

به نام خدا

دانشگاه صنعتی شاهرود

دانشکده برق و رباتک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق - قدرت

بهینه سازی پارامترهای مطلوب ساز کیفیت توان

یکپارچه (UPQC) به منظور کاهش تلفات،

جبران هارمونیک‌ها و تصحیح ضریب توان

استاد راهنما: دکتر سید محمد رضا رفیعی

دانشجو: رضا اسدی

تلاش برای رسیدن به کیفیت توان بهتر منجر به ساخت تجهیزات جدیدی در حوزه الکترونیک قدرت گردیده است. یکی از این تجهیزات بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه ، *UPQC* (*Unified Power Quality Conditioner*) است که به صورت چند منظوره برای مقابله با هارمونیک های بار و منبع طراحی شده است . ایده اصلی آن به حدود سالهای ۱۹۷۰ برمی گردد و نخستین بار در سال ۱۹۹۵ توسط آکاگی معرفی شد .

UPQC از دو فیلتر اکتیو سری و موازی تشکیل شده است که دارای یک باس *DC* مشترک هستند. عمده وظایف فیلتر اکتیو موازی متعادل نمودن بار ، تامین توان راکتیو و تصحیح ضریب توان ، جبران هارمونیک های جریان و تثبیت ولتاژ باس *DC* است درحالیکه از فیلتر اکتیو سری برای مقابله با هارمونیک های ولتاژ منبع ، عدم تعادل ولتاژ ورودی ، فیلیکر^۱ ، افت ولتاژ^۲ و اضافه ولتاژهای^۳ ناشی از خطا یا بهره برداری متفاوت شبکه استفاده می شود.

تلاشهای زیادی به منظور کنترل این تجهیز و در مقاصد مختلف انجام شده است که هرکدام به نوبه خود حایز اهمیت هستند . از جمله می توان به استفاده از این تجهیز به منظور مقابله با فیلیکر ولتاژ ناشی از بارهای صنعتی بزرگ به عنوان یک *AVR*^۴ و تلاش برای بهره گیری از روش های نوین کنترل نظیر شبکه های عصبی و فازی اشاره کرد . تقریباً تمامی تلاشها در این جهت بوده اند که ولتاژی کاملاً سینوسی با دامنه ثابت بر روی نقطه اتصال مشترک^۵ *PCC* وجود داشته باشد و جریانی بدون هارمونیک و متعادل از منبع کشیده شود. این درحالی است که در شرایط عدم تعادل ولتاژ یا وجود هارمونیک در ولتاژ منبع ورودی ، رسیدن به ضریب توان واحد هنگامی که جریان به صورت کامل جبران شده باشد امکان پذیر نمی باشد .

^۱ Flicker

^۲ Voltage Sags

^۳ Voltage Swell

^۴ Auto Voltage Regulator

^۵ Point of Common Coupling

کارهای انجام شده در این راستا نشان می‌دهند تحت شرایط ولتاژ غیر سینوسی، جبران کامل هارمونیک و رسیدن به ضریب توان واحد منبع که از مهمترین شاخصه‌های کیفیت توان هستند، به صورت کامل و همزمان مقدور نبوده و بایستی در قبال رسیدن به مشخصه مطلوبتر در یک شاخص، مشخصه ضعیفتری در شاخص دوم را تحمل کرد. در این پایان نامه تلاش شده است که با ادامه کارهای صورت گرفته، تعادل قابل استدلالی بین مشخصه‌های بهبود یافته کیفیت توان با بهینه سازی پارامترهای مطلوب ساز کیفیت توان یکپارچه (UPQC) به وجود آورده شود.

۸	فصل اول: مقدمه‌های بر کیفیت توان
۹	۱-۱ مقدمه‌های بر کیفیت توان
۹	۲-۱ پدیده‌های کیفیت توان و منابع تولید کننده آنها
۱۰	۱-۲-۱ هارمونیکها
۱۴	۲-۲-۱ نوسان ولتاژ
۱۶	۳-۲-۱ فلش ولتاژ
۱۶	۴-۲-۱ اضافه ولتاژ
۱۷	۳-۱ ارتباط توان راکتیو و کیفیت توان
۲۲	۴-۱ ابزارهای کنترل توان راکتیو و هارمونیکها
۲۲	۱-۴-۱ ابزارهای کنترل توان راکتیو
۲۴	۲-۴-۱ ابزارهای کنترل هارمونیکها
۲۸	۵-۱ الزامات و استانداردهای مربوط به کیفیت توان
۲۹	۶-۱ جمع بندی
۳۰	فصل دوم: فیلترهای اکتیو
۳۱	۱-۲ مقدمه
۳۲	۲-۲ ساختمان فیلترهای اکتیو
۳۴	۳-۲ پیاده سازی سیگنال کنترلی
۳۴	۱-۳-۲ روشهای کلید زنی اینورتر
۳۷	۲-۳-۲ روش کنترل هیستریزس
۴۰	۳-۳-۲ روش فضای برداری SVM
۴۶	۴-۲ فیلترهای اکتیو موازی
۴۷	▪ استراتژیهای کنترل
۴۷	۱-۴-۲ استراتژی جبران کامل هارمونیکها
۶۲	۲-۴-۲ استراتژی جبران ضریب توان واحد UPFC

۶۷	۳-۴-۲ استراتژی جبران توان ثابت FPC
۷۱	۵-۲ فیلترهای اکتیو سری
۷۲	۱-۵-۲ استراتژی کنترل ولتاژ سینوسی
۷۴	۲-۵-۲ شبیه سازی
۷۷	۶-۲ جمع بندی
۷۸	فصل سوم: بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه
۷۹	۱-۳ مقدمه
۸۱	۲-۳ ساختمان
۸۳	۳-۳ مدل ریاضی
۸۴	۴-۳ عملکرد
۸۵	۵-۳ استراتژی کنترل
۸۵	۶-۳ UPQC بعنوان تنظیم کننده ولتاژ بار
۸۷	۷-۳ روشهای هوشمند
۸۷	۸-۳ حفاظت UPQC
۸۸	۹-۳ شبیه سازی
۹۹	۱۰-۳ جمع بندی
۱۰۰	فصل چهارم: استراتژی کنترل بهینه؛ مصالحه بین پارامترهای کیفیت توان
۱۰۱	۱-۴ مقدمه
۱۰۱	۲-۴ مقایسه روشهای متداول
۱۰۲	۱-۲-۴ روش کلاسیک P-Q
۱۰۳	۲-۲-۴ جبرانسازی ضریب توان واحد UPF
۱۰۳	۳-۲-۴ جبران کامل هارمونیکها
۱۰۴	۳-۴ روش OFC
۱۰۶	۱-۳-۴ استراتژی حداکثر ضریب توان
۱۰۶	۲-۳-۴ استراتژی حداقل اغتشاش جریان

۱۰۷	۳-۳-۴ پایه ریاضی روش OFC
۱۰۹	۴-۴ شبیه سازی
۱۱۴	۱-۴-۴ استفاده از OFC بجای UPFC
۱۲۰	۲-۴-۴ استفاده از OFC بجای PHC
۱۲۵	۳-۴-۴ مصالحه بین ضریب توان و قیده‌های هارمونیک جریان
۱۳۰	۵-۴ اصلاح روش OFC ، شناسایی مسئله
۱۳۱	۱-۵-۴ اثر فیلتر Passive
۱۵۵	۲-۵-۴ محدودیت جبران‌ساز
۱۸۰	۳-۵-۴ بررسی عمومیت روش با استفاده از الگوریتم ژنتیک
۱۹۷	۶-۴ جمع بندی
۱۹۹.....	فصل پنجم: کنترل بهبود دهنده کیفیت توان UPQC به کمک استراتژی OFC
۲۰۰	۱-۵ مقدمه
۲۰۱	۲-۵ کنترل UPQC با روش OFC
۲۰۱	• تصحیح سیگنال کنترلی
۲۱۳	۳-۵ جمع بندی
۲۱۴	۴-۵ پیشنهادها
۲۱۵.....	پیوست: تئوری توان های لحظه‌ای
۲۱۶	۱ تعاریف توان در حوزه فرکانس
۲۱۷	۲ تعاریف توان در حوزه زمان
۲۱۸	۳ توانهای الکتریکی در سیستمهای سه فاز
۲۱۸	۱-۳ توان ظاهری سه فاز
۲۱۸	۲-۳ توان اکتیو سه فاز لحظه‌ای
۲۱۹	۳-۳ توان غیر اکتیو و راکتیو سه فاز لحظه‌ای
۲۱۹	۴ محاسبات توانهای غیر اکتیو لحظه‌ای
۲۱۹	۱-۴ روش مینیمم سازی

۲۲۱	مینیمم سازی متناسب	۲-۴
۲۲۲	روش تبدیل $\alpha - \beta - O$	۳-۴
۲۲۴	تئوری کلی توان لحظه‌ای	۴-۴
۲۲۶	تجزیه هارمونیک توان‌ها	۵-۴
۲۲۹.....		مراجع

فصل اول: مقدمه‌ای بر کیفیت توان

۱-۱ مقدمه‌ای بر کیفیت توان

توسعه مداوم سیستم‌های قدرت، افزایش تنوع بهره‌برداری و کارکردهای سیستم قدرت در شرایط متفاوت، گسترش روز افزون کاربرد تجهیزات الکترونیکی و سیستم‌های سویچینگ که منابع عمده تولید هارمونیک در سیستم‌های توزیع قدرت هستند از سویی و افزایش بارهایی نظیر تجهیزات میکروپروسسوری و سیستم‌های محرک الکتریکی که به شکل موج ولتاژ ورودی حساسند از سوی دیگر موجب شده است که در سالهای اخیر توجه زیادی به مبحث کیفیت توان معطوف گردد و تلاشهای زیادی در جهت مقابله با پدیده‌هایی که موجب اغتشاش در ولتاژ سیستم می‌شوند و جلوگیری از ورود اغتشاشات موجود در سیستم به تغذیه مصرف کنندگان حساس انجام شده است. همچنین تلاش بر این است که هارمونیکهای جریانی در سطح سیستم توزیع جبران گردد و از ورود آن به سیستم انتقال و مهمتر از آن به سیستم تولید جلوگیری شود.

در همین راستا استانداردهایی وضع شده‌اند که سطح تولید هارمونیک را محدود می‌کنند و مقرراتی برای جریمه بارهای مولد هارمونیک تدوین شده است. از جمله آنها می‌توان به استانداردهای IEEE و IEC مختص هارمونیک‌ها اشاره کرد. در کشور ما از طرف وزارت نیرو و سازمان توانیر استانداردهایی در این خصوص تدوین شده است که عمدتاً ترجمه استانداردهای فوق‌الذکر خصوصاً IEEE می‌باشد. در بخش‌های بعدی، پدیده‌های کیفیت توان، منابع ایجاد کننده آنها و سایر نیازمندی‌های کیفیت توان به تفصیل مورد بحث و بررسی قرار خواهند گرفت.

۲-۱ پدیده‌های کیفیت توان و منابع تولید کننده آنها

سیستم قدرت شامل تولید کنندگان، سیستم‌های انتقال و توزیع^۱ به منظور کار با ولتاژ سینوسی با دامنه و فرکانس ثابت (۵۰ یا ۶۰ هرتز) طراحی شده‌اند. هر انحراف قابل ملاحظه‌ای در دامنه،

^۱ Utilities

فرکانس و خلوص (محتوای هارمونیک) سیگنال‌های جریان یا ولتاژ یک پتانسیل برای مسئله کیفیت توان محسوب می‌شود.

۱-۲-۱ هارمونیک‌ها

هارمونیک یک سیگنال قدرت با فرکانسی که مضربی از فرکانس قدرت است نوسان می‌کند و با سیگنال اصلی جمع می‌گردد. هارمونیک‌ها مقدار موثر یک شکل موج را تغییر نمی‌دهند اما موجب تغییر شکل سیگنال قدرت می‌شوند و به صورت منظم تکرار می‌شوند. هارمونیک‌ها به دو دسته تقسیم می‌شوند:

الف- هارمونیک‌های جریان

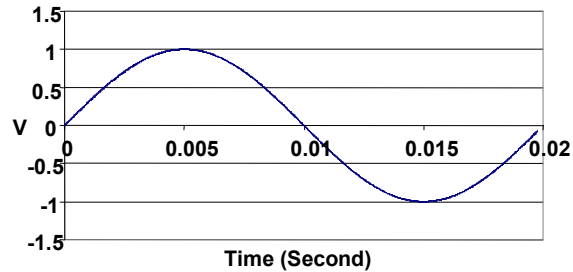
این هارمونیک‌ها عمدتاً توسط بارهای غیرخطی به شبکه تحمیل می‌شوند. در زیر برخی منابع تولیدکننده هارمونیک معرفی شده‌اند:

▪ بارهای مغناطیسی مانند ترانسفورماتورها و موتورها؛

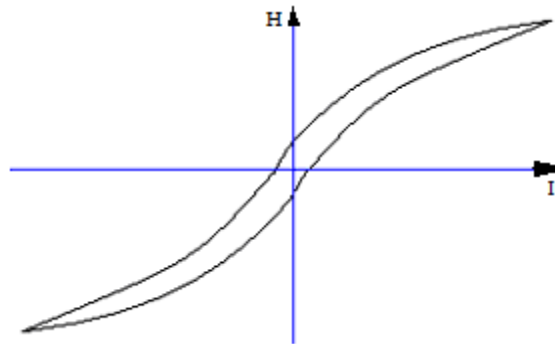
این مصرف کنندگان به دو صورت هارمونیک تولید می‌کنند. (۱) به خاطر اختلاف فاز بین شار مغناطیسی هسته و جریان در لحظه اتصال به منبع ولتاژ، با توجه به موقعیت ولتاژ به وجود می‌آید (جریان هجومی). (۲) جریان مغناطیس کنندگی که به خاطر وجود پسماند مغناطیسی (منحنی هسیتریزس) و خاصیت اشباع شونده هسته، رابطه‌ای غیر خطی با ولتاژ ورودی دارد (حالت ماندگار).

شکل ۱-۱، ۱-۲ و ۱-۳ به ترتیب شکل موجهای ولتاژ ورودی، منحنی مغناطیس شونده هسته و جریان مغناطیس کننده یک هسته مغناطیسی مربوط به یک ترانسفورماتور است. از شکل ۱-۳ می‌توان دید که جریان مغناطیس کننده هسته علی‌الرغم اعمال ولتاژ کاملاً متعادل سینوسی، جریانی با محتوای قابل ملاحظه هارمونیک پنجم از منبع می‌کشد. به دلیل اثر دندانه‌های استاتور و روتور و

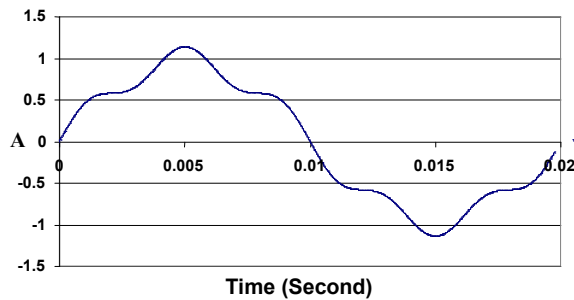
توزیع فضایی شار که به صورت پله‌ای و نه کاملاً سینوسی انجام شده، هارمونیک‌های مرتبه بالا در جریان موتور به وجود می‌آید که تاثیر آن بر محتوای کل هارمونیک‌های جریان کم است.



شکل ۱-۱ ولتاژ ورودی ترانسفورماتور



شکل ۱-۲ منحنی مغناطیس شونده هسته ترانسفورماتور (هیستریزیس)

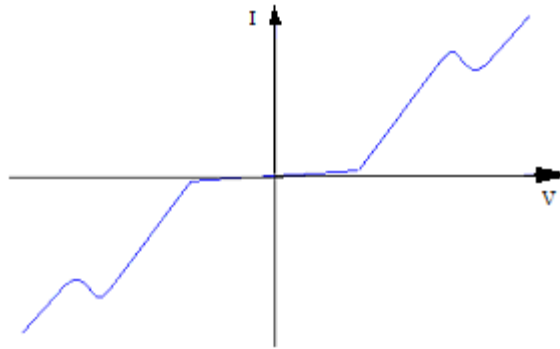


شکل ۱-۳- جریان مغناطیس شونده هسته ترانسفورماتور

▪ لامپ‌های فلورسنت و تخلیه در گاز؛

مشخصه این لامپها به شدت غیر خطی است (شکل ۱-۴) و مقادیر زیادی هارمونیک‌های جریان مرتبه سوم به شبکه تحمیل می‌کنند. علی‌الرغم توان نسبتاً کم این لامپها، به خاطر مصرف تعداد زیادی از آنها خصوصاً لامپ‌های فلورسنت در مجتمع‌های اداری و مسکونی، هارمونیک مرتبه سوم قابل

ملاحظه‌ای بوجود می‌آورند و با توجه به مرتبه هارمونیک‌ها که خاصیت جمع شوندگی دارند، مسئله سیم نول برای آنها جدی است.



شکل ۱-۴ مشخصه غیر خطی ولتاژ و جریان لامپهای تخلیه در گاز

▪ دستگاه جوشکاری و کوره‌های قوس الکتریکی^۱؛

از آنجایی که مقاومت فاصله هوایی در محل قوس ناچیز و بسیار متغیر است، جریان بار به جریان اتصال کوتاه بسیار شبیه و دارای اعوجاج بسیار زیادی می‌باشد. توان کوره‌های قوس الکتریکی بسیار بیشتر از توان دستگاه‌های جوشکاری قوس الکتریکی است، به همین علت اعوجاج به مراتب بزرگتری در جریان آنها وجود دارد. میزان این اعوجاج پیش از ذوب شدن به مراتب بزرگتر از زمانی است که قوس بین ماده مذاب و الکترودها تشکیل می‌شود.

نکته قابل توجه این است که کوره‌های حرارتی مقاومتی به دلیل یکنواختی توان مصرفی و ثابت بودن مقاومت سر راه جریان، جریان هارمونیک به منبع تحمیل نمی‌کنند.

▪ تجهیزات الکترونیک قدرت شامل انواع مبدل‌های AC به AC، DC به AC، AC به DC و AC به AC؛

یکسوسازها، مبدل‌های ماتریسی، دیمرها و ... جزء این دسته از بارهای هارمونیک قرار می‌گیرند. جریان‌های یکسو شده با توجه به بسط فوریه شان نشان می‌دهند که جریان‌های هارمونیک مرتبه پایین و مرتبه بالا از منبع می‌کشند. علاوه بر این به خاطر وجود پدیده کموتاسیون که در لحظه

¹ Arc Welding and Furnace

سوییچینگ موجب اتصال کوتاه فازها می‌شود، برش‌هایی در ولتاژ به وجود می‌آید که موجب ایجاد هارمونیک‌هایی در شکل موج ورودی خواهد شد. دیمرها و مبدل‌های کنترل فاز نیز بسته به زاویه آتش تریستورها، علاوه بر تولید هارمونیک، باعث جابجایی فاز جریان مولفه اصلی نسبت به ولتاژ فرکانس قدرت می‌شوند. مبدل‌های کنترل فرکانس علاوه بر هارمونیک، زیرهارمونیک هم تولید می‌کنند.

ب- هارمونیک‌های ولتاژ

این هارمونیک‌ها به مقدار بسیار محدود توسط ژنراتورها تولید می‌شوند و عمده ولتاژهای هارمونیکی موجود در شبکه قدرت از افت ولتاژ ناشی از عبور جریان‌های هارمونیکی در امپدانس خطوط است. ناگفته نماند که یک ولتاژ مغشوش که به ترمینال یک بار خطی اعمال می‌شود موجب عبور جریان هارمونیکی از آن بار خواهد شد. به همین علت تحمل ولتاژهای هارمونیکی برای سیستم قدرت بسیار دشوارتر از تحمل جریان‌های هارمونیک است.

اثرات وجود هارمونیک‌ها در سیستم قدرت را می‌توان به شکل زیر جمع بندی کرد:

- ۱) هارمونیک‌های ولتاژی توسط هارمونیک‌های جریانی به وجود می‌آیند.
- ۲) بر اثر وجود هارمونیک‌های مرتبه سوم و خاصیت جمع شوندگی آنها، مسایل حفاظتی و سیم نول در سیستم توزیع به وجود می‌آید. در ساختمان‌های خصوصاً اداری به دلیل وجود کامپیوترها، سطح مقطع سیم نول گاهی لازم است که به $1/5$ برابر سیم فاز برسد.
- ۳) هارمونیک ولتاژی باعث به وجود آمدن گشتاورهای هارمونیکی در موتورهای القایی می‌شوند که بروز تنش خستگی ناشی از این هارمونیک‌ها خصوصاً میدان چپگرد را می‌توان به سرعت در یاتاقان‌های ماشین مشاهده کرد.
- ۴) افزایش تلفات هسته مغناطیسی که با فرکانس و دامنه سیگنال هارمونیکی متناسب است. از طرفی افزایش دمای موتور ناشی از بوجود آمدن این تلفات باعث کاهش ظرفیت موتورها

نیز می‌گردد. این مسئله در ترانسها به صورت افزایش تلفات هسته، افزایش دما، افزایش نویز و کاهش ظرفیت کاری خودنمایی می‌کند.

(۵) هارمونیک‌ها به خاطر فرکانس معمولاً بالایی که دارند از طریق القا بر سیستم‌های مخابراتی تاثیر می‌گذارند. این تاثیر می‌تواند بصورت اثر شنیداری در سیستم‌های مخابراتی موجب اختلال گردد.

(۶) تاثیر بر بارهای حساس مانند کامپیوترها (که از فراوانترین مولدهای هارمونیک هستند)، تجهیزات دیجیتال و سیستم‌های حفاظتی، به صورت ایجاد خطا در کارکرد سیستم حفاظتی یا بروز وقفه در کارکرد سیستم‌های ریزپردازنده.

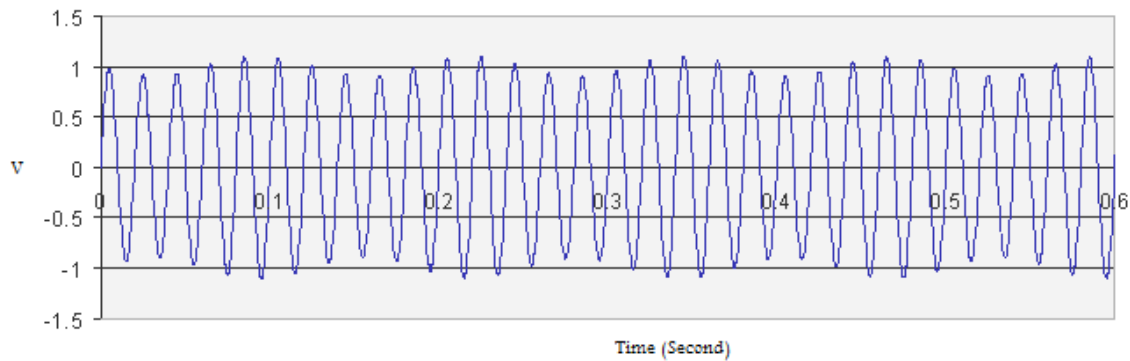
(۷) اثر هارمونیک‌ها بروی خازن‌های جبران‌ساز ضریب قدرت؛ با توجه به اینکه اندازه راکتانس خازنی با مرتبه هارمونیک نسبت عکس دارد، با بالارفتن فرکانس، اندازه راکتانس خازنی کاهش می‌یابد که به نحوی مطلوب می‌باشد و موجب کاهش سطوح هارمونیکی می‌گردد، ولی از آنجا که در محاسبات مربوط به توان خازن‌ها وارد نشده‌اند بایستی ضرایب اطمینانی برای ظرفیت آنها در نظر گرفت تا اشکالی در سیستم آنها به وجود نیاید.

(۸) تشدید (رزونانس)؛ طراحی سیستم‌های قدرت و المان‌های آن به صورتی است که در فرکانس قدرت تشدید رخ ندهد ولی ممکن است که یک هارمونیک مرتبه n فرکانس قدرت موجب بروز پدیده تشدید بین برخی المانهای سیستم گردد.

۱-۲-۲ نوسان ولتاژ^۱

برخلاف هارمونیک‌ها که مقدار موثر (RMS) سیگنال در یک پریود ثابت می‌ماند، نوسان ولتاژ موجب تغییر مقدار RMS ولتاژ می‌شوند که الزاماً به صورت تناوبی نخواهند بود (هارمونیک‌ها پریودیک می‌باشند).

¹ Voltage Fluctuation



شکل ۱-۵- نوسان ولتاژ

عوامل به وجود آورنده نوسان ولتاژ :

- راه اندازی موتورهای القایی که جریانی در حدود ۳ تا ۸ برابر جریان نامی از منبع دریافت می‌کنند.
 - کوره‌های قوس الکتریکی در دو حالت :
 - الف- قبل و در زمان ذوب شدن ؛ تغییرات ولتاژ (فاصله هوایی) تصادفی ، ناگهانی و بسیار متعدد است .
 - ب - بعد از ذوب شدن ؛ شکل جریان به دلیل یکنواخت شدن فاصله هوایی ، یکنواخت می‌شود و نوسان ولتاژ کمتری به وجود می‌آورد..
 - دستگاه‌های جوشکاری ؛ به دلیل تغییرات فاصله الکتروود تا سطح کار ، تغییرات بسیار زیادی در دامنه جریان به وجود می‌آید .
 - ماشین آلات مورد استفاده در صنایع و معادن نظیر بیل‌های مکانیکی ، سنگ شکن‌ها ، دستگاه‌های نورد (سرد و گرم).
- از اثرات نوسان ولتاژ بر مصرف کنندگان می‌توان به تغییرات شدت روشنایی حاصل از لامپها ، خصوصاً لامپهای ال‌تهدایی اشاره کرد که بسته به فرکانس فیلیکر ولتاژ حساسیت‌های متفاوتی در افراد به وجود می‌آورد . بنابر تحقیقات بعمل آمده فرکانس ۸ هرتز ، بیشترین حساسیت بینایی را به وجود می‌آورد .

۱-۲-۳ فلش ولتاژ^۱

مهمترین پدیده کیفیت توان است که تقریباً ۸۰٪ از موارد PQ را به خود اختصاص می‌دهد. این پدیده از پدیده‌های کوتاه مدت است که بین نیم سیکل تا چند دقیقه به طول می‌انجامد. مقدار موثر ولتاژ در این مدت به حدود ۱۰ تا ۹۰٪ مقدار موثر اصلی می‌رسد. مقادیر کمتر از ۱۰٪ بعنوان قطعی^۲ شناخته می‌شوند. مهمترین عوامل ایجاد کننده فلش ولتاژ به شرح زیر می‌باشند:

- اتصال کوتاه در سیستم قدرت (عمدتاً اتصال کوتاه نامتقارن تکفاز به زمین^۳ SLG).
- عملکرد رله‌های Auto Recloser به منظور رفع خطا از شبکه.
- اتصال بار (موتور) های بزرگ

۱-۲-۴ اضافه ولتاژ^۴

این پدیده به ندرت در یک شبکه رخ می‌دهد و کمتر از ۲٪ رویدادهای کیفیت توان را به خود اختصاص می‌دهد. در هنگام وقوع اضافه ولتاژ، دامنه ولتاژ بین 1.1 pu تا 1.8 pu تغییر خواهد کرد که ممکن است تاثیرات مخربی بر المان‌های سیستم و مصرف کنندگان بگذارد. عوامل موثر در بوجود آمدن اضافه ولتاژ به شرح زیر است:

- (۱) قطع یک بار بزرگ.
- (۲) خطوط طویل (با شارژ خازنی بالا) جبران نشده و بدون بار (یا بار کم).
- (۳) اتصال کوتاه نامتقارن دو فاز به هم که باعث افزایش ولتاژ در فاز سوم می‌گردد.

¹ Voltage Sag

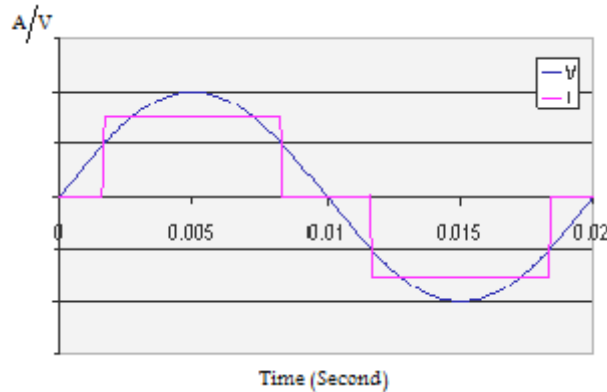
² Interrupt

³ Single Line Grounded Fault

⁴ Voltage Swell

۳-۱ ارتباط توان راکتیو و کیفیت توان

در شکل ۱-۶ ولتاژ و جریان ورودی یک فاز از یک یکسوساز سه فاز شش پالسه با بار کاملاً اندوکتیو نشان داده شده است. با محاسبه توان‌های ظاهری [1]، اکتیو و راکتیو برای یک فاز نتایج جالب توجهی بدست خواهد آمد:



شکل ۱-۶ ولتاژ ورودی و جریان خروجی یک یکسوساز سه فاز شش پالسه با بار کاملاً اندوکتیو [2]

$$\left\{ \begin{array}{l} S = V_{rms} \cdot I_{rms} \\ P = \sum_{h=0}^{\infty} V_{h_{rms}} \cdot I_{h_{rms}} \cos(\varphi_h) \\ Q = \sum_{h=0}^{\infty} V_{h_{rms}} \cdot I_{h_{rms}} \sin(\varphi_h) \\ D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \end{array} \right. \quad (1)$$

$$V_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{2}, \quad I_{rms} = 0.75 \sqrt{\frac{4\pi/6}{\pi}} = 0.612 \text{ A}$$

$$I_1 = 0.827 \sin(100 \pi \cdot t), \quad I_{1,rms} = 0.585 \text{ A}, \quad \varphi_h = 0$$

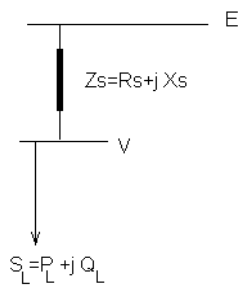
$$S = \frac{0.75}{\sqrt{3}} = 0.433 \text{ VA},$$

$$P = V_{rms} \cdot I_{1,rms} \cos(0) = \frac{\sqrt{2}}{2} * \frac{0.827}{\sqrt{2}} = 0.413 \text{ W}$$

$$Q = 0 \text{ VAR}$$

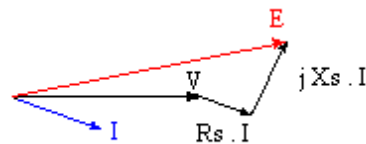
$$D = 0.130 \text{ VAR}$$

همانگونه که از محاسبات انجام شده به کمک رابطه ۱ مشاهده می‌شود، با وجود اینکه یکسوساز هیچگونه مصرف توان راکتیوی ندارد ($Q=0 \text{ Var}$)، ولی توانی از منبع می‌کشد که اکتیو نمی‌باشد. به این توان که با علامت D نشان داده شده است، توان اعوجاجی یا توان غیراکتیو گفته می‌شود، واحد آن مشابه واحد توان راکتیو، ولت آمپر راکتیو (Var) می‌باشد و توان حاصل از ولتاژها و جریان‌های غیر هم فرکانس است. از این مسئله می‌توان نتیجه گرفت که هارمونیک‌ها نیازمندی سیستم (خصوصاً سیستم توزیع) را به توان راکتیو (غیراکتیو) افزایش می‌دهند. طبیعتاً کنترل هارمونیک‌ها موجب کاهش نیاز به توان غیراکتیو منبع می‌شود.



شکل ۷-۱

در ادامه ارتباط دیگری بین کنترل توان راکتیو و کنترل نوسان ولتاژ در یک باس توزیع بررسی خواهد شد. شکل ۷-۱ یک باس توزیع را که از طریق یک خط با امپدانس Z_s به باس بی‌نهایت با ولتاژ ثابت E متصل است نشان می‌دهد. شکل ۸-۱ دیاگرام فازوری ولتاژ V باس توزیع را نشان می‌دهد [3].



شکل ۸-۱

$$I_L = \frac{P_L - jQ_L}{V} \quad (2)$$

$$\Delta V = Z_S \cdot I_L = (R_S + jX_S) \cdot \left(\frac{P_L - jQ_L}{V} \right) \quad (۳)$$

$$\Delta V = \frac{R_S \cdot P_L + X_S \cdot Q_L}{V} + j \frac{X_S \cdot P_L - R_S \cdot Q_L}{V} = \Delta V_R + j\Delta V_X$$

$$S_{sc} = P_{sc} + jQ_{sc} \quad \text{سطح اتصال کوتاه در باس توزیع}$$

:

$$S_{sc} = E \cdot I_{sc}^* = \frac{E^2}{Z_{sc}^*} \quad (|Z_{sc}^*| = |Z_{sc}|)$$

$$R_{sc} = |Z_{sc}| \cos \varphi_{sc}$$

$$X_{sc} = |Z_{sc}| \sin \varphi_{sc}$$

$$R_{sc} = \frac{E^2}{|S_{sc}|} \quad (۴)$$

$$\varphi_{sc} = \tan^{-1} \left(\frac{X_{sc}}{R_{sc}} \right)$$

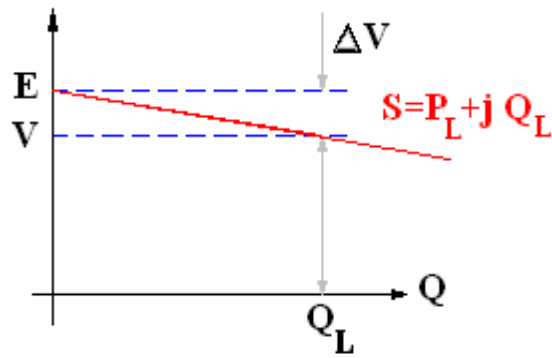
از آنجا که باس E ، باس بی‌نهایت فرض شده است ، ولتاژ و فاز آن ثابت است . با این فرض ، امیدانس اتصال کوتاه دیده شده از دید باس توزیع برابر با امیدانس خط انتقال (به همراه ترانسفورماتور) اتصال دهنده باس توزیع به باس بی‌نهایت است.

$$\begin{cases} \frac{\Delta V_R}{V} \approx \frac{1}{S_{sc}} (P_L \cos \varphi_{sc} + Q_L \sin \varphi_{sc}) \\ \frac{\Delta V_X}{V} \approx \frac{1}{S_{sc}} (P_L \sin \varphi_{sc} + Q_L \cos \varphi_{sc}) \end{cases}$$

قابل چشم‌پوشی

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta V_R}{V} + j \frac{\Delta V_X}{V} \approx \frac{\Delta V_R}{V} = \frac{1}{S_{sc}} (P_L \cos \varphi_{sc} + Q_L \sin \varphi_{sc})$$

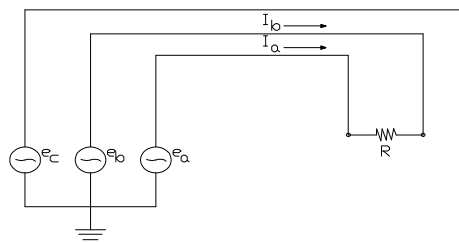
$$R_{sc} \ll X_{sc} \Rightarrow \begin{cases} \frac{\Delta V}{V} \approx \frac{\Delta V_R}{V} \approx \frac{Q_L \cdot \sin \varphi_{sc}}{S_{sc}} \\ \varphi_{sc} \approx \frac{\pi}{2} \Rightarrow \sin \varphi_{sc} = 1 \end{cases} \Rightarrow \frac{\Delta V}{V} \approx \frac{Q_L}{S_{sc}} \quad (۵)$$



شکل ۹-۱

همانگونه که از روابط فوق می‌توان دید، تغییرات ولتاژ نسبت مستقیمی با توان راکتیو دارد (شکل ۹-۱). با جبران‌سازی توان راکتیو بارها در زمان تغییرات محدود Q ، می‌توانیم نوسان ولتاژ $\Delta V/V$ را کنترل کنیم.

یک حالت خاص بدون هارمونیک بررسی می‌شود که موجب تحمیل توان غیر اکتیو به منبع خواهد شد؛ یک بار تکفاز کاملاً مقاومتی به دو فاز از یک منبع سه فاز متصل است. بار به تبعیت ماهیت اهمی خود نمی‌تواند توان راکتیو با منبع مبادله کند. منبع متعادل و بدون هارمونیک است. جریان و ولتاژ دو سر بار به صورت زیر خواهند بود.



شکل ۱۰-۱

$$e_{ab} = \sqrt{6}E \sin(\omega t + 30) \quad , \quad i_{ab} = \frac{\sqrt{6}E}{R} \sin(\omega t + 30)$$

توان اکتیو و توان ظاهری به صورت زیر خواهند بود:

$$P = 3E^2/R$$

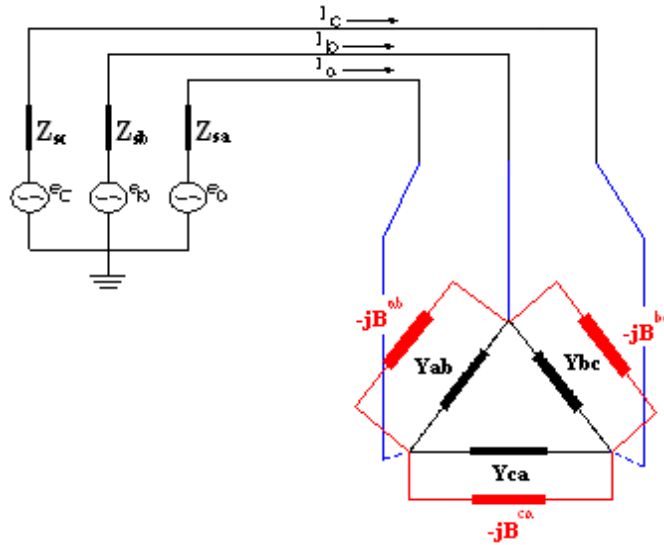
$$S = EI + EI + 0 = 2E \frac{\sqrt{3}E}{R} = \frac{2\sqrt{3}E^2}{R} \quad (۶)$$

واضح است که توان ظاهری بیشتر از توان اکتیو و ضریب توان برابر 0.566 است. دو نکته حائز اهمیت است که بار اهمی توان راکتیو تولید یا جذب نمی‌کند. دوم اینکه بخشهایی از تولید صرف توان اکتیو نمی‌شود زیرا توان ظاهری بیش از توان اکتیو است. بنابراین در مدار توان غیر اکتیوی وجود دارد که آنرا نمی‌توان توان راکتیو نامید.

پیش بینی می‌شود که به خاطر وجود جریان در دو فاز، ولتاژ فاز سوم بیش از دو فاز دیگر گردد که یک پدیده کیفیت توان است. حتی در صورت وجود سیم چهارم (نقطه صفر زمین شده)، به دلیل امپدانس خطوط و افت ولتاژ نامتعادل در خطوط حامل جریان، ولتاژهای فاز به فاز نامتعادل در انتهای که مصرف کنندگان متصلند به وجود خواهد آمد. از طرفی برای متعادل ساختن بارهای نامتعادل از روش خازن گذاری استفاده می‌شود، در واقع برای جبران عدم تعادل بار، از روش کنترل توان راکتیو استفاده شده است. اگر در شکل ۱-۱۱ راکتانسهای جبران ساز [3] براساس رابطه (۷) که در ادامه خواهد آمد انتخاب شوند، بار مثلث نامتعادل و مصرف کننده توان راکتیو، از دید منبع باری متعادل و کاملاً اکتیو خواهد شد.

$$\text{Load} \begin{cases} Y^{ab} = G^{ab} + jB^{ab} \\ Y^{bc} = G^{bc} + jB^{bc} \\ Y^{ca} = G^{ca} + jB^{ca} \end{cases}$$

$$\text{Compensator} \begin{cases} B_{\gamma}^{ab} = -B^{ab} + \frac{G^{bc}}{\sqrt{3}} - \frac{G^{ca}}{\sqrt{3}} \\ B_{\gamma}^{bc} = -B^{bc} + \frac{G^{ca}}{\sqrt{3}} - \frac{G^{ab}}{\sqrt{3}} \\ B_{\gamma}^{ca} = -B^{ca} + \frac{G^{ab}}{\sqrt{3}} - \frac{G^{bc}}{\sqrt{3}} \end{cases} \quad (7)$$



شکل ۱-۱۱

اگر روابط جریان با استفاده از تبدیل مولفه‌های متقارن فور تسکیو^۱ به مختصات مولفه‌های مثبت، منفی و صفر نگاشته شود، مشاهده می‌گردد که در مدار نامتعادل عموماً مولفه‌های چپگرد با فرکانس قدرت وجود دارند که در مدار توان‌های غیراکتیو به وجود می‌آورند. جبران‌ساز صرفاً از عناصر راکتیو ساخته شده و هیچ توان اکتیوی به منبع تحمیل نمی‌کند.

۴-۱ ابزارهای کنترل توان راکتیو و هارمونیک‌ها

رابطه بین توان راکتیو و پدیده‌های کیفیت توان در بخش پیشین بررسی شد، از نتایج حاصله می‌توان اطمینان یافت که کیفیت توان و توان راکتیو مقوله‌هایی تفکیک پذیر نمی‌باشند و از ابزارهای مشابهی برای جبران آنها استفاده می‌شود. در واقع با توجه به تعاریف اولیه کیفیت توان و تاکیداتی که بر انواع پدیده‌های کیفیت توان شد، می‌توان دریافت که کیفیت توان، در درجه اول کیفیت ولتاژ است و رابطه کنترل ولتاژ و توان راکتیو بر کسی پوشیده نیست.

۱-۴-۱ ابزارهای کنترل توان راکتیو

اهداف کلی جبران‌سازی توان راکتیو به شرح زیرند:

¹ Fortes cue

- کاهش تلفات انتقال
- افزایش ظرفیت انتقال و تولید
- بهبود ولتاژ بار (تنظیم ولتاژ)
- افزایش حاشیه پایداری ماندگار
- بهبود پایداری دینامیکی
- بهبود پایداری حالت گذرا
- جبران بار شامل:

الف) اصلاح ضریب قدرت ب) تنظیم ولتاژ بار ج) متعادل کردن بار

د) حذف هارمونیکها

در برخی دیدگاه‌های کیفیت توان، قابلیت اطمینان سیستم قدرت شامل پایداری سیستم در حالات گذرا، دینامیک و ماندگار، به عنوان معیار کیفیت توان برشمرده می‌شوند. تنظیم ولتاژ و حذف هارمونیک‌ها نیز در قسمت‌های پیشین بررسی شده است، لذا تأکیدی مجدد بر ارتباط متقابل کیفیت توان و کنترل توان راکتیو مشاهده می‌گردد. جبرانسازهای توان راکتیو به شرح زیر می‌باشند:

(۱) خازن‌های سری و موازی؛

(۲) راکتورهای موازی؛

(۳) ادوات FACTS^۱؛

(۴) کندانسورهای سنکرون؛

خازن‌ها عمومی‌ترین تجهیز در کنترل توان راکتیو هستند و به منظور تامین توان راکتیو مورد نیاز بارهای اندوکتیو و راکتانس سری خطوط انتقال بکار می‌روند. ساده‌ترین جبرانساز، خازن موازی است که به وفور در سیستم‌های توزیع استفاده می‌شوند و هدف اصلی آن اصلاح ضریب توان بار است. راکتورها، سلف‌هایی هستند که معمولاً در انتهای خطوط بلند و متوسط جهت جبران شارژ خازنی

^۱ Flexible AC

خط قرار می‌گیرند. کاربرد آنها محدود به سطوح انتقال است و در سطح توزیع، جایی که بیشتر رویدادهای کیفیت توان به وقوع می‌پیوندند، کاربرد ندارند.

ادوات FACTS دسته‌ای از تجهیزات الکترونیک قدرت هستند که به سیستم قدرت وارد شده‌اند. این دسته با استفاده از تکنیک‌های سویچینگ قادرند در رنج‌های متغیر محدودی توان‌های راکتیو جذب یا تولید کنند. برخی از این تجهیزات نظیر^۱ SVC ها قادرند رفتاری بین سلف خالص تا خازن خالص از خود نشان دهند و ظرفیت آنها در محدوده خاصی قابل کنترل است. عمده این تجهیزات برای جبران توان راکتیو در رنج فرکانس قدرت طراحی شده‌اند. این تجهیزات در سیستم‌های توزیع کاربرد دارند و معمولاً در سطح ولتاژهای انتقال از آنها استفاده نمی‌شود.

با توجه به اینکه کنترل پدیده‌های کیفیت توان در سطوح توزیع اقتصادی تر است و از طرفی این پدیده‌ها بیشتر در طرف مصرف کننده‌گان (سیستم توزیع) به وجود می‌آیند و اغلب در طرف تولید کننده (سیستم انتقال) احساس نمی‌شوند، همواره تلاش بر این است که مسایل کیفیت توان در سطوح توزیع حل شوند و از ورود آنها، خصوصاً هارمونیک‌ها به سیستم انتقال جلوگیری شود.

۱-۴-۲ ابزارهای کنترل هارمونیک‌ها

۱-۴-۲-۱ فیلترهای پسیو

این فیلترها به دو صورت فیلترهای تنظیم شده^۲ (میان‌گذر^۳) و بالاگذر^۴ استفاده می‌شوند. الف) فیلترهای تنظیم شده؛ غالباً برای حذف یک هارمونیک خاص تنظیم می‌شوند که این فرکانس معمولاً یک هارمونیک مرتبه پایین است. این فیلترها که در واقع یک مدار تشدید سلف و خازنی هستند، به گونه‌ای تنظیم می‌شوند که در مقابل فرکانس قدرت، (۵۰ یا ۶۰ هرتز) راکتانس بالا و به تبعیت آن تلفات کمی داشته باشند، اما در مقابل فرکانسی که باید فیلتر شود راکتانس کوچکی داشته

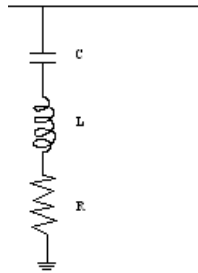
^۱ Static VAr Compensators

^۲ Tuned Filters

^۳ Band Filters

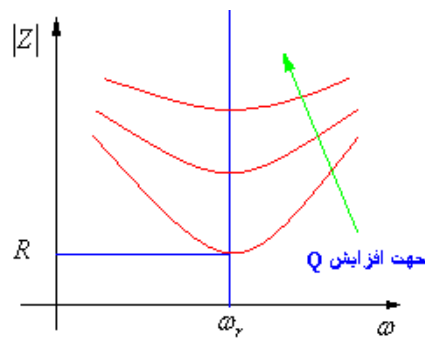
^۴ High Pass

و جریان‌های هارمونیک را حذف می‌کنند (کاهش می‌دهند). پارامترهای این فیلترها هنگام طراحی به نحوی انتخاب می‌شوند که خازن فیلتر قسمتی از توان راکتیو، یا تمام آن را در فرکانس قدرت جبران کند.



شکل ۱-۱۲

فرکانس تشدید این فیلترها به تغییر المان‌های R, L, C (شکل ۱-۱۲) حساسند. برای فیلترهای تنظیم شده دو فاکتور ضریب تنظیم δ (De. Tuning) و ضریب کیفیت Q تعریف می‌شوند. ضریب تنظیم به تغییرات دما، دقت ساخت المانها و ... متناسب است.



شکل ۱-۱۳

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L.C}}$$

$$Q = \frac{X_c}{R}$$

(۸)

$$\delta = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right)$$

ب) فیلترهای بالاگذر؛ از این فیلترها برای حذف (کاهش) هارمونیک‌های بالاتر از یک مرتبه خاص استفاده می‌شود.

در طراحی فیلترهای پسیو عواملی نظیر سایز فیلتر و تطابق با استانداردها موثرند. سایز خازن‌ها که بر اساس توان راکتیو مورد نیاز تعیین می‌شوند جزء عوامل تعیین کننده اندازه جبران‌ساز هستند. لازم به یادآوری می‌باشد که خازن‌ها به تنهایی فیلتر بالاگذر می‌باشند. حذف همه هارمونیک‌ها نه ممکن و نه اقتصادی است، بلکه بایستی تلاش شود که هارمونیک‌های مشکل‌ساز (فرضاً به وجود آورنده تشدید) شناسایی و حذف گردند و محتوی هارمونیک ولتاژ (وجریان) به حد قابل قبولی کاهش یابد.

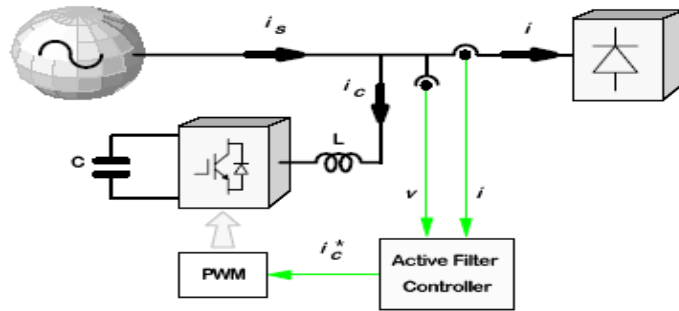
۱-۴-۲ فیلترهای اکتیو

فیلترهای اکتیو دسته جدیدی از تجهیزات الکترونیک قدرتند که به منظور مقابله با پدیده‌های کیفیت توان به سیستم‌های توزیع قدرت الکتریکی وارد شده‌اند. این فیلترها به دو دسته تقسیم می‌شوند:

الف) فیلترهای اکتیو موازی: این فیلترها عمدتاً مبدل منبع ولتاژ اینورتری^۱ (VSI) مبتنی بر تکنیک مدولاسیون پهنای پالس^۲ (PWM) هستند که از یک خازن جهت ذخیره انرژی استفاده می‌کنند و کلیدهای آن از نوع کاملاً کنترل شده هستند و انتخاب نوع کلید به مشخصه‌های سطح ولتاژ، جریان سویچ و فرکانس سویچینگ بستگی دارد. مدل آنها به صورت یک منبع جریان کنترل شده موازی با بار عموماً غیر خطی (شکل ۱-۱۴) است و جریانی از سیستم می‌کشند که منتهی حاصل از مجموع جریانهای بار و فیلتر اکتیو، جریانی با مشخصه‌های دلخواه که می‌تواند کاملاً سینوسی، کاملاً اکتیو و... باشد از منبع می‌کشد.

¹ Voltage Source Inverter

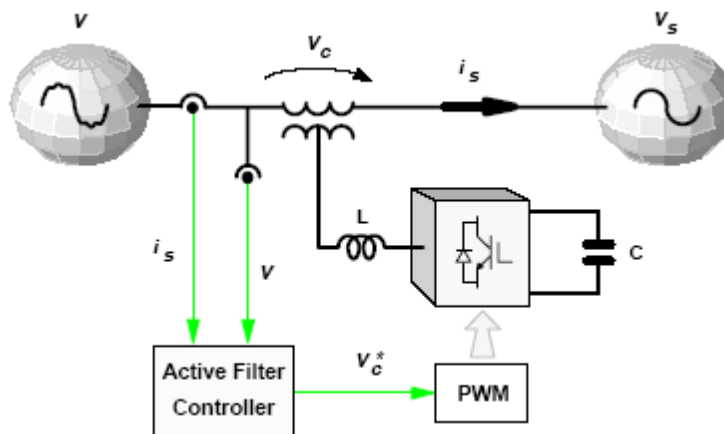
² Pulse Width Modulation



شکل ۱-۱۴

ب) (فیلترهای اکتیو سری: این فیلتر مشابه فیلتر اکتیو موازی، یک منبع ولتاژ اینورتری (VSI) است که بصورت سری با منبع ولتاژ قرار می‌گیرد. وظیفه آن جبران هارمونیک‌های ولتاژ بار و منبع و ایجاد یک ولتاژ کاملاً سینوسی بر روی باس توزیع (نقطه اتصال مشترک^۱ PCC) است. مدل آن در شکل ۱-۱۵ نشان داده شده که یک منبع ولتاژ کنترل شده می‌باشد.

لازم به ذکر است که به جای منبع ولتاژ اینورتری (VSI) می‌توان از منبع جریان اینورتری^۲ (CSI) که به جای خازن از سلف برای ذخیره انرژی استفاده می‌کند، بهره جست. استفاده از خازن به دلایل اقتصادی و تلفات کمتر رایجتر است [4].



شکل ۱-۱۵

¹ Point of Common Coupling

² Current Source Inverter

۵-۱ الزامات و استانداردهای مربوط به کیفیت توان

بارهای غیر خطی موجب تغییر طبیعت سینوسی جریان سیستم می‌گردند و جریان غیر سینوسی موجب افت ولتاژهای غیرسینوسی در سیستم می‌شود. همچنین این جریان‌ها موجب تداخل در مدارهای مخابراتی و دیگر تجهیزات سیستم قدرت می‌گردند. هارمونیک‌ها با خازن‌های جبران‌ساز توان راکتیو و تصحیح‌کننده ضریب توان، تشدید به وجود می‌آورند. در شرایط تشدید، سطوح بالای ولتاژ هارمونیکی و اغتشاش جریان در سیستم به وجود می‌آید [5].

در استانداردهای وضع شده سعی شده که شکل موجهای جریان و ولتاژ ممکن در سیستم لحاظ شوند و سیستم به صورت متصل به بارهای خطی و غیرخطی در نظر گرفته شود. ارتباط بین بارها و منبع از طریق نقطه اتصال مشترک (PCC) انجام می‌شود و هدف، به حداقل رساندن تداخل بین تاسیسات الکتریکی می‌باشد. محدودیت‌های اعمال شده شامل حالت ماندگار و گذرای سیستم است و کاربرد آنها در طراحی سیستم قدرت شامل بارهای غیر خطی می‌باشد. استاندارد، پدیده‌ها و شاخص‌های کیفیت توان را معرفی و برخی از تجهیزات به وجود آورنده رویدادهای کیفیت توان معرفی می‌کند. همچنین در استاندارد قیده‌های حداکثر اغتشاش جریان و ولتاژ سیستم تعیین و لازم الاجرا شده است.

دسته‌ای از استانداردها جهت اعمال به تجهیزات مخصوص پدیده‌های کیفیت توان تدوین شده‌اند که می‌توان استاندارد خاص فیلترهای پسیو هارمونیک‌ها را از این دسته دانست [6]. اینگونه استانداردها شامل الزامات و رویه‌های طراحی و تمهیدات حفاظتی تجهیزات خاص کیفیت توان هستند. استانداردهای خاصی نیز جهت ثبت و لزوم ثبت رویدادهای کیفیت توان در سیستم قدرت [7]، نگهداری تجهیزات حساس به اغتشاش ولتاژ [8] و ... تدوین شده است.

۱-۶ جمع بندی

در این پایان‌نامه سعی شده است ابتدا با جمع آوری ملزومات کیفیت توان (فصل اول)، روشهای کنترلی فیلترهای اکتیو به عنوان یک روش قدرتمند در جبران پدیده‌های کیفیت توان جمع آوری و از آنها برای جبران بار و منبع استفاده گردد (فصل دوم). سپس ترکیب فیلترهای اکتیو سری و موازی تحت عنوان UPQC معرفی و برخی کارهای انجام شده در خصوص این تجهیز معرفی شده‌اند (فصل سوم).

در فصل چهارم روش کنترل بهینه و انعطاف پذیری تحت عنوان OFC معرفی می‌گردد که قادر است جایگزین روشهای متداول گردد و نیز قادر است بین پارامترهای کیفیت توان و حتی محدودیت‌های تعریف شده نظیر توان ظاهری ماکزیمم مبدل مصالحه ایجاد کند. در ادامه فصل چهارم از روش OFC در جهت کنترل یک فیلتر اکتیو ساده بهره‌گیری می‌شود که در ساختمان آن از یک فیلتر پسیو جهت مقابله با اثرات سویچینگ استفاده شده است.

در فصل پنجم روش OFC اصلاح شده، جهت کنترل UPQC استفاده می‌گردد و با سیستم‌های متداول مقایسه می‌شود. در انتها برخی پیشنهادات جهت تکمیل تحقیق و رشد روش OFC آورده شده است.

فصل دوم : فیلترهای اکتیو

۱-۲ مقدمه

همانگونه که در فصل پیش گفته شد، فیلترهای فعال^۱، تجهیزات الکترونیک قدرت جدیدی هستند که به صورت چندمنظوره^۲ در عرصه سیستم قدرت وارد شده‌اند. از این تجهیزات جهت مقابله با طیف گسترده‌ای از پدیده‌های کیفیت توان نظیر هارمونیکها (ولتاژی و جریانی)، افت ولتاژ^۳ و اضافه ولتاژها^۴، جبران بار^۵ و تصحیح ضریب توان^۶ استفاده می‌شود.

از آنجا که فیلترهای اکتیو عمدتاً برای جبران توان‌های غیر اکتیو (از طریق جبران ولتاژ و جریان-های هارمونیک و نیز جبران ولتاژ و جریان‌های راکتیو) مورد استفاده قرار می‌گیرند در ساختارشان از عناصر پسیو (سلف یا خازن)، جهت ذخیره انرژی استفاده می‌شود.

استراتژی کنترل کارکرد فیلترها را با استخراج سیگنال مرجعی که فیلتر اکتیو بایستی بسازد تعیین می‌کند. کارکردی نظیر جبران و متعادل‌سازی بار، جبران هارمونیک، جبران افت یا اضافه ولتاژ، تصحیح ضریب توان و ... هر یک از استراتژی‌های کنترلی نیز ممکن است با چندین روش ریاضی یا هوشمند پیاده سازی شود. در نهایت سیگنال کنترلی بایستی به کمک تکنیک‌های سویچینگ ساخته شود که عمدتاً روش‌های مبتنی بر مدولاسیون پهنای پالس^۷ (PWM) می‌باشند.

در این فصل ساختمان فیلترهای اکتیو، روشهای سویچینگ، استراتژی‌های کنترل و برخی ابزارهای مورد استفاده در پیاده سازی استراتژی‌های کنترل، مورد بحث قرار می‌گیرند. سپس در هر قسمت نتایج شبیه سازی مربوط به روش معرفی شده، ارائه می‌گردد.

¹ Active Filters

² Multi Tasking

³ Voltage Sags

⁴ Voltage Swells

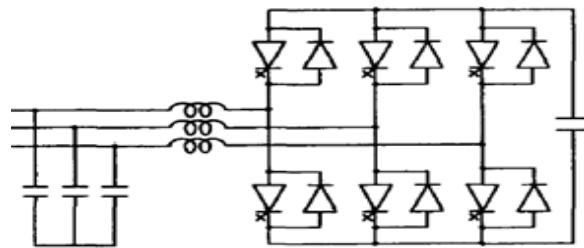
⁵ Load Compensation

⁶ Power Factor Correction

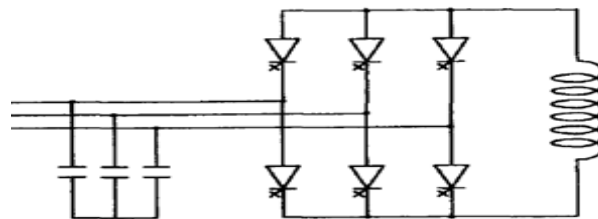
⁷ Pulse Width Modulation

۲-۲ ساختمان فیلترهای اکتیو

فیلترهای اکتیو در مدار قدرت متشکل از سویچ‌های الکترونیک قدرت هستند. خاموش و روشن شدن سویچ‌ها، طرف‌های DC و AC را به هم مرتبط می‌سازد. کلیدها بایستی به گونه‌ای انتخاب شوند که قابلیت انتقال توان از هر طرف به طرف دیگر وجود داشته باشد. کلیدها بایستی یا مانند ترانزیستور کاملاً کنترل پذیر باشند و یا مشابه ترایستور از کموتاسیون اجباری برای خاموش کردنشان استفاده شود. طرف DC این سویچ‌ها به عنصر ذخیره‌ساز انرژی (یا منبع DC در صورت لزوم) متصل است که این عنصر ذخیره ساز، برحسب مورد می‌تواند خازن در مبدل اینورتری منبع ولتاژ و یا سلف در مبدل اینورتری منبع جریان باشد. شکل‌های ۱-۲ و ۲-۲ این دو ساختار را برای یک مبدل اینورتری سه فاز سه سیم (بدون نوترال) نشان می‌دهند.

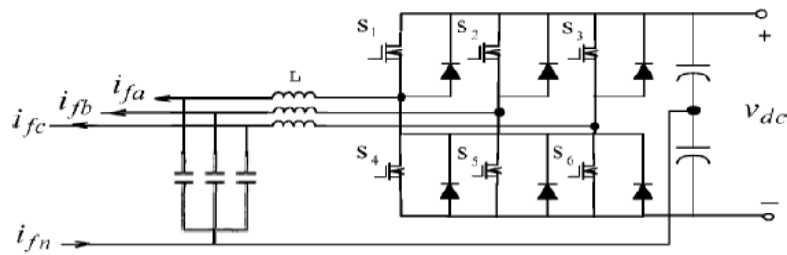


شکل ۱-۲ مبدل اینورتری منبع ولتاژ VSI

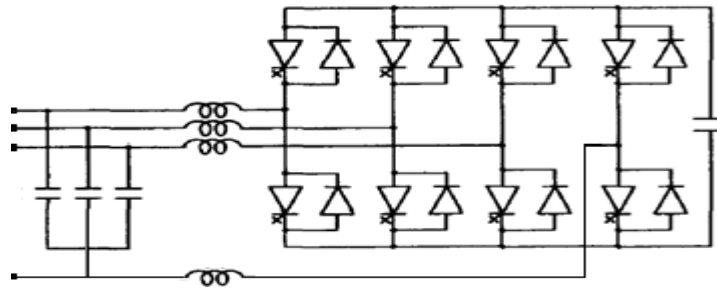


شکل ۲-۲ مبدل اینورتری منبع جریان CSI

در شکل‌های ۲-۳ و ۲-۴ مبدل اینورتری منبع ولتاژ برای سیستم چهارسیمه نشان داده شده است. تفاوت دو ساختار در تعداد سویچ‌ها و المان ذخیره ساز انرژی است.



شکل ۲-۳



شکل ۲-۴

شکل ۲-۳ ساختار ساده‌تری را نشان می‌دهد که سیم نول به سر وسط خازنها متصل شده است ولی کنترل پذیری ساختار شکل ۲-۴ بیشتر است، چرا که جریان (ولتاژ) سیم نول توسط عناصر الکترونیک قدرت قابل کنترل می‌باشد. در اغلب مواردی که اصطلاح اینورتر چهار سیمه^۱ بکار برده می‌شود، منظور ساختار موجود در شکل ۲-۴ است.

فیلتر پسیوی که در همه ساختارها نمایش داده شده، یک المان اختیاری است و جهت حذف ریپل منتهجه از تکنیک‌های سویچینگ به ساختمان فیلتر اکتیو اضافه شده است. برای کمینه شدن تلفات توان حقیقی، ایده‌آل این است که فیلتر پسیو تماماً از عناصر راکتیو تشکیل گردد. در بسیاری موارد برای میرایی بهتر و پرهیز از تشدید خازن فیلتر پسیو با سایر المانهای موجود در سیستم، مقاومت اهمی مناسب با خازن، سری می‌شود که مقداری تلفات توان اکتیو به شبکه تحمیل می‌کند. مهمترین قسمتهای یک فیلتر اکتیو بخش ذخیره انرژی، سویچها و راکتور سری می‌باشد.

وظیفه بخش ذخیره انرژی کاملاً مشخص است و بایستی توان غیراکتیو مورد نیاز سیستم را تامین کند. به همین دلیل انرژی متوسط تحویل شده از طرف فیلتر اکتیو به سیستم صفر است و متناظر با

^۱ Four Wire Inverter

آن، سطح DC ثابت باقی می‌ماند. در صورتی که فیلتر اکتیو بخش هرچند ناچیزی را از توان حقیقی جبران سازد، انرژی ذخیره شده در باس DC آن (ولتاژ خازن یا جریان سلف) کاهش می‌یابد. به همین علت بایستی تلفات ناشی از سویچینگ به نحوی از طریق سیستم تغذیه جبران گردد. استفاده از منبع تغذیه DC کمکی نیز در این حالت امکان پذیر است، ولی پرهیز از استفاده از بخشهای اضافی خصوصاً منابع تغذیه جداگانه که هزینه اضافی در بر خواهند داشت مد نظر قرار گرفته و تلاش بر این است که توان حقیقی مورد نیاز فیلتر اکتیو توسط سیستمی که به آن متصل است تامین گردد.

مسئله توان حقیقی زمانی بغرنج تر می‌گردد که از فیلتر اکتیو برای جبران توانهای حقیقی نامتعادل^۱ یا منتهج صفر^۲ سیستم استفاده شود. این توانها در مقایسه با تلفات حقیقی فیلتر اکتیو گاهی به مراتب بزرگترند و در صورتی که سیستم کنترلی به درستی توان اکتیو مورد نیاز را از سیستم جذب و در اختیار قسمت مناسب شبکه قرار ندهد (تبادل توان بین فازها)، کارایی فیلتر اکتیو به سرعت از بین می‌رود. در بخشهای بعدی روش تثبیت ولتاژ باس DC و جبرانسازی توانهای نامتعادل و مولفه صفر ارایه می‌گردد.

۲-۳ پیاده سازی سیگنال کنترلی

روشهای پیاده سازی عمدتاً تکنیکهای PWM هستند که به طور مفصل در کتب الکترونیک قدرت بررسی شده‌اند. تعدادی از این روشها به صورت مختصر در این بخش ارایه می‌گردد.

۲-۳-۱ روشهای کلید زنی اینورتر

این روشها به دسته‌های اصلی زیر تقسیم می‌شوند:

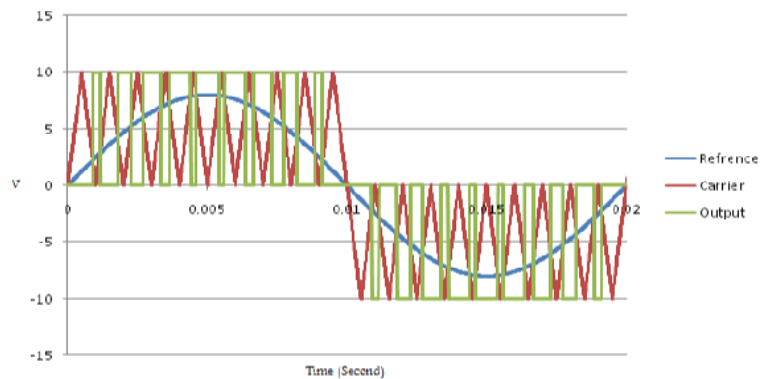
- مدولاسیون موج مثلثی
- مدولاسیون موج مربعی^۳
- مدولاسیون سینوسی^۱

¹ Imbalance

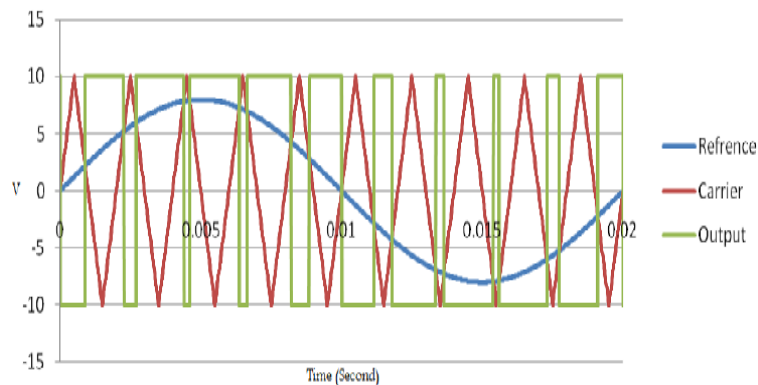
² Zero Sequence

³ Square-Wave Operation

شکل‌های ۲-۵ تا ۲-۸ این تکنیک‌ها را در حال ساختن مرجع سینوسی با دامنه $8V$ و فرکانس $50Hz$ نشان می‌دهد. فرکانس سویچینگ در همه حالات بجز مدولاسیون موج مربعی برابر $1000Hz$ است. و خروجی‌ها به صورت حلقه باز نشان داده شده‌اند. لازم به ذکر است که در شکل‌های یاد شده، خروجی ولتاژ سویچها نشان داده شده است و اثرات مربوط به فیلترهای پسیو موجود در ساختمان اینورتر در این شکل موجها وارد نشده‌اند. روشهای پیشرفته تری نیز مانند مدولاسیون پله‌ای، موج دوزنقه‌ای و ... وجود دارند [9] و مزیت اصلی آنها کاهش هارمونیک‌های تولیدی و افزایش دامنه مولفه اصلی شکل موج مرجع می‌باشد که در این بخش به آنها پرداخته نشده است.



شکل ۲-۵ مدولاسیون موج مثلثی یکطرفه^۱

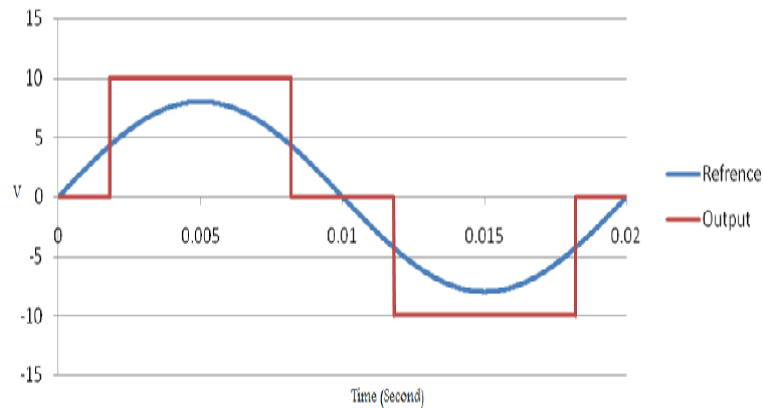


شکل ۲-۶ مدولاسیون موج مثلثی دوطرفه^۲

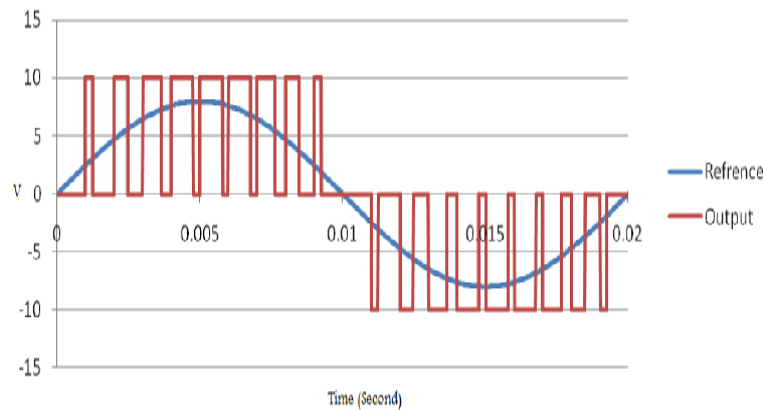
¹ Sin PWM

² PWM with Unipolar Voltage Switching

³ PWM with Bipolar Voltage Switching



شکل ۲-۷ مدولاسیون موج مربعی

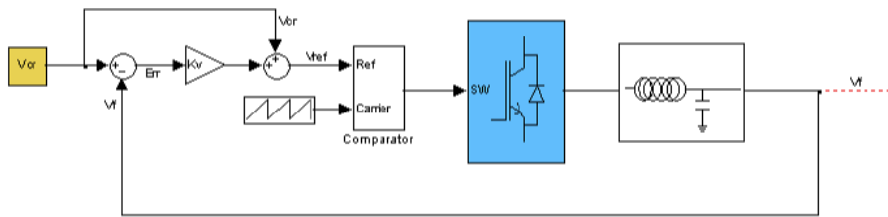


شکل ۲-۸ مدولاسیون سینوسی

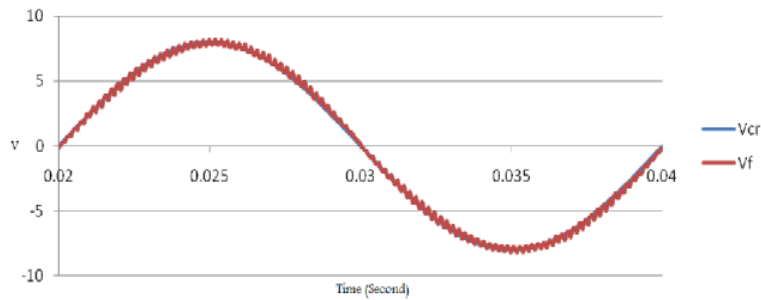
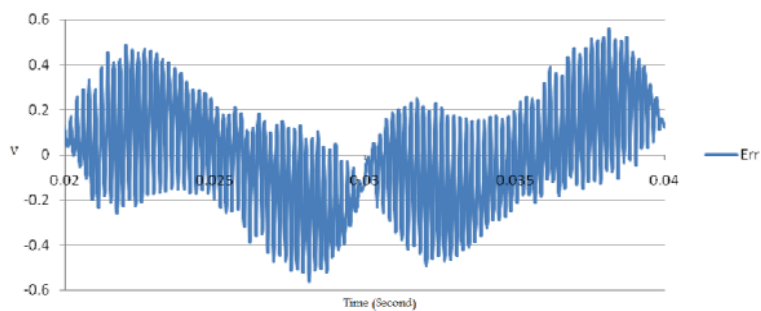
لازم به ذکر است که این روشها به صورت حلقه بسته با در نظر گرفتن خروجی فیلتر LC از قابلیت بسیار خوبی در رهگیری^۱ سیگنال مرجع برخوردارند. در شکل ۲-۹ بلوک دیاگرام حلقه بسته [1]، در شکل ۲-۱۰ خروجی سیستم حلقه بسته و در شکل ۲-۱۱ خطای بین مرجع و خروجی سیستم با استفاده از تکنیک سویچینگ موج مثلثی دوطرفه نشان داده شده است. فرض بر این می‌باشد که باس DC به منبع ولتاژ ایده‌آل متصل است.

فرکانس سویچینگ $f_s=10\text{KHz}$ ، سویچها ایده‌آل و ضریب کنترلر تناسبی برابر یک می‌باشد. در فیلتر LC اندوکتانس سری 4mH و خازن موازی $10\mu\text{F}$ تنظیم شده‌اند.

¹ Tracking



شکل ۲-۹ سیستم حلقه بسته کنترل سویچینگ اینورتر PWM

شکل ۲-۱۰ خروجی ولتاژ سیستم حلقه بسته V_f 

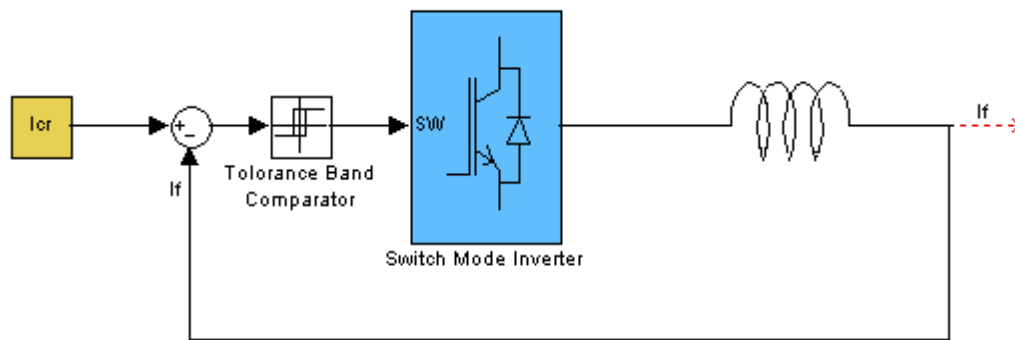
شکل ۲-۱۱ سیگنال خطای حلقه بسته Err

۲-۳-۲ روش کنترل هیستریزیس^۱

بلوک دیاگرام کنترل هیستریزیس در شکل ۲-۱۲ نشان داده شده است. این روش که بیشتر به عنوان روش کنترل جریان^۲ شناخته می‌شود [2]، اساساً یک روش حلقه بسته است که در آن سیگنال خروجی با یک باند خطای از پیش تعریف شده پیرامون سیگنال کنترلی (مرجع) نوسان می‌کند.

¹ Hysteresis Band Control

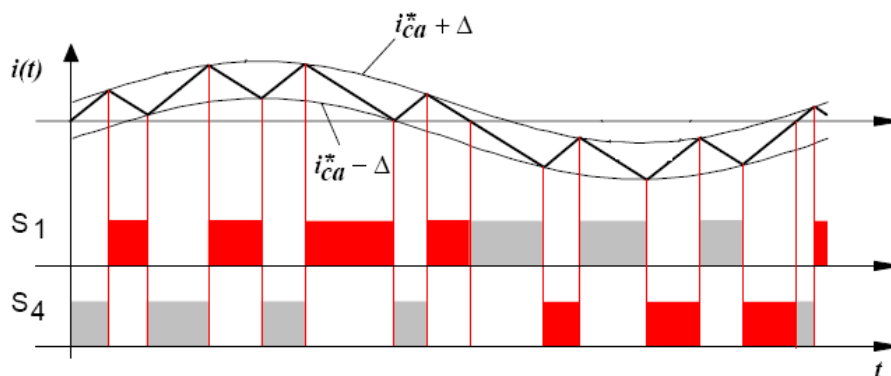
² Current Regulated Modulation



شکل ۲-۱۲ بلوک دیاگرام روش کنترل هیستریزس

از مزایای روش، سادگی پیاده سازی آن است، اما مزیت اصلی این روش، امکان رهگیری هارمونیک‌های مرتبه سوم در سیستم سه فازه با استفاده از مبدل اینورتری سه فاز معمولی (با شش سویچ برای هر سه فاز و باس DC متشکل از دو خازن) است. در سایر روشها امکان ساخت هارمونیکهای مرتبه سوم بدون تغییر ساختمان اینورتر (استفاده از ۸ سویچ یا استفاده از سه اینورتر تکفاز) وجود ندارد.

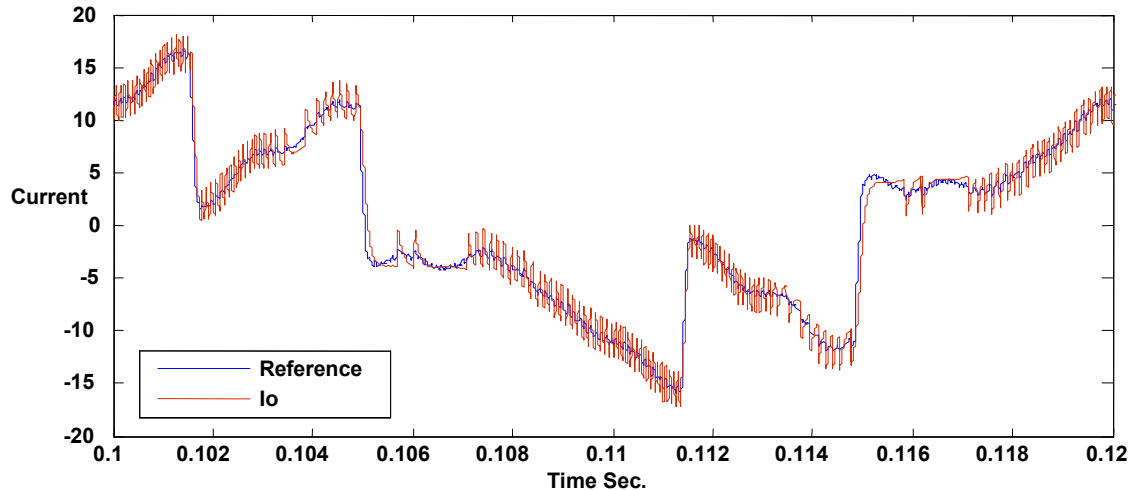
شکل ۲-۱۳ تئوری کنترل هیستریزس را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۱۳ مدولاسیون باند هیستریزس

در شکل ۲-۱۴ یک نمونه شبیه سازی با استفاده از روش کنترلی باند هیستریزس به کمک محیط

شبیه سازی MATLAB/SIMULINK نشان داده شده است.



شکل ۲-۱۴ مدولاسیون کنترل باند هیستریز

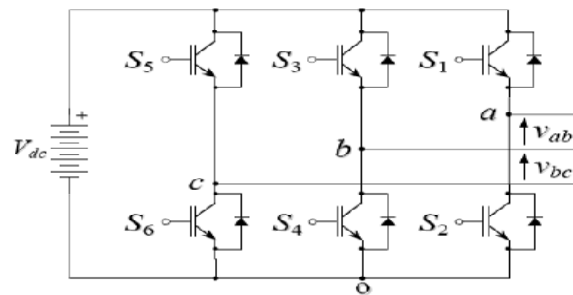
همانگونه که از شکل ۲-۱۴ مشاهده می‌شود، فرکانس سویچینگ و رنج خاموش و روشن شدن کلیدهای قدرت ثابت نمی‌باشد و به مقادیر باند انحراف مجاز، اندازه اندوکتانس سری اینورتر، سطح ولتاژ باس DC و دامنه تغییرات سیگنال مرجع، بستگی دارد. این مسئله مهم‌ترین نقطه ضعف روش کنترل باند هیستریز است. در واقع جاهایی از شکل موج مرجع که تغییرات کم است، فرکانس کلید زنی کاهش می‌یابد و بالعکس زمانی که تغییرات شکل موج مرجع زیاد است فرکانس کلید زنی افزایش می‌یابد. در این حالت نمی‌توان هارمونیکهای ناشی از کلید زنی را به کمک یک فیلتر به خوبی حذف کرد که البته این عیب با بکارگیری مدولاسیون باند هیستریز با پهنای باند دینامیک^۱ قابل رفع شدن است. در این حالت پهنای باند هیستریز در جاهایی که تغییرات سیگنال زیاد می‌شود، عریض‌تر می‌شود و بالعکس در زمانهایی که تغییرات سیگنال کم می‌شود پهنای باند کاهش می‌یابد تا در نهایت فرکانس کلیدزنی ثابتی را در خروجی داشته باشیم. این روش در فیلترهای فعال قدرت که در آنها شکل موج مرجع از جنس جریان است و شامل چندین هارمونیک می‌شود کاربرد دارد [10]

[11].

¹ Dynamic Hysteresis Band

۳-۳-۲ روش فضای برداری^۱ SVM

این روش بر اساس حالت‌های ممکن سوئیچ‌های یک مبدل سه‌فاز طرح ریزی شده است و مشابه سایر روش‌های سویچینگ PWM یک سیستم حلقه باز است و مشابه دیگر روش‌ها قابل استفاده در یک سیستم کنترل حلقه بسته می‌باشد. در ادامه چگونگی تحقق این روش برای یک اینورتر سه فاز با شش سوئیچ (شکل ۲-۱۵) به صورت مختصر ارایه شده است.



شکل ۲-۱۵

با توجه به اینکه در اینورتر سه فاز شکل ۲-۱۵ نبایستی در یک پایه دو سوئیچ به طور همزمان روشن یا خاموش باشند، هشت حالت ممکن برای وضعیت سوئیچ‌ها وجود خواهد داشت. جدول ۲-۱ این هشت وضعیت را نشان می‌دهد.

جدول ۲-۱ ولتاژهای فاز و خط با توجه به وضعیت سوئیچ‌ها در مبدل اینورتری سه‌فاز

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

¹ Space Vector Modulation

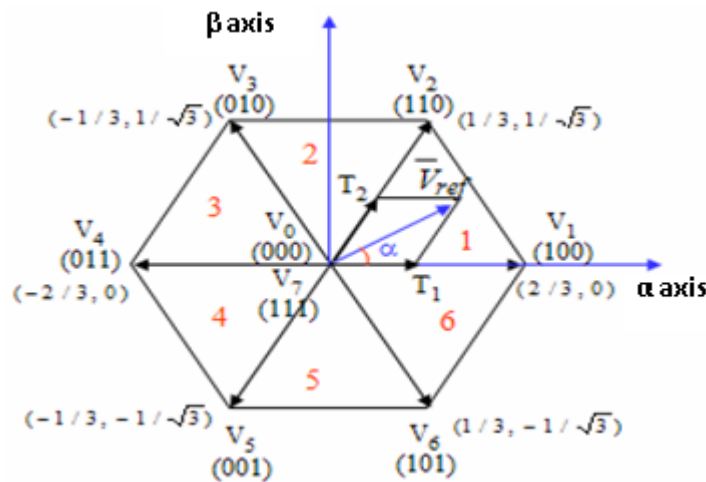
در سیستم‌های سه‌فاز سه سیمه، با توجه به اینکه همواره می‌توان مقدار لحظه‌ای یک فاز را بر اساس مقدار لحظه‌ای دو فاز دیگر به دست آورد، می‌توان مختصات سه‌فاز را به یک صفحه دو بعدی نگاشت. برای این منظور از تبدیل کلارک^۱ استفاده می‌شود.

$$\begin{cases} V_a + V_b + V_c = 0 \\ \begin{bmatrix} V_o \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & \frac{-1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} V_o = 0 \\ \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (10)$$

شکل ۲-۱۶ وضعیت بردارهای تبدیل یافته را در مختصات α - β نشان می‌دهد. در دو حالت بردارهای متناظر با وضعیت سویچها در مرکز مختصات قرار می‌گیرند، $S=[0 \ 0 \ 0]$ و $S=[1 \ 1 \ 1]$. در هر لحظه بردار ولتاژ مرجع در یکی از این نواحی قرارداد. تصویر بردار مرجع بر روی بردارهای مرز یک ناحیه (در شکل بردارهای $V_1=[1 \ 0 \ 0]$ و $V_2=[1 \ 1 \ 0]$)، مشخص می‌کند که برای ایجاد ولتاژ مرجع در یک لحظه مشخص هر کدام از بردارهای پایه روی مرز ناحیه چه کسری از مدت زمان کلید زنی بایستی فعال شوند.

¹ Clark Transform

شکل ۲-۱۶ وضعیت بردارها در صفحه α - β

اگر V_{cmd} اندازه ولتاژ مرجع در مختصات α - β در هر لحظه باشد، به زبان ریاضی می توان گفت :

$$V_{cmd} = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_1} V_1 dt + \int_{t_1}^{t_2} V_2 dt + \int_{t_2}^{T_s} V_0 dt \right] \quad (11)$$

و در نتیجه می توان نوشت؛

$$V_1 \Delta t_1 + V_2 \Delta t_2 + V_0 \Delta t_0 = V_{cmd} T_s \quad (12)$$

$$\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_0 = T_s \quad (13)$$

Δt_0 مدت زمان باقیمانده از پریود کلیدزنی است که در طول این مدت بایستی یکی از بردارهای صفر V_0 یا V_7 فعال شوند. در جدول ۲-۲ توالی های ممکن کلید زنی در هر پریود سویچینگ آورده شده است. با اینحال در هر دوره کلیدزنی، دو توالی ممکن برای انتخاب توالی های صفر وجود دارد که برحسب نیاز، یکی از آنها در تکنیک سویچینگ انتخاب می شود. دو توالی برای روشن شدن سوئیچها در زمانی که بردار مرجع در یکی از بخش ها^۱ قرار دارد، آورده شده است. توالی متقارن برای داشتن ولتاژ خروجی با کمترین هارمونیک (THD پایین) و توالی دوم برای داشتن کمترین میزان کموتاسیون و در نتیجه تلفات کم کلیدزنی مورد استفاده قرار می گیرند [1]. نکته قابل توجه این است

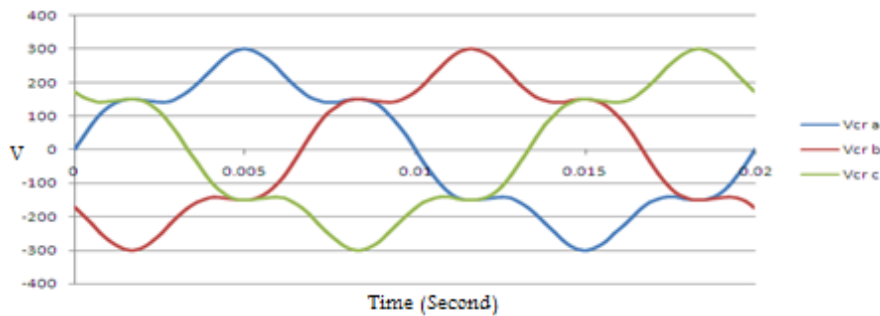
¹ Sector

که در یک دوره کلید زنی، در تغییر وضعیت بردارها فقط حالت یکی از کلیدها عوض می‌شود، به همین دلیل این روش پیاده سازی سیگنال کنترلی، تلفات را کاهش می‌دهد.

جدول ۲-۲ توالی‌های ممکن تغییر وضعیت سویچها

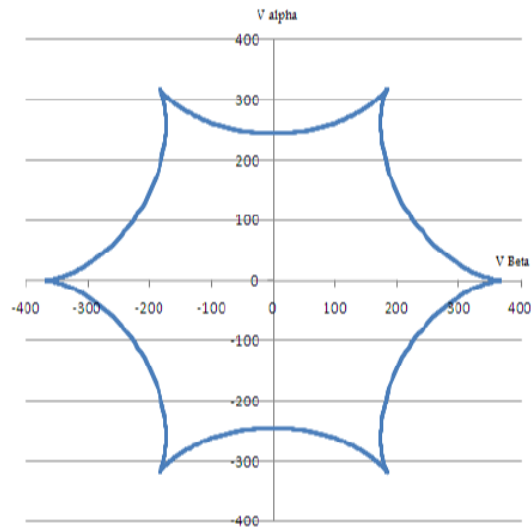
شماره سکتور	دنباله متقارن (THD پایین)	دنباله کم تلفات
S_1	$V^0 - V^1 - V^2 - V^7 - V^2 - V^1 - V^0$	$V^1 - V^2 - V^7 - V^2 - V^1$
S_2	$V^0 - V^3 - V^2 - V^7 - V^2 - V^3 - V^0$	$V^2 - V^3 - V^0 - V^3 - V^2$
S_3	$V^0 - V^3 - V^4 - V^7 - V^4 - V^3 - V^0$	$V^3 - V^4 - V^7 - V^4 - V^3$
S_4	$V^0 - V^5 - V^4 - V^7 - V^4 - V^5 - V^0$	$V^4 - V^5 - V^0 - V^5 - V^4$
S_5	$V^0 - V^5 - V^6 - V^7 - V^6 - V^5 - V^0$	$V^5 - V^6 - V^7 - V^6 - V^5$
S_6	$V^0 - V^1 - V^6 - V^7 - V^6 - V^1 - V^0$	$V^6 - V^1 - V^0 - V^1 - V^6$

روش فضای برداری دوبعدی مشابه سایر تکنیک‌های PWM، به دلیل خاصیت جمع شوندهی هارمونیک‌های مرتبه سوم در مولفه صفر تبدیل کلارک و اینکه در ابتدای مسئله در سیستم‌های سه سیمه این مولفه برابر صفر قرار داده شده است، قادر به تولید هارمونیک‌های توالی صفر سیگنال کنترلی نمی‌باشد.

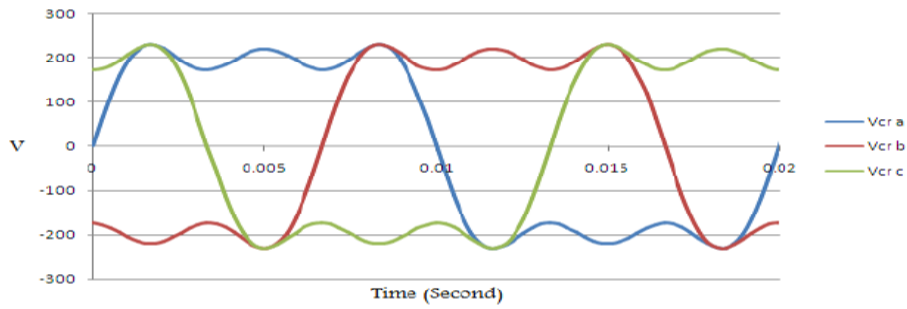


شکل ۲-۱۷ ولتاژهای مرجع فاز به زمین شامل هارمونیک پنجم

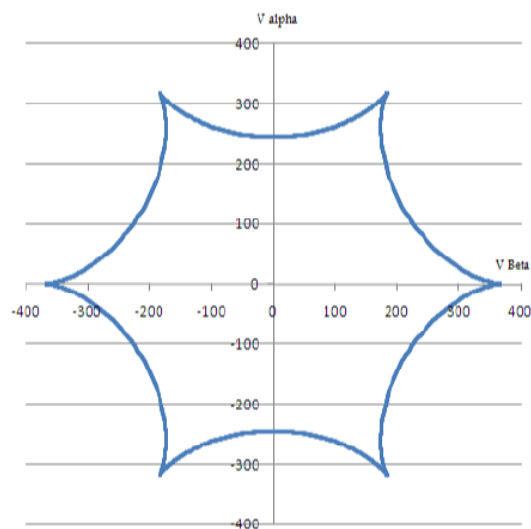
شکل‌های ۲-۱۷ و ۲-۱۸ سیگنال مرجعی را که شامل مولفه اصلی و هارمونیک پنجم آن است در مختصات زمان و صفحه کلارک نشان می‌دهند. شکل‌های ۲-۱۹ و ۲-۲۰ نیز سیگنال مرجع شامل هارمونیک‌های مرتبه سوم و پنجم را به ترتیب در مختصات زمان و صفحه کلارک به نمایش گذاشته‌اند. از مقایسه دو شکل ۲-۱۸ و ۲-۲۰ کاملاً آشکار است که هارمونیک‌های مرتبه سوم در محاسبات مربوط به مکان بردار مرجع و زمان خاموش و روشن شدن کلیدها وارد نمی‌شوند.



شکل ۲-۱۸ ولتاژ مرجع شامل هارمونیک پنجم در مختصات α - β

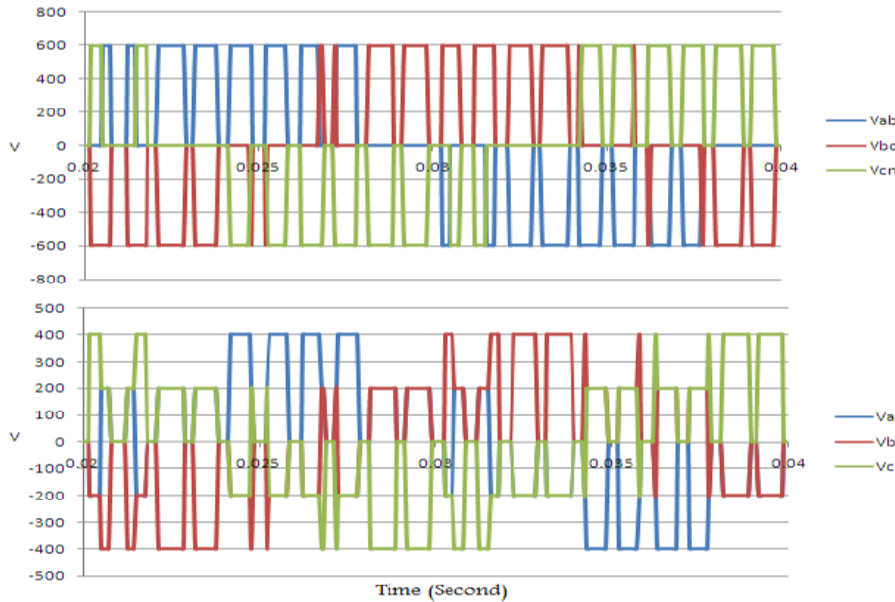


شکل ۲-۱۹ ولتاژ مرجع شامل هارمونیک‌های سوم و پنجم

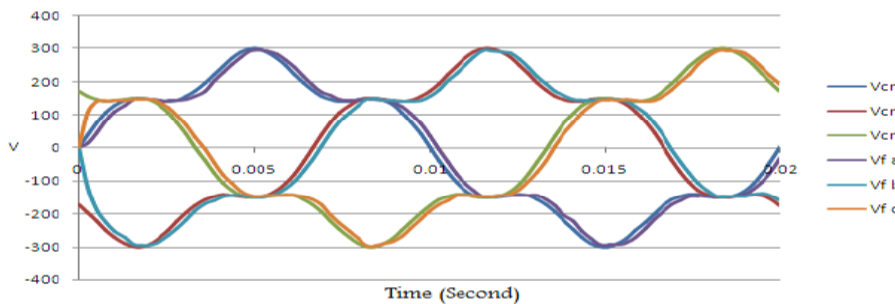


شکل ۲-۲۰ ولتاژ مرجع شامل هارمونیک سوم و پنجم در مختصات α - β

شکل‌های ۲۱-۲ و ۲۲-۲ به ترتیب خروجی‌های حلقه بسته و حلقه باز مبدل اینورتری با روش سویچینگ SVM را نشان می‌دهند.



شکل ۲۱-۲ خروجی حلقه باز مبدل اینورتری با استفاده از روش SVM فرکانس سویچینگ $f_s=500\text{Hz}$

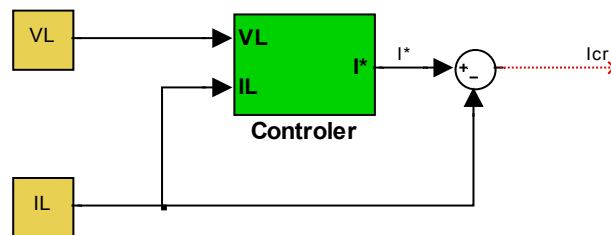


شکل ۲۲-۲ خروجی حلقه بسته مبدل اینورتری با استفاده از روش SVM فرکانس سویچینگ $f_s=20\text{kHz}$

در صورتی که هدف پیاده سازی سیگنال مرجع شامل هارمونیک‌های مرتبه سوم به کمک روش SVM باشد، آنگاه بایستی از ساختار اینورتر چهارسیمه (هشت کلیدی) استفاده کرد. در آن صورت دیگر نمی‌توان تبدیل کلارک را در یک فضای دو بعدی ترسیم کرد و فضای برداری، سه بعدی می‌شود.

۴-۲ فیلترهای اکتیو موازی^۱

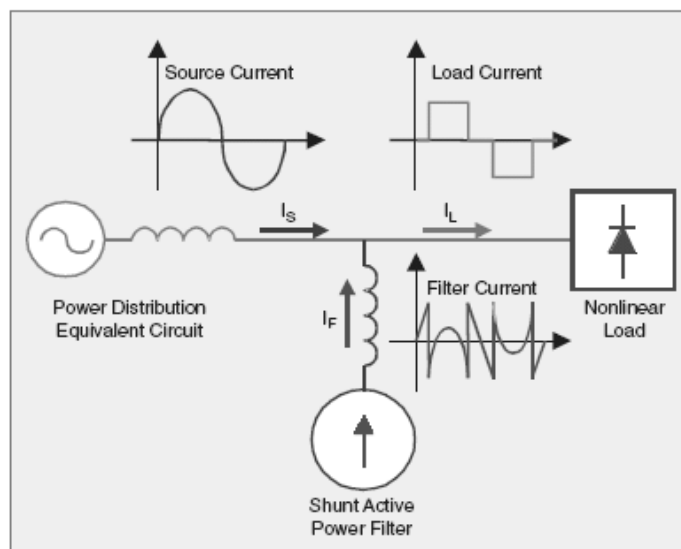
استراتژی کنترل با نمونه‌برداری از جریان و ولتاژ بار، جریان‌های مطلوب منبع را تعیین می‌کند. تفاضل جریان منبع و جریان بار به عنوان جریانی که باید فیلتر اکتیو تولید کند، به سیستم سویچینگ که می‌تواند هر یک از روشهای بخش ۲-۴ باشد، وارد می‌شود. شکل ۲-۲۳ بلوک دیاگرام سیستم استخراج جریان کنترل کننده فیلتر اکتیو موازی را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۲۳ بلوک دیاگرام سیستم استخراج جریان مرجع فیلتر موازی

$$\begin{cases} I_S = I^* \\ I_S = I_{cr} + I_L \end{cases} \Rightarrow I_{cr} = I^* - I_L \quad (14)$$

در حالت ایده‌آل فیلتر اکتیو مانند یک منبع جریان ایده‌آل عمل می‌کند که خروجی آن وابسته به جریان و ولتاژ بار است. نمای کلی فیلتر اکتیو موازی در شکل ۲-۲۴ به نمایش درآمده است.



شکل ۲-۲۴ طرح فیلتر اکتیو موازی

^۱ Shunt Active Filters

جدا از سه یا چهارسیمه بودن اینورتر، گاهی در ساختمان آن از ترانسفورماتور جهت کوپلینگ فیلتر به شبکه استفاده می شود. وجود ترانسفورماتور در کنترل سطح ولتاژ خازن باس DC و نسبت جریان تزریق شونده به شبکه، موثر است. با این حال هزینه فیلتر اکتیو و تلفات آنرا افزایش می دهد.

▪ استراتژی های کنترل

بطور کلی سه استراتژی جهت کنترل فیلتر اکتیو موازی در نظر گرفته شده است:

(۱) جبران کامل هارمونیک ها^۱ PHC

(۲) جبران ضریب توان واحد^۲ UPFC

(۳) جبران توان ثابت^۳ FPC

در ادامه هر یک از این روشها به اختصار ارایه می گردند.

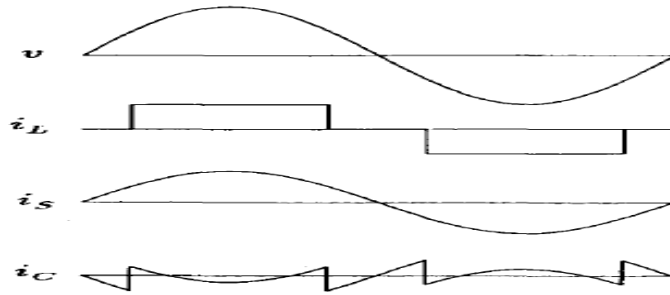
۱-۴-۲ استراتژی جبران کامل هارمونیک ها

در استراتژی جبران کامل هارمونیک های جریانی، سعی بر این است که کلیه جریان های هارمونیک و راکتیو که بار تولید می کند، توسط فیلتر اکتیو جبران گردد و تنها جریان اکتیو مولفه اصلی از منبع کشیده شود. این جریان نیز باید تماماً اکتیو باشد، یعنی توان ظاهری حاصل از جریان مطلوب منبع و مولفه اصلی ولتاژ منبع، با توان اکتیو حاصل از این جریان و مولفه اصلی ولتاژ منبع برابر شود. هنگامی که ولتاژ منبع سینوسی خالص نباشد و شامل چند هارمونیک و زیرهارمونیک باشد، جریان کاملاً سینوسی با سایر هارمونیک های ولتاژ، توان غیر اکتیوی تولید می کند که موجب کاهش ضریب توان منبع که یکی از پارامترهای کیفیت توان است می گردد. در شکل ۲-۲۵ نحوه کار این روش تحت شرایط ولتاژ کاملاً سینوسی منبع نشان داده شده است [12].

¹ Perfect Harmonics Compensation

² Unit Power Factor Compensation

³ Fix Power Controller



شکل ۲-۲۵ استراتژی کنترل جریان سینوسی

در روش کنترل جریان کامل هارمونیکی، لازم است کلیه توان‌های اکتیو نوسانی مربوط به ولتاژها و جریان‌های هارمونیکی، جریان مولفه صفر و تمام توان غیر اکتیو سیستم جبران گردد^۱.

$$P'_{\alpha\beta} = V_{\alpha}I_{\alpha} + V_{\beta}I_{\beta} - (V_{\alpha 1}I_{\alpha 1} + V_{\beta 1}I_{\beta 1}) \quad (15)$$

$$P'_{\alpha\beta} \xrightarrow{\text{Highpass Filter}} \tilde{P}_{\alpha\beta} \quad (16)$$

$$q = V_{\alpha}I_{\beta} - V_{\beta}I_{\alpha} \quad (17)$$

از رابطه (۱۶) می‌توان دریافت که استراتژی کنترل به ابزاری جهت تشخیص ولتاژ توالی مثبت ولتاژ و جریان فرکانس پایه نیاز دارد. در ادامه بلوک دیاگرام سیستم تشخیص توالی مثبت PSD^۲ ولتاژ که در ساختمان آن از یک حلقه قفل فاز PLL^۳ جهت تعیین فرکانس مولفه اصلی استفاده شده، آمده است. برای تشخیص جریان مولفه اصلی بار نیز از تبدیل فوریه کمک گرفته شده است.

سیستم تشخیص مولفه توالی مثبت PSD ۱-۱-۴-۲

بلوک دیاگرام این سیستم در شکل ۲-۲۶ آمده است. در این سیستم با بهره‌گیری از یک PLL که در ادامه در مورد آن بحث خواهد شد، فرکانس اصلی ولتاژ تشخیص داده شده و یک جریان مجازی مرجع در مختصات α - β سنکرون با فاز خروجی PLL ایجاد می‌گردد. توان‌های محاسبه شده در مختصات α - β دارای مقداری نوسانی است که متوسط آنها، توان حاصل از جریان مجازی مرجع و

^۱ به تئوری توان‌های لحظه‌ای در ضمیمه پایان‌نامه مراجعه شود

^۲ Positive Sequence Detector

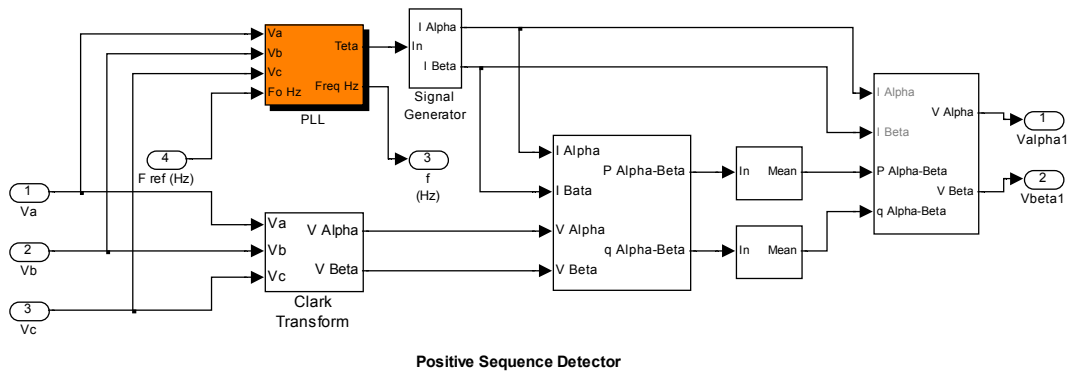
^۳ Phase Lock Loop

ولتاژهای توالی مثبت منبع است. با جداسازی توان‌های متوسط و محاسبه عکس رابطه توان‌های لحظه‌ای در مختصات کلارک، ولتاژهای پایه توالی مثبت در این مختصات بدست می‌آیند.

$$\begin{cases} P_{\alpha\beta} = V_{\alpha} I_{\alpha 1} + V_{\beta} I_{\beta 1} \\ q = V_{\alpha} I_{\beta 1} - V_{\beta} I_{\alpha 1} \end{cases} \quad (18)$$

$$\begin{cases} P_{\alpha\beta} = \overline{P_{\alpha\beta}} + \widetilde{P_{\alpha\beta}} \\ q_{\alpha\beta} = \overline{q_{\alpha\beta}} + \widetilde{q_{\alpha\beta}} \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} = \frac{2}{i_{\alpha 1}^2 + i_{\beta 1}^2} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} & i_{\beta 1} \\ i_{\beta 1} & -i_{\alpha 1} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \overline{P_{\alpha\beta}} \\ \overline{q} \end{bmatrix} \quad (20)$$



شکل ۲-۲۶ بلوک دیاگرام مدار تشخیص توالی مثبت ولتاژ

حلقه قفل فاز PLL ۲-۱-۴-۲

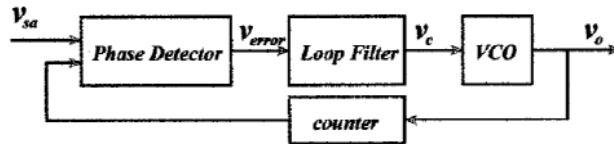
پربکاربردترین مدار مورد استفاده در این سیستم، به صورت کلاسیک متشکل از یک تشخیص دهنده فاز^۱ PD، یک فیلتر پایین‌گذر^۲ LPF و یک اسیلاتور کنترل شده با ولتاژ^۳ VCO است که در یک حلقه بسته قرار می‌گیرند (شکل ۲-۲۷). اساس کار به این شکل است که سیگنال خروجی VCO در سیگنال ورودی ضرب شده دو شکل موج با فرکانس‌های مجموع و تفاضل فرکانس‌های اصلی به وجود می‌آوردند. خروجی از یک فیلتر پایین‌گذر عبور داده می‌شود و به عنوان ورودی VCO به آن وارد می‌شود. این کار در صورتی که فرکانس مورد نظر در نزدیکی فرکانس مرکزی VCO باشد ادامه پیدا

¹ Phase Detector

² Low pass Filter

³ Voltage Controlled Oscillator

کرده و سرانجام حلقه بر روی این فرکانس قفل شده و خروجی VCO یک سینوسی با فرکانس پایه ورودی می‌شود [13].



شکل ۲-۲۷ حلقه قفل فاز متداول PLL

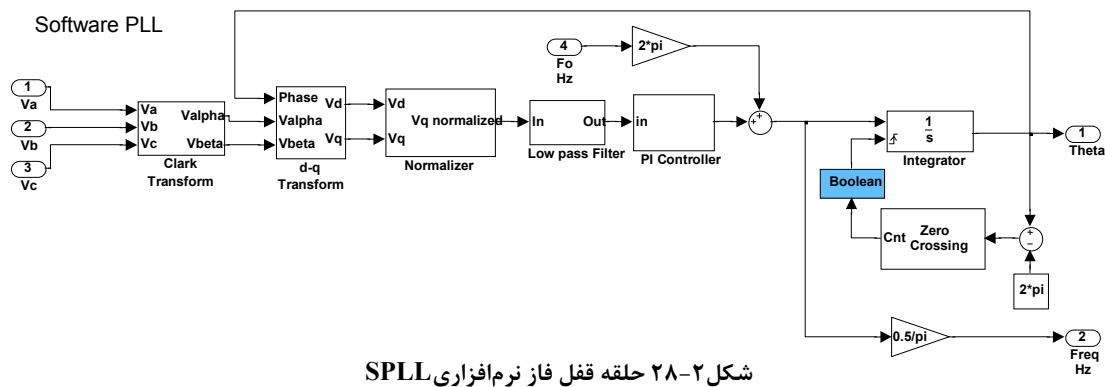
مرجع [13] یک حلقه قفل فاز معرفی و آنرا حلقه قفل فاز نرم‌افزاری^۱ SPLL می‌نامد. در این حلقه مشکلات مربوط به حلقه قفل فاز متداول رفع شده است، اگرچه به نسبت مدار پیچیده تری دارد. این سیستم بر پایه تبدیل dq طراحی شده و مورد استفاده قرار گرفته است. تبدیل $d-q$ یک تبدیل از دستگاه سه فاز به یک دستگاه دو بعدی گردان با سرعت ω است. اگر ω برابر فرکانس زاویه‌ای ولتاژ شبکه باشد، مؤلفه‌های d و q مقادیر ثابت خواهند داشت. شکل ۲-۲۸ بلوک دیاگرام حلقه قفل فاز نرم‌افزاری را نشان می‌دهد.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (21)$$

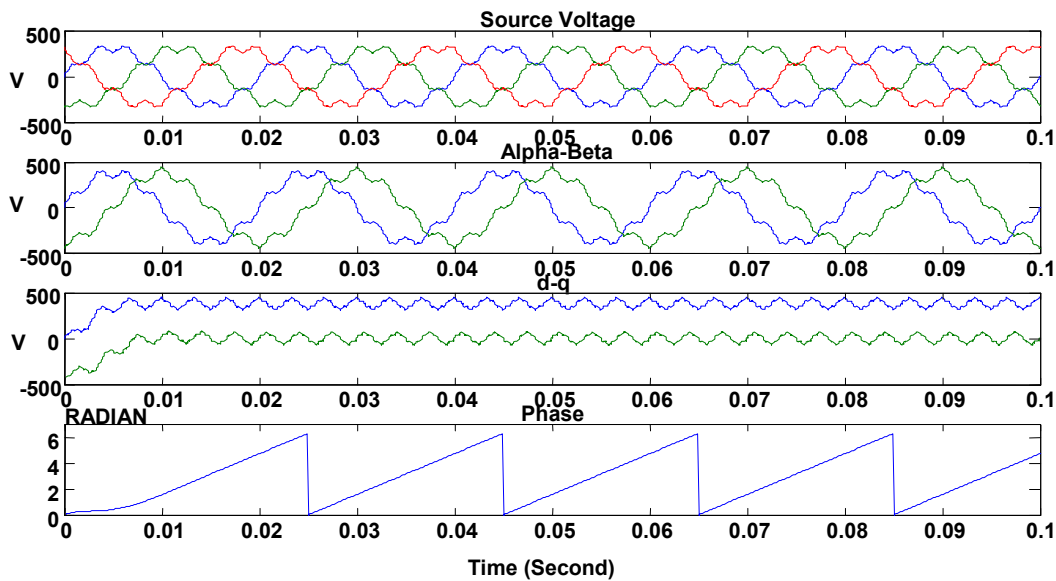
$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (22)$$

این حلقه در ازای فرکانس‌های مرکزی متفاوت، ورودی‌های متعادل، نامتعادل و با محتوای هارمونیک کاملاً متفاوت آزموده شده و نشان می‌دهد که در همه شرایط، فرکانس پایه ولتاژ را رهگیری می‌کند. قابل ذکر است که به ازای تغییر فرکانس مرکزی، شیفت فاز خروجی PLL مشاهده می‌گردد و در صورتی که برابر فرکانس پایه انتخاب شود، شیفت فاز به اندازه $\frac{\pi}{2}$ می‌گردد.

¹ Software Phase Lock Loop

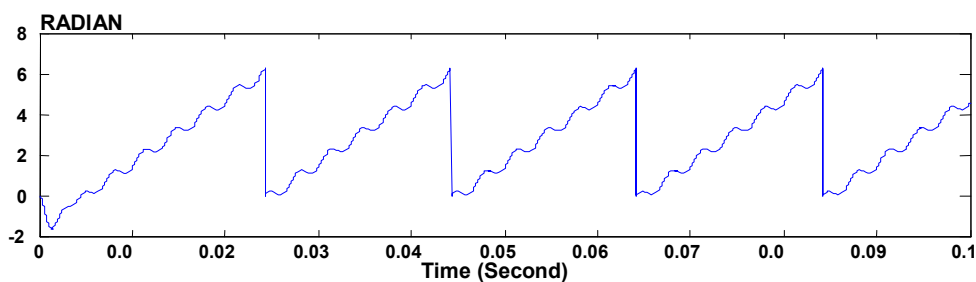


شکل ۲-۲۸ حلقه قفل فاز نرم افزاری SPL



شکل ۲-۲۹ خروجی های حلقه قفل فاز کند

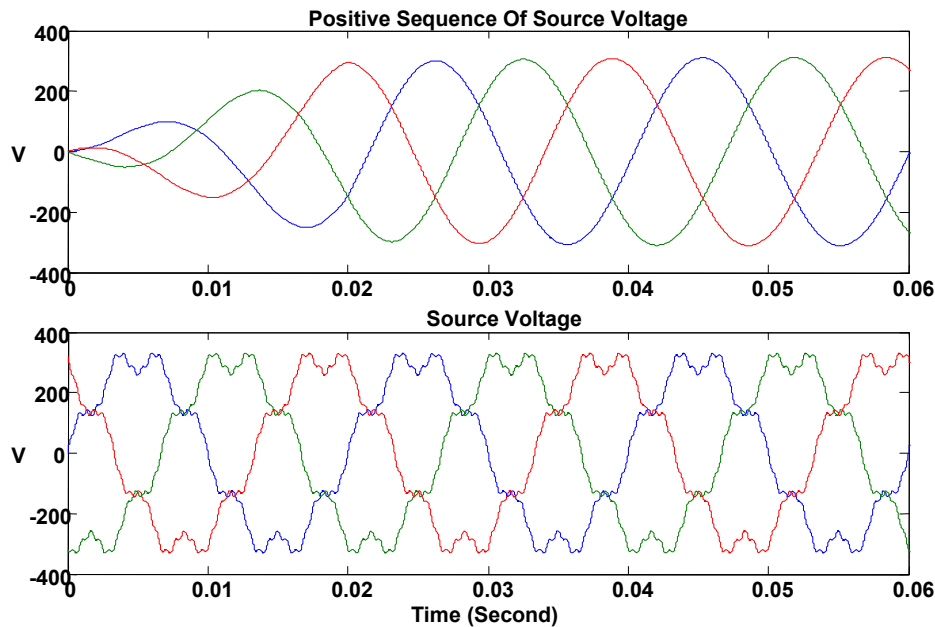
مقادیر مربوط به کنترل کننده PI، کند یا سریع بودن همگرایی حلقه را تعیین می‌کنند. به نظر می‌رسد یک حلقه کند که اثرات هارمونیک‌ها را به خوبی حذف می‌کند، بهتر از سیستم سریعی است که اثر هارمونیک‌ها در فاز خروجی دیده می‌شود. شکل‌های ۲-۲۹ و ۲-۳۰ به ترتیب، خروجی‌های حلقه قفل فاز کند و سریع را به نمایش گذاشته‌اند.



شکل ۲-۳۰ خروجی فاز حلقه قفل فاز سریع

شکل ۲-۳۱ خروجی سیستم تشخیص دهنده توالی مثبت را به ازای حلقه قفل فاز کند نشان می-

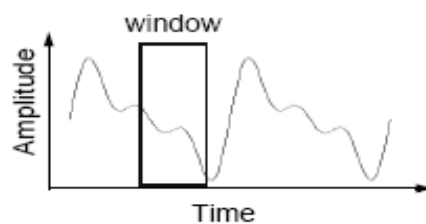
دهد.



شکل ۲-۳۱ ورودی (پایین) و خروجی (بالا) سیستم تشخیص توالی مثبت PSD

۳-۱-۴-۲ تبدیل فوریه^۱ FFT به کمک پنجره لغزان^۲

در این فصل از تبدیل فوریه جهت استخراج جریان فرکانس پایه استفاده شده است. در فصل‌های بعد از این روش جهت تعیین طیف هارمونیک سیگنال جریان و ولتاژ استفاده شده است. این روش از تکنیک پنجره لغزان (شکل ۲-۳۲) در محاسبه تبدیل فوریه استفاده می‌کند [14].



شکل ۲-۳۲ تکنیک پنجره لغزان

¹ Fast Furrier Transform

² Moving Window

برای یک شکل موج قراردادی $x(t)$ با پهنای باند محدود، با پریود T_{period} و شامل هارمونیکهای فرد که از ω تا $(\omega \cdot N_{max})$ تغییر می کند، سری فوریه به صورت زیر قابل نوشتن است:

$$x(t) = \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ odd}}}^{N_{max}} A_i \cos(i\omega t) + B_i \sin(i\omega t) \quad (23)$$

که

$$A_i = \frac{2}{T_{period}} \int_0^{T_{period}} x(t) \cos(i\omega t) dt \quad (24)$$

و

$$B_i = \frac{2}{T_{period}} \int_0^{T_{period}} x(t) \sin(i\omega t) dt \quad (25)$$

این روابط با تبدیل به زمان گسسته، با فاصله زمانی ثابت τ و با تعداد نقاط N_{points} در هر سیکل به شکل زیر درخواهند آمد:

$$x(k\tau) = \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ odd}}}^{N_{max}} A_i \cos(i\omega k\tau) + B_i \sin(i\omega k\tau) \quad (26)$$

که $k = 0, 1, 2, \dots, (N_{points} - 1)$ و $\tau = \frac{T_{period}}{N_{points}}$ و مشابهها روابط زیر بدست می آید:

$$A_i = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=0}^{N_{points}-1} x(j\tau) \cos(i\omega j\tau) \quad (27)$$

و

$$B_i = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=0}^{N_{points}-1} x(j\tau) \sin(i\omega j\tau) \quad (28)$$

روابط بالا بدلیل دارا بودن شرط شروع از نقطه اولیه ($j=0$) یعنی یک زمان ثابت، همچنان مشکل حجم محاسبات را دارند. در تحلیل فوریه با پنجره لغزان، نقطه شروع همواره با رسیدن به لحظه

جدید، یکی به جلو می رود. به این ترتیب روابط جدیدی به صورت زیر حاصل می گردد. (j از $N_{current}$ تا $N_{points}-1$ جابجا می شود).

$$A_i = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=N_{current}}^{N_{points}+N_{current}-1} x(j\tau) \cos(i\omega j\tau) \quad (29)$$

$$B_i = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=N_{current}}^{N_{points}+N_{current}-1} x(j\tau) \sin(i\omega j\tau) \quad (30)$$

تصحیح ایجاد شده با توجه به حجم محاسبات بالای مورد نیاز، برای هر هارمونیک مناسب نیست. مؤلفه اصلی $x_1(k\tau)$ به صورت رابطه ۳۱ است:

$$x_1(k\tau) = A_1 \cos(\omega k\tau) + B_1 \sin(\omega k\tau) \quad (31)$$

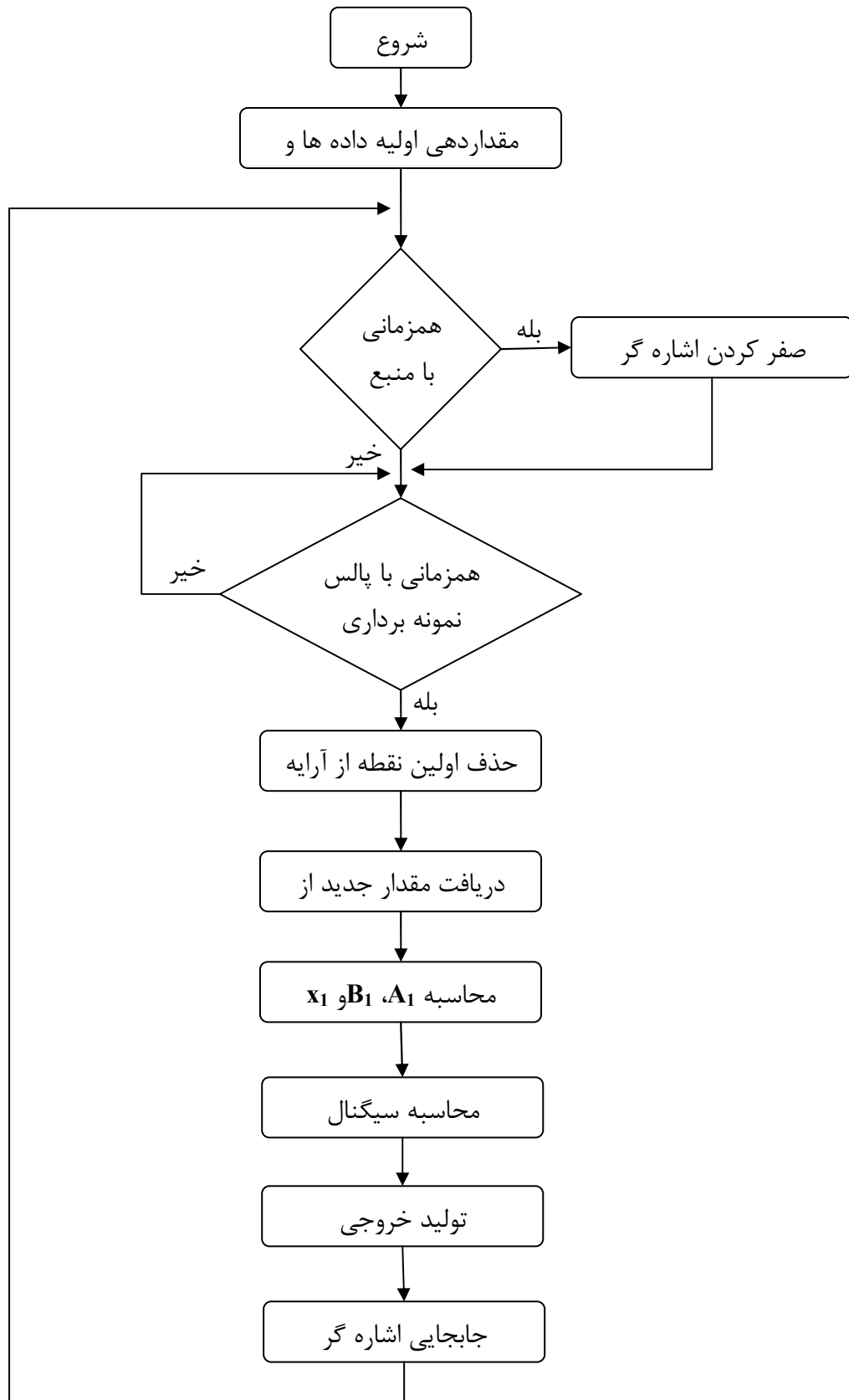
و ضرایب سری فوریه برای روش پنجره لغزان اینگونه تعریف می شوند:

$$A_1 = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=N_{current}}^{N_{points}+N_{current}-1} x(j\tau) \cos(\omega j\tau) \quad (32)$$

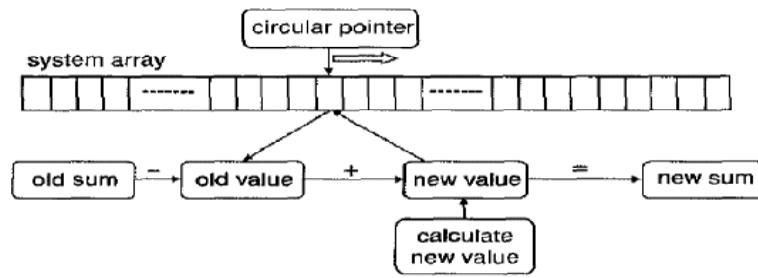
9

$$B_1 = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=N_{current}}^{N_{points}+N_{current}-1} x(j\tau) \sin(\omega j\tau) \quad (33)$$

برای بدست آوردن مقادیر لحظه ای سیگنال مطلوب به صورت زمان واقعی، مقادیر A_1 و B_1 باید در هر لحظه مشخص باشند. لذا باید محاسبات ۳۲ و ۳۳ در هر لحظه نمونه برداری انجام گیرند که این مساله زمانبر است. روش بهتر برای حل مشکل زمان محاسبه، استفاده از آرایه هاست. در واقع ضرایب معادلات ۳۲ و ۳۳ در دو آرایه یک بعدی قرار می گیرند. کافی است در هر بار محاسبه A_1 و B_1 ، اندازه اولین نمونه سیگنال از مقدار قبلی A_1 و B_1 ، کسر شود و اندازه جدیدترین نمونه به آن اضافه شود تا مقدار جدید A_1 و B_1 حاصل شود. این عملیات در شکل ۲-۳۳ آمده است. به این ترتیب در محاسبه A_1 و B_1 تنها یک تفاضل، یک عمل جمع و یک عمل ضرب وجود خواهد داشت و زمان محاسبات به شدت کاهش می یابد. فلوجارت روش بهبود یافته پنجره لغزان در ادامه آمده است.

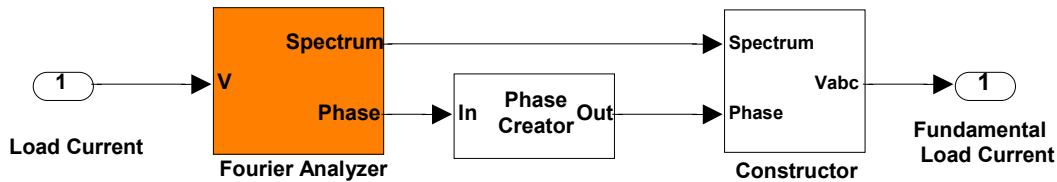


شکل ۲-۳۳ بلوک دیاگرام تبدیل فوریه با استفاده از پنجره لغزان

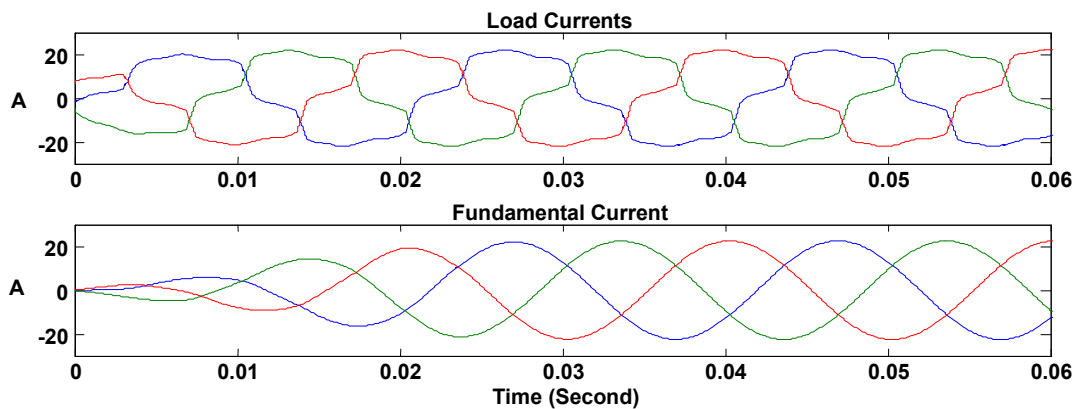


شکل ۲-۳۴ اجرای تبدیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان

شکل ۲-۳۳ بلوک دیاگرام پنجره لغزان مورد استفاده در استخراج هارمونیک اصلی جریان بار نشان می‌دهد و در شکل ۲-۳۵ جریان یک مجموعه بار شامل یک بار سویچینگ و یک بار خطی و مولفه فرکانس پایه آن نشان داده است.



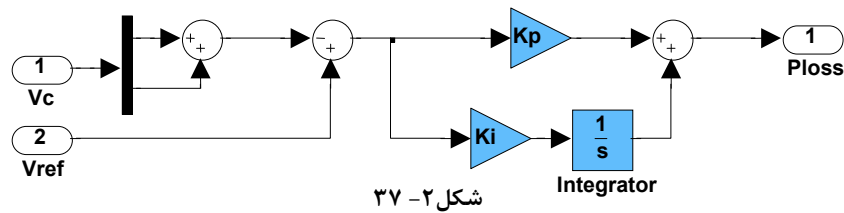
شکل ۲-۳۵



شکل ۲-۳۶ فرکانس پایه استخراج شده به کمک تبدیل فوریه و پنجره لغزان

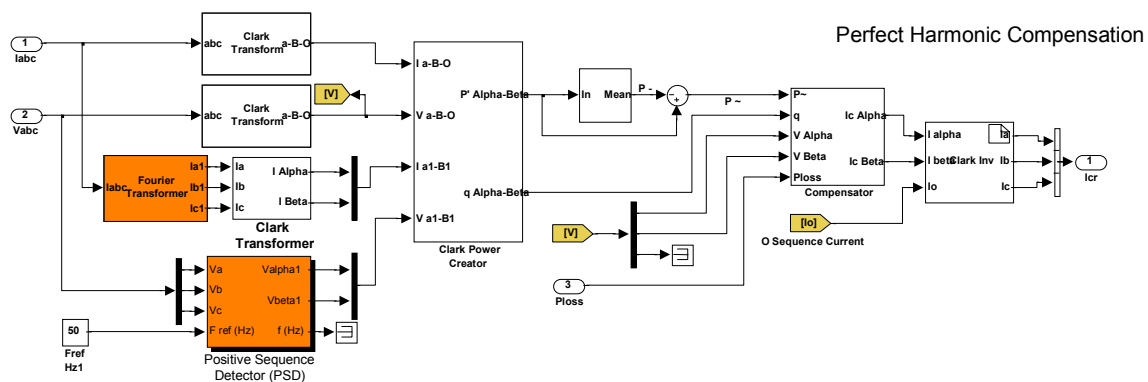
۴-۱-۴-۲ کنترل ولتاژ باس DC

برای این منظور از یک کنترل کننده PI استفاده می‌شود که ولتاژ باس DC را با یک سطح مرجع، مقایسه می‌کند و خروجی آن به عنوان تلفات با توان اکتیو سیستم جمع شده و در محاسبه جریان مطلوب منبع وارد می‌گردد. شکل ۲-۳۶ بلوک دیاگرام این سیستم را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۳۷

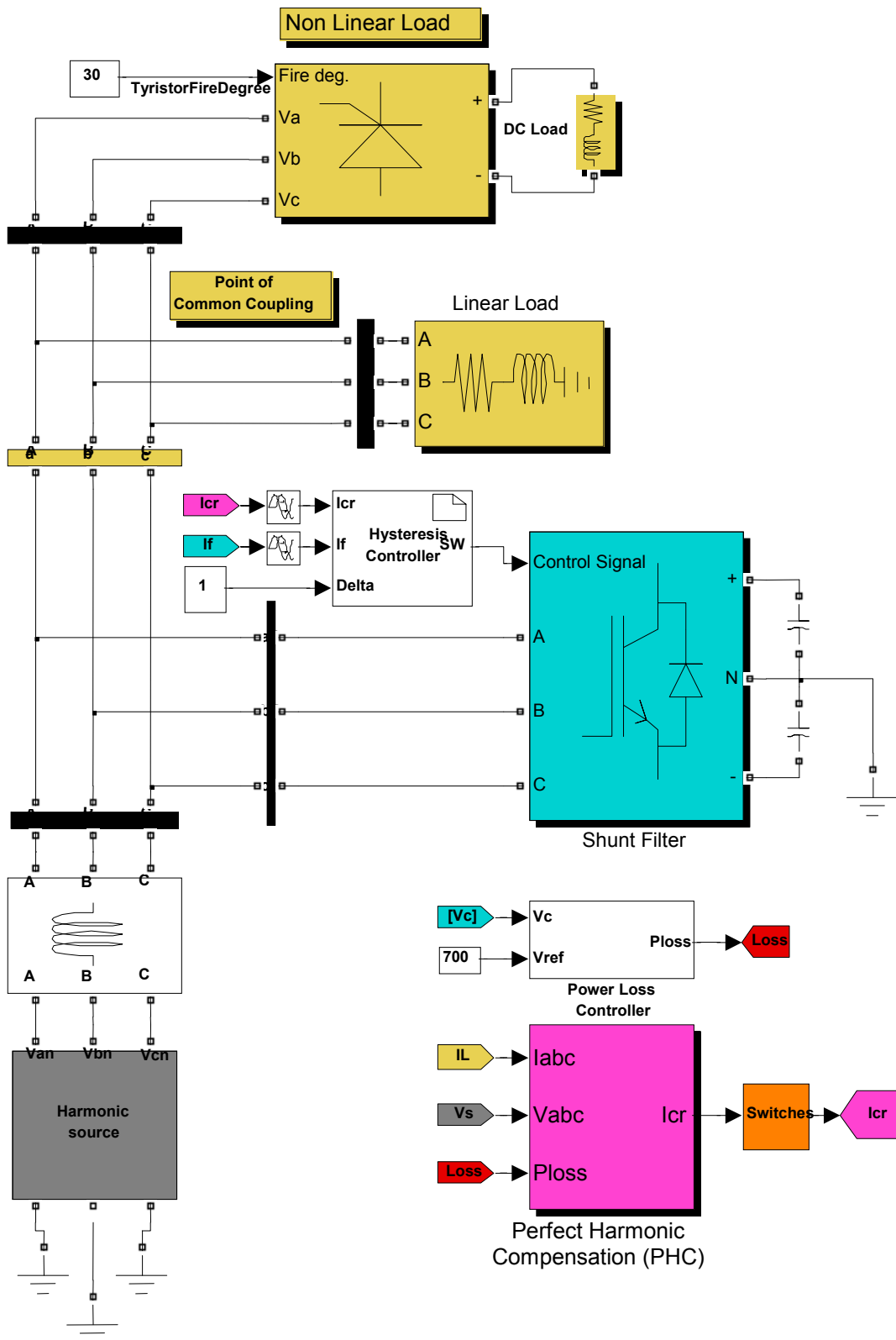
توان‌های لحظه‌ای مختصات α - β با استفاده از جریان مولفه پایه (خروجی پنجره لغزان)، ولتاژ توالی مثبت (خروجی PSD) و سیگنال خروجی کنترلی ولتاژ باس DC و با کمک روابط ۱۵ تا ۱۷ قابل محاسبه‌اند. بلوک دیاگرام شکل ۲-۳۸ سیستم کنترلی جبران کامل هارمونیک‌ها PHC را نشان می‌دهد. شکل ۲-۳۹ بلوک دیاگرام یک سیستم بهبود یافته به کمک فیلتر موازی و سیستم کنترلی PHC را نشان می‌دهد.



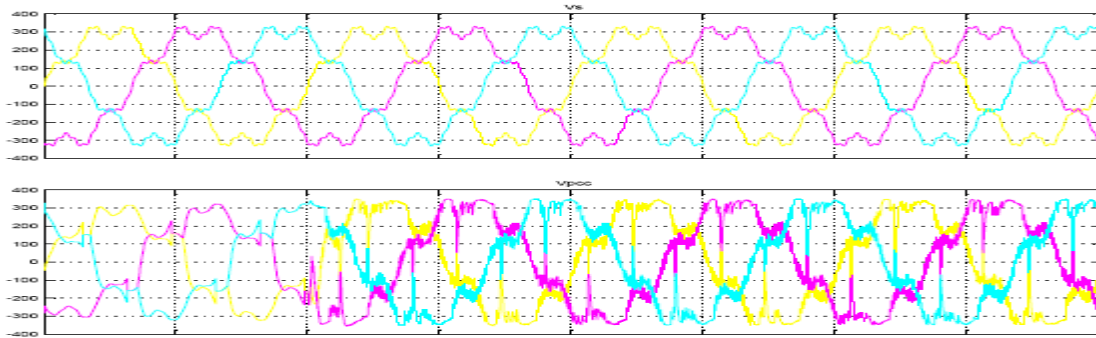
شکل ۲-۳۸ سیستم PHC

۵-۱-۴-۲ شبیه سازی

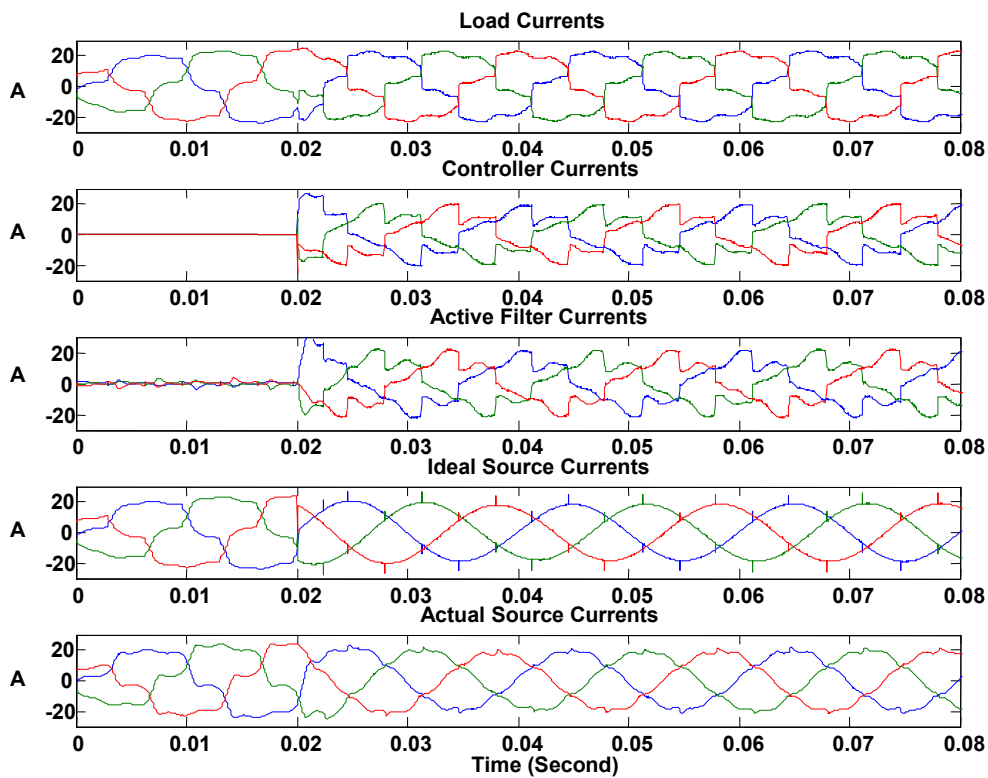
در ادامه بلوک دیاگرام یک سیستم قدرت (شکل ۲-۳۹) متشکل از یک منبع تغذیه هارمونیک و امپدانس نسبتاً بزرگ سری با آن، یک مجموعه بار شامل بار خطی و بار الکترونیک قدرت متصل به نقطه اتصال مشترک PCC و یک فیلتر اکتیو موازی آمده است. از این فیلتر اکتیو جهت جبران PHC مجموعه بارهای موجود استفاده می‌شود و سعی شده است که جبران‌سازی از دید منبع ولتاژ انجام گیرد.



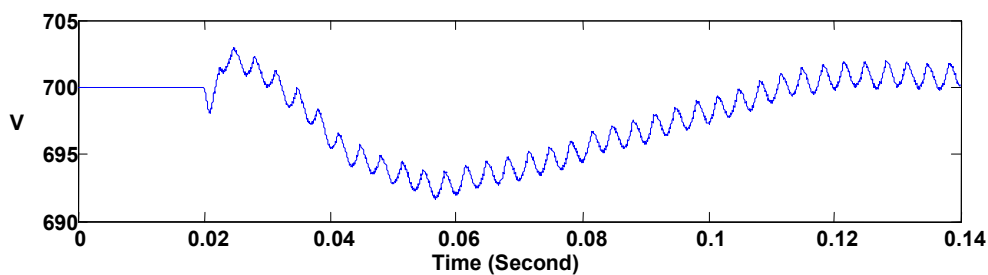
شکل ۲-۳۹ سیستم نمونه‌ای شبیه‌سازی کارکرد PHC فیلتر اکتیو موازی



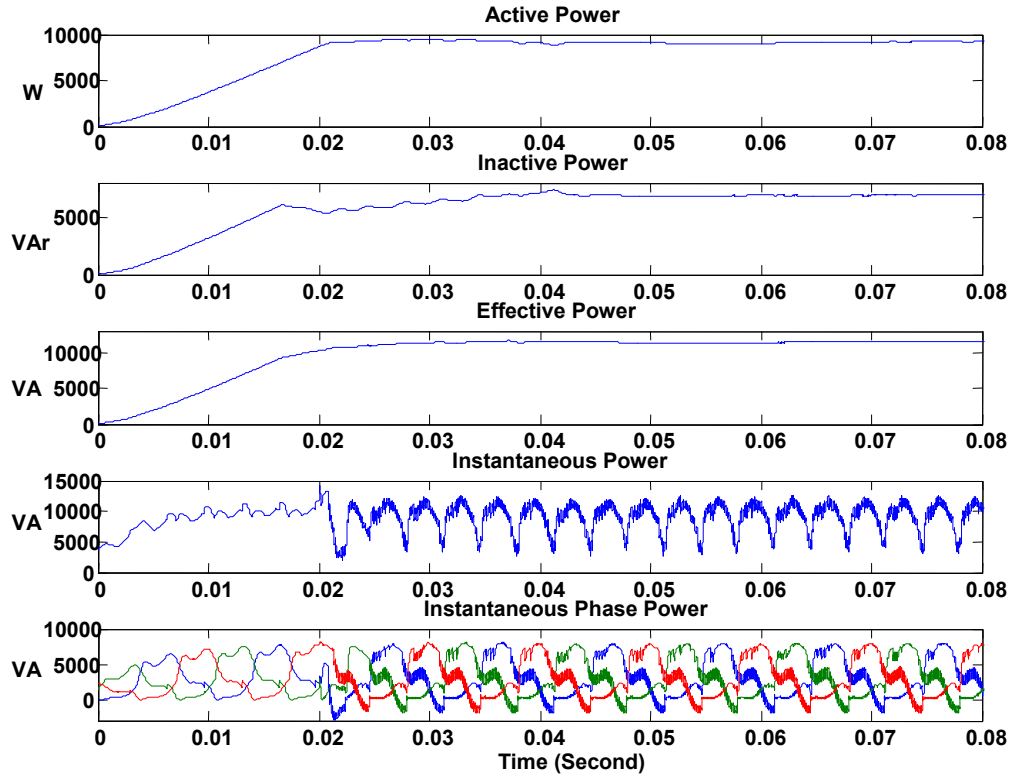
شکل ۲-۴۰ ولتاژهای منبع Vs و نقطه اتصال مشترک Vpcc



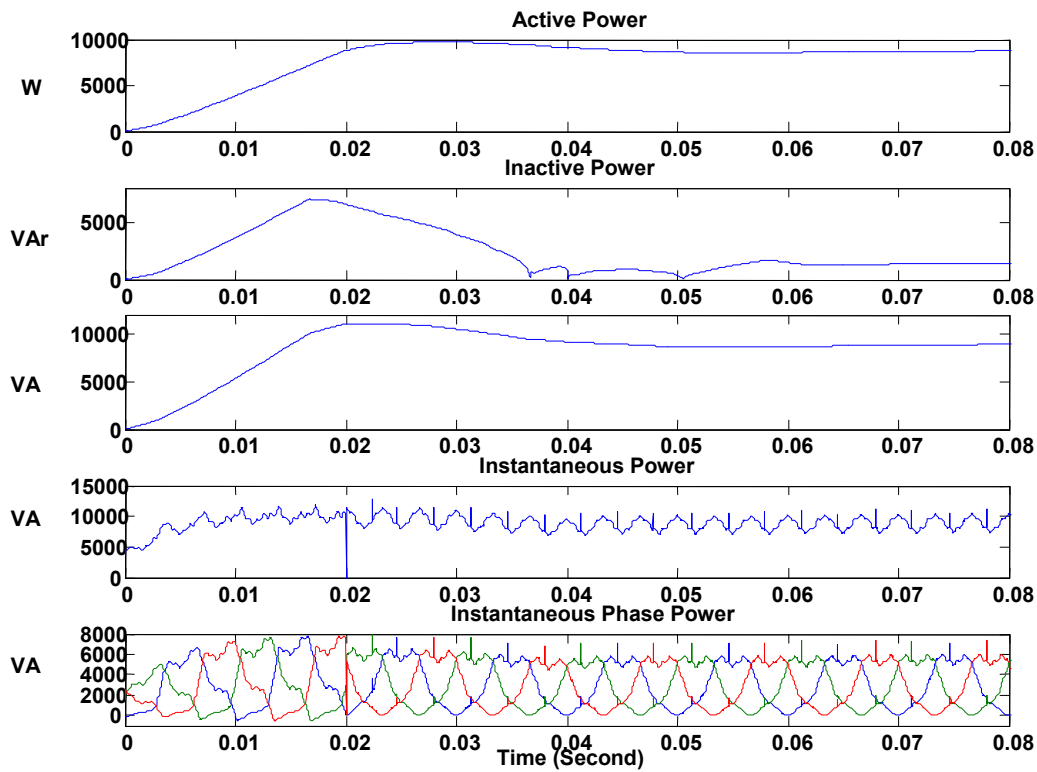
شکل ۲-۴۱ جریان‌های سیستم قبل و بعد از جبران‌سازی



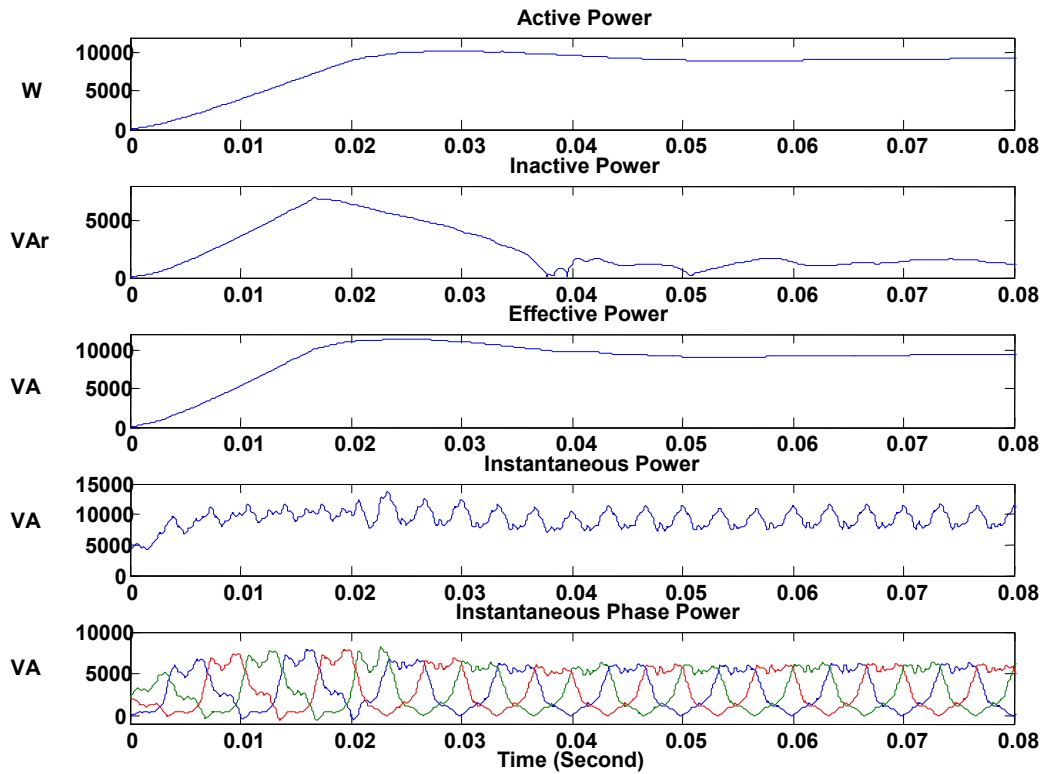
شکل ۲-۴۲ ولتاژ باس DC پس از استفاده از PI Controller به عنوان تثبیت کننده ولتاژ



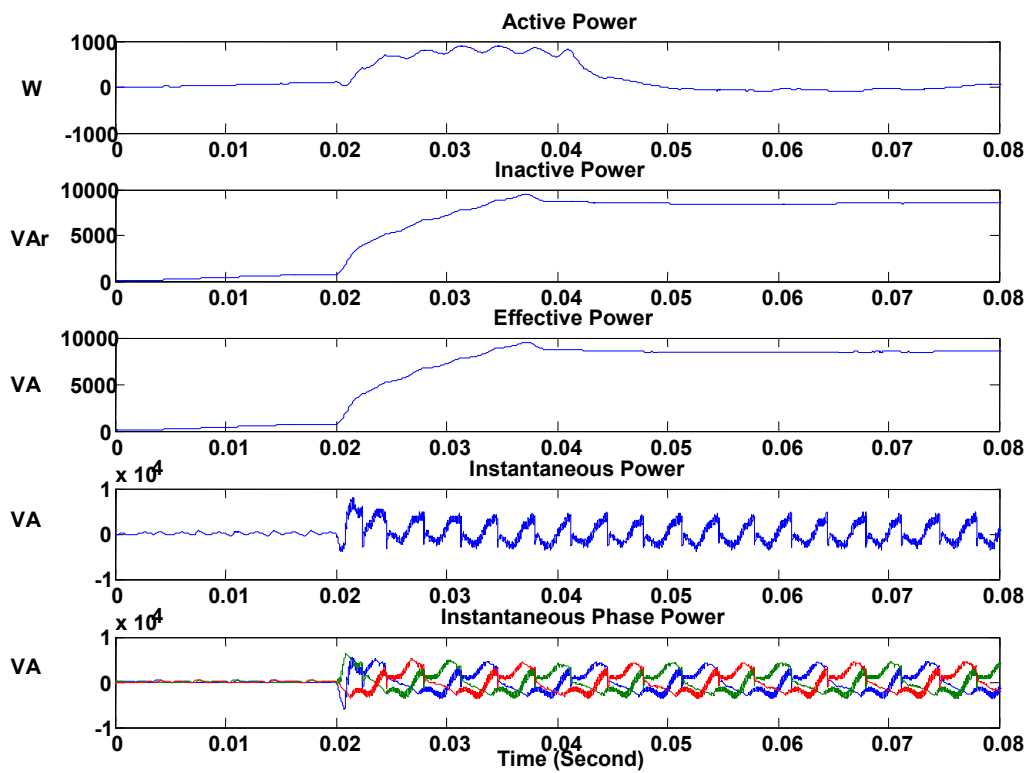
شکل ۲-۴۳ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو مجموعه بار



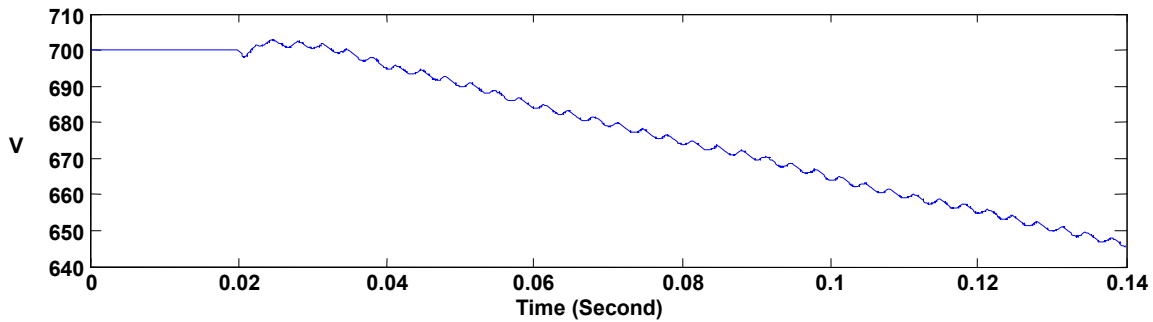
شکل ۲-۴۴ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو منبع ولتاژ



شکل ۲-۴۵ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو منبع ولتاژ



شکل ۲-۴۶ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو فیلتر اکتیو



شکل ۲-۴۷ ولتاژ باس DC بدون استفاده از PI Controller

شبیه سازی در محیط MATLAB/SIMULINK انجام شده و نتایج آن در شکل های ۲-۳۹ تا ۲-۴۶ آمده است. شکل ۲-۴۷ ولتاژ باس DC را در حالتی که کنترلی بر روی ولتاژ باس DC وجود ندارد به نمایش گذاشته اند. افت ولتاژ باس DC در مقایسه با شکل ۲-۴۲ کاملاً مشهود است.

۲-۴-۲ استراتژی جبران ضریب توان واحد UPFC

در این روش، مجموعه بار و فیلتر اکتیو به صورت یک بار مقاومتی از منبع دیده می شوند. این مجموعه، توان اکتیوی از منبع می کشند که مقدار متوسط آن برابر با مقدار متوسط توان اکتیو بار است. در واقع فیلتر اکتیو، تمام توان غیر اکتیو لحظه ای بار را جبران می کند. این مسئله مستلزم کشیده شدن جریانی مشابه ولتاژ منبع از منبع است و در صورت هارمونیک بودن این ولتاژ، جریان هارمونیک از منبع کشیده می شود. به همین دلیل در شرایط غیر سینوسی بودن ولتاژ منبع، موجب تحمیل جریان هارمونیک به شبکه و منبع می گردد.

$$I_s^* = \psi_s^* V_s \quad (33)$$

$$P = \int_0^{2\pi} I_s^* \times V_s d\varphi = \int_0^{2\pi} I_L \times V_s d\varphi \quad (34)$$

$$V_s(t) = \sum_{i=1}^{\infty} V_i \sin(2\pi f t i + \varphi_i) \quad (35)$$

$$V_{s_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} V_i^2} \quad (36)$$

$$P = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{\infty} (V_{s_i} \times I_{s_i}^*) \quad (37)$$

$$P = I_s^2 \times V_s = \psi_o^* V_s^2 = \sum_{i=1}^{\infty} (\psi_o^* \times \frac{V_i^2}{2}) = \frac{\psi_o^*}{2} \sum_{i=1}^{\infty} V_i^2 \quad (38)$$

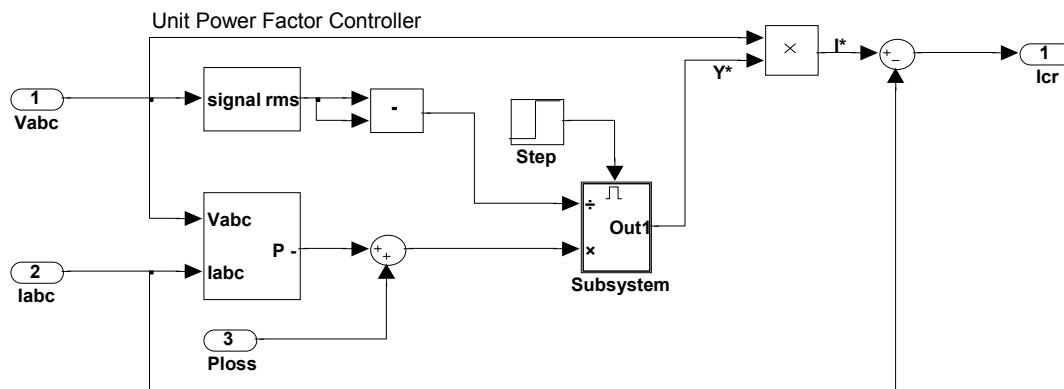
از روابط (۳۶)، (۳۷) و (۳۸) رابطه توان اکتیو به شکل زیر در خواهد آمد:

$$P = \psi_o^* V_{s,rms}^2 \quad (39)$$

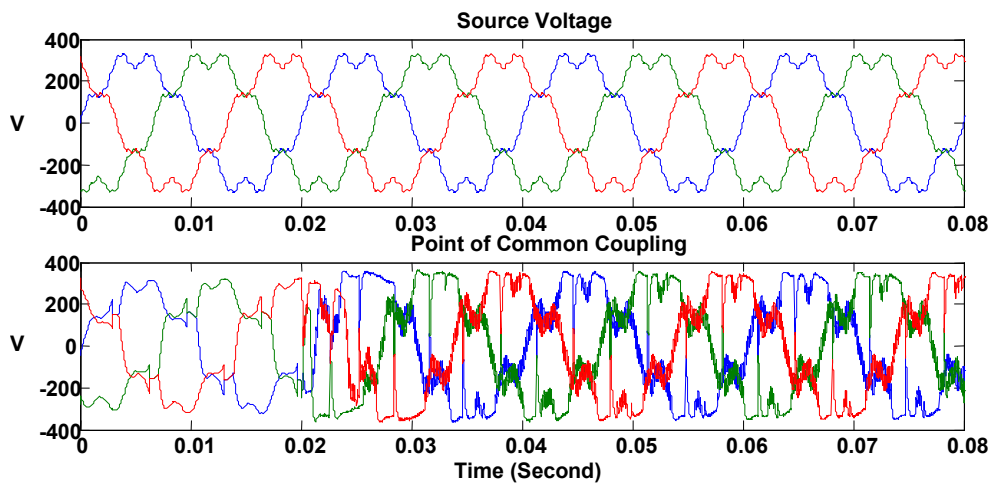
$$\psi_o^* = \frac{P}{V_{s,rms}^2} \quad (40)$$

■ شبیه سازی

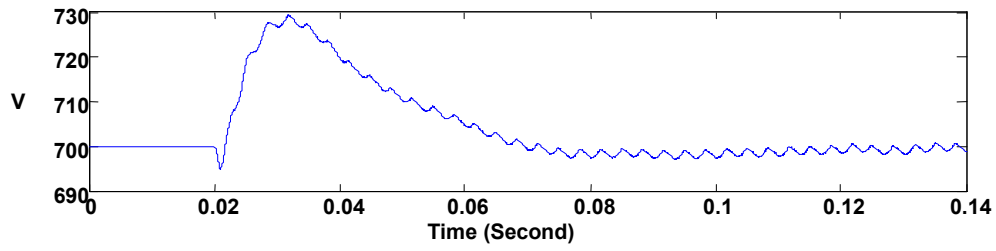
در شکل ۲-۴۸ بلوک دیاگرام سیستم کنترل UPFC آمده است. مشابه روش بخش ۲-۴-۱، سیگنال کنترل سطح ولتاژ باس DC با توان اکتیو متوسط بار جمع می‌شود. شکل‌های ۲-۴۹ تا ۲-۵۵ نتایج شبیه سازی سیستم قدرت شکل ۲-۳۹ را به روش کنترل ضریب توان واحد نشان می‌دهند.



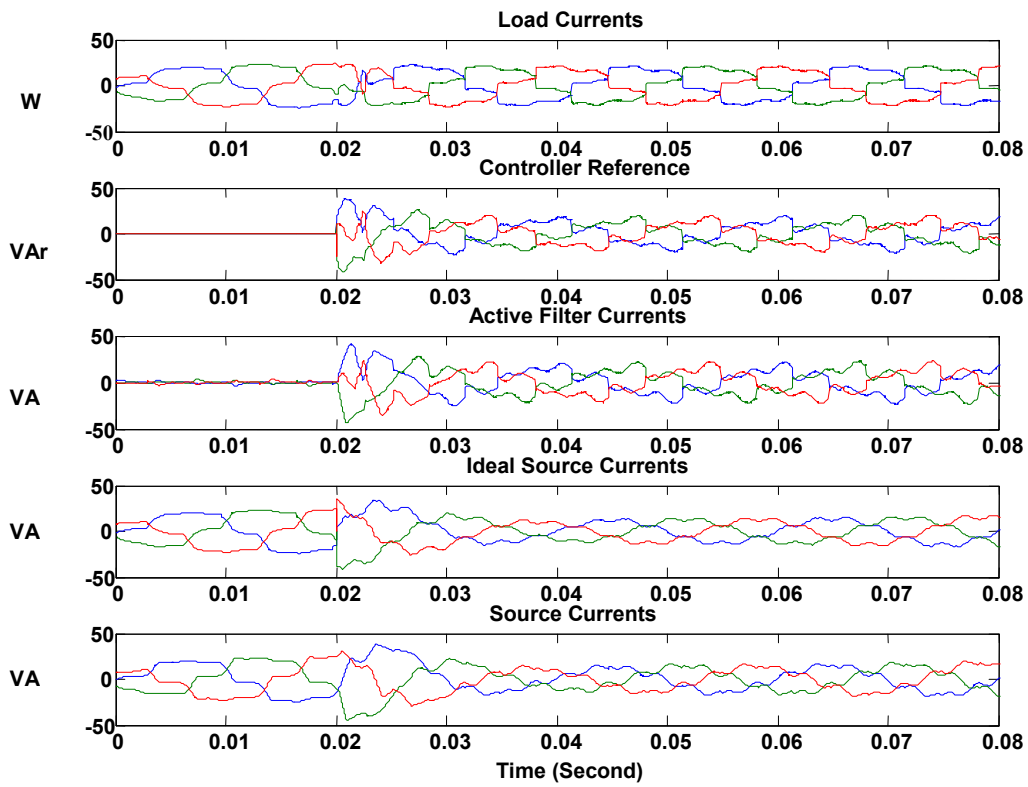
شکل ۲-۴۸



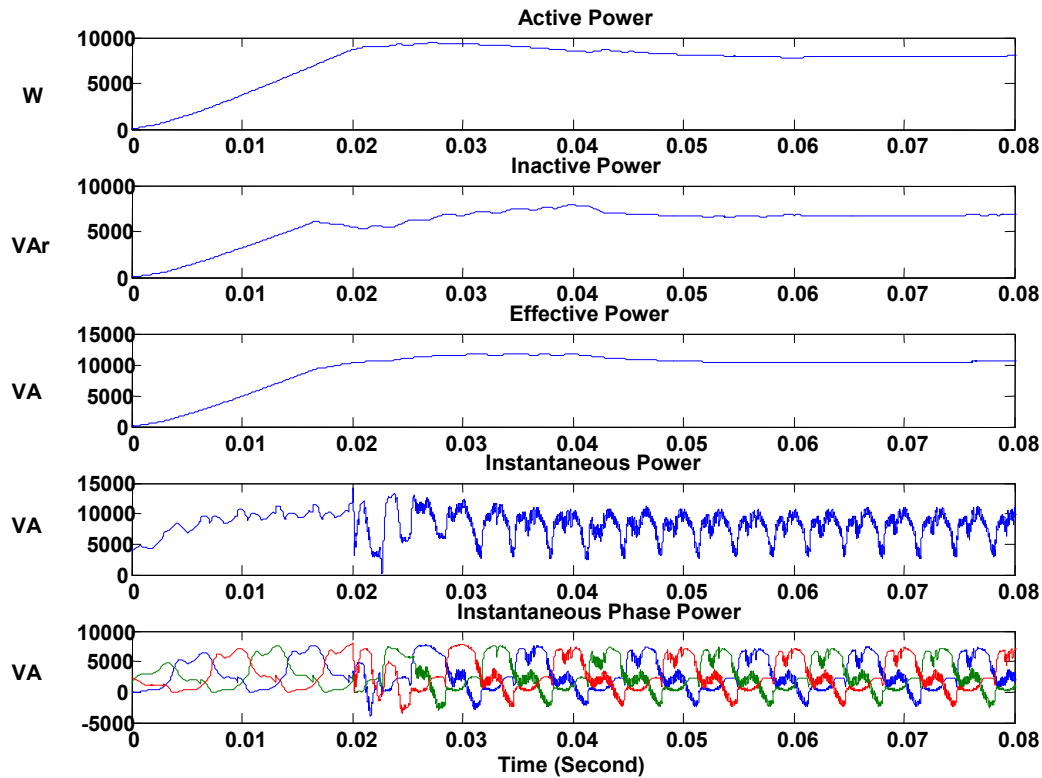
شکل ۲-۴۹ ولتاژهای منبع و بار



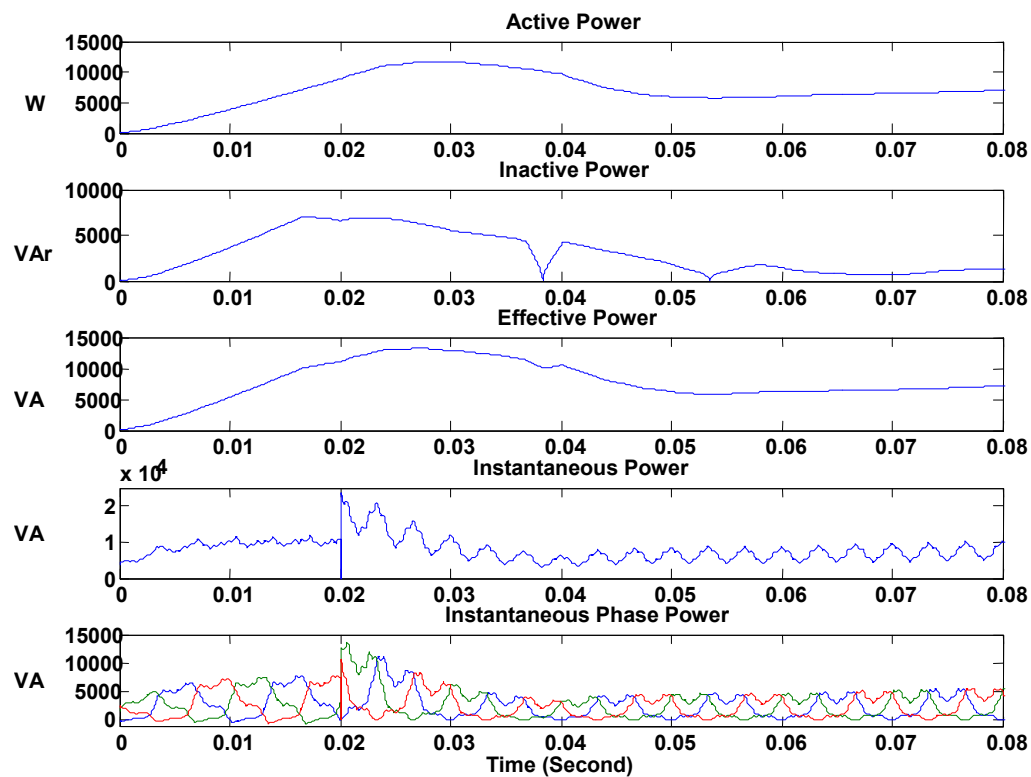
شکل ۲-۵۰ ولتاژ باس DC



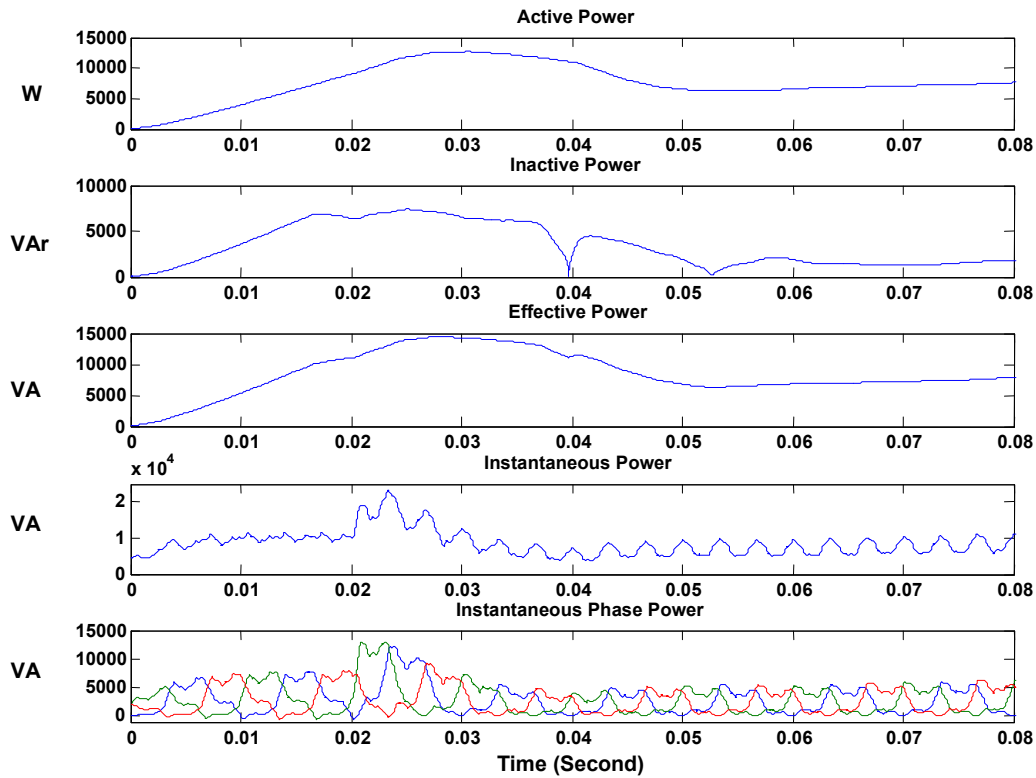
شکل ۲-۵۱ جریان‌های بار، کنترلر، فیلتر اکتیو و منبع



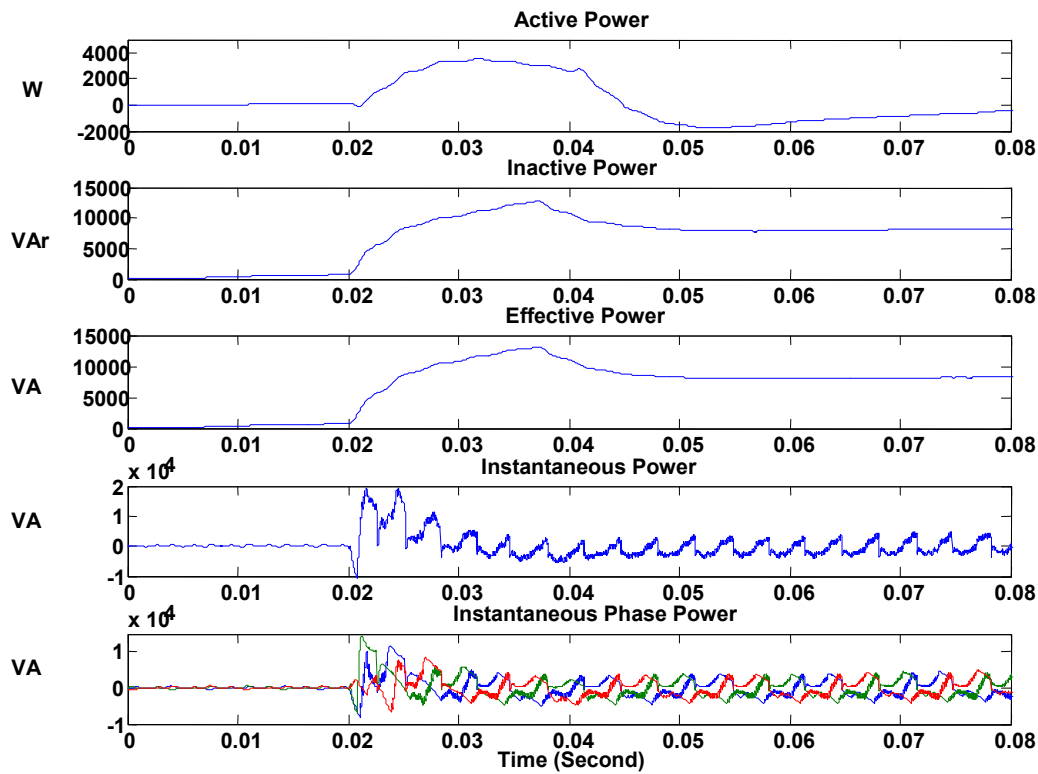
شکل ۲-۵۲ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو مجموعه بار



شکل ۲-۵۳ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو منبع ولتاژ



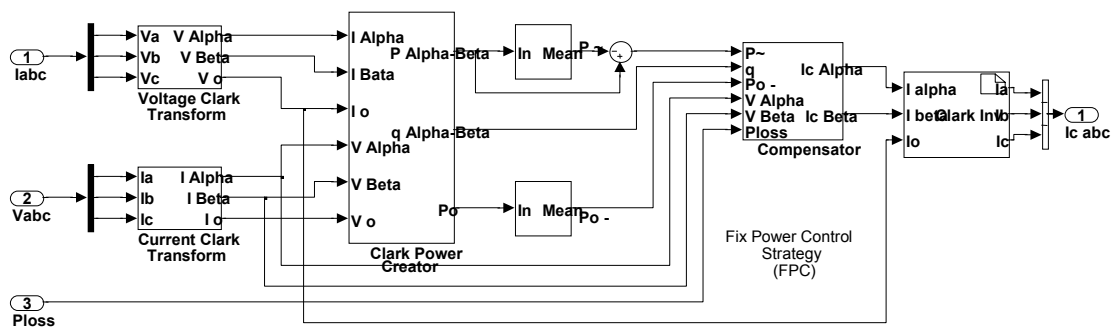
شکل ۲-۵۴ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر ، غیر اکتیو و اکتیو منبع ولتاژ



شکل ۲-۵۵ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر ، غیر اکتیو و اکتیو فیلتر اکتیو

۳-۴-۲ استراتژی جبران توان ثابت FPC

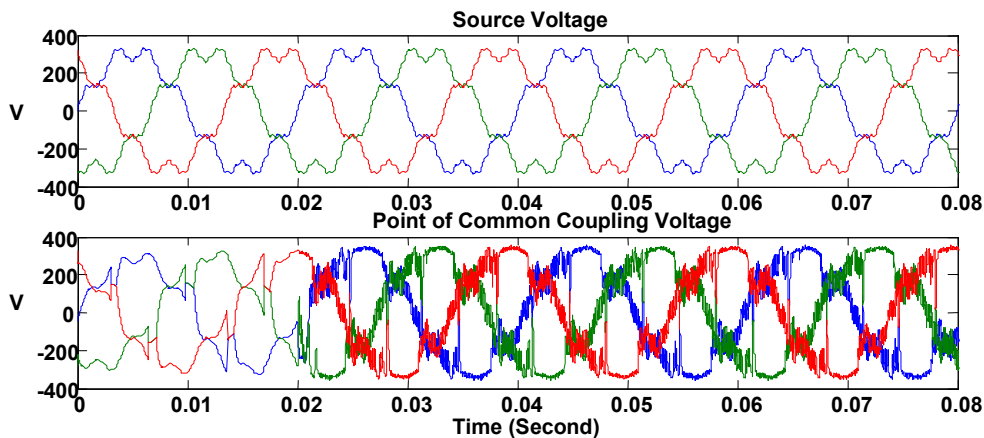
روش کلاسیک **p-q** [4] سعی دارد که توان دریافتی از منبع همواره ثابت باقی بماند، یعنی توان لحظه‌ای و توان اکتیو منبع، برابر گردند. به این منظور توان اکتیو نوسانی، توان متوسط منتهی صفر و توان غیر اکتیو بار جبران می‌شود. شکل ۲-۵۶ بلوک دیاگرام این روش را نشان می‌دهد. در شرایط ولتاژ غیر سینوسی این روش تضمینی برای بهبود هیچ یک از دو پارامتر کیفیت توان مطرح شده در بخش‌های ۲-۴-۱ و ۲-۴-۲ یعنی ضریب توان و شاخص اغتشاش هارمونیک **THD** جریان، ندارد.



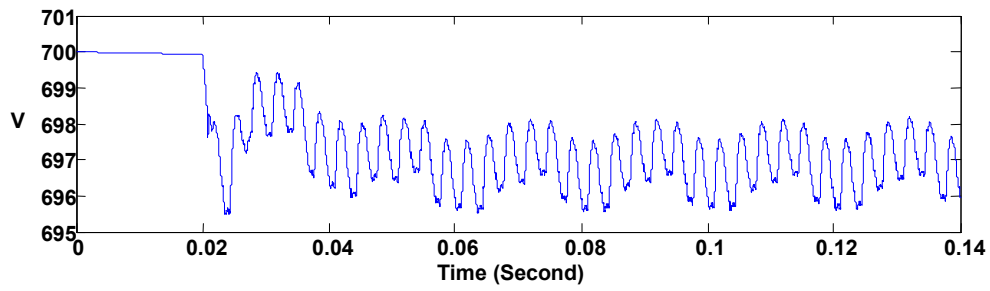
شکل ۲-۵۶ بلوک دیاگرام سیستم کنترل FPC

▪ شبیه سازی

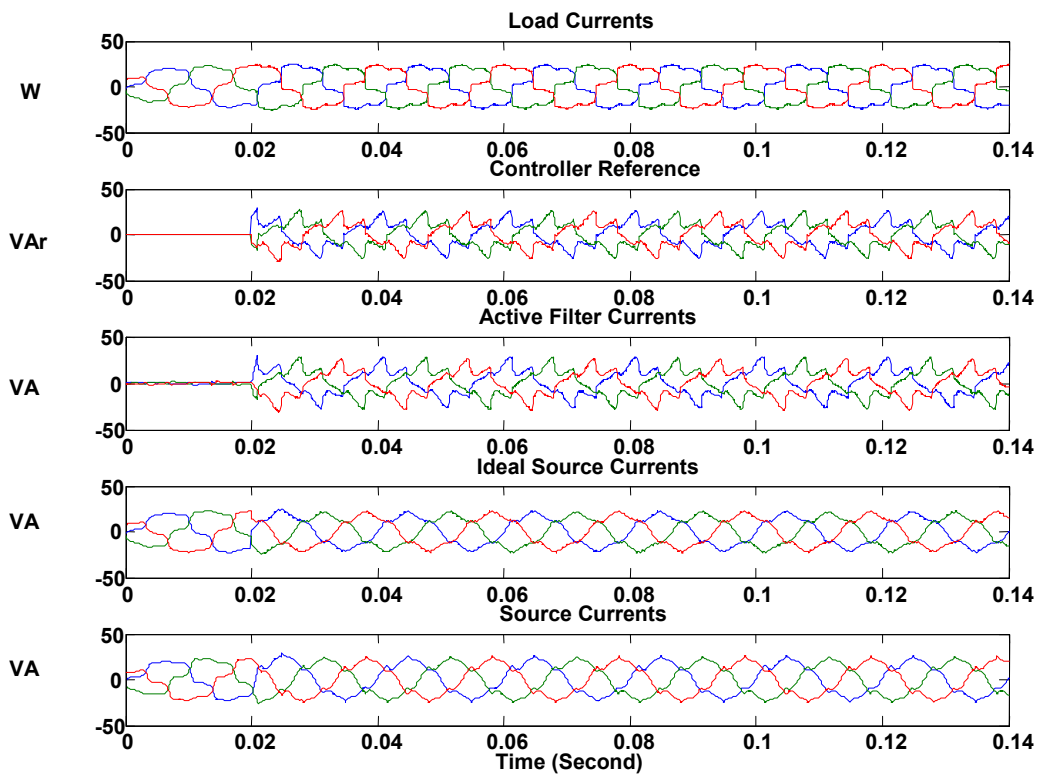
سیگنال P_{loss} از خروجی سیستم کنترل سطح ولتاژ باس DC گرفته شده است. سیستم قدرت شبیه سازی، همان سیستم مورد استفاده در بخش‌های قبلی (شکل ۲-۳۹) می‌باشد. شکل‌های ۲-۵۷ تا ۲-۶۳ خروجی‌های شبیه سازی را نشان می‌دهند.



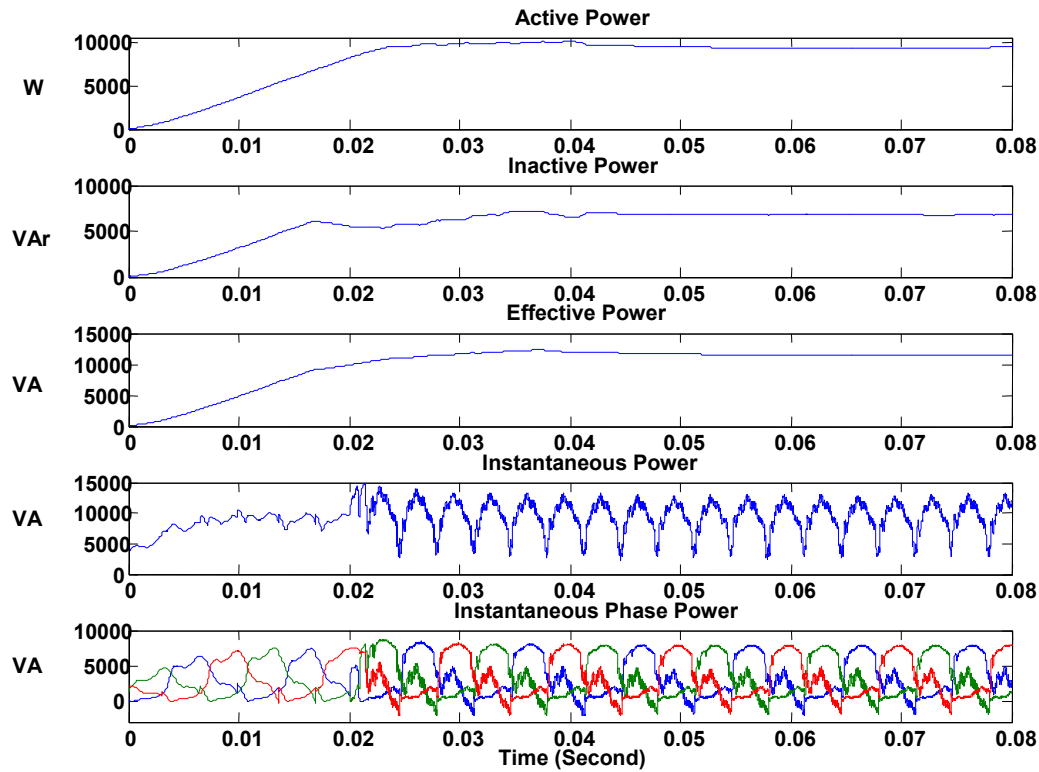
شکل ۲-۵۷ ولتاژهای منبع و بار



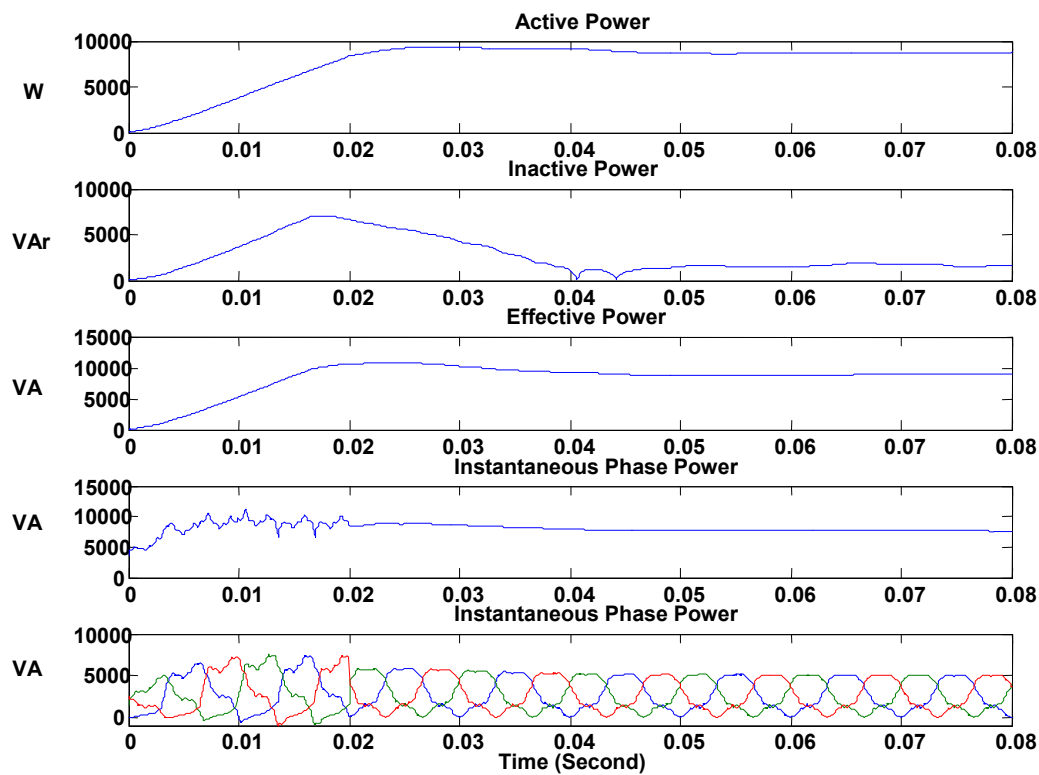
شکل ۲-۵۸ ولتاژ باس DC



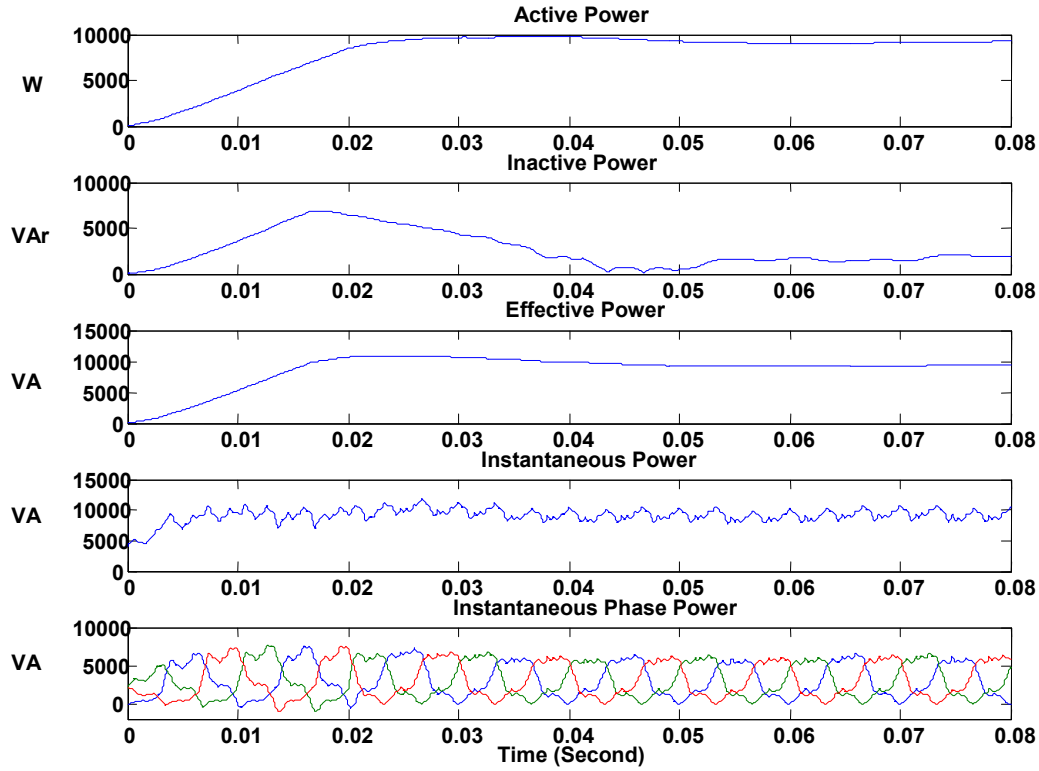
شکل ۲-۵۹ جریان‌های بار ، فیلتر اکتیو و منبع



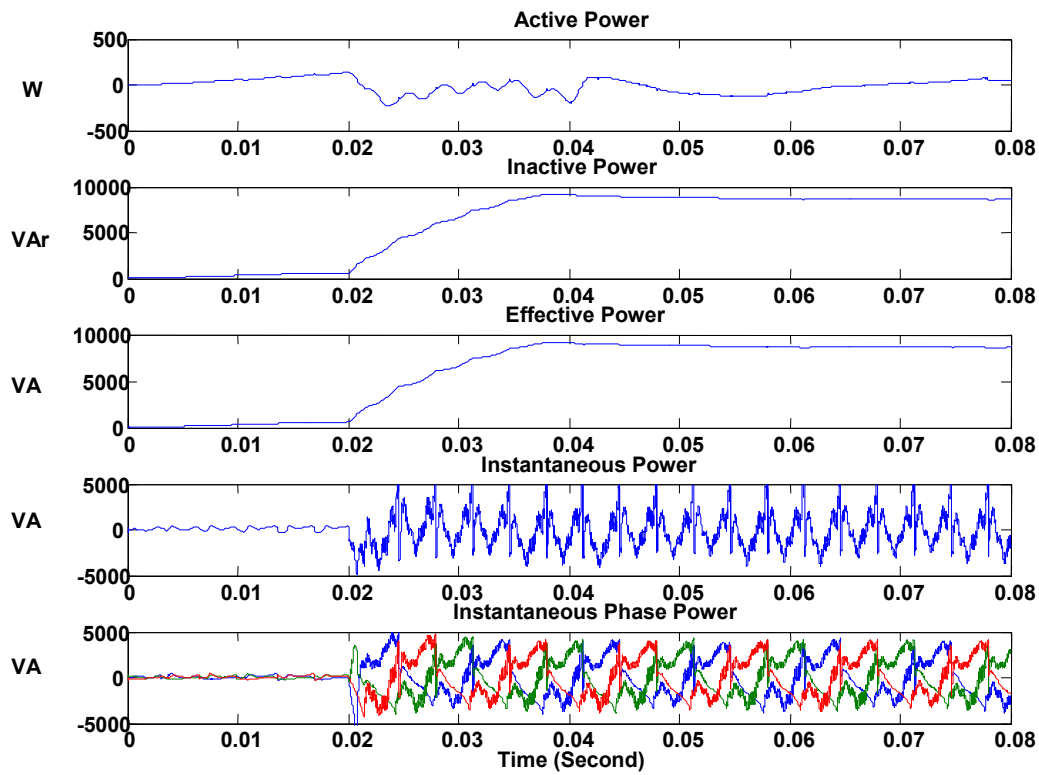
شکل ۲-۶۰ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو مجموعه بار



شکل ۲-۶۱ توانهای لحظه‌ای ایده‌آل فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو منبع ولتاژ



شکل ۲-۶۲ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو منبع ولتاژ



شکل ۲-۶۳ توانهای لحظه‌ای فاز و سه‌فاز و توانهای موثر، غیر اکتیو و اکتیو فیلتر اکتیو

نکته قابل توجه در کلیه روشهای کنترلی بخش ۲-۴ اینست که در شرایط ولتاژ بار سینوسی خالص و متعادل، نتیجه کلیه استراتژی‌ها یکی است زیرا توان لحظه‌ای حاصل از جریان و ولتاژهای کاملاً سینوسی و بدون هارمونیک و همفاز دارای ضریب توان واحد، $THD=0$ و ثابت است. آشکار است که هر یک از سیستم‌های کنترلی مطرح شده در بخش ۲-۴ دارای محدودیت‌هایی هستند و بخشی از پارامترهای کیفیت توان را مد نظر قرار نمی‌دهند. در فصل ۴ روش نسبتاً جدیدی معرفی می‌شود که قادر است بین شاخصهای کیفیت توان مصالحه برقرار کند. همچنین بدون تغییر در سیستم کنترلی قادر است هر یک از روشهای ۲-۴-۱ تا ۲-۴-۳ و بسیاری از اهداف دیگر کیفیت توان را برآورده کند.

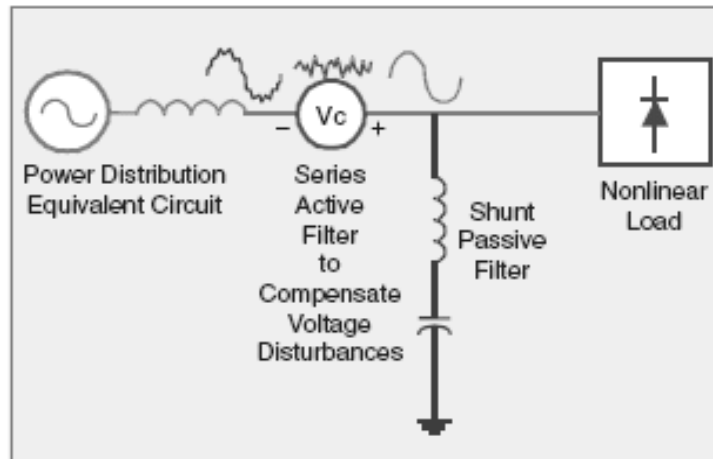
۲-۵ فیلترهای اکتیو سری^۱

در شکل ۲-۶۴ نمای کلی یک فیلتر اکتیو سری که به همراه فیلتر پسیو وظیفه جبران یک بار غیر خطی را برعهده دارند نشان داده شده است. وظیفه اصلی فیلتر اکتیو سری، حذف هارمونیک‌های ولتاژی و متعادل نمودن ولتاژ ترمینال بار است. این وظیفه شامل جبران کلیه نوسانات ولتاژی نظیر فلش ولتاژ، اضافه ولتاژ، فلیکر و ... نیز می‌باشد ولی عموماً عنوان فیلتر اکتیو سری برای جبران هارمونیک‌های ولتاژ استفاده می‌گردد و سایر نوسانات با استفاده از بازگرداننده دینامیکی ولتاژ^۲ DVR جبران می‌شوند.

در [15] روشی برای فیلتر اکتیو سری ارائه شده است که میرایی لازم جهت پدیده رزونانس را فراهم می‌آورد و باعث بهبود پایداری سیستم می‌شود، ولی به دلیل اینکه فیلتر مانند یک مقاومت سری اضافی برای جریان‌های هارمونیکی عمل می‌کند نیاز به یک منبع تغذیه اضافی دارد که باعث تحمیل هزینه‌های بیشتر به سیستم می‌شود.

¹ Series Active Filters

² Dynamic Voltage Restorer

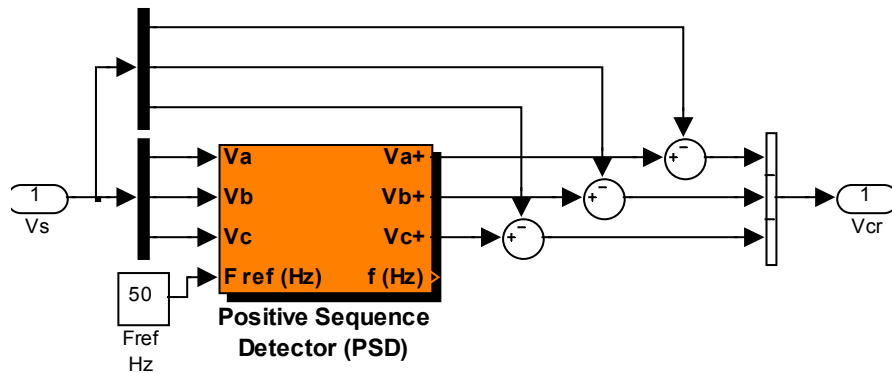


شکل ۲-۶۴ نمای کلی فیلتر اکتیو سری

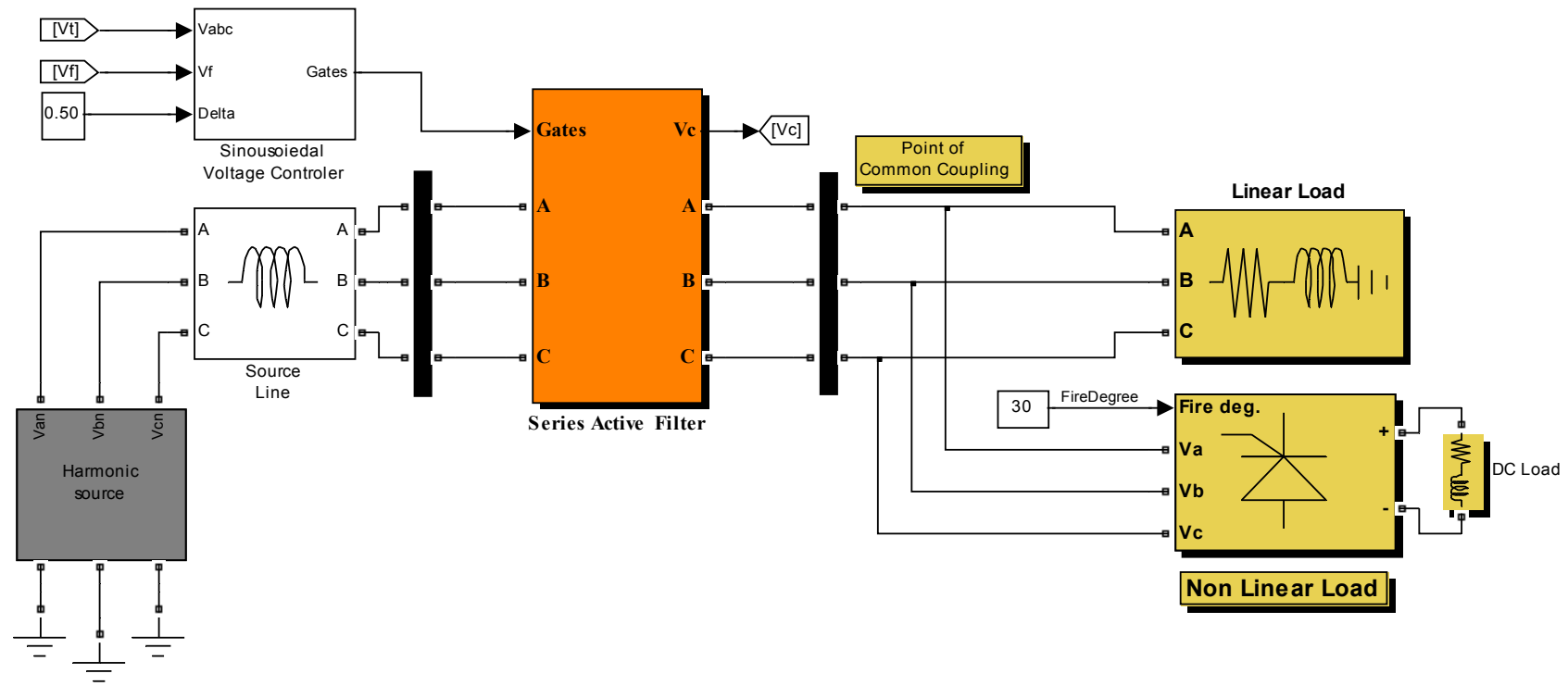
فیلتر سری به وسیله یک ترانسفورماتور با منبع ولتاژ سری می‌شود. ثانویه ترانسفورماتور (سمت فیلتر) نبایستی هیچگاه مدار باز باشد، به عبارت دیگر فیلتر اکتیو یا باید همیشه روشن باشد و یا به وسیله یک کلید **Bypass** شود. در صورت استفاده از کلید **Bypass** این کار در طرف منبع انجام می‌گردد تا مجموعه فیلتر اکتیو و ترانسفورماتور کوپلاژ از مدار خارج شوند.

۱-۵-۲ استراتژی کنترل ولتاژ سینوسی

در این روش سعی بر این است که مولفه مثبت ولتاژ ترمینال به نقطه اتصال مشترک منتقل گردد و سایر هارمونیک‌های ولتاژی حذف می‌گردد. شکل ۲-۶۵ بلوک دیاگرام سیستم کنترلی را نشان می‌دهد. مدار تشخیص توالی مثبت در بخش ۲-۴-۱-۱ معرفی شده است.



شکل ۲-۶۵ سیستم کنترلی فیلتر اکتیو سری

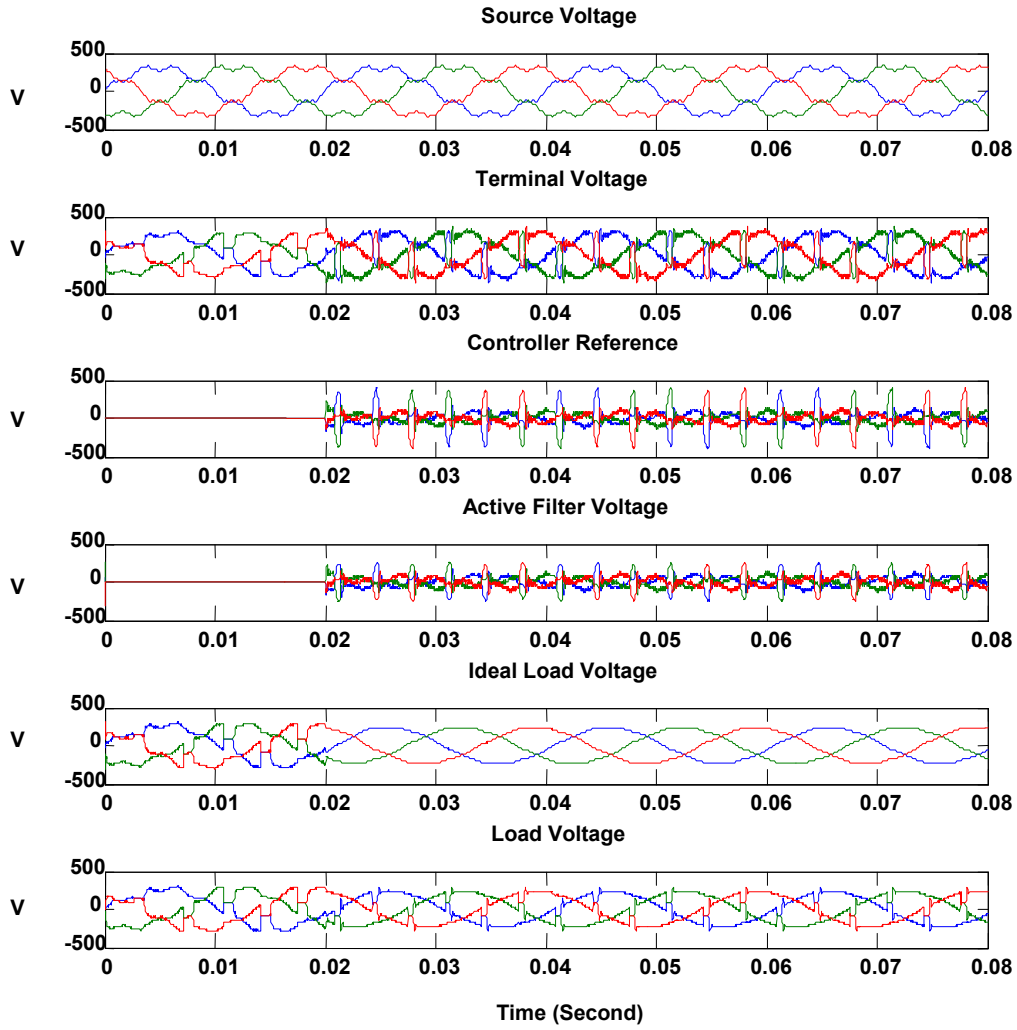


شکل ۲- ۶۶ بلوک دیاگرام سیستم قدرت به همراه فیلتر اکتیو سری

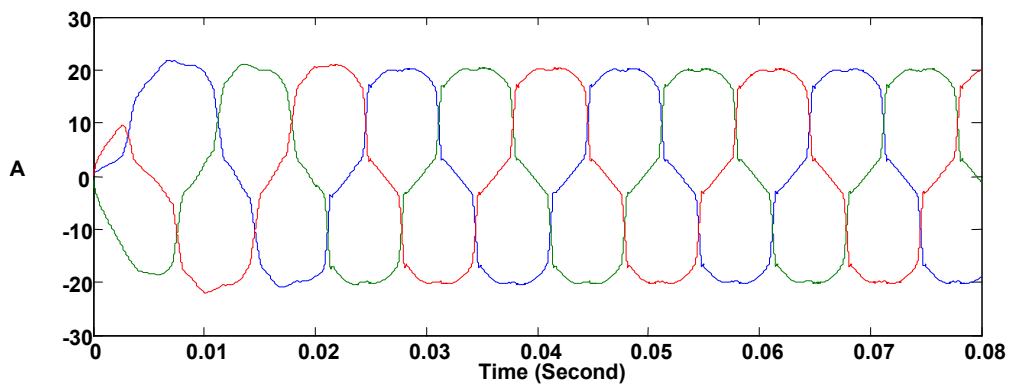
در صورتی که از فیلتر اکتیو سری به منظور جبران توان‌های غیر اکتیو استفاده شود، بایستی قسمت راکتیو ولتاژ توالی مثبت نیز به مرجع اضافه گردد. در این پایان نامه جبران توان‌های غیراکتیو و تثبیت باس DC بر عهده فیلتر موازی گذاشته شده است که در بخش پیشین بدان پرداخته شد. نکته حایز اهمیت در فیلتر سری این است که تمام جریان بار از آن می‌گذرد، به همین دلیل بایستی جهت مقابله با آثار اتصال کوتاه در طرف بار و عبور این جریان از فیلتر تدابیر حفاظتی مناسبی اندیشید تا به آن آسیبی نرسد.

۲-۵-۲ شبیه سازی

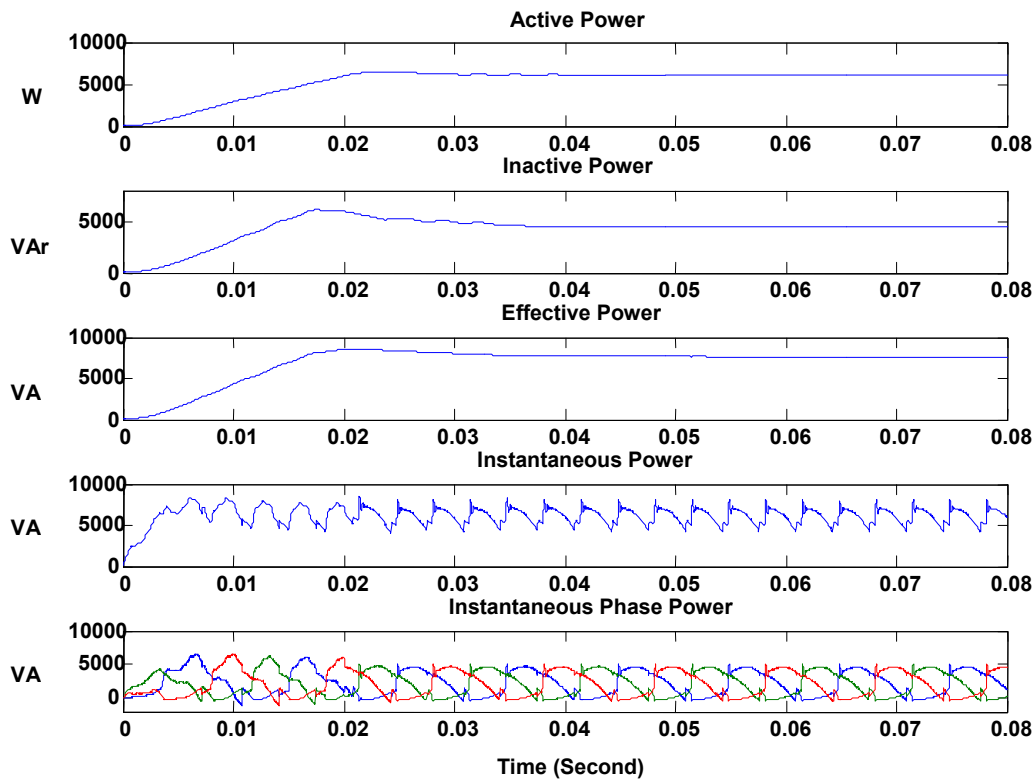
شکل ۲-۶۶ بلوک دیگرام سیستم قدرت که به وسیله فیلتر اکتیو سری ولتاژ آن بهبود یافته است را نشان می‌دهد. نتایج شبیه سازی در شکل‌های ۲-۶۷ تا ۲-۷۱ آمده است. ولتاژ منبع، مشابه شبیه سازی های قبل، یک ولتاژ هارمونیک شامل هارمونیک مرتبه بالای ۳۱ و هارمونیک مرتبه پایین ۷ ام است.



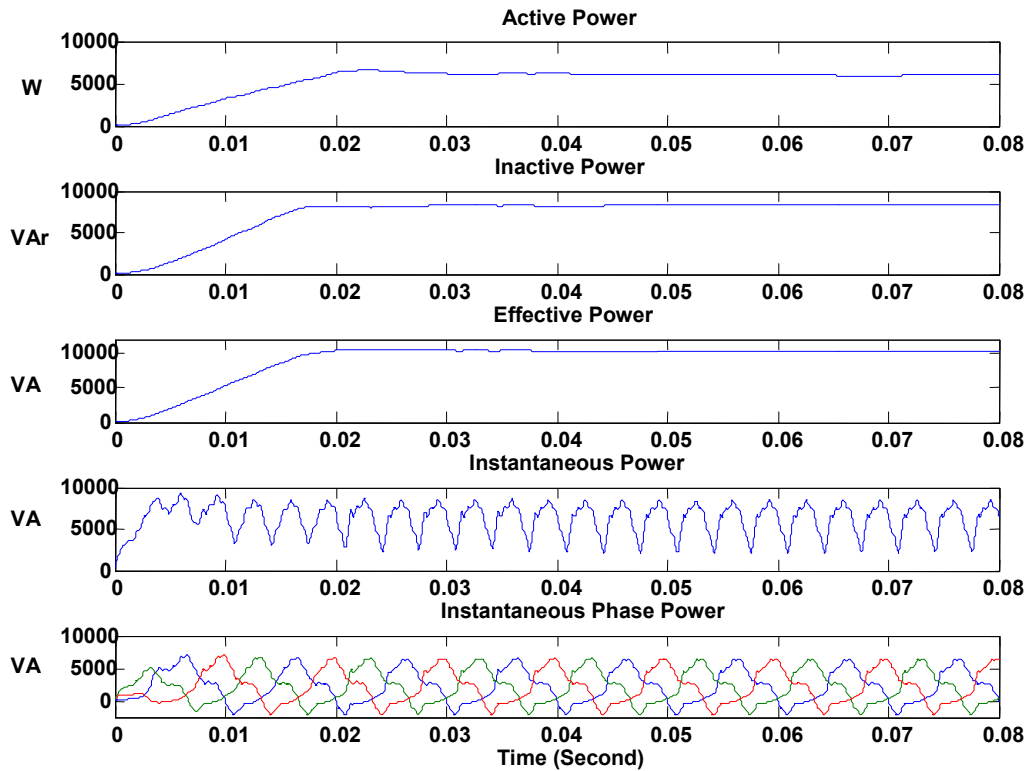
شکل ۲-۶۷ ولتاژهای منبع، ترمینال، فیلتر اکتیو و نقطه اتصال مشترک (بار)



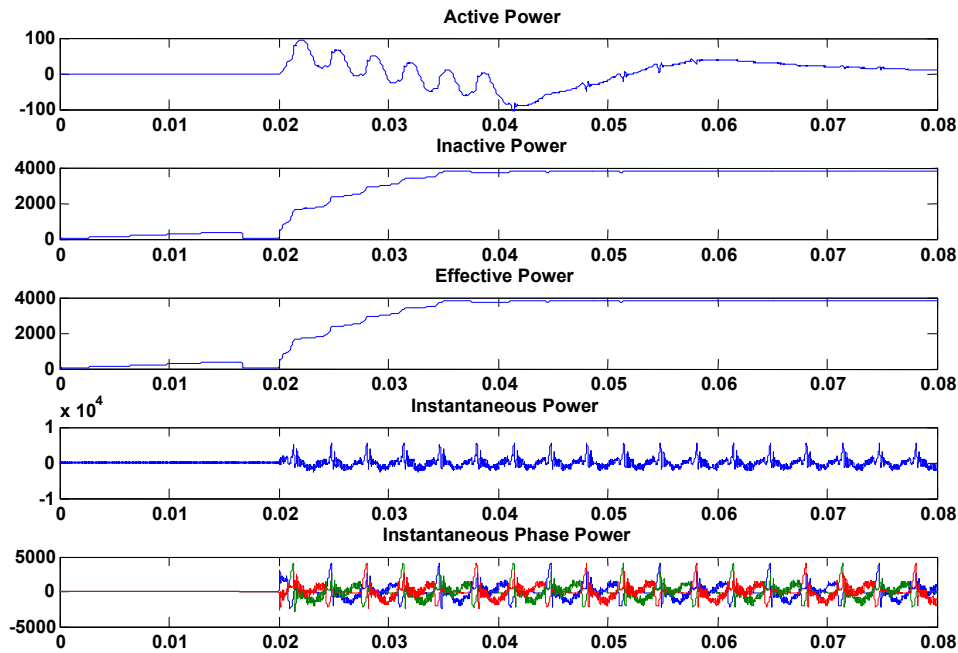
شکل ۲-۶۸ جریان بار



شکل ۲-۶۹ توان‌های لحظه‌ای، موثر، اکتیو و غیر اکتیو بار



شکل ۲-۷۰ توان‌های لحظه‌ای، موثر، اکتیو و غیر اکتیو منبع



شکل ۲-۷۱ توان‌های لحظه‌ای، موثر، اکتیو و غیر اکتیو فیلتر اکتیو سری

۲-۶ جمع بندی

فیلترهای اکتیو برای مقابله با اثرات نامطلوب بار و منبع بر یکدیگر مورد استفاده قرار می‌گیرند. فیلترهای موازی به منظور جبران بار یعنی جبران عدم تعادل، جریانهای هارمونیکی و توان‌های غیر اکتیو مورد استفاده قرار می‌گیرند، بدین ترتیب مانع از رسیدن اثرات نامطلوب بار به منبع می‌شوند. از فیلترهای اکتیو سری جهت مقابله با اثرات نامطلوب منبع مانند ولتاژهای هارمونیکی، نوسانات ولتاژ، افت و اضافه ولتاژهای ناخواسته استفاده می‌شود و در بار را در مقابل این پدیده‌های نامطلوب از منبع جدا^۱ می‌کنند. با اینحال فیلترهای اکتیو سری قادر به جبران بار (جبران توان‌های غیر اکتیو) [1] می‌باشند و فیلترهای موازی می‌توانند برای جبران منبع (کنترل ولتاژ بار) [16] مورد استفاده قرار گیرند. نوع خاص دیگری از فیلترها به نام *Hybrid* وجود دارند که از ترکیب یک فیلتر اکتیو با یک فیلتر پسیو تشکیل می‌شوند. بخش اکتیو علاوه بر وظیفه فیلتر سازی، میرایی لازم جهت مقابله با تشدید بین بخش پسیو و سایر المانهای مدار را به وجود می‌آورد [17].

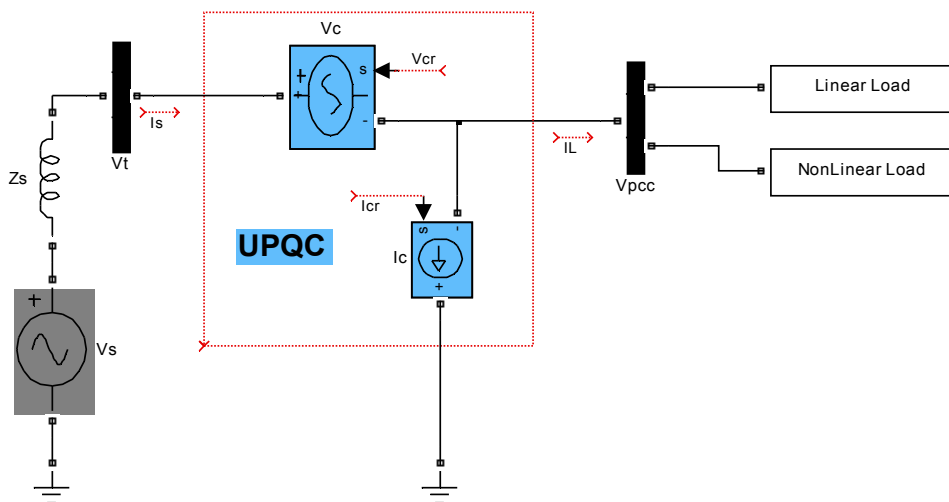
¹ Isolated

فصل سوم: بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه

۱-۳ مقدمه

بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه^۱ UPQC، تجهیز الکترونیک قدرتی است که بطور همزمان جبران سازی بار و منبع را بعهده دارد. ساختمان آن متشکل از دو فیلتر اکتیو سری و موازی است که در قسمت باس DC با هم مشترکند.

UPQC قادر است تا جریانهای هارمونیکی و عدم تعادل بارهای غیر خطی را جبران کرده و علاوه بر آن ولتاژهای هارمونیکی و عدم تعادل منبع تغذیه را نیز برطرف نماید. بدین ترتیب کیفیت توان برای بارهای حساس بهبود می یابد. در شکل ۱-۳ طرح کلی یک بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه نشان داده شده است.



شکل ۱-۳ بلوک دیاگرام سیستم بهبود دهنده کیفیت توان

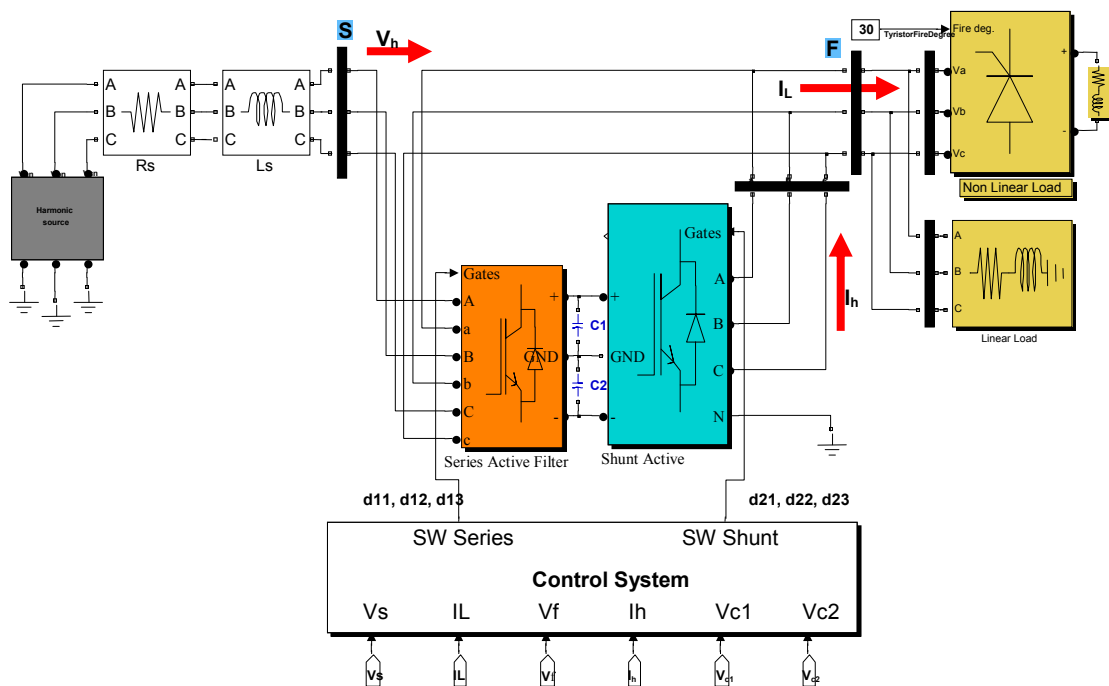
همانگونه که از شکل دیده می شود و در فصل قبل گفته شد، فیلتر اکتیو سری مشابه یک منبع ولتاژ کنترل شده و فیلتر موازی مانند یک منبع جریان کنترل شده، عمل می کند. به همین دلیل در بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه دو سیستم کنترلی وجود دارند که جریانهای I_{cr} و ولتاژهای V_{cr} را تولید و به مبدل‌های PWM ارسال می کنند. به همین دلیل، استراتژی کنترلی UPQC به جهت

¹ Unified Power Quality Conditioner

وجود ترکیبات متفاوت کنترل دو فیلتر اکتیو، بسیار متنوع است. بطور کلی فیلتر اکتیو سری دارای وظیفه جبران هارمونیک های ولتاژ تغذیه بعلاوه مولفه توالی منفی و صفر فرکانس پایه است فیلتر اکتیو موازی بطور کلی دارای وظایف زیر است:

- جبران هارمونیک های جریان بار، مولفه توالی منفی و توالی صفر فرکانس پایه.
- جبران توان راکتیو بار.
- تنظیم ولتاژ باس DC.

در این فصل ساختمان UPQC، مدل ریاضی، کاربردها و برخی مباحث ویژه در خصوص بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه ارایه می گردد. در پایان شبیه سازی با استفاده از یکی از تئوری های رایج، انجام می گردد.



شکل ۳-۲ ساختار پایه بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه

۲-۳ ساختمان

سیستم قدرت یک بهبود دهنده کیفیت توان مطابق شکل ۲-۳ از دو مبدل اینورتری تشکیل شده که یکی از آنها با سیستم قدرت سری و دیگری با آن موازی است. علاوه بر مدار قدرت، در بخش کنترل قسمتهایی برای استخراج سیگنال‌های کنترلی، قسمتی برای سیستم سویچینگ و یک کنترل کننده برای تنظیم سطح DC وجود دارد. اینورترها در قسمت DC با هم مشترکند. به همین دلیل عملکردشان بر یکدیگر تاثیر گذار است. المان‌های اصلی UPQC شامل سویچ‌ها، قسمت DC یعنی C_1 و C_2 ، راکتورهای سری و موازی L_s و L_p ، پارامترهای فیلترهای بالاگذر در فیلتر اکتیو سری R_s و C_s و در فیلتر اکتیو موازی R_p و C_p ، نسبت تبدیل ترانسفورماتورهای کوپلاژ سری و در صورت وجود نسبت تبدیل ترانسفورماتور موازی می‌باشد. این اطلاعات جهت تعیین پاسخ فرکانسی و انتخاب فرکانس سویچینگ بسیار مهم می‌باشند [1].

▪ خازنهای DC

هرچه ظرفیت خازنها بیشتر باشد، هزینه ثابت آنها بالاتر است، همچنین هرچه سطح ولتاژ بالاتر برود، همین اثر را دارد. از سوی دیگر اگر ظرفیت خازنها کوچک باشد، تغییرات ولتاژ آنها خصوصاً در حالت گذرا بیشتر بوده و ممکن است در حالاتی موجب اختلال در کار مبدلها شوند.

▪ سویچ‌های مبدل

انتخاب نوع سویچ‌ها به سطح ولتاژ، فرکانس سویچینگ و همچنین جریان گذرنده از آنها بستگی دارد. تلفات سویچینگ از عوامل مهم در انتخاب نوع سویچ است چراکه در مقیاس بالای قدرت، این تلفات بسیار قابل ملاحظه می‌گردند.

▪ راکتورهای کموتاسیون

هرچه اندوکتانس راکتورها کوچکتر باشد تغییرات جریان $\frac{di}{dt}$ سریعتر خواهد بود و رهگیری سیگنال‌های جریان در فیلتر اکتیو موازی بهتر خواهد شد. با این حال هرچه اندوکتانس کوچکتر باشد،

فرکانس سویچینگ کنترل هیستریزس افزایش خواهد یافت که مستلزم تلفات بیشتر است. تلفات بایستی در یک حلقه کنترلی PI که طبیعت آن کند است، تشخیص داده شود.

▪ فیلترهای بالاگذر

جهت حذف جریان‌های فرکانس بالا که بر اثر سویچینگ به وجود می‌آیند، از این فیلترها استفاده می‌شود. بدیهی است که اینگونه تجهیزات اضافی به سیستم هزینه تحمیل می‌کنند و ایده آل این است که وجود نداشته باشند و سیستم کنترلی اثرات فرکانس بالا را جبران سازند. ولی این خود مستلزم پیچیده تر شدن سیستم کنترل و بالاتر رفتن فرکانس سویچینگ می‌شود.

▪ تنظیم کننده ولتاژ DC

از یک کنترل کننده انتگرالی، تناسبی PI جهت تنظیم سطح ولتاژ خازنها استفاده شده است. هرچه دینامیک این کنترل کننده کندتر باشد، تغییرات سطح ولتاژ خازنها بیشتر است، در مقابل اثر آن بر روی سیگنال کنترلی بسیار ملایم خواهد بود و دارای این مزیت است که جریانهای گذرای AC کاهش می‌یابند.

در واقع هرچه تزریق توان به باس DC سریعتر انجام گردد، تاثیر آن بروی هارمونیک‌های بوجود آمده بیشتر خواهد بود. به همین دلیل لازم است بین سطح تغییرات ولتاژ خازنها و سطح هارمونیک‌های به وجود آمده در طرف AC مصالحه صورت پذیرد.

نکته قابل توجه دیگر در خصوص فیلترهای بالاگذر و پایین گذر مورد استفاده در سیستم‌های کنترلی جهت جدا سازی توان های نوسانی و متوسط است. در صورت استفاده از پنجره لغزان، دینامیک سیستم بسیار کند خواهد گردید، چرا که مدت یک سیکل از نمونه برداری بایستی انجام گیرد تا خروجی مناسب بدست آید. اگر از فیلترهای آنالوگ استفاده شود، هرچه فرکانس قطع پایینتر باشد، جداسازی توان متوسط بهتر صورت می‌گیرد و موجب بهبود پاسخ حالت دایمی می‌شود

ولی در عملکرد حالت گذرا تضعیف حاصل می‌شود. در چنین حالتی بایستی دینامیک کل سیستم کند شود که مستلزم استفاده از خازنهای بسیار بزرگ در طرف DC می‌باشد.

در [1] روشی برای محاسبه امپدانس تشدید بهبود دهنده کیفیت توان ارائه شده است که با فرض ایده‌آل بودن منابع جریان (بار و فیلتر اکتیو سری) و منابع ولتاژ (منبع تغذیه و فیلتر سری)، امپدانس تونن از دید منبع محاسبه شده و به ازای فرکانس‌های مختلف، اندازه امپدانس معادل محاسبه شده است. در این دیدگاه هرچه اندازه امپدانس تشدید بزرگتر باشد، پاسخ فرکانسی سیستم بهتر خواهد شد.

۳-۳ مدل ریاضی

[18]، [19] و [20] اصول پایه و مدل ریاضی یک بهبود دهنده کیفیت توان را بدست آورده‌اند. در شکل ۲-۳ بلوک دیاگرام یک بهبود دهنده کیفیت توان آورده شده است که مدل آن بدنبال آمده است [15]:

$$v_{iF} = e_i - L_s \frac{di_{is}}{dt} - R_s i_{is} - v_{ih} \quad (40)$$

$$i_{is} = i_{iL} - i_{ih} \quad (41)$$

که در آن اندیس i به فازهای a, b, c سیستم قدرت اشاره می‌کند. L_s و R_s سلف و مقاومت اهمی خط انتقال می‌باشند، e_i ولتاژ منبع، v_{ih} خروجی ولتاژ فیلتر اکتیو سری، i_{is} جریان خط (منبع)، i_{iL} جریان بار و i_{ih} خروجی فیلتر اکتیو موازی است و

$$v_{ih} = L_1 \frac{di_{is}}{dt} + R_1 i_{is} + d_{1i} v_{c1} + (1 - d_{1i}) v_{c2} \quad (42)$$

که در آن L_1 و R_1 اندوکتانس نشتی و مقاومت ترانسفورماتور سری، v_{c1} و v_{c2} به ترتیب ولتاژ خازنهای C_1 و C_2 باس DC و d_{1i} نرخ زمان روشن به سیکل سویچینگ $\frac{T_{on}}{T_s}$ فیلتر اکتیو سری می‌باشند.

$$L_2 \frac{di_{is}}{dt} = -R_2 i_{ih} - v_{iF} + d_{2i} v_{c1} + (1 - d_{2i}) v_{c2} \quad (43)$$

در رابطه (۴۳) R_2 و L_2 مقاومت و اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور موازی (در صورت وجود)، d_{2i} نرخ زمان روشن به سیکل سویچینگ $\frac{T_{on}}{T_s}$ فیلتر اکتیو موازی است. ولتاژ خازنهای DC به صورت روابط زیر قابل بیانند:

$$\frac{dv_{c1}}{dt} = \frac{i_{c1}}{C_1} = \frac{1}{C_1} (\sum_{i=a,b,c} d_{1i} i_{is} - \sum_{i=a,b,c} d_{2i} i_{ih}) \quad (44)$$

$$\frac{dv_{c2}}{dt} = \frac{i_{c2}}{C_2} = \frac{1}{C_2} (\sum_{i=a,b,c} (1 - d_{1i}) i_{is} - \sum_{i=a,b,c} (1 - d_{2i}) i_{ih}) \quad (45)$$

۴-۳ عملکرد

ولتاژ مغشوش سیستم سه فاز ممکن است شامل مولفه منفی و صفر فرکانس پایه علاوه بر هارمونیک‌های ولتاژ باشد که می‌توان آنرا به صورت زیر نوشت [20]:

$$v_a = v_{1pa} + v_{1na} + v_{1oa} + \sum v_{ka} \sin(k\omega t + \theta_{ka}) \quad (46)$$

$$v_{ah} = v_{1na} + v_{1oa} + \sum v_{ka} \sin(k\omega t + \theta_{ka}) \quad (47)$$

که در آن v_{1pa} مولفه مثبت فرکانس پایه، v_{1na} مولفه منفی فرکانس پایه و v_{1oa} مولفه صفر فرکانس پایه ولتاژ می‌باشد. عبارت آخر رابطه (۴۶) شامل کلیه هارمونیک‌های ولتاژی می‌باشد. به این ترتیب می‌توان ولتاژ هارمونیکی که بایستی جبران گردد به صورت v_{ah} در رابطه (۴۷) در می‌آید. اگر جریان بار به شکل زیر بیان شود:

$$i_{aL} = i_{1pm} \cos(\omega t - \theta_1) + i_{aLn} + \sum i_{aLk}$$

$$i_{aL} = i_{1pm} \cos \omega t \cos \theta_1 + i_{1pm} \sin \omega t \sin \theta_1 + i_{aLn} + \sum i_{aLk} \quad (48)$$

و جریان هارمونیکی که بایستی جبران گردد به صورت زیر است:

$$i_{ah} = i_{1pm} \sin \omega t \sin \theta_1 + i_{aLn} + \sum i_{aLk} \quad (49)$$

به این ترتیب جریانی که از منبع کشیده می‌شود به صورت رابطه (۵۰) خواهد بود.

$$i_{as} = i_{aL} - i_{ah} = i_{1pm} \cos \omega t \cos \theta_1 \quad (50)$$

۳-۵ استراتژی کنترل

همانگونه که پیشتر گفته شد، UPQC به سبب وجود فیلترهای اکتیو سری و موازی در ساختمان آن قادر به جبران بار و منبع می‌باشد. کلیه روشهای کنترلی که برای فیلترهای اکتیو سری و موازی در فصل ۲ گفته شد، به صورت ترکیبات متفاوت قابل اجرا بر سیستم بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه می‌باشند.

۳-۶ UPQC بعنوان تنظیم کننده ولتاژ بار

همانگونه که در بخش ۲-۵ ذکر شد، فیلتر اکتیو سری قادر به جدا سازی منبع از جریانهای هارمونیک تولید شده توسط بار می‌باشد ولی به دلیل عملکرد مقاومتی در مقابل هارمونیکها، به یک منبع تغذیه اضافی نیاز داشت که عملکرد آنرا محدود می‌کرد. هنگامی که از فیلتر سری به منظور جبران پدیده افت ولتاژ^۱ یا نوسان ولتاژ استفاده می‌شود، به دلیل نیاز به تزریق توان اکتیو به سیستم، ولتاژ باس DC به سرعت افت کرده و عملکرد سیستم در این حالت نیز از بین می‌رود، لذا در کاربردهای اینگونه، فیلتر سری به یک منبع تغذیه جداگانه یا کمکی نیاز دارد تا افت ولتاژ را جبران کند. لازم به ذکر است که در افت ولتاژهای نامتقارن، سیستم فیلتر اکتیو سری قادر به جذب توان اکتیو از فاز (یا فازهای) با ولتاژ بالاتر و تزریق توان اکتیو به فاز با سطح ولتاژ پایینتر است اما در زمان وقوع خطای سه فاز متقارن و ... چنین امکانی برای فیلتر سری وجود ندارد و ناگزیر به استفاده از سیستم کمکی تغذیه می‌باشد.

در سیستم بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه به دلیل وجود فیلتر اکتیو موازی و کنترل ولتاژ قسمت DC نیازی به منبع اضافی جهت مقابله با پدیده‌های افت ولتاژ ندارد، لذا در [23-30] به اشکال مختلفی، از UPQC به عنوان تنظیم کننده ولتاژ در نقطه تغذیه بارهای حساس استفاده شده است.

¹ Voltage Sag

مرجع [21] الگوریتم جبران کامل جریان‌های هارمونیکي بعلاوه سیستم DVR (فیلتر اکتیو سری) جهت جبران کاهش ولتاژ حاصل از خطاهای متفاوت در سیستم خارجی یا حاصل از راه‌اندازی موتورهای بزرگ ارایه داده است. در [22] روشی برای به حداقل رساندن KVA فیلتر اکتیو سری و موازی در کاربرد تنظیم ولتاژ باس بار به صورت تابعی از نرخ ولتاژ مرجع به دامنه ولتاژ هنگام بروز خطا ارایه کرده است.

کوره قوس الکتریکی علاوه بر ایجاد نوسان^۱ در دامنه مولفه مثبت، موجب ایجاد عدم تعادل در ولتاژ سه‌فاز می‌گردد. [23]، [24] و [25] از UPQC برای جبران نوسان ولتاژ ناشی از عملکرد یک کوره قوس الکتریکی^۲ استفاده کرده‌اند.

در [26] با استفاده از تبدیل فوریه و تغییر آن، روشی برای استخراج مولفه مثبت ولتاژ ارایه شده است که برای کنترل فیلتر اکتیو سری و جبران عدم تعادل و نوسان ولتاژ مورد استفاده قرار گرفته است.

مراجع [27] و [28] روشی را برای کنترل UPQC جهت تنظیم ولتاژ ارایه داده‌اند که ولتاژی عمود بر جریان منبع و به تبعیت آن جریان فیلتر اکتیو سری به منبع جهت جبران افت ولتاژ تزریق می‌کند. این مسئله باعث می‌شود که متوسط توان اکتیو تزریقی به شبکه صفر گردد، ولی در عین حال موجب افزایش KVA و اندازه^۳ فیلتر اکتیو سری می‌گردد. [28] روشی برای محدود کردن نرخ ولتاژ جبران‌ساز سری و طرح کنترلی ارایه کرده است.

[29] با اضافه نمودن یک یکسوساز کنترل شده به ساختمان UPQC جهت تنظیم ولتاژ باس DC، از مجموعه آن برای جبران عدم تعادل جریان بار و جبران نقایص منبع ولتاژ نظیر فلش ولتاژ، اضافه

¹ Flicker

² AC Arc Furnace

³ Sizing

ولتاژ، وقفه^۱، عدم تعادل فیلیکر و هارمونیک ولتاژ استفاده کرده است. برای استخراج سیگنال‌های مرجع از دستگاه مختصات سنکرون و تبدیل dqO استفاده شده است. در نهایت [30] عملکرد یک DVR و UPQC را در جبران ولتاژ یک بار مشخص مقایسه کرده است و به این نتیجه رسیده که عملکرد UPQC بسیار موثرتر از DVR می‌باشد.

۷-۳ روشهای هوشمند

روشهای هوشمند شامل شبکه‌های عصبی^۲ و کنترل فازی^۳ در مراجع [31]، [32] و [33] مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در هر سه مورد از سیستم هوشمند به جای اصول کنترل کلاسیک استفاده شده است. مرجع [31] نحوه طراحی یک شبکه عصبی برای جبران کامل هارمونیک‌های جریان و کنترل ولتاژ سینوسی ارائه می‌دهد. در [32] استراتژی^۴ PHC به کمک شبکه عصبی پیاده سازی شده است. [33] با استفاده از سیستم کنترل فازی، کنترل ضریب توان واحد را پیاده‌سازی و از کنترل PI فازی جهت تثبیت ولتاژ باس DC استفاده کرده است. بنابر این هدف کنترلی جدیدی ارائه نشده و تنها ابزار کنترل تغییر کرده است.

۱-۳ حفاظت UPQC

بخش سری بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه، پیش از بار، به وسیله یک ترانسفورماتور تطبیق دهنده^۵ به صورت سری با منبع قرار گرفته است. همانند ترانسفورماتور جریان^۶ نبایستی هیچگاه ثانویه آن باز باشد. به همین دلیل هنگامی که اتصال کوتاه در سیستم رخ می‌دهد، مبدل فیلتر اکتیو سری نمی‌تواند از سیستم جدا شود و به وسیله قطع کننده جریان معمولی^۷، CB یا فیوز قابل حفاظت نیست. همچنین سیستم حفاظت بایستی قادر به کنترل سطح ولتاژ و جریان در ثانویه ترانسفورماتور

¹ Interrupt

² Neural Networks

³ Fuzzy

⁴ Perfect Harmonic Compensation

⁵ Matching Transformer

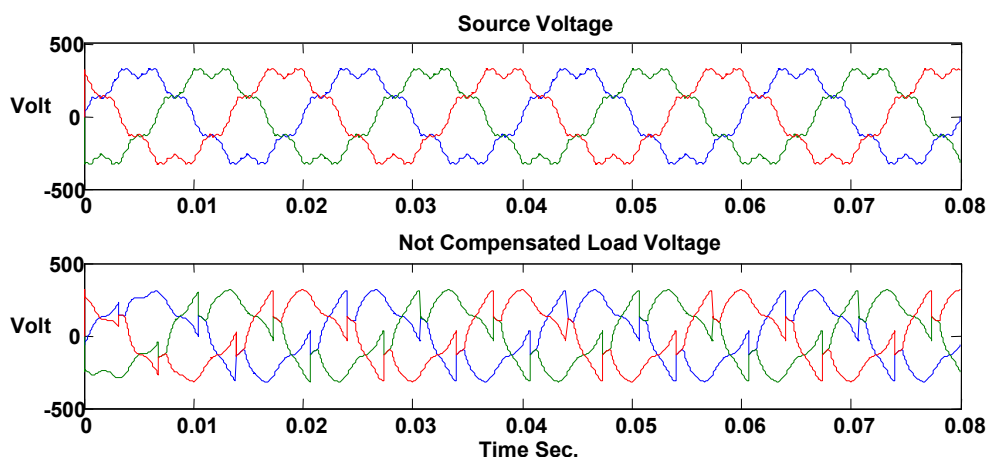
⁶ Current Transformer

⁷ Normal Circuit Breaker

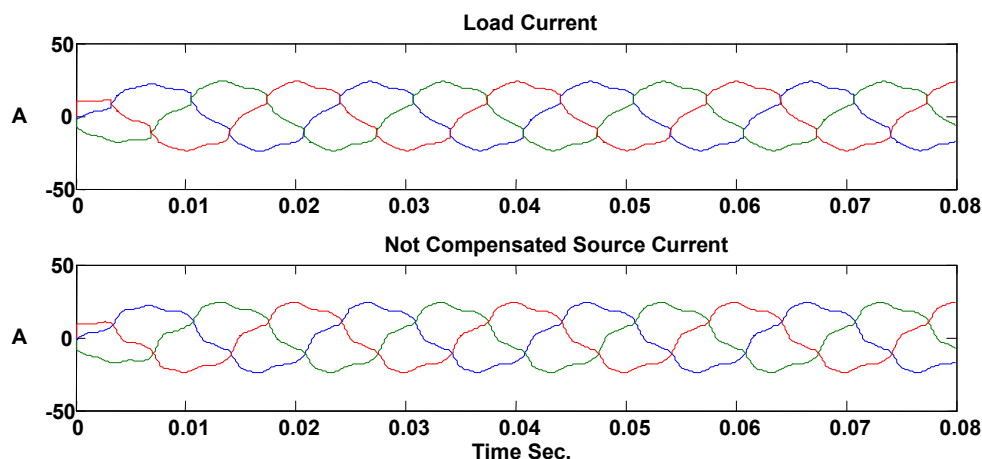
هنگام وقوع اتصال کوتاه باشد. [34] روشی را پیشنهاد می‌دهد که بدون نیاز به مدار حفاظتی اضافی و به وجود آوردن تلفات، سیستم UPQC (و فیلترهای اکتیو سری) را قادر به انجام این حفاظت می‌کند. با اعمال این روش، فیلتر سری هنگامی که اتصال کوتاه رخ می‌دهد مانند یک امپدانس بزرگ در حد $K\Omega$ در مقابل مولفه پایه عمل می‌کند.

۳-۹ شبیه سازی

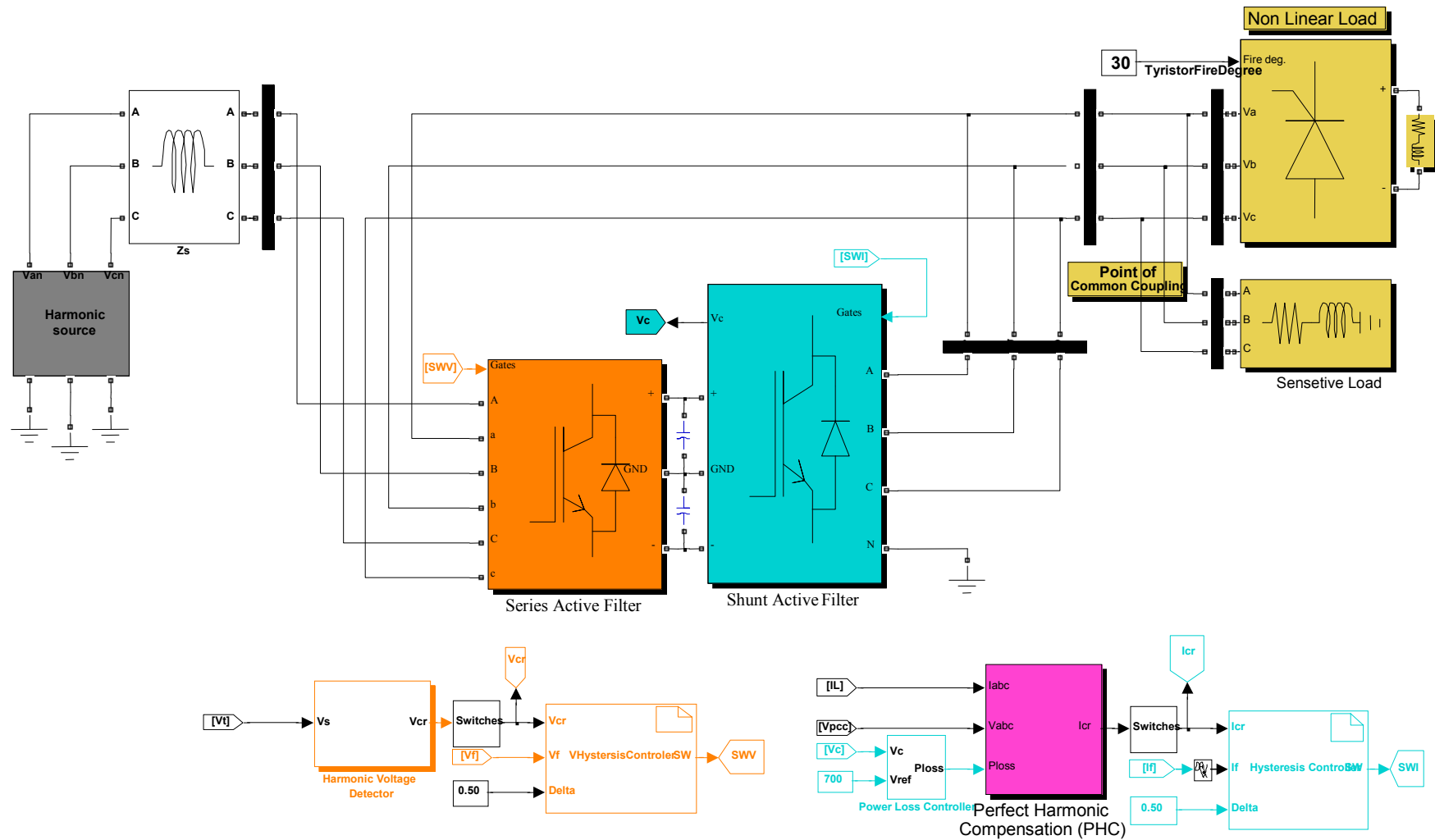
شکل ۳-۳ ولتاژهای منبع تغذیه و نقطه اتصال مشترک بارها را بدون جبران و برای سیستم بدون UPQC نشان می‌دهد. شکل ۳-۴ نیز جریان مجموعه بار و جریان منبع را پیش از جبران سازی نشان می‌دهد.



شکل ۳-۳ ولتاژهای بار و منبع پیش از جبران



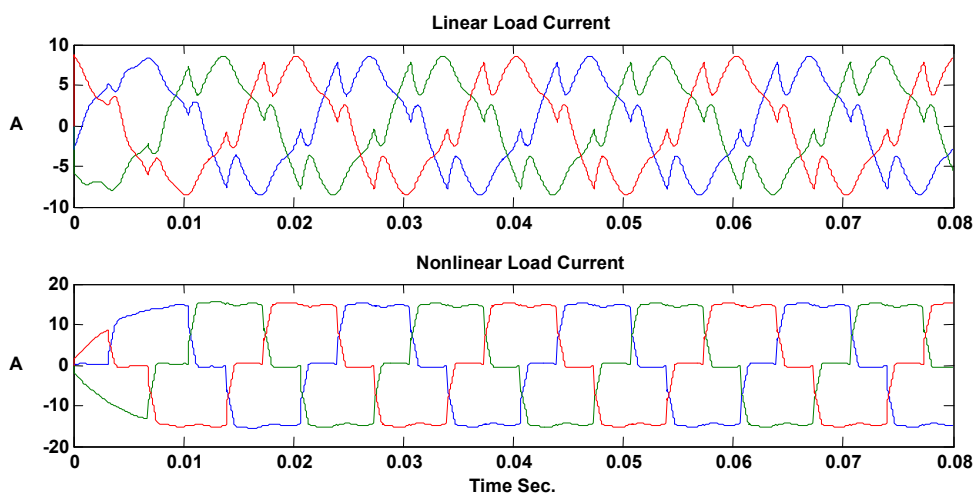
شکل ۳-۴ جریان‌های بار و منبع پیش از جبران



شکل ۳-۵ سیستم قدرت شامل بار غیر خطی و بار حساس ، منبع تغذیه غیر سینوسی و سیستم بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه

شکل ۳-۵ سیستم قدرتی را نشان می‌دهد که منبع تغذیه غیر سینوسی آن با امپدانس نسبتاً بزرگ $L_s=15\text{mH}$ به نقطه اتصال مشترک متصل شده است. در نقطه اتصال مشترک نیز دو بار حساس و بار غیر خطی وجود دارد که مجموعه بار به وسیله کلید قدرت قابلیت قطع و وصل به باس PCC را دارند. بار حساس یک بار اهمی با اندوکتانس نسبتاً کم و بار غیر خطی یک مبدل الکترونیک قدرت است که یک بار کاملاً اندوکتیو را تغذیه می‌کند. از یک UPQC بمنظور جبران کامل هارمونیک‌های بار و منبع استفاده شده است. به دلیل ماهیت فیلترهای پایین گذر موجود در جبران‌سازها، پس از یک سیکل وارد مدار شده اند تا حالت گذرای آنها رفع شود. بار نیز پس از گذشت یک سیکل از ورود UPQC به سیستم متصل شده است. به همین دلیل سیستم از حالت گذرا شروع می‌کند و به حالت ماندگار می‌رسد.

از شکل ۳-۳ می‌توان دید که ولتاژ نقطه اتصال مشترک به علت وجود بار غیر خطی، علاوه بر وجود هارمونیک‌های ولتاژ منبع، برش‌های نسبتاً عمیقی دارد که کیفیت ولتاژ بسیار نامطلوبی را برای بار خطی و خود بار غیر خطی به وجود می‌آورد. مطابق شکل ۳-۴ مجموعه بار نیز جریانی کاملاً مغشوش از منبع دریافت می‌کنند. در مجموع می‌توان گفت که کیفیت توان از وضعیت مطلوبی برخوردار نمی‌باشد. شکل ۳-۶ جریان بارهای خطی و غیر خطی را نشان می‌دهند.



شکل ۳-۶ جریان بارهای خطی و غیر خطی پیش از جبران

جدول ۳-۱ برخی پارامترهای کیفیت توان سیستم جبران نشده

Active Power(W)	Effective Power(VA)	PF	THD _i	THD _v	
7460	10300	0.7256	11.68 % ^{***}	14.65 % [*]	Source
7460	8800	0.8473	11.68 % ^{***}	34.61 % ^{**}	Total Load
2840	2940	0.9659	25.42 %	34.61 % ^{**}	Sensitive Load
4620	6280	0.7359	24.68 %	34.61 % ^{**}	Non Linear Load

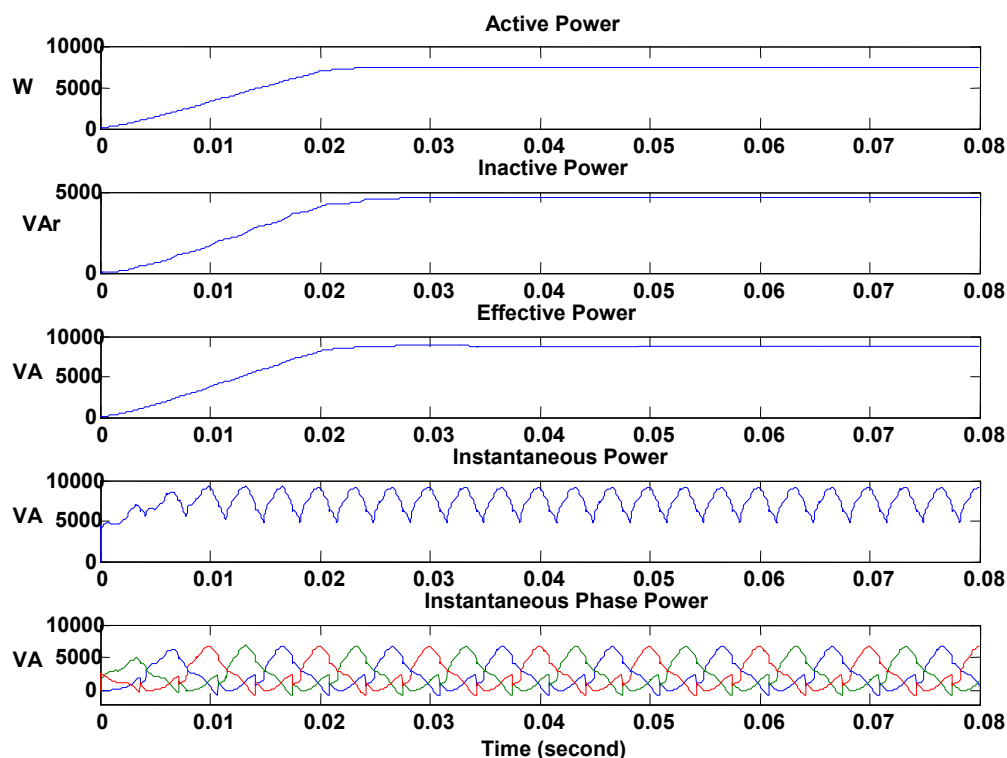
× منبع ولتاژ به صورت معشوش و با THD_v بالا در نظر گرفته شده است .

×× اغتشاش ولتاژ در نقطه اتصال مشترک ۳۴/۶۱٪ است.

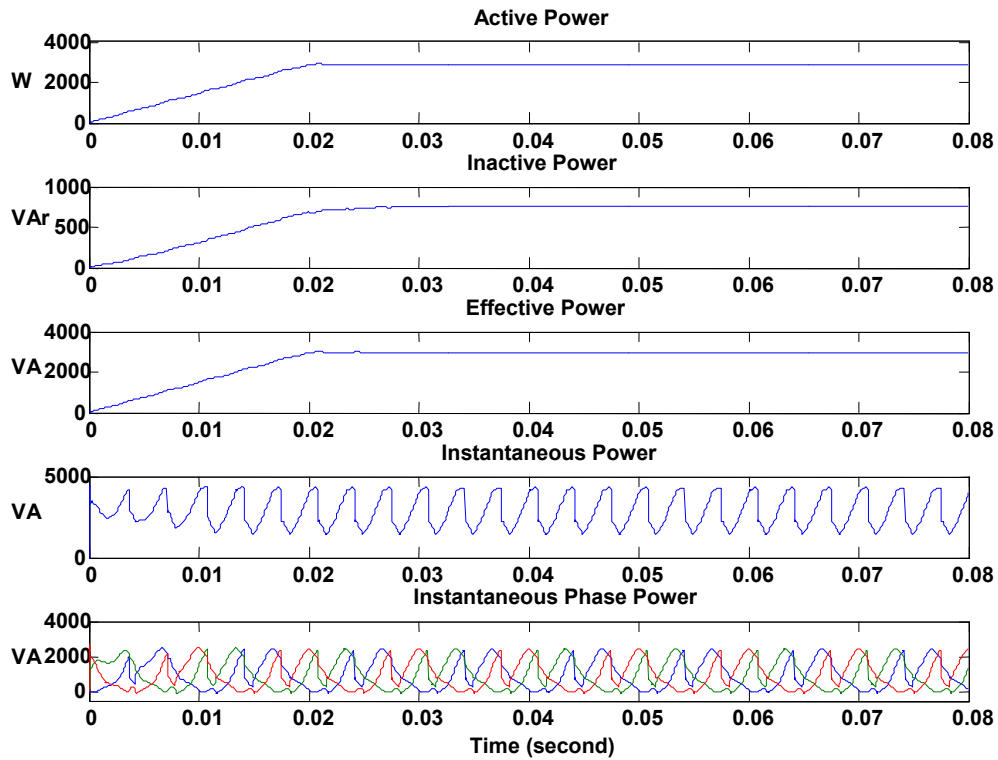
××× جریان بار عیناً از منبع می‌گذرد و هیچگونه جبران‌سازی صورت نگرفته است.

شکل‌های ۳-۷ الی ۳-۱۱ توان‌های اکتیو، راکتیو، ظاهری، لحظه‌ای بار و لحظه‌ای فاز را برای مجموعه

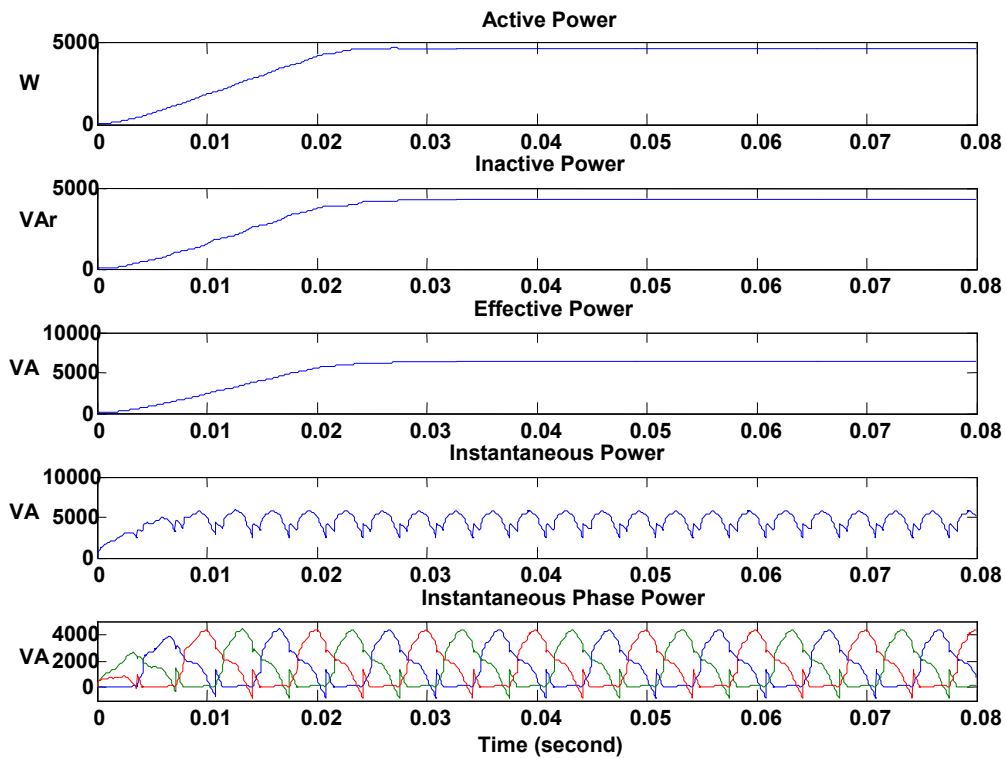
بار، بار حساس، بار غیر خطی و منبع را نشان می‌دهند.



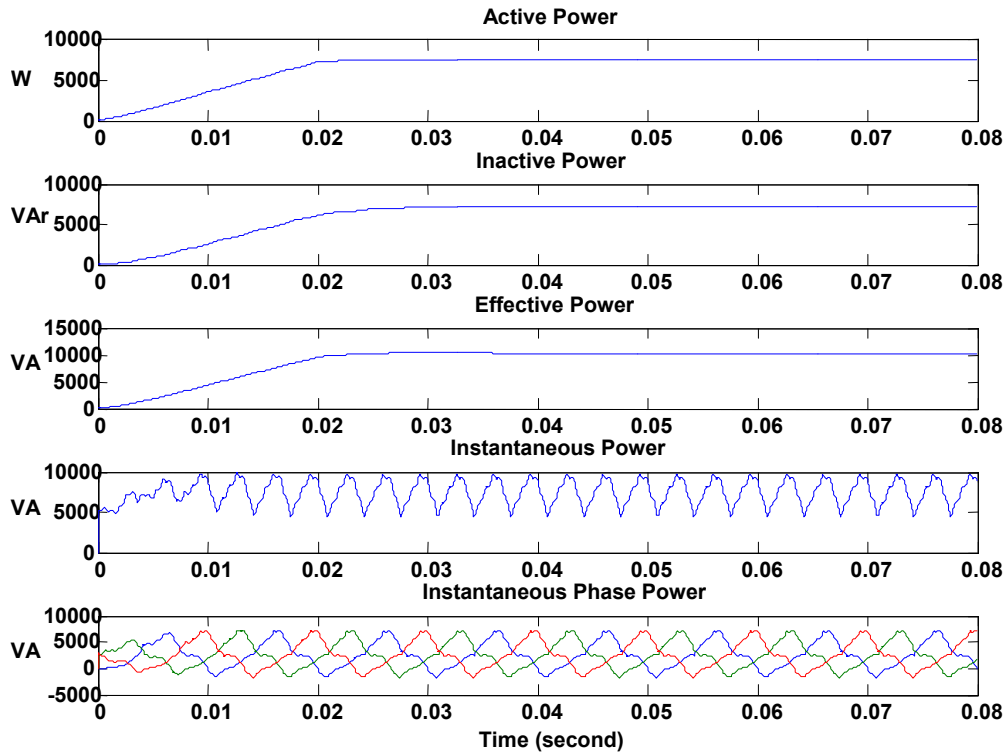
شکل ۳-۷ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای مجموعه بار پیش از جبران



شکل ۳-۸ توانهای اکتیو ، غیر اکتیو ، موثر و لحظه‌ای بار حساس پیش از جبران

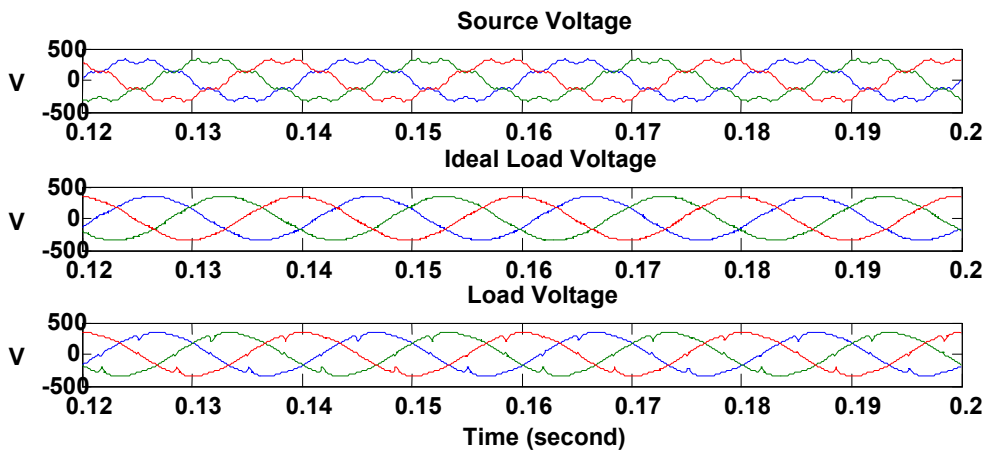


شکل ۳-۹ توانهای اکتیو ، غیر اکتیو ، موثر و لحظه‌ای بار غیرخطی پیش از جبران

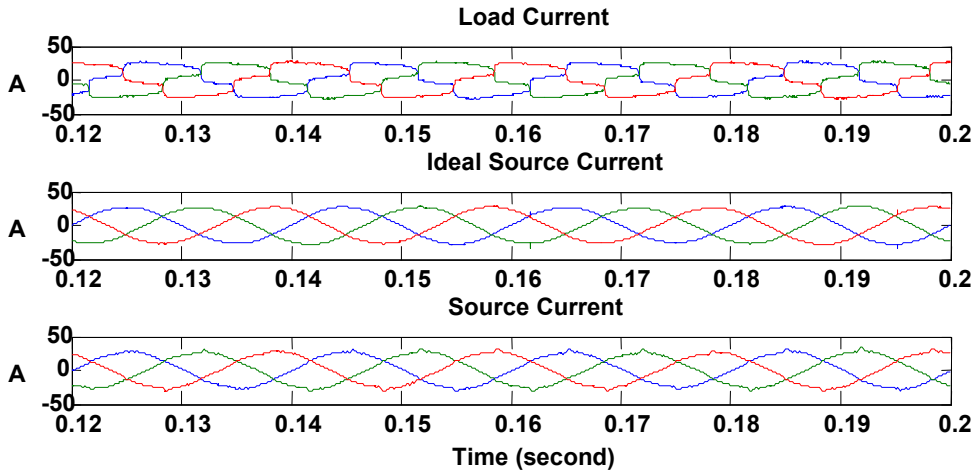


شکل ۳-۱۰ توانهای اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع پیش از جبران

همانگونه که دیده می‌شود، توان ظاهری منبع بسیار بیشتر از توان ظاهری بار است. در شکل ۳-۱۱ و ۳-۱۲ به ترتیب ولتاژها و جریان‌های بار و منبع پس از جبران‌ساز آورده شده است. مشاهده می‌شود که ولتاژ بار و جریان منبع، به شکل مناسبی جبران شده‌اند.

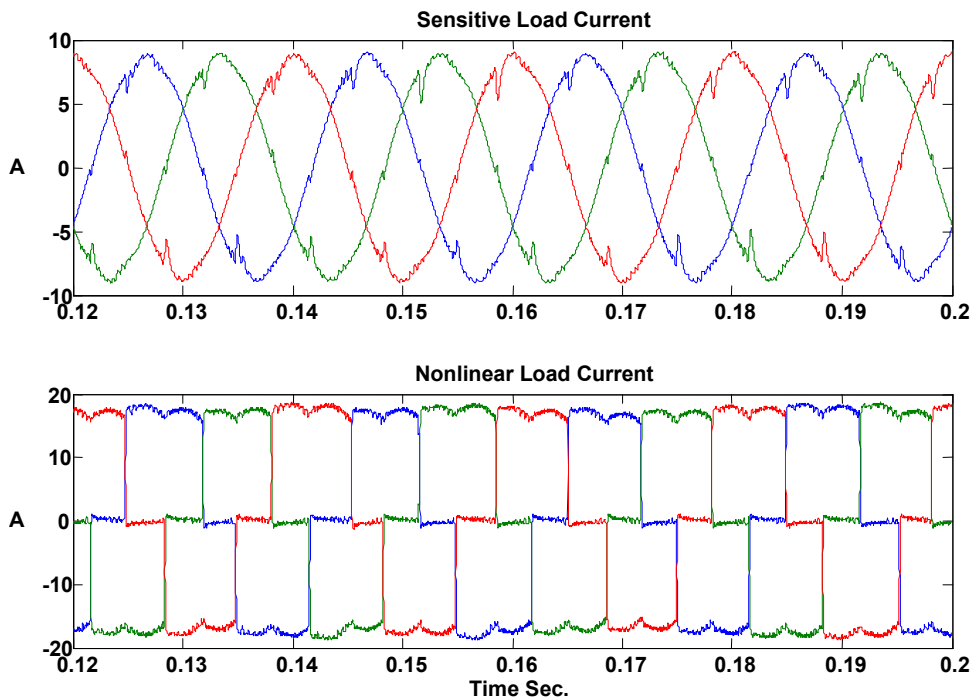


شکل ۳-۱۱ ولتاژهای سیستم، بالا ولتاژ منبع، وسط ولتاژ ایده آل بار و پایین ولتاژ جبران‌شده بار



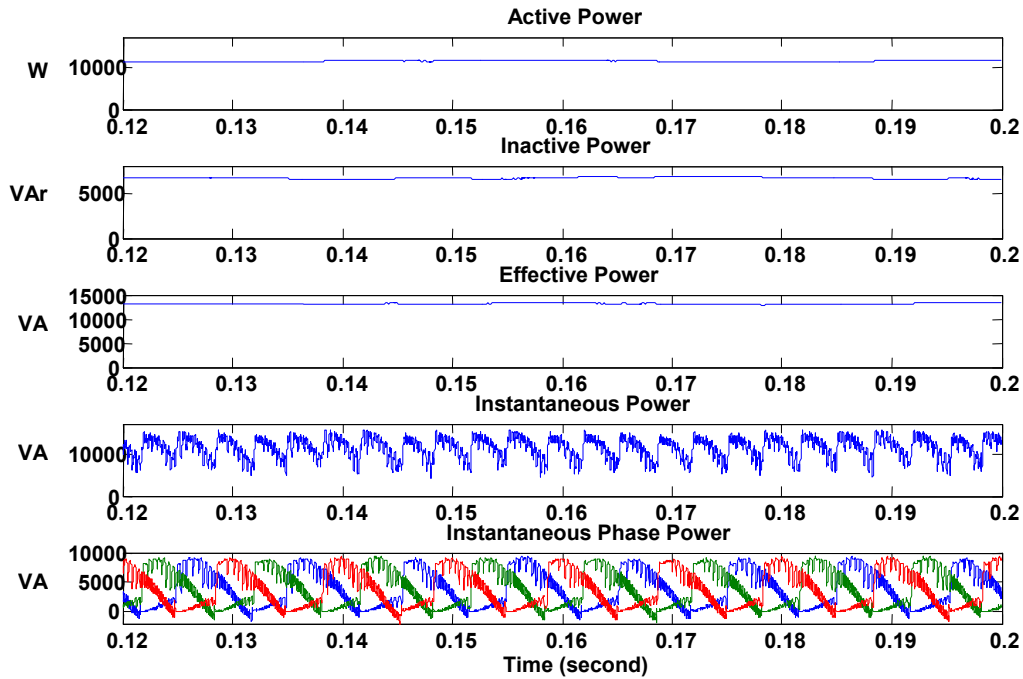
شکل ۳-۱۲ جریان‌های سیستم، بالا جریان بار، وسط جریان ایده‌آل منبع و پایین جریان منبع جبران شده

از شکل‌های فوق (سیستم جبران شده) مشاهده می‌شود که ولتاژ و جریان‌های جبران شده با شکل ایده‌آل فاصله دارند ولی نسبت به پیش از جبران‌سازی بهبود قابل ملاحظه‌ای یافته‌اند. این مسئله در شکل ۳-۱۳ خصوصاً در مقایسه جریان بار حساس نسبت به جریان آن پیش از جبران‌سازی (شکل ۳-۶) بیشتر مشهود است که موید جبران‌سازی مناسب ولتاژ است.

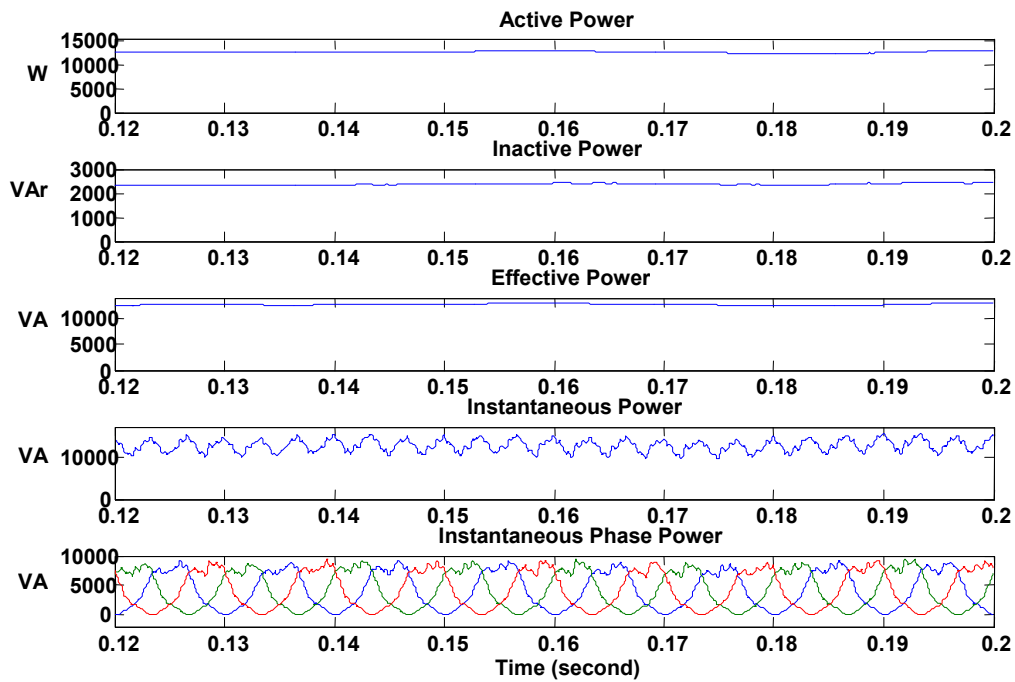


شکل ۳-۱۳ جریان‌های بار حساس (بالا) و بار غیر خطی (پایین) پس از جبران‌سازی

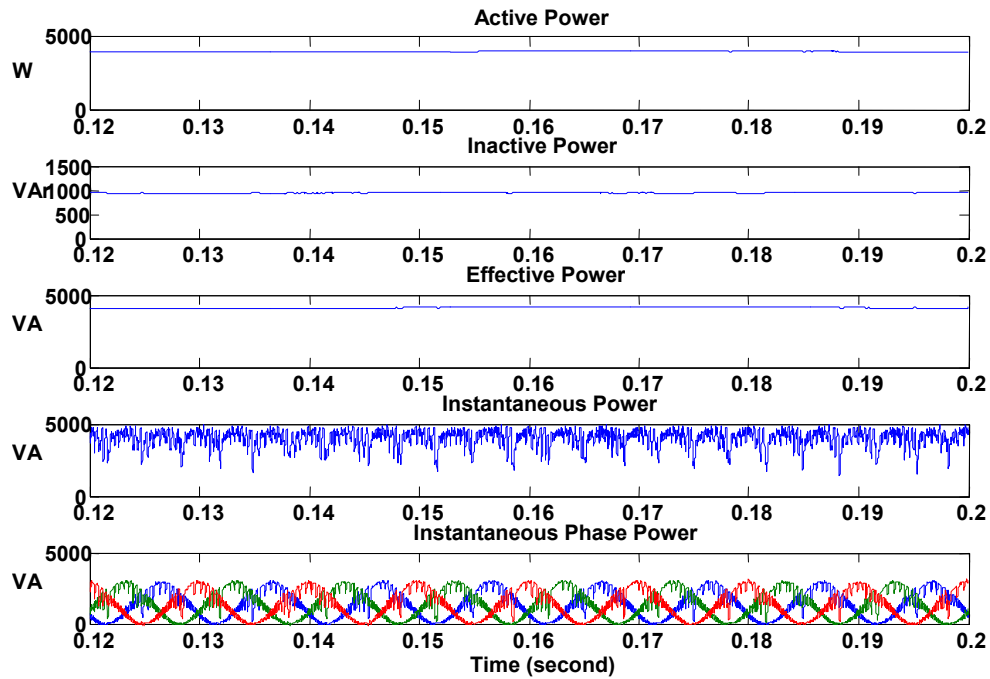
شکل‌های ۳-۱۴ الی ۳-۲۰ توانهای به ترتیب بار، منبع، بار حساس، بار غیر خطی، فیلتر سری و فیلتر موازی را نشان می‌دهند.



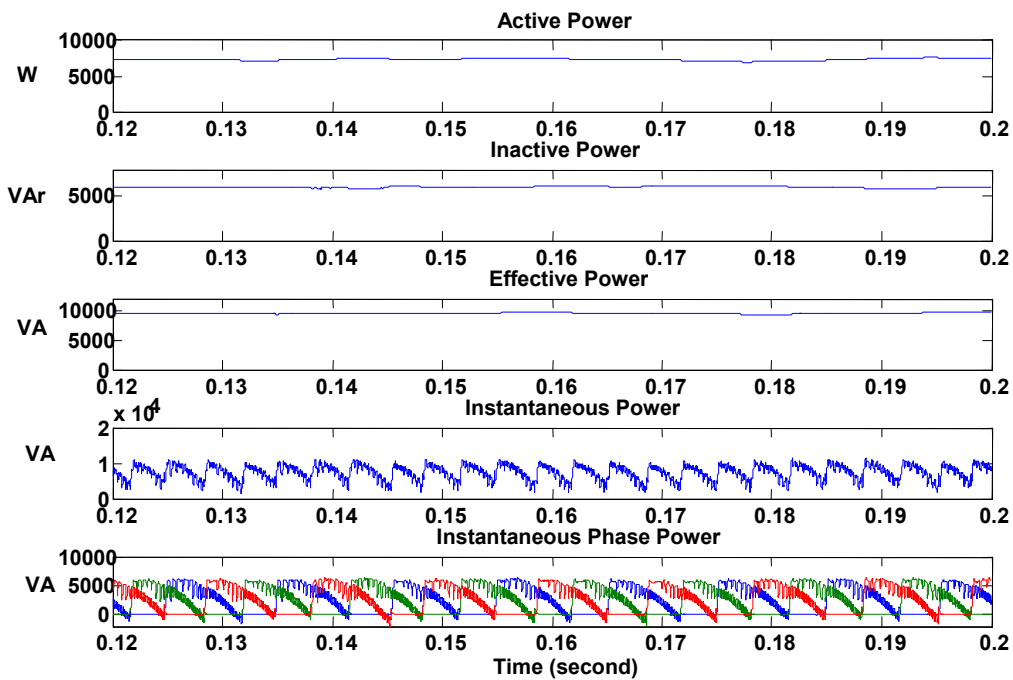
شکل ۳-۱۴ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، ظاهری و لحظه‌ای مجموعه بار



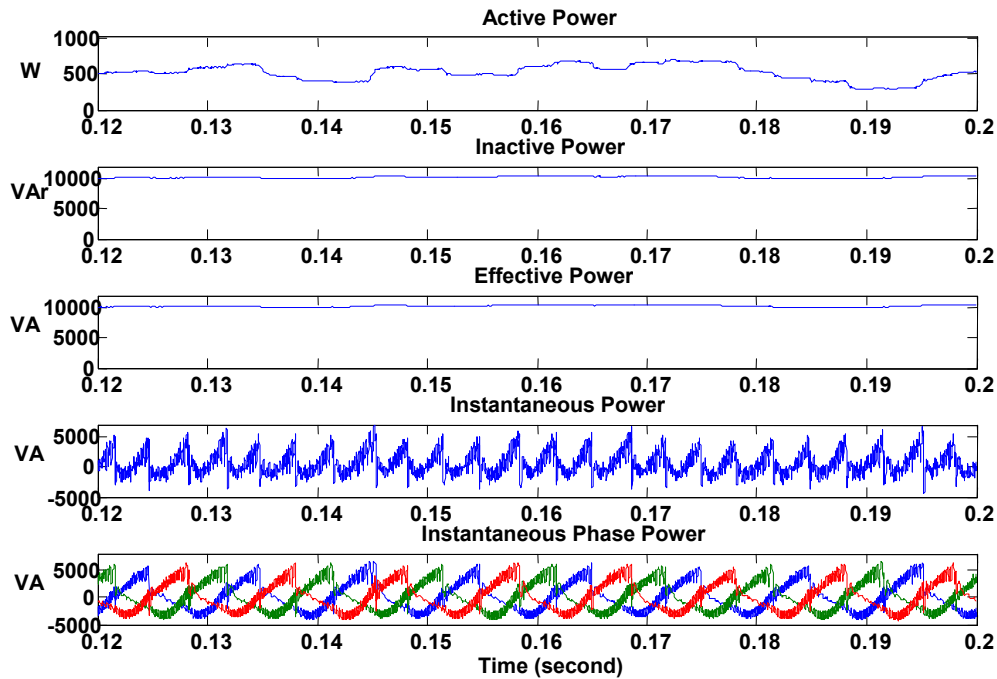
شکل ۳-۱۵ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، ظاهری و لحظه‌ای منبع



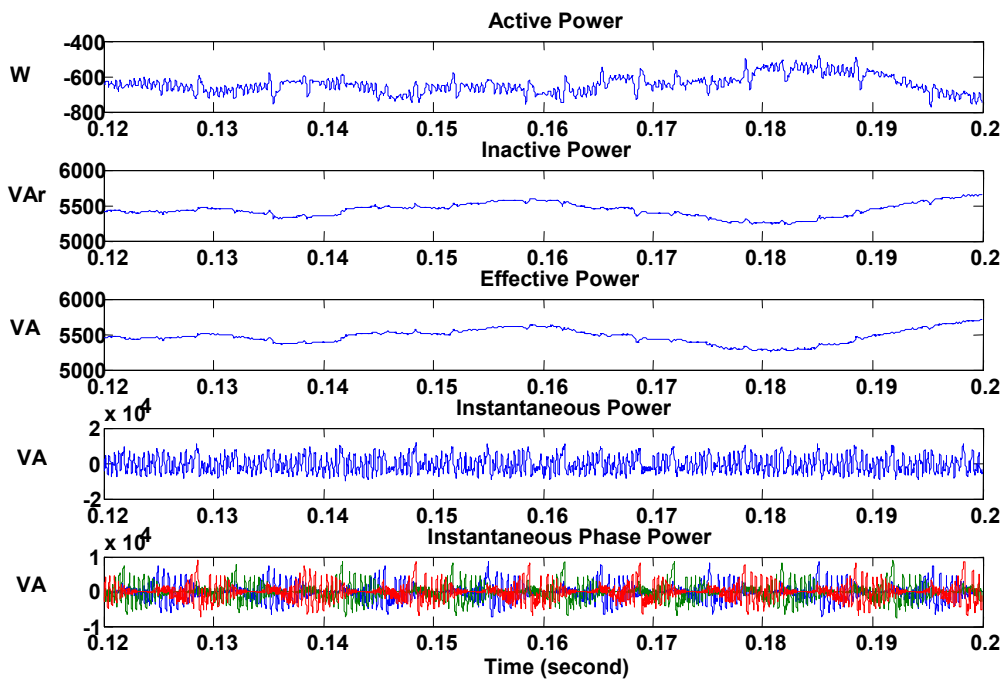
شکل ۳-۱۶ توان‌های اکتیو ، غیر اکتیو ، ظاهری و لحظه‌ای بار حساس



شکل ۳-۱۷ توان‌های اکتیو ، غیر اکتیو ، ظاهری و لحظه‌ای بار غیر خطی



شکل ۳-۱۸ توان‌های اکتیو ، غیر اکتیو ، ظاهری و لحظه‌ای فیلتر اکتیو موازی



شکل ۳-۱۹ توان‌های اکتیو ، غیر اکتیو ، ظاهری و لحظه‌ای فیلتر اکتیو سری

شکل‌های ۳-۱۸ و ۳-۱۹ حاکی از این هستند که فیلتر اکتیو موازی، توان اکتیوی به میزان حدوداً 500w و فیلتر اکتیو سری، حدوداً 700w (علامت منفی به خاطر جهت جریان و ولتاژ انتخابی برای

فیلتر سری است) جذب می‌کند. این مقدار تلفات در مقایسه با توان کل سیستم یعنی در حدود 13 KW به نظر قابل ملاحظه باشد. راندمان سیستم در این حالت به شکل زیر است:

$$\epsilon = \frac{P - Loss}{P} \times 100 \approx \frac{11600}{12890} \times 100 \approx 90$$

با لحاظ کردن شرایط واقعی تر و اینکه چنین تجهیزاتی برای جبران بارهای بزرگتری مورد استفاده قرار خواهد گرفت، می‌توان نتیجه گرفت که راندمان بیش از مقدار محاسبه شده خواهد بود. از مقایسه ضرایب اغتشاش هارمونیک و ضریب توان منبع در جدول ۲-۳ با جدول ۱-۳ می‌توان دید که بهبود قابل قبولی یافته‌اند.

جدول ۲-۳

Active Power(W)	Effective Power(VA)	PF	THD _i	THD _v	
12890	13110	0.9825	4.986 %	14.65 %	Source
11600	13340	0.8699	21.50 %	6.571 %	Total Load
4000	4100	0.9730	5.805 %	6.571 %	Sensitive Load
7600	9650	0.7867	31.35 %	6.571 %	Non Linear Load
750	5700	-	-	-	Series Active Filter
540	10480	-	-	-	Shunt Active Filter

عمده ترین بهبود در جبران ولتاژ بار است که از $THD=34.61\%$ به حدود 6.571% رسیده است. نکته دیگر بهبود ضریب توان منبع است که از 0.7256 به 0.9825 رسیده است. ضریب اغتشاش جریان منبع نیز پس از جبران کاهش داشته و از مقدار 11.68% به 5.805% رسیده است. اما نکته دیگر اینجاست که با جبران ولتاژ بار و جریان منبع، ظرفیت توزیع سیستم در حدود 30% (از حدود $10kVAr$ با ضریب 0.7256 به $13kVAr$ با ضریب قدرت 0.9825) و توان اکتیو انتقالی در حدود 70% (از $7.46 kW$ به $12.890 kW$) افزایش داشته است.

در شرایط جبران سازی فوق بایستی بررسی شود که هزینه جبران سازی شامل هزینه جاری تلفات و نگهداری تجهیز جبران ساز بعلاوه هزینه سرمایه گذاری تجهیز قابل مقایسه با هزینه های کیفیت توان

نظیر جریمه‌های مربوطه بعلاوه هزینه فرصت از دست رفته به دلیل کاهش ظرفیت سیستم قابل مقایسه هستند یا خیر. لازم به ذکر است که با افزایش توان اکتیو مجموعه بارها، راندمان افزایش یافته و استفاده از جبران‌ساز توجیه می‌شود.

۳-۱۰ جمع بندی

فیلترهای اکتیو سری و موازی به تنهایی قادر به جبران همزمان بار و منبع در صورت نیاز نمی‌باشند. به همین دلیل ترکیبی از این دو فیلتر در تجهیزاتی به نام UPQC جمع شده است تا هارمونیک‌های جریانی بار و نارسایی‌های ولتاژ منبع را جبران کنند. وجود دو فیلتر اکتیو موجب پیچیده شدن ساختار جبران‌سازی و بالطبع آن هزینه‌های جبران‌ساز می‌شود ولی در مواردی که هم بار و هم منبع نیاز به جبران داشته باشند، به نظر احتراز ناپذیرند. نتایج شبیه سازی نشان دادند که ساختار UPQC به اندازه قابل قبولی در ایجاد شرایط مورد نیاز بار و منبع موفق عمل کرده است. در فصل‌های بعدی روش جدید جبران‌سازی برای فیلتر اکتیو موازی معرفی و از آن برای کنترل تجهیز UPQC استفاده می‌شود.

**فصل چهارم: استراتژی کنترل بهینه؛ مصالحه بین
پارامترهای کیفیت توان**

۱-۴ مقدمه

همانگونه که در انتهای بخش ۲-۳-۴ ذکر شد، استراتژیهای کنترل دارای این نقص اند که فقط به یکی از مشخصه‌های کیفیت توان پرداخته و سایر شاخصها را نادیده گرفته‌اند. نکته دیگر این است که در شرایط کاملاً سینوسی و متعادل ولتاژ منبع، استراتژی‌های ارایه شده نتایج یکسانی دارند، یعنی با جبران توان راکتیو و تمامی هارمونیک‌های جریان، ضریب توان، یک و تغییرات توان لحظه‌ای صفر می‌شود. این مسئله نشان دهنده اشتراک و شباهت پایه‌ای همه روش‌هاست، اگرچه ساختارشان در ظاهر متفاوت باشد. در مرجع [35] روش جدیدی ارایه شده که قادر است همه استراتژی‌های بیان شده قبلی را بدون تغییر در سخت افزار کنترل و تنها با ایجاد تغییر در برخی شرایط و قیود نرم افزاری پیاده‌سازی کند. این روش که استراتژی^۱ OFC نامیده شده است از انعطاف پذیری بالایی جهت پیاده سازی و لحاظ نمودن شرایط بسیار ویژه، نظیر محدودیت‌های هارمونیک مطابق استاندارد [5] و بدست آوردن بالاترین ضریب توان ممکن با وجود ولتاژ مغشوش برخوردار است. در ادامه این فصل روش OFC به تفصیل مورد بررسی قرار خواهد گرفت و تلاش می‌شود با انجام تغییراتی در آن، با استفاده از مبدلهای ساده‌تر به پاسخ‌های بهتر دست یافت.

۲-۴ مقایسه روش‌های متداول

هنگامی که ولتاژ منبع سینوسی کامل نباشد، دو خواسته متضاد در اهداف جبران‌سازی به وسیله فیلتر اکتیو موازی وجود دارند که در صورت برآورده شدن یکی، به یقین دیگری نقض خواهد شد. این دو هدف به ترتیب زیرند:

- جبران کامل هارمونیک‌های جریانی که نتیجه آن نرسیدن به ضریب توان واحد است.
- تصحیح ضریب توان واحد که قادر به جبران کامل هارمونیک‌ها نخواهد بود.

¹ Optimal and Flexible Control Strategy

در چنین شرایط لازم است که بین مشخصه‌های کیفیت توان مصالحه ایجاد گردد، به نحوی که ضمن رعایت حدود هارمونیکی مجاز، به ضریب توان ماکزیمم دست یافت. به این منظور روشهای کنترلی فیلتر اکتیو موازی ارایه شده در بخش دوم بررسی و مقایسه می‌گردند.

۱-۲-۴ روش کلاسیک P-Q

این تئوری رایج ترین روشی است که مورد استفاده قرار گرفته است. پیش از هر چیز جریان ها و ولتاژهای سیستم به مختصات α - β - O نگاشته می‌شوند. ساختار کنترلی روش به شکل زیر است :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{p}_o \\ \mathbf{p} \\ \mathbf{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{e}_\alpha & \mathbf{e}_\beta \\ \mathbf{0} & -\mathbf{e}_\beta & \mathbf{e}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_0 \\ \mathbf{i}_\alpha \\ \mathbf{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{p}_{o_{dc}} + \mathbf{p}_{o_{ac}} \\ \mathbf{p}_{dc} + \mathbf{p}_{ac} \\ \mathbf{q}_{dc} + \mathbf{q}_{ac} \end{bmatrix} \quad (51)$$

قسمت‌های متناوب و مستقیم توان به کمک فیلترهای پایین گذر مناسب قابل جداسازی هستند.

جریان‌های جبران‌ساز به شکل زیر استخراج می‌شوند :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{0c} \\ \mathbf{i}_{\alpha c} \\ \mathbf{i}_{\beta c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{e}_\alpha & \mathbf{e}_\beta \\ \mathbf{0} & -\mathbf{e}_\beta & \mathbf{e}_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\mathbf{p}_{o_{ac}} \\ -\mathbf{p}_{ac} \\ -\mathbf{q}_{ac} \end{bmatrix} \quad (52)$$

بدین ترتیب، کلیه توان‌های غیر اکتیو، توان‌های مولفه صفر و توان‌های اکتیو نوسانی جبران شده-

اند. در روش دیگری می‌توان با محاسبه جریان‌های مطلوب و تفاضل این جریان از جریان بار، جریان

کنترل کننده را به دست آورد :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{0d} \\ \mathbf{i}_{\alpha d} \\ \mathbf{i}_{\beta d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{e}_\alpha & \mathbf{e}_\beta \\ \mathbf{0} & -\mathbf{e}_\beta & \mathbf{e}_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{P}_{dc} = \mathbf{p}_{dc} + \mathbf{p}_{o_{dc}} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (53)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{0d} \\ \mathbf{i}_{\alpha d} \\ \mathbf{i}_{\beta d} \end{bmatrix} = \frac{\mathbf{P}_{dc}}{\mathbf{e}_\alpha^2 + \mathbf{e}_\beta^2} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{e}_\alpha \\ \mathbf{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (54)$$

۲-۲-۴ جبرانسازی ضریب توان واحد UPF

همانگونه که پیشتر گفته شد، در این جبرانسازی، مجموعه بار و فیلتر اکتیو بایستی به صورت یک مجموعه بار اهمی متقارن از منبع دیده شوند، از اینرو می‌توان رابطه (۳۳) را به شکل زیر نوشت:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \Psi(t) \cdot \begin{bmatrix} e_0 \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (55)$$

در رابطه فوق، $\Psi(t)$ ، عکس مقاومت دیده شده از دید منبع می‌باشد که بایستی برای جبران کامل ثابت باقی بماند ($\Psi(t) = \Psi_0$). روابط (۳۸) تا (۴۰) را می‌توان به شکل زیر نوشت:

$$\begin{cases} P(t) = \Psi(t) * \epsilon(t) \\ \epsilon(t) = e_\alpha^2 + e_\beta^2 + e_o^2 \end{cases} \quad (56)$$

$$\begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{\alpha d} \\ i_{\beta d} \end{bmatrix} = \frac{P_{dc}}{e_\alpha^2 + e_\beta^2 + e_o^2} \begin{bmatrix} e_0 \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (57)$$

در رابطه فوق P_{dc} توان اکتیو بار و ϵ_{dc} مقدار متوسط $\epsilon(t)$ می‌باشد.

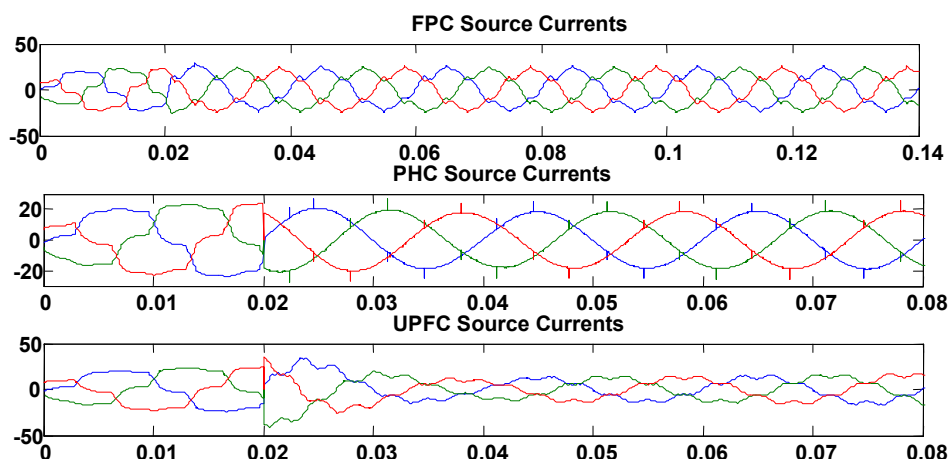
۳-۲-۴ جبران کامل هارمونیک‌ها

با کمی تغییر در روش غیر مستقیم $P-Q$ ، می‌توان روش را قادر به جبران کامل هارمونیک‌ها نمود. در این صورت جریان‌های مطلوب منبع را می‌توان به شکل زیر بدست آورد:

$$\begin{bmatrix} i_{0d} \\ i_{\alpha d} \\ i_{\beta d} \end{bmatrix} = \frac{P_{dc}}{\bar{e}_\alpha^2 + \bar{e}_\beta^2} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{e}_\alpha \\ \bar{e}_\beta \end{bmatrix} \quad (58)$$

از مقایسه رابطه (۵۴) با رابطه (۵۷) و (۵۸) می‌توان دریافت که استراتژی‌های معرفی شده، بسیار به هم شبیه‌اند. از مقایسه نتایج شبیه‌سازی روشهای فوق که در فصل ۲ انجام شد (شکل‌های ۲-۴۱، ۲-۵۱ و ۲-۵۸) می‌توان تفاوت عملکرد این سیستم‌های کنترلی را دید. شکل ۴-۱ جریان‌های مطلوب منبع را در هر سه روش جمع بندی کرده است. در شکل ۴-۱، تصویر بالا مربوط به جریان مطلوب منبع در استراتژی کنترل FPC، شکل میانی مربوط به کنترل PHC و تصویر پایین متعلق به سیستم

کنترلی UPFC می‌باشد. در شبیه سازی به منظور احراز از اشکالات **algebraic loop** محیط شبیه ساز **MATLAB/SIMULINK**، از بلوک‌های تاخیر با گام زمانی برابر با گام زمانی شبیه سازی استفاده شده است که موجب بروز پرش‌های ناگهانی و بسیار تیز در شکل موج جریان‌های ایده‌آل منبع می‌شود.



شکل ۴-۱ جریان‌های مطلوب منبع مربوط به استراتژی‌های متداول FPC, PHC, UPFC

۳-۴ روش OFC

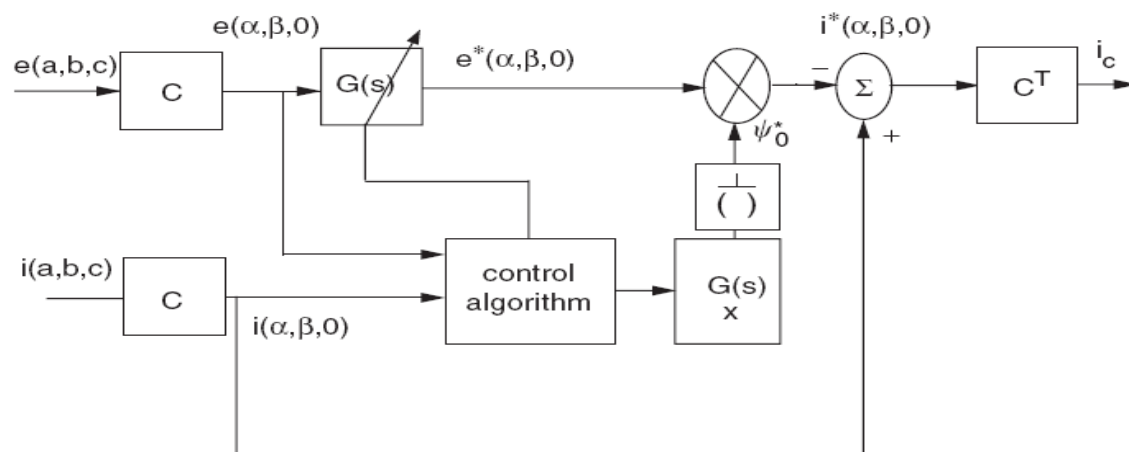
این روش در مرجع [35] معرفی شده و نحوه محاسبه جریان دلخواه منبع مشابه روش کنترل ضریب واحد یکه است.

$$\mathbf{i}^* = \boldsymbol{\psi}_o^* \cdot \mathbf{e}^* \quad (59)$$

در رابطه فوق $\boldsymbol{\psi}_o^*$ یک ثابت و \mathbf{i}^* جریان مطلوب منبع می‌باشد. \mathbf{e}^* یک نسخه فیلتر شده از ولتاژ منبع می‌باشد که به صورت زیر با ولتاژ منبع ارتباط برقرار می‌کند:

$$\mathbf{e}^* = \mathbf{G}(s) \cdot \mathbf{e}(s) \quad (60)$$

در این رابطه $\mathbf{G}(s)$ از طریق یک برنامه بهینه سازی محاسبه می‌گردد. شکل ۴-۲ بلوک دیاگرام سیستم کنترل OFC را نشان می‌دهد که در آن ضرایب بهره $\mathbf{G}(s)$ از طریق سیستم کنترلی و با توجه به سیگنال ولتاژ واقعی سیستم تغییر می‌کند.



شکل ۴-۲ بلوک دیاگرام سیستم کنترل OFC

$e(s)$ تبدیل لاپلاس ولتاژ سیستم و $G(s)$ تابع تبدیل بانک فیلتری در حوزه لاپلاس می باشد. $G(s)$

از طریق یک تابع بهینه سازی تحت شرایط زیر محاسبه می شود:

- THD_i جریان منبع به یک حد بالایی محدود شود.
- HD_i^1 ضریب هارمونیک هر یک از هارمونیک های مجزا به یک حد بالایی محدود گردد.
- میزان عدم تعادل جریان های منبع به یک حد بالایی محدود گردد.
- ضریب توان منبع به یک حد پایین محدود شود.
- دیگر پارامترهای کیفیت توان نظیر TIF^2 و ... به حد بالایی (یا پایین در صورت لزوم) محدود گردند.
- محدوده شرایط فنی نظیر توان ظاهری فیلتر و ... مشخص گردند.

از روابط (۵۹) و (۶۰) می توان نتیجه گرفت که بار جبران شده، رفتاری تقریباً خطی در قبال ولتاژ دارد ولی نه کاملاً اهمی، بلکه قدری راکتانس در قبال برخی مولفه های ولتاژ خواهد داشت. در ادامه دو روش بهینه سازی مناسب ارایه شده اند:

¹ Harmonic Distortion

² Telephone Influence Factor

۴-۳-۱ استراتژی حداکثر ضریب توان

در این استراتژی هدف دستیابی به ماکزیمم ضریب توان ممکن تحت قیدهای هارمونیک زیر است:

Maximize(η)

Subject to:

$$\begin{aligned} H_a^i &\leq \gamma_a & H_b^i &\leq \gamma_b & H_c^i &\leq \gamma_c \\ H_{a,n}^i &\leq \lambda_{a,n} & H_{b,n}^i &\leq \lambda_{b,n} & H_{c,n}^i &\leq \lambda_{c,n} \\ \frac{i_n^0}{i_1^+} &\leq u_n^0 & \text{And} & & \frac{i_n^-}{i_1^+} &\leq u_n^- & n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (61)$$

همانگونه که از رابطه (۶۱) می‌توان دید، مسئله، حل یک تابع بهینه سازی مقید است که در آن H_a^i ، H_b^i و H_c^i ضرایب اغتشاش هارمونیک جریانی (THD_i) فازهای a, b, c هستند و $H_{a,n}^i$ ، $H_{b,n}^i$ و $H_{c,n}^i$ ضریب نسبت هارمونیک n ام فاز a, b, c به مولفه اصلی جریان فاز a, b, c می‌باشند. i_n^0 ، i_n^- و i_1^+ به ترتیب، مولفه توالی صفر هارمونیک مرتبه n ام، مولفه توالی منفی هارمونیک مرتبه n ام و مولفه مثبت فرکانس پایه جریان سیستم می‌باشند که از تبدیل فورسکیو N جمله اول سری فوریه جریان‌های سیستم بدست می‌آید. قیدهای بالایی γ_a ، γ_b ، γ_c ، $\lambda_{a,n}$ ، $\lambda_{b,n}$ ، $\lambda_{c,n}$ و u_n^0 و u_n^- ممکن است بر اساس استانداردهای هارمونیک موجود انتخاب گردند.

۴-۳-۲ استراتژی حداقل اغتشاش جریان

در این استراتژی با تعیین یک حداقل برای ضریب توان سیستم، سعی می‌شود که اغتشاشات هارمونیک جریان منبع به کمترین مقدار ممکن برسد.

$$\text{Minimize}(H^i = w_1 H_a^i + w_2 H_b^i + w_3 H_c^i)$$

Subject to:

$$\begin{aligned} \eta &\geq \eta_0 \\ H_{a,n}^i &\leq \lambda_{a,n} & H_{b,n}^i &\leq \lambda_{b,n} & H_{c,n}^i &\leq \lambda_{c,n} \\ \frac{i_n^0}{i_1^+} &\leq u_n^0 & \text{And} & & \frac{i_n^-}{i_1^+} &\leq u_n^- & n = 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (62)$$

در رابطه فوق w_1 ، w_2 و w_3 وزنهای مربوط به اغتشاش جریان کل فازهای a, b, c هستند.

با ایجاد تغییرات در قیدهای بهینه‌سازی می‌توان به استراتژی‌های دیگری دست یافت که می‌توان از آن جمله به قیود مربوط به مشخصات فنی مبدل اشاره کرد، مثلاً با افزودن $KVA < k$ به تابع بهینه سازی، می‌توان توان ظاهری مبدل را به سطح k محدود کرد.

۳-۳-۴ پایه ریاضی روش OFC

بسط رابطه (۶۰) به شکل زیر می‌باشد:

$$\begin{cases} e_{\alpha}^* = G_{\alpha}(S) \cdot e_{\alpha}(S) \\ e_{\beta}^* = G_{\beta}(S) \cdot e_{\beta}(S) \\ e_0^* = G_0(S) \cdot e_0(S) \end{cases} \quad (63)$$

در رابطه فوق $G_{\alpha}(S)$ ، $G_{\beta}(S)$ و $G_0(S)$ معادل بانک فیلتری هستند که مولفه‌های هارمونیک $e_{\alpha}(S)$ ، $e_{\beta}(S)$ و $e_0(S)$ را پردازش می‌کنند. با استفاده از (۵۹) و (۶۰) توان متوسط سیستم به شکل زیر در می‌آید:

$$P_{dc} = (e^T \cdot i^*)_{dc} = \Psi_0^* (e^T \cdot e^*)_{dc} \quad (64)$$

$$\Psi_0^* = \frac{P_{dc}}{(e^T \cdot e^*)_{dc}} = \frac{P_{dc}}{\epsilon_{dc}^*} \quad (65)$$

$$\epsilon_{dc}^* = (e_{\alpha} e_{\alpha}^* + e_{\beta} e_{\beta}^* + e_0 e_0^*) \quad (66)$$

در رابطه (۶۵)، Ψ_0^* به نحوی محاسبه می‌شود که توان اکتیو متوسط سیستم تغییر نیابد.

اگر بهره بانک فیلتری $G(S)$ برای تمام فرکانس‌ها و در تمام فازها یک باشد، سیستم OFC به یک سیستم UPFC کاهش پیدا می‌کند، در صورتی که این بهره‌ها تنها برای مولفه اصلی ولتاژ یک باشد سیستم به PHC تقلیل یافته و اگر تنها برای مولفه صفر ولتاژ صفر باشد و برای سایر مولفه‌های ولتاژی برابر یک باشد به تئوری کلاسیک P-Q (استراتژی FPC) تغییر خواهد یافت. در ادامه روابط مربوط به ارتباط ضریب توان با بهره بانک فیلتری بررسی خواهد شد. ضریب توان به شکل زیر خواهد بود:

$$\eta = \frac{P_{dc}}{E \cdot I^*} \quad (67)$$

E مقدار موثر ولتاژ سیستم و I^* مقدار موثر جریان دلخواه منبع می‌باشد. این مقادیر به شکل زیر

تعریف می‌گردند:

$$E = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (e^T \cdot e) dt} = \sqrt{(e^T \cdot e^*)_{dc}} = \sqrt{(e_\alpha e_\alpha^* + e_\beta e_\beta^* + e_0 e_0^*)_{dc}} \quad (68)$$

$$I^* = \sqrt{(i_\alpha^{*2} + i_\beta^{*2} + i_0^{*2})_{dc}} \quad (69)$$

با جایگذاری روابط (۵۹)، (۶۴)، (۶۸) و (۶۹) در رابطه (۶۷)، ضریب توان به شکل زیر محاسبه

خواهد شد:

$$\eta = \frac{P_{dc}}{\Psi_0^* E E^*} = \frac{\Psi_0^* (e^T \cdot e^*)_{dc}}{\Psi_0^* E E^*} = \frac{(e^T \cdot e^*)_{dc}}{E E^*} \quad (70)$$

در رابطه فوق، مقادیر E و e قابل اندازه‌گیری از ولتاژهای شبکه هستند. مقادیر e^* و E^* نیز با دانستن E و e و بهره‌های بانک فیلتری قابل محاسبه‌اند.

N جمله اول سری فوریه ولتاژهای واقعی و مجازی (e^*) در حوزه زمان فاز x را می‌توان به شکل زیر

نوشت:

$$e_x(t) = e_{x0} + \sum_{i=1}^N e_{xi} \cos(i\omega t + \varphi_{xi}) \quad (71)$$

$$e_x^*(t) = \sum_{i=1}^N e_{xi}^* \cos(i\omega t + \varphi_{xi}^*) = \sum_{i=1}^N G_{xi} \cdot e_{xi} \cdot \cos(i\omega t + \varphi_{xi}) \quad (72)$$

G_{xi} بهره بانک فیلتری برای هارمونیک i ام در فاز x است. مقادیر موثر ولتاژهای واقعی و مجازی به

روش بوخهلس^۱ به شکل زیر خواهند بود (به پیوست مراجعه شود):

$$E^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (e_{ai}^2 + e_{bi}^2 + e_{ci}^2) = \frac{1}{2} \sum_{x=a,b,c} \sum_{i=1}^N e_{xi}^2 \quad (73)$$

$$E^{*2} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (G_{ai}^2 \cdot e_{ai}^2 + G_{bi}^2 \cdot e_{bi}^2 + G_{ci}^2 \cdot e_{ci}^2) = \frac{1}{2} \sum_{x=a,b,c} \sum_{i=1}^N G_{xi}^2 \cdot e_{xi}^2 \quad (74)$$

$$\epsilon_{dc}^* = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (G_{ai} \cdot e_{ai}^2 \cdot \cos \theta_{ai} + G_{bi} \cdot e_{bi}^2 \cdot \cos \theta_{bi} + G_{ci} \cdot e_{ci}^2 \cdot \cos \theta_{ci}) \quad (75)$$

¹ Buchholz

$$\epsilon_{dc}^* = \frac{1}{2} \sum_{x=a,b,c} \sum_{i=1}^N G_{xi} \cdot e_{xi}^2 \cdot \cos \theta_{xi} \quad (76)$$

در رابطه فوق θ_{xi} زاویه بانک فیلتری فاز x در هارمونیک i ام می‌باشد. در نهایت THD جریان فاز x به شکل زیر قابل محاسبه خواهد بود:

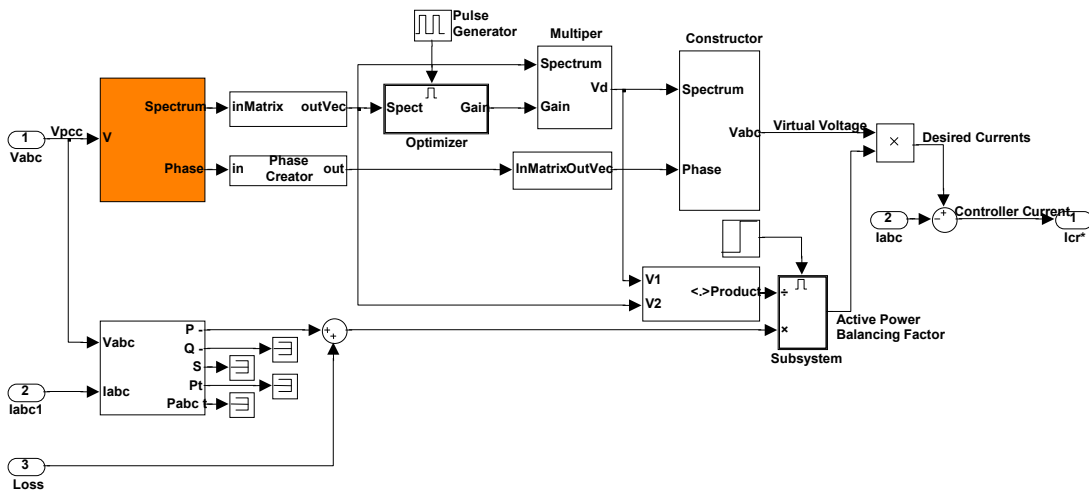
$$H_x^i = \frac{1}{i_{x1}^*} \sqrt{\sum_{i \neq 2} i_{xi}^{*2}} = \frac{1}{e_{x1}^*} \sqrt{\sum_{i \neq 2} e_{xi}^{*2}} \quad (77)$$

سایر قیدهای اضافی نیز می‌توانند به همین منوال محاسبه گردند. به عنوان نمونه قید ظرفیت جبران‌ساز به شکل زیر محاسبه خواهد شد.

$$kVA = E \cdot (i - i^*) = E \cdot I_{CR} \quad (78)$$

۴-۴ شبیه سازی

شکل ۳-۴ بلوک دیاگرام سیستم کنترل OFC مورد استفاده در محیط MATLAB/SIMULINK را جهت شبیه سازی نشان می‌دهد. بلوک تحلیلگر فوریه، به روش پنجره لغزان و به صورت انتخابی در پایان هر سیکل سری فوریه ولتاژ را تا مرتبه دلخواه N محاسبه می‌کند و به عنوان ورودی در اختیار بخش بهینه سازی قرار می‌دهد.



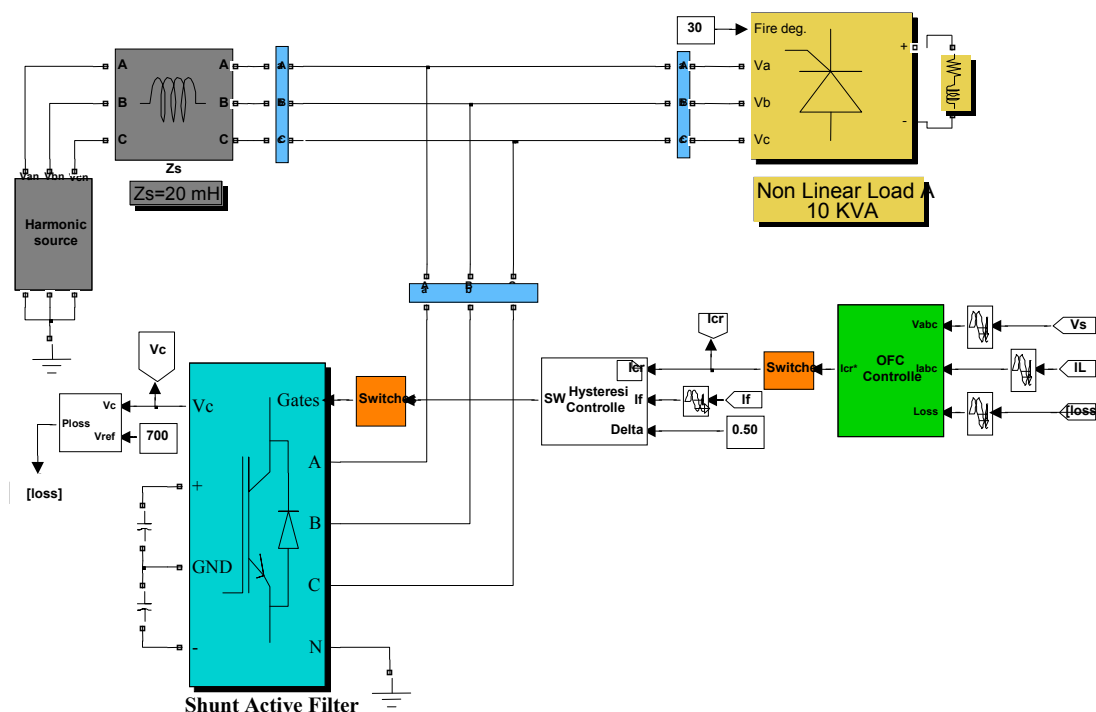
شکل ۳-۴ بلوک دیاگرام کنترل OFC در محیط SIMULINK

ساختار OFC قابلیت جایگزینی با استراتژی های کنترلی ارایه شده در بخشهای قبل را دارد ، کافی است که شرایط بهینه سازی و درواقع قیدهای بهینه سازی تعریف شوند. در این بخش از OFC بجای استراتژی های UPFC و PHC برای جبران سازی سیستم قدرت شکل ۴-۴ استفاده خواهد شد . سیستم قدرت شامل منبع تغذیه هارمونیک و یک بار غیر خطی است که توسط امپدانس نسبتاً بزرگ $L=20mH$ به هم متصل شده اند. منبع تغذیه شامل هارمونیک های ۷ ام و ۱۳ ام می باشد.

در شبیه سازی های انجام شده ، استراتژی نخست OFC مبنی بر رسیدن به بیشترین ضریب توان و رعایت قیدهای هارمونیک (رابطه ۶۱) مورد استفاده قرار گرفته اند. مبدل اینورتری از تکنیک سویچینگ کنترل باند هیستریزس استفاده می کند. به همراه آن یک فیلتر پسیو کوچک جهت حذف رپل های جریانی ناشی از سویچینگ مورد استفاده قرار گرفته است.

در ساختار OFC از یک کنترل کننده انتگرالی-تناسبی (PI Controller) جهت تثبیت باس DC

استفاده شده که سیگنال کنترلی آن به صورت حلقه بسته با توان اکتیو متوسط بار جمع خواهد شد.



شکل ۴-۴ سیستم قدرت جبران شده به وسیله فیلتر اکتیو موازی و استراتژی کنترل OFC

قیدهای هارمونیک مطابق استاندارد IEEE 519 (مرجع [5]) جهت هارمونیک‌های جریانی انتخاب شده‌اند. جدول ۴-۱ محدودیت هارمونیک و جدول ۴-۲ نیز اطلاعات سیستم جبران نشده شکل ۴-۴ را نشان می‌دهند.

جدول ۴-۱ نیازمندی‌های هارمونیک جریانی برای سیستم‌های توزیع عام

Current Distortion Limits for General Distribution Systems (120 V Through 69 000 V)

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

*All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .

where

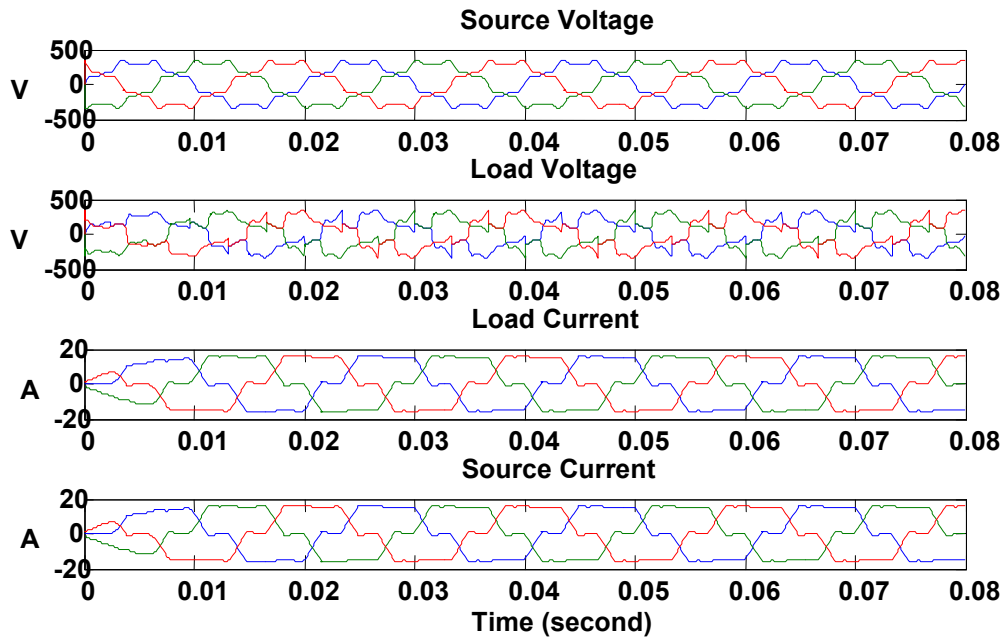
I_{sc} = maximum short-circuit current at PCC.
 I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

جدول ۴-۲ شاخص‌های سیستم جبران نشده

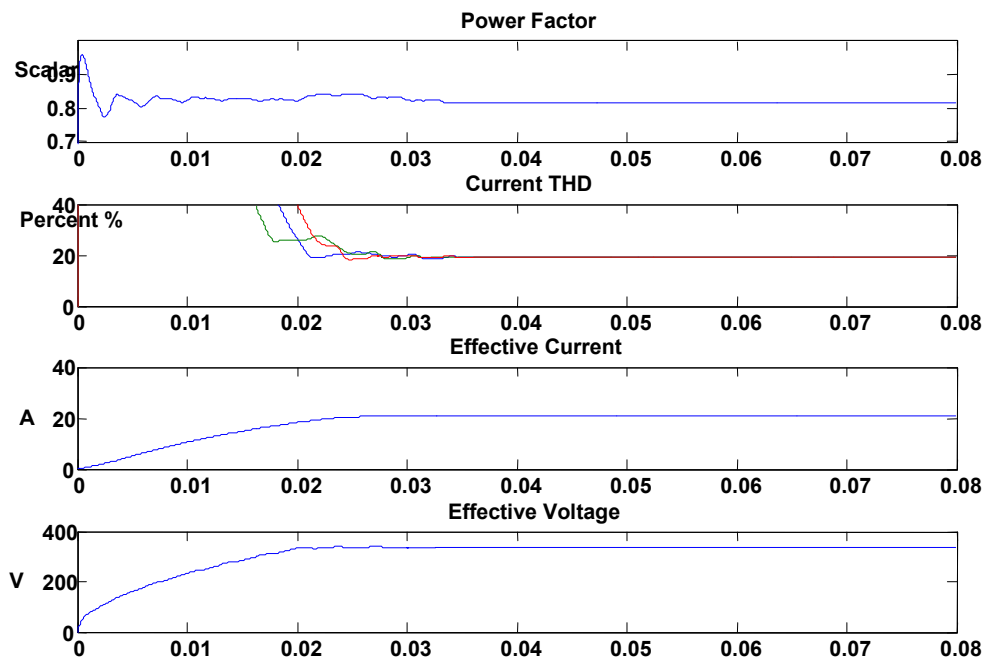
Power			V_{rms} V	I_{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
8028	5638	5712	386.03	20.79	71.17	19.3	16.23	Source
7003	4051	5712	336.79	20.79	81.57	19.3	42.68	Load

مطابق استاندارد و بر اساس سطح اتصال کوتاه در نقطه اتصال مشترک، سیستم شکل ۴-۴ جزء دسته اول با قیدهای هارمونیکي سختگیرانه تر قرار دارد. به همین دلیل برای فازهای a,b,c محدوده استاندارد هارمونیکي به شکل زیر است:

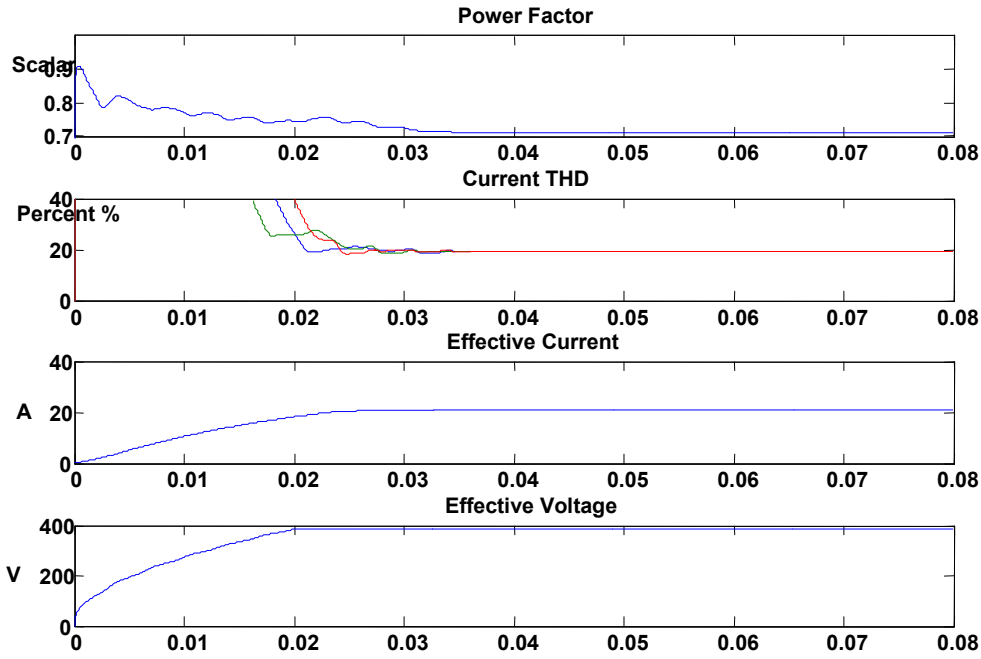
$$\text{Limits} = [5 \quad 4 \quad 2 \quad 1.5 \quad 0.6 \quad 0.3]^T$$



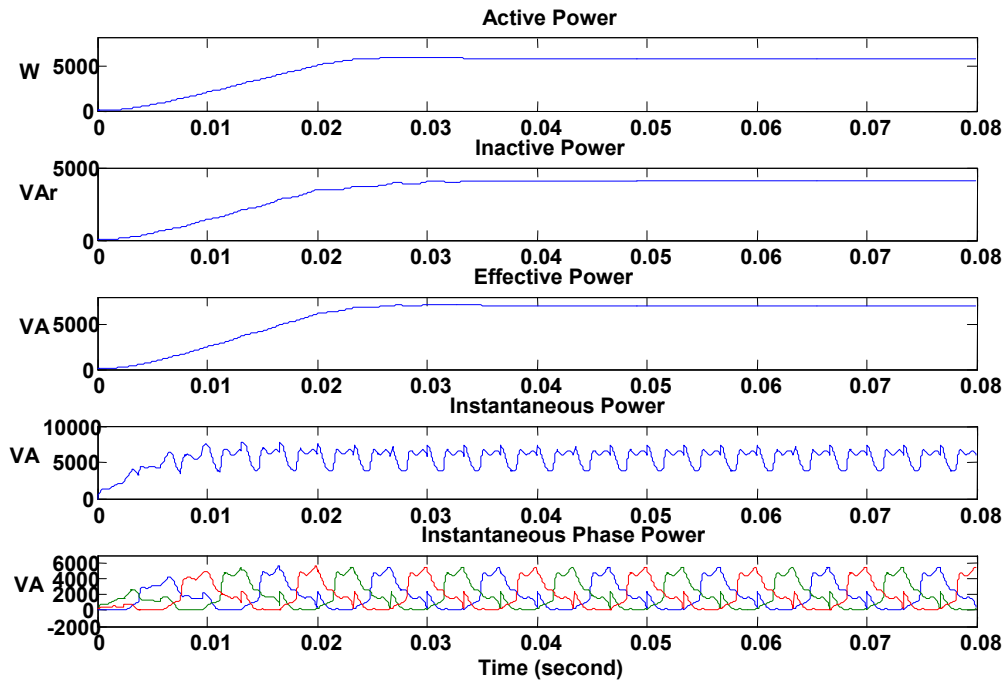
شکل ۴-۵ ولتاژ و جریان‌های سیستم جبران نشده



شکل ۴-۶ شاخص‌های منبع جبران نشده، ضریب توان، THD_i ، جریان موثر و ولتاژ موثر



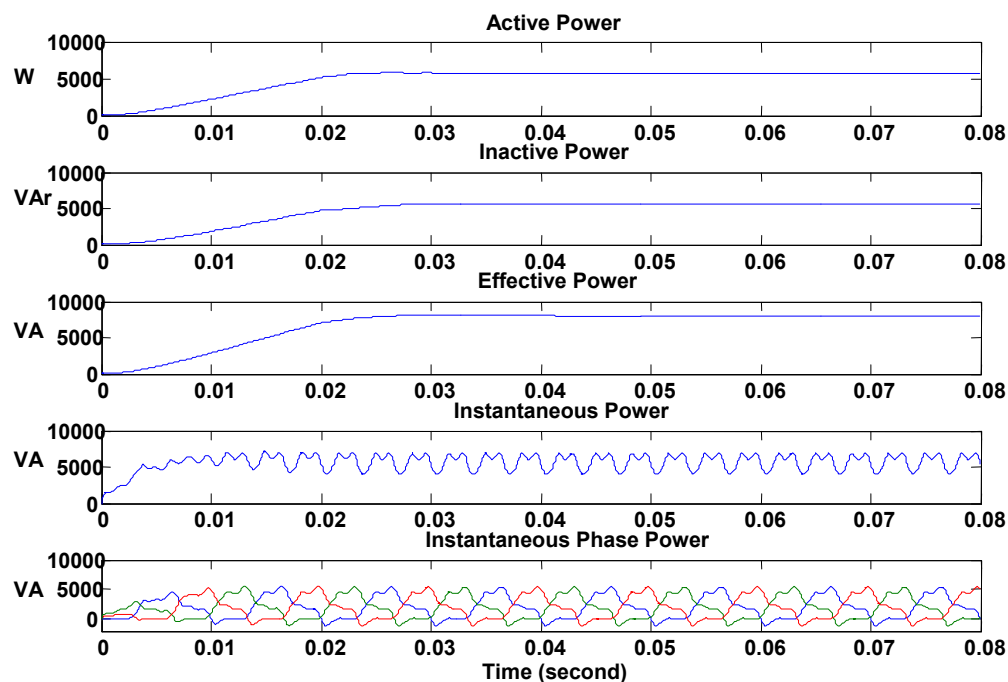
شکل ۴-۷ شاخص‌های بار جبران نشده، ضریب توان، THD، جریان موثر و ولتاژ موثر



شکل ۴-۸ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار جبران نشده

در شرایطی که ولتاژ ترمینال ثابت و 380v سینوسی باشد، توان ظاهری بار غیر خطی در حدود

10kVA می‌باشد.

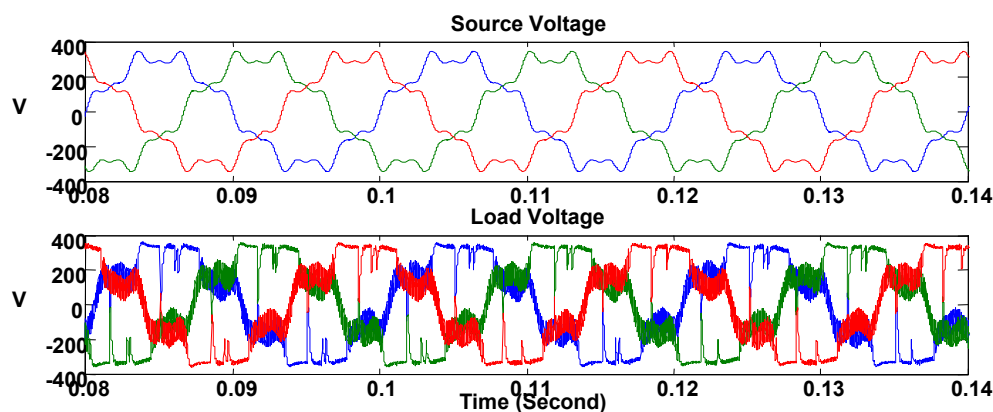


شکل ۴-۹ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران نشده

۱-۴-۴ استفاده از OFC بجای UPFC

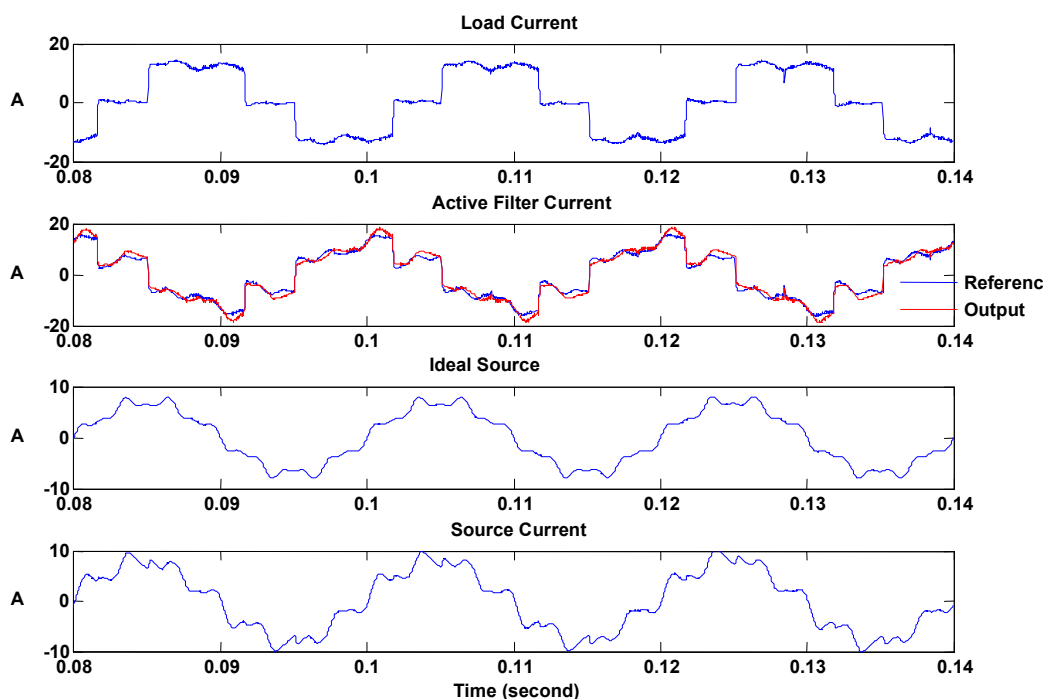
در ادامه با آزاد کردن قیدهای هارمونیک، از استراتژی OFC برای جبران سیستم شکل ۴-۴ استفاده می‌شود. قیدهای هارمونیک 10 برابر استاندارد لحاظ می‌شوند. شکل ۴-۱۰ ولتاژ سیستم را پس از جبران نشان می‌دهد.

$$\text{Limits} = [50 \ 40 \ 20 \ 15 \ 6 \ 3]^T$$



شکل ۴-۱۰ ولتاژ منبع و بار

کاملاً مشخص است که ولتاژ نقطه اتصال بار نه تنها بهبود نیافته، بلکه تا حدودی بر اغتشاش آن افزوده شده است. شکل ۴-۱۱ جریان یک فاز سیستم را برای بار، فیلتر اکتیو و منبع نشان می‌دهد.

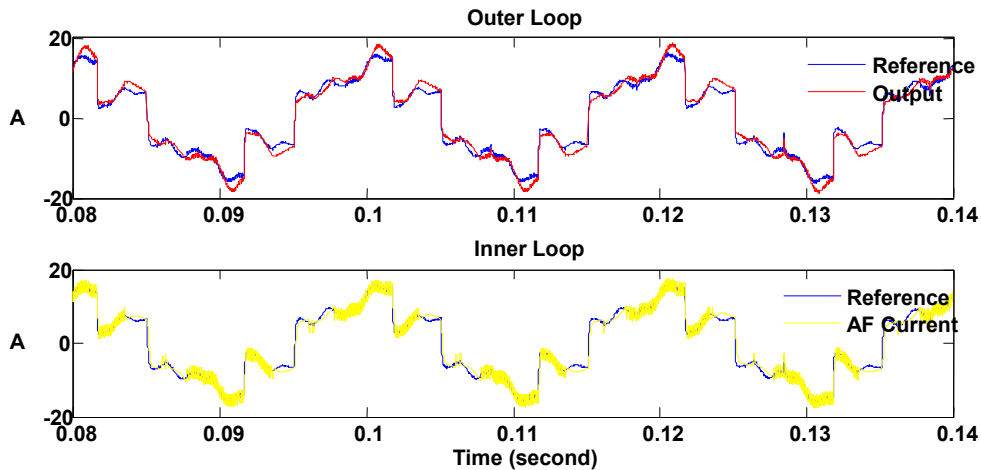


شکل ۴-۱۱ جریان‌های بار، فیلتر اکتیو و منبع

مطابق شکل ۴-۱۱، جریان منبع به شکل ایده‌آلی که استراتژی کنترل دنبال می‌کند در نیامده است. علت آن ناشی از محدودیت‌های خود فیلتر اکتیو و اثر ناشی از وجود فیلتر پسیو در کنار آن می‌باشد. همانگونه که در فصل سوم ذکر شد، هرچه اندازه راکتور سری با مبدل اینورتری کوچکتر باشد، توانایی رهگیری سیگنال کنترلی افزایش می‌یابد، در عوض متوسط فرکانس سویچینگ در روش کنترل هیستریزس افزایش می‌یابد و موجب افزایش تلفات می‌شود. جریان فیلتر پسیو در محاسبات جبرانسازی وارد نشده است و فرض بر این است که فقط جریان‌های فرکانس بالای ناشی از سویچینگ از آن خواهند گذشت. ولی در عمل اینگونه نبوده و علاوه بر ایجاد تلفات اکتیو، جریانی متناسب با ولتاژهای فرکانس پایین که هدف جبرانسازی است از منبع می‌کشد.

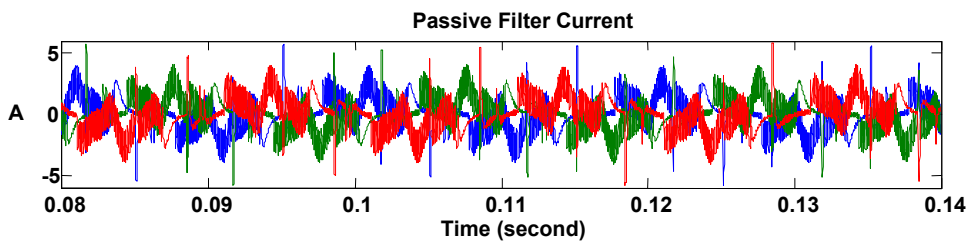
شکل ۴-۱۲ جریان‌های سیستم کنترل و خروجی فیلتر را نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود فیلتر اکتیو به خوبی سیگنال کنترلی را رهگیری کرده است (شکل ۴-۱۲ پایین) و فیلتر پسیو بخوبی دامنه

ریپل‌های جریان خروجی مجموعه فیلتر را کاهش داده است (شکل ۴-۱۲ بالا) اما در نهایت مقداری جریان ناخواسته توسط فیلتر پسیو جذب شده است که موجب انحراف جریان خروجی از سیگنال مرجع (شکل ۴-۱۲ بالا) می‌شود.



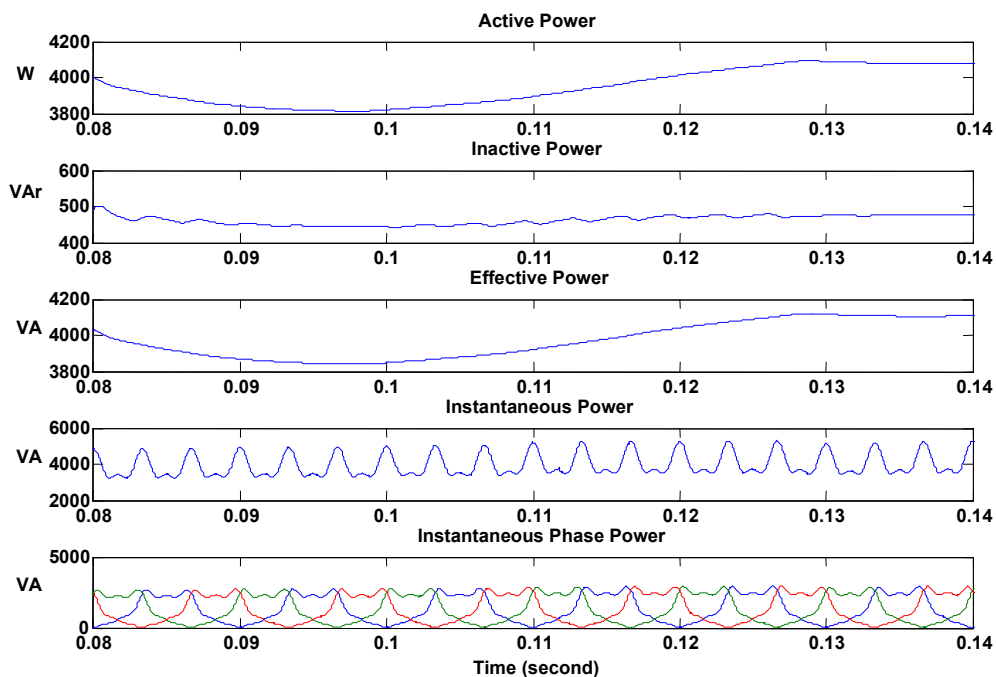
شکل ۴-۱۲ جریان‌های داخلی و خارجی فیلتر اکتیو موازی

در شکل ۴-۱۲ جریان داخلی، جریانی است که فیلتر اکتیو به تنهایی تولید می‌کند و با ریپل بالای ناشی از سویچینگ همراه است. جریان خارجی مجموعه جریان‌های فیلتر اکتیو و فیلتر پسیو می‌باشد که ریپل آن بهبود قابل ملاحظه‌ای پیدا کرده است و در مقابل مقداری انحراف نسبت به سیگنال کنترلی پیدا می‌کند. شکل ۳-۱۳ جریان فیلتر پسیو را نشان می‌دهد.

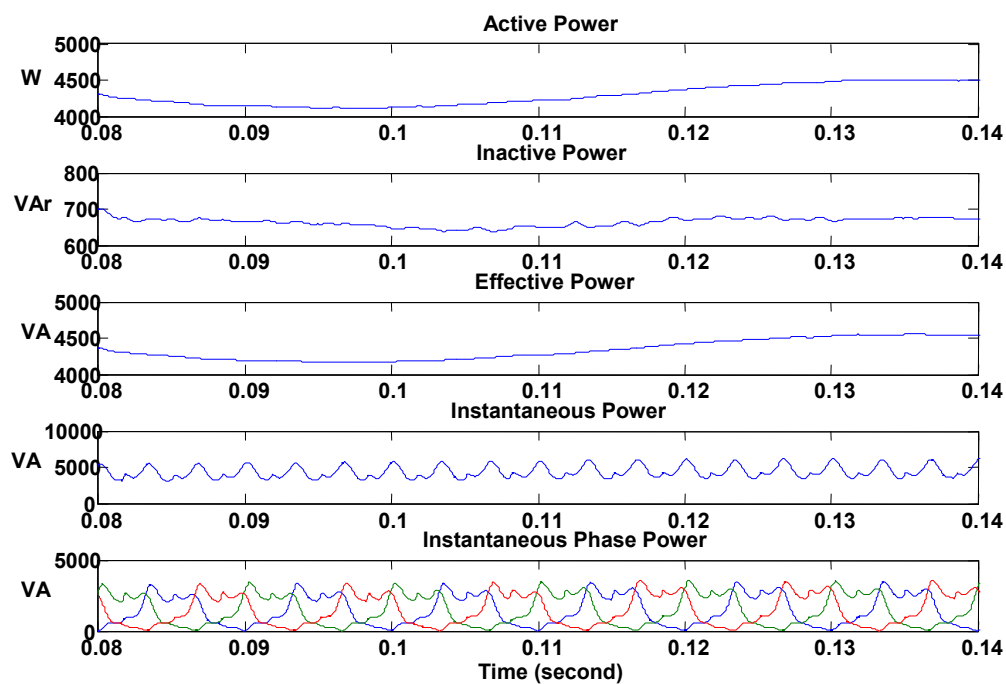


شکل ۴-۱۳ جریان فیلتر پسیو

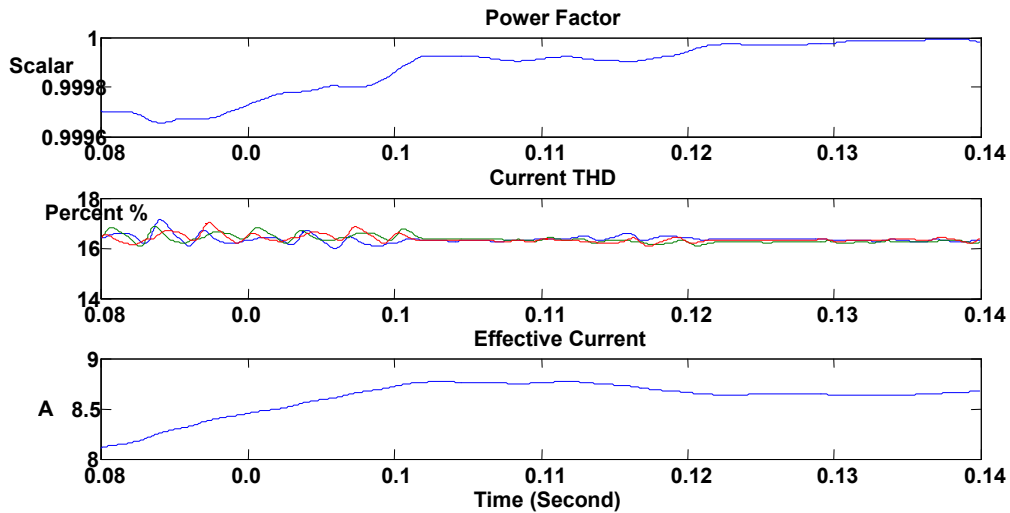
شکل ۴-۱۴ و شکل ۴-۱۵ به ترتیب توان‌های ایده‌آل و واقعی منبع ولتاژ جبران شده را نشان می‌دهند. شاخص‌های ایده‌آل و واقعی منبع نیز در شکل‌های ۴-۱۶ و ۴-۱۷ آورده شده‌اند.



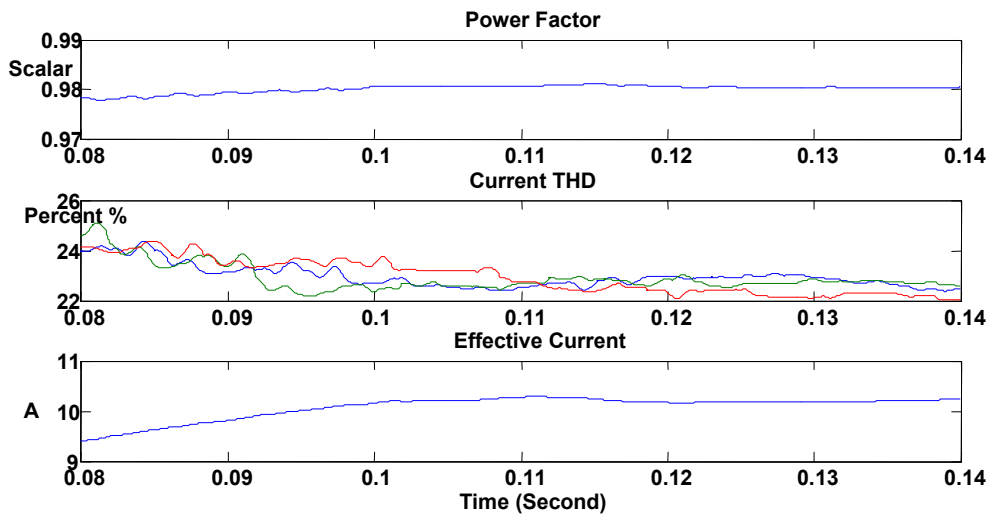
شکل ۴-۱۴ توان‌های ایده‌آل اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران شده



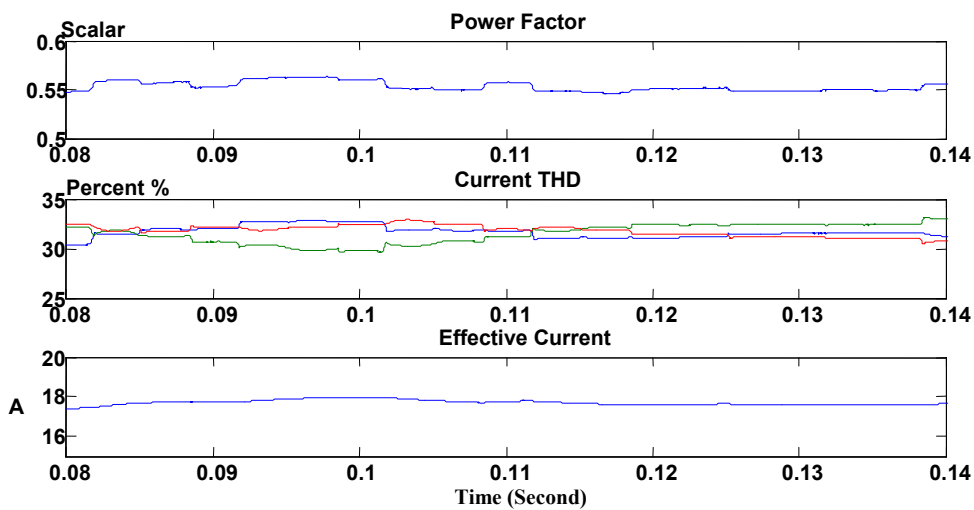
شکل ۴-۱۵ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران شده



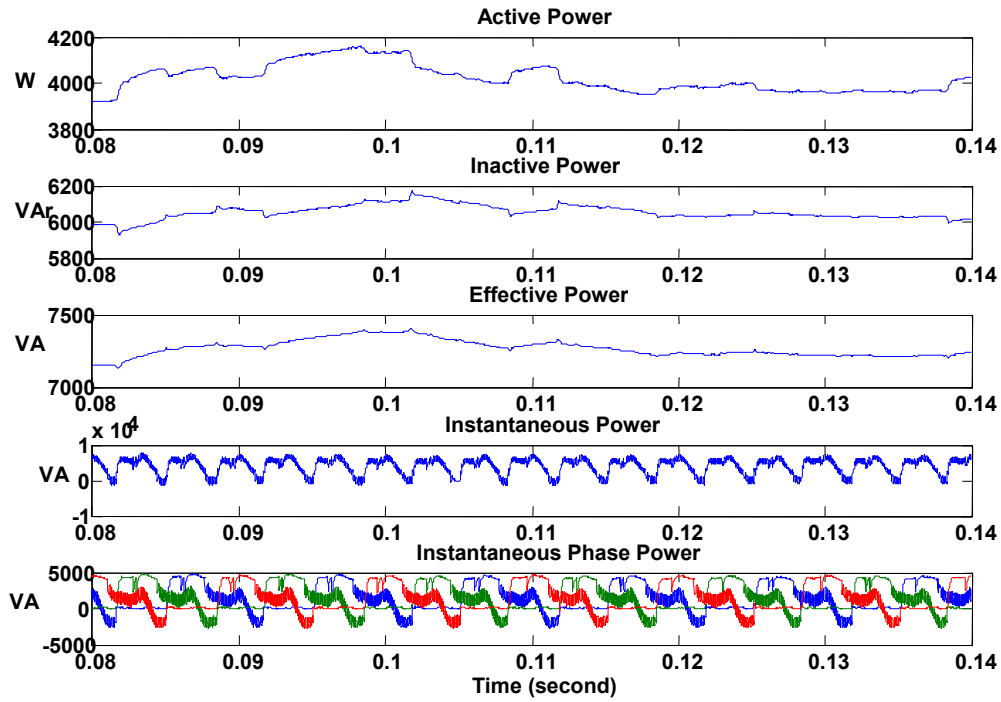
شکل ۴-۱۶ شاخص‌های ایده‌آل منبع جبران شده



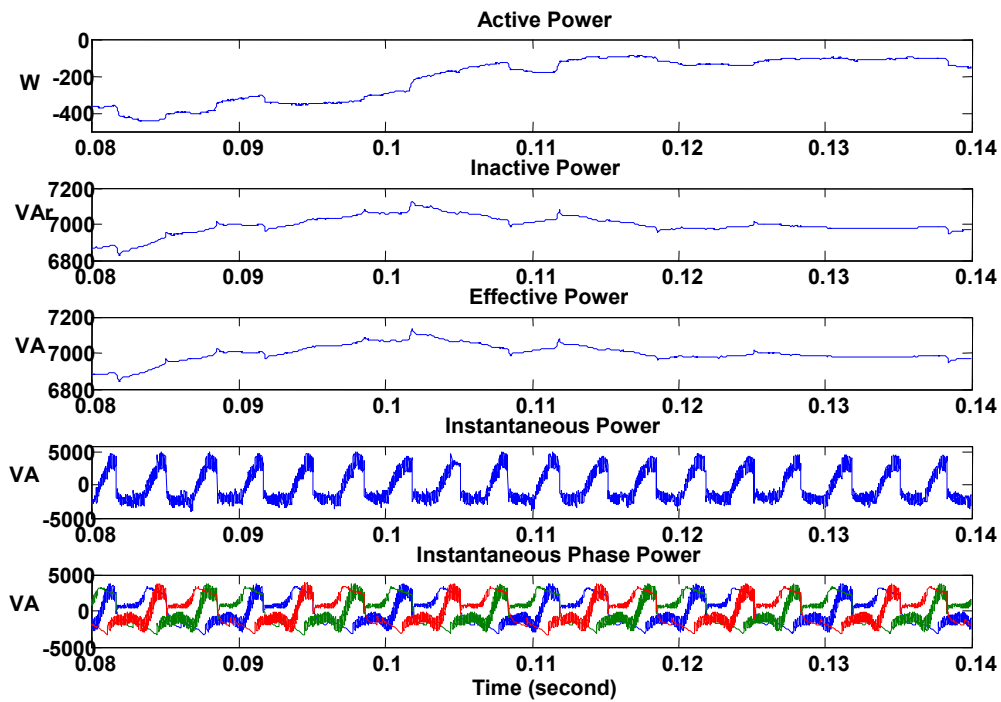
شکل ۴-۱۷ شاخص‌های منبع جبران شده



شکل ۴-۱۸ شاخص‌های بار پس از جبران



شکل ۴-۱۹ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار پس از جبران



شکل ۴-۲۰ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای مجموعه فیلتر

جدول ۴-۳ نتایج شبیه سازی OFC جایگزین UPFC

Power			V_{rms} V	I_{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
3350	22	3350	386.03	8.67	100	16.23	16.23	Ideal Source
3950	780	3875	386.03	10.23	98.04	22,5	16.23	Source
4200	1625	3875	410.2	10.23	92.19	16.23	30.44	Terminal
7240	6020	4025	410.2	17.65	55.60	31.25	30.44	Load
6970	6970	-150	-	-	-	-	-	Active & Passive Filter

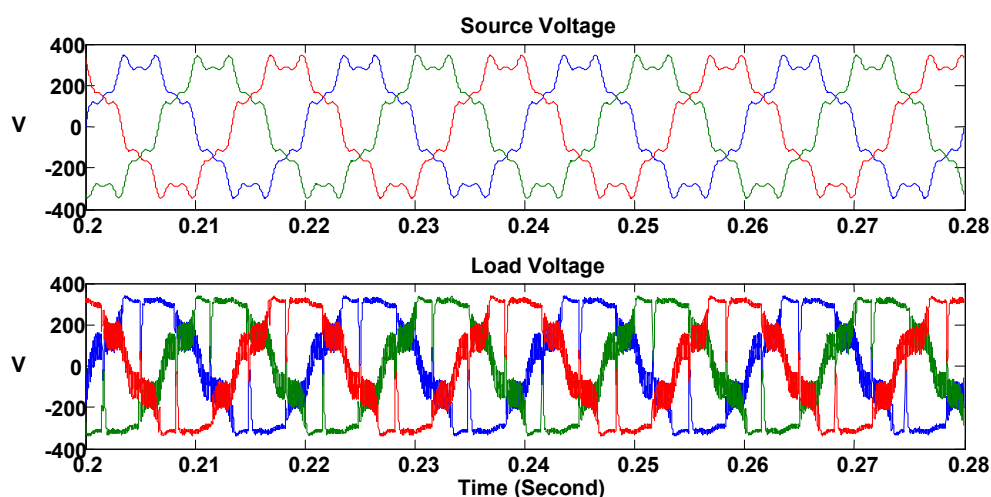
در شکل‌های ۴-۱۸ و ۴-۱۹ شاخص و توان‌های بار پس از جبران نشان داده شده است. شکل ۴-۱۹ نیز توان‌های مجموعه فیلتر اکتیو و پسیو را نشان می‌دهد. جدول ۴-۳ نتایج شبیه سازی را جمع بندی کرده است. از مقایسه آن با جدول ۴-۲ می‌توان نتایج جبران سازی را مشاهده کرد. علاوه بر شاخص-های بار و منبع، شاخص‌های مربوط به فیلتر اکتیو و ترمینال نیز وارد شده‌اند. مطابق شکل ۴-۲۰ فیلتر اکتیو در زمان‌های خاصی توان اکتیوی (در حدود ۱۵۰ وات) به سیستم تحویل داده است. این جبران باعث افت ولتاژ خازن می‌شود و در صورت ادامه کارکرد کل سیستم فیلتر اکتیو را مختل خواهد نمود. به این منظور در بخش بعد از کنترل کننده ولتاژ بخش DC استفاده می‌شود. در جبران سازی فوق هدف جبران بار از دید منبع بوده است ولی با تغییر ولتاژ ورودی سیستم کنترل کننده OFC می‌توان جبران سازی را از دید ترمینال انجام داد. در این حالت زمان گذرا کمی بیشتر طول می‌کشد، چرا که ولتاژ ورودی سیستم کنترل کننده غیر ثابت می‌شود و طی چند سیکل و انجام مجدد بهینه سازی به حالت ماندگار می‌رسد.

۴-۴-۲ استفاده از OFC بجای PHC

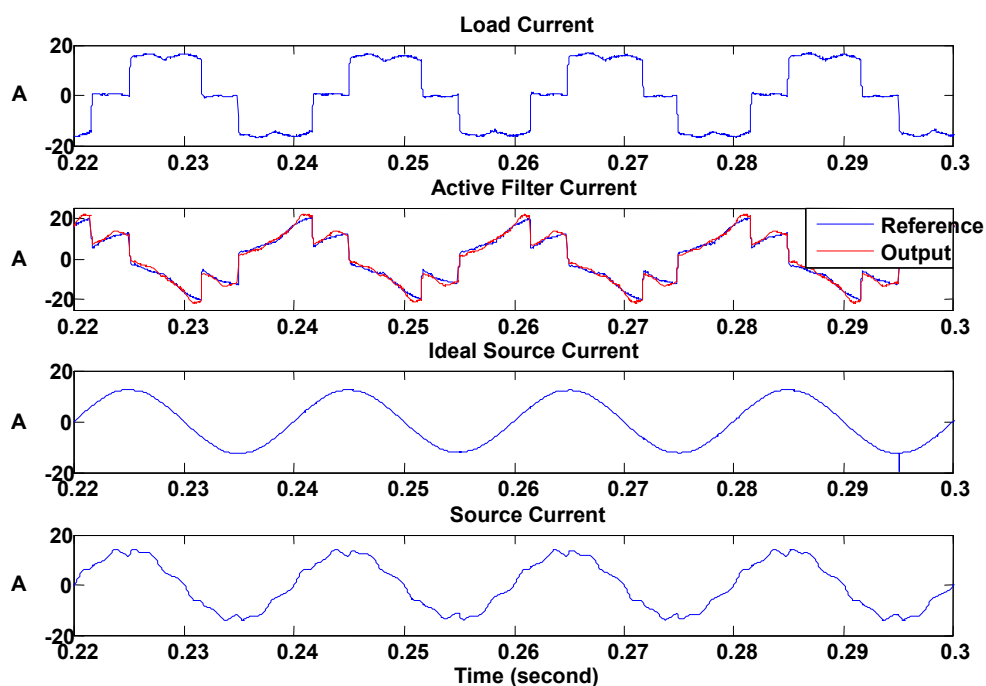
با تغییر دادن قیدهای بهینه سازی بدون هیچ تغییری در ساختمان جبران ساز، می‌توان از آن به عنوان جبران ساز کامل هارمونیک‌ها استفاده کرد. در این شبیه سازی قیدهای هارمونیک بسیار

سختگیرانه تر از استاندارد تعیین می‌گردند، یعنی در تابع هدف بهینه سازی، قیدها به یکدهم سطح استاندارد محدود شده‌اند. شکل ۴-۲۱ ولتاژ تغذیه و بار را نشان می‌دهد. جهت کنترل ولتاژ خازن از کنترل کننده تناسبی انتگرالی استفاده شده است.

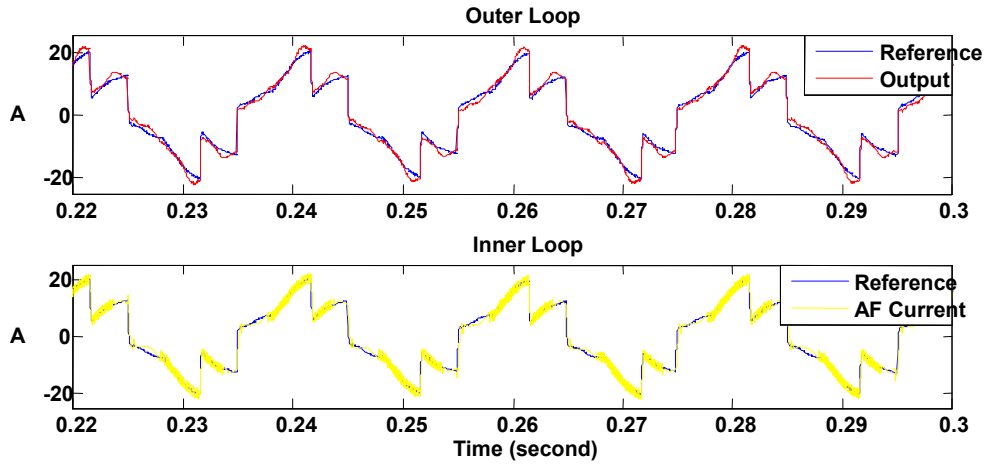
$$\text{Limits} = [0.5 \quad 0.4 \quad 0.2 \quad 0.15 \quad 0.06 \quad 0.03]^T$$



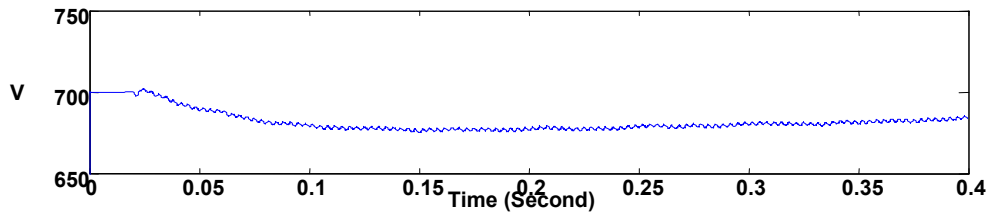
شکل ۴-۲۱ ولتاژهای منبع و بار



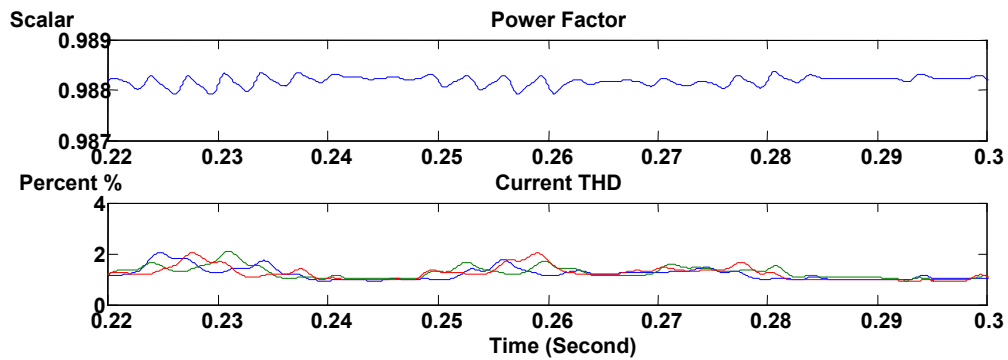
شکل ۴-۲۲ جریان‌های بار، فیلتر اکتیو و منبع



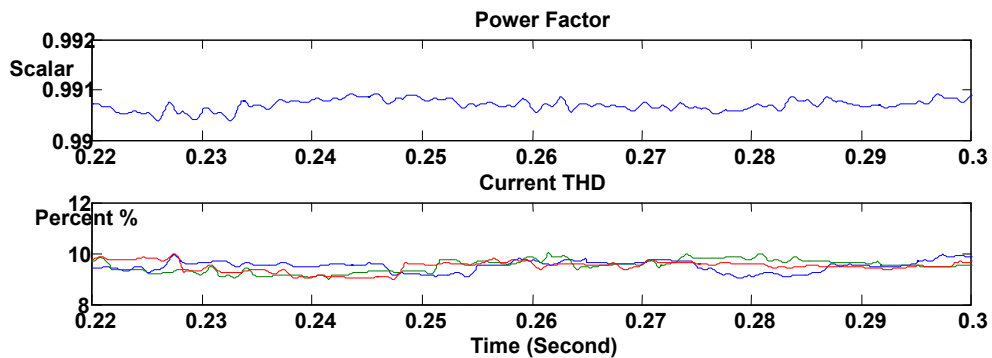
شکل ۴-۲۳ جریان‌های حلقه داخلی و خروجی فیلتر اکتیو



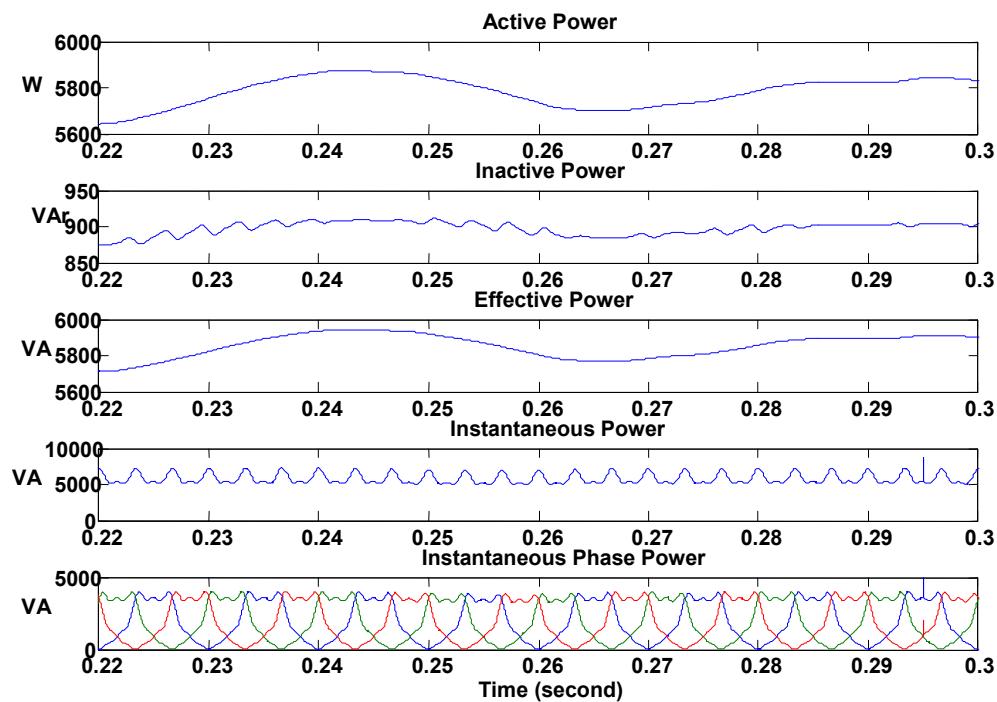
شکل ۴-۲۴ ولتاژ باس DC



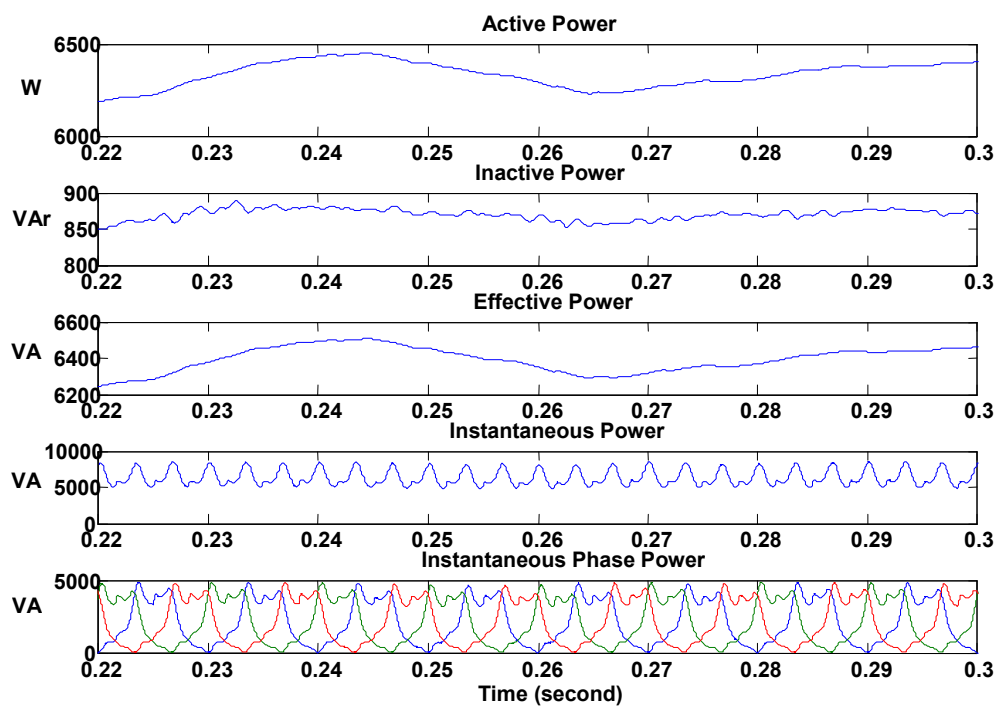
شکل ۴-۲۵ شاخص‌های ایده‌آل منبع



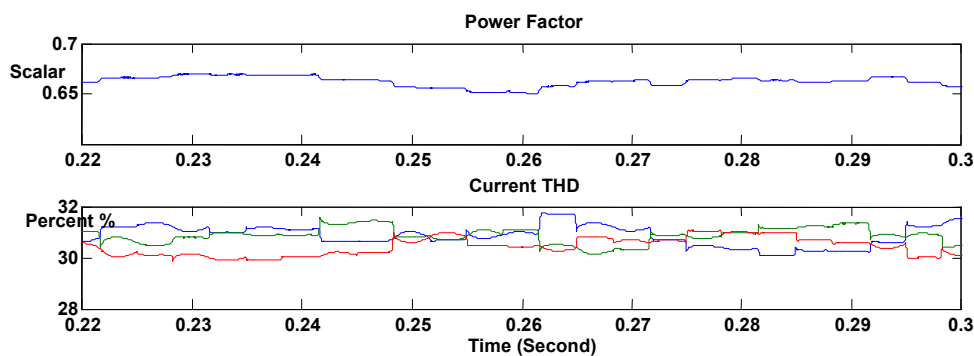
شکل ۴-۲۶ شاخص‌های بدست آمده منبع



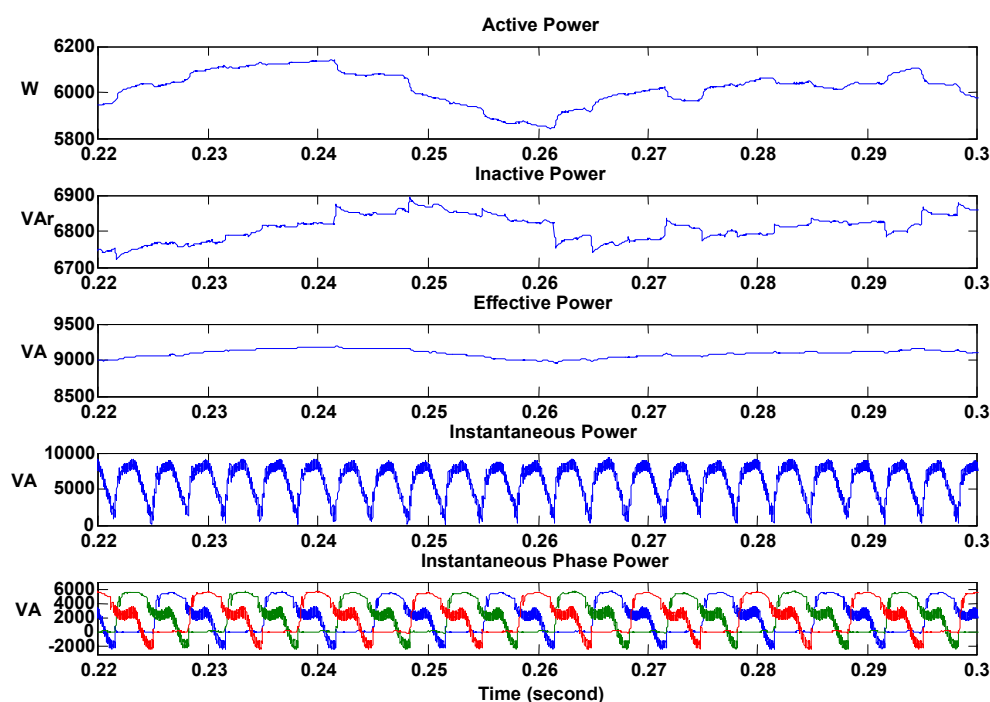
شکل ۴-۲۷ توان‌های ابدء آل اکتیو ، غیر اکتیو ، موثر و لحظه‌ای منبع



شکل ۴-۲۸ توان‌های اکتیو ، غیر اکتیو ، موثر و لحظه‌ای منبع



شکل ۲۹-۴ شاخص‌های بار بعد از جبران‌سازی



شکل ۳۰-۴ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار

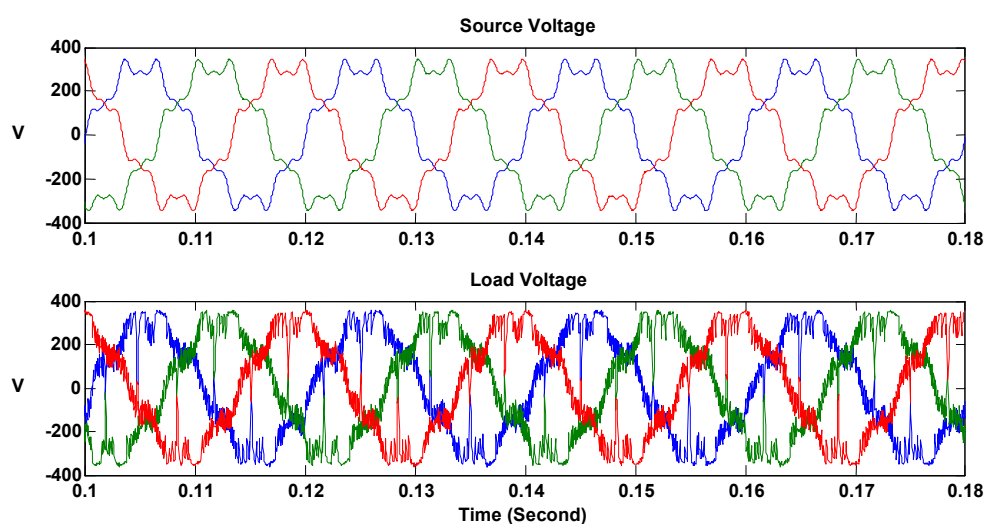
جدول ۴-۴ نتایج شبیه‌سازی را جمع‌بندی کرده است. ولتاژ بار بهبود قابل‌ملاحظه‌ای نسبت به حالت جبران‌نشده داشته است. البته این مسئله در راستای اهداف جبران‌سازی قرار ندارد. اغتشاش جریان منبع نیز کاهش قابل‌ملاحظه‌ای داشته اگرچه نشان می‌دهد هدف، یعنی جبران کامل هارمونیک‌های جریانی، محقق نشده است.

جدول ۴-۴ نتایج شبیه سازی OFC جایگزین PHC

Power			V_{rms} V	I_{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
5820	900	5750	386.03	15.06	98.82	1.4	16.23	Ideal Index
6380	870	6300	386.03	16.48	99.06	10	16.23	Source
6840	2640	6300	415	16.48	92.26	10	26.6	Terminal
8990	6840	5840	415	21.66	64.9	31	26.6	Load
8480	8460	460	-	-	-	-	-	Active & Passive Filter

۴-۴-۳ مصالحه بین ضریب توان و قیدهای هارمونیکی جریان

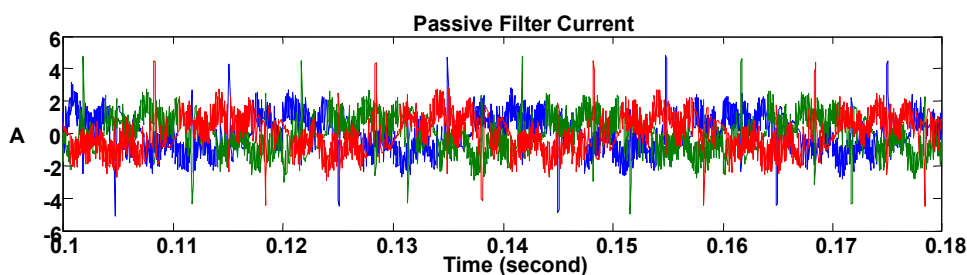
در ادامه از سیستم OFC جهت جبران بار به منظور رسیدن به حداکثر ضریب توان ممکن در عین حال رعایت قیدهای هارمونیکی استاندارد، استفاده شده است. شکل ۴-۳۱ ولتاژهای منبع و بار را پس از جبران به روش OFC نشان می‌دهد. شکل ۴-۳۲ نیز جریان فیلتر پسیو را نشان می‌دهند.



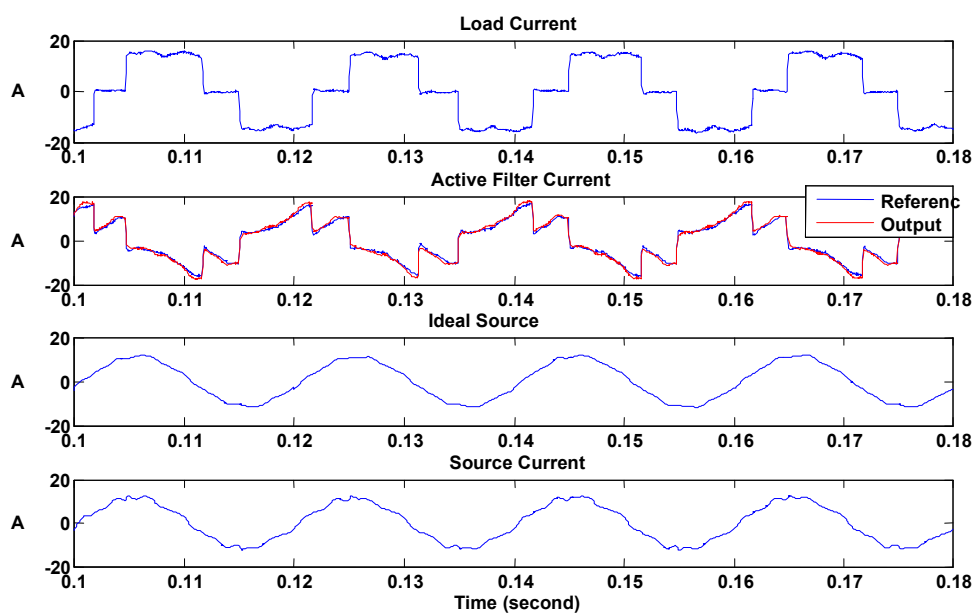
شکل ۴-۳۱ ولتاژهای منبع و بار

شکل ۴-۳۳ جریان‌های سیستم را پس از جبران‌سازی به روش OFC با قیدهای هارمونیکی مطابق استاندارد IEEE-519 نشان می‌دهد. شکل ۴-۳۴ شاخص‌های منبع جبران شده در حالت ایده‌آل و

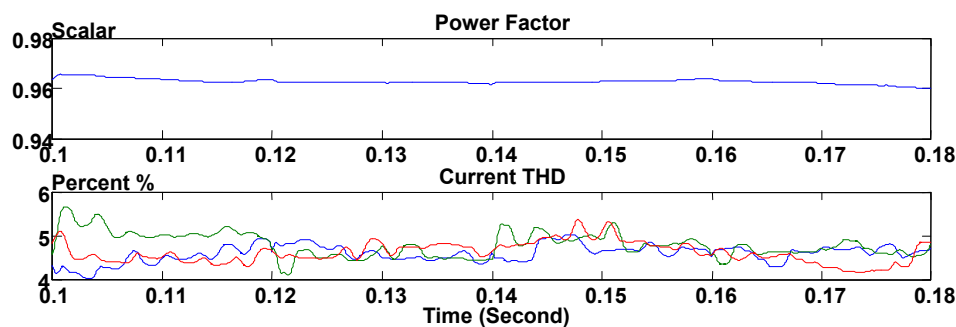
شکل ۴-۳۵ شاخص‌های منبع جبران شده را نشان می‌دهد. همانگونه که از مقایسه شکل ۴-۳۳، ۴-۳۴ و ۴-۳۵ دیده می‌شود، اهداف جبران‌سازی بطور کامل محقق نشده است. جریان خروجی مجموعه فیلتر اکتیو و فیلتر پسیو، با سیگنال کنترل کننده تطابق کامل ندارند. خطای حاصله موجب انحراف نتایج جبران‌سازی از اهداف استراتژی OFC شده است.



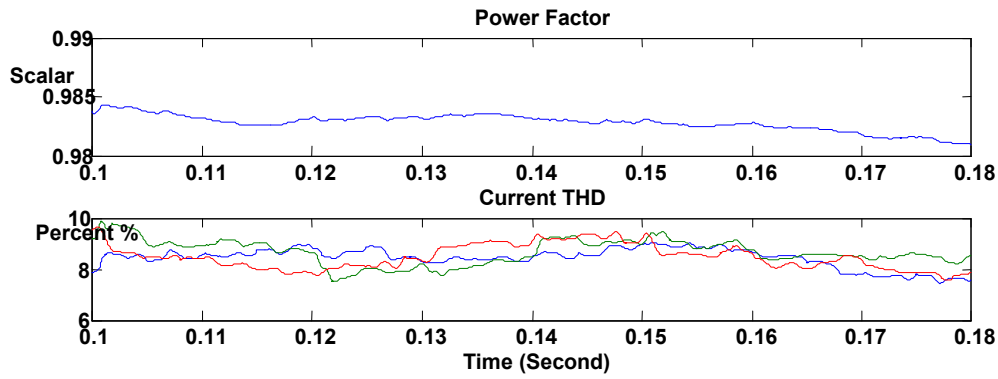
شکل ۴-۳۲ جریان‌های فیلتر پسیو



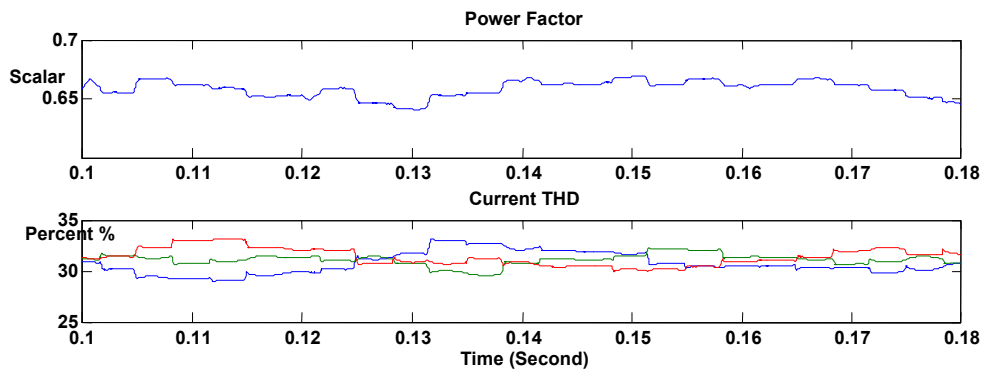
شکل ۴-۳۳ جریان‌های بار، فیلتر اکتیو و منبع پس از جبران‌سازی به روش OFC



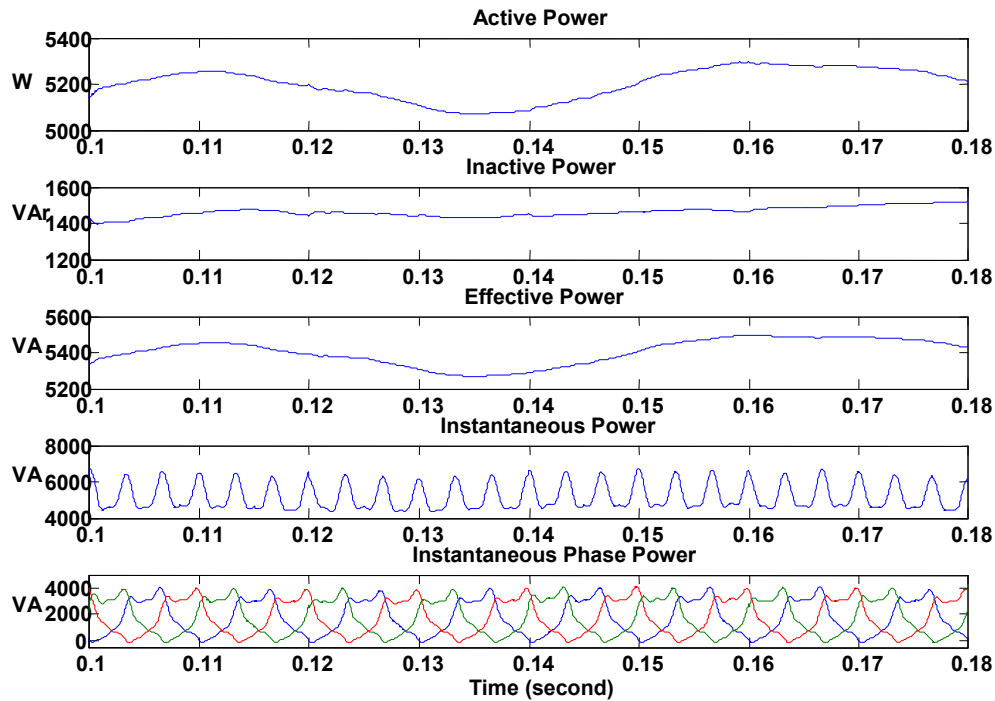
شکل ۴-۳۴ شاخص‌های منبع در حالت ایده‌آل



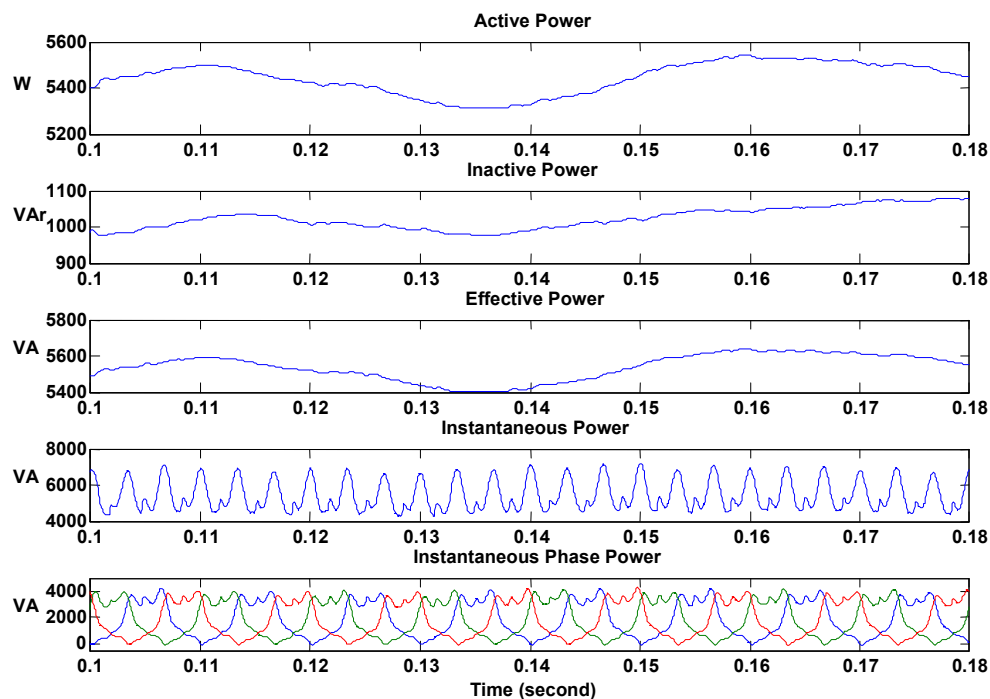
شکل ۳۵-۴ شاخص های منبع در حالت واقعی



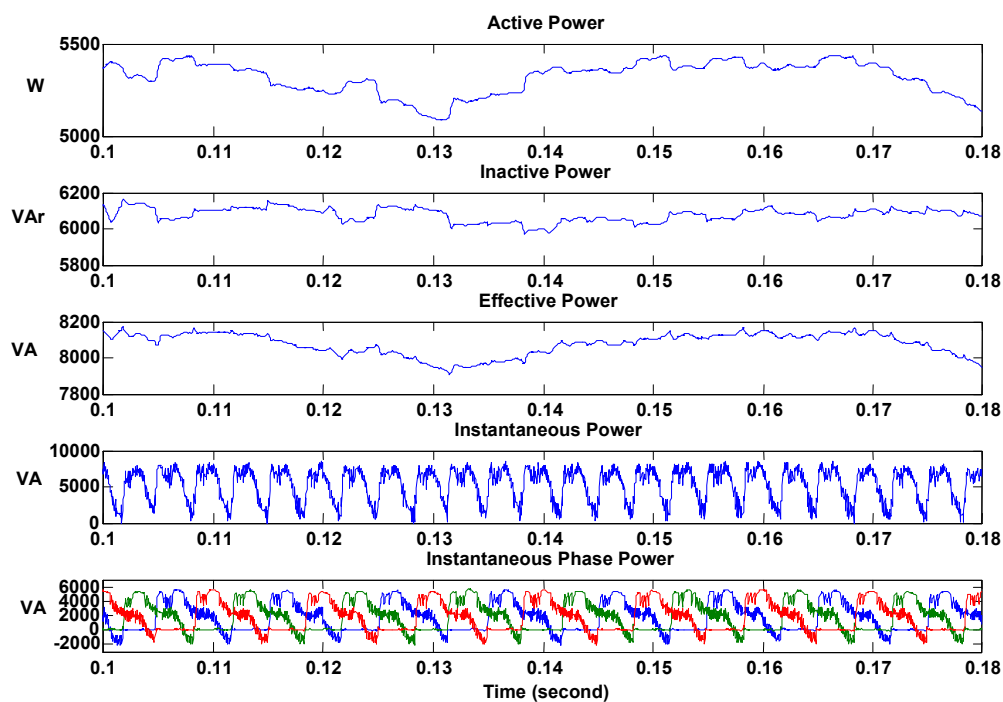
شکل ۳۶-۴ شاخص های بار پس از جبران سازی



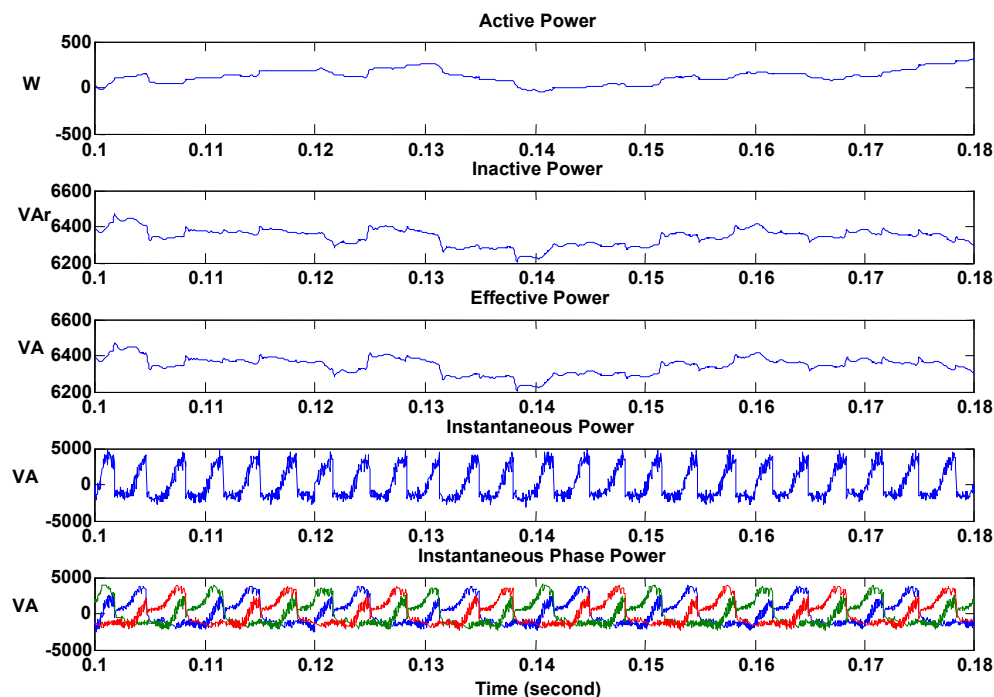
شکل ۳۷-۴ توان های اکتیو ، غیر اکتیو ، موثر و لحظه ای منبع جبران شده در حالت ایده آل



شکل ۴-۳۸ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران شده



شکل ۴-۳۹ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار پس از جبران‌سازی



شکل ۴۰- توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای مجموعه فیلتر اکتیو و فیلتر پسیو

جدول ۴-۵ نتایج جبران‌سازی به روش OFC

Power			V_{rms} V	I_{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAR	Active W						
5430	1530	5210	386.03	14.06	96	4.8	16.23	Ideal Index
5550	1080	5450	386.03	14.39	98.09	8.5	16.23	Source
5620	1350	5450	390	14.39	97.08	8.5	25.04	Terminal
7950	6070	5130	390	20.37	64.54	31.65	25.04	Load
6300	6300	320	-	-	-	-	-	Active& Passive Filter

نتایج شبیه‌سازی جبران‌سازی به روش OFC در جدول ۴-۵ جمع‌بندی شده است. همانگونه که از کارکرد UPF انتظار می‌رود جریانی مشابه ولتاژ و طبعاً با اغتشاش هارمونیک مشابه ولتاژ از منبع کشیده خواهد شد و ضریب توان برابر یک می‌شود. اما در روش OFC با محدود کردن سطح هارمونیک‌های جریان، سعی بر این است که به حداکثر ضریب توان ممکن دست یافت. شبیه‌سازی

انجام شده با کمی انحراف از هدف فوق به پایان رسیده است. سطح آلودگی هارمونیک جریان فازها به حدود 8.5% رسیده و ضریب توان بهبود قابل ملاحظه‌ای نسبت به حالت دلخواه جبران‌سازی داشته است.

۴-۵ اصلاح روش OFC، شناسایی مسئله

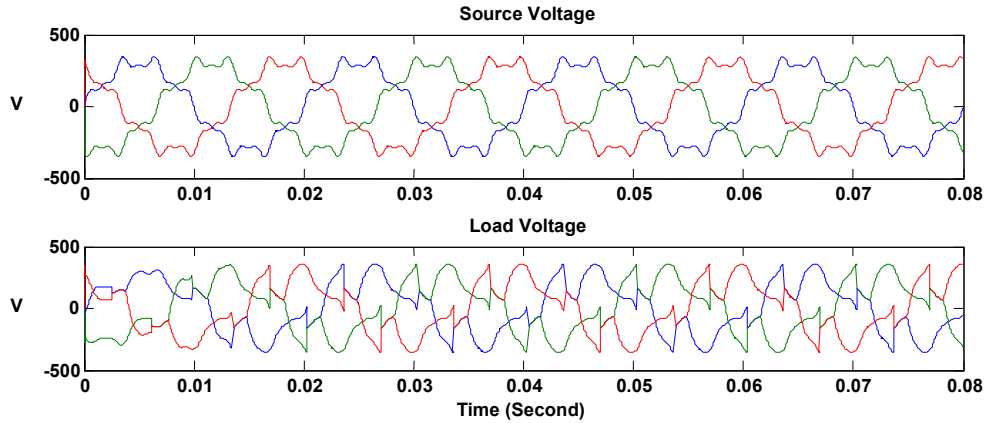
همانگونه که در بخشهای پیشین عنوان و در نتایج شبیه‌سازی‌ها ذکر شد، سیستم فیلتر اکتیو به همراه فیلتر پسیو دارای مزایایی است که می‌توان به بعضی از آنها در ذیل اشاره کرد:

- به سبب وجود فیلتر پسیو، قسمتی از ریپل‌های جریانی ناشی از سویچینگ جذب فیلتر پسیو شده و از انتشار آنها در سیستم قدرت جلوگیری می‌کند.
- به دلیل جذب ریپل‌های جریانی توسط فیلتر پسیو، می‌توان از فرکانس‌های پایین‌تری جهت سویچینگ استفاده کرد.
- فرکانس سویچینگ پایینتر دقت و پیچیدگی سیستم کنترل سویچینگ را کاهش داده همچنین موجب کاهش تلفات سویچینگ شده و راندمان سیستم را افزایش می‌دهد.
- این ترکیب معایبی نیز دارد، از جمله می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:
- تاثیر در عملکرد فیلتر اکتیو و انحراف جریان جبران‌ساز از سیگنال کنترلی.
- امکان بروز تشدید بین فیلتر پسیو و سایر المان‌های سیستم قدرت.

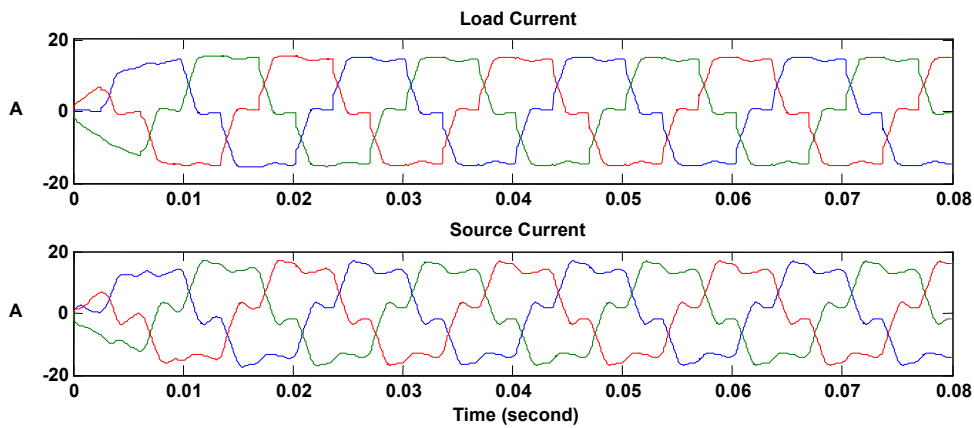
مجموعه معایب و مزایای فوق باعث می‌شود که در ساختمان یک جبران‌ساز ساده، وجود یک فیلتر پسیو از حذف آن محتمل‌تر می‌باشد. عوامل دیگری نیز می‌توانند موجب بروز این انحراف گردند. این عوامل شامل محدودیت‌های جبران‌ساز مانند حداکثر نرخ تغییرات جریان جبران‌ساز $\left(\frac{di}{dt}\right)_{max}$ و حداکثر جریانی قابل تحمل سیستم جبران‌سازی می‌باشد. این پارامترها از یک جبران‌ساز به جبران‌ساز دیگر تغییر کرده و جزء لاینفک مشخصات فنی تجهیز می‌باشد. سعی خواهد شد که ضمن غلبه بر اثر نامطلوب فیلتر پسیو، محدودیت‌های تجهیز جبران‌ساز نیز در قیود بهینه‌سازی وارد گردند.

۴-۵-۱ اثر فیلتر *Passive*

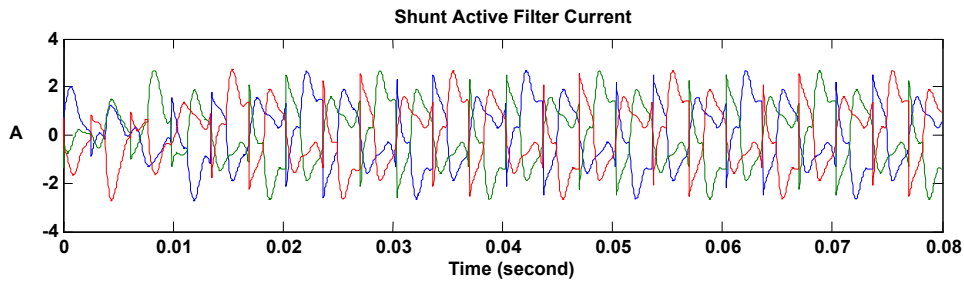
شکل‌های ۴-۴۱ و ۴-۴۲ ولتاژها و جریان‌های سیستم جبران نشده را نشان می‌دهند. شکل ۴-۴۳ نیز جریان‌های فیلتر پسیو را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۴۱ ولتاژهای منبع و بار جبران نشده



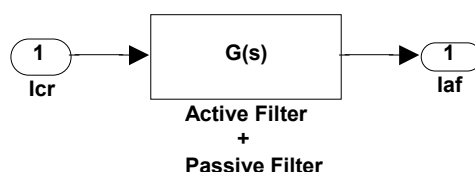
شکل ۴-۴۲ جریان‌های بار و منبع جبران نشده



شکل ۴-۴۳ جریان فیلتر پسیو

۴-۵-۱-۱ روش تابع تبدیل

فرض روش به این شکل است که مجموعه اینورتر بعلاوه فیلتر پسیو به شکل یک تقویت کننده که دارای یک بهره و یک فاز (برای هارمونیک‌های مختلف) می‌باشند عمل کرده و سیگنال ورودی کنترل کننده را تولید می‌کنند (شکل ۴-۴۴). در صورتی که سیگنال کنترلی بگونه‌ای تغییر داده شود که فاز تقویت کننده از فاز مرجع کم و عکس بهره تقویت کننده در آن ضرب شود خطای دامنه و فاز تقویت کننده جبران خواهد شد. در این بخش سعی شده است که تابع تبدیل مجموعه فیلتر محاسبه و با استفاده از آن استراتژی OFC اصلاح گردد.



شکل ۴-۴۴ بلوک دیاگرام تابع تبدیل معادل مجموعه فیلتر اکتیو و پسیو

رابطه مربوط به جریان مطلوب یک فاز از منبع در روش OFC به شکل زیر باز نویسی می‌گردد:

$$\vec{G}_i = |G_i| \angle \theta_i \quad (79)$$

$$i^*(t) = \sum_{i=1}^N \psi_o^* \cdot G_i \cdot e_i \cdot \sin(i\omega t + \varphi_i + \theta_i) \quad (80)$$

که در آن زاویه فازور هارمونیک i ام ولتاژ و θ_i زاویه بانک فیلتری \vec{G}_i هارمونیک i ام در معادله گنجانده شده است. لازم به ذکر است که در شبیه‌سازی‌های فوق قیدی بر روی فاز بانک فیلتری قرار داده نشده بود و به همین دلیل به صورت خودکار کلیه فازها برابر یک قرار داده شدند.

$$i_L(t) = \sum_{i=1}^N i_{Li} \cdot \sin(i\omega t + \alpha_i) \quad (81)$$

می‌توان جریان کنترل کننده را برای N جمله اول بسط فوریه آن به شکل زیر نوشت:

$$i_{cr}(t) = i^*(t) - i_L(t) \\ i_{cr}(t) = \sum_{i=1}^N (\psi_o^* \cdot G_i \cdot e_i \cdot \sin(i\omega t + \varphi_i + \theta_i) - i_{Li} \cdot \sin(i\omega t + \alpha_i)) \quad (82)$$

$$i_{cr}(t) = \sum_{i=1}^N i_{cri} \cdot \sin(i\omega t + \gamma_i) \quad (83)$$

جریان خروجی فیلتر اکتیو نیز به شکل زیر قابل نوشتن است.

$$i_{af}(t) = \sum_{i=1}^N i_{af_i} \cdot \sin(i\omega t + \sigma_i) \quad (84)$$

و در نهایت می‌توان رابطه تابع تبدیل بین جریان خروجی فیلتر اکتیو و سیگنال مرجع را به صورت

زیر نوشت :

$$\vec{i}_{af_i} = \vec{i}_{cr_i} \cdot \vec{G}_{f_i} \quad (85)$$

$$\vec{G}_{f_i} = \frac{|i_{af_i}|}{|i_{cr_i}|} \langle (\sigma_i - \gamma_i) \rangle = |G_{f_i}| \langle \delta_i \rangle \quad (86)$$

اگر معکوس تابع تبدیل در سیگنال کنترل کننده ضرب شود، آنگاه یک سیگنال کنترلی تغییر یافته به وجود می‌آید که انتظار می‌رود با اعمال آن به عنوان ورودی سیستم سویچینگ فیلتر اکتیو، جریان خروجی، انحراف کمتری نسبت به سیگنال مرجع اصلی داشته باشد.

$$\vec{i}_{cr_{mi}} = |i_{cr_i}| \cdot \frac{1}{|G_{f_i}|} \langle (\gamma_i - \delta_i) \rangle \quad (87)$$

$$i_{cr_m}(t) = \sum_{i=1}^N \frac{i_{cr_i}}{G_{f_i}} \cdot \sin(i\omega t + \gamma_i - \delta_i) \quad (88)$$

▪ شبیه سازی

ولتاژ مرجع جبرانسازی، ولتاژ هارمونیک و غیر ثابت می‌باشد^۱. از آنجایی که مقادیر مربوط به تابع تبدیل^۲ مجموعه فیلترهای پسیو و اکتیو از مقادیر شبکه یعنی سیگنال کنترلی و جریان خروجی آن محاسبه می‌شود، لازم است شبیه سازی یکبار برای یافتن تابع تبدیل و یکبار با اعمال تابع تبدیل محاسبه شده انجام شود. محاسبه و اعمال به صورت **Online** امکان‌پذیر است، ولی با توجه به اینکه لازم است محاسبه در حالت پایدار انجام شود، زمان کل و دوره گذرا طولانی‌تر خواهد شد و ممکن است محدودیت‌های حافظه و شبیه سازی بوجود آید.

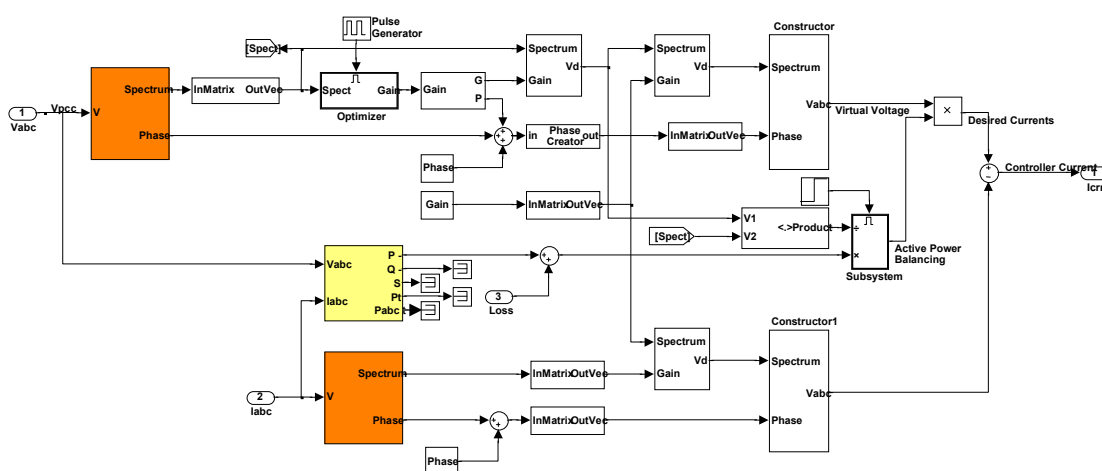
^۱ جبران سازی از دیدگاه ترمینال بار انجام شده است.

^۲ بایستی برای هر هارمونیک در هر بهره و فاز محاسبه شود.

برای پیاده سازی این روش لازم است که در ساختار OFC تغییراتی داده شود، یعنی لازم است که زاویه فاز بهره‌های بانک فیلتری از خروجی تابع بهینه سازی بدست بیایند. در صورتی که قیدی بر روی فاز یا دامنه جریان‌ها نباشد، فاز به صورت ایده‌آل صفر می‌باشد. رابطه زیر اساس شبیه سازی را بیان می‌کند.

$$\vec{i}_{crmi} = \frac{\vec{I}_{cr1}}{\vec{G}_{f1}} = \frac{\vec{I}_1^* - \vec{I}_{L1}}{\vec{G}_{f1}} = \frac{\vec{I}_1^*}{\vec{G}_{f1}} - \frac{\vec{I}_{L1}}{\vec{G}_{f1}}$$

با یکبار شبیه سازی عکس بهره‌های تابع تبدیل G_f سه فاز و هارمونیک‌های مرتبه صفر (مولفه DC) تا ۱۳ام بدست آمده‌اند. و در شبیه سازی بعد مورد استفاده قرار می‌گیرد. شکل ۴-۴۵ بلوک دیاگرام سیستم OFC تغییر یافته به منظور اعمال تابع تبدیل را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۴۵ بلوک دیاگرام سیستم OFC با اعمال تابع تبدیل

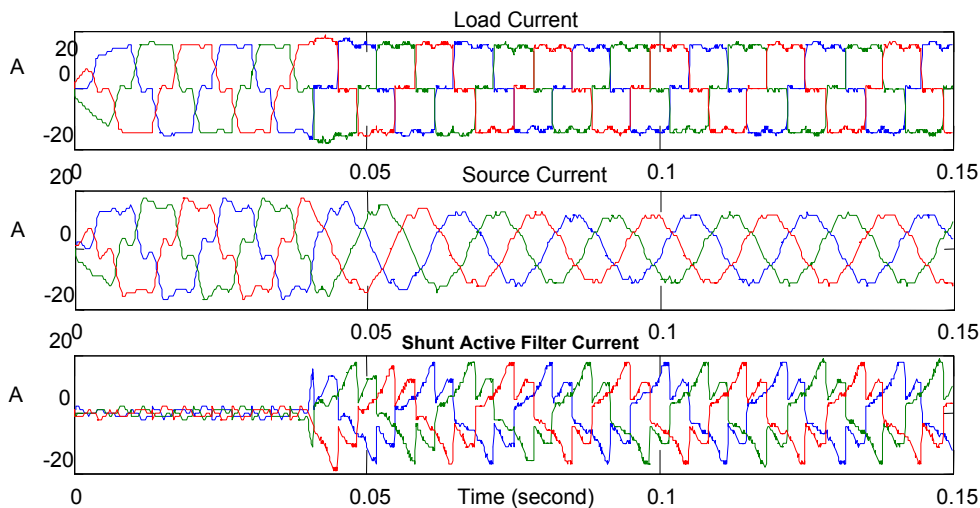
شکل ۴-۴۶ شاخص‌ها و شکل ۴-۴۷ جریان‌های سه‌فاز سیستم را پس از جبران‌سازی به روش OFC بدون تصحیح سیگنال کنترلی نشان می‌دهد. در شکل‌های ۴-۴۸ تا ۴-۵۰ نیز اسپکتروم ولتاژ منبع، ولتاژ بار، جریان بار و جریان منبع پس از جبران نشان به روش OFC و بدون تصحیح سیگنال کنترلی به نمایش درآمده است. سایر اطلاعات سیستم در شکل‌های ۴-۳۱ تا ۴-۴۰ آمده‌اند. در جدول ۴-۶ بهره‌های محاسبه شده مربوط به هر هارمونیک، با توجه به ماهیت آن بصورت قطبی ارائه

شده است. با توجه به تعادل ولتاژ و تعادل بار (پل یکسوساز کنترل شده سه فاز تریستوری متعادل)،

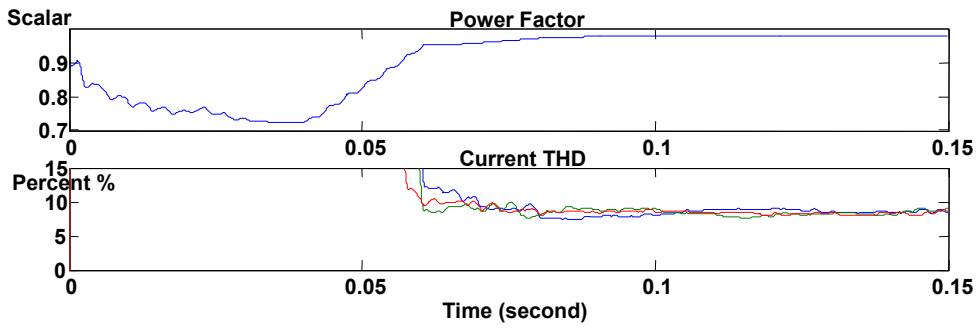
مقادیر محاسبه شده برای یک فاز می باشند و برای دو فاز دیگر عیناً تطبیق می کنند.

جدول ۴-۶ عکس بهره های تابع تبدیل سیستم جبران ساز شامل فیلتر اکتیو و فیلتر پسیو

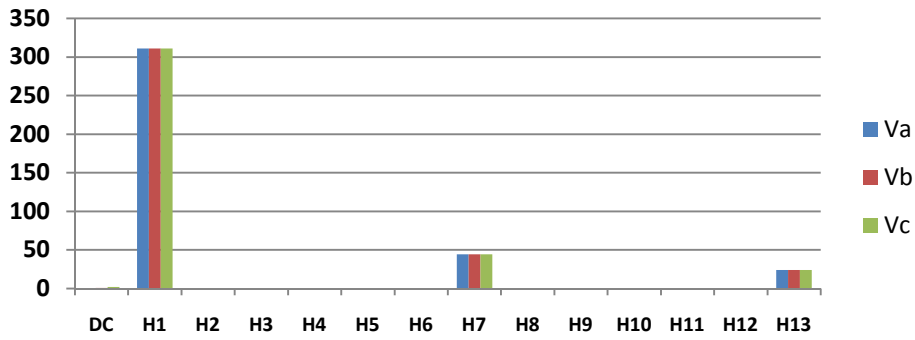
Order	Gain	
	Amplitude	Argument (Rad)
DC	0.981232383234343	0
H1	0.912990063944386	0.026710710531726
H2	1.055312750111188	0.004680947596205
H3	0.959994854757462	-0.209871153998672
H4	0.918942488072176	0.058144679969978
H5	1.016280610435575	0.096197950716486
H6	1.095919855891609	0.107093623309812
H7	0.886202188373384	-0.166277060791698
H8	1.042518563960881	0.025660456008781
H9	1.161511729726803	0.47847810446747
H10	1.073174163539242	0.052012831430189
H11	1.108397074770287	0.053792911164175
H12	1.063074741422738	0.079071443149108
H13	1.602116622809338	0.153572332433752



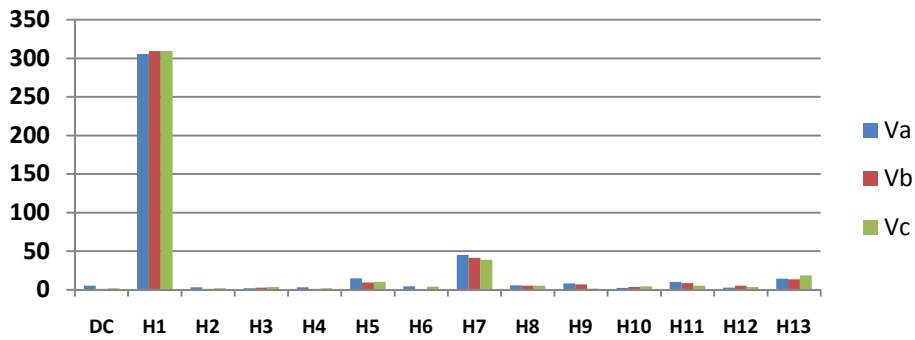
شکل ۴-۶ جریان های سیستم جبران شده، بدون تغییر سیگنال کنترلی OFC



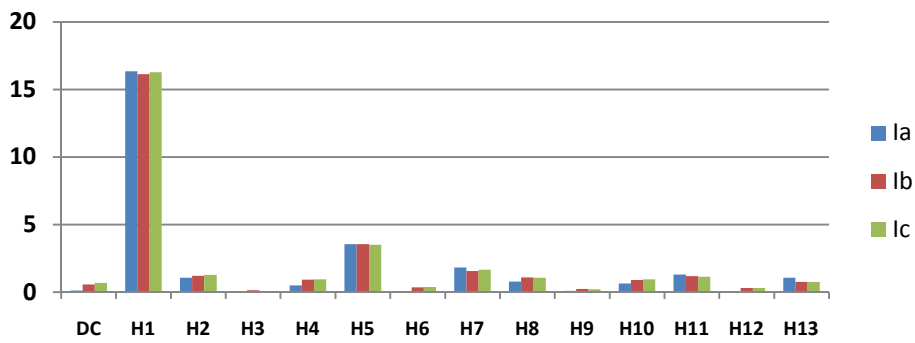
شکل ۴-۴۷ شاخص‌های سیستم جبران شده، بدون تغییر سیگنال کنترلی OFC



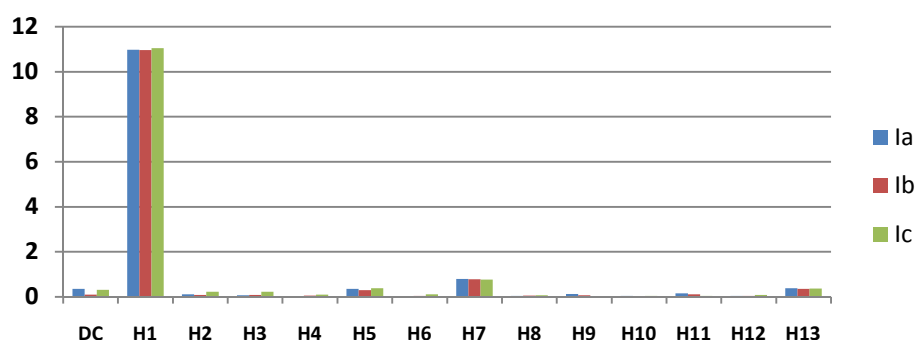
شکل ۴-۴۸ اسپکتروم ولتاژ منبع



شکل ۴-۴۹ اسپکتروم ولتاژ بار (نقطه اتصال مشترک) پیش از تصحیح سیگنال کنترلی

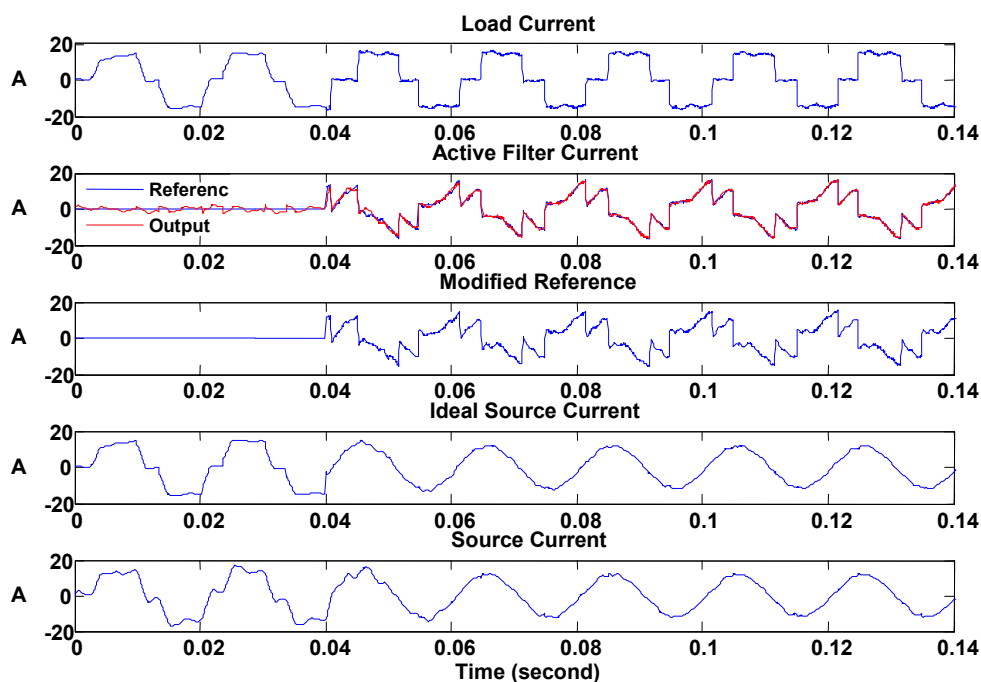


شکل ۴-۵۰ اسپکتروم جریان بار پیش از تصحیح سیگنال کنترلی



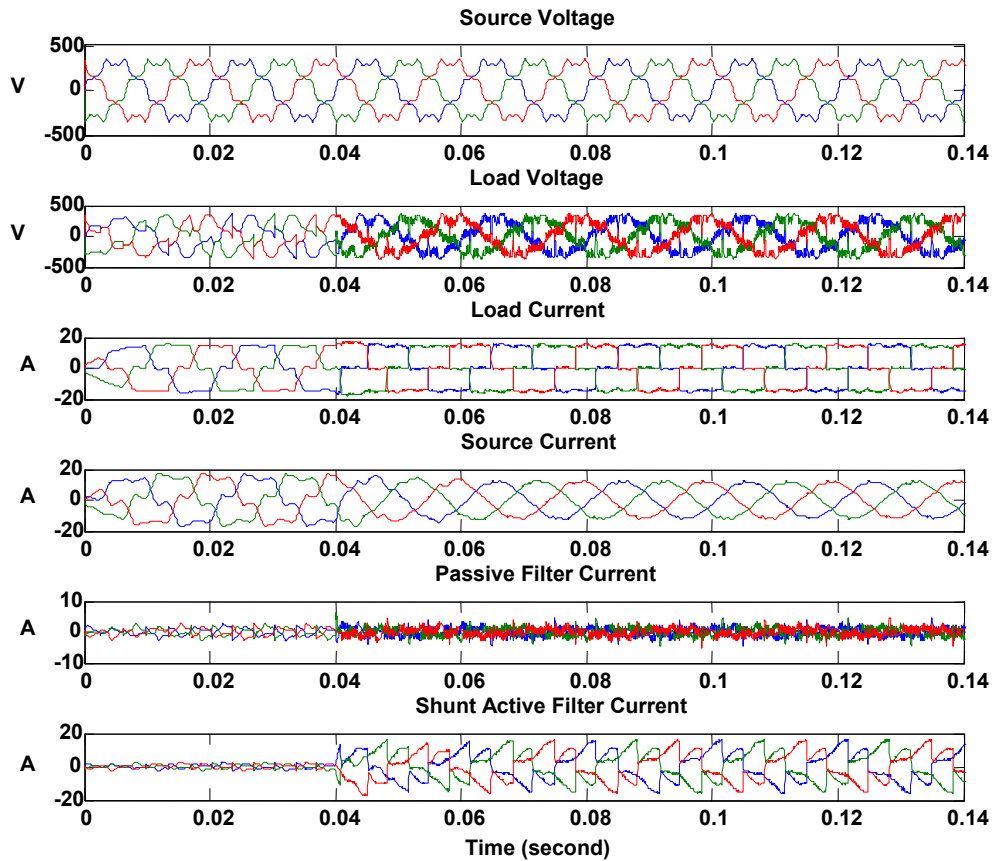
شکل ۴-۵۱ اسپکتروم جریان منبع پس از جبران پیش از تصحیح سیگنال کنترلی

هارمونیک‌هایی از جریان بار که در تصحیح سیگنال کنترلی نادیده انگاشته شده‌اند ممکن است در رنج جذب فیلتر پسیو قرار نگیرند و بدون جبران‌سازی مناسب در سیستم جاری شوند. جهت مقابله با این اشکال، جریان‌های هارمونیک مرتبه بالاتر از N به صورت جداگانه محاسبه و در سیگنال کنترلی لحاظ گشته‌اند.

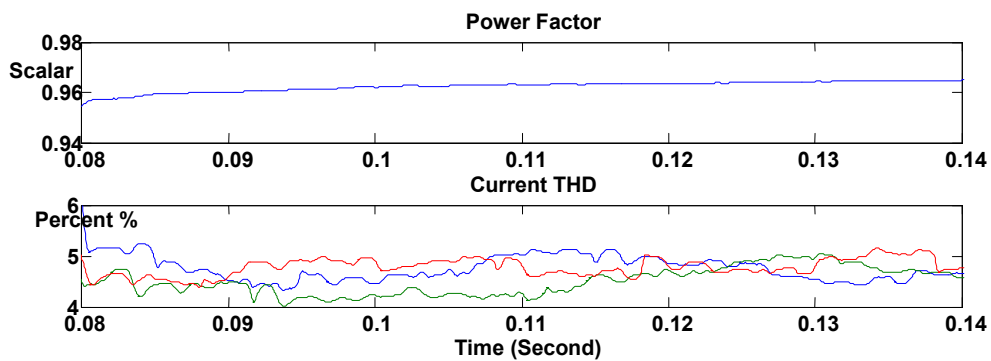


شکل ۴-۵۲ جریان‌های بار، فیلتر اکتیو، سیگنال کنترلی اصلی و تغییر یافته، جریان ایده‌آل و بدست آمده منبع پس از جبران

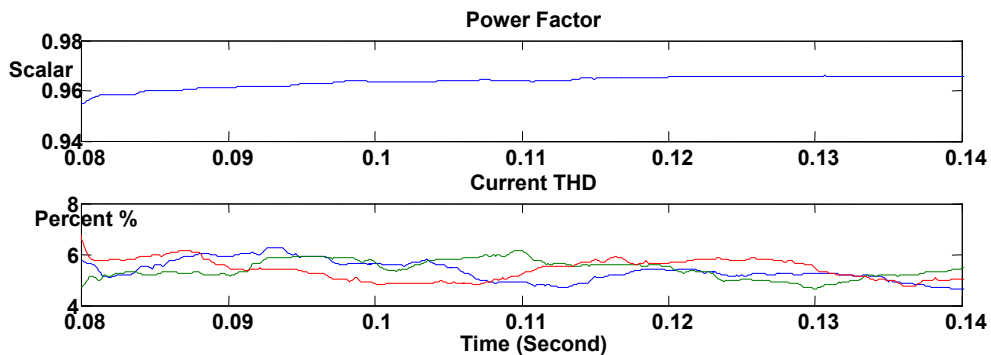
به روش OFC و تصحیح سیگنال کنترلی به روش تابع تبدیل



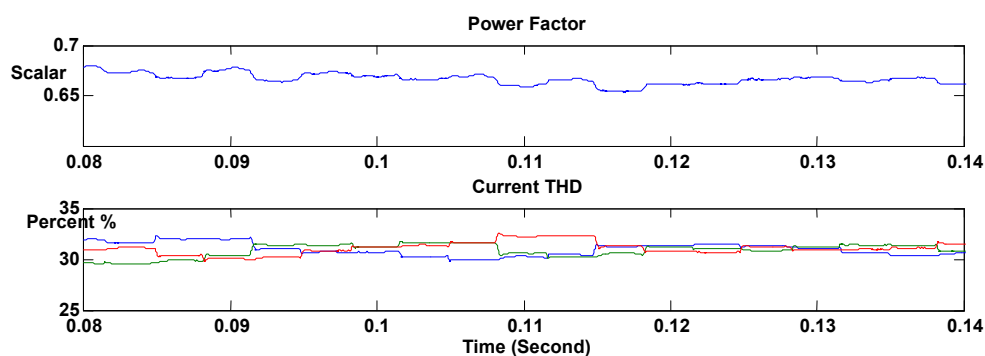
شکل ۴-۵۳ جریان‌ها و ولتاژهای سه‌فاز سیستم جبران شده بهینه و تصحیح سیگنال کنترلی به کمک محاسبه تابع تبدیل



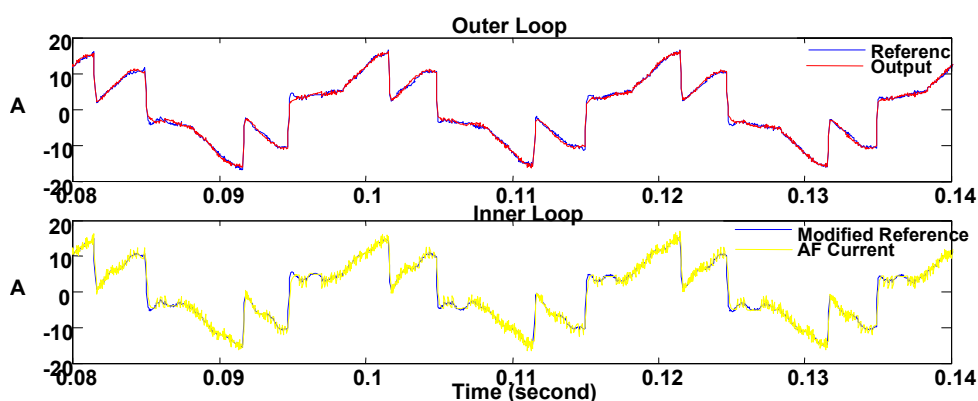
شکل ۴-۵۴ شاخص‌های ایده‌آل منبع پس از جبران‌سازی با روش سیگنال کنترلی تغییر یافته بکمک تابع تبدیل



شکل ۴-۵۵ شاخص‌های منبع پس از جبران‌سازی با روش سیگنال کنترلی تغییر یافته بکمک تابع تبدیل



شکل ۴-۵۶ شاخص‌های بار

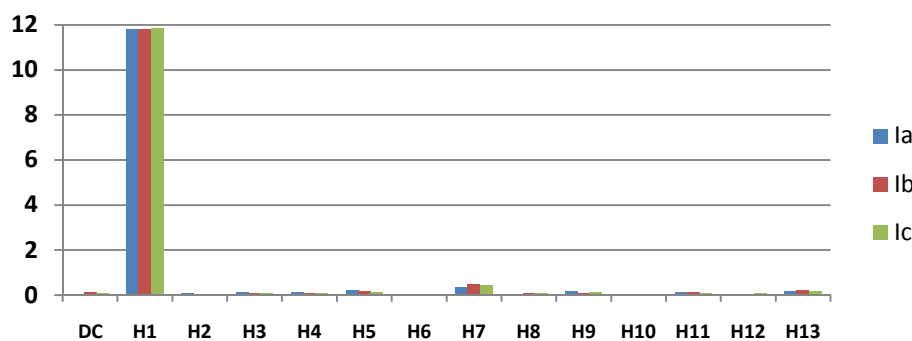


شکل ۴-۵۷ جریان‌های حلقه داخلی و خارجی سیستم کنترل باند هیستریزس

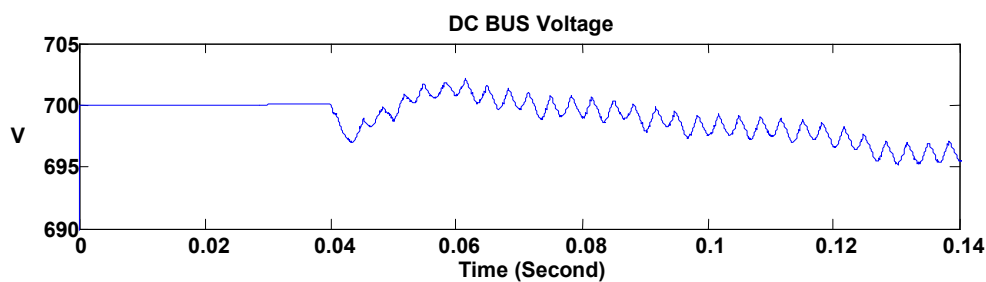
از شکل ۴-۵۷ می‌توان دید که جریان مبدل اینورتری به صورت باند هیستریزس، سیگنال کنترلی تغییر یافته را تعقیب می‌کند، در حالیکه جریان خروجی مجموعه فیلتر اکتیو به سیگنال کنترلی اصلی نزدیک شده، از این رو می‌توان گفت که فرض استفاده از تابع تبدیل فرض صحیحی بوده است. همچنین این نکته حایز اهمیت است که متوسط فرکانس سویچینگ در کلیه روشهای استفاده شده قبل در حدود 7800 Hz بوده که در این روش تغییر نکرده است. همچنین رنج تلفات فیلتر اکتیو مشابه روشهای قبلی می‌باشد. جدول ۴-۶ نتایج را جمع بندی کرده است.

جدول ۴-۷ جمع بندی نتایج شبیه سازی به روش سیگنال کنترلی تغییر یافته به کمک تابع تبدیل

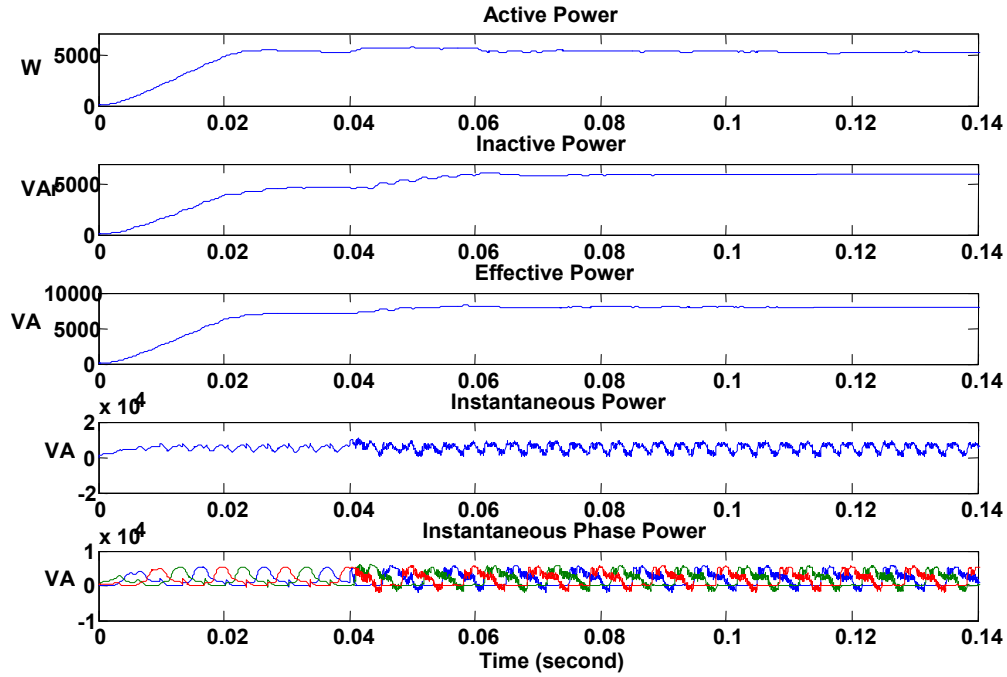
Power			V_{rms} V	I_{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
5495	1445	5300	386.03	14.23	96.48	4.75	16.23	Ideal Index
5590	1450	5400	386.03	14.48	96.57	5.43	16.23	Source
5595	1485	5400	386.38	14.48	96.40	5.43	28.93	Terminal
7930	5950	5245	386.38	20.52	66.09	31.45	28.93	Load
5752	5750	155	-	-	-	-	-	Active & Passive Filter



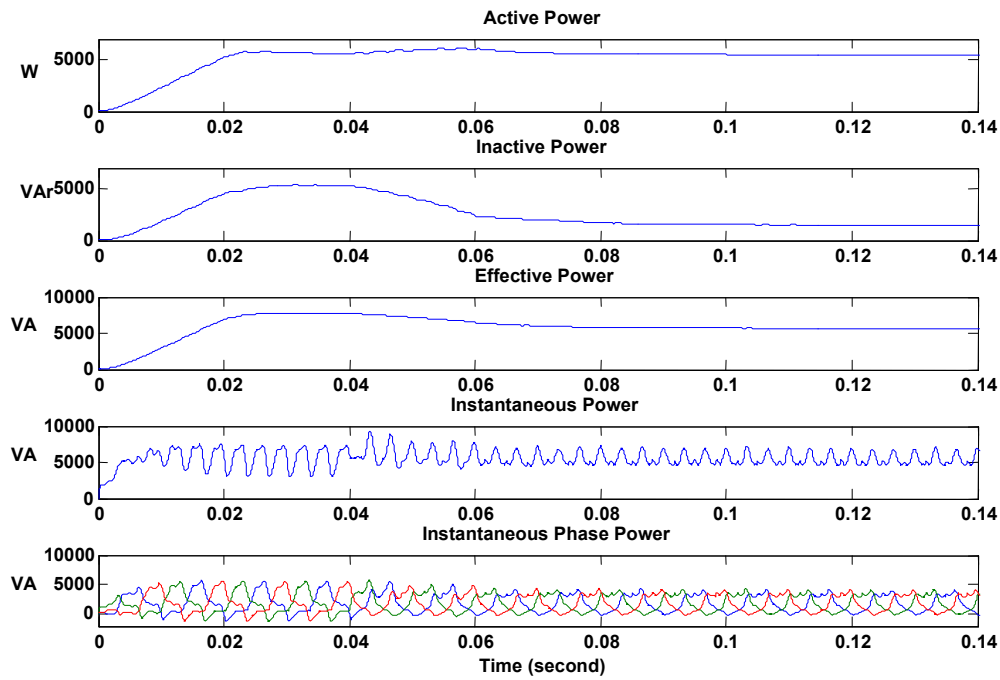
شکل ۴-۵۸ اسپکتروم جریان منبع پس از جبران و تصحیح سیگنال کنترلی به روش تابع تبدیل



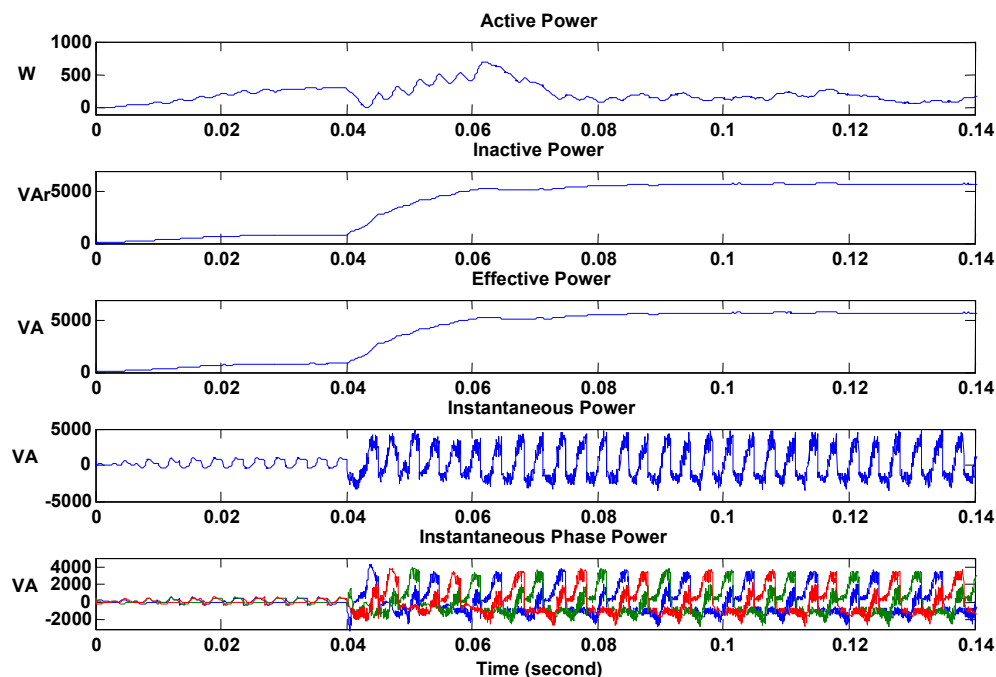
شکل ۴-۵۹ توان های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه ای منبع پس از جبران



شکل ۴-۶۰ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار



شکل ۴-۶۱ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع پس از جبران

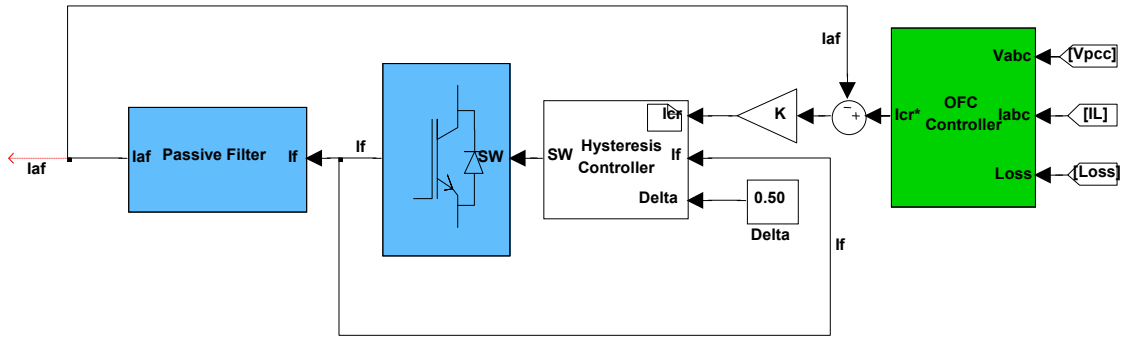


شکل ۴-۶۲ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای فیلتر اکتیو پس از جبران

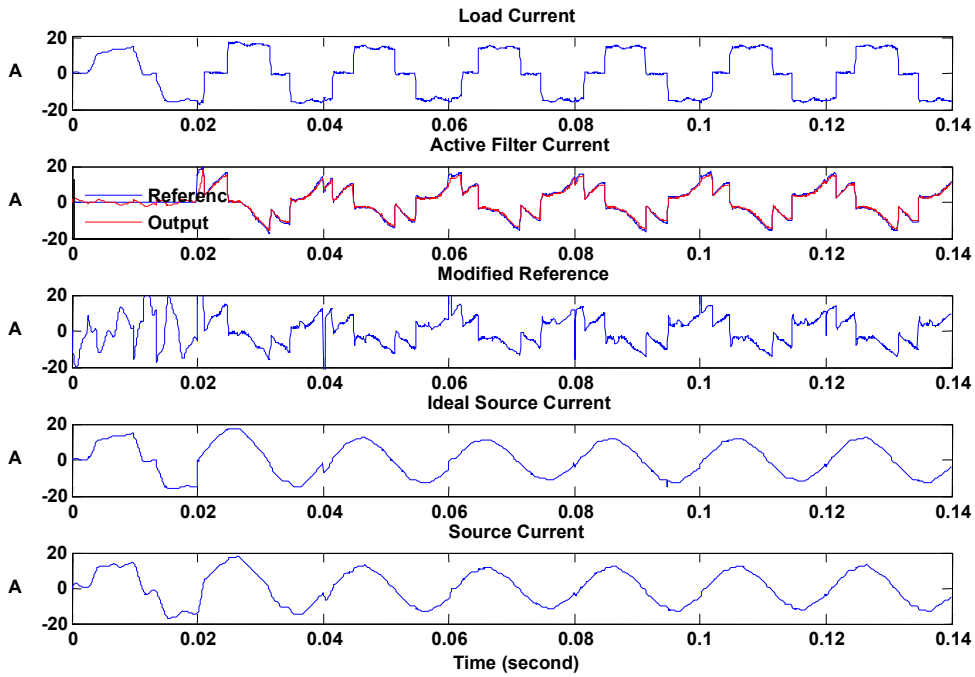
۴-۵-۱-۲ روش حلقه بسته

این روش ساختار سویچینگ را تغییر می‌دهد. جریان کنترلی با جریان خروجی مجموعه فیلترهای اکتیو و پسیو مقایسه شده و خطای حاصل با یک بهره نسبتاً بزرگ به سیستم سویچینگ وارد می‌شود. در ساختار یک کنترل کننده باند هیستریزس، این حلقه موجب افزایش قابل ملاحظه فرکانس سویچینگ می‌شود که در راستای اهداف تحقیق، یعنی استفاده از یک ساختار ساده‌تر، فرکانس سویچینگ پایین‌تر و تلفات سویچینگ کمتر نمی‌باشد. شکل ۴-۶۳ بلوک دیاگرام روش را نشان می‌دهد. هر چه بهره کنترل کننده تناسبی K بیشتر باشد، دقت رهگیری سیگنال بیشتر می‌شود و به تبعیت از آن فرکانس سویچینگ سیستم بالا می‌رود.

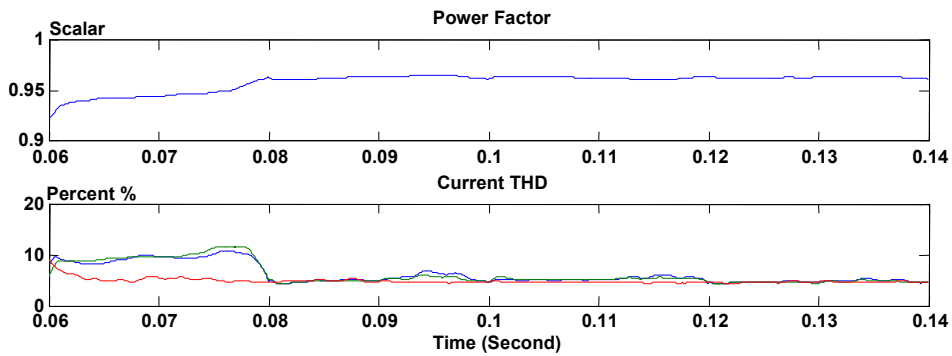
شکل‌های ۴-۶۴ تا ۴-۷۱ نتایج شبیه سازی را نشان می‌دهند. در شکل ۴-۶۴ سیگنال کنترلی تغییر یافته (**Modified Reference**)، حاصل ضرب بهره K در سیگنال خطای $I_{cr} - I_{af}$ می‌باشد. فرکانس متوسط سویچینگ از 7.8 KHz به 12 KHz افزایش یافته است. در ادامه جریان‌های حلقه داخلی و حلقه خارجی فیلتر، شاخص‌های ایده‌آل و واقعی منبع، بار و همچنین توان‌های آنها آورده شده است.



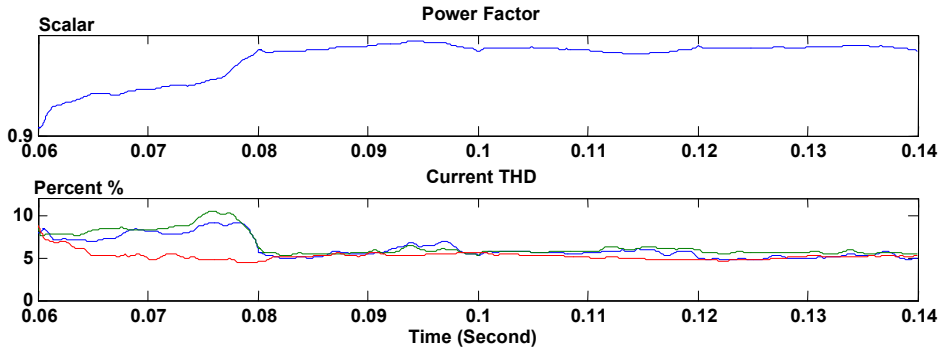
شکل ۴-۶۳ بلوک دیاگرام سیستم کنترل حلقه بسته جهت رفع خطای ناشی از وجود فیلتر پسیو



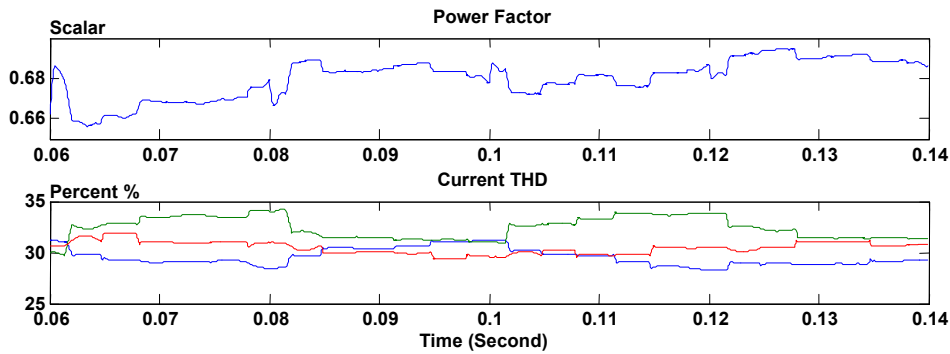
شکل ۴-۶۴ جریان‌های سیستم جبران شده با روش حلقه بسته



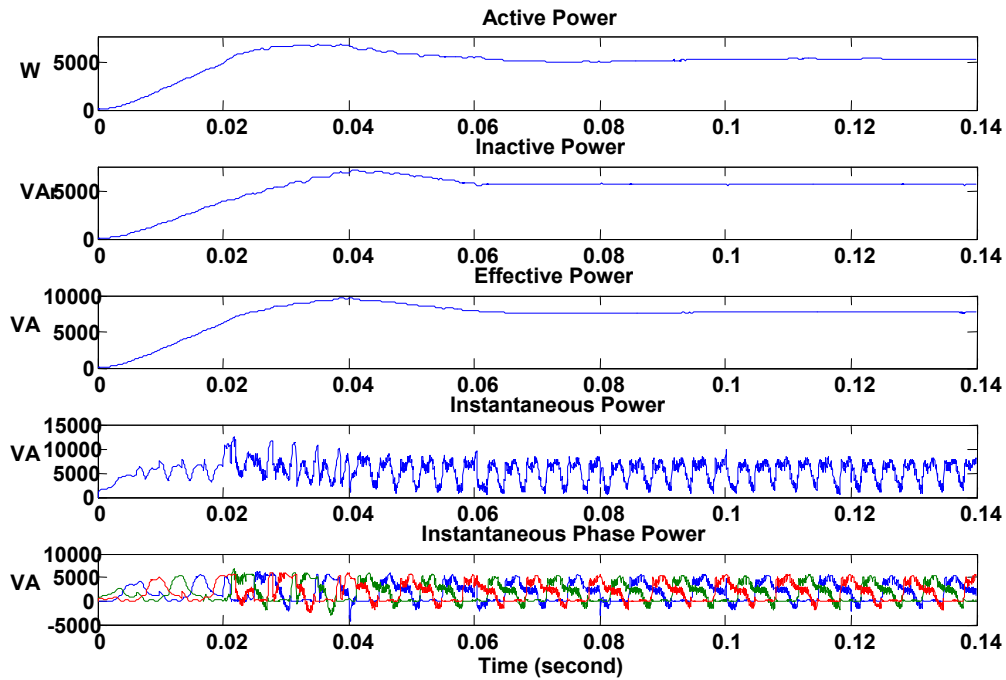
شکل ۴-۶۵ شاخص‌های ایده‌آل منبع جبران شده



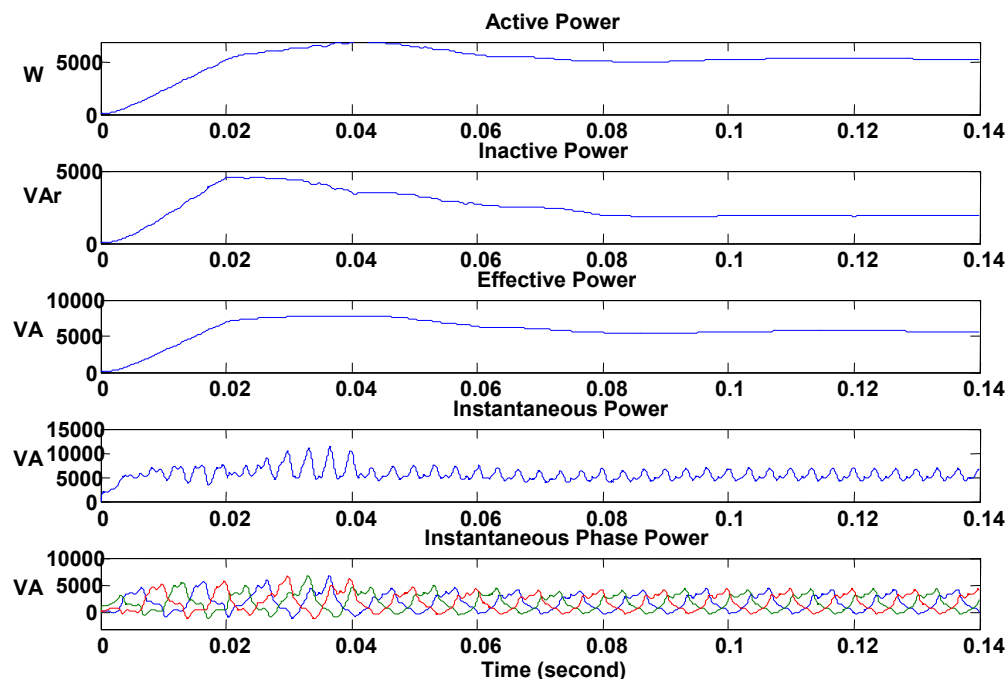
شکل ۴-۶۶ شاخص‌های بدست آمده منبع جبران شده



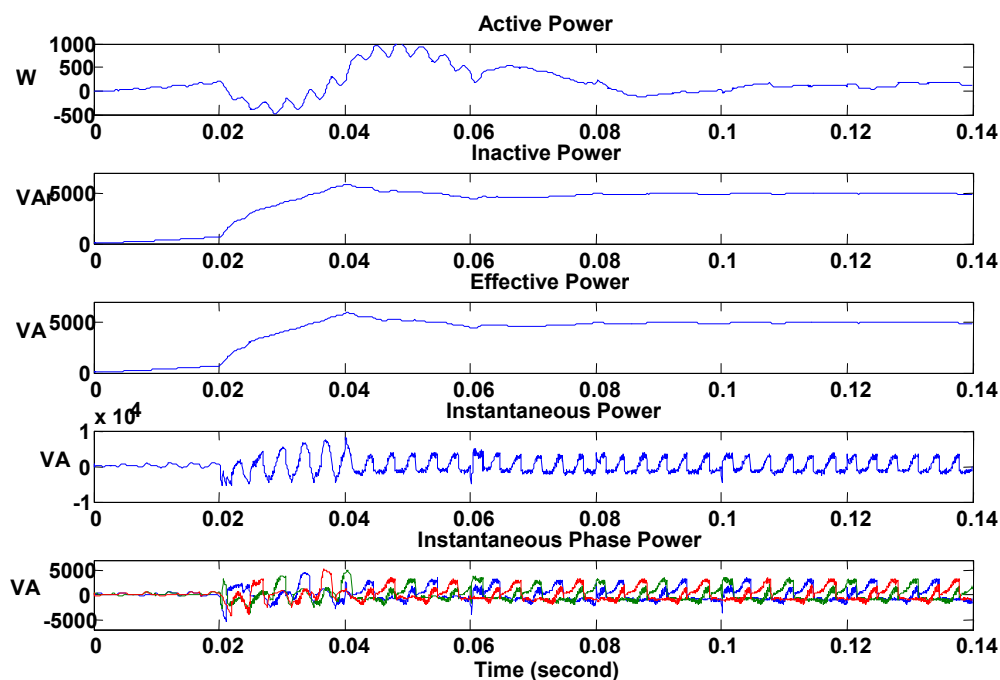
شکل ۴-۶۷ شاخص‌های بار پس از جبران‌سازی



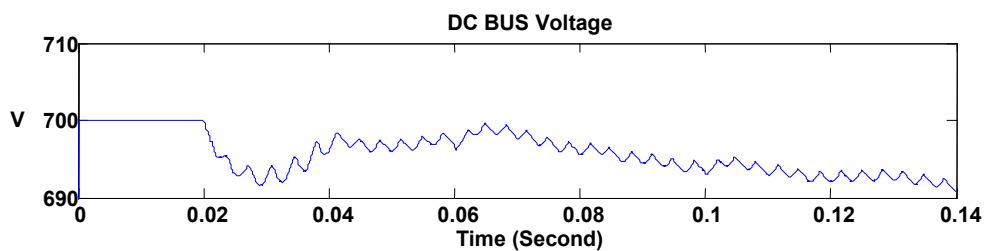
شکل ۴-۶۸ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار



شکل ۴-۶۹ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران شده



شکل ۴-۷۰ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای جبران‌ساز



شکل ۴-۷۱ ولتاژ باس DC

جدول ۴-۸ جمع بندی روش حلقه بسته

Power			V _{rms} V	I _{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
5595	1555	5375	386.03	14.49	96.05	4.65	16.23	Ideal Index
5675	1935	5335	386.03	14.70	94.00	5.22	16.23	Source
5520	1405	5335	375.50	15.12	96.71	5.22	26.29	Terminal
7665	5615	5215	375.50	20.41	68.08	30.86	26.29	Load
4835	4830	120	-	-	-	-	-	Active & Passive Filter

شبیه‌سازی با هدف بهبود ضریب توان ترمینال بار انجام شده و نتیجه آن افزایش ضریب توان از 68.08% (بار) به 96.71% (منبع) می‌باشد.

۴-۵-۱-۳ روش جریان‌های نامطلوب

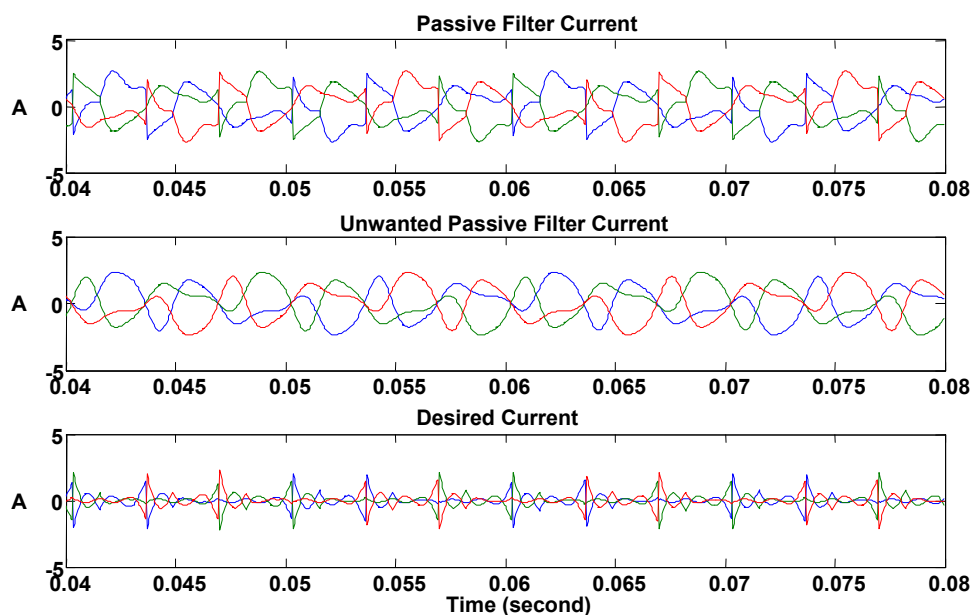
در این روش جریان‌های فیلتر پسیو به دو قسمت جریان‌های مطلوب که شامل ریپل‌های جریانی ناشی از سویچینگ و هارمونیک‌های بالاتر از رنج بهینه سازی است و جریان‌های نامطلوب که هارمونیک‌های جریانی در رنج تابع بهینه سازی می‌باشند تقسیم می‌گردد. در صورتی که بتوان به طریقی این مقادیر را از هم جدا کرد، با تغییر دادن سیگنال کنترلی به نحوی که جریان‌های نامطلوب فیلتر پسیو را تولید کند، اثر نامطلوب اغتشاش هارمونیک ناشی از فیلتر پسیو رفع خواهد شد. لازم به ذکر است که در صورت وجود مقاومت اهمی میرا کننده در ساختمان فیلتر پسیو، جبران جریان‌های نامطلوب فیلتر پسیو مستلزم صرف شدن توان اکتیو است که بایستی توسط سیستم کنترل کننده ولتاژ باس DC تشخیص و جبران گردد.

$$i_{pf}(t) = i_{pf_w}(t) + i_{pf_d}(t) \quad (89)$$

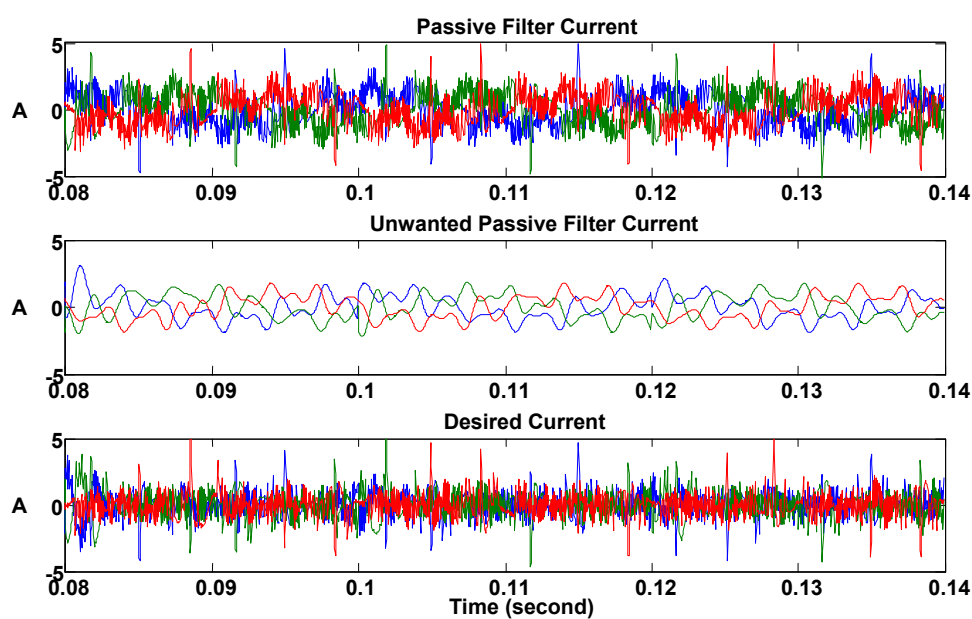
$$\begin{cases} i_{pf_w}(t) = \sum_{i=1}^N i_{pf_i} \cdot \sin(i\omega t + \theta_i) \\ i_{pf_d}(t) = \sum_{i=N+1}^{\infty} i_{pf_i} \cdot \sin(i\omega t + \theta_i) \end{cases} \quad (90)$$

$$i_{cr_m}(t) = i_{cr}(t) + i_{pf_w}(t) \quad (91)$$

شکل ۴-۷۲ و شکل ۴-۷۳ جریان‌های واقعی، مطلوب و نامطلوب یک فیلتر پسیو را به ترتیب در سیستم جبران شده و جبران نشده نشان می‌دهند. شکل ۴-۷۳ نشان می‌دهد که کارکرد فیلتر پسیو بسیار خوب بوده و سطح بالایی از ریب‌های جبرانی را جذب کرده است.



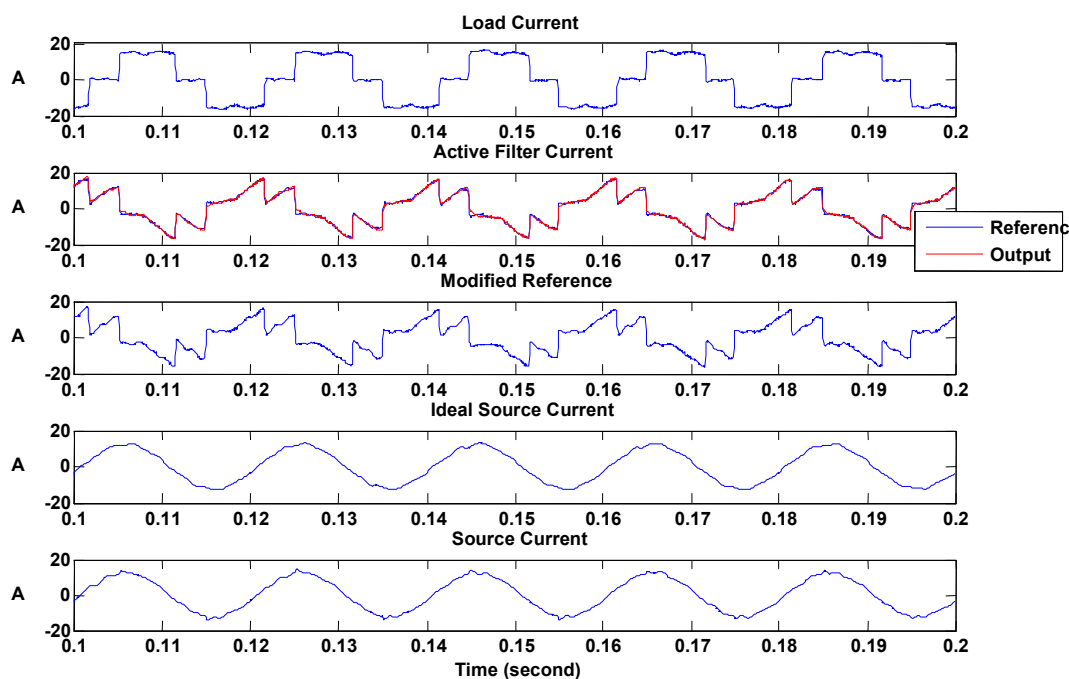
شکل ۴-۷۲ جریان‌های واقعی، نامطلوب و دلخواه فیلتر پسیو در سیستم بدون جبران‌سازی



شکل ۴-۷۳ جریان‌های واقعی، نامطلوب و دلخواه فیلتر پسیو در سیستم جبران‌سازی شده

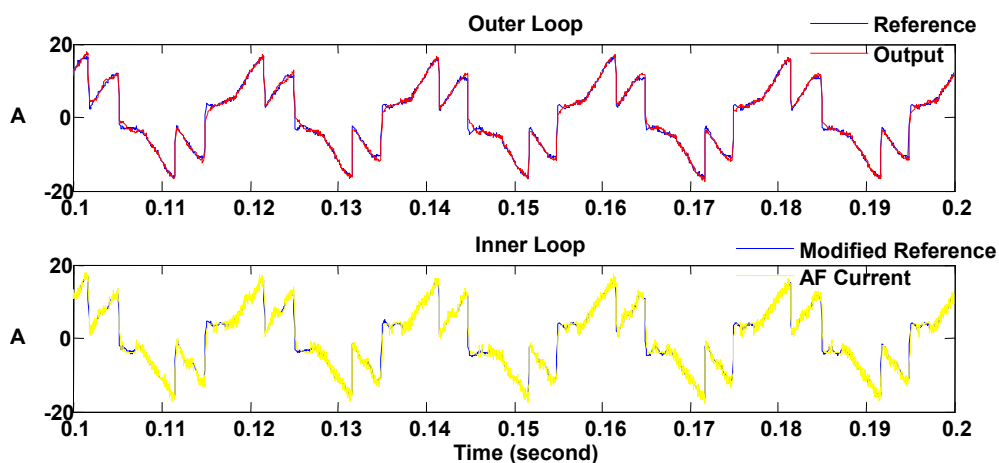
برای جداسازی^۱ جریان‌ها از تبدیل فوریه به کمک پنجره لغزان استفاده شده است. می‌توان از فیلترهای بالاگذر و پایین‌گذر آنالوگ نیز استفاده کرد، ولی این فیلترها علی‌الرغم پاسخ سریعتر، دامنه و فاز سیگنال را تغییر می‌دهند. به همین دلیل با وجود سرعت کم تحلیل فوریه که وابسته به ماهیت پنجره لغزان می‌باشد، از آن جهت جداسازی استفاده شده است.

اگر جریان نامطلوب فیلتر پسیو به عنوان جریان خطای جبرانسازی به سیگنال کنترل کننده اضافه شود، فیلتر اکتیو خطای ناشی از فیلتر پسیو را نیز جبران خواهد کرد. نتایج شبیه‌سازی با این روش در ادامه آمده است. لازم به ذکر است که حداکثر THD جریان مجاز مطابق استاندارد 5% است که در شبیه‌سازی، سیستم OFC بدون تغییر سیگنال کنترلی به 8.5% دست یافته است. با توجه به وابستگی جریان خطای فیلتر پسیو به ولتاژ دو سر بار و نیز وابستگی این ولتاژ به جریان‌های جبرانسازی، محاسبه جریان خطا به صورت Online انجام شده که پس از چند سیکل به حالت ماندگار خود خواهد رسید. اشکال این روش طولانی شدن حالت گذرا است.

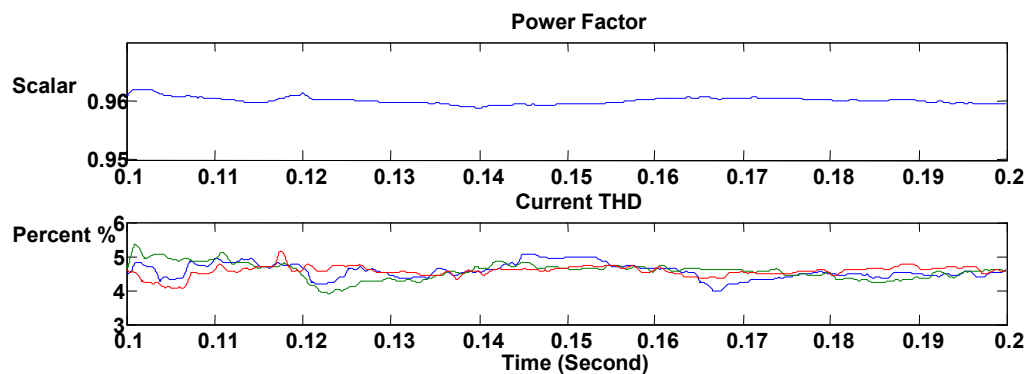


شکل ۴-۷۴ جریان‌های بار، مجموعه فیلتر، مرجع تغییر یافته و منبع پس از جبرانسازی

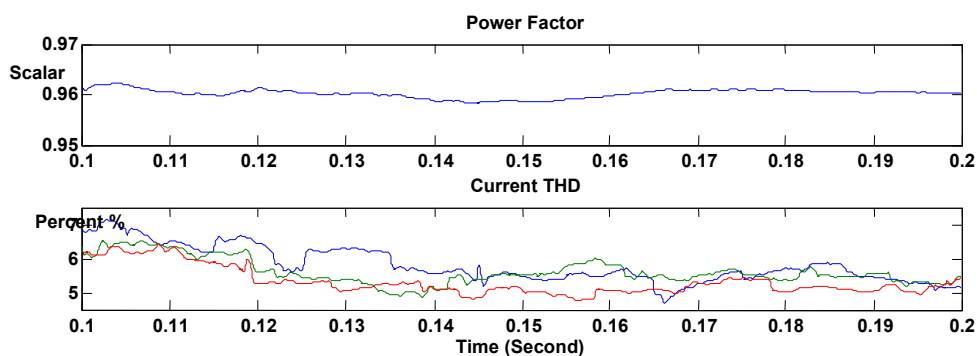
¹ Decompose



شکل ۴-۷۵ جریان‌های حلقه داخلی و خروجی مجموعه فیلتر با مرجع اصلاح شده به روش جریان‌های ناخواسته

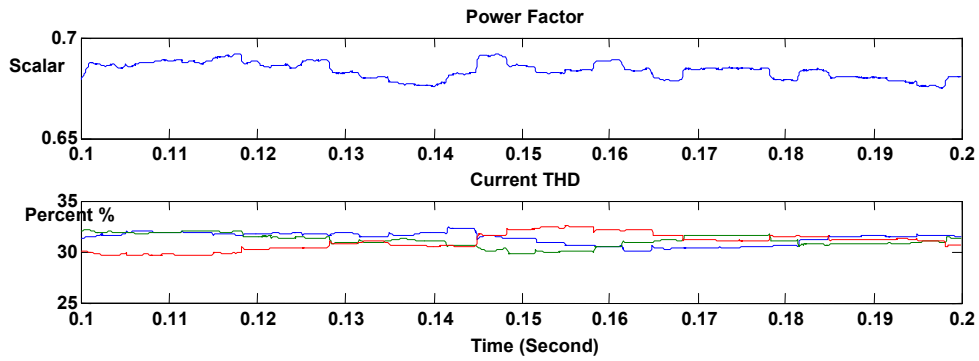


شکل ۴-۷۶ شاخص‌های منبع جریان شده در حالت ایده‌آل

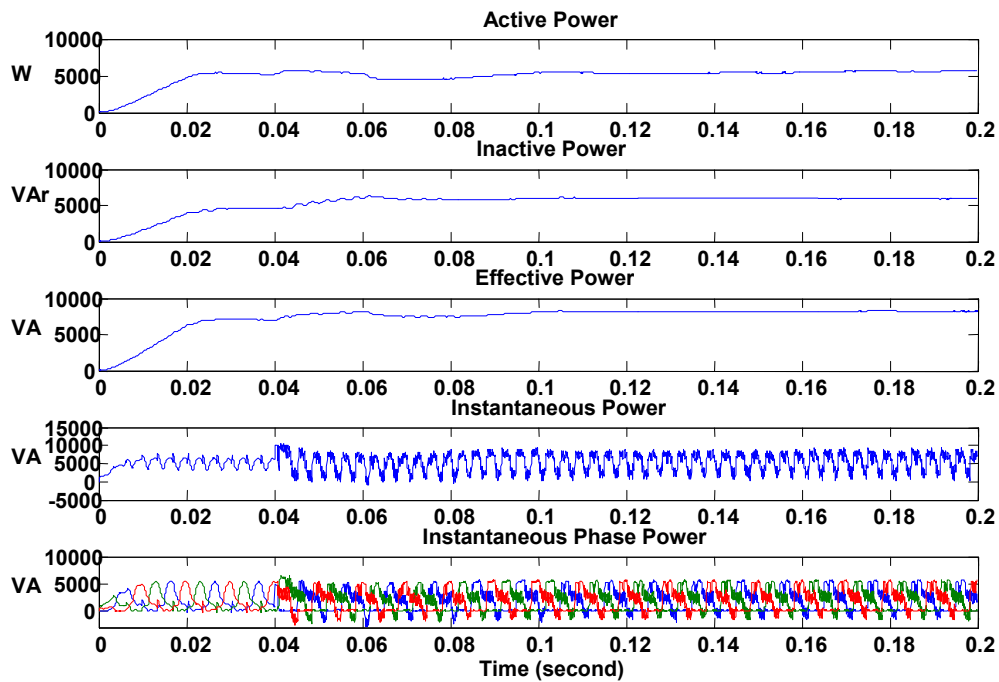


شکل ۴-۷۷ شاخص‌های منبع جریان شده^۱

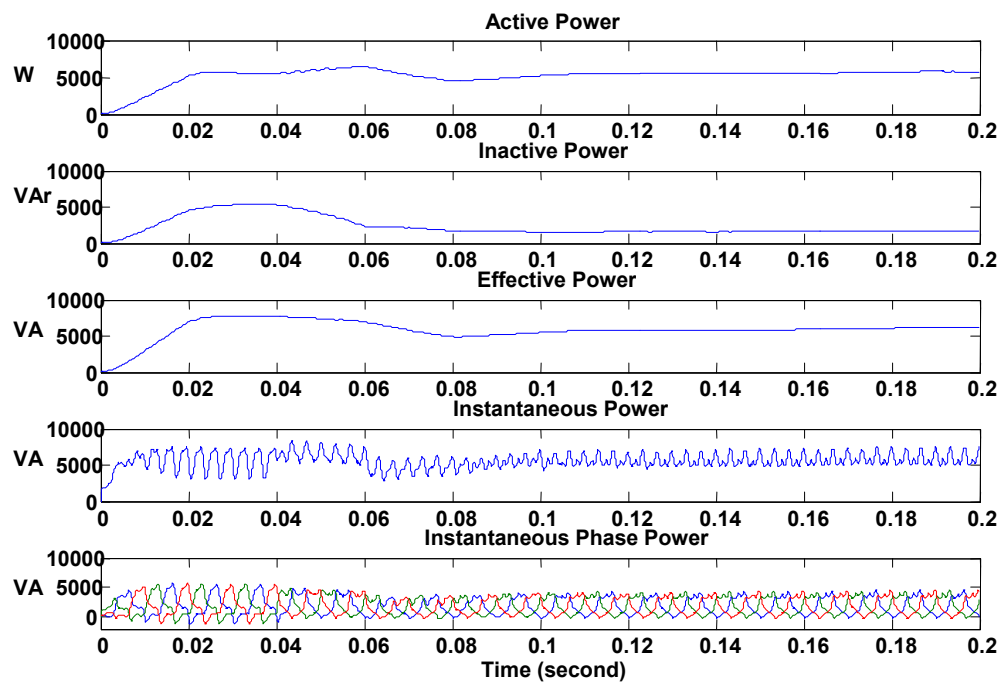
^۱ جبران‌سازی از دیدگاه ترمینال یعنی پس از امیدانس سری با منبع انجام شده است.



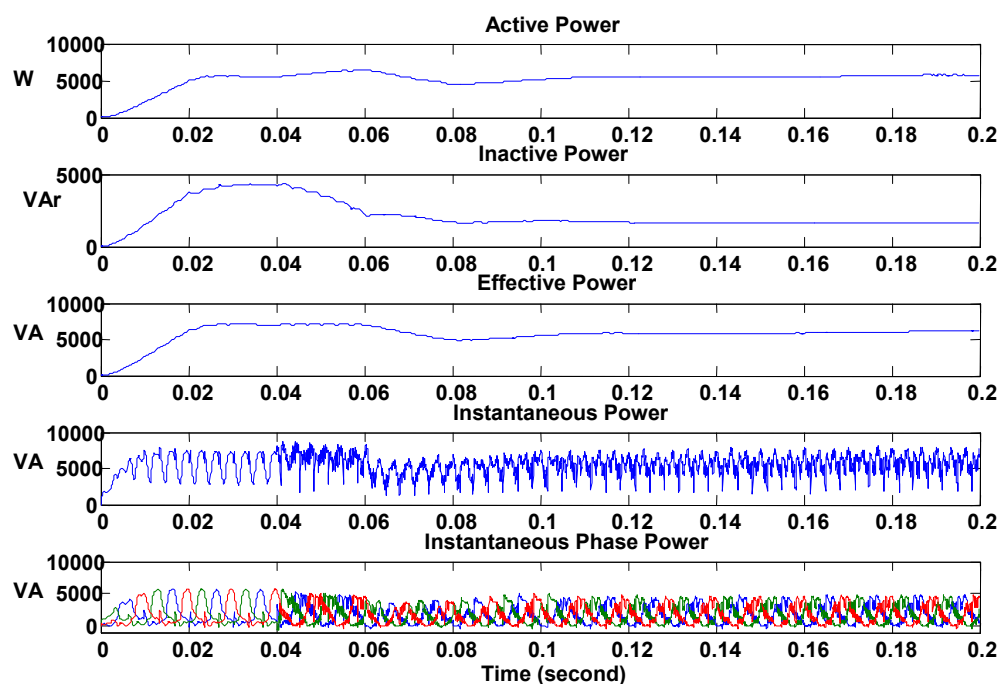
شکل ۴-۷۸ شاخص‌های بار پس از جبران‌سازی



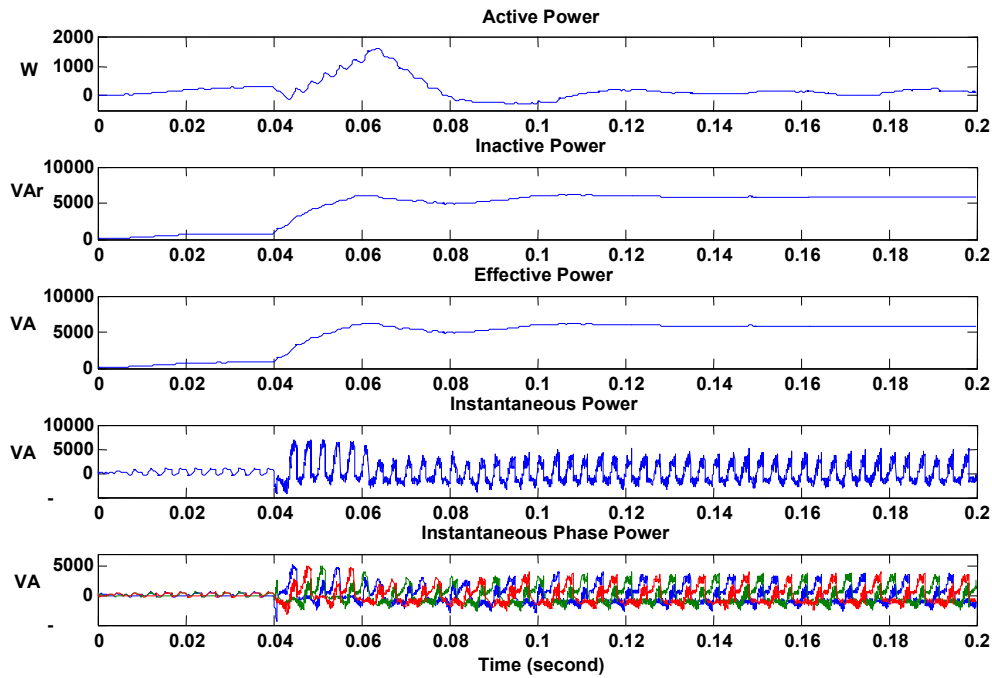
شکل ۴-۷۹ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار



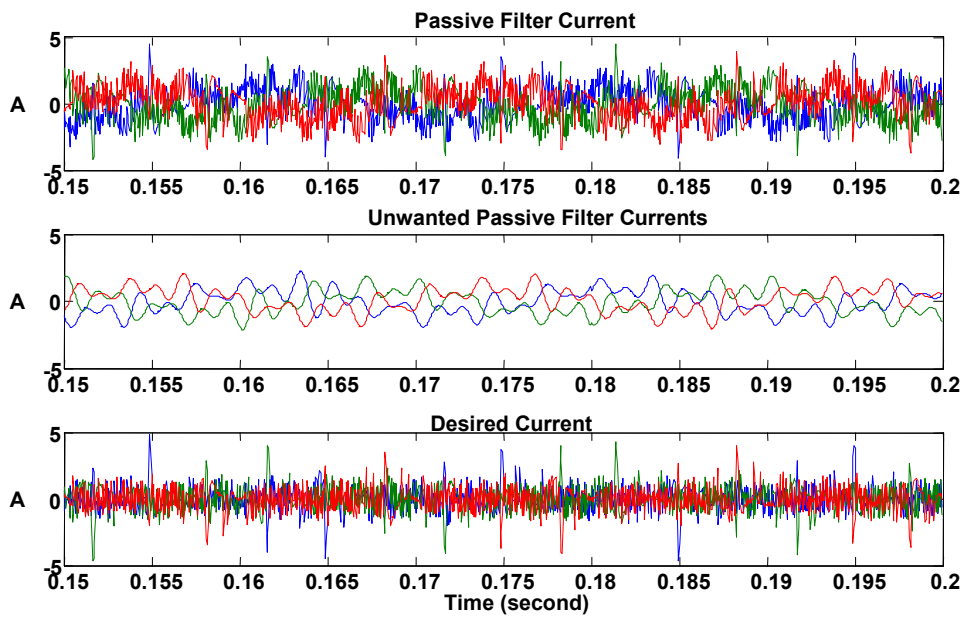
شکل ۴-۸ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران شده



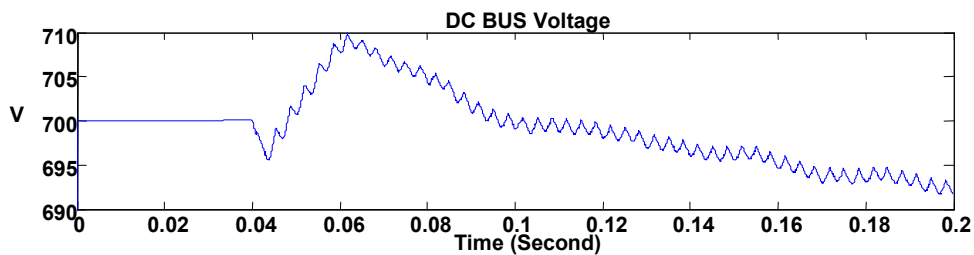
شکل ۴-۸۱ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای ترمینال بار جبران شده



شکل ۴-۸۲ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای جبران‌ساز



شکل ۴-۸۳ جریان‌های فیلتر پسیو، بالا جریان واقعی، وسط جریان‌های نامطلوب (خطا)، پایین جریان‌های مطلوب



شکل ۴-۸۴ ولتاژ باس DC

شکل ۴-۷۹ ولتاژ طرف DC اینورتر را نشان می‌دهد که توسط یک کنترل کننده/انتگرالی/تناسبی (PI) در سطح ولتاژ تقریباً 692V تثبیت شده است. بهره‌های انتگرال گیر و کنترل کننده تناسبی به ترتیب 20 و 10 بوده‌اند که یک سیستم نسبتاً کند را تشکیل می‌دهند، زیرا پس از حدود ۸ سیکل تغییرات ولتاژ باس DC همچنان ادامه دارد.

جدول ۴-۹ جمع بندی جبران سازی با اصلاح سیگنال کنترلی به روش جریان های نامطلوب

Power			V _{rms} V	I _{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
5765	1625	5530	386.03	14.93	95.94	4.6	16.23	Ideal Index
5890	1645	5650	386.03	15.25	96.02	5.48	16.23	Source
5860	1555	5650	384	15.25	96.42	5.48	28.64	Terminal
8040	5885	5475	384	20.92	68.1	31	28.64	Load
5720	5715	175	-	-	-	-	-	Active & Passive Filter

۴-۱-۵-۴ مقایسه

از مقایسه روشهای اصلاحی برای سیستم OFC نتایج زیر قابل دستیابی هستند.

- در کلیه جبران سازی های انجام شده، ولتاژ ترمینال بار از نظر آلودگی هارمونیکی بهبود داشته است. بیشترین بهبود مربوط به روش حلقه بسته می باشد. روش جریان های نامطلوب با حدود ۲٪ اختلاف در رتبه دوم قرار می گیرد.
- پس از جبران به روش OFC و بدون تصحیح سیگنال کنترلی ضریب توان بار از 81.57% به 64.54% کاهش یافته و پس از تصحیح سیگنال کنترلی ضریب توان در روش تغییر سیگنال کنترلی به کمک تابع تبدیل به 66.09%، روش حلقه بسته 68.08% و در روش جریان های نامطلوب به 68.10% افزایش یافته است.

۳. ضریب توان منبع در کلیه روشها بهبود داشته است. بیشترین بهبود در روش تابع تبدیل که از مقدار **71.17%** (جبران نشده) به **96.57%** افزایش یافته است. رتبه دوم مربوط به روش جریانهای نامطلوب می باشد که ضریب توان به **96.02%** رسیده. کمترین بهبود مربوط به روش حلقه بسته می باشد که ضریب توان با فاصله در حدود **2%** به مقدار **94.00%** رسیده است.

۴. بیشترین افزایش ضریب توان ترمینال در روش حلقه بسته بدست آمده که ضریب توان به **96.71%** رسیده است.

۵. توان اکتیو سیستم در هر سه روش نسبت به زمانی که سیگنال کنترلی تصحیح نشده، کاهش یافته است. توان اکتیو تحویلی به بار در روش جریانهای نامطلوب با کمترین کاهش از **5712 W** به **5475 W** رسیده است. رتبه دوم کاهش ظرفیت مربوط به روش تابع تبدیل است.

۶. تلفات اضافی مربوط به جبرانها در روش حلقه بسته کمترین و در روش جریانهای نامطلوب بیشترین مقدار را داشته است. در عین حال بیشترین افت ولتاژ باس DC نیز مربوط به روش حلقه بسته و پس از آن روش جریانهای نامطلوب می باشد. به این ترتیب می توان نتیجه گرفت که روش تابع تبدیل به لحاظ تثبیت ولتاژ خازن باس DC و داشتن تلفات نزدیک به روش حلقه بسته، کمترین تلفات اکتیو را داشته است.

۷. روش حلقه بسته سریعترین همگرایی به جریان ایده آل و کاهش ضریب اغتشاش جریان را دارد، پس از آن روش تابع تبدیل و در نهایت روش جریانهای نامطلوب قرار می گیرد.

مقادیر درج شده در جداول مربوط به آخرین لحظه زمانی شبیه سازی است. با توجه به شاخصهای کیفیت توان یعنی ضریب توان و ضریب آلودگی هارمونیکهای جریانی، به نظر روش اصلاح سیگنال

کنترلی به کمک محاسبه تابع تبدیل، روش مناسبتری می‌باشد، پس از آن از روش جریان‌های نامطلوب می‌توان بهره گرفت.

به لحاظ اینکه تابع تبدیل یکبار محاسبه و در سیستم OFC وارد شده، از نظر محاسباتی ساده‌تر است، با این حال روش جریان‌های نامطلوب تعمیم پذیرتر می‌باشد. چون بصورت Online و مستقل از استراتژی کنترل عمل می‌کند. روش حلقه بسته مشابه روش جریان‌های نامطلوب قابلیت تعمیم به استراتژی‌های دیگر را دارد اما فرکانس سویچینگ را تغییر می‌دهد، لذا بهتر است بجای استفاده همزمان از فیلتر بالاگذر و بالا بردن فرکانس سویچینگ، از ابتدا روش سویچینگ و فرکانس آن تغییر یابد.

تلفات فیلتر پسیو با انتخاب نوع پیچیده‌تری از فیلترهای بالاگذر، کاهش پذیر است. با این حال محاسبه فیلتری که در محدوده جریان‌های بار و فرکانس سویچینگ با سایر قسمت‌های مدار وارد تشدید نشود و تلفات کمی هم داشته باشد کمی دشوار است، چرا که برای میرایی بیشتر ناچار به استفاده از مقاومت اهمی شده در حالیکه مقاومت اهمی، تلفات ایجاد می‌کند.

۴-۵-۲ محدودیت جبران‌ساز

تاکنون سعی شد که انحراف جریان جبران‌ساز نسبت به سیگنال کنترلی از دیدگاه عامل خارجی یعنی فیلتر پسیو موازی با فیلتر اکتیو، بررسی و رفع گردد اما محدودیت دیگری نیز وجود دارد که مانع از رسیدن جریان فیلتر اکتیو به مقدار دلخواه سیگنال کنترلی می‌شود. این محدودیت نرخ حداکثر تغییرات جریان اینورتر است که به سیستم قدرت اینورتر بستگی دارد. فرضاً اگر در یک اینورتر نرخ حداکثر تغییرات جریان قابل تولید $1000 A/sec$ باشد، جریان‌های خروجی اینورتر از سیگنال کنترلی با تغییرات کمی بیش از این مقدار عقب خواهند ماند. در چنین شرایطی از سیستم کنترلی OFC انتظار می‌رود که این محدودیت را در توابع بهینه سازی لحاظ کرده و با وجود چنین

محدودیتی از حداکثر قابلیت سیستم جبران‌ساز استفاده کند. یعنی بیشترین جبران‌سازی با جبران‌ساز محدود.

محدودیت اساسی دیگر که در جبران‌سازی بایستی مد نظر قرارگیرد، حداکثر جریان قابل تولید توسط اینورتر است. این مسئله برای مقاصد عملی بسیار اساسی است چراکه دانستن حداکثر جریان قابل تحمل برای سویچ‌ها و استفاده بهینه از اینورتر تحت چنین شرایطی بسیار مهم است. با توجه به مسایل فوق، لازم است که تابع هدف بهینه سازی تغییر کرده و قیدهای دیگری نیز به آن اضافه شود.

در ساختار OFC پیشنهاد شده در [35] ورودی سیستم بهینه سازی، ولتاژ کلی بار^۱ و خروجی آن بهره‌های بهینه سازی شده برای استفاده در یک اینورتر با ظرفیت جریاندهی نامحدود و دامنه تغییرات جریان قابل تولید بسیار بیشتر از مورد نیاز سیستم است. همانگونه که تاکنون در شبیه سازی‌ها مشاهده شد، نرخ تغییرات جریان اینورترها عمدتاً به سبب وجود راکتورهای سری، محدود بوده و جریان خروجی مبدل جدای از اثر فیلتر پسیو، دقیقاً آن چیزی نیست که سیستم کنترلی تولید کرده است. در واقع جریان خروجی زمان‌های خاصی از سیگنال کنترلی عقب می‌ماند. این حقیقت تایید کننده محدوده شیب جریان‌دهی اینورتر می‌باشد. از سوی دیگر سویچ‌های مورد استفاده در اینورتر محدودیت جریانی دارند که بدلیل لحاظ نشدن در محیط شبیه سازی، تاکنون در شبیه سازی‌ها اثر گذار نبوده‌اند. لذا سعی خواهد شد که شبیه‌سازی به واقعیت نزدیکتر شده و با استفاده از سیستم کنترلی، فیلتر اکتیو برای تولید جریانی کنترل شود که در محدوده مجاز و توانایