحدهایی هستند که بدلیل پیچیدگی بیش از حد شرایط کاری تجهیزات نصب شده در این واحدها، طیف فرکانسی جریان جذب شده توسط آن‌ها را نمی‌توان براحتی تعیین نمود. به عنوان مثال این کوره‌ها دارای امپدانس کاملاً نامتقارن با تغییرات تصادفی می‌باشند. بنابراین مشکل اصلی روش شبیه‌سازی نیست بلکه میزان تغییرات جریان‌های هارمونیک تزریقی آن‌ها در هر یک از شرایط مورد نظر می‌باشد که بهتر است بر اساس تجزیه و تحلیل‌های آزمایشگاهی (در شرایط مشابه) تعیین گردد. گروه سوم سبب بروز مشکلات قابل توجهی در امر شبیه‌سازی می‌گردند. قسمتی از این مشکلات به علت ظرفیت‌های بالای مبدل‌های الکترونیکی در بسیاری از کاربردها و قسمت دیگری از آنها بدلیل اثرات قابل توجه آنها بر روی سیگنال‌های سوئیچینگ سیستم‌های کنترلی می‌باشد. عملکرد مبدل‌ها به شدت وابسته به کیفیت منابع تغذیه می‌باشد که خود قویاً تحت تأثیر عملکرد نیروگاه‌ها قرار دارد. عدم وجود تغذیه مناسب برای مبدل‌ها باعث ظهور هارمونیک‌های غیر مشخصه می‌گردد و درصد هارمونیک‌های مشخصه سیستم را افزایش می‌دهد. این امر منجر به عملکرد نامناسب سیستم کنترلی می‌گردد. بنابراین در هنگام مدل‌سازی هارمونیک‌های سیستم باید توجه خاصی به تبدیل استاتیکی توان نمود.

بارهای غیرخطی که جریان‌های غیرسینوسی از ادوات الکتریکی می‌کشند، بصورت بارهای مشخص و نامشخص طبقه بندی می‌شوند، به نحوی که شرکت‌های تولیدکننده‌ی توان بتوانند محل و ظرفیت بارهای تولیدکننده‌ی هارمونیک را روی شبکه توزیع تعیین کنند.

بارهای غیرخطی مشخص شامل: یکسوسازهای توان بالای دیودی یا تریستوری، سیکلوکانورترها و کوره‌های قوس هستند که بوسیله مصرف‌کنندگان ولتاژ بالا یا ولتاژ متوسط نصب می‌شوند.

بارهای غیرخطی نامشخص شامل: یکسوسازهای دیودی تک‌فاز با خازن‌های DC ، بارهای تولیدکننده هارمونیک نامعین اند که استفاده‌ی زیادی در مصارف داخلی تلویزیون‌ها، کامپیوترهای شخصی و... دارند.

۲-۴ آثار سوء هارمونیک‌ها

این اثرات بطور عمده شامل موارد زیر است:

- عملکرد نامناسب وسایل کنترل‌کننده که وظیفه انجام اعمالی مانند کلیدزنی از راه دور، کنترل بار و اندازه‌گیری را بر عهده دارند
- خرابی بانک‌های خازنی بدلیل شکست عایقی یا افزایش بیش از حد توان راکتیو
- اضافه ولتاژها و جریان‌های اضافی در سیستم که ناشی از تشدید ولتاژها و جریان‌های هارمونیک در شبکه هستند

- شکست عایقی در کابل‌ها بخاطر اضافه ولتاژهای هارمونیک در سیستم
- خطا در دستگاه‌های اندازه‌گیری انرژی الکتریکی که با روش القا کار می‌کنند
- عملکرد نامناسب سیستم‌های تولیدکننده سیگنال و رله‌های حفاظتی بخصوص در سیستم‌های استاتیکی و میکرو پروسسوری

- تداخل در سیستم‌های کنترل موتورهای بزرگ و سیستم‌های تحریک در نیروگاه‌ها
- نوسانات مکانیکی در ماشین‌های سنکرون و القایی
- عملکرد ناپایدار مدارهای آتش، بخصوص مدارهایی که براساس تشخیص نقطه صفر ولتاژ عمل می‌کنند

- تلفات اضافی در خازن‌ها و ماشین‌های سنکرون و القایی
- نویز اضافی در موتور و دیگر وسایل
- تداخل با سیستم‌های مخابراتی

اثرات مخرب هارمونیک‌ها روی تجهیزات مسلماً به نوع منبع هارمونیک، محل استقرار آن در سیستم قدرت و مشخصات الکتریکی شبکه مورد بحث بستگی دارد. اما بطور کلی این آثار را می‌توان به دو صورت بلند مدت و کوتاه مدت یا لحظه‌ای تقسیم بندی کرد:

❖ اثرات لحظه ای:

اثرات لحظه‌ای باعث خرابی و عدم عملکرد مناسب مدارهایی که براساس تشخیص نقطه صفر ولتاژ عمل می‌کنند، می‌گردد. تنظیم‌کننده‌ها، وسایل الکترونیکی و کامپیوترها بیشتر در معرض این اثرات قرار دارند. از طرف دیگر مقدار بالای این هارمونیک‌ها ممکن است باعث عدم عملکرد مناسب رله‌های حفاظتی گردد.

❖ اثرات بلند مدت:

این اثرات اساساً بصورت افزایش حرارت می‌باشند. تلفات اضافی و افزایش حرارت منجر به کاهش عمر و خرابی خازن‌ها و ماشین‌ها می‌گردد.

اغتشاش ولتاژ هارمونیک سبب جریان یافتن هارمونیک در بارهای خطی می‌شود که به نوبه‌ی خود نیاز به کاهش بار دارد. تأثیرگذاری بخصوص برای هارمونیک‌های مرتبه ی پایین‌تر ولتاژ در ماشین‌های چرخان بیشتر است، در حالی است که بانک‌های خازنی بیشتر از هارمونیک‌های بالاتر متأثر می‌شود.

یک تأثیر غیر مستقیم اغتشاش هارمونیک ولتاژ این است که بازدهی یکسوسازها وقتی که ضریب قله (حداکثر شکل موج ولتاژ) کاهش می‌یابد، کم می‌شود. بنابراین بارها بیشتر به کاهش ولتاژ حساس می‌شوند.

از سوی دیگر یک ضریب قله بالا (اضافه ولتاژ هارمونیک) ممکن است منجر به خرابی سریعتر عایق‌بندی شود. تأثیر اصلی اغتشاش جریان هارمونیک گرم شدن بیش از حد عناصر سری مانند ترانسفورمرها و کابل‌ها می‌باشد. گرما متناسب است با مقدار مؤثر جریان؛ که در آن، انرژی منتقل شده با فرکانس اصلی متناسب است و این گرما با افزایش جریان هارمونیک افزایش می‌یابد. جریان‌های هارمونیک همچنین بر کابل‌ها و خطوط انتقال تأثیر منفی می‌گذارد. جریان‌های هارمونیک سوم سبب جاری شدن یک جریان مجموع بزرگ درسیم خنثی می‌شود.

اگر سیم خنثی برای عبور جریان خیلی بزرگ طراحی نشده باشد و با حفاظت اضافه بار تجهیز نشده باشد، این جریان ممکن است سبب گرمای بیش از حد شود. بسیاری از بارهای تک فاز یک جریان هارمونیک مرتبه سوم تولید می کنند که می تواند سبب اضافه بار سیم خنثی شود. این مشکل به خصوص در تجهیزات فشار ضعیف با تعداد زیادی از کامپیوترها یا روشنایی های کم مصرف وجود دارد.

۲-۵ استانداردها

اولین استانداردهای هارمونیک در اروپا بوجود آمدند. در سال ۱۹۶۹، CENELEC و IEC در اروپا، کمیته هایی را به منظور تعیین هارمونیک هایی که توسط مدارهای سوئیچینگ در لوازم خانگی بوجود می آید تشکیل دادند. در سال ۱۹۷۵ اولین استاندارد (EN50006) توسط CENELEC بوجود آمد و توسط ۱۴ کشور اروپایی پذیرفته شد. سند IEC555 در سال ۱۹۸۲ ارائه شد و سپس در سال ۱۹۹۱، بخش دوم آن یعنی IEC-555-2 در CENELEC بعنوان یک استاندارد اروپایی (EN6055-2) به تصویب رسید.

در آمریکا انجمن IAS از IEEE، از سال ۱۹۷۳ پروژه تعیین استاندارد هارمونیک را آغاز کرد و در ال ۱۹۸۱ اولین استاندارد IEEE-519 را با عنوان «Guide» [۱۵] بوجود آورد. سپس در سال ۱۹۸۶، با همکاری دو گروه IAS و PES بر روی این استاندارد تجدیدنظر شد و با حجم مطالب بیشتری به IEEE-519 Recommended Practice تغییر نام یافت و در نهایت در سال ۱۹۹۲ با ارائه مطالب اساسی در زمینه علل، اثرات، اندازه گیری و کنترل هارمونیک ها در سیستم قدرت کامل تر شد و اخیراً در سال ۲۰۱۰، بازنگری جدید دیگری ارائه گردیده است. جدول (۲-۱) حد مجاز این استاندارد را نشان می دهد [۱۶]. چندین مشکل و موارد نامشخص در استفاده از این استانداردها ظاهر می گردد، از جمله آن ها می توان به موارد زیر اشاره نمود:

۱- تنظیم حدود مناسب برای وسیله مشخص، قبل از آن که این وسیله در سیستم قدرت قرار

بگیرد

۲- تعیین سهم مسئولیت مالی بین سازنده‌ی وسیله، مصرف کننده و شرکت برق بعد از راه-

اندازی وسیله

جدول (۱-۲): حدود مجاز هارمونیک‌های ولتاژ مطابق با استاندارد IEEE-519

ولتاژ شبکه	درصد اعوجاج تکی هر هارمونیک ولتاژ	درصد اعوجاج کلی ولتاژ
کوچتر از 69 kv	3	5
69kv تا 138 kv	1.5	2.5
بیشتر از 138 kv	1	1.5

اغلب استانداردهای موجود در مورد حدود مجاز هارمونیک‌ها مقادیر ثابتی هستند. از طرفی، همانطور که ممیزهای موجود نشان می‌دهند [۱۷]، به علت تغییرات پیوسته در سیستم‌های قدرت و شرایط بارها، هارمونیک‌های ولتاژ و جریان، کمیت‌های متغیر با زمان هستند. از آنجا که این تغییرات بصورت نامشخص، سریع و اتفاقی صورت می‌گیرند، استفاده از روش‌های آماری، برای کمیت‌دهی سطوح هارمونیک‌ها، لازم می‌گردد.

استاندارد IEEE-519 بطور مبسوط حدود اغتشاشات هارمونیک‌ها را بصورت اعداد ثابت بیان کرده است. اما به این نیز اذعان دارد که حدود پیشنهادی می‌تواند بدون ضرر رساندن به وسایل برای مدتی محدود بیشتر در نظر گرفته شود. بدین ترتیب برای تکمیل این استاندارد فعالیت‌هایی انجام گرفته [۱۸-۱۹] و ادامه خواهد داشت.

استانداردهای هارمونیک هنوز در حال تکمیل شدن است. بمنظور پشتیبانی از این تکامل تدریجی، به کارهای تکنیکی بیشتری در سیستم قدرت و آزمایش وسایل، تحلیل و شبیه‌سازی انتشار هارمونیک و اثرات آن نیاز است.

جدول (۲-۲): حدود مجاز اعوجاج تکی و کلی جریان مصرف کنندگان مطابق استاندارد IEEE-519

ماکزیمم مقدار مجاز هارمونیک جریان برای بارهای غیرخطی در شبکه‌های کوچکتر از 69 کیلو ولت						
درصد اعوجاج کلی جریان	درصد اعوجاج تکی هارمونیک‌های فرد					نسبت جریان اتصال کوتاه محل تغذیه به جریان نامی مصرف کننده
	$35 < n$	$23 < n < 35$	$17 < n < 23$	$11 < n < 17$	$n < 11$	
5	0.3	0.6	1.5	2.0	4.0	کوچکتر از 20
8	0.5	1.0	2.5	3.5	7.0	20 تا 50
12	0.7	1.5	4.0	4.5	10.0	50 تا 500
15	1.0	2.0	5.0	5.5	12.0	100 تا 1000
20	1.4	2.5	6.0	7.0	15	بزرگتر از 1000
(۱) مقدار هارمونیک‌های زوج باید کمتر از ۲۵ درصد مقدار هارمونیک‌های فرد باشد						
(۲) در مورد شبکه‌های ۶۹ الی ۱۳۸ کیلو ولت باید نصف مقادیر فوق بکار رود.						
(۳) در مورد شبکه‌های ۱۳۸ کیلو ولت به بالا در مورد هر مصرف کننده باید مطالعات و بررسی‌های مخصوص به خود انجام شود.						

۲-۶ روش‌های بهبود هارمونیک‌ها

اساس روش‌های بهبود بر این موارد استوار است: حفاظت از بارهای حساس، جلوگیری از عبور جریان‌های هارمونیکی بارهای غیرخطی از شبکه، طراحی بارها بگونه‌ای که هارمونیک کمتری تولید کنند و یا ترکیبی از این موارد. در ادامه، بر راه حل‌های موجود برای حل مشکل هارمونیک مروری خواهیم داشت.

۲-۶-۱ حفاظت بارها و کاهش هارمونیک‌های موجود

بمنظور حفاظت بارهای حساس از اغتشاشات شبکه، می‌توان آن‌ها را با UPS از شبکه ایزوله کرد. UPS ها وظیفه حفاظت از بار را بخوبی انجام می‌دهند؛ اما خود یکی از منابع تولید هارمونیک شبکه بوده و برای بارهای مجاور خود مشکل سازند [۲۰].

فیلترهای پسیو سری با بار، با تشدید در فرکانس هارمونیک‌های خاص، عمل انسداد مسیر جریان‌های هارمونیکی را انجام می‌دهند. فیلترهای پسیو موازی با بار، با تشدید در فرکانس هارمونیک‌های موردنظر، عمل انحراف مسیر جریان‌های هارمونیکی را انجام می‌دهند. فیلترهای سری باید هم کل جریان خط را عبور دهند و هم برای کل ولتاژ خط عایق شوند؛ اما فیلترهای موازی، فقط برای ظرفیت موردنیاز جریان هارمونیک‌ها طراحی می‌گردند. فیلترهای پسیو ارزانه؛ اما اشکالات ذیل را دارند: الف) عملکرد آن‌ها به مقادیر اجزا آن‌ها و نیز به امپدانس شبکه - که معمولاً مشخص نیست - حساس است. ب) ممکن است ترکیب آن‌ها با شبکه در هارمونیک‌های خاصی تشدید حاصل کرده و مشکل هارمونیک را حادثر کند. وجود این مشکلات موجب توجه به فیلترهای اکتیو شده است. در این فیلترها بلوک شناسایی کننده هارمونیک‌ها، مؤلفه‌های نامطلوب جریان بار را شناسایی می‌کنند و سپس این مؤلفه‌ها توسط یک اینورتر ساخته و به بار تحویل داده می‌شوند و در نتیجه جریان خط عاری از هارمونیک خواهد شد. مرجع [۲۰] با مرور بر ۳۷ طراحی ارائه شده برای فیلترهای اکتیو، به طبقه بندی آن‌ها پرداخته و از لحاظ نوع کنترل تقسیم‌بندی کرده است.

فیلترهای اکتیو بر خلاف UPSها بجای حفاظت از یک بار کار بهبود اغتشاشات شبکه را انجام می‌دهند [۲۰]. با قرار دادن آن‌ها در نقاط مختلف شبکه و کنترل هماهنگ آن‌ها می‌توان میزان هارمونیک‌ها را در شبکه کنترل کرد. از آنجا که فیلترهای اکتیو باید هم ولتاژ شبکه را تحمل کنند و هم جریان‌های هارمونیک لازم را تزریق نمایند، دارای میزان ولت آمپر (VA) بالایی هستند و در نتیجه دارای : الف) قیمت بالا ب) تداخل الکترومغناطیسی زیاد و ج) تلفات زیاد می‌باشند.

در بخش بعد فیلترهای اکتیو به تفصیل مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

ادوات FACTS در کنترل پویای پخش بار، میرا کردن نوسانات زیر سنکرون، تثبیت ولتاژ سیستم، افزایش پایداری‌های دینامیکی و گذرا، کنترل توان راکتیو، جبران نامتعادلی ولتاژ بکار گرفته شده اند. [۲۱]. می‌توان آن‌ها را بگونه‌ای کنترل نمود که علاوه بر انجام وظایف فوق به جبران هارمونیک‌ها نیز پردازند.

فیلترهای هیبرید ترکیبی از فیلترهای اکتیو و پسیو هستند. بگونه‌ای که فواید هر دو نوع را داشته و از مشکلات آن‌ها به دور باشد. ولت-آمپر قسمت اکتیو فیلتر هیبرید پیشنهادی در مرجع [۲۲] به ۹٪ رسیده است.

با استفاده از برخی از انواع ترانسفورماتورها نیز می‌توان هارمونیک‌های خاصی را حذف کرد. مانند حذف هارمونیک‌های مضرب ۳ در ترانسفورماتورهای اتصال مثلث و یا حذف هارمونیک‌های پنجم و هفتم جریان در ترانسفورماتورهای با اتصال زیگزاگ [۲۳].

با تزریق مناسب جریان‌های هارمونیک به میدان تحریک ماشین‌های سنکرون می‌توان آن‌ها را به حذف کننده‌های پاره‌ای از هارمونیک‌ها تبدیل کرد. بعنوان مثال با استفاده از یک ماشین سنکرون که با جریان هارمونیک ششم تحریک شده است، می‌توان هارمونیک‌های هفتم و پنجم را حذف کرد. این تحریک هم می‌تواند بصورت اکتیو صورت گیرد که در این حالت احتیاج به یک منبع تغذیه کنترل شده و مدارات کنترل کننده دارد، و هم می‌تواند بصورت پسیو باشد. در این حالت با اتصال مدارهای میدان به خازن‌هایی که در فرکانس ششم نوسان می‌کنند، اندوکتانس‌های آرمیچر برای هارمونیک‌های پنجم و هفتم کاهش می‌یابد [۲۴]. هرچند تحریک پسیو قابلیت‌های حذف هارمونیک تحریک را ندارد اما بسیار کم هزینه‌تر است.

۲-۶-۲ کاهش تولید هارمونیک در بارهای غیرخطی

از آنجا که پیشگیری بهتر از درمان است، کار مناسب‌تر این است که لوازم برقی بگونه‌ای ساخته شوند که تا حد ممکن هارمونیک کمتری تولیدکنند. در ورودی اکثر وسایل الکترونیکی و الکترونیک قدرت، از یک یکسوساز که برق AC را به DC رپل دار تبدیل می‌کند، بعلاوه‌ی یک خازن ذخیره کننده انرژی که ولتاژ خروجی یکسوساز را بصورت یک DC صاف با رپل کم در می‌آورد، استفاده می‌گردد. این یکسوسازها به شبکه هارمونیک تزریق می‌کنند. برای کاهش هارمونیک‌های تولیدی توسط مجموعه یکسوساز و مبدل راه‌های مختلفی موجود است که به دو نوع کلی قابل تقسیم می‌باشد: (۱) تغییر در ساختار داخلی یکسوساز [۲۳-۲۴]. (۲) نصب تجهیزات در ورودی یکسوساز.

این ادوات عبارتند از فیلترهای پسیو یا اکتیو که صورت سری یا موازی با یکسوساز نصب می-گردند و یا ترانس‌هایی که در ورودی یکسوساز بمنظور حذف هارمونیک‌ها قرار می‌گیرند. آن‌ها می-توانند در ورودی هر بار غیرخطی دیگر نیز بکار گرفته شوند. با توجه به اینکه تمرکز اصلی این تحقیق بر روی فیلتر اکتیو موازی می‌باشد در ادامه به معرفی فیلترهای اکتیو و طبقه‌بندی آنها پرداخته می‌شود.

۲-۷ طبقه بندی فیلترهای اکتیو

بر اساس آنچه در مقالات منتشر شده در این زمینه آمده است، می‌توان فیلترهای اکتیو را با استفاده از معیارهای زیر طبقه بندی نمود: [۲۵-۲۶-۲۷].

- ۱- بر اساس نوع سیستم تغذیه
- ۲- میزان رنج توان و سرعت پاسخ مورد نیاز در سیستم‌های جبران‌سازی شده
- ۳- ساختار مدار قدرت و اتصالات
- ۴- متغیر جبران‌سازی شده (نظیر هارمونیک‌های جریان، ضریب توان، نامتعادلی سیستم سه فاز و ...)
- ۵- روش‌های کنترل
- ۶- روش‌های تخمین ولتاژ و جریان مرجع

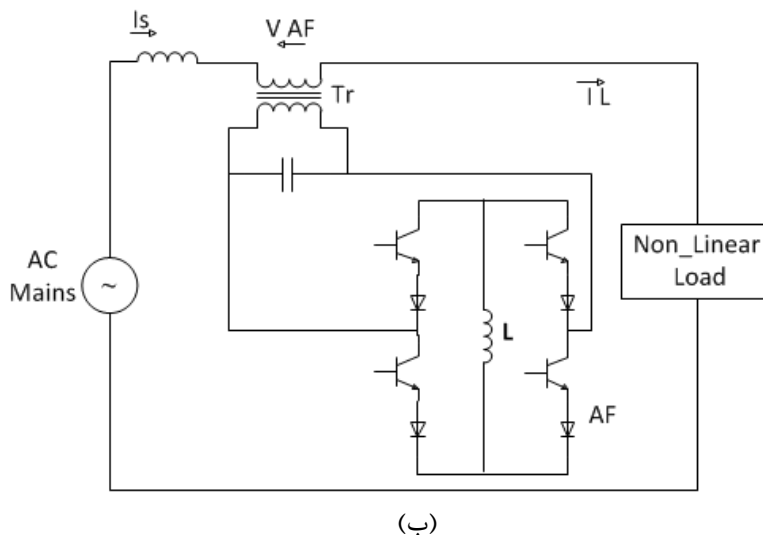
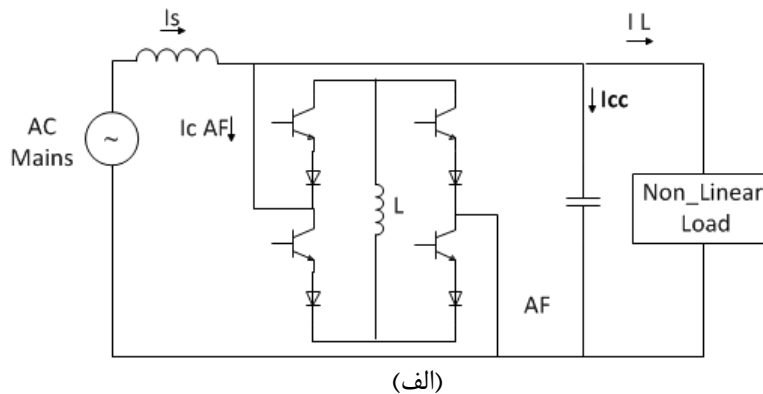
در ادامه با توجه به معیارهای بالا طبقه‌بندی فیلترهای اکتیو را با بیان ویژگی‌های هر گروه شرح می‌دهیم.

۲-۷-۱ طبقه بندی بر اساس نوع سیستم تغذیه

۲-۷-۱-۱ سیستم تکفاز دو سیمه

فیلترهای اکتیو تکفاز در سه نوع سری و موازی و سری/ موازی موجود می‌باشد. در ساختار

این فیلترها مبدل VSI با عناصر ذخیره‌ساز انرژی خازنی و CSI با عناصر ذخیره‌ساز انرژی القایی بکار گرفته می‌شود. ساختار فیلتر اکتیو دوسیمه سری و موازی در شکل (۱-۲) نشان داده شده است.



شکل (۱-۲): (الف) فیلتر اکتیو موازی دو سیمه با مبدل منبع جریان (ب) فیلتر اکتیو سری دو سیمه با مبدل منبع جریان

فیلتر اکتیو سری عموماً برای حذف هارمونیک‌های ولتاژ، اضافه ولتاژ، افت ولتاژ، notching و... بکار می‌رود، در حالیکه فیلتر اکتیو موازی برای حذف هارمونیک‌های جریان و مؤلفه توان راکتیو استفاده شده می‌شود.

۲-۱-۷-۲ سیستم سه فاز سه سیمه

بارهای سه فاز سه سیمه از قبیل ASD ها عمده‌ترین مبدل‌های نیمه هادی قدرت اند و اخیراً

در ساختارهای آنها فیلترهای اکتیو لحاظ می‌گردند.

فیلترهای اکتیو سه سیمه در سمت AC دارای سه سیم و در سمت DC دارای دو سیم هستند و از سه فیلتر اکتیو تکفاز به همراه ترانسفورماتور ایزوله کننده (برای فیلتر اکتیو موازی) تشکیل شده‌اند و برای تنظیم ولتاژ، کنترل فازی مستقل و جبران‌سازی سیستم‌های نامتعادل بکار می‌رود.

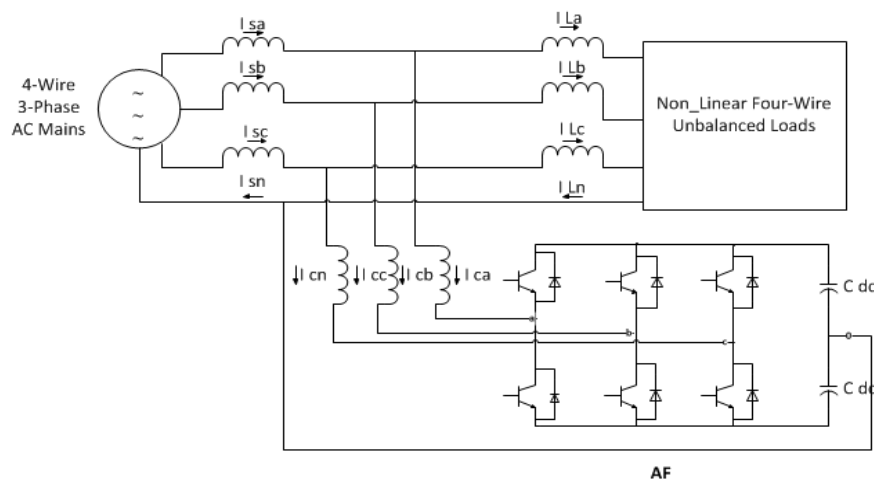
۲-۱-۷-۳ سیستم سه فاز چهار سیمه

تعداد زیادی از بارهای تکفاز از سیستم سه فاز با سیم نوترال تغذیه می‌شوند که منجر به ایجاد جریان بسیار زیاد در نوترال، ایجاد هارمونیک و عدم تعادل می‌گردد. جهت رفع این مشکلات فیلترهای اکتیو چهار سیمه طراحی شده‌اند که در سه نوع موازی، سری و هیبرید مورد استفاده قرار می‌گیرند:

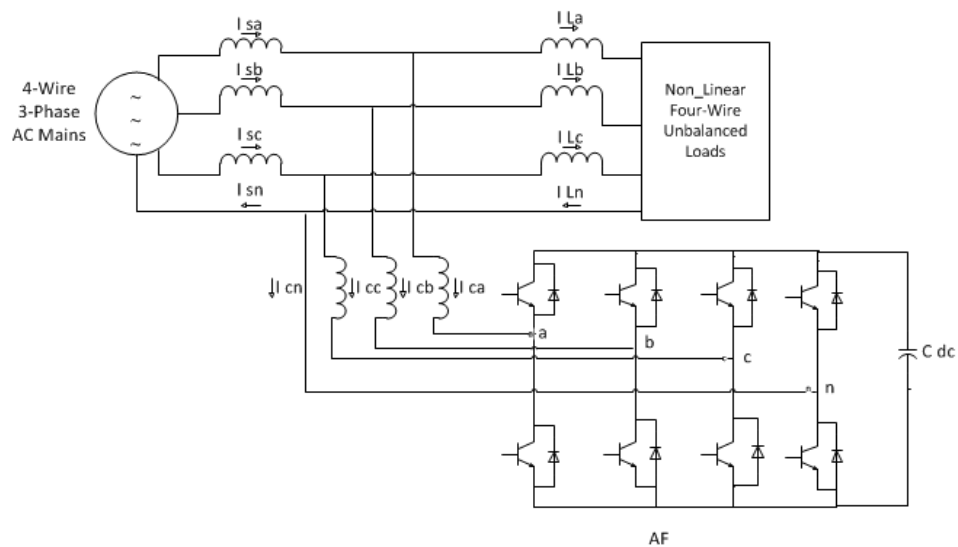
فیلتر اکتیو چهار سیمه موازی: اولین نوع این فیلترها بنام خازن سروسط شناخته شده است در این ساختار همه‌ی جریان نوترال از درون خازن DC عبور میکند.

نوع دیگر فیلتر اکتیو چهارشاخه است که شاخه چهارم برای پایدارسازی نوترال AF است.

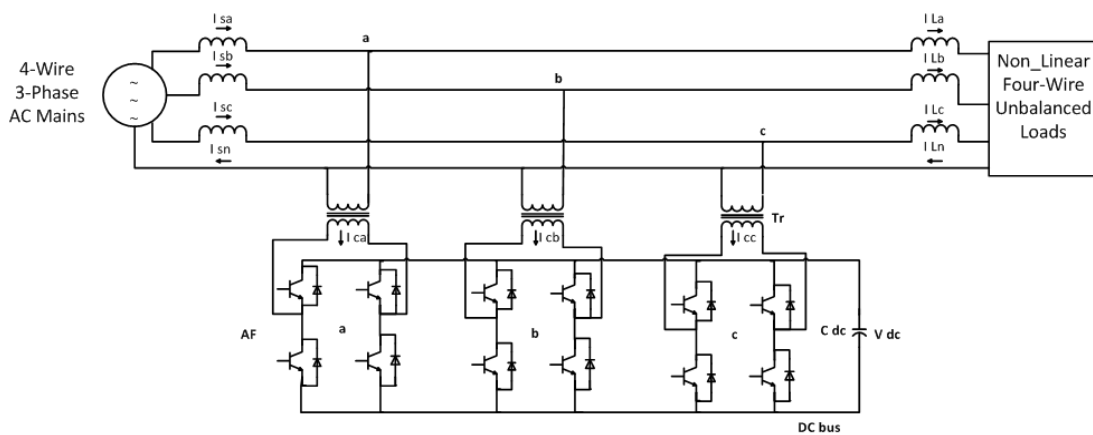
نوع پل سه فاز که بسیار متداول است و امکان تنظیم مناسب ولتاژ برای ادوات نیمه هادی و افزایش قابلیت اعتماد سیستم AF را می‌دهد.



شکل (۲-۲): فیلتر اکتیو موازی سه شاخه چهار سیمه با خازن سروسط



شکل (۲-۳): فیلتر اکتیو موازی چهار شاخه چهار سیمه

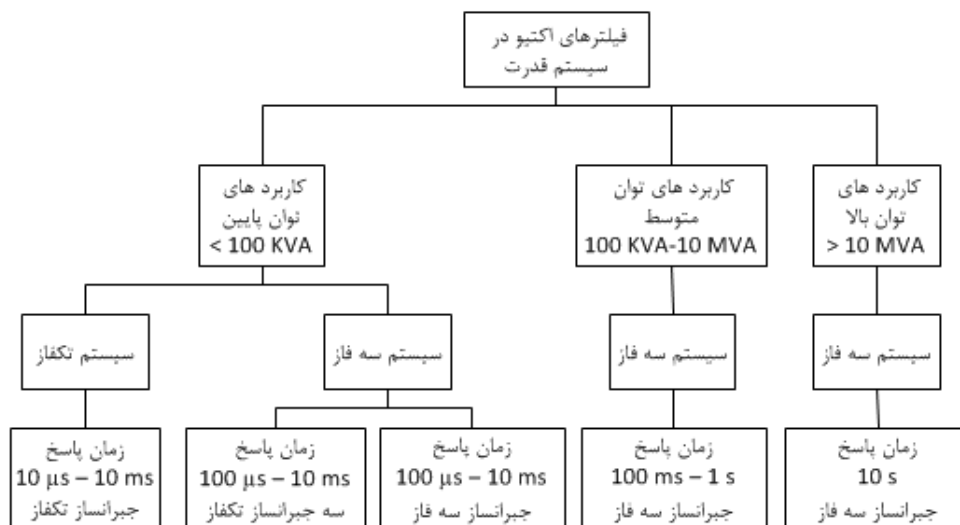


شکل (۲-۴): فیلتر اکتیو موازی چهار سیمه پل سه فاز

این نوع فیلترها در فصل بعد به تفصیل بررسی خواهند شد.

۲-۷-۲ طبقه بندی بر اساس رنج توان و سرعت پاسخ مورد نیاز در سیستم‌های

جبران سازی شده



شکل (۲-۵): طبقه بندی بر اساس رنج توان و سرعت پاسخ مورد نیاز دز سیستم های جبران سازی شده

۱-۲-۷-۲ Low Power

این گروه سیستم های با توان کمتر از ۱۰۰ KVA را شامل می شوند. زمان پاسخ این فیلتر نسبت به رده های دیگر توان پایین تر است و در رنج ۱۰ میکرو ثانیه تا میلی ثانیه می باشد. بارهای تکفاز مانند مناطق مسکونی، ساختمان های تجاری و ... و بارهای سه فاز نظیر بارهای کوچک و متوسط کارخانجات در این رده قرار دارند. این طبقه به دو زیر گروه زیر تقسیم می شود:

۱. سیستم های تکفاز

فیلترهای تک فاز عموماً در سیستم های توان پایین کاربرد دارند و برای بارهای معمولی نظیر ساختمان های آموزشی، بارهای کامپیوتری و ساختمان های تجاری یا کارخانجات کوچک و ... مناسب اند. در این حالت می توان چندین فیلتر اکتیو توان پایین را روی یک سیستم توزیع بجای یک فیلتر اکتیو بزرگ روی منبع بکاربرد. اینکار بدلیل وجود بارهای تکفاز متعدد و ایجاد جریان هارمونیک برای سیم خنثی است بعلاوه استفاده از چندین فیلتر اکتیو توان پایین، اجازه ی جبران سازی های مختلف را با شرایط متغیر بهره برداری فراهم می آورد. اما از طرفی بارهای خانگی مقدار هارمونیک های مجتمع زیادی تولید نمی کنند، بنابراین برای سیم نوترال چندان مشکل آفرین نیستند، بنابراین چنانچه اجباری به تنظیمات هارمونیک در رابطه با بارهای خانگی اعمال نگردد، مصرف کنندگان خانگی

تمایلی به سرمایه گذاری در فیلترهای اکتیو را نخواهند داشت.

مزیت اصلی فیلترهای اکتیو تک فاز در بهره برداری توان پایین، عملکرد مطلوب در فرکانس های بالا است.

۲. سیستم های سه فاز

در سیستم های توان پایین سه فاز می توان از سه فیلتر تک فاز یا یک جبران ساز سه فاز استفاده کرد. برای سیستم های سه فاز انتخاب فیلتر اکتیو مناسب بستگی به تعادل بارهای سه فاز دارد. اگر نیازی به متعادل سازی ولتاژها و جریان های فاز نباشد و دامنه ها و زاویه فازها در هر فاز یکسان باشد جهت جبران سازی از اینورتر سه فاز استفاده می شود. برای بارهای نامتعادل با جریان ها و ولتاژهای تغذیه نامتقارن تنها در سیستم های سه فاز چهارسیمه، از سه مدار اینورتر تک فاز استفاده می شود. این ساختار با ترکیب سه فیدبک ولتاژ / جریان مستقل، جریان ها یا ولتاژهای تغذیه را متعادل می سازد.

۲-۲-۷-۲ Medium Power

سیستم های سه فاز با توان ۱۰ MVA تا ۱۰۰ KVA در این دسته قرار می گیرند و شامل سیستم های توزیع ولتاژ متوسط تا فشار قوی و سیستم های درایو با توان و ولتاژ بالا که تأثیر عدم تعادل فاز در آن قابل چشم پوشی است، می باشد. در اینجا هدف اصلی حذف یا کاهش هارمونیک های جریان است. در سطوح فشار قوی بدلیل ولتاژ بالا و مشکلات عایقی و اتصالات سری/ موازی سوئیچ های فیلتر، از لحاظ اقتصادی استفاده از فیلتر برای جبران سازی توان راکتیو بصرفه نمی باشد. برای جبران سازی در این حالت از جبران سازهای استاتیکی سلفی و خازنی (مدارات LC کنترل شونده با رله ها)، فیلترهای هارمونیک قابل تنظیم، کندانسورهای سنکرون و جبران سازهای VAR با اینورترهای چند طبقه استفاده می شود. زمان پاسخ مورد نظر در حدود ۱۰ میلی ثانیه است.

۳-۲-۷-۲ High Power

این سیستم شامل شبکه های خطوط انتقال و درایوهای DC فوق انتقال (Extra High Volt)

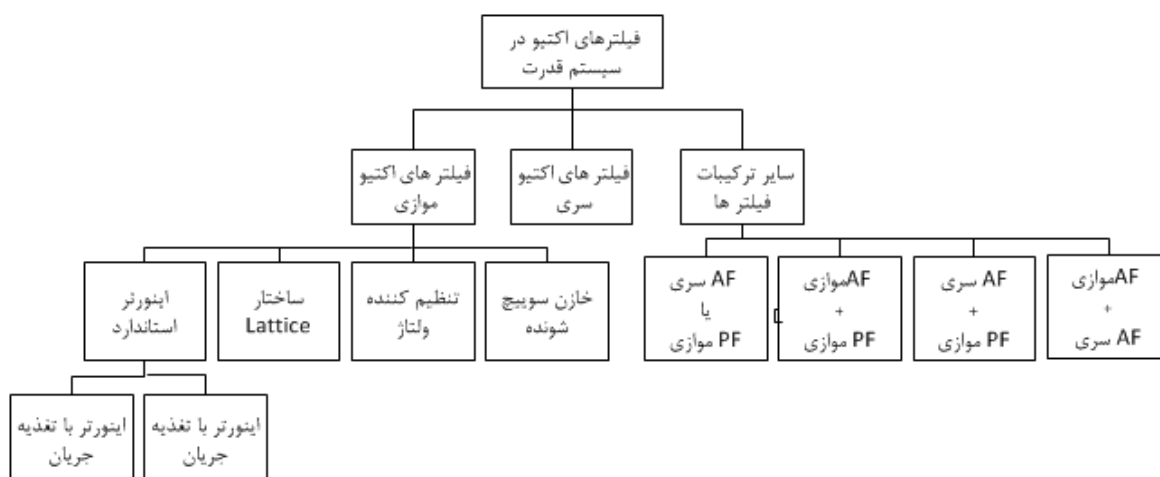
مانند HVDC اند.

بدلیل فقدان ادوات الکترونیک قدرت با فرکانس‌های سوئیچینگ بالا که بتواند جریان‌های زیاد را تحمل کند و همچنین مشکلات عایقی در ولتاژهای بالا، استفاده از فیلترهای اکتیو در این محدوده توان، اقتصادی و مقدور نمی‌باشد. خوشبختانه آلودگی‌های هارمونیک در توان‌های بالای ۱۰ MVA چندان اهمیت ندارد. برای جبران‌سازی توان راکتیو نیز مانند حالت قبل استفاده از جبران‌سازهای استاتیکی رایج است.

یکی از سیستم‌های توان بالا که نیاز به فیلتر اکتیو دارد سیستم‌های قطار برقی می‌باشد، که در آن از ترکیب موازی چندین فیلتر اکتیو که کنترل آنها بسیار پیچیده است استفاده شده است.

۲-۷-۳ طبقه بندی بر اساس ساختار مدار قدرت و اتصالات:

ساختارهای مدار قدرت نقش مهمی در انتخاب کاربردها دارند، برای مثال بعضی از مدارات تنها برای ابعاد معینی از کنترل و در رنج خاصی از توان مناسباند که در این قسمت مورد بحث قرار گرفته و در بلوک دیاگرام زیر نشان داده شده است.



شکل (۲-۶): طبقه بندی فیلترهای اکتیو بر اساس ساختار مدار قدرت و اتصالات

۲-۷-۳-۱ فیلترهای اکتیو موازی:

فیلتر اکتیو موازی برای حذف هارمونیک‌های جریان، جبران توان راکتیو و متعادل‌سازی جریان

های سه فاز نامتعادل بکار می‌رود و تلفات سیستم تغذیه را نیز تا حدودی جبران می‌کند. همچنین می‌تواند بعنوان یک ژنراتور VAR استاتیکی در سیستم قدرت برای پایدارسازی و بهبود پروفیل ولتاژ بکار رود.

این فیلتر جهت جبران‌سازی، جریان‌های مساوی با فاز مخالف را تزریق می‌کند تا هارمونیک‌ها و مؤلفه‌های راکتیو جریان بار غیرخطی را در محل اتصال حذف کند. فیلترهای موازی این مزیت را دارند که به همراه جریان جبران‌سازی، یک مقدار کوچک جریان اصلی اکتیو را بمنظور جبران تلفات سیستم حمل می‌کنند.

این فیلترها می‌توانند با هم موازی شوند و جریان‌های بالا را تحمل کنند، بنابراین برای قدرت-های بالا و رنج وسیعی از توان مورد استفاده هستند.

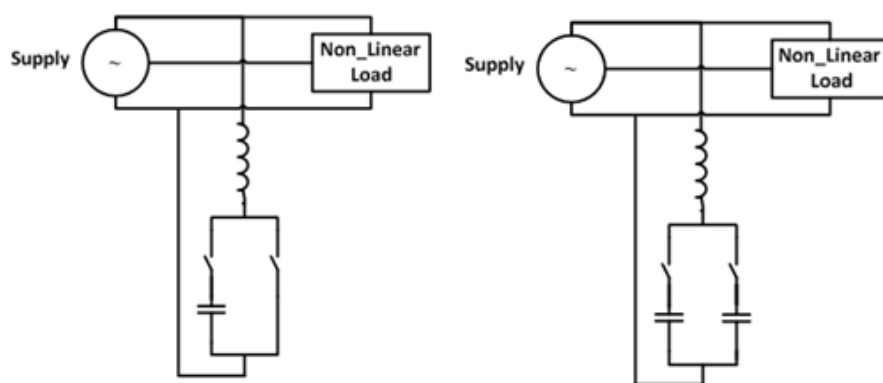
ساختار فیلتر موازی دارای چهار نوع می‌باشد:

۱- ساختارهای اینورتری استاندارد

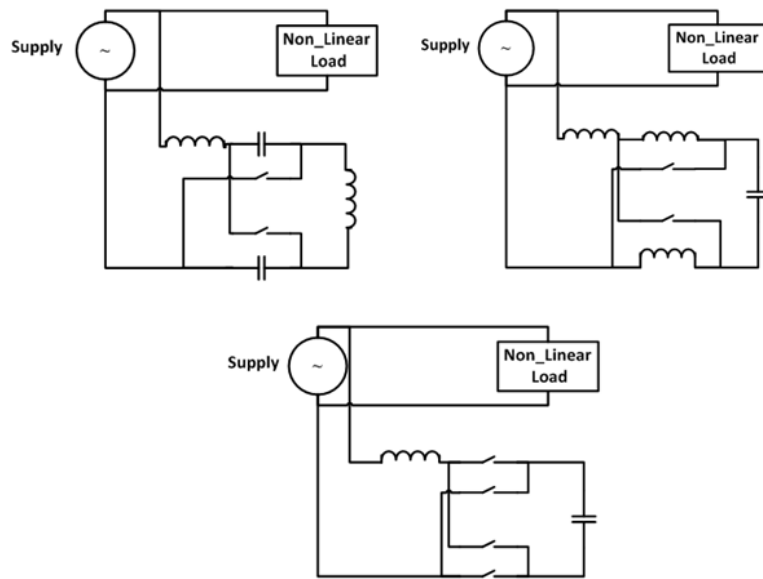
۲- مدارات خازن سوئیچ شونده

۳- فیلترهای با ساختار LATTICE

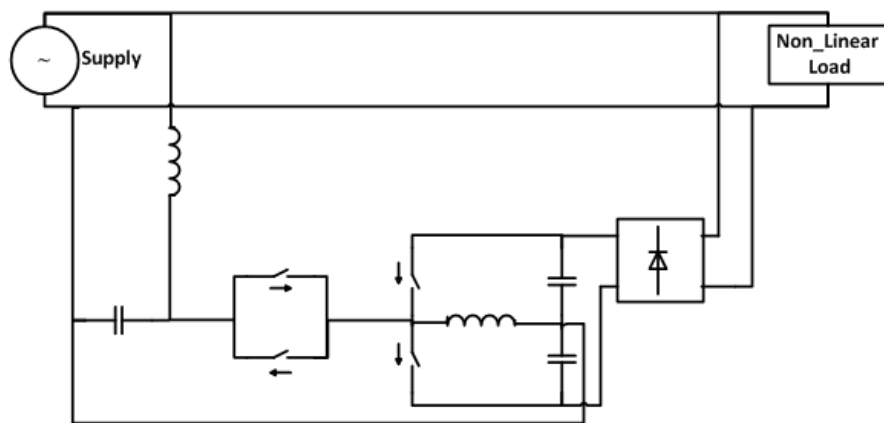
۴- فیلترهای نوع تنظیم ولتاژ



شکل (۷-۲): فیلترهای خازن سوئیچ شونده



شکل (۸-۲): ساختارهای Lattice



شکل (۹-۲): فیلترهای اکتیو با تنظیم ولتاژ

۲-۳-۷-۲ فیلترهای اکتیو سری:

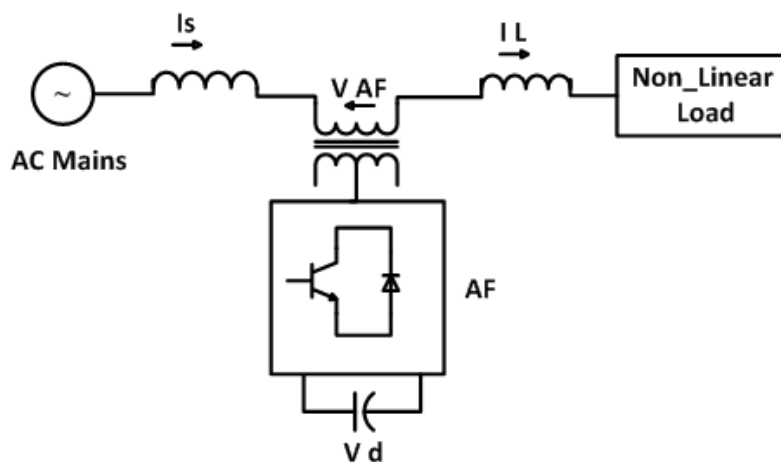
این فیلتر توسط یک ترانسفورماتور، بصورت سری به خط متصل می‌شود. کاربرد اصلی فیلتر اکتیو سری، حذف هارمونیک‌های ولتاژ و بهبود پروفیل ولتاژ است. همچنین ولتاژ ترمینال بار یا خط را تنظیم و متعادل می‌کند، ولتاژ توالی منفی را کاهش می‌دهد و تنظیم ولتاژ را روی سیستم سه فاز اجرا می‌کند. این فیلتر در صورت همراهی با ادوات الکترونیک قدرت، جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ و میراسازی انتشار هارمونیک‌ها بوجود آمده توسط رزونانس امپدانس‌های خط و جبران‌سازهای پسیو موازی را انجام می‌دهد.

الگوریتم جبران سازی فیلتر سری به این صورت است که با الگوی کلیدزنی PWM یک شکل موج ولتاژ را تولید می کند که بصورت لحظه ای با اضافه شدن و یا کم شدن به / از شکل موج اصلی، شکل موج را در نقطه ی اتصال به بار (PCC) کاملاً سینوسی نگه می دارد. شکل زیر ساختار اصلی یک فیلتر اکتیو سری را نشان می دهد. در این ساختار از اینورتر منبع ولتاژ بدون حلقه های کنترل جریان استفاده می شود.

با توجه به اینکه این فیلترها جریان های زیاد بار را تحمل می کنند، تلفات جریان افزایش می یابد و از آنجا که یک شکل موج کاملاً سینوسی تولید می کنند، برای ادوات حساس به ولتاژ نظیر تجهیزات سیستم حفاظت و... مناسب می باشند.

قابل توجه است که اغلب ساختارهای فیلترهای اکتیو موازی را می توان بصورت سری نیز بکار

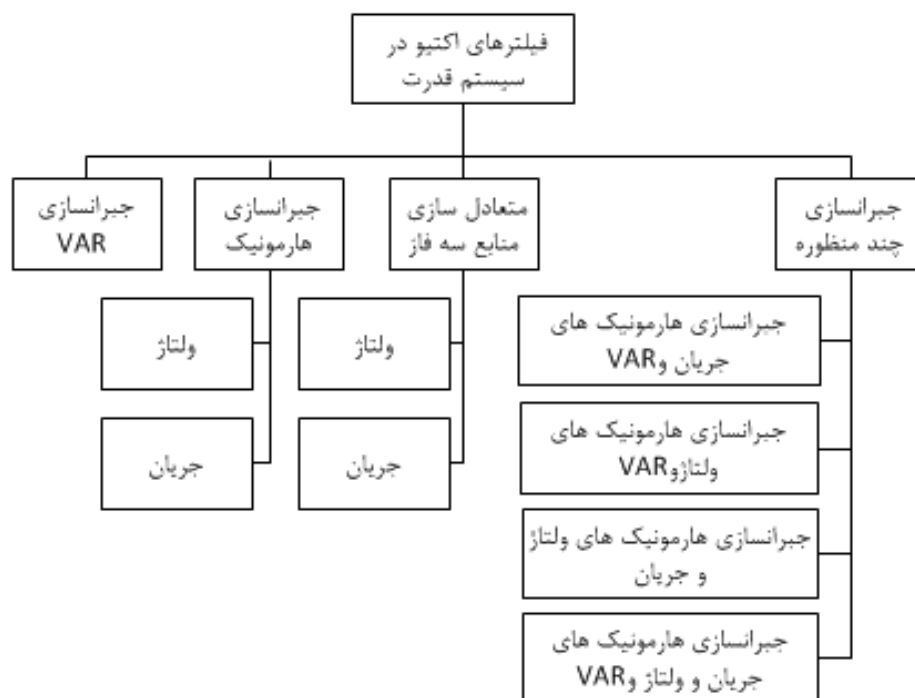
برد.



شکل (۲-۱۰): فیلتر اکتیو سری با تغذیه ولتاژ

۴-۷-۲ طبقه بندی بر اساس متغیر جبران سازی شده

فیلترهای اکتیو برای بهبود برخی از مشخصه های سیستم قدرت تحت بار ساخته شده اند. این مشخصه ها نیز توسط برخی پارامترهای سیستم که باید کنترل شوند معنی دار می شوند:



شکل (۱۱-۲): طبقه‌بندی فیلترهای اکتیو بر اساس متغیر جبران‌سازی

۱-۴-۷-۲ جبران‌سازی توان راکتیو (تصحیح VAR):

جبران‌سازی توان راکتیو برای بارهای قابل تنظیم توسط فیلترهای اکتیو موازی (نظیر STATCOM) و برای بار ثابت با استفاده از خازن‌های AC انجام می‌گیرد. از فیلترهای اکتیو برای تصحیح ضریب توان، در سیستم‌های توان پایین استفاده می‌شود زیرا در آنها جریان‌های مورد نیاز برای جبران توان راکتیو هم‌مرتبه دامنه جریان بار است.

۲-۴-۷-۲ جبران‌سازی هارمونیک

یکی از مهمترین پارامترهای سیستم، جبران‌سازی هارمونیک‌های سیستم قدرت است که به دو دسته‌ی هارمونیک‌های جریان و ولتاژ، بشرح زیر، تقسیم می‌شود:

- جبران‌سازی هارمونیک‌های ولتاژ که بطور کلی توسط فیلترهای اکتیو سری انجام می‌شود.
- جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان، که برای این منظور فیلتر اکتیو موازی وسیله‌ی ایده‌آلی است اما نوع هایبیرید به علت کمتر بودن هزینه مناسب‌تر است.

۲-۷-۳ متعادل کردن سیستم های سه فاز

این مشکل اغلب در سیستم های توزیع و فوق توزیع پدید می آید که در آن جریان ها و گاهی ولتاژهای سه فاز متعادل نبوده و اختلاف فاز ۱۲۰ درجه ندارند.

- متعادل کردن ولتاژهای اصلی در سیستم سه فاز

درجه نامتعادلی سیستم به مقدار جریان نامتعادل و دامنه امپدانس تغذیه وابسته است. نامتعادلی بر اثر عدم تساوی دامنه و فاز ولتاژهای سه فاز پدید می آید و منجر به ایجاد مقدار معین امپدانس تغذیه می شود. این مشکل عموماً در سیستم های توان پایین وجود دارد زیرا در توان های متوسط و بالا، امپدانس تغذیه اثر مشخصی روی عملکرد سیستم ندارد. جهت حل این مشکل بایستی به ولتاژ هر فاز، معادل اختلاف ولتاژ لحظه ای و مرجع اضافه شود تا آن را وادار به دنبال کردن شکل موج سینوسی مرجع نماید.

- متعادل کردن جریان های اصلی در سیستم های سه فاز

مقدار جریانی که توسط سیستم تغذیه تزریق می شود به درجه نامتعادلی سیستم وابسته است بنابراین متعادل سازی ولتاژها منجر به متعادل سازی جریان نیز می شود. برای این منظور اغلب از فیلتر اکتیو موازی استفاده می کنند.

۲-۷-۴ جبران سازی چند منظوره

ترکیبات مختلف سیستم های ذکر شده می تواند در بهبود کارایی فیلترهای اکتیو مؤثر واقع شود. در ادامه اغلب ترکیباتی که در سیستم های قدرت استفاده می شود ذکر شده است.

- جبران سازی جریان های هارمونیک و توان راکتیو:

این جبران سازی نیز توسط فیلترهای اکتیو موازی انجام می گیرد. اما در قدرت های بالا بدلیل محدودیت فرکانس های سوئیچینگ کمتر استفاده می شود.

- جبران سازی ولتاژهای هارمونیک و توان راکتیو

- جبران سازی ولتاژها و جریان های هارمونیکی
 - جبران سازی ولتاژها و جریان های هارمونیکی و توان راکتیو
- در ادامه جدولی ارائه می شود که در آن با استفاده از نوع کاربرد مورد انتظار می توان نوع فیلتر اکتیو مورد نیاز را برای شبکه مورد نظر انتخاب کرد.

۵-۷-۲ طبقه بندی بر اساس روشهای کنترلی

کنترل، قلب یک فیلتر اکتیو است و شامل سه مرحله کلی زیر می باشد:

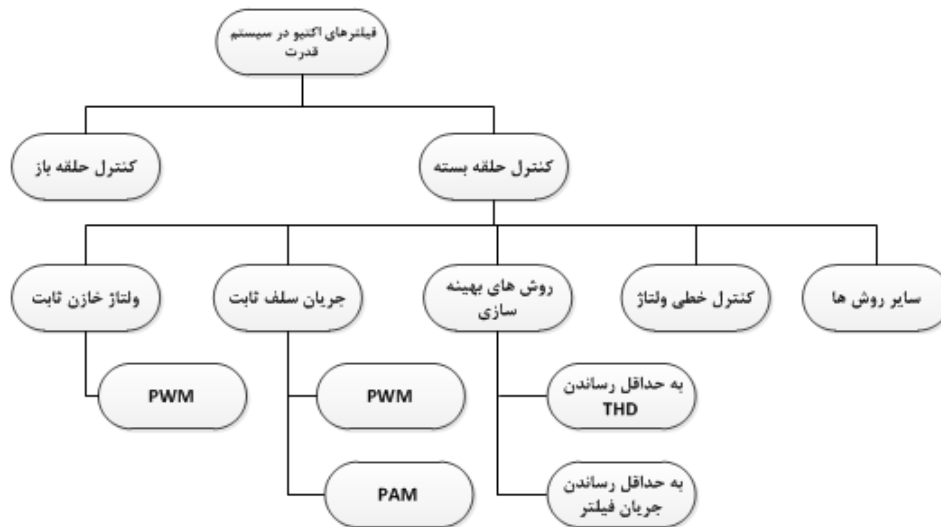
- I. مرحله اول: برای جمع آوری اطلاعات دقیق سیستم، سیگنال های ضروری ولتاژ و جریان با استفاده از ترانسفورماتور قدرت (CT و PT)، سنسورهای اثر هال و تقویت کننده ایزوله اندازه گیری می شوند.
- II. مرحله دوم: فرامین جبران سازی بر حسب سطوح ولتاژ و جریان بر اساس روش های کنترلی و ساختار فیلتر بوجود می آیند.
- III. سومین مرحله: سیگنال های گیت ادوات نیمه هادی فیلتر توسط روش های کنترلی PWM، هیستریزیس و مد متحرک (LIDING MODE) تولید می شوند. کنترل فیلترهای اکتیو نیازمند ادوات دیجیتالی و آنالوگ گسسته یا ادوات میکرو الکترونیکی پیشرفته نظیر DSP ها و می باشد.

جدول (۳-۲): کاربرد انواع فیلترهای اکتیو بر اساس نوع جبران سازی

جبران سازی برای کاربرد خاص	فیلترهای اکتیو			
	فیلتر اکتیو سری	فیلتر اکتیو موازی	ترکیب فیلتر اکتیو سری و پسیو موازی	ترکیب فیلتر اکتیو موازی و اکتیو سری
۱- هارمونیک های جریان		**	***	*
۲- توان راکتیو		***	**	*
۳- متعادل سازی بار		*		
۴- جریان نوترال		**	*	
۵- هارمونیک های ولتاژ	***		**	*
۶- تنظیم ولتاژ	***	*	**	*
۷- متعادل سازی ولتاژ	***		**	*
۸- فلیکر ولتاژ	**	***		*
۹- افت و اضافه ولتاژ	***	*	**	*
۱۰- ۲و۱		***	**	*
۱۱- ۳و۲و۱		**		*
۱۲- ۴و۳و۲و۱		*		
۱۳- ۶و۵	**			*
۱۴- ۹و۸و۶و۵	**			*
۱۵- ۵و۱			**	*
۱۶- ۶و۵و۲و۱			*	**
۱۷- ۷و۶	**		*	
۱۸- ۳و۲		*		
۱۹- ۴و۳و۲		*		
۲۰- ۷و۲و۱		**	*	
۲۱- ۳و۱		*		
۲۲- ۷و۴و۱		*	**	

شکل (۲-۱۲) یک روش رایج طبقه بندی شیوه های کنترلی را نشان می دهد. این روش ها بصورت

زیر می باشند:



شکل (۲-۱۲): طبقه‌بندی روش‌های کنترل فیلتر اکتیو

۲-۷-۵-۱ سیستم‌های کنترل حلقه باز

سیستم‌های حلقه باز، جریان بار و محتوای هارمونیک آن را اندازه‌گیری می‌کند، سپس یک مقدار ثابت توان را به شکل جریان (اغلب راکتیو) به سیستم تزریق می‌کند که میزان عمده هارمونیک‌ها / توان راکتیو موجود را جبران می‌نماید. اما میزان موفقیت در جبران‌سازی را چک نمی‌کند و همواره با نویز همراه است. این روش فقط برای بارهای ثابت مناسب است.

۲-۷-۵-۲ سیستم‌های کنترل حلقه بسته

برخلاف سیستم‌های حلقه باز، در روش حلقه بسته برای اندازه‌گیری متغیرهای مورد نیاز از یک حلقه فیدبک استفاده می‌شود. تقریباً تمامی سیستم‌های فعلی فیلترهای اکتیو از کنترل حلقه بسته بهره می‌برند. حلقه‌های کنترلی، که در ادامه مورد بررسی قرار خواهد گرفت، نباید با حلقه‌های هیستریزس داخلی که اغلب بعنوان یک بلوک استاندارد در اینورترهای منبع ولتاژ جریان کنترل شده بکار می‌رود، اشتباه شود.

• روش ولتاژ خازن ثابت

این روش برای ساختارهای اینورتری تک‌فاز و سه‌فاز با یک خازن در لینک DC مناسب است.

در این رویه با توجه به عملکرد ولتاژ خازن بعنوان منبع ولتاژ، بواسطه یک سلف هموارساز (سلفی که از تغییرات سریع جریان جلوگیری می‌کند)، شکل موج جریان با اتصال خازن به تغذیه‌کننده اصلی، کنترل می‌شود. در نهایت جریان با روش PWM معمولی کنترل می‌شود.

بواسطه انرژی تولید شده توسط خازن DC، ولتاژ درون ترمینال‌ها نوسان می‌کند، این ولتاژ باید در حد مجاز نگه داشته شود. برای ثابت نگهداشتن ولتاژ در محدوده مشخص، ولتاژ مرجع DC انتخاب می‌شود. خطای اختلاف بین ولتاژ واقعی خازن و مقدار رفرنس ولتاژ، مؤلفه اکتیو توان مورد نیاز برای جبران‌سازی تلفات در فیلتر را تعیین می‌کند. این خطا به سیگنال خطای کنترلر جریان اضافه می‌شود تا خطای کل سیستم را برای پردازش توسط کنترلرهای جریان تعیین کند.

• روش سلف جریان ثابت

این روش دوگان روش قبلی است و برای اینورترهای استاندارد با یک سلف در لینک DC مناسب است.

• روش‌های بهینه سازی

این فرایند مربوط به مدارات شامل خازن سوئیچ شونده یا فیلترهای مشبک (Lattice) است. نرخ افزایش جریان عمدتاً به سائز خازن‌ها و ولتاژهای اولیه روی آنها بستگی دارد. این عوامل تابعی از الگوهای کلیدزنی هستند و انعطاف قابل ملاحظه‌ای در نوع شکل موج جریانی که بوسیله فیلتر طراحی می‌شود، دارند. روش کنترلی این فیلترها، تعیین تابع کلیدزنی مناسب برای سوئیچ‌ها است. وظیفه اصلی سیستم کنترل، مینیمم کردن تعداد هارمونیک‌های جریان بار که قبلاً تعیین شده است، بعلاوه مینیمم کردن THD یا مؤلفه اصلی جریان فیلتر می‌باشد. اما از آنجا که این کار بطور آنی انجام نمی‌شود همواره تأخیر زمانی بین تشخیص یک تغییر در جریان هارمونیکی و بکار بردن مجموعه جدیدی از زاویه‌های کلیدزنی که از فرآیند بهینه‌سازی بدست آمده وجود دارد و به همین دلیل تنها برای بارهای با تغییرات آرام یا بارهای ثابت مناسب‌اند.

• روش کنترل ولتاژ خطی

این روش تنها برای فیلتر اکتیو تنظیم کننده ولتاژ مناسب است. در این حالت ولتاژی که از خازن عبور می کند با شارژ و دشارژ پی در پی بطور خطی کنترل می شود. تغییر پیوسته و آرام ولتاژ خازن، در مقابل شکل موج های ناگهانی ولتاژ اینورتر، اطمینان می دهد که تغییر جریان در حلقه ی فیلتر/منبع، کنترل شده است و بنابراین فرکانس سوئیچینگ کاهش یافته است.

مزیت این روش این است که تغییر ناگهانی ولتاژ در سمت تغذیه بوجود نمی آید. در حقیقت مقدار هارمونیک های فرکانس بالا را که به تغذیه نزدیک شده اند با اینورتر PWM کاهش می دهد.

• سایر روش های کنترلی

این روش ها با تغییرات کوچکی در روش های قبلی بوجود آمده اند و عملکرد بهتری را نشان می دهند. این روش ها می توانند در حوزه ی زمان و فرکانس بکار روند.

۲-۷-۶ طبقه بندی بر اساس روش های تخمین ولتاژ و جریان مرجع

ولتاژ و جریان رفرنس که بوسیله حلقه های کنترلی پردازش می شوند برای جداسازی روش های فیلترسازی اکتیو بسیار مهم است.

حلقه های تخمین گر از حلقه های کنترلی مجزا هستند. در این قسمت، به روش های تولید فرامین جبران سازی (سیگنال های کنترلی) برحسب جریان و ولتاژ اشاره می کنیم که بر سرعت و عملکرد سیستم تأثیر دارند و مهمترین بخش کنترل فیلتر اکتیو می باشند:

۲-۷-۶-۱ ترکیب ولتاژ و جریان مرجع (کنترل حوزه ی زمان پیوسته):

در این روش برای تعیین محتوای هارمونیک جریانی اصلی، از یک فیلتر سیگنال آنالوگ استفاده می شود. این روش بسیار ساده است اما خطاهای دامنه و فاز بوجود آمده، مقادیر قابل ملاحظه ای هستند. این ترکیب دو نوع دارد:

(a) روش فیلتر بالا گذر

از این روش برای برطرف کردن فرکانس‌های مرتبه پایین در سیگنال‌های جریان استفاده می‌شود. در نتیجه مؤلفه‌های فرکانس بالا باقی می‌ماند که سیگنال مرجع مطلوب است. این رویه فیلترسازی، معادل یک مشتق گیر (PD) است که به نویز حساس می‌باشد.

(b) روش فیلتر پایین گذر

در این روش، سیگنال مرجع با تفاضل مؤلفه‌های اصلی از جریان بار کل بدست می‌آید و به علت عدم حساسیت به نویز از روش قبل بهتر است.

۲-۶-۷-۲ محاسبه ولتاژ و جریان مرجع (کنترل حوزه فرکانس یا زمان

گسسته)

اغلب روش‌های متداول محاسبه می‌تواند بصورت حوزه زمان یا حوزه فرکانس دسته بندی شود.

• حوزه زمان

کلیه شش روش زیر اغلب برای سیستم‌های سه فاز استفاده شده است اما روش جبران‌سازی توان موهومی را می‌توان برای تک فاز نیز بکار برد:

۱- الگوریتم توان راکتیو لحظه‌ای

در این روش که تنها برای سیستم‌های سه فاز مناسب است، توان لحظه‌ای بار اندازه‌گیری می‌شود. سپس مؤلفه نوسانگر توان در یک دوره معین از زمان جداسازی شده و بر اساس آن سیگنال‌های مرجع توسط توزیع جریان کل بصورت مساوی در سه فاز محاسبه شده است. این عملکرد تنها با فرض اینکه سیستم سه فاز متعادل است و شکل موج‌های ولتاژ سینوسی خالص‌اند، رخ می‌دهد. اگر این روش برای تغذیه ناخالص بکار گرفته شود، نتیجه نهایی ضعیف است.

۲- الگوریتم توان راکتیو ثابت

در این روش مقدار لحظه‌ای و متوسط توان بار محاسبه می‌شود سپس تا زمانی که توان موهومی به صفر برسد، مؤلفه توان اکتیو سیستم برای ثابت نگهداشتن توان حقیقی لحظه‌ای،

کنترل می‌شود.

این روش عملکرد نسبتاً خوبی تحت شرایط عادی دارد اما عملکرد آن زمانی که تغذیه آلوده باشد، خراب می‌شود.

۳- الگوریتم ضریب توان ثابت

این روش بسیار مشابه الگوریتم ۲ می‌باشد با این تفاوت که در این روش بایستی سیگنال جریان لحظه‌ای شکل موج مرجع ولتاژ را دنبال کند.

این امر مستلزم ثابت بودن ضریب توان در یک می‌باشد. الگوریتم ضریب توان ثابت تنها برای سیستمی با جبران‌سازی هارمونیک جریان و VAR مناسب است.

۴- الگوریتم جبران‌ساز توان موهومی

این روش براساس اصل جبران‌سازی توان موهومی بنا شده است. علی‌رغم وجود نقدهایی که در برخی نوشته‌ها برای این تئوری آمده است، این اصل در عملکرد رضایت بخش می‌باشد. در این الگوریتم، سیستم کنترل برای به حداقل رساندن مؤلفه‌های نامطلوب توان طراحی شده است. لذا این روش بسیار شبیه به الگوریتم توان راکتیو لحظه‌ای است اما در تعریف توان تفاوت دارد.

این رهیافت برای سیستم‌های سه فاز و تکفاز مناسب است، هرچند حجم محاسبات را بالا می‌برد.

۵- الگوریتم بر اساس مختصات سنکرون

این الگوریتم بر اساس تبدیلات پارک برای انتقال سیستم سه فاز از مرجع مختصات ساکن به سیستم dq0 استوار است. در این روش تحلیل بسیار ساده می‌شود زیرا مؤلفه فرکانس پایه به مقدار DC تبدیل می‌شود و مؤلفه‌های اکتیو و راکتیو سیستم به ترتیب بوسیله مؤلفه‌های direct و quadrant بیان می‌شوند. هارمونیک‌های مرتبه بالا که در فرکانس‌های مختلفی مدوله شده‌اند هنوز در سیگنال باقی هستند و در واقع مؤلفه‌های نامطلوبی هستند که باید از سیستم

حذف شوند. این مؤلفه‌ها بیانگر جریان هارمونیکی مرجع می‌باشند. هنگامی که پارامترهای سیستم DC باشند، سیستم کاملاً پایدار خواهد بود.

محاسبات این روش لحظه‌ای هستند ولی منجر به تأخیر زمانی در فیلترسازی مؤلفه‌های DC می‌شود. این روش تنها قابلیت اجرا در سیستم‌های سه فاز را دارد.

۶- الگوریتم آشکارسازی شار سنکرون

این روش در بکار بردن تبدیل PARK در انتقال سیستم به مرجع مختصات گردان سنکرون با (روش ۵) یکسان است.

این تبدیل روی شار پیوندی اندوکتانس فیلتر عمل می‌کند، که با بکار بردن ولتاژها و جریان‌های خروجی در حلقه‌های انتگرال‌گیری مجزا کنترل شده است. وجود این حلقه‌های انتگرال‌گیر، تأخیر زمانی را ایجاد می‌کند، که به پاسخ فرکانسی انتگرال‌گیرهای خاص فیدبک یا پس‌خورد وابسته است.

• رهیافت حوزه فرکانس

این روش‌ها از تحلیل فوریه ناشی می‌شوند و برای سیستم‌های تک فاز و سه فاز مناسب هستند:

۱- الگوریتم‌های FFT و فوریه متداول

با استفاده از تبدیل فوریه، مؤلفه‌های هارمونیکی جبران‌ساز از سیگنال‌های دارای اعوجاج استخراج شده و با هم ترکیب می‌شوند و فرامین جبران‌سازی را تولید می‌کنند. فرکانس سوئیچینگ فیلتر اکتیو معمولاً بیشتر از دو برابر بالاترین فرکانس هارمونیکی جبران‌ساز نگه داشته می‌شود تا جبران‌سازی مؤثری بوجود آید. با توجه به حجم محاسبات زیاد فوریه، این روش تنها برای بارهای با تغییرات آهسته مناسب است.

۲- روش حاصل‌ضرب سینوسی

روش حاصل‌ضرب سینوسی بر پایه ضرب کردن سیگنال جریان اغتشاش یافته در یک مرجع

سینوسی با فرکانس پایه و انتگرال گرفتن از نتیجه نهایی استوار است. این روش نیز بسیار آهسته می‌باشد.

۳- روش‌های فوریه اصلاح شده

در این روش‌ها، تنها مؤلفه اصلی جریان محاسبه شده است و از آن تنها برای استخراج سیگنال هارمونیک کل از شکل موج جریان بار استفاده می‌شود.

در عمل، این روش مبنی بر اصلاح معادلات سری فوریه، برای تولید یک فرمول بازگشتی با یک پنجره متحرک است. زمان محاسبات از سایر روش‌ها کمتر است و برای سیستم‌های سه فاز و تک فاز مناسب است.

روش دیگر اصلاح شده، مبتنی بر تجزیه سیگنال‌های سه فاز به بردارهای direct و quadrature در مختصات چرخان سنکرون است.

این روش برای جبران‌سازی مؤلفه‌های غیر اکتیو سیگنال جریان بار بکار رفته است. جریان غیر اکتیو در مختصات dq برای تولید جریان‌های تغذیه مطلوب بکار می‌رود. روش‌های محاسباتی پنجره متحرک (روش بالا) برای محاسبه مقدار رفرنس جریان فیلتر بکار می‌رود. این روش تنها برای سیستم های سه فاز قابل استفاده است.

فصل ۳ فیلترهای اکتیو چهار سیمه

۳-۱ مقدمه

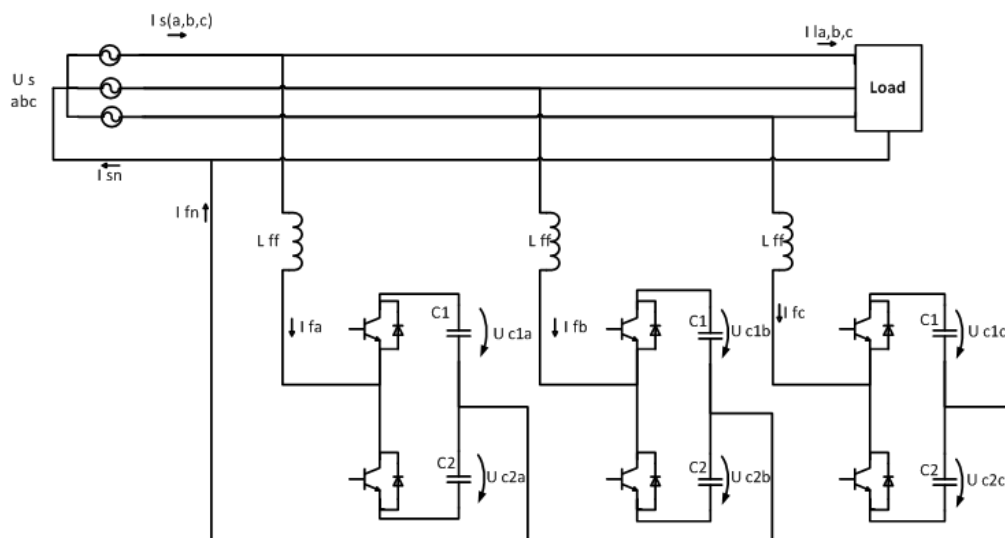
در سال‌های اخیر، انواع مختلف فیلترهای اکتیو قدرت (APF^1) ارائه شده است. تمرکز این پایان‌نامه فقط بر روی ساختارهای فیلتر اکتیو چهار سیمه موازی است. با این حال در مراجع [۲۸-۲۹-۳۰-۳۱-۳۲-۳۳] چندین ساختار APF سری آمده است. اکثر ساختارهای فیلتر اکتیو چهار سیمه که در مقالات ارائه شده است، ساختارهای منبع ولتاژی هستند که مبتنی بر منابع تکفاز و یا سه فاز می‌باشند. تعداد محدودی ساختار منبع جریانی نیز وجود دارد. این فصل مروری کلی بر انواع ساختارهای چهار سیمه ارائه شده در مقالات دارد.

۳-۲ ساختارهای منبع ولتاژی مبتنی بر مبدل تکفاز

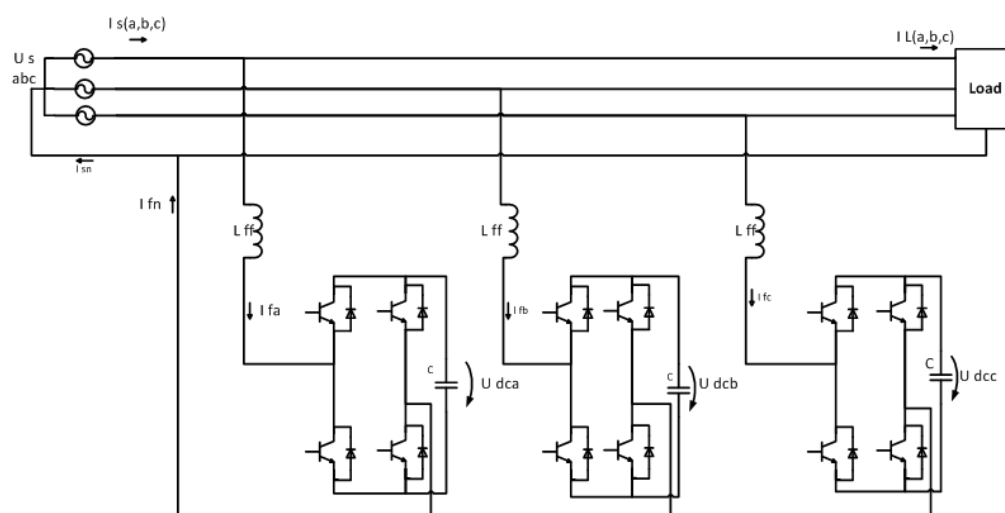
با توجه به اینکه سالها تکنولوژی منبع ولتاژی بر کاربردهای الکترونیک قدرت حکمفرما بوده است، در بیشتر ساختارهای طراحی شده برای فیلتر اکتیو چهارسیمه از مبدل منبع ولتاژی استفاده شده است. یک APF چهار سیمه می‌تواند مبتنی بر مبدل‌های تکفاز باشد. در این حالت ساده‌ترین ساختار به لحاظ به تعداد ادوات سوئیچینگ قابل کنترل، متشکل از سه مبدل نیم‌پل است که در شکل (۳-۱) نشان داده شده است. به طور کلی این ساختار به ۶ سوئیچ کنترل‌پذیر و ۶ خازن نیاز دارد. ولتاژ خط به خنثی لحظه‌ای که در هر فاز قابل تولید است برابر با ولتاژ یک خازن باس DC می‌باشد. با وجود اینکه مبدل نیم‌پل فقط از نصف کل ولتاژ DC استفاده می‌کند، اما هر یک از سوئیچ‌ها باید بتوانند تمام ولتاژ DC یعنی مجموع ولتاژ خازن‌ها v_{c1i} و v_{c2i} ($i=a,b,c$) را تحمل کند. علاوه بر این، ساختار باس DC شکافته قادر به تولید جریان‌های خنثی شامل مؤلفه DC نیست چون در این حالت خازن‌ها به صورت خازن‌های بلوکه‌کننده در حالت ماندگار عمل می‌کنند [۳۴]. ساختار دیگر مبتنی بر مبدل‌های تکفاز در شکل (۳-۲ الف) نشان داده شده است. این ساختار شامل سه مبدل تمام پل تکفاز با ۱۲ سوئیچ کنترل‌پذیر و سه خازن می‌باشد [۳۵]. یک مبدل تمام پل می‌تواند از تمام ولتاژ

¹ APF : Active Power Filter

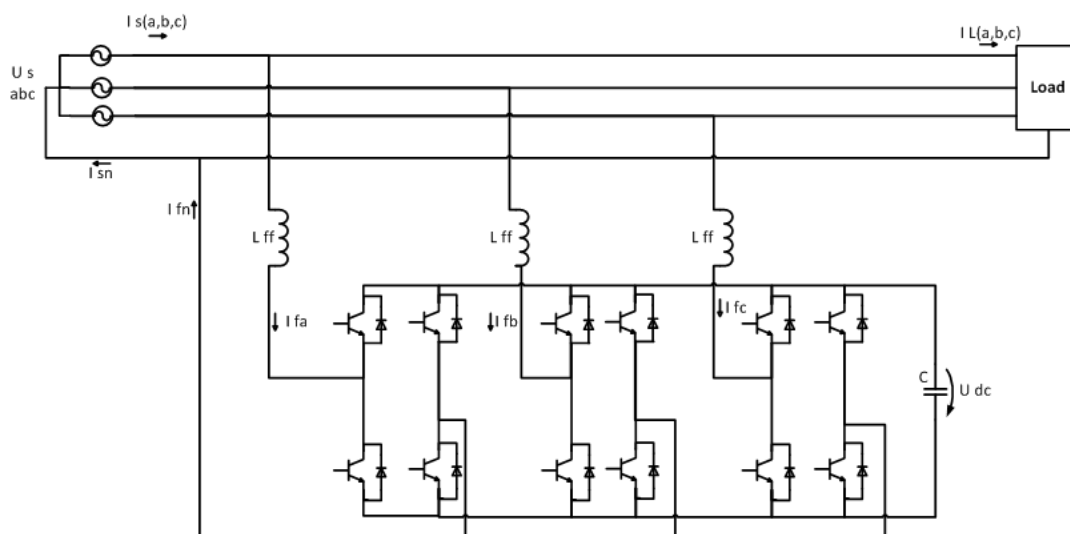
لینک DC استفاده کند. از این رو برای رسیدن به عملکرد مشابه با ساختار مبتنی بر مبدل‌های نیم-پل، تنها به نصف ولتاژ باس DC نیاز دارد. علاوه بر این، این ساختار قادر به تولید جریان‌های جبران-سازی شامل مؤلفه DC نیز هست چون در این ساختار هیچ خازنی در مسیر جریان جبران‌سازی قرار ندارد. همان طور که در شکل (۳-۲) نشان داده شده است، برای ساده‌سازی کنترل ولتاژ DC، می-توان مبدل‌های تمام پل را در سمت DC ترکیب کرد و از یک خازن DC مشترک استفاده نمود.



شکل (۳-۱): فیلتر اکتیو چهار سیمه منبع ولتاژی مبتنی بر سه مبدل نیم‌پل تک‌فاز



(الف)

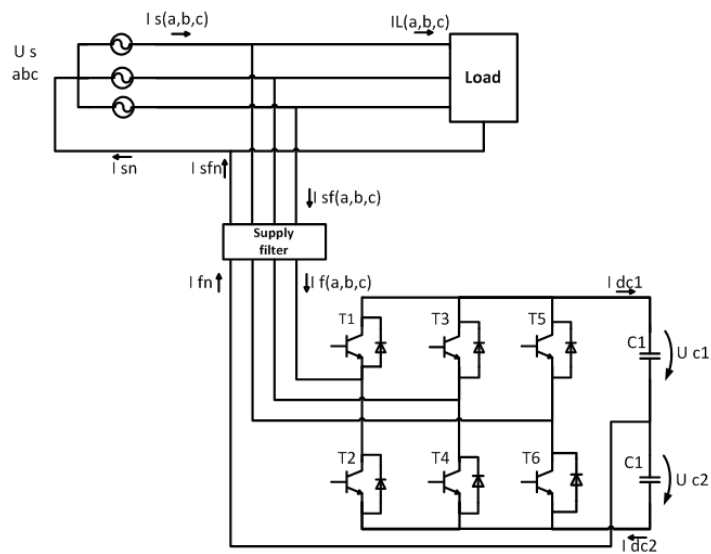


(ب)

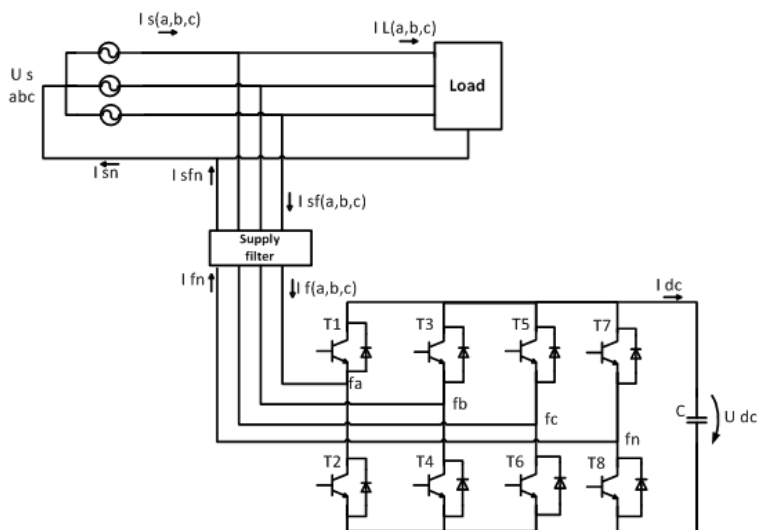
شکل (۳-۲): فیلتر اکتیو چهار سیمه منبع ولتاژی (الف): مبتنی بر مبدل‌های تمام‌پل تک‌فاز (ب): مبدل‌های تمام‌پل با لینک DC مشترک

۳-۳ ساختارهای متداول منبع ولتاژی مبتنی بر مبدل سه‌فاز

متداول‌ترین APF های موازی مبتنی بر مبدل‌های سه فاز هستند. به این دلیل که در این ساختارها تعداد سوئیچ‌ها و مؤلفه‌های پسیو را می‌توان حداقل کرد. دلیل دوم این است که امروزه کنترل برداری فیلترهای اکتیو مورد توجه قرار گرفته است و تئوری‌های مورد استفاده از قبیل تئوری فضای برداری و تئوری توان لحظه‌ای، با سیستم‌های سه فاز به صورت یک سیستم واحد رفتار می‌کند. برای فیلتر اکتیو موازی چهار سیمه دو نوع ساختار منبع ولتاژی سه فاز متداول وجود دارد: ساختار سه شاخه که در شکل (۳-۳ الف) نشان داده شده است [۳۶] و ساختار چهار شاخه که در شکل (۳-۳ ب) آمده است. هر دو ساختار در تولیدات اقتصادی مورد استفاده قرار گرفته اند [۳۷-۳۸]. سوئیچ‌های هریک از این ساختارها در حین عملکرد تحت استرس ولتاژ تک جهته با دامنه برابر با تمام ولتاژ لینک DC، v_{dc} قرار می‌گیرند که این ولتاژ برابر با مجموع ولتاژ خازن های v_{c1} و v_{c2} در ساختار سه شاخه می‌باشد.



(الف)



(ب)

شکل (۳-۳): فیلتر اکتیو سه فاز چهار سیمه منبع ولتاژی (الف): ساختار سه شاخه (ب): ساختار چهار شاخه

۱-۳-۳ ساختار سه شاخه

در این ساختار از یک مبدل PWM سه فاز استاندارد و یک سیم خنثی که به نقطه میانی لینک DC متصل است استفاده شده است. قابل ذکر است که مفهوم لینک DC در فیلترهای اکتیو قدرت به ذخیره ساز انرژی در سمت DC مبدل پل اشاره دارد، همچنین لینک DC یک فیلتر اکتیو به طور طبیعی هیچ باری را تغذیه نمی کند و لینک DC صرفاً یک اصطلاح است.

مزیت ساختار سه شاخه، تعداد کم ادوات سوئیچینگ و گیت‌های درایو مورد نیاز است که موجب ساده‌سازی روش مدولاسیون نیز می‌شود. با این وجود ساختار خازن‌های لینک DC شکافته دارای چندین مشکل و محدودیت نیز می‌باشد. متعادل‌سازی ولتاژ خازن لینک DC باید در سیستم کنترل مورد توجه قرار گیرد و نیز این ساختار قادر به تولید جریان‌های جبران‌سازی شامل مؤلفه DC نیست چون جریان خنثی باید از طریق خازن‌های لینک DC جریان یابد. علاوه بر این جریان خنثی را نمی‌توان مستقل از جریان‌های فاز کنترل کرد از این رو با حضور مؤلفه هارمونیک سوم در مراجع ولتاژ فاز [۳۹] و با توجه به اینکه هارمونیک سوم ولتاژ سبب تولید مد مشترک هارمونیک جریان می‌شود که در سیم خنثی جریان می‌یابد، ماکزیمم شاخص مدولاسیون قابل افزایش نیست.

به طور معمول مبدل منبع ولتاژی به گونه‌ای کنترل می‌شود که اگر از زمان تلف شده صرف نظر کنیم، در هر لحظه یکی از سوئیچ‌های روی هر شاخه هدایت می‌کند. تابع سوئیچینگ هر شاخه به این صورت تعریف می‌شود که اگر سوئیچ بالایی هدایت کند برابر با مقدار (۱) و اگر سوئیچ پایینی هدایت کند برابر با مقدار (-۱) خواهد بود. بنابراین با فرض ایده آل بودن سوئیچ، ولتاژ لحظه‌ای تولید شده در هر شاخه مبدل سه شاخه نسبت به نقطه میانی لینک DC (M) برابر است با:

$$u_{fiM} = \left(\frac{sw_i + 1}{2}\right)u_{c1} + \left(\frac{sw_i - 1}{2}\right)u_{c2} \quad \text{و } i=a,b,c \quad (۱-۳)$$

که sw_i تابع سوئیچینگ است و u_{c1} و u_{c2} به ترتیب ولتاژهای لحظه‌ای خازن‌های c_1 و c_2 می‌باشند. زیرنویس‌های a,b,c به کمیت‌های فاز اشاره دارند. ولتاژ کلی لینک DC را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$u_{dc} = u_{c1} + u_{c2} \quad (۲-۳)$$

و اختلاف ولتاژ بین خازن‌های لینک DC برابر است با :

$$\Delta u_c = u_{c1} - u_{c2} \quad (۳-۴)$$

حال بر اساس روابط (۱-۳) و (۲-۳) و (۳-۴) می‌توان نوشت:

$$u_{fIM} = \frac{1}{2}(sw_i u_{dc} + \Delta u_c) \text{ و } i=a,b,c \quad (۴-۳)$$

بردار سوئیچینگ SW را می‌توان به صورت زیر تعریف کرد:

$$sw = \frac{2}{3}(sw_a + asw_b + a^2 sw_c) \quad (۵-۳)$$

بر اساس روابط (۴-۳) و (۵-۳) بردار ولتاژ تولید شده توسط مبدل در چهارچوب مرجع به

صورت رابطه (۶-۳) است:

$$u_f = \frac{1}{2} w u_{dc} - \frac{1}{2} (sw_\alpha + j sw_\beta) u_{dc} - u_{f\alpha} + j u_{f\beta} \quad (۶-۳)$$

که مؤلفه محور حقیقی بردار سوئیچینگ برابر است با :

$$sw_\alpha = \frac{2}{3} (sw_a - \frac{1}{2} sw_b - \frac{1}{2} sw_c) \quad (۷-۳)$$

و مؤلفه محور موهومی برابر است با:

$$sw_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} (sw_b - sw_c) \quad (۸-۳)$$

ولتاژ توالی صفر تولید شده توسط مبدل را می‌توان با استفاده از (۴-۳) به صورت زیر نوشت:

$$u_{fz} = \frac{1}{2} (sw_z u_{dc} + \Delta u_c) \quad (۹-۳)$$

که مؤلفه توالی صفر تابع سوئیچینگ برابر است با:

$$sw_z = \frac{1}{3} (sw_a + sw_b + sw_c) \quad (۱۰-۳)$$

اگر جهت جریان مثبت مطابق با شکل (۳-۳ الف) تعریف شود، جریان لحظه ای رپیل DC

مثبت برابر است با [۴۰]:

$$i_{dc1} = \frac{1}{2} (sw_a i_{fa} + sw_b i_{fb} + sw_c i_{fc} + i_{fn}) = c_1 \frac{du_{c1}}{dt} \quad (۱۱-۳)$$

و جریان لحظه ای رپیل DC منفی برابر است با:

$$i_{dc2} = \frac{1}{2} (sw_a i_{fa} + sw_b i_{fb} + sw_c i_{fc} - i_{fn}) = c_2 \frac{du_{c2}}{dt} \quad (۱۲-۳)$$

که جریان خنثی مبدل i_{fn} برابر با مجموع جریان فازها است:

$$i_{fn} = i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = i_{dc1} - i_{dc2} \quad (۱۳-۳)$$

و c_1 و c_2 ظرفیت خازنی خازنهای لینک DC است. با ترکیب روابط (۱۱-۳) و (۱۳-۳)

جریان لحظه‌ای ریپل DC مثبت را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$i_{dc1} = \left(\frac{sw_a + 1}{2}\right)i_{fa} + \left(\frac{sw_b + 1}{2}\right)i_{fb} + \left(\frac{sw_c + 1}{2}\right)i_{fc} = c_1 \frac{du_{c1}}{dt} \quad (۱۴-۳)$$

به طور مشابه بر اساس روابط (۱۲-۳) و (۱۳-۳) جریان لحظه‌ای ریپل DC به صورت رابطه

(۱۵-۳) نوشته می‌شود:

$$i_{dc2} = \left(\frac{sw_a - 1}{2}\right)i_{fa} + \left(\frac{sw_b - 1}{2}\right)i_{fb} + \left(\frac{sw_c - 1}{2}\right)i_{fc} = c_2 \frac{du_{c2}}{dt} \quad (۱۵-۳)$$

۲-۳-۳ ساختار چهار شاخه

ساختار APF موازی چهار شاخه چهارسیمه دارای ۸ سوئیچ قابل کنترل است که یک مبدل پل PWM چهار شاخه را تشکیل می‌دهد. سیم خنثی همانند خطوط فاز به یکی از شاخه‌های مبدل متصل است. ساختار چهار شاخه دارای مزیت‌هایی نسبت به ساختار سه شاخه با باس DC شکافته است. در ساختار چهار شاخه نیازی به متعادل‌سازی ولتاژ خازن لینک DC نیست. جریان خنثی را می‌توان مستقل از جریان‌های فاز کنترل کرد و می‌توان با تزریق هارمونیک سوم در مراجع ولتاژ، ماکزیمم اندیس مدولاسیون را بدون فرا مدولاسیون حدود ۱۵٪ افزایش داد و این به بدین معنی است که در ساختار چهار شاخه می‌توان ولتاژ لینک DC را ۱۵٪ پایین‌تر نسبت به ساختار سه شاخه قرار داد. علاوه بر این چون جریان خنثی لزوماً از طریق خازن‌های لینک DC جریان نمی‌یابد، استرس جریان روی خازن‌های لینک DC در مقایسه با ساختار سه شاخه کمتر است. همچنین امکان تولید جریان‌های جبران‌سازی شامل مؤلفه DC مهیا می‌باشد.

ایراد ساختار چهار شاخه در مقایسه با ساختار سه شاخه بیشتر بودن تعداد ادوات نیمه‌رسانا و در نتیجه بیشتر بودن تعداد گیت‌های درایو است. تعداد بیشتر سوئیچ‌های قابل کنترل موجب پیچیده‌تر

شدن مدولاسیون می‌شود و اگر از متد مدولاسیون سوئیچ پیوسته استفاده شود [۳۹] ساختار چهار شاخه در طی یک دوره مدولاسیون، دو سوئیچینگ بیشتر از ساختار سه شاخه خواهد داشت. علاوه بر این، با توجه به اینکه در بدترین شرایط مقدار rms جریان خنثی ممکن است نزدیک به دو برابر مقدار rms جریان فاز باشد [۴۱] رنج جریان ادوات نیمه‌رسانا در شاخه خنثی باید در عمل حداقل دو برابر ادوات نیمه‌رسانا در شاخه‌های فاز باشد.

همانند ساختار سه شاخه، تابع سوئیچینگ برای هر شاخه از چهار شاخه مبدل به گونه ای تعریف می‌شود که وقتی سوئیچ بالایی هدایت می‌کند دارای مقدار (۱) و وقتی سوئیچ پایینی هدایت می‌کند دارای مقدار (۱-) باشد.

ولتاژهای خط لحظه‌ای تولید شده توسط مبدل چهار شاخه نسبت به نقطه میانی مجازی در لینک DC به صورت زیر است:

$$u_{fiM} = \frac{1}{2} sw_i u_{dc} \quad \text{و} \quad i=a,b,c,n \quad (۱۶-۳)$$

که u_{dc} ولتاژ لینک DC است و زیر نویس n اشاره به شاخه خنثی مبدل دارد. بعلاوه، ولتاژ لحظه‌ای خط به خنثی تولید شده توسط مبدل نسبت به نقطه f_n در شکل (۳-۳) را می‌توان به صورت رابطه (۱۷-۳) نوشت:

$$u_{fin} = u_{fiM} - u_{fnM} = \frac{1}{2} (sw_i - sw_n) u_{dc} \quad \text{و} \quad i=a,b,c,n \quad (۱۷-۳)$$

بردار ولتاژ تولید شده توسط مبدل، مشابه با ساختار سه شاخه است یعنی رابطه (۴-۶) برای ساختار چهار سیمه نیز صادق است. ولتاژ توالی صفر تولید شده توسط مبدل ۴ شاخه بر اساس رابطه (۱۷-۳) به صورت زیر درایو می‌شود:

$$u_{fz} = \frac{1}{2} sw_z u_{dc} \quad (۱۸-۳)$$

که مؤلفه توالی صفر تابع سوئیچینگ به صورت رابطه (۱۹-۳) می‌باشد:

$$sw_z = \frac{1}{3}(sw_a + sw_b + sw_z) - sw_n \quad (۱۹-۳)$$

اگر جهت مثبت جریان را مطابق با شکل (۳-۳) تعیین کنیم، جریان لحظه‌ای لینک DC برابر خواهد بود با: [۴۲]

$$i_{dc} = \frac{1}{2}(sw_a i_{fa} + sw_b i_{fb} + sw_c i_{fc} - sw_n i_{fn}) = \sum_i \left(\frac{1}{2}(sw_i - sw_n) i_{fi} \right) = c \frac{du_{dc}}{dt} \quad (۲۰-۳)$$

و $i=a,b,c$,

که در این رابطه C ظرفیت خازن لینک DC است. جریان لحظه‌ای لینک DC بر اساس تئوری فضای برداری به صورت رابطه زیر بیان می‌شود:

$$i_{dc} = \frac{1}{2} \left(\frac{3}{2}(sw_\alpha i_{f\alpha} + sw_\beta i_{f\beta}) + 3sw_z i_{fz} \right) \quad (۲۱-۳)$$

که $i_{f\alpha}$ و $i_{f\beta}$ به ترتیب مؤلفه‌های جریان مبدل در راستای محور حقیقی و موهومی در چهارچوب مرجع است و i_{fz} مؤلفه توالی صفر جریان مبدل است:

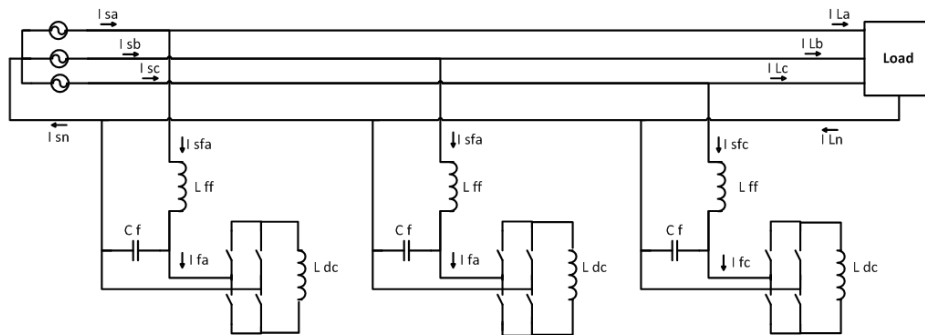
$$i_{fz} = \frac{1}{3}(i_{fa} + i_{fb} + i_{fc}) = \frac{i_{fn}}{3} \quad (۲۲-۳)$$

۳-۴ ساختارهای منبع جریانی

۳-۴-۱ ساختارهای مبتنی بر لینک DC معمولی

با وجود اینکه تا کنون فیلترهای اکتیو سه سیمه منبع جریانی بسیار مورد مطالعه قرار گرفته‌اند اما تحقیقات پیرامون فیلترهای اکتیو چهار سیمه منبع جریانی محدود بوده است. با این حال تعداد محدودی ساختار فیلتر اکتیو منبع جریانی برای سیستم‌های چهار سیمه ارائه شده است. در مراجع [۴۳] و [۴۴] یک فیلتر اکتیو موازی چهار سیمه مبتنی بر مبدل‌های منبع جریانی تکفاز معرفی شده و نتایج شبیه‌سازی و ساخت آن مورد مطالعه قرار گرفته است. این ساختار در شکل (۳-۴) نشان داده شده است. برای جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان و توان راکتیو کشیده شده توسط بار غیرخطی از سیستم‌های آزمایشی 1kva و 15kva که با ترانزیستورهای قدرت پیاده‌سازی شده‌اند، استفاده شده

است. نتایج آزمایش‌ها نشان می‌دهد که عملکرد جبران‌سازی مطلوبی بدست آمده است. ایراد این ساختار این است که در مجموع به ۱۲ سوئیچ تک‌جهته قابل کنترل و سه سلف بزرگ نیاز دارد. از طرف دیگر چون سه لینک DC مجزا وجود دارد می‌توان دامنه جریان DC در هر لینک DC را نسبت به یک لینک DC یکپارچه، در مقدار کوچکتري نگه داشت.

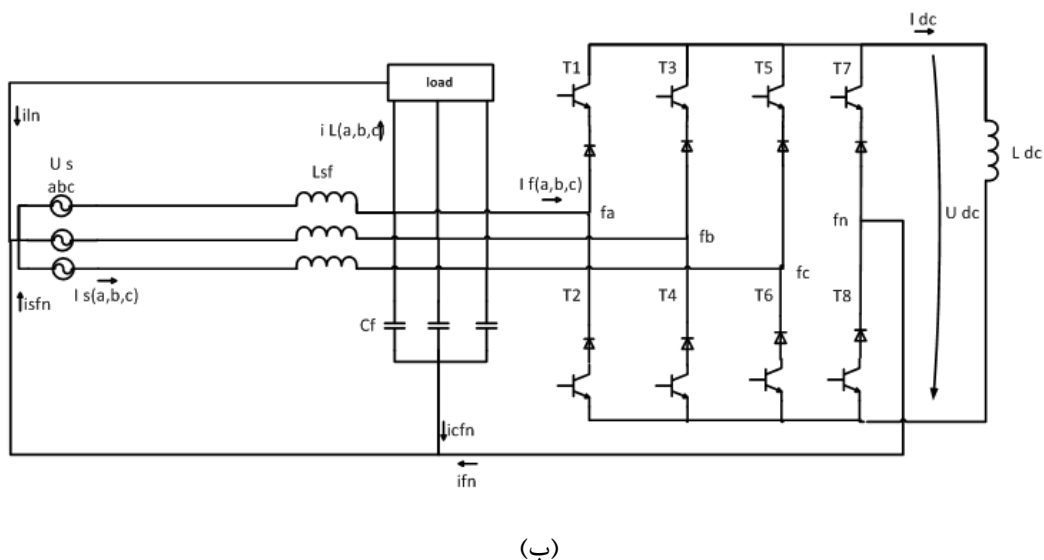
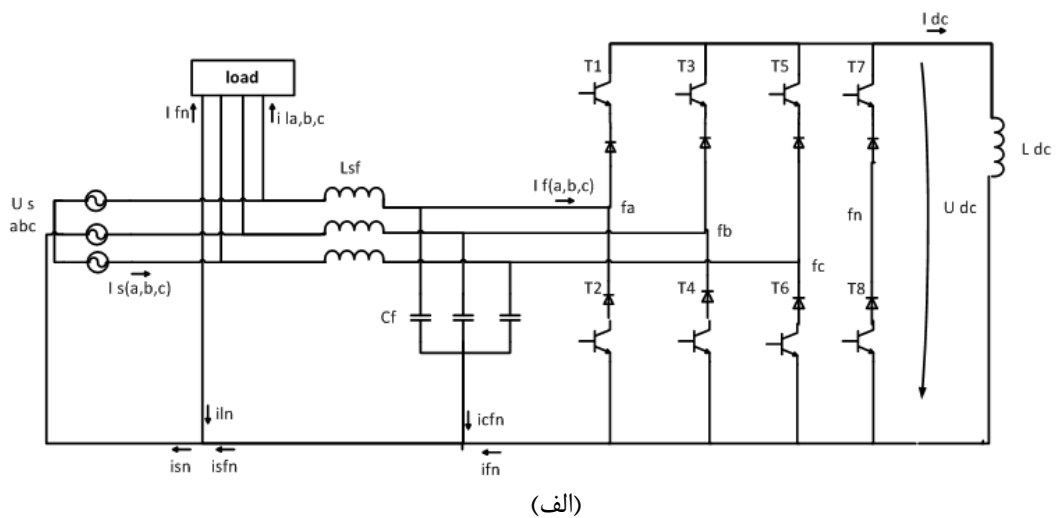


شکل (۳-۴): فیلتر اکتیو چهارسیمه مبتنی بر سه مبدل منبع جریانی تک‌فاز

یک فیلتر اکتیو موازی منبع جریانی چهار سیمه را می‌توان با استفاده از یک مبدل PWM سه فاز چهار شاخه با ۸ سوئیچ قابل کنترل نیز پیاده‌سازی نمود. یک ساختار ممکن برای فیلتر اکتیو موازی منبع جریانی ۴ سیمه در شکل (۳-۵ الف) نشان داده شده است که مشابه با ساختار فیلتر اکتیو موازی نوعی است. در این ساختار، جریان جبران‌سازی بایستی از سلف‌های فیلتر در سمت AC (L_{sf}) عبور کنند که بر روی زمان پاسخ دینامیکی فیلتر اثر می‌گذارد. عملکرد دینامیکی بهتر با استفاده از ساختار تناوبی نشان داده شده در شکل (۳-۵ ب) قابل حصول است که بهبودیافته ساختار قبلی می‌باشد. چون بار به پایانه‌های مبدل پل PWM متصل شده است، جریان‌های جبران‌سازی مستقیماً به سمت بار جاری می‌شوند و فقط جریان فاندامنرال مستقیماً توسط سلف‌های فیلتر از شبکه کشیده می‌شود. پیش‌تر یک ساختار مشابه برای فیلترهای اکتیو موازی منبع جریان سه شاخه استفاده شده است.

با توجه به ساختارهای فیلتر اکتیو موازی منبع جریانی چهار سیمه اصلی، تعداد محدودی ساختار مشابه نیز در مقالات ارائه شده است. ساختار پیشنهادی در مراجع [۴۵] و [۴۶] فقط شامل مبدل PWM چهار شاخه و سلف لینک DC است. بنابراین چون مبدل پل PWM مستقیماً متصل به

شبکه و موازی با بار است، ریپل جریان اطراف فرکانس مدولاسیون و مضارب آن، به سمت شبکه جاری شده و سبب بروز اعوجاج در جریان شبکه، و متناسب با امپدانس شبکه، در ولتاژ نقطه PCC می‌گردد. علاوه بر این ساختار ارائه شده در مرجع [۴۷] مشابه با شکل (۳-۵ الف) است. با این وجود، سیم خنثی از طریق یک اندوکتانس بدون اتصال به نقطه خنثی خازن های فیلتر، به شاخه مبدل متصل شده است.



شکل (۳-۵): فیلتر اکتیو چهارسیمه الف): با ساختار مبتنی بر مدار پایه اصلی ب): با ساختار مبتنی بر مدار پایه بهبود یافته

اما با توجه به اینکه نتایج شبیه‌سازی یا نتایج ساخت ارائه نشده است و یا به هیچ مرجعی، ارجاع داده نشده، عملکرد این ساختار مجهول باقی مانده است. در مرجع [۴۷] اینورتر منبع جریانی

چهارسیمه مبتنی بر جبران‌کننده استاتیک var (ISVC)¹ با دو ساختار لینک DC جایگزین مورد مطالعه قرار گرفته است. در این مقاله کنترل و مود عملکردی این ساختار مورد بحث قرار گرفته و عملکرد آن‌ها با شبیه‌سازی کامپیوتری و تست‌های آزمایشی مطالعه شده است.

هر یک از ادوات سوئیچینگ در مبدل پل PWM منبع جریانی، تحت تأثیر ولتاژ دو جهته قرار دارد. ماکزیمم استرس ولتاژ بستگی به این دارد که سوئیچ مورد نظر در شاخه فاز مبدل PWM قرار دارد یا در شاخه خنثی.

ماکزیمم استرس ولتاژ سوئیچ‌ها در شاخه فاز برابر با پیک ولتاژ خط به خط است و در شاخه خنثی برابر با پیک ولتاژ خط به خنثی است. با توجه به اینکه ظرفیت مسدود کردن ولتاژ معکوس در ماژول‌های قدرت IGBT بسیار محدود است، مطابق با شکل (۳-۵) بایستی دیودهایی اضافی را به صورت سری با IGBT‌ها متصل کرد. مشکل دیودهای سری این است که تلفات توان مبدل پل را در حالت روشن افزایش می‌دهند. بنابراین فقدان ادوات سوئیچینگ مناسب را می‌توان یکی از دو عیب اصلی فیلترهای اکتیو، اینورترها و یکسوکنده‌های منبع جریانی دانست. با این وجود ممکن است RB-IGBT‌ها با ظرفیت مسدود کردن ولتاژ معکوس این مشکل را در آینده حل کنند و از به کار بردن غیر ضروری دیودهای سری جلوگیری شود.

لینک DC در فیلتر اکتیو سری شامل یک سلف ساده به عنوان یک المان ذخیره‌ساز انرژی است. انرژی لحظه‌ای مورد نیاز برای جبران‌سازی هارمونیک‌ها و عدم تعادل جریان بار در سلف لینک DC ذخیره می‌شود و موجب بروز ریپل فرکانس پایین در جریان لینک DC می‌گردد. جهت حفظ ریپل جریان در یک سطح پایین قابل قبول، یک سلف با اندوکتانس بالا در لینک DC مورد نیاز است. سلف حجیم، سنگین و گران لینک DC را می‌توان دومین عیب فیلترهای اکتیو منبع جریانی برشمرد.

به طور معمول مبدل منبع جریانی به گونه ای کنترل می‌شود که در هر لحظه یک مسیر برای

¹ inverter based static var compensator

جریان لینک DC، i_{dc} وجود داشته باشد. یعنی در هر لحظه یکی از سوئیچ‌های بالایی و یکی از سوئیچ‌های پایینی هدایت دارند. تابع سوئیچینگ برای هر شاخه مبدل به این صورت تعریف می‌شود که با هدایت سوئیچ بالایی دارای مقدار یک، با هدایت سوئیچ پایینی دارای مقدار ۱- است و با هدایت هردو یا هیچ یک از سوئیچ‌ها دارای مقدار صفر خواهد بود. بنابراین اگر جهت مثبت جریان را طبق شکل (۳-۵ الف) تعریف کنیم، جریان لحظه‌ای فاز تولید شده توسط مبدل مطابق با رابطه (۳-۲۳) خواهد بود:

$$i_{fi} = sw_i i_{dc} \quad \text{و} \quad i=a,b,c \quad (۳-۲۳)$$

جریان خنثی لحظه‌ای برابر است با:

$$i_{fn} = -sw_n i_{dc} \quad (۳-۲۴)$$

ولتاژ DC مبدل را می‌توان با فرض ایده‌آل بودن مبدل و برابر بودن توان‌های لحظه‌ای AC و DC به دست آورد. بنابراین می‌توان نوشت:

$$\frac{3}{2}(u_{cfd} i_{fd} + u_{cfq} i_{fq}) + 3u_{cfz} i_{fz} = u_{dcb} i_{dc} \quad (۳-۲۵)$$

که در این رابطه u_{cfd} و u_{cfq} به ترتیب مؤلفه‌های مستقیم و متعامد بردار ولتاژ خازن‌ها در قاب مرجع سنکرون، i_{fd} و i_{fq} به ترتیب مؤلفه‌های مستقیم و متعامد بردار جریان مبدل در قاب مرجع سنکرون و u_{cfz} مؤلفه توالی صفر ولتاژ خازن فیلتر است. با فرض صفر بودن u_{cfz} و u_{cfq} رابطه ولتاژ DC برابر خواهد بود با:

$$u_{dcb} = 3 \frac{u_{cfd}}{2} \frac{i_{fd}}{i_{dc}} \approx \frac{3u_{sd}}{2} \frac{i_{fd}}{i_{dc}} \quad (۳-۲۶)$$

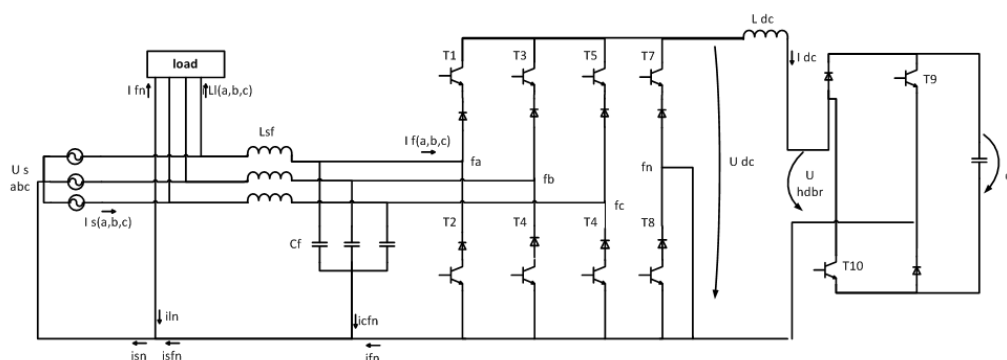
که u_{sd} مؤلفه مستقیم بردار ولتاژ تغذیه در قاب مرجع سنکرون است.

۳-۴-۲ فیلتر اکتیو قدرت با ذخیره‌ساز انرژی هیبرید

جهت کاهش سایز سلف لینک DC در فیلتر اکتیو منبع جریانی، چند راه حل پیشنهاد شده است. در مرجع [۴۸] ساختاری برای لینک DC ارائه شده است که در آن انرژی مورد نیاز برای جبران-

سازی هارمونیک، در مدار تشدید موازی ذخیره شده است. در نتیجه حجم و وزن مؤلفه‌های پسو، کاهش قابل توجهی خواهند داشت. اما سیستم پیشنهادی قادر به جبران‌سازی هارمونیک سوم جریان و عدم تعادل فاز بار نخواهد بود.

راه حل دیگر، یک ذخیره ساز انرژی هیبرید است که در مرجع [۴۹] ارائه شده است. ذخیره ساز انرژی هیبرید شامل یک سلف DC، یک خازن DC، دو دیود و دو سوئیچ قابل کنترل است. در ذخیره ساز انرژی هیبرید چون خازن لینک DC بیشترین انرژی مورد نیاز را ذخیره می‌کند، اندازه سلف لینک DC به میزان قابل توجهی کاهش می‌یابد. با این وجود می‌توان ولتاژ را در یک سطح بسیار پایین‌تر از حالت فیلتر اکتیو موازی منبع ولتاژی نگه داشت. روش کنترل جریان لینک DC که در مرجع [۴۹] ارائه شده است بهینه نیست از این رو با افزایش روش کنترل جریان لینک DC نمی‌توان سلف لینک DC را بیشتر از این کاهش داد. در شکل (۳-۶) یک فیلتر اکتیو موازی منبع جریانی چهار سیمه با ذخیره ساز انرژی هیبرید نشان داده شده است. دو سوئیچ قابل کنترل، دو دیود و دو خازن DC در لینک DC، یک مبدل PWM منبع ولتاژی را تشکیل می‌دهند که ولتاژ DC u_{hdb} مدوله شده با پهنای پالس را تولید می‌کند. با u_{hdb} می‌توان ولتاژ لحظه‌ای سلف لینک DC، را به گونه‌ای تنظیم کرد تا رفتار مطلوب جریان لینک DC به دست آید. بنابراین ذخیره ساز انرژی هیبرید، کنترل سریع جریان را ممکن می‌کند و نمی‌توان جریان لینک DC را بر اساس جریان لحظه‌ای مورد نیاز کنترل کرد.



شکل (۳-۶): فیلتر اکتیو چهار سیمه منبع ولتاژی با ذخیره ساز انرژی هیبرید

مبدل لینک DC دارای سه حالت سوئیچینگ است که دو حالت آن فعال است. اگر هیچ یک از

سوئیچ‌های (T10,T9) هدایت نداشته باشند، ولتاژ لحظه‌ای u_{hdb} برابر با ولتاژ لینک DC، u_{dc} خواهد بود. اگر هردو سوئیچ هدایت داشته باشند، ولتاژ لحظه‌ای u_{hdb} برابر با $-u_{dc}$ است. اگر فقط یکی از سوئیچ‌ها در حالت فعال باشد، حالت سوئیچینگ صفر خواهد بود. در این حالت خازن لینک DC، C_{dc} ، بای‌پس شده و ولتاژ لحظه‌ای u_{hdb} صفر است. برای اینکه اندوکتانس سلف لینک DC حداقل شود بایستی در صورت امکان مبدل پل اصلی و مبدل پل لینک DC به صورت همزمان صفر شود.

۳-۵ سایر ساختارها

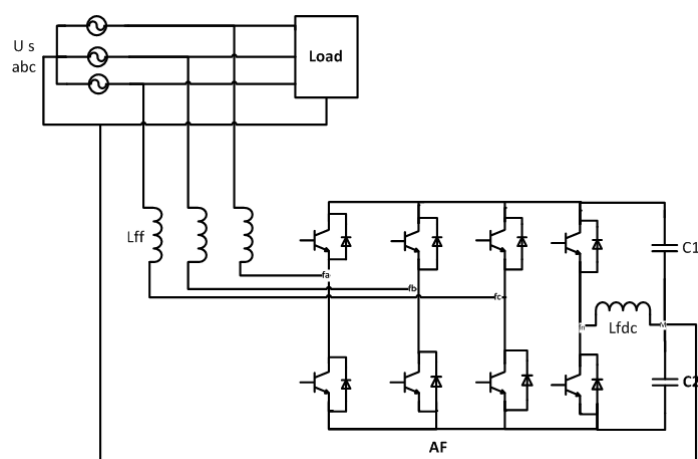
علاوه بر ساختارهایی که تاکنون در این فصل معرفی شد، چند ساختار دیگر برای فیلتر اکتیو چهار سیمه در مقالات آمده است که قابل ذکر می‌باشد. در مرجع [۵۰] سیستمی پیشنهاد شده است که ترکیبی از یک فیلتر اکتیو قدرت سه سیمه و یک ترانسفورماتور زیگزاگ است. ترانسفورماتور زیگزاگ مسیری برای مؤلفه توالی صفر جریان بار ایجاد می‌کند بنابراین مؤلفه توالی صفر در شبکه جاری نمی‌شود. فیلتر اکتیو سه سیمه نیز به نوبه خود مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی جریان تولید شده توسط بار را جبران می‌کند. مزیت سیستم پیشنهادی این است که یک فیلتر اکتیو سه سیمه استاندارد را می‌توان برای سیستم‌های چهار سیمه استفاده کرد و می‌توان رنج قدرت آن را نسبت به یک فیلتر اکتیو موازی چهار سیمه نوعی کاهش داد.

در مراجع [۵۱] و [۵۲] یک فیلتر اکتیو چهار سیمه، متشکل از دو فیلتر اکتیو مجزا و یک ترانسفورماتور زیگزاگ – دلتا است که به صورت موازی با بار متصل شده است. یک فیلتر اکتیو منبع ولتاژی تکفاز به نقطه خنثی سمت اولیه ترانسفورماتور متصل شده است و برای جبران‌سازی مؤلفه توالی صفر جریان بار استفاده می‌شود. فیلتر اکتیو دیگر، یک فیلتر اکتیو منبع ولتاژی سه فاز سه شاخه است که به سمت ثانویه ترانسفورماتور متصل است. وظیفه فیلتر اکتیو سه فاز جبران‌سازی توالی مثبت و منفی مؤلفه‌های هارمونیک جریان بار است. با مجزا نمودن جبران‌سازی مؤلفه‌های توالی غیر صفر و مؤلفه‌های توالی صفر، رنج کلی توان فیلترهای اکتیو در مقایسه با یک فیلتر اکتیو موازی

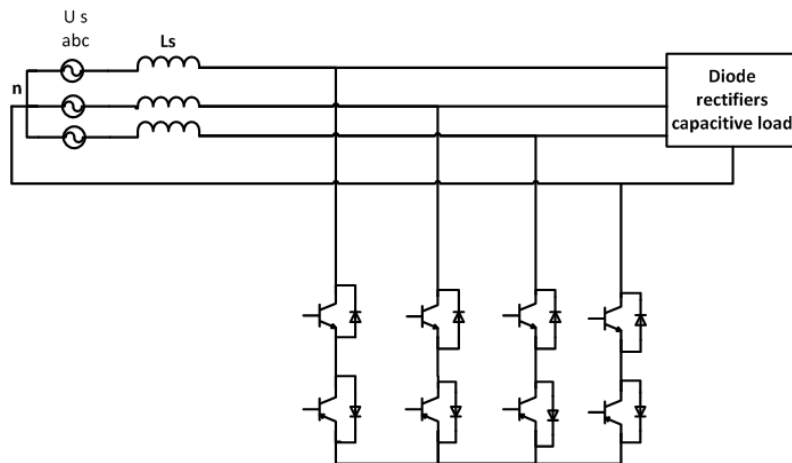
چهار سیمه در مقدار کوچکتري تنظيم می شود.

در مرجع [۵۳] یک فیلتر اکتیو موازی چهار سیمه ارائه شده است که ترکیبی از ساختارهای موازی سه شاخه و چهار شاخه منبع ولتاژی است. ساختار پیشنهادی در شکل (۳-۷ الف) نشان داده شده است. این ساختار برای بهبود عملکرد ساختار سه شاخه طراحی شده است. شاخه اضافی مبدل، کنترل مؤثر تعادل ولتاژ لینک DC و کاهش استرس جریان خازن‌های لینک DC را با کنترل مستقل شاخه‌های مبدل فراهم می‌آورد. یعنی ولتاژ خط به خنثی تولیدی توسط هر شاخه مبدل مستقل از حالت سوئیچ‌ها در دیگر شاخه‌ها است. همچنین جریان‌های DC شامل مؤلفه DC نیز در این ساختار قابل تولید است.

شکل (۳-۷ ب) فیلتر اکتیو شنت چهار سیمه معرفی شده در [۵۴] نشان داده است. این ساختار به المان ذخیره‌ساز انرژی لینک DC و یک فیلتر تغذیه نیاز ندارد و تنها تعداد محدودی المان پسیو مورد نیاز می‌باشد. با این وجود انرژی مورد نیاز برای جبران‌سازی هارمونیک جریان در المان ذخیره‌ساز انرژی در بار ذخیره می‌گردد. از این‌رو این ساختار فقط برای جبران‌سازی هارمونیک‌های جریان تولید شده توسط بارهای خازنی تغذیه کننده یکسوساز، عملی است.



(الف)



(ب)

شکل (۷-۳): ساختارهای فیلتر اکتیو موازی چهار سیمه (الف): فیلتر اکتیو چهار شاخه منبع ولتاژی با خازن سر وسط

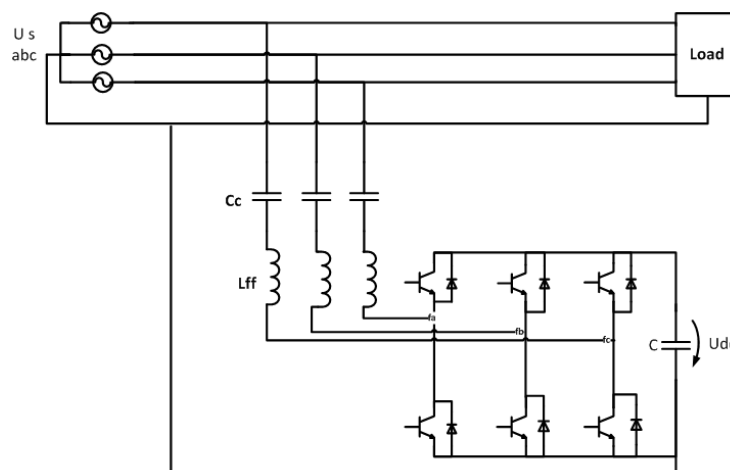
(ب): فیلتر اکتیو چهار سیمه با سوئیچ‌های دو جهته

تحقیقات اخیر پیرامون فیلترهای اکتیو، بر روی روش‌های کاهش رنج ولتاژ و جریان سوئیچ‌های نیمه رسانا در مبدل PWM و رنج کلی توان سیستم انجام می‌شود. این امر هنگامی که از فیلترهای اکتیو در سیستم‌های توزیع قدرت ولتاژ بالا و ولتاژ متوسط استفاده می‌شود، حائز اهمیت‌تر است. یک روش مرسوم جهت کاهش رنج توان در فیلتر اکتیو، استفاده از فیلترهای هیبرید است که فیلتر اکتیو را با مؤلفه‌های پسیو نظیر ترانسفورماتورها، سلف‌ها و خازن‌ها ترکیب می‌کند. با این وجود ممکن است این فیلترها به علت وزن و سایز ناشی از تعداد زیاد مؤلفه‌های پسیو و یا ترانسفورماتورهای مورد نظر، مناسب نباشند. به عنوان یک راه حل، در مرجع [۵۵] یک فیلتر هیبرید بدون ترانسفورماتور برای یک سیستم توزیع قدرت 33kV ارائه شده است. فیلتر هیبرید شامل یک مبدل PWM منبع ولتاژ سه فاز سه سیمه استاندارد است که از طریق یک فیلتر LC سری که بر روی فرکانس هارمونیک هفتم تنظیم شده است، به شبکه متصل است. فیلتر LC هارمونیک‌های جریان تولید شده توسط بار را جذب می‌کند و فیلتر اکتیو، مشخصه فیلترینگ فیلتر LC را بهبود می‌بخشد. محدوده توان مورد نیاز فیلتر اکتیو در مقایسه با توان بار (300kW) بسیار کوچک (10Kva) است. عیب سیستم پیشنهادی این است که برای جبران‌سازی توان راکتیو، خیلی مناسب نیست. چون امپدانس خازن کوپلینگ در

فرکانس فاندamentال بالاست و ولتاژ لینک DC فیلتر اکتیو در مقایسه با ولتاژ شبکه کم است.

بر اساس ایده‌ای که در بالا توضیح داده شد، در مرجع [۵۶] یک فیلتر پسیو LC سه فاز چهار سیمه کوپل شده با فیلتر اکتیو موازی منبع ولتاژی، ارائه شده است که مدار اصلی آن در شکل (۳-۸) نشان داده شده است. سیستم پیشنهادی برای یک سیستم توزیع قدرت ولتاژ پایین با ولتاژ خط به خط 400V طراحی شده است.

بدلیل خازن‌های کوپلینگ C_s ، می‌توان ولتاژ لینک DC فیلتر اکتیو را در مقداری محدود، حدود 250V، تنظیم کرد. برای حل مسئله متعادل‌سازی ولتاژ لینک DC، سیم خنثی به جای اتصال به نقطه میانی لینک DC به پایانه منفی متصل شده است. نتایج شبیه‌سازی و آزمایشات انجام شده نشان می‌دهد که با استفاده از این ساختار می‌توان به عملکرد جبران‌سازی مناسبی دست یافت.



شکل (۳-۸): فیلتر اکتیو موازی کوپل شده با LC سه فاز چهار سیمه با اتصال سیم خنثی نامتقارن

۳-۶ مروری بر تحقیقات و مطالعات انجام شده بر روی فیلتر اکتیو چهار سیمه

در این بخش به بررسی تعدادی از تحقیقات که در سال‌های اخیر در زمینه کنترل فیلترهای اکتیو موازی چهارسیمه برای کاربردهای مختلف انجام شده است، می‌پردازیم. در بسیاری از این تحقیقات از ساختار چهار سیمه چهار شاخه استفاده شده است. همچنین ساختارهای سه شاخه با خازن سروسط نیز تنها جهت بهبود کیفیت توان شبکه مورد استفاده قرار گرفته و بحث انتقال توان در این ساختار لحاظ نشده است.

(۱) در سال ۲۰۰۷ در مرجع [۵۷] کنترلر فیلتر اکتیو موازی چهار شاخه چهار سیمه متصل به شبکه بگونه‌ای طراحی شده است که بصورت دینامیکی جریان خروجی فیلتر را محدود می‌کند. از اینرو بصورت مؤثری از سوئیچ‌های اینورتر در مقابل اضافه جریان محافظت می‌شود بدون اینکه عملکرد فیلتر اکتیو تضعیف شود. این روش مبتنی بر تئوری $p-q$ بوده و از تأخیر در جبران‌سازی جهت انجام محاسبات محدودسازی جریان بهره می‌گیرد.

(۲) در مرجع معرفی شده در سال ۲۰۱۳ [۵۸]، سلول خورشیدی با ظرفیت بالا توسط یک فیلتر اکتیو چهارشاخه دوگانه به شبکه متصل شده است. در این مرجع کنترلر یکپارچه مبتنی بر PI در قاب مرجع $d-q-0$ بگونه‌ای طراحی شده است که هم توان تولیدی PV به شبکه تزریق می‌شود و هم از فیلتر اکتیو جهت بهبود کیفیت توان شبکه استفاده شده است. در این ساختار بخشی از الگوریتم کنترل به جریان گردشی بین دو اینورتر موازی اختصاص یافته است.

(۳) در مرجع [۵۹] که در سال ۲۰۱۲ معرفی شده است، از اینورتر چهارشاخه برای اتصال منابع تجدیدپذیر به شبکه و بهبود کیفیت توان استفاده شده است. در الگوریتم کنترلی طراحی شده، جریان‌های مرجع سه فاز اینورتر از طریق حلقه کنترل ولتاژ لینک DC تعیین می‌شوند و جریان مرجع شاخه چهارم صفر در نظر گرفته می‌شود. سپس از مدولاسیون هیستریزس جهت سوئیچ‌زنی استفاده شده است.

(۴) در سال ۲۰۰۸ در مرجع [۶۰]، الگوریتمی جهت کنترل فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه با خازن سروسط پیشنهاد شده است که در حلقه داخلی جریان از کنترلر مود لغزشی زمان گسسته و در حلقه خارجی ولتاژ از سرومکانیسم مقاوم^۱ استفاده شده است. طراحی روش کنترلی در قاب مرجع $(\alpha\beta 0)$ انجام شده و از مدولاسیون پهنای پالس فضای برداری اصلاح

شده (MSVPWM^۱) جهت سوئیچ زنی اینورتر استفاده شده است که موجب بهتر شدن عملکرد گذرا و محدود شدن ولتاژ dc در مقایسه با مدولاسیون سینوسی متداول در قاب abc شده است.

(۵) در سال ۲۰۰۶، طراحی اصولی پارامترهای اینورتر سه شاخه چهارسیمه انجام شده است تا ردیابی جریان های مرجع جریان های مرجع جهت جبران سازی بارهای نامتعادل و غیرخطی به درستی انجام شود [۶۱].

(۶) در روشی که در سال ۲۰۰۹ معرفی شده است [۶۲] از ساختار اینورتر سه شاخه متصل به شبکه استفاده شده است که دارای یک خازن در لینک dc بوده و سیم خنثی به پایانه منفی خازن لینک dc متصل شده است. در این مرجع از کنترلر مقاومتی^۲ استفاده شده که هارمونیک ها را بصورت گزینشی حذف می کند و تأخیر عملکرد فیلتر را جبران سازی می نماید.

(۷) در روشی که در مرجع [۶۳] در سال ۲۰۰۸ برای کنترل اینورتر چهار شاخه متصل به شبکه ارائه شده است، فرکانس سوئیچینگ حداقل شده است. این روش که شکل اصلاح شده ی روش کنترل هیستریزیس است، فرکانس سوئیچ زنی در طول یک پریود را کاهش می دهد و برای جبران سازی بارهای غیرخطی و نامتعادل مورد استفاده قرار می گیرد..

(۸) مرجع [۶۴] در سال ۲۰۰۴، نشان دهنده کنترلر جریان مبتنی بر مدولاسیون فضای برداری سه بعدی (3-D Space Vector Modulation) در چهارچوب $\alpha - \beta - \gamma$ است که برای فیلتر اکتیو چهار شاخه متصل به شبکه استفاده شده است. این کنترلر جریان توسط یک مقایسه گر هیستریزیس پیاده سازی شده است.

(۹) در مرجع [۶۵] که در سال ۲۰۱۰ انجام شده است، مطالعه ای مقایسه ای بر روی انواع ساختارهای فیلتر اکتیو چهارسیمه انجام شده است. عملکرد ساختارهای چهارشاخه، سه شاخه با خازن سر وسط و ساختار سه مبدل H-bridge تک فاز تحت شرایط بار غیرخطی و نامتعادل

¹ Modified Space Vector Pulsewidth Modulation

² resonant controller

توسط پردازنده سیگنال دیجیتال (DSP) مورد ارزیابی قرار گرفته است. طبق نتایج این مقاله، برای کاربردهای توان پایین تا متوسط با عملکرد جبران سازی بسیار قوی اینورتر چهار شاخه انتخاب مناسبی است اما برای کاربرد در شرایط مشابه با عملکرد متوسط ساختار سه شاخه با خازن سر وسط بدلیل هزینه پایین و ساده تر بودن الگوریتم کنترل پیشنهاد می شود. برای کاربردهای ولتاژ بالا و کاربردهای توان متوسط به بالا ساختار H-bridge مناسب است.

(۱۰) در مرجع [۶۶] که در سال ۲۰۰۹ انجام شده است، مدل چند متغیره سیستم در قاب مرجع $d-q-0$ در فضای حالت بدست آمده و از آن برای تعیین دینامیک حلقه بسته سیستم و انتخاب حالت های سوئیچینگ با استفاده از استراتژی مود لغزشی جهت کنترل فیلتر اکتیو چهارشاخه با خازن سروسط استفاده شده است. با استفاده از این روش پایداری سیستم حلقه بسته افزایش یافته و کنترلر طراحی شده در رنج وسیعی از عملکرد سیستم مقاوم می باشد. کنترلر قادر به متعادل سازی ولتاژ خازن های لینک dc و حذف جریان سیم خنثی در حضور مؤلفه dc جریان غیرخطی بار می باشد.

(۱۱) در مرجع [۶۷] در سال ۲۰۱۵، از تئوری شبکه عصبی جهت تعیین گین های PI در کنترلر فیلتر اکتیو شنت چهار شاخه استفاده شده است. در این روش کنترلرهای PI مبتنی بر شبکه عصبی و کنترلر هیستریزس جریان، برای استخراج جریان مرجع از جریان شبکه جهت کاهش هارمونیک های جریان استفاده شده است و نشان داده شده است که با این روش THD جریان به میزان قابل توجهی بهبود می یابد.

(۱۲) در سال ۲۰۱۱، الگوریتم مبتنی بر PI و منطق فازی جهت کنترل فیلتر اکتیو شنت سه شاخه با خازن سر وسط ارائه شده است [۶۸]. این کنترلر در شرایط تغییرات سریع بار وفق یافته و کیفیت توان سیستم را به میزان قابل توجهی بهبود می بخشد.

فصل ۴ طراحی و شبیه‌سازی فیلتر اکتیو چهار سیمه

سه شاخه با خازن سر وسط

۴-۱ مقدمه

همانطور که در فصل قبل به تفصیل بیان شد؛ انواع مختلف فیلترهای اکتیو تا کنون ارائه شده است و بر اساس نوع سیستم تغذیه، میزان رنج توان و سرعت پاسخ مورد نیاز در سیستم-های جبران سازی شده، ساختار مدار قدرت و اتصالات، متغیر جبران سازی شده (نظیر هارمونیک های جریان، ضریب توان، نامتعادلی سیستم سه فاز و ...)، روشهای کنترلی، روشهای تخمین ولتاژ و جریان مرجع طبقه بندی شده اند.

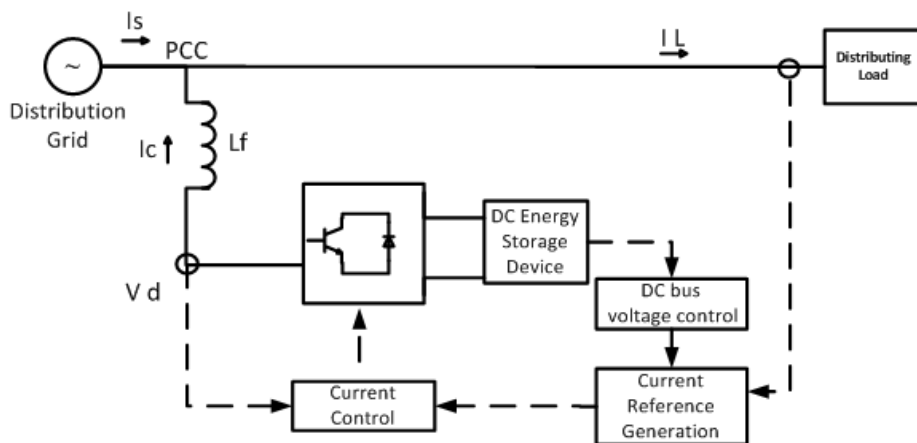
از میان ساختارهای مختلف APF که تا کنون ارائه شده است، APF موازی بر اساس مبدل PWM از نوع منبع ولتاژ کنترل شده با منبع جریان، حتی زمانی که بار بسیار غیر خطی است، کاملاً مؤثر است. اینورتر منبع جریانی بعنوان یک APF مانند یک منبع جریان غیر سینوسی کار می کند. علی رغم قابل اطمینان بودن کارایی فیلتری به این نوع، تلفات بالاتری داشته و به خازن توان AC قوی تری (بسته به قدرت مورد نیاز سیستم) نیاز دارد. همچنین نمی تواند جهت بهبود عملکرد در سیستم با مقادیر بالاتر ولتاژ بکار رود.

اینورتر منبع ولتاژی بعنوان APF، یک شین ولتاژ DC با خازن DC بزرگ دارد. از مزایای این نوع فیلتر نسبت به منبع جریانی، ارزانتر و سبکتر بودن آن است. یکی از رایج ترین روش ها برای کنترل فیلتر اکتیو، تعیین جریان جبران سازی است. در این تحقیق از روش کنترل جریان فیلتر برای تعیین جریان مرجع بار استفاده شده است.

بررسی های انجام گرفته در این تحقیق بر روی یک فیلتر اکتیو موازی به منظور جبران مؤلفه های توان راکتیو و هارمونیک های ناشی از بارهای غیر خطی است. روش کنترلی بر اساس اندازه گیری جریان های خط و جریان بار می باشد. از ولتاژ باس DC نیز جهت تخمین جریان مرجع استفاده می شود. سپس پارامترهای نشان دهنده ی کیفیت فیلتر مورد بررسی قرار گرفته و توسط نتایج شبیه سازی نشان داده می شود.

۲-۴ اصول اساسی جبران سازی و ساختار APF موازی استفاده شده

شکل (۱-۴) بلوک های اصلی یک فیلتر اکتیو موازی را نشان می دهد که مؤلفه های اصلی آن عبارتند از: اینورتر قدرت، ذخیره ساز انرژی DC و یک سیستم کنترل. اینورتر قدرت از طریق یک فیلتر پسیو که عموماً یک سلف می باشد به PCC متصل شده است. این فیلتر ریپل فرکانس بالای جریان تزریقی را که به دلیل سوئیچینگ اینورتر تولید شده است تقلیل می دهد.



شکل (۱-۴): دیاگرام کلی فیلتر اکتیو موازی [۶۹]

فیلتر اکتیو جهت رسیدن به اهداف کنترلی مورد نظر می بایست جریانی را به سیستم تزریق کند که توان راکتیو بار (Q_{load})، توان حقیقی هارمونیک بار (P_l^H)، تلفات توان اینورتر که برای شارژ خازن ها، جهت ثابت ماندن ولتاژ خازن DC بکار می رود (P_{loss})، را تأمین نماید. با تزریق این جریان، جبران سازی ایده آل بدست می آید:

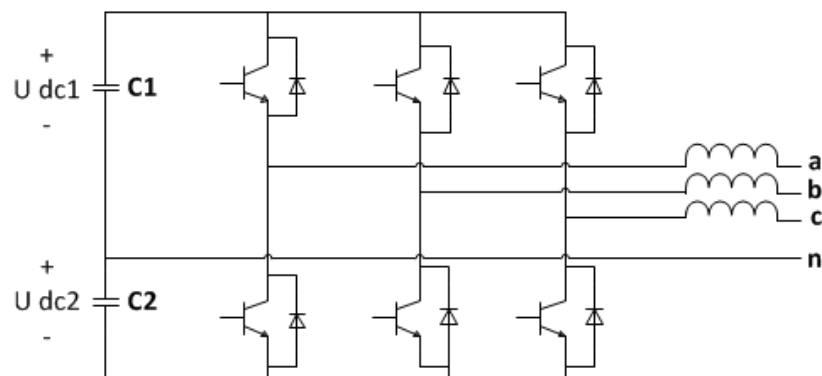
- حذف هارمونیک ها و عدم تعادل جریان بار بگونه ای که جریان کشیده شده از شبکه سینوسی کامل با توالی مثبت در فرکانس فاندمنتال است.

- اصلاح ضریب توان، بگونه ای که جریان منبع هم فاز با ولتاژ در نقطه PCC باشد.

برای رسیدن به این اهداف کنترلی، سیستم کنترل فیلتر اکتیو موازی متشکل از سه بخش است: محاسبه جریان مرجع، حفظ ولتاژ باس DC در یک سطح مرجع جهت تضمین کنترل پذیری فیلتر اکتیو و صدور فرمان سوئیچ های اینورتر بگونه ای که جریان تزریقی فیلتر، جریان مرجع را دنبال

کند [۷۰].

یکی از متداول ترین ساختارها در سیستم های چهار سیمه، ساختار سه شاخه چهارسیمه با خازن باس DC شکافته است که در شکل (۲-۴) نشان داده شده است. این ساختار دارای دو خازن ذخیره-ساز DC می باشد. نقطه اتصال دو خازن به سیم خنثی بار متصل است که مسیری را جهت جریان توالی صفر ایجاد می کند. از اینرو می توان از این ساختار در سیستم های سه فاز چهار سیمه که در تزریق جریان های توالی صفر مورد نیاز است، استفاده نمود [۷۱] که بدلیل مزایای این ساختار نظیر تعداد سوئیچ های کمتر، هزینه پایین تر و ساده تر بودن الگوریتم کنترلی در این پایان نامه مورد استفاده قرار می گیرد.



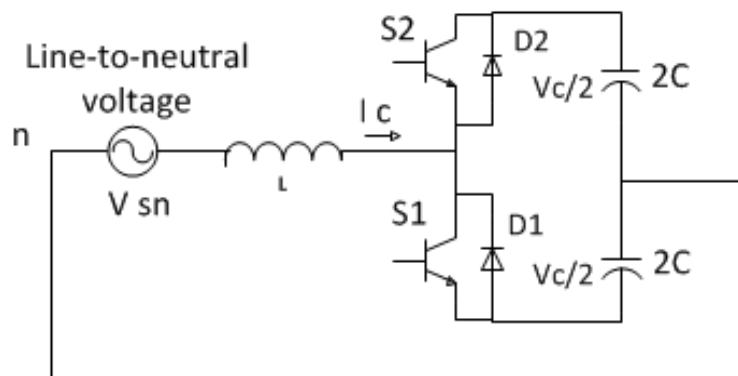
شکل (۲-۴): اینورتر سه شاخه چهارسیمه با خازن باس DC شکافته

کنترل ولتاژ در این ساختار ساده است چون با اتصال سیم خنثی بار به نقطه میانی خازن های ذخیره ساز DC، سه شاخه اینورتر بصورت مستقل از هم کار می کنند.

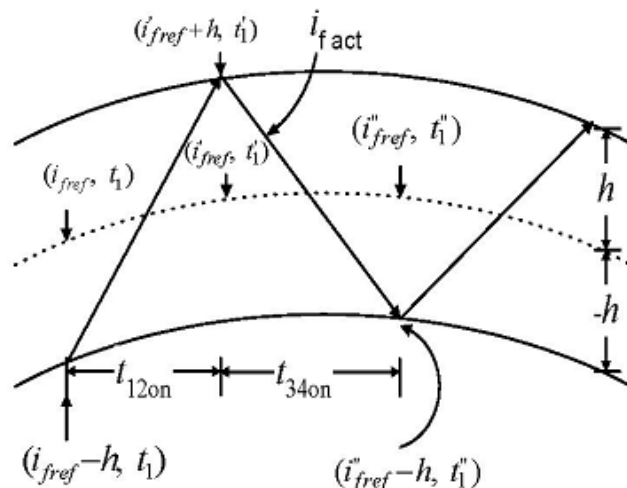
در این پایان نامه بر روی الگوریتم کنترلی کار می شود که علاوه بر قابلیت تزریق توان تولیدی منبع انرژی تجدیدپذیر به شبکه، ولتاژ باس DC را جهت حفظ ولتاژ DC در مقدار مرجع مناسب کنترل می کند تا کنترل پذیری فیلتر اکتیو تضمین گردد و نیز جریان های نامتعادل و هارمونیکی تزریق شده توسط بار محلی جبران می کند بگونه ای که جریان کشیده شده از شبکه سینوسی هم فاز با ولتاژ در نقطه PCC باشد.

۳-۴ فرآیند سوئیچ زنی فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه با خازن سر وسط

پیش از بحث پیرامون طراحی فیلتر اکتیو، می‌بایست الگوریتم سوئیچ زنی فیلتر اکتیو را به هنگام ردیابی جریان‌های مرجع بدانیم. در این تحقیق جهت ردیابی جریان مرجع از روش هیستریزیس استفاده شده است. با توجه به اینکه در سیستم چهار سیمه، هر فاز مستقل از سیم خنثی است، برای تحلیل فقط یکی از فازها را در نظر می‌گیریم. شکل مداری یکی از فازهای اینورتر در شکل (۳-۴) نشان داده شده است. در شکل (۴-۴) یک جریان مرجع دلخواه فیلتر با نقطه چین نمایش داده شده است. حدود بالا و پایین جریان مرجع با افزودن و کاستن باند هیستریزیس h از جریان مرجع بدست می‌آیند. برای ردیابی جریان مثبت i_{fref} در هر لحظه t_1 ، سوئیچ‌های S_{1a} و S_{2a} بسته و S_{3a} و S_{4a} باز هستند در نتیجه $+v_{dc}$ به اینورتر متصل شده و جریان واقعی فیلتر از $(i_{fref} - h)$ به $(i_{fref} + h)$ افزایش می‌یابد. با عبور جریان واقعی i_{fact} از حد بالایی $(i_{fref} + h)$ ، بایستی مجدداً به درون باند هیستریزیس از پیش تعیین شده بازگردانده شود. بدین منظور سوئیچ‌های S_{3a} و S_{4a} بسته و سوئیچ‌های S_{1a} و S_{2a} باز می‌شوند. در این حال اگر جریان واقعی مثبت باقی بماند سوئیچ‌های S_{3a} و S_{4a} هدایت نخواهند داشت و جریان واقعی فیلتر از طریق D_{3a} و D_{4a} جاری خواهد داشت. باید توجه داشت که به هنگام شیب منفی جریان ردیابی شده (از لحظه t_1' تا t_2'') ولتاژ $-v_{dc}$ از طریق دیودهای D_{3a} و D_{4a} به فیلتر متصل است نه از طریق سوئیچ‌های S_{3a} و S_{4a} .



شکل (۳-۴): مدار تک فاز فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه جهت مطالعه روش سوئیچ زنی و عملکرد فیلتر



شکل (۴-۴): فرآیند سوئیچ زنی فیلتر به روش هیستریزس

۴-۴ طراحی پارامترهای فیلتر اکتیو سه شاخه چهارسیمه با خازن سروسط

برای اینکه فیلتر اکتیو عملکرد رضایت بخشی در ردیابی جریان مرجع داشته باشد بایستی پارامترهای فیلتر به دقت طراحی شوند. این پارامترها عبارتند از اندازه خازن لینک (C_{dc}) ، اندوکتانس واسط فیلتر اکتیو و شبکه (L_f) ، باند هیستریزس (h) و فرکانس سوئیچینگ (f_{sw}) . اگرچه می توان این پارامترها را با سعی و خطا تعیین کرد اما جهت اطمینان از ردیابی دقیق جریان مرجع جبران سازی، مطالعه اصولی این پارامترها با در نظر گرفتن محدودیت های متنوع سیستم مورد نیاز می باشد.

۴-۴-۱ انتخاب خازن ذخیره ساز DC

اندازه خازن لینک DC را می توان بر اساس شرایط گذرا و یا افزایش یا کاهش ولتاژ $(Voltage^{sag/sweel})$ که در سیستم رخ می دهد و توانایی خازن برای تنظیم ولتاژ تحت این شرایط تعیین نمود.

فرض می کنیم فیلتر اکتیو به شبکه ای با ظرفیت $X \text{ KVA}$ متصل است و در شرایط گذرا با $0.5X \text{ KVA}$ و 2 X KVA به مدت n سیکل سر و کار دارد. در طول دوره گذرا با افزایش ظرفیت KVA بار سیستم، ولتاژ هر خازن لینک DC (V_{dc}) کاهش می یابد و بطور برعکس با کاهش ظرفیت

KVA بار سیستم، (V_{dc}) افزایش خواهد یافت. با فرض حداکثر ۲۵٪ تغییر در V_{dc} در طول دوره گذرا، تغییر انرژی ΔE_C در خازن C_{dc} برابر است با :

$$\Delta E_C = \frac{C_{dc} [(1.125v_{dc})^2 - (0.875v_{dc})^2]}{2} \quad (1-4)$$

تغییر انرژی سیستم (ΔE_S) برای یک تغییر بار از ۲ X KVA به ۵ X KVA برابر است با:

$$\Delta E_S = \left(2X - \frac{X}{2}\right) nT \quad (2-4)$$

بر اساس روابط (۱-۵) و (۲-۵) مقدار خازن لینک dc طبق رابطه (۳-۵) محاسبه می‌شود:

$$C_{dc} = \frac{2 \left(2X - \frac{X}{2}\right) nT}{(1.125 V_{dc})^2 - (0.875 v_{dc})^2} \quad (3-4)$$

که در این رابطه x ظرفیت KVA سیستم، n تعداد سیکل‌های دوره گذرا، T دوره هر پریود و V_{dc} ولتاژ خازن لینک DC است. نتایج شبیه سازی و مطالعات تجربی در [۷۲] نشان می‌دهد که بین اندازه ولتاژ لینک DC و عملکرد سوئیچینگ و ردیابی جریان مرجع ارتباط تجربی وجود دارد. نتایج شبیه سازی و مطالعات آزمایشی در این مرجع نشان می‌دهد هنگامی که ولتاژ لینک DC، $1/6$ برابر ولتاژ پیک AC شبکه است، THD حداقل است و سوئیچ زنی به خوبی انجام می‌شود. لذا:

$$v_{dc} = mv_m = 1.6 v_m \quad (4-4)$$

در این رابطه v_{dc} ولتاژ لینک DC و v_m پیک ولتاژ AC شبکه است. از اینرو معادله (۳-۵) را می‌توان بصورت معادله (۵-۵) بازنویسی کرد:

$$C_{dc} = \frac{2 \left(2X - \frac{X}{2}\right) nT}{(1.8 V_m)^2 - (1.4 v_m)^2} \quad (5-4)$$

۲-۴-۴ انتخاب سلف واسط

انتخاب مناسب سلف واسط نقش مهمی در عملکرد رضایت بخش فیلتر اکتیو به لحاظ پهنای باند (فرکانس سوئیچینگ) و اندازه باند هیستریزس اطراف کمیت مرجع ایفا می‌کند. سیستم تغذیه را ثابت فرض کرده و از مقاومت سلف نیز صرف نظر می‌کنیم. ولتاژ ورودی کنترلی برای ردیابی جریان مرجع

بصورت رابطه (۴-۶) است:

$$v_{ab} = S_{\text{switch}} V_{\text{dc}} - v_m \sin \omega t \quad (۴-۶)$$

هنگامی که سوئیچ‌های S_1, S_2 یا D_1, D_2 هدایت دارند و S_3, S_4 یا D_3, D_4 هدایت ندارند $S_{\text{switch}} = 1$ است و هنگامی که S_3, S_4 یا D_3, D_4 هدایت دارند و S_1, S_2 یا D_1, D_2 هدایت ندارند $S_{\text{switch}} = -1$ می‌باشد. طبق شکل (۴-۵) هنگامی که جریان واقعی مثبت دارای شیب مثبت است، ولتاژ ورودی به سلف واسط $m v_m - v_m \sin \omega t$ است که $m=1.6$ و v_m پیک ولتاژ شبکه است. طبق شکل (۴-۴)

ارتباط بین $t_{12 \text{ on}}$ و $t_{34 \text{ off}}$ بصورت رابطه زیر خواهد بود [۷۳]

$$t_{12 \text{ on}} = t_{34 \text{ off}} = L_f \frac{(i'_{\text{fref}} + h) - (i_{\text{fref}} - h)}{m v_m - v_m \sin \omega t} \quad (۴-۷)$$

که این رابطه را می‌توان بصورت زیر ساده کرد:

$$t_{12 \text{ on}} = t_{34 \text{ off}} = L_f \frac{[(i'_{\text{fref}} - i_{\text{fref}}) + 2h] L_f}{m v_m \left(1 + \frac{\sin \omega t}{m}\right)} \quad (۴-۸)$$

بصورت مشابه، وقتی شیب جریان واقعی مثبت، منفی است رابطه (۴-۹) برای $t_{12 \text{ off}}$ و $t_{34 \text{ on}}$ بدست می‌آید.

جدول (۴-۱) جزئیات هدایت ادوات سوئیچینگ، طی ردیابی جریان مرجع در ساختار سه شاخه چهار سیمه با خازن سروسط را نشان می‌دهد:

جدول (۴-۱): جزئیات هدایت سوئیچ‌های قدرت

Positive actual current (i_{fact})				Negative actual current (i_{fact})			
Positive slope $t_{12 \text{ on}}$ (or) $t_{34 \text{ off}}$		Negative slope $t_{34 \text{ on}}$ (or) $t_{12 \text{ off}}$		Positive slope $t_{12 \text{ on}}$ (or) $t_{34 \text{ off}}$		Negative slope $t_{34 \text{ on}}$ (or) $t_{12 \text{ off}}$	
ON Devices	OFF Devices	ON Devices	OFF Devices	ON Devices	OFF Devices	ON Devices	OFF Devices
$S_1 - S_2$	$D_1 - D_2$	$D_3 - D_4$	$S_3 - S_4$	$D_1 - D_2$	$S_1 - S_2$	$S_3 - S_4$	$D_3 - D_4$
	$S_3 - S_4$		$S_1 - S_2$		$S_3 - S_4$		$S_1 - S_2$
	$D_3 - D_4$		$D_1 - D_2$		$D_3 - D_4$		$D_1 - D_2$

بنابراین هنگامی که جریان واقعی فیلتر مثبت با شیب مثبت است، در طول $t_{12\text{ on}}$ یا $t_{34\text{ off}}$ سوئیچ-های S_1, S_2 روشن و سایر ادوات خاموش هستند. بطور مشابه به کمک جدول (۴-۱) و با استفاده از تابع $t_{12\text{ on}}$ یا $t_{34\text{ off}}$ و $t_{12\text{ off}}$ و $t_{34\text{ on}}$ وضعیت روشن یا خاموش ادوات سوئیچینگ مشخص می‌شود. شیب‌های S_1 و S_2 را بصورت زیر در نظر می‌گیریم:

$$i'_{\text{fref}} - i_{\text{fref}} = S_1 t_{12\text{ on}} \quad (۹-۴)$$

$$i''_{\text{fref}} - i'_{\text{fref}} = S_2 t_{12\text{ off}}$$

با استفاده از روابط (۴-۷)، (۴-۸) و (۴-۹) می‌توان زمان روشن/خاموش سوئیچ‌های S_1, S_2 و S_3, S_4 را بصورت روابط زیر نوشت:

$$t_{12\text{ on}} = t_{34\text{ off}} = \frac{2h L_f}{m v_m (1 - \frac{\sin wt}{m} - \frac{s_1 L_f}{m v_m})} \quad (۱۰-۴)$$

$$t_{12\text{ off}} = t_{34\text{ on}} = \frac{2h L_f}{m v_m (1 + \frac{\sin wt}{m} + \frac{s_2 L_f}{m v_m})}$$

با توجه به اینکه $\theta = wt$ ، فرکانس سوئیچینگ فیلتر f_{sw} بصورت زیر است:

$$f_{\text{sw}} = \frac{m v_m}{2h L_f} \frac{(1 - \frac{\sin \theta}{m} - \frac{s_1 L_f}{m v_m})(1 + \frac{\sin \theta}{m} + \frac{s_2 L_f}{m v_m})}{(2 + \frac{(s_2 - s_1) L_f}{m v_m})} \quad (۱۱-۵)$$

که $f_{\text{sw}} = \frac{1}{T}$ و $T = t_{12\text{ on}} + t_{12\text{ off}}$ یا $T = t_{34\text{ on}} + t_{34\text{ off}}$ می‌باشد. مقدار ماکزیمم و می‌نیمم فرکانس سوئیچینگ از حل معادله (۴-۱۲) بدست می‌آید:

$$\frac{df_{\text{sw}}}{d\theta} = -\frac{v_m}{2h L_f} \frac{\cos \theta (\frac{2 \sin \theta}{m} + (\frac{s_1 + s_2}{m v_m}))}{(2 + \frac{(s_2 - s_1) L_f}{m v_m})} = 0 \quad (۱۲-۴)$$

در حالت کلی شیب تکه‌های ردیابی از $(i_{\text{fref}} - h, t_1)$ تا $(i'_{\text{fref}} + h, t'_1)$ و $(i'_{\text{fref}} + h, t'_1)$ تا $(i''_{\text{fref}} - h, t''_1)$ که در شکل (۴-۴) نشان داده شده است در مقایسه با S_1 و S_2 بسیار بزرگ است از

اینرو می‌توان s_1 و s_2 را بجز در نقاط ناپیوستگی صفر در نظر گرفت لذا رابطه (۴-۱۲) را می‌توان بصورت زیر ساده کرد:

$$\frac{df_{sw}}{d\theta} = -\frac{v_m \sin 2\theta}{4hL_f} \quad (۴-۱۳)$$

پاسخ رابطه (۴-۱۳) از قرار زیر می‌باشد:

$$\theta = \begin{cases} \pm n\pi \\ \pm(2n+1)\frac{\pi}{2} \end{cases} \quad for \ n = 0,1,2, \dots \quad (۴-۱۴)$$

رابطه (۴-۱۳) را می‌توان بصورت زیر هم نمایش داد:

$$\frac{\partial^2 f_{sw}}{\partial \theta^2} = \begin{cases} -\frac{v_m}{2hL_f} \Rightarrow f_{sw} = f_{sw \max} & \theta = \pm n\pi \\ \frac{v_m}{2hL_f} \Rightarrow f_{sw} = f_{sw \min} & \theta = \pm(2n+1)\frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (۴-۱۵)$$

مقدار ماکزیمم و می‌نیمم برای مقادیر θ ذکر شده در رابطه (۴-۱۵) را می‌توان از رابطه (۴-۱۱) محاسبه نمود:

$$f_{sw \max} = \frac{mv_m}{4hL_f} \quad (۴-۱۶)$$

$$f_{sw \min} = \frac{mv_m}{4hL_f} \left(1 - \frac{1}{m^2}\right) \quad (۴-۱۷)$$

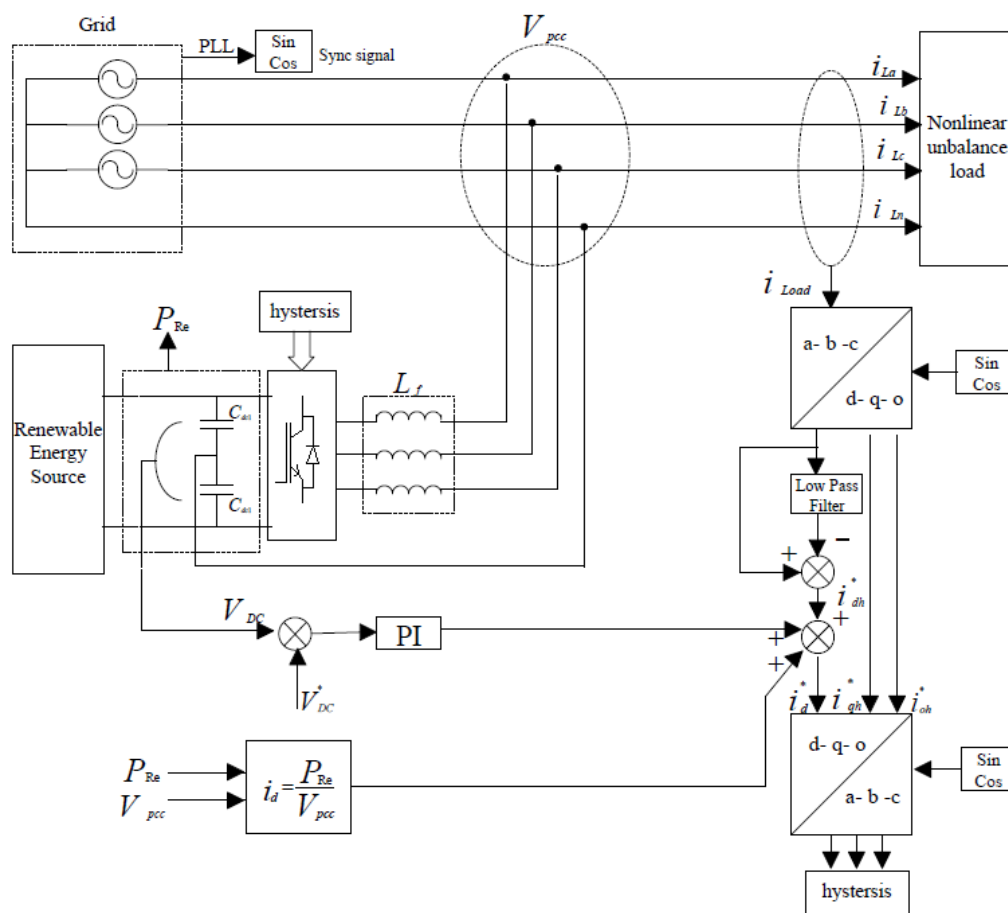
از اینرو جهت طراحی اندوکتانس واسط L_f ، مقدار ماکزیمم فرکانس سوئیچینگ مهم است. مقدار L_f (در واحد هانری) برابر است با:

$$L_f = \frac{m v_m}{4h f_{sw \max}} \quad (۴-۱۸)$$

۴-۵ کنترل یکپارچه سیستم در چهارچوب d-q-0

اینورتر سه‌فاز منبع تجدیدپذیر متصل به شبکه به لحاظ ساختار و روش کنترل مشابه با APF است. علاوه بر این، کنترل تزریق توان تولیدی توسط منابع تجدیدپذیر متصل به شبکه مجزا از جبران‌سازی هارمونیک‌ها است. از اینرو می‌توان هردو هدف کنترل را بطور همزمان با یک استراتژی کنترلی پیاده‌سازی نمود. بنابراین برای رسیدن به ترکیب دو تابع کنترلی تنها بایستی جریان‌های

مرجع مربوط به هریک را مستقیماً با هم جمع کنیم. شکل (۵-۴) دیاگرام کلی کنترل یکپارچه سیستم تولید انرژی تجدیدپذیر متصل به شبکه در چهارچوب d-q-o را نشان می‌دهد. استراتژی کنترلی طراحی شده در این تحقیق شامل یک حلقه داخلی جریان، یک حلقه خارجی ولتاژ و یک حلقه توان می‌باشد. حلقه خارجی ولتاژ، حفظ ولتاژ لینک dc فیلتر اکتیو در مقدار مطلوب و در نتیجه قابلیت کنترل پذیری را تضمین می‌کند. حلقه توان، کنترل تزریق توان تولیدی منبع تجدیدپذیر انرژی به شبکه را انجام می‌دهد و جبران‌سازی جریان نامتعادل و هارمونیکی بار محلی و اصلاح ضریب توان و اصلاح توان راکتیو توسط حلقه داخلی جریان انجام می‌شود. در ادامه هریک از بخش‌های کنترلی به تفصیل شرح داده خواهد شد.



شکل (۵-۴): دیاگرام کنترل یکپارچه فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه طراحی شده

۴-۵-۱ کنترل ولتاژ لینک DC

اینورتر متصل کننده‌ی منبع انرژی تجدیدپذیر به شبکه و فیلتر اکتیو توان، هردو جهت جبران-سازی تلفات ذاتی در عملکرد و حفظ تعادل در توزیع ولتاژ باس DC به کنترل ولتاژ لینک DC نیاز دارند. قاعده کلی کنترل ولتاژ لینک DC در شکل (۴-۵) نشان داده شده است. در این قسمت از روش کنترلی طراحی شده، ولتاژ واقعی کلی خازن‌های لینک DC با یک مقدار مرجع از پیش تعیین شده v_{dc}^* مقایسه می‌شود سپس سیگنال خطای بین این دو مقدار جهت پردازش به PI داده می‌شود تا در حالت ماندگار این خطا به صفر برسد. ضرایب بهره K_p و K_i بر اساس سعی و خطا تنظیم می‌شود. از خطای بین ولتاژ اندازه‌گیری شده‌ی لینک DC و ولتاژ مرجع v_{dc}^* برای کنترل جریان اکتیو خروجی اینورتر استفاده می‌شود. جریان‌های هارمونیک، راکتیو و نامتعادل نیز بطور همزمان قابل حصول می‌باشند. به هنگام کنترل یکپارچه سیستم، اینورتر برای حفظ ولتاژ لینک dc توان اکتیو را از منبع تجدیدپذیر انرژی جذب می‌کند اما هنگامی که سیستم فقط بصورت فیلتر اکتیو عمل می‌کند اینورتر توان اکتیو را از شبکه جذب می‌کند تا ولتاژ لینک dc را در مقدار مطلوب حفظ کند.

۴-۵-۲ کنترل جریان اینورتر

به منظور رسیدن به بهره حلقه بالا در فرکانس هارمونیک و بهبود پایداری سیستم در حلقه داخلی جریان، نمونه برداری از جریان هارمونیک به جای اینکه از سمت شبکه انجام شود از سمت اینورتر انجام خواهد شد. از اینرو در سمت شبکه ضریب توان واحد خواهیم داشت. در این بخش، جریان‌های مرجع به گونه ای تعیین می‌شوند که تمام هارمونیک‌های جریان بار توسط فیلتر اکتیو تأمین شوند لذا جریان کشیده شده از شبکه سینوسی سه فاز متعادل هم‌فاز با ولتاژ خواهد بود. برای این منظور ابتدا بایستی هارمونیک‌های جریان بار شناسایی شوند. روش تشخیص و جداسازی هارمونیک‌ها در این پایان‌نامه مبتنی بر فیلتر پایین‌گذر است. به این صورت که ابتدا جریان‌های نمونه برداری شده‌ی بار با استفاده از تبدیل پارک از قاب مرجع abc به dq0 منتقل می‌شود سپس مؤلفه dc

جریان محور d که معادل با جریان اکتیو مورد تقاضای بار می باشد توسط LPF مرتبه دوم جداسازی شده و مابقی جریان به عنوان جریان های هارمونیک مرجع جهت جبران سازی تعیین می شوند.

۴-۵-۳ کنترل تزریق توان تولید شده توسط منبع تجدیدپذیر به شبکه

با توجه به اینکه توان تولیدی منابع انرژی تجدیدپذیر بسته به نوع منبع و با توجه به شرایط محیطی نظیر تابش نور خورشید، وزش باد و... ثابت نیست لذا جهت انتقال توان تولیدی این منابع به شبکه، بخشی از استراتژی کنترلی طراحی شده به کنترل توان اکتیو تزریق شده توسط این منابع به شبکه اختصاص یافته است. توان اکتیو در چهارچوب dq0 بر مبنای مجموعه ی دوفاز (dq) ولتاژ و جریان بصورت رابطه (۴-۱۹) محاسبه می شود:

$$P = V_d i_d + V_q i_q \quad (۴-۱۹)$$

هنگامی که قاب مرجع در راستای ولتاژ باشد مؤلفه $V_q = 0$ خواهد بود لذا توان اکتیو تولیدی توسط منبع تجدیدپذیر در نقطه PCC بصورت رابطه (۴-۲۰) محاسبه می گردد:

$$P = V_d i_d \quad (۴-۲۰)$$

لذا خواهیم داشت:

$$i_d = \frac{P}{V_d} \quad (۴-۲۱)$$

در این رابطه P توان اکتیو تولید شده توسط منبع تجدیدپذیر، V_d ولتاژ PCC در راستای محور d و i_d مؤلفه اکتیو جریان جهت انتقال توان تولیدی توسط منبع تجدیدپذیر به شبکه است.

جریان های مرجع جبران سازی در قاب مرجع dq0، (i_d^*, i_q^*, i_0^*) ، برابر با مجموع جریان های تخمین زده شده در سه بخش کنترلی ذکر شده می باشند. در این مرحله با استفاده از تبدیل پارک جریان های مرجع را از قاب مرجع dq0 به abc منتقل می کنیم. حال جهت تولید سیگنال های سوئیچینگ مبدل، جریان های مرجع تخمین زده شده (i_a^*, i_b^*, i_c^*) و جریان های واقعی اندازه گیری شده (i_{la}, i_{lb}, i_{lc}) را به یک کنترل هیستریزس اعمال می کنیم تا مقایسه شده و سیگنال خطا را برای مدولاسیون فراهم

نماید. پهنای باند هیستریزیس الگوی جریان منبع و فرکانس کلیدزنی تجهیزات را تعیین می‌نماید.

۴-۶ شبیه‌سازی فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه با خازن سر وسط

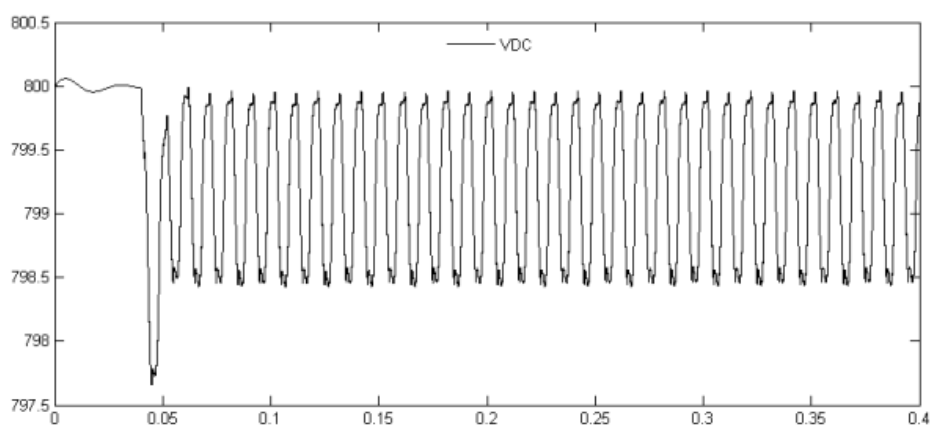
در این بخش به منظور بررسی صحت روش ارائه شده، استراتژی کنترلی معرفی شده در بخش ۴-۵، با استفاده از نرم افزار MATLAB شبیه سازی شده است. این شبیه‌سازی ها با سه نوع بار مختلف دارای اغتشاش با اهداف جبران‌سازی اصلاح ضریب توان، حذف هارمونیک‌های جریان، متعادل سازی بار برای جریان‌های دارای توالی صفر و نیز متعادل سازی بار با مقدار DC در جریان خنثی انجام شده است. پارامترهای استفاده شده در شبیه‌سازی در جدول (۴-۵) آمده است. اینورتر سه شاخه چهارسیمه با باس DC شکافته با فرکانس سوئیچینگ 10KHZ کار می‌کند. بارهای نامتعادل غیرخطی متشکل است از یک یکسوکننده دیودی سه فاز با بار (RL (R=40 Ω , L=4mH ، بار مقاومتی نامتعادل که با آرایش wye (Y) به سیستم متصل شده است. مقادیر مقاومت هر فاز عبارتند از $R_a = 10 \Omega$, $R_B = 12 \Omega$, $R_C = 22 \Omega$ ، بار RL سه فاز با آرایش wye (Y) که مقادیر توان اکتیو و راکتیو آن به ترتیب برابر با 50 KW و 3KVAR است .

شکل (۴-۶) ولتاژ کلی لینک dc را نشان می‌دهد. همانگونه که ملاحظه می‌شود پس از فعال

شدن فیلتر در $t=0.04$ s ولتاژ لینک DC در مقدار مرجع مطلوب باقی می‌ماند.

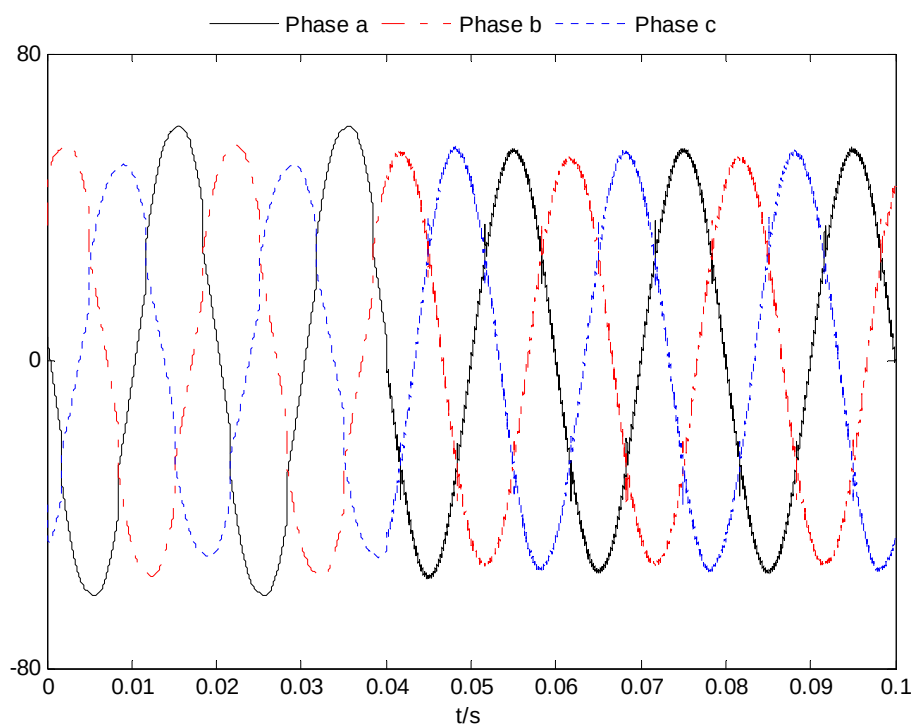
جدول (۴-۵) : پارامترهای شبیه سازی

مقدار	پارامتر
380 V	ولتاژ شبکه (مقدار rms خط به خط)
800V	ولتاژ لینک DC اینورتر
50 HZ	فرکانس شبکه
10KHZ	فرکانس سوئیچینگ
2200 μF	خازن لینک DC (C_1)
2200 μF	خازن لینک DC (C_2)
1.6mH	اندوکتانس فیلتر
0.001 A	باند هیستریزیس



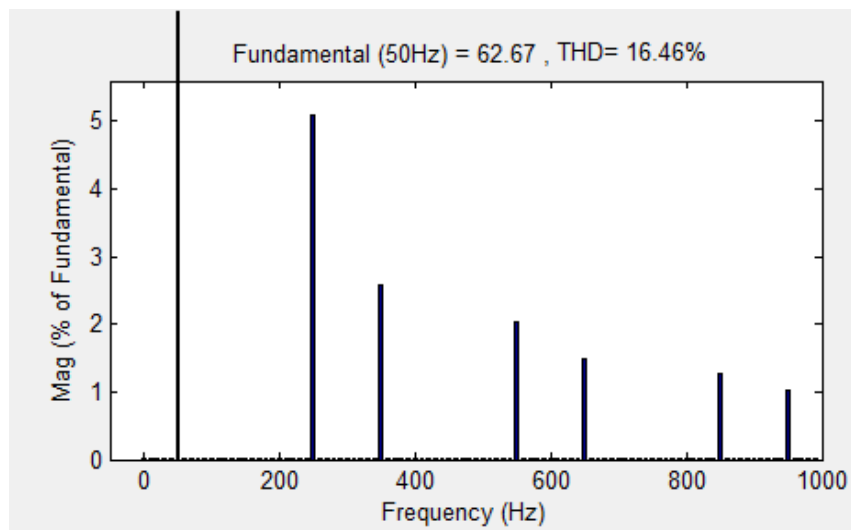
شکل (۴-۶): ولتاژ لینک DC

جریان کشیده شده از شبکه در شکل (۴-۷) نشان داده شده است. پیش از جبران سازی، جریان شبکه دارای اعوجاج بوده و نسبت به ولتاژ در PCC پس فاز است. پس از $t=0.04$ s فیلتر هارمونیک ها را تقلیل داده و ضریب توان را بهبود می بخشد.

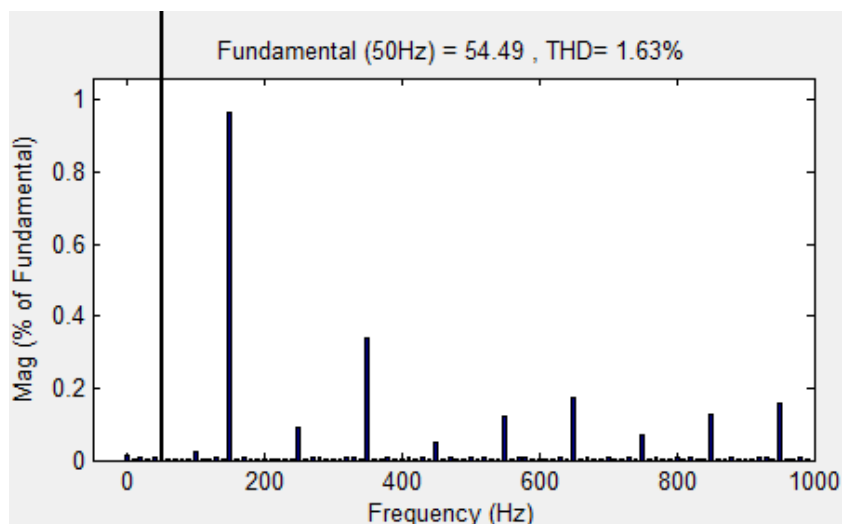


شکل (۴-۷): جریان شبکه

نتایج تحلیل FFT در شکل (۴-۸) نشان می دهد که میزان THD جریان شبکه از ۱۶/۴۶٪ به ۱.۶۳٪ پس از جبران سازی رسیده است.



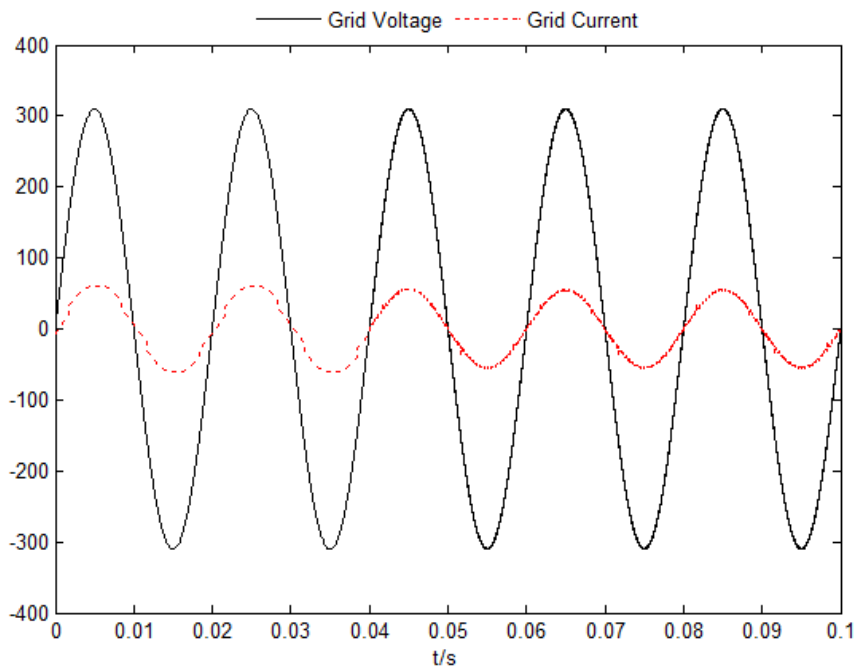
(الف)



(ب)

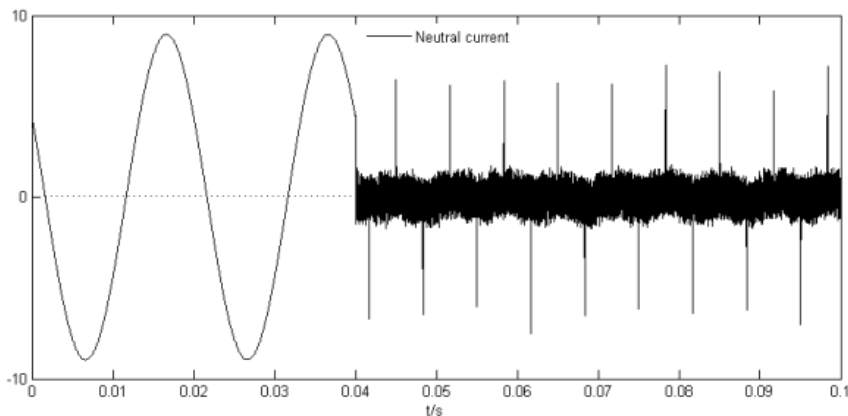
شکل (۴-۸): (الف) تحلیل FFT جریان شبکه در فاز A قبل از جبران سازی . (ب) تحلیل FFT جریان شبکه در فاز A بعد از جبران سازی

در شکل (۴-۹) مشاهده می شود که جریان شبکه، فاز a ، پس از $t=0.04$ s کاملاً سینوسی بوده و هم-فاز با ولتاژ شبکه در PCC می باشد.



شکل (۴-۹): جریان و ولتاژ شبکه در فاز A

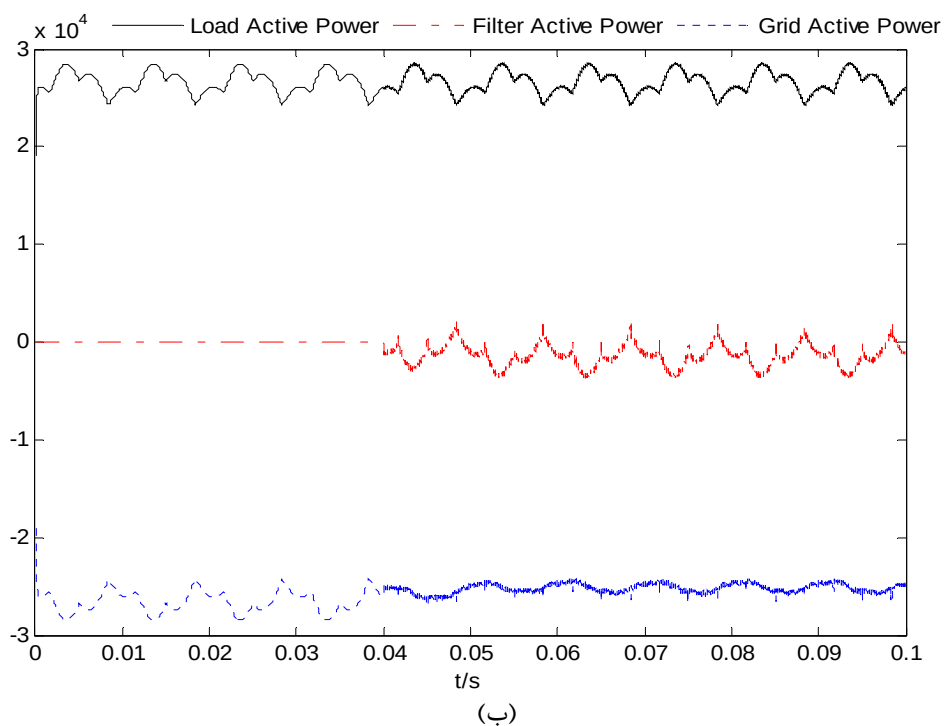
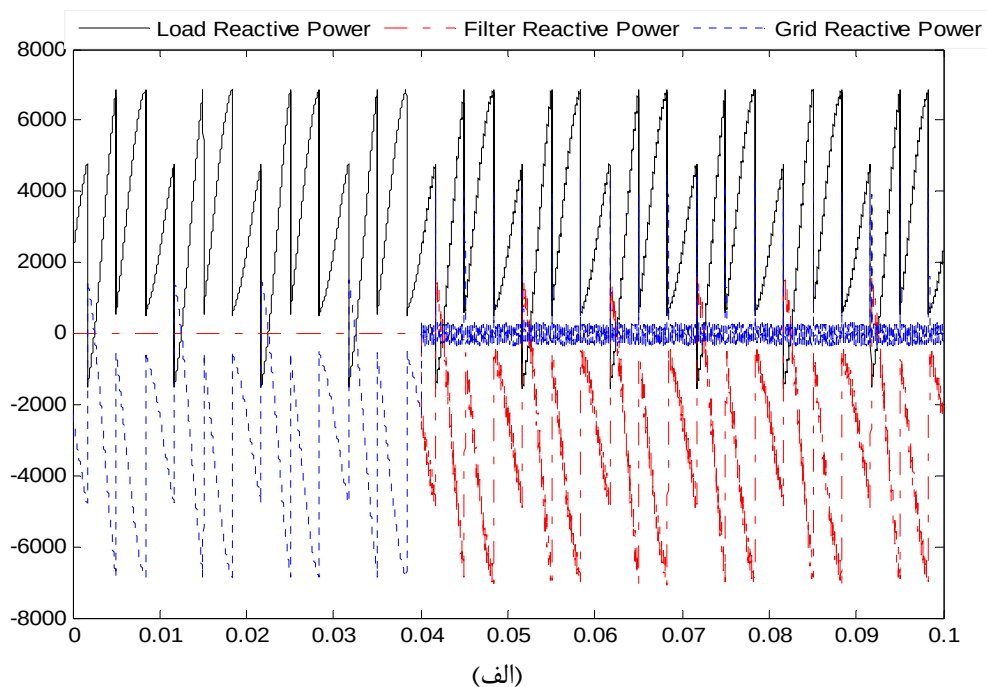
در شکل (۴-۱۰) جریان سیم خنثی ارائه شده است. همانگونه که ملاحظه می‌شود بعد از $t=0.04$ s فیلتر مؤلفه توالی صفر جریان شبکه را جهت رسیدن به اهداف جبران‌سازی تأمین می‌کند لذا این جریان تقریباً صفر می‌شود.



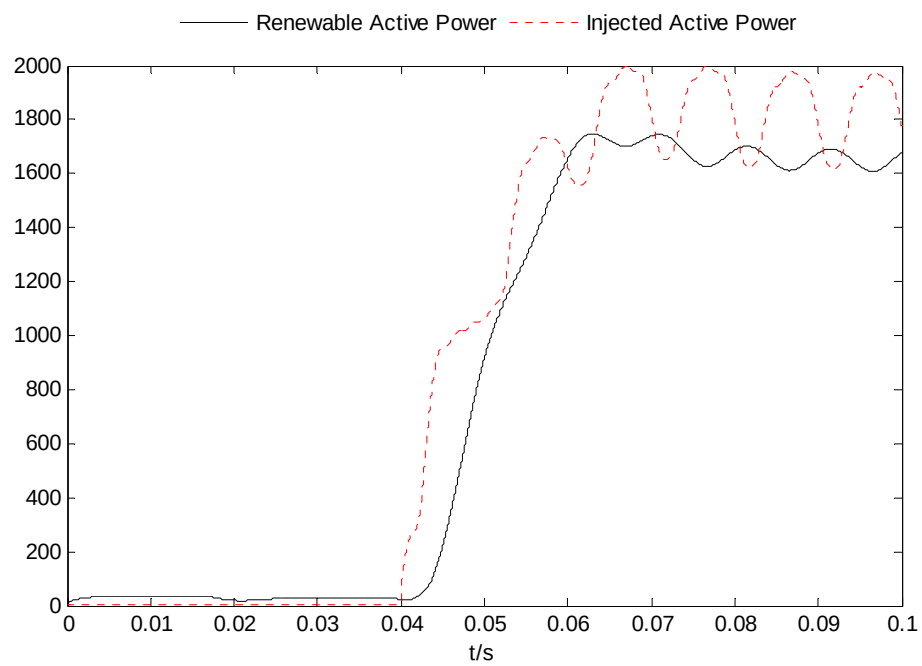
شکل (۴-۱۰): جریان سیم خنثی شبکه

طبق نتایج ارائه شده در شکل (۴-۱۱) ملاحظه می‌شود که تمامی توان راکتیو مورد تقاضای بار توسط فیلتر تأمین می‌شود لذا توان راکتیو کشیده شده از شبکه تقریباً صفر است. علاوه بر این توان اکتیو جریان یافته در شبکه و توان اکتیو مورد تقاضای بار نیز برابر با توان خروجی اینورتر می‌باشد. همانگونه که در شکل (۴-۱۲) ملاحظه می‌شود مقدار توان اکتیو تولید شده توسط منبع انرژی

تجدیدپذیر تقریباً برابر با میزان توان اکتیو تزریق شده به شبکه می‌باشد، بنابراین تزریق توان تولیدی منبع تجدیدپذیر متصل به شبکه و بهبود کیفیت توان بصورت مجزا از یکدیگر انجام می‌پذیرد.



شکل (۴-۱۱): (الف) توان راکتیو بار، فیلتر اکتیو، شبکه (ب) توان راکتیو بار، فیلتر اکتیو، شبکه



شکل (۴-۱۲): توان اکتیو تولید شده توسط منبع انرژی تجدیدپذیر متصل به شبکه و توان اکتیو تزریق شده توسط فیلتر اکتیو

فصل ۵ بهبود عملکرد فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه

با استفاده از تبدیل موجک

۵-۱ مقدمه

همانگونه که در فصل قبل مشاهده شد؛ در کنترلر طراحی شده برای فیلتر اکتیو سه شاخه چهار سیمه که جهت اتصال منبع تجدیدپذیر انرژی به شبکه و بهبود کیفیت توان طراحی شده است، برای تشخیص هارمونیک‌های جریان و تعیین جریان‌های مرجع فیلتر اکتیو، مؤلفه DC جریان محور d با استفاده از یک فیلتر پایین‌گذر که عموماً LPF مرتبه دوم است جداسازی می‌شود. این فیلتر در حضور هارمونیک‌های مرتبه بالا (هارمونیک چهارم و بالاتر) نتایج خوبی دارد اما در حضور هارمونیک‌های مرتبه پایین پاسخ زمانی فیلتر افزایش می‌یابد و موجب بروز تأخیر در عملکرد فیلتر می‌گردد. همچنین با افزایش دامنه هارمونیک‌ها، عملکرد LPF بدتر می‌گردد. [۷۳-۷۴-۷۵]. لذا جهت غلبه بر این مشکل از LPF مبتنی بر تبدیل موجک برای استخراج مؤلفه DC جریان محور d استفاده می‌کنیم. این فیلتر در حضور هارمونیک‌های مرتبه پایین پاسخ مناسبی دارد و نیز تغییرات پاسخ فیلتر مستقل از دامنه هارمونیک‌ها می‌باشد و موجب بهبود عملکرد دینامیکی و پاسخ زمانی فیلتر اکتیو می‌گردد.

در این فصل ابتدا مقدمه‌ای پیرامون تئوری تبدیل موجک بیان می‌شود سپس LPF طراحی شده مبتنی بر تبدیل موجک انتخابی معرفی می‌گردد. در ادامه نتایج شبیه‌سازی فیلتر اکتیو چهار سیمه سه شاخه مبتنی بر تبدیل موجک، جهت بررسی صحت عملکرد کنترلر بهبود یافته طراحی شده ارائه می‌گردد.

۵-۲ تبدیل موجک

تبدیل موجک یک ابزار قوی ریاضی برای پردازش سیگنال می‌باشد که اولین مطلب درباره‌ی آن در سال ۱۹۰۹ توسط آلفرد هار نگاشته شد. این تبدیل سیگنال ورودی را به بازه‌های فرکانسی مختلف تجزیه کرده و می‌تواند سیگنال‌ها را هم در حوزه‌ی زمان و هم در حوزه‌ی فرکانس به صورت همزمان تحلیل کند. در این فصل تبدیل موجک و کاربردهای مختلف آن در حوزه‌های مختلف معرفی

شده و برای پیاده‌سازی تبدیل موجک گسسته سه روش متفاوت معرفی می‌شود. این روش‌ها شامل آنالیز چند رزولوشنه (MRA^۱)، تبدیل موجک پنجره‌ای (WWT^۲) و تبدیل موجک ارتقائی (LWT^۳) می‌باشند. تبدیل موجک در حوزه‌های مختلفی از علوم کاربرد دارد [۷۶] و معمولاً در مراجع با تبدیل فوریه مقایسه می‌شود. از ایرادات تبدیل موجک می‌توان به ایجاد اختلاف فاز در سیگنال خروجی و محدود بودن تعداد موجک‌های مادر قابل استفاده در کاربردهای آنلاین اشاره نمود.

۱-۲-۵ تبدیل موجک پیوسته

تبدیل موجک یک سیگنال پیوسته $x(t)$ با رابطه‌ی (۱-۵) بیان می‌شود [۷۷]

$$w_f(a, \tau) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \Psi^* \left(\frac{t - \tau}{a} \right) dt \quad (1-5)$$

در این معادله Ψ^* مزدوج مختلط تابع موجک مادر^۴ $\Psi(t)$ ، a پارامتر مقیاس و τ پارامتر شیفت هستند. موجک مادر، یک تابع با دوره‌ی محدود و مقدار متوسط صفر است. انواع مختلفی از موجک‌های مادر همانند هار، میپیر و ... موجود است که باید با توجه به نوع کاربرد انتخاب شوند. به عنوان مثال در سیستم‌های قدرت عموماً از موجک‌های مادر حقیقی استفاده می‌شود. علاوه بر این اگر هدف استفاده از تبدیل موجک به صورت زمان واقعی باشد، یعنی تأخیر ایجاد شده در محاسبات مهم باشد تعداد موجک‌های مادری که قابل استفاده هستند بسیار محدود می‌شود به طوری که فقط می‌توان از موجک مادر هار و مرتبه‌های پایین موجک مادر dbn استفاده کرد. در مواقعی که کاربرد تبدیل موجک به صورت زمان واقعی مدنظر نباشد یکی از بهترین موجک‌های مادری که می‌توان استفاده کرد موجک مادر میپیر است [۷۸].

تبدیل موجک معکوس یک سیگنال پیوسته بصورت رابطه (۲-۵) می‌باشد:

¹ Multi Resolution Analysis
² Windowed wavelet transform
³ Lifting wavelet transform
⁴ Mother wavelet

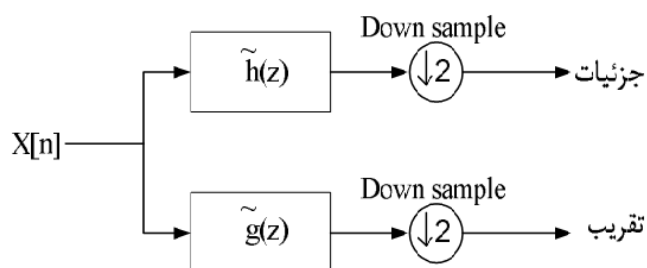
$$x(t) = \frac{1}{c_\Psi} \iint_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{a^2} w_f(a, \tau) \Psi\left(\frac{t-\tau}{a}\right) da dt \quad (۲-۵)$$

که در این رابطه :

$$c_\Psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\Psi(w)|^2}{w} dw < \infty \quad (۳-۵)$$

۱-۱-۲-۵ آنالیز چند رزولوشنه (MRA)

در سال ۱۹۸۹، مللت^۱ آنالیز چند رزولوشنه را برای پیاده سازی تبدیل موجک گسسته پیشنهاد داد [۷۹] در این روش از فیلترهای FIR ($h(z)$ و $g(z)$) استفاده شده و نمونه ها یکی در میان حذف می شوند. ساختار این روش در شکل (۱-۵) نشان داده شده است. در این شکل جزئیات^۲، شامل مؤلفه های فرکانس پایین و تقریب^۳، شامل مؤلفه های فرکانس بالا هستند.



شکل (۱-۵): آنالیز چند رزولوشنه

ساختار نشان داده شده در شکل (۱-۵) نشان دهنده یک سطح از تبدیل موجک است، برای افزایش سطوح تبدیل موجک از چندین ساختار همانند شکل فوق به صورت پشت سر هم استفاده می شود. نکته ای که در این ساختار اهمیت دارد ضرایب فیلترهای FIR هستند که باید با توجه به موجک مادر انتخاب شده، انتخاب گردند. به عنوان مثال ضرایب فیلترهای FIR برای موجک مادر هار که ساده ترین موجک مادر بوده و در این پایان نامه مورد استفاده قرار گرفته است به صورت زیر است:

1 Mallat
2 Detail
3 Approximation

$$\tilde{h}(z) = \frac{1}{\sqrt{2}} (1 + z^{-1}) \quad , \quad \tilde{g}(z) = \frac{1}{\sqrt{2}} (-1 + z) \quad (4-5)$$

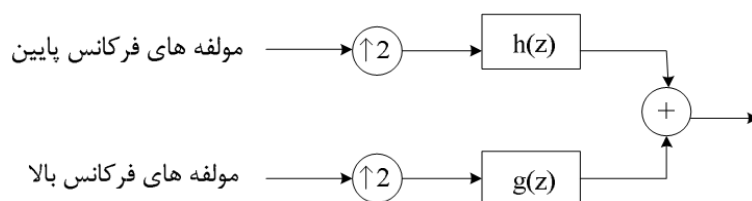
در آنالیز چند رزولوشنه رابطه‌ی بین فرکانس نمونه برداری (f_s) و حد بالای پایین ترین باند فرکانسی

(f_u) به صورت رابطه‌ی (5-5) است که در آن N تعداد سطوح تبدیل موجک است [80], [81]

$$f_u = \frac{f_s}{2^{N+1}} \quad (5-5)$$

در این آنالیز تبدیل موجک معکوس به صورت شکل (5-2) پیاده‌سازی می‌شود که در آن از فیلترهای

FIR و جایگذاری یک صفر بین هر دو نمونه استفاده می‌شود.



شکل (5-2): تبدیل موجک معکوس در آنالیز چند رزولوشنه

برای موجک مادر هر چند جمله‌ای‌های ($h(z)$) و ($g(z)$) به صورت رابطه (5-6) می‌باشند:

$$h(z) = \frac{1}{\sqrt{2}} (1 + z^{-1}) \quad , \quad g(z) = \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - z) \quad (6-5)$$

ضرایب مربوط به موجک مادر dbn نیز در [82] آمده است.

۲-۱-۲-۵ تبدیل موجک پنجره‌ای (WWT^۱)

در این تبدیل ابتدا نمونه‌های ورودی با توجه به تعداد سطوح تبدیل موجک استفاده شده به

صورت بسته‌هایی با تعداد 2^n نمونه بسته‌بندی شده و سپس برای پردازش توسط تبدیل موجک به

برنامه‌ی مربوطه فرستاده می‌شوند. روش کار در تبدیل موجک پنجره‌ای همانند آنالیز چند رزولوشنه

است و تنها تفاوت آنها در پنجره‌ای کردن داده‌ها در تبدیل موجک پنجره‌ها می‌باشد.

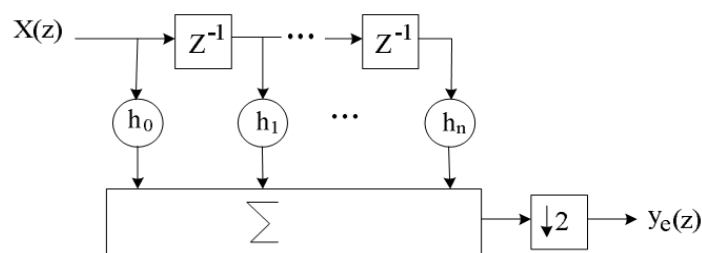
۳-۱-۲-۵ تبدیل موجک ارتقائی (LWT^۲)

برای پیاده‌سازی تبدیل موجک می‌توان از بانک‌های فیلتری استفاده کرد که در شکل‌های (5-3)

¹ Windowed Wavelet Transform

² Lifting Wavelet Transform

و (۴-۵) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۳-۵)، نمونه‌های ورودی ابتدا پردازش می‌شوند و سپس نصف داده‌های پردازش شده حذف می‌گردند. به عبارت دیگر، این ساختار بهینه نبوده و پردازشی اضافی روی داده‌های ورودی انجام می‌شود که نیازی به آنها نیست زیرا بعد از مرحله‌ی پردازش حذف می‌شوند. در تبدیل موجک ارتقائی هدف بهینه سازی آنالیز چند رزولوشنه است. علاوه بر این در [۸۳] ثابت شده است که برای فیلترهایی با طول زیاد، تبدیل موجک ارتقائی می‌تواند تعداد محاسبات را به نصف کاهش دهد.



شکل (۳-۵): فیلتر FIR همراه با کاهش تعداد نمونه‌ها

شکل (۳-۵) یک فیلتر FIR را به همراه بلوک کاهش نمونه‌ها نشان می‌دهد. اگر خروجی فیلتر

FIR را درست قبل از بلوک کاهش نمونه‌ها بنویسیم داریم:

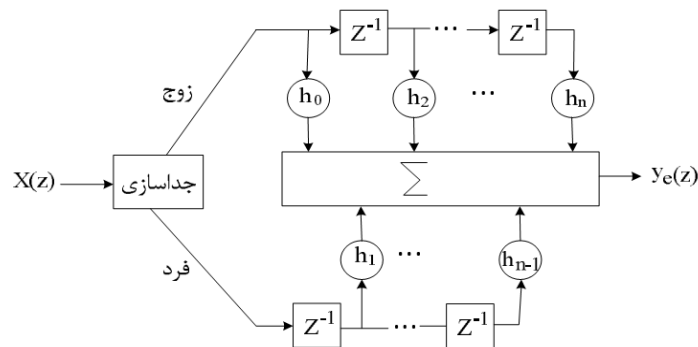
$$\begin{aligned} Y_0 &= h_0 x_0 + h_1 x_1 z^{-1} + h_2 x_2 z^{-2} \dots \\ Y_1 &= h_0 x_1 + h_1 x_0 z^{-1} + h_2 x_{-1} z^{-2} \dots \\ Y_2 &= h_0 x_2 + h_1 x_1 z^{-1} + h_2 x_0 z^{-2} \dots \\ &\vdots \end{aligned} \quad (۷-۵)$$

با کاهش نمونه‌ها، سطرهای فرد از معادلات (۷-۵) حذف خواهند شد. با حذف سطرهای فرد، ضرایب فرد فیلتر FIR فقط با نمونه‌های فرد و ضرایب زوج فیلتر FIR فقط با نمونه‌های زوج به کار خواهند رفت. اگر جملات زوج را با $h_e(z)x_e(z)$ و جملات فرد را با $h_o(z)x_o(z)$ نمایش دهیم، خروجی شکل (۳-۵) به صورت زیر خواهد بود.

$$Y_e(z) = h_e(z)x_e(z) + z^{-1} h_o(z)x_o(z) \quad (۸-۵)$$

تأخیر z^{-1} موجود در مؤلفه‌های فرد به دلیل تأخیری است که بین مؤلفه‌های زوج و فرد وجود دارد. با توجه به معادله (۸-۵) میتوان شکل (۳-۵) را به صورت شکل (۴-۵) دوباره ترسیم کرد. در این شکل

فرض بر این می‌باشد که n زوج است.



شکل (۴-۵): ساده شده شکل (۳-۶)

با اعمال مدل سازی انجام شده در شکل (۳-۵) به شکل (۴-۵) دو معادله بدست می‌آید که اگر به صورت برداری نوشته شوند خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} \lambda(z) \\ \gamma(z) \end{bmatrix} = \tilde{p}(z) \begin{bmatrix} x_e(z) \\ z^{-1}x_0(z) \end{bmatrix} \quad (۹-۵)$$

در معادله (۹-۵)، $\tilde{p}(z)$ ماتریس چند فاز^۱ است و با رابطه‌ی (۱۰-۵) بیان می‌شود:

$$\tilde{p}(z) = \begin{bmatrix} \widetilde{h_e}(z) & \widetilde{h_o}(z) \\ \widetilde{g_e}(z) & \widetilde{g_o}(z) \end{bmatrix} \quad (۱۰-۵)$$

اکنون ماتریس چندفازی توانایی انجام تبدیل موجک را دارد. اگر در این ماتریس روابط (۱۱-۵) برقرار باشند تبدیل موجک تنبل^۲ بدست می‌آید. در این تبدیل، ماتریس چندفازی یک ماتریس واحد است.

$$\widetilde{h_e}(z) = \widetilde{g_o}(z) = 1 \quad \text{و} \quad \widetilde{h_o}(z) = \widetilde{g_e}(z) = 0 \quad (۱۱-۵)$$

حال بحث‌های گفته شده را به تبدیل موجک معکوس اعمال می‌کنیم. در این شکل قبل از هر کاری افزایش نمونه‌ها انجام گرفته است. این افزایش نمونه‌ها عبارت است از قرار دادن صفر بین هر دو نمونه‌ی ورودی. در نتیجه فیلتر تعداد زیادی ضرب با عدد صفر انجام خواهد داد که باعث افزایش تعداد محاسبات می‌شود. برای کاهش محاسبات سعی میشود که افزایش نمونه‌ها بعد از فیلتر کردن انجام شود.

در معادلات (۷-۵) اگر فرض شود که بین هر دو داده ورودی یک صفر وجود دارد به طوری که

^۱ Poly-phase matrix

^۲ Lazy wavelet transform

این صفر جزء داده‌های فرد است، همه‌ی جملاتی که شامل نمونه‌های فرد $x(z)$ هستند حذف خواهند شد و می‌توان نمونه‌های خروجی را همانند معادلات (۵-۱۲) به زوج و فرد تقسیم بندی کرد:

$$\begin{aligned} y_e(z) &= h_e(z)x_e(z) \\ z \times y_o(z) &= h_o(z)x_e(z) \end{aligned} \quad (۵-۱۲)$$

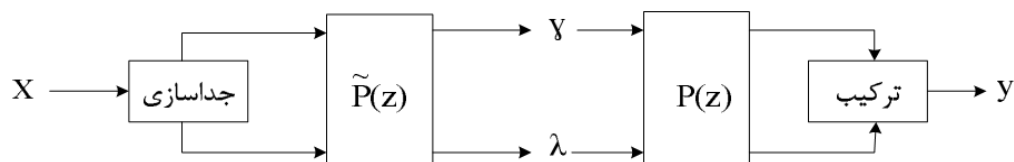
تأخیر z موجود در نمونه‌های فرد به دلیل تأخیری است که بین نمونه‌های زوج و فرد وجود دارد و برای ترکیب کردن آنها لازم است. با انجام کاری همانند آنچه برای تبدیل موجک انجام شد، معادله (۵-۱۳) برای تبدیل موجک معکوس بدست می‌آید.

$$\begin{bmatrix} y_e(z) \\ zy_o(z) \end{bmatrix} = P(z) \begin{bmatrix} \lambda_e(z) \\ \gamma_e(z) \end{bmatrix} \quad (۵-۱۳)$$

در (۵-۱۳)، $P(z)$ ماتریس چندفازی دوم^۱ است و به صورت (۵-۱۴) بیان می‌شود.

$$P(z) = \begin{bmatrix} h_e(z) & g_e(z) \\ h_o(z) & g_o(z) \end{bmatrix} \quad (۵-۱۴)$$

در شکل (۵-۵)، تبدیل موجک و معکوس آن، با استفاده از ماتریسهای چند فازی رسم شده‌اند. در این شکل تأخیر گفته شده در بین نمونه‌های فرد و زوج در داخل بلوکهای جداسازی و ترکیب قرار دارد.



شکل (۵-۵): تبدیل موجک و معکوس آن با استفاده از ماتریس‌های چندفازی

• الگوریتم ضرب یابی

در این قسمت نحوه‌ی ایجاد ساختار ارتقائی با استفاده از فیلترهای موجود FIR که از موجک مادر بدست آمده اند تشریح میشود. در [۲۵] ثابت شده است با داشتن یک جفت فیلتر مکمل (g, h) همواره چند جمله‌ای‌های لورانت $s_i(z)$ و $t_i(z)$ برای $1 \leq i \leq m$ و یک ضرب غیر صفر k به نحوی موجود هستند که داریم:

¹ Second poly-phase matrix

$$P(Z) = \prod_{i=1}^{i=m} \begin{bmatrix} 1 & s_i(z) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ t_i(z) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k & 0 \\ 0 & 1/k \end{bmatrix} \quad (۱۵-۵)$$

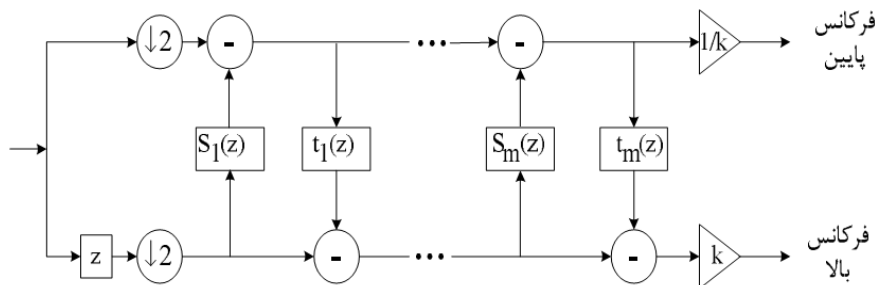
برای ماتریس چندفازی دوم هم داریم:

$$\tilde{p}(z) = \prod_{i=1}^{i=m} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -s_i(z) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -t_i(z) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1/k & 0 \\ 0 & k \end{bmatrix} \quad (۱۶-۵)$$

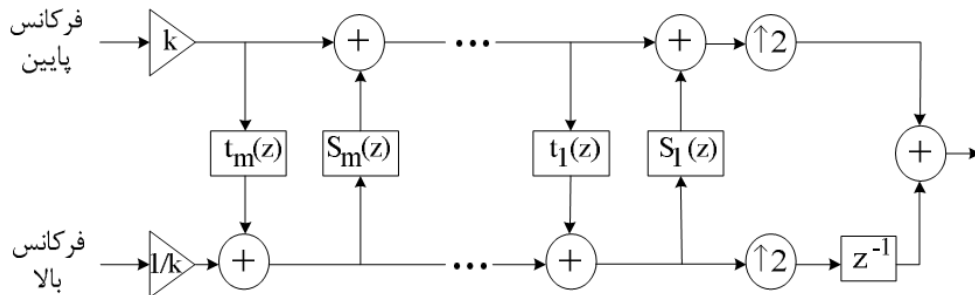
جفت فیلتر (h , g) مکمل هم هستند اگر دترمینان ماتریس چندفازی آنها برابر یک باشد .

با توجه به معادلات (۱۵-۵) و (۱۶-۵) تبدیل موجک و معکوس آن در ساختار ارتقائی به صورت

شکل های (۶-۵) و (۷-۵) قابل رسم هستند.



شکل (۶-۵): ساختار ارتقائی برای تبدیل موجک



شکل (۷-۵): ساختار ارتقائی برای تبدیل موجک معکوس

۵-۳ طراحی کنترلر بهبود یافته مبتنی بر تبدیل موجک گسسته

در کنترلر بهبود یافته، از تبدیل موجک گسسته به روش آنالیز چند رزولوشنه استفاده شده است.

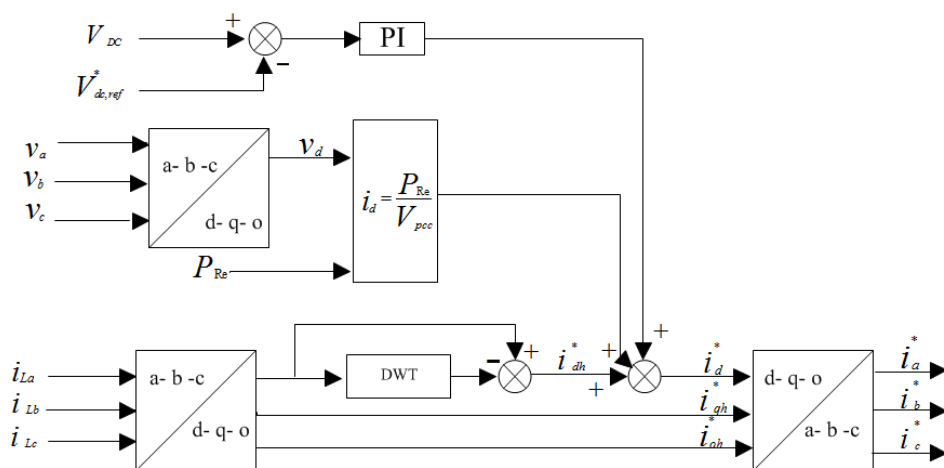
با توجه به اینکه هدف، تنها جداسازی مؤلفه DC جریان محور d جهت تشخیص هارمونیک های

جریان بار می باشد و حجم محاسبات جهت این فرآیند قابل ملاحظه نیست روش آنالیز چندرزولوشنه

عملکرد رضایت بخشی دارد.

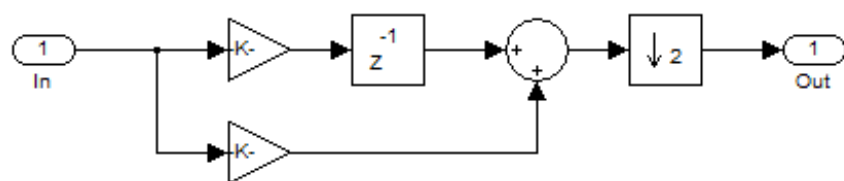
جهت جداسازی مؤلفه فاندانتال جریان هارمونیکي بار که معادل با جریان اکتیو مورد تقاضای بار می‌باشد و دارای فرکانس 50 Hz است، طبق رابطه (۵-۵) فرکانس نمونه برداری از جریان بار در الگوریتم آنالیز چند رزولوشنه برابر با 1600 Hz بوده و این آنالیز در ۵ سطح انجام می‌شود لذا $N=5$ می‌باشد.

دیگرام کنترل بهبودیافته مبتنی بر تبدیل موجک در شکل (۸-۵) نشان داده شده است. همانگونه که ملاحظه می‌شود در این روش فیلترپایین گذر طراحی شده ی DWT جایگزین LPF شده است.



شکل (۸-۵): دیگرام کنترل بهبود یافته مبتنی بر تبدیل موجک برای فیلتر اکتیو چهارسیمه سه شاخه

با توجه به اینکه هدف، کاهش تأخیر در عملکرد فیلتر اکتیو می‌باشد موجک مادر استفاده شده در این مطالعه، موجک مادر هار می‌باشد. لذا ضرایب فیلترهای FIR مطابق با رابطه (۵-۴) انتخاب می‌شوند. همانگونه که در بخش ۵-۲-۱ ذکر شد، در این روش؛ جزئیات، شامل مؤلفه‌های فرکانس پایین سیگنال ورودی می‌باشند لذا این بخش از ساختار آنالیز چند رزولوشنه به عنوان فیلتر پایین‌گذر انتخاب می‌شود. ساختار یک از سطح از این فیلتر در شکل (۵-۹) آمده است.

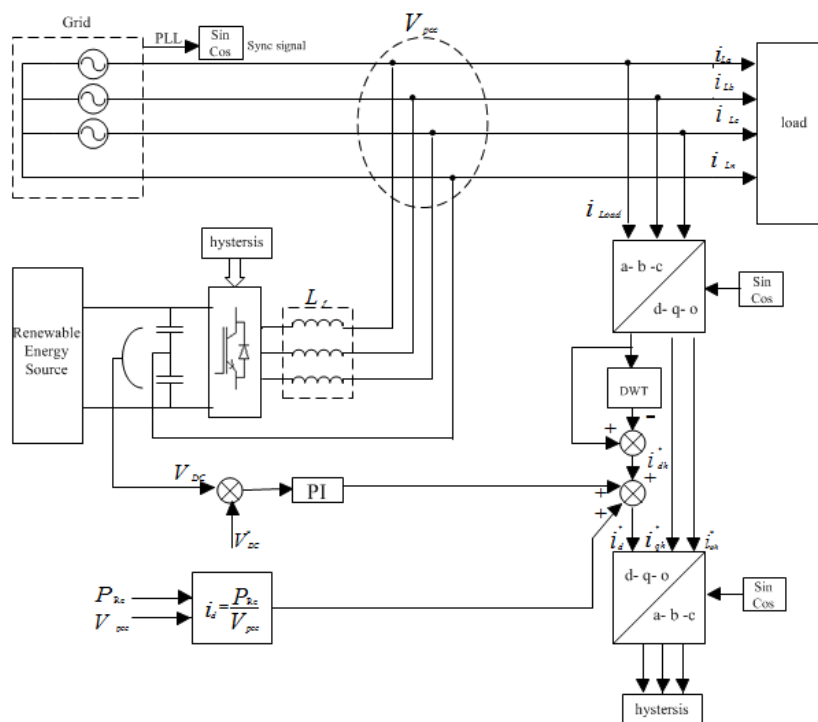


شکل (۵-۹): ساختار شبیه‌سازی شده یک سطح از فیلتر DWT مبتنی بر آنالیز چند رزولوشنه

که در این ساختار $K = \frac{1}{\sqrt{2}}$ می باشد.

۴-۵ نتایج شبیه سازی

جهت بررسی صحت عملکرد کنترلر بهبود یافته، دیاگرام نشان داده شده در شکل (۵-۱۰) در نرم افزار MATLAB شبیه سازی شده است. بار شبکه شامل یک بار RL سه فاز با مقادیر توان اکتیو و راکتیو به ترتیب برابر با ۵۰ kw و ۳KVar که با آرایش wye (Y) به شبکه متصل شده است و یک یکسوکننده دیودی سه فاز با بار $RL (R = 40\Omega, L = 4mH)$ می باشد. یکسوکننده دیودی را جهت ایجاد شرایط گذرای تغییر بار توسط سوئیچ بریکر به شبکه متصل می کنیم. پارامترهای شبیه سازی مطابق با جدول (۵-۱) می باشد. اینورتر سه شاخه چهارسیمه با خازن سر وسط با فرکانس سوئیچینگ 10kHz کار می کند. جهت مدولاسیون اینورتر از روش هیستریزس استفاده شده است.

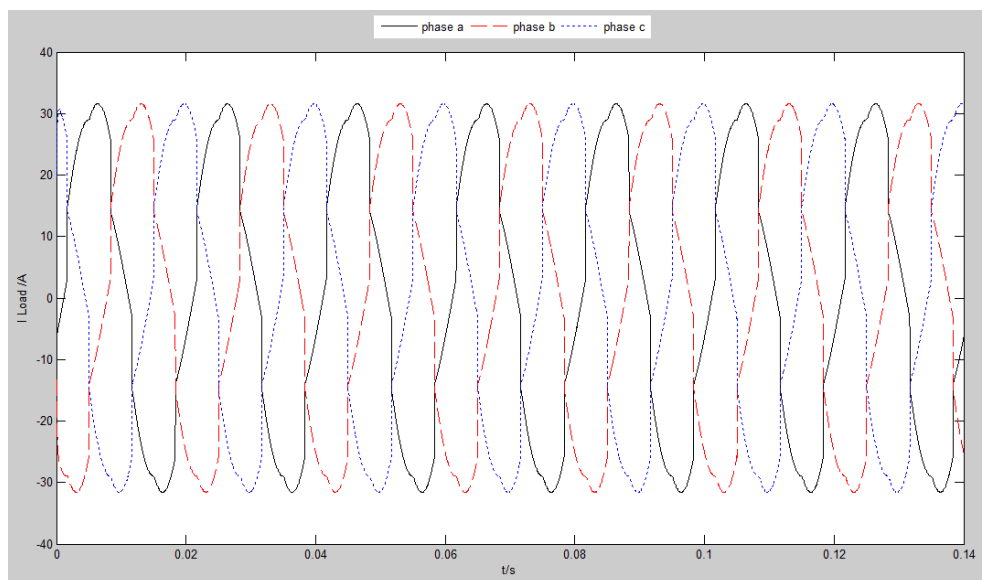


شکل (۵-۱۰): دیاگرام کنترلر مبتنی بر بهبود یافته DWT شبیه سازی شده در نرم افزار MATLAB

جریان بار در شکل (۵-۱۱) نشان داده شده است. بار شبکه شامل یک بار RL سه فاز با مقادیر توان اکتیو و راکتیو به ترتیب برابر با ۵۰ kw و ۳KVar که با آرایش wye (Y) به شبکه متصل شده است و یک یکسوکننده دیودی سه فاز با بار $RL (R = 40\Omega, L = 4mH)$ می باشد.

جدول (۵-۱): پارامترهای شبیه‌سازی

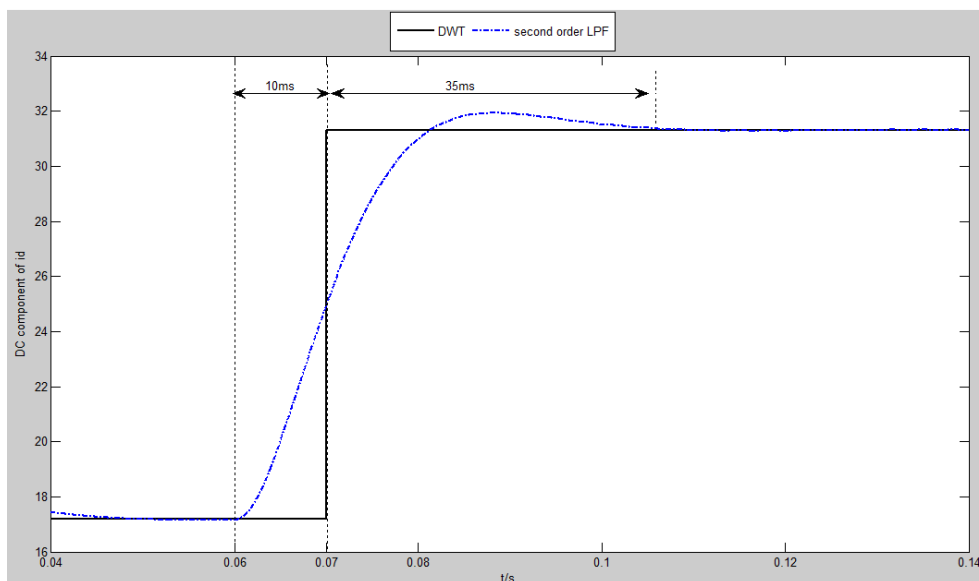
پارامتر	مقدار
ولتاژ شبکه (مقدار rms خط به خط)	380 V
ولتاژ لینک DC اینورتر	800V
فرکانس شبکه	50 Hz
فرکانس سوئیچینگ	10kHz
فرکانس نمونه برداری DWT	1600 Hz
خازن لینک DC (C_1)	2200 μF
خازن لینک DC (C_2)	2200 μF
اندوکتانس فیلتر	1.6mH
باند هیستریزس	0.001 A



شکل (۵-۱۱): جریان بار

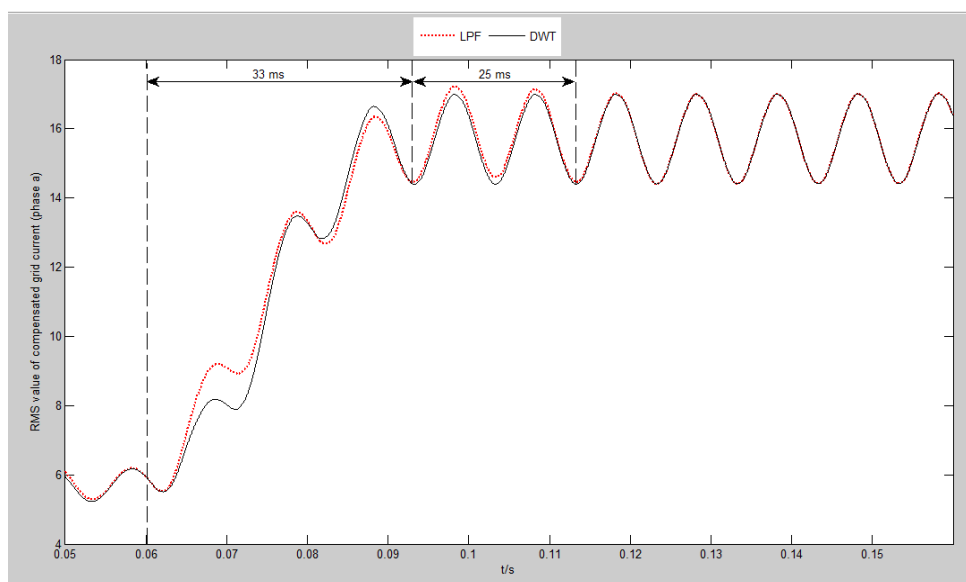
جهت مقایسه عملکرد کنترلر فیلتر اکتیو چهار سیمه سه شاخه مبتنی بر LPF و کنترلر بهبود یافته مبتنی بر تبدیل موجک، بار غیرخطی را با اتصال بار یکسوکنده دیودی سه فاز در $t=0.06$ s به شبکه متصل کرده و جریان بار را افزایش می‌دهیم و عملکرد فیلتر اکتیو را در شرایط گذرای ناشی از تغییر بار بررسی می‌کنیم.

شکل (۵-۱۲) پاسخ LPF مرتبه دوم و DWT را در جداسازی مؤلفه DC جریان بار در راستای محور d نشان می‌دهد. همانگونه که ملاحظه می‌شود پاسخ DWT بسیار بهتر از LPF بوده و ردیابی دامنه نهایی بسیار سریع‌تر می‌باشد.



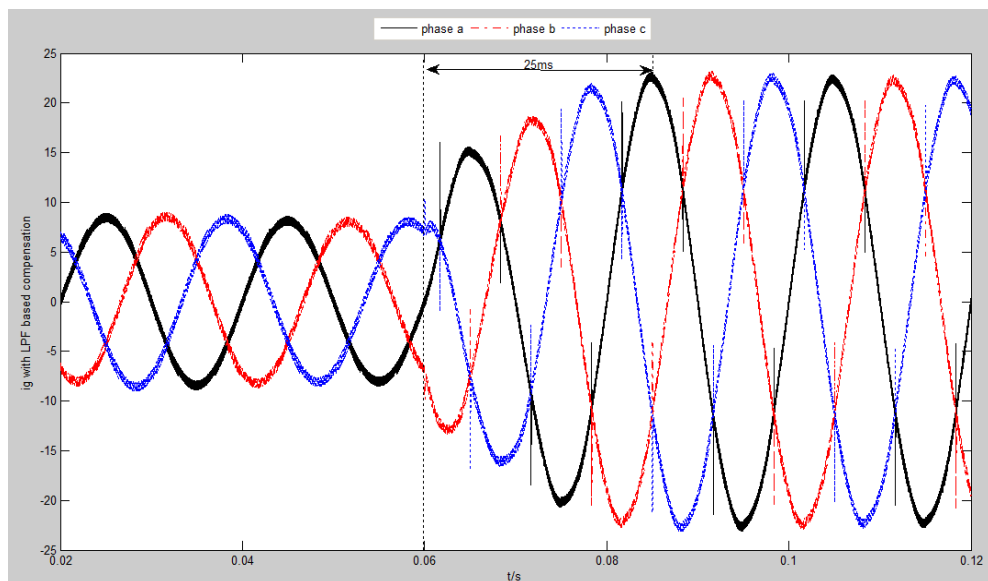
شکل (۵-۱۲): پاسخ LPF مرتبه دوم و DWT در جداسازی مؤلفه DC جریان id

rms جریان جبران سازی شده فاز a شبکه در شکل (۵-۱۳) نشان داده شده است. ملاحظه می شود که پس از افزایش بار در $t=0.06$ S، کنترلر مبتنی بر DWT، 25ms زودتر به مقدار نهایی می رسد.

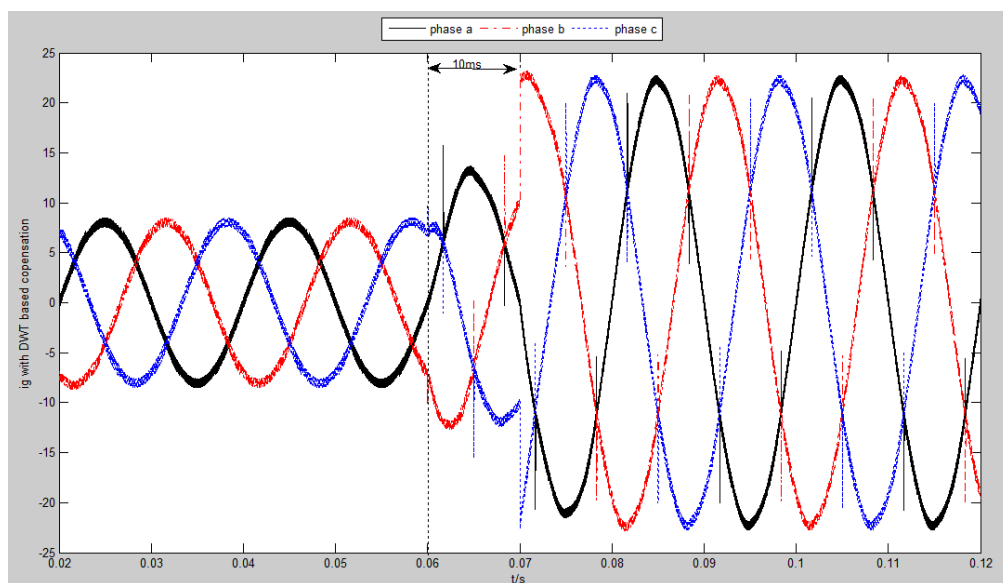


شکل (۵-۱۳): rms جریان جبران سازی شده فاز a شبکه

شکل های (۵-۱۴) و (۵-۱۵) به ترتیب جریان های جبران سازی شده شبکه توسط کنترلر مبتنی بر LPF و کنترلر بهبود یافته با تبدیل موجک را نشان می دهند.



شکل (۵-۱۴): جریان جبران سازی شده شبکه با استفاده از کنترلر مبتنی بر LPF مرتبه دوم

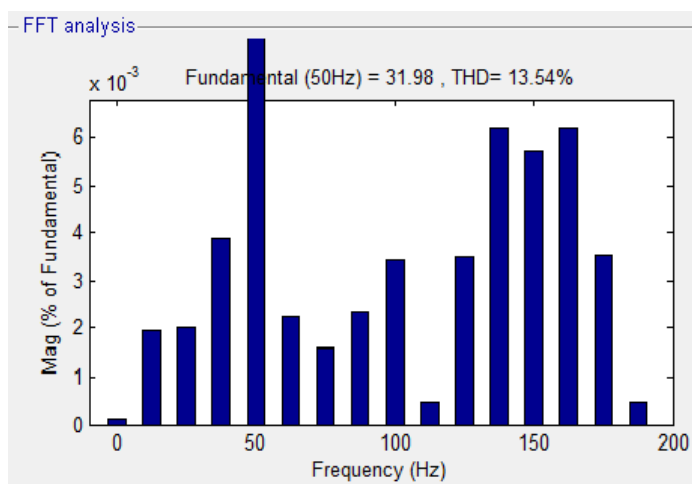


شکل (۵-۱۵): جریان جبران سازی شده شبکه با استفاده از کنترلر مبتنی بر DWT

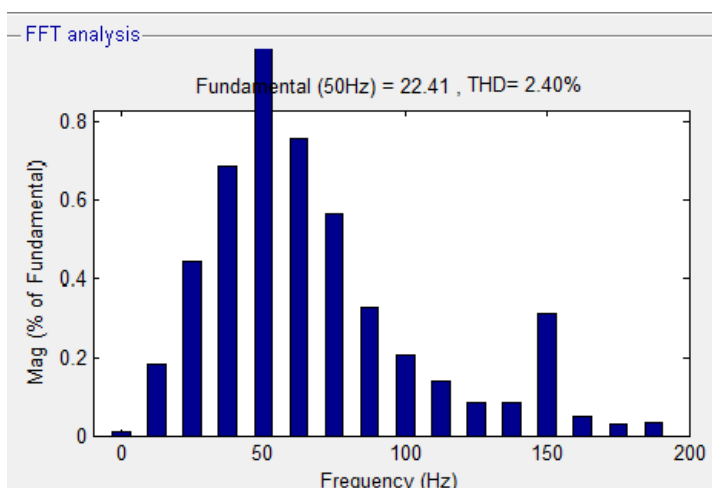
همانگونه که ملاحظه می شود پس از افزایش بار غیرخطی در $t=0.06$ S، در کنترلر مبتنی بر LPF جریان شبکه با پوش نمایی افزایش می یابد و پس از گذشت ۲۵ms به مقدار جبران سازی شده نهایی خود می رسد اما در کنترلر بهبود یافته پس از گذشت حداکثر ۱۰ms به یکباره جریان شبکه افزایش یافته و به مقدار نهایی جبران سازی شده می رسد. بنابراین با استفاده از روش کنترلی بهبود یافته، تأخیر فیلتر اکتیو در جبران سازی جریان بار حدود ۶۰٪ کاهش می یابد.

در ادامه جهت بررسی توانمندی کنترلر بهبود یافته مبتنی بر تبدیل موجک در انجام اهداف کنترلی مورد نظر نتایج شبیه‌سازی ارائه شده است.

شکل‌های (۵-۱۶) و (۵-۱۷) به ترتیب تحلیل FFT جریان شبکه را قبل و بعد از جبران‌سازی با کنترلر بهبود یافته نشان می‌دهند. ملاحظه می‌شود که میزان THD جریان شبکه از ۱۳/۵۴٪ به ۲/۴۰٪ پس از جبران‌سازی رسیده است.

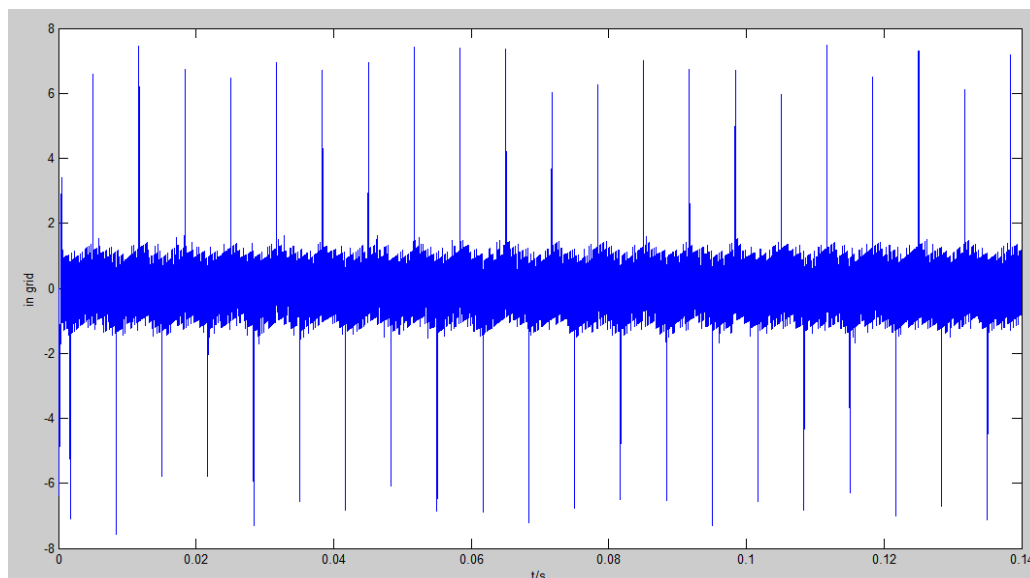


شکل (۵-۱۶): تحلیل FFT جریان شبکه در فاز a قبل از جبران‌سازی



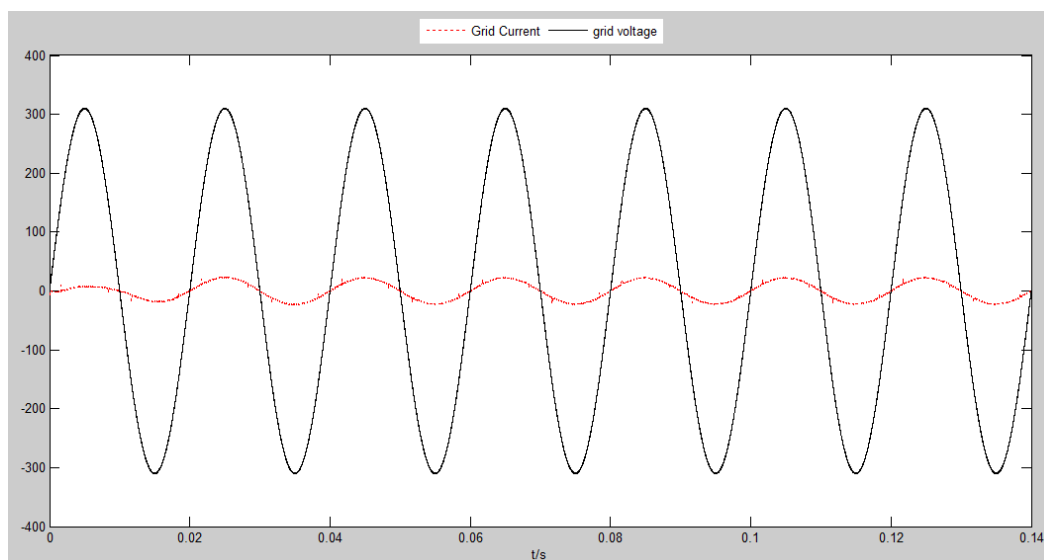
شکل (۵-۱۷): تحلیل FFT جریان شبکه در فاز a بعد از جبران‌سازی با کنترلر بهبود یافته

همانگونه که در شکل (۵-۱۸) نشان داده شده است، مؤلفه توالی صفر جریان توسط فیلتر اکتیو تأمین می‌گردد لذا جریان سیم خنثی شبکه تقریباً صفر می‌باشد.



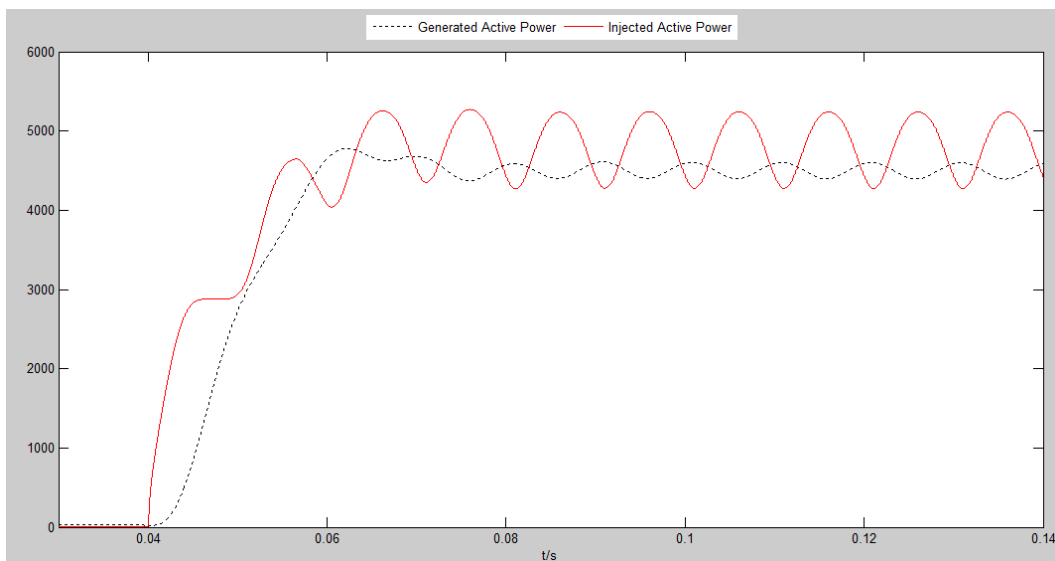
شکل (۵-۱۸): جریان سیم خنثی شبکه پس از جبران سازی با کنترلر بهبودیافته

جریان فاز a شبکه و ولتاژ PCC در شکل (۵-۱۹) نشان می‌دهد که پس از انجام جبران سازی با کنترلر بهبودیافته جریان شبکه و ولتاژ هم فاز می‌باشند. لذا با اعمال کنترلر طراحی شده ضریب توان شبکه بهبود یافته است.



شکل (۵-۱۹): جریان و ولتاژ فاز a شبکه پس از جبران سازی با کنترلر بهبودیافته

مطابق با شکل (۵-۲۰) توان اکتیو تولید شده توسط منبع تجدیدپذیر تقریباً برابر با توان اکتیو تزریق شده به شبکه است لذا فیلتر اکتیو بخوبی توان اکتیو تولیدی منبع تجدیدپذیر را به شبکه منتقل می‌کند.



شکل (۵-۲۰): توان اکتیو تولید شده توسط منبع تجدیدپذیر و توان اکتیو تزریق شده به شبکه توسط فیلتر اکتیو

فصل ۶ نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۱-۶ نتیجه‌گیری

امروزه با کاهش تدریجی منابع انرژی فسیلی، منابع تجدیدپذیر متصل به شبکه بصورت گسترده-ای مورد مطالعه و استفاده قرار گرفته شده است. این در حالی است که استفاده روزافزون از ادوات غیرخطی و بارهای نامتعادل مشکلات جدی از قبیل هارمونیک و جریان های نامتعادل در کیفیت توان سیستم قدرت ایجاد کرده است. با توجه به این که می توان از اینورترهای متصل به شبکه بصورت فیلتر اکتیو استفاده کرد، تحقیق انجام شده در این پایان نامه طراحی سیستمی با عملکرد دو گانه است که هم توان تولید شده توسط منابع تجدیدپذیر را به شبکه منتقل می کند و هم کیفیت توان شبکه را بهبود می بخشد. پس از بررسی انواع ساختارهای ممکن برای این منظور و با در نظر گرفتن مزایای ساختار سه شاخه چهار سیمه با خازن سر وسط نظیر تعداد سوئیچ های کمتر، ساده تر بودن سیستم کنترل و هزینه پایین تر، این ساختار انتخاب شده و روش کنترل یکپارچه این ساختار جهت رسیدن به عملکرد دوگانه طراحی شده است. با اعمال استراتژی کنترلی پیشنهادی، علاوه بر تزریق توان منبع انرژی تجدیدپذیر به شبکه، هارمونیک های جریان شبکه از ۱۳/۵۴٪ به ۲/۴۰٪ پس از جبران سازی رسیده است، عدم تعادل ناشی از بار محلی در جریان شبکه اصلاح گردید و جریان سیم خنثی به صفر رسید. توان راکتیو مورد تقاضای بار محلی توسط APF تامین شد لذا جریان شبکه هم فاز با ولتاژ PCC گردید و ضریب توان شبکه بهبود یافت.

عملکرد سیستم طراحی شده در حالت ماندگار رضایت بخش است اما به علت تأخیر در جبران سازی در مقابل تغییرات بارهای غیرخطی رفتار مناسبی را نشان نمی دهد. لذا جهت بهبود روش کنترلی طراحی شده، از تبدیل موجک در تعیین جریان های مرجع فیلتر اکتیو استفاده شده است. همانگونه که در نتایج شبیه سازی نشان داده شده است، با استفاده از کنترلر بهبودیافته مبتنی بر تبدیل موجک، پاسخ زمانی فیلتر به میزان قابل توجهی بهبود یافته و تأخیر سیستم در این روش حدود ۶۰٪ نسبت به الگوریتم طراحی شده اولیه کاهش یافته است.

۲-۶ پیشنهادات

با توجه به مطالب ارائه شده در این پایان نامه و در جهت ادامه تحقیق در آینده پیشنهادات زیر ارائه می گردد:

۱. جهت بهبود عملکرد فیلتر در شرایط گذرا و با در نظر گرفتن استفاده از پردازنده های دیجیتال قوی تر، می توان از سایر روش های پیاده سازی تبدیل موجک استفاده نمود.
۲. به منظور افزایش کارایی فیلتر، مسأله متعادل سازی ولتاژ خازن های لینک DC در سیستم کنترلی در نظر گرفته شود.
۳. جهت جامعیت بخشیدن به تحقیق، نوع منبع تجدیدپذیر متصل به شبکه و تمهیدات لازم جهت کنترل آن که بر الگوریتم کنترلی فیلتر اکتیو تأثیر گذار خواهد بود نیز لحاظ گردد.
۴. با توجه به در نظر گرفتن امکانات آزمایشگاهی موجود، در طراحی سیستم با عملکرد دوگانه، نمونه آزمایشگاهی سیستم ساخته شود.

فهرست مراجع

- [1] S. A. Nasar, "Electric Energy Systems," Prentice Hall, 1996.
- [2] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, pp. 625-630, 1984.
- [3] F.-Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 5, pp. 9-15, 1990.
- [4] W. M. Grady, M. J. Samotyj, and A. H. Noyola, "Survey of active power line conditioning methodologies," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 5, pp. 1536-1542, 1990.
- [5] M. Izhar, C. Hadzer, S. Masri, and et al, "A study of the fundamental principles to power system harmonic," in *Power Engineering Conference, 2003. PECon 2003. Proceedings. National, 2003*, pp. 225-232.
- [6] V. Wagner, J. Balda, D. Griffith, et al., "Effects of harmonics on equipment," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 8, pp. 672-680, 1993.
- [7] L. Moran, L. Fernandez, J. W. Dixon, and et al, "A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 621-629, 1997.
- [8] P. Jintakosonwit, H. Fujita, and H. Akagi, "Control and performance of a fully-digital-controlled shunt active filter for installation on a power distribution system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 132-140, 2002.
- [9] N.-g. Sung, J.-d. Lee, B.-t. Kim, and et al, "Novel concept of a PV power generation system adding the function of shunt active filter," in *Transmission and Distribution Conference and Exhibition 2002: Asia Pacific. IEEE/PES, 2002*, pp. 1658-1663.
- [10] P. R. Cortés, "Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente derivacion para redes trifasicas de cuatro hilos," *Ph.D. dissertation, Universidad Politécnica de Cataluña, Barcelona, 2005*.

- [11] E. F. H. Fuchs and M. Masoum, "Power quality of electric machines and power systems," in Proceedings of the Eighth IASTED International Conference, 2008, p. 35.
- [12] S.Santoso, R.C.Dugan, M. F. M. Granaghan, and a. e. al, "Electrical Power Systems Quality," *McGraw-Hil*, 2012.
- [13] T. S. Key and J.-S. Lai, "Comparison of standards and power supply design options for limiting harmonic distortion in power systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 688-695, 1993.
- [14] A. E. Emanuel, J. A. Orr, D. Cyganski, and E. M. Gulachencki, "Survey of Harmonic Voltage and Currents at distribution substation," *IEEE Transaction on power Delivery*, vol. 6, pp. 1883-1890, 1991.
- [15] IEEE Std. 519-1981, *IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters*, 1981.
- [16] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems Project IEEE 519*, 1992.
- [18] W. Xu, Y. Mansour, and M. Hughes, "Developing utility harmonic regulations based on IEEE STD 519-BC, Hydro's approach," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 1423-1431, 1995.
- [19] K. Olejniczak and S. Rios, "Time-varying harmonics: Part I-Characterizing measured data," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 13, 1998
- [20] W. M. Grady, M. J. Samotyj, and A. H. Noyola, "Survey of active power line conditioning methodologies," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 5, pp. 1536-1542, 1990.
- [21] M. Iravani and D. Maratukulam, "Review of semiconductor-controlled (static) phase shifters for power systems applications," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 1833-1839, 1994.
- [22] M. Rastogi, N. Mohan, and A.-A. Edris, "Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 1994-2000, 1995.

- [23] T. Key and J.-S. Lai, "Analysis of harmonic mitigation methods for building wiring systems," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 890-897, 1998.
- [24] F. Takase, M. Tominaga, Y. Ueda, and et al., "Harmonic compensation using a synchronous machine with resonant field circuits," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 12, pp. 143-150, 1997.
- [25] M. Izhar, C. Hadzer, S. Masri, and et al, "A study of the fundamental principles to power system harmonic," in *Power Engineering Conference, 2003. PECon 2003. Proceedings. National, 2003*, pp. 225-232.
- [26] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A review of active filters for power quality improvement," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 960-971, 1999.
- [27] W. H. Gawlik, "Time domain modelling of active filters for harmonic compensation," in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, 2003*, p. 6 pp. Vol. 2.
- [28] M. Aredes and E. H. Watanabe, "New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 10, pp. 1649-1656, 1995.
- [29] C. H. Da Silva, V. F. Da Silva, L. E. B. d. Silva, and et al, "Optimizing the series active filters under unbalanced conditions acting in the neutral current," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 943-948.
- [30] L. Moran, P. Werlinger, J. Dixon, and et al, "A series active power filter which compensates current harmonics and voltage unbalance simultaneously," in *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC'95 Record., 26th Annual IEEE, 1995*, pp. 222-227.
- [31] S. Choi and M. Jang, "Analysis and control of a single-phase-inverter-zigzag-transformer hybrid neutral-current suppressor in three-phase four-wire systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2201-2208, 2007.
- [32] S.-Y. Lee and C. Wu, "Reactive power compensation and load balancing for unbalanced three-phase four-wire system by a combined system of an SVC and a series

active filter," in Electric Power Applications, IEE Proceedings-, 2000, pp. 563-578.

[33] S. Inoue, T. Shimizu, and K. Wada, "Control methods and compensation characteristics of a series active filter for a neutral conductor," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 54, pp. 433-440, 2007.

[34] N. Mohan and T. M. Undeland, Power electronics: converters, applications, and design: John Wiley & Sons, 2007.

[35] A. Dell'Aquila and A. Lecci, "A shunt active filter control for one-phase and three-phase four-wire systems," in Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on, 2002, pp. 1301-1305.

[36] C.A.Quinna and N.mohan, "active filtering of harmonic cuttrnts in three-phase four-wire systems with three-phase and single-phase non-linear loads," proc.Applied Power Electronics Conference and Exposition.-APEC, pp. 829-836, 1992.

[37] Abb,Power Quality Filters-PQFI-PQF-PQFK-PQFS-The ABB comprehensive solution for active harmonic filtering, load balancing and reactive power compensation –acatalogue, april 2008,16 p.

[38] Nokian capacitors Ltd., Maxsine Active Harmonic Filter- User's Manual v5.0, 2007, 57p.

[39] D. G. Holmes and T. A. Lipo, Pulse width modulation for power converters: principles and practice vol. 18: John Wiley & Sons, 2003.

[40] D.xu, H.Fang, and M.Matsui, "Dc Condenser Design For Three-Wire Or Four-Wire Active Power Filter Based On Current Decomposition," The 2000 int. Power Electr. Conf.-IPEC-Tokyo, pp. 33-38, 2000.

[41] T. M. Gruz, "A survey of neutral currents in three-phase computer power systems," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 26, pp. 719-725, 1990.

[42] P. Verdelho and G. Marques, "A current control system based in $\alpha\beta 0$ variables for a four-leg PWM voltage converter," in Industrial Electronics Society, 1998. IECON'98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE, 1998, pp. 1847-1852.

[43] J. D. Van Wyk, D. A. Marshall, and S. Boshoff, "Simulation and experimental

study of a reactively loaded PWM converter as a fast source of reactive power," Industry Applications, IEEE Transactions on, pp. 1082-1090, 1986.

[44] G. Van Schoor and J. Van Wyk, "A study of a system of current fed converters as an active three phase filter," in Power Electronics Specialists Conference, 1987 IEEE, 1987, pp. 482-490.

[45] M.Bou-Rabee, D.Sutanto, M.F.Rahman, and et al, "A Three Phase Current-Fed Active Power Filter," IEEE Trans.ind. Electr, vol. 52, pp. 1616-1624, 2005.

[46] M. Bou-Rabee, D. Sutanto, F. Barone, and et al, "A new technique for three-phase active power filter," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC'92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, pp. 837-843, 1992.

[47] A. Emadi, A. Nasiri, and S. B. Bekiarov, Uninterruptible power supplies and active filters: CRC press, 2004.

[48] M. Salo, "A current-source active power filter with a new dc filter structure," EPE JOURNAL, vol. 16, p. 21, 2006.

[49] L.Malesani, L.Rossetto, and P.T.Tenti, "Active Power Filter With Hybrid," Ieee Trans.Power Electr, vol. 6, pp. 392-397, 1991.

[50] M. Salo and H. Tuusa, "A new control system with a control delay compensation for a current-source active power filter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 52, pp. 1616-1624, 2005.

[51] G G. Kamath and N. Mohan, "A novel, reduced rating active filter for 3-phase, 4-wire loads," in Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE, 1994, pp. 936-940.

[52] G. Kamath, N. Mohan, and V. D. Albertson, "Hardware implementation of a novel, reduced rating active filter for 3-phase, 4-wire loads," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC'95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual, 1995, pp. 984-989.

[53] P. Rodriguez, R. Pindado, and J. Bergas, "Alternative topology for three-phase four-wire PWM converters applied to a shunt active power filter," in IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the], 2002, pp.

2939-2944.

[54] A. Dastfan, D. Platt, and V. Gosbell, "Design and implementation of a new three-phase four-wire active power filter with minimum components," in Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. The 1998 IEEE, 1998, pp. 1369-1376.

[55] S. Srianthumrong and H. Akagi, "A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 39, pp. 874-882, 2003.

[56] M. Lamich, J. Balcells, J. Garcia, D. Gonzalez, and J. Gago, "New structure for three phase four wires hybrid active filters," in IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on, 2006, pp. 1603-1608.

[57] R. Pregitzer, J. Pinto, L. F. Monteiro, and et al, "Shunt active power filter with dynamic output current limitation," in Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, 2007, pp. 1021-1026.

[58] X. Wang, F. Zhuo, J. Li, and et al, "Modeling and Control of Dual-Stage High-Power Multifunctional PV System in d-Q-Coordinate," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 60, pp. 1556-1570, 2013.

[59] V. Ilavarasi and C. Rajan, "Power quality improvement in grid connected system using four leg VSI," in Advances in Engineering, Science and Management (ICAESM), 2012 International Conference on, 2012, pp. 540-546.

[60] M. Dai, M. N. Marwali, J.-W. Jung, and et al, "A three-phase four-wire inverter control technique for a single distributed generation unit in island mode," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 23, pp. 322-331, 2008.

[61] M. K. Mishra and K. Karthikeyan, "A study on design and dynamics of voltage source inverter in current control mode to compensate unbalanced and non-linear loads," in Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES'06. International Conference on, 2006, pp. 1-8.

[62] J. Candela, P. Rodriguez, A. Luna, and et al, "Proposal of a resonant controller for a three phase four wire grid-connected shunt hybrid filter," in Energy Conversion

Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 2009, pp. 573-577.

[63] P. Lohia, M. K. Mishra, K. Karthikeyan, and et al, "A Minimally Switched Control Algorithm for Three-Phase Four-Leg VSI Topology to Compensate Unbalanced and Nonlinear Load," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1935-1944, 2008.

[64] A. C. A. G. A. Benoudjit, "FOUR—LEGGED ACTIVE POWER FILTER COMPENSATION FOR A UTILITY DISTRIBUTION SYSTEM," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 55, pp. 31-35, 2004.

[65] V. Khadkikar, A. Chandra, and B. Singh, "Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three H-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters," *IET Power Electronics*, vol. 4, pp. 463-470, 2011.

[66] N. Mendalek, "Modeling and control of three-phase four-leg split-capacitor shunt active power filter," in *Advances in Computational Tools for Engineering Applications*, 2009. ACTEA'09. International Conference on, 2009, pp. 121-126.

[67] V. Karthikeyan, S. Thangavel, and R. Sasikala, "Design and Analysis of Three Phase Four Wire Shunt Active Filter with Neural Network Controller for Different Loading Conditions," in *Power Electronics and Renewable Energy Systems*, ed: Springer, 2015, pp. 1027-1035.

[68] B. S. Kumar, K. R. Reddy, and V. Lalitha, "PI, fuzzy logic controlled shunt active power filter for three-phase four-wire systems with balanced, unbalanced and variable loads," *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, vol. 23, pp. 122-130, 2011.

[69] O. Solano, C. Viviescas, M. Mantilla, and et al, "Experimental evaluation of DC bus voltage control in Shunt Active Power Filter with split capacitor using real time hardware in the loop simulation," in *Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, 2011 IEEE, 2011, pp. 398-403.

[70] J. F. P. Suárez, "Control de filtros activos de potencia para la mitigación de armónicos y mejora del factor de potencia en sistemas desequilibrados," *Universidad Carlos III de Madrid*, 2007.

- [71] P. R. Cortés, Aportaciones a los acondicionadores activos de corriente en derivación para redes trifásicas de cuatro hilos: Universitat Politècnica de Catalunya, 2005.
- [72] M. K. Mishra and K. Karthikeyan, "Design and analysis of voltage source inverter for active compensators to compensate unbalanced and non-linear loads," in Power Engineering Conference, 2007. IPEC 2007. International, 2007, pp. 649-654.
- [73] R. Srinivasan and R. Oruganti, "A unity power factor converter using half-bridge boost topology," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 13, pp. 487-500, 1998.
- [74] H. Yalazan, T. Sürgevil, and E. Akpınar, "Wavelet transform application in active power filter used for slip energy recovery drives," in Electrical Machines and Power Electronics, 2007. ACEMP'07. International Aegean Conference on, 2007, pp. 398-403.
- [75] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Detection is key-Harmonic detection methods for active power filter applications," Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 13, pp. 22-33, 2007.
- [76] N. Zaveria and A. Chudasamab, "Analysis of Different Real Time Reference Generation Techniques used for Harmonic Mitigation in Three Phase Shunt Active filters," International Journal of Recent Trends in Engineering, vol. 2, 2009.
- [77] R. M. de Castro Fernández and H. N. D. Rojas, "An overview of wavelet transforms application in power systems," in 14th Power Syst. Comput. Conf, 2002.
- [78] H. Liu, G. Liu, and Y. Shen, "A novel harmonics detection method based on wavelet algorithm for active power filter," in Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on, 2006, pp. 7617-7621.
- [79] M. Forghani and S. Afsharnia, "Online wavelet transform-based control strategy for UPQC control system," Power Delivery, IEEE Transactions on, vol. 22, pp. 481-491, 2007.
- [80] S. G. Mallat, "A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation," Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on, vol. 11, pp. 674-693, 1989.

- [81] H. Liu, G. Liu, and Y. Shen, "A novel harmonics detection method based on wavelet algorithm for active power filter," in *Intelligent Control and Automation, 2006. WCICA 2006. The Sixth World Congress on*, 2006, pp. 7617-7621.
- [82] Y. Chen, "Harmonic detection in electric power system based on wavelet multi-resolution analysis," in *Computer Science and Software Engineering, 2008 International Conference on*, 2008, pp. 1204-1207.
- [83] I. Daubechies, "Orthonormal bases of compactly supported wavelets," *Communications on pure and applied mathematics*, vol. 41, pp. 909-996, 1988.
- [84] G. Uytterhoeven, D. Roose, and A. Bultheel, "Wavelet transforms using the lifting scheme," *ITA-Wavelets Report WP*, vol. 1, 1997.

Abstract

In recent years with conventional energy depleting gradually, renewable energy sources is becoming more and more important. Meanwhile, the increasing use of nonlinear devices and unbalanced loads causes serious power quality problems in electrical power systems, such as the harmonic and unbalanced currents. Since grid connected inverters can be used as an active power filter, the technique that combines grid-connected renewable energy sources and active power filter (APF) is proposed. This system's dual-purpose operation solves both the power generation need, and helps to improve the growing problem of harmonic pollution and reactive power problem of the distribution system.

In this study after examining the structures of the four-wire inverter, three-legs four-wires inverter with split capacitors has been selected. the appropriate controller is proposed to achieve the desired control objectives. The simulation results of proposed method in MATLAB show that in addition to active power injection generated by renewable sources connected to the main grid, the harmonics of load current has significantly reduced. The simulation results show that the neutral current reduced significantly and the power factor improved. wavelet based low pass filter has been used to improve the filter performance under transient conditions caused by load changes. The results illustrate that by using the controller based on wavelet transform, the response time of filter improve significantly and filter delay under transient condition reduced about 60%.

Keywords: harmonic current Compensation, Neutral current compensation, unified control, grid connected renewable energy sources, wavelet transform, improve performance of filter.



Shahrood University of Technology
Department of Electrical and Robotic Engineering

**Design and Simulation of 4-Wire Active Power Filter
Connected Between Grid and Renewable Energy Sources**

Effat Khoshkalam Yami

Supervisor:
Dr Ali dastfan

2015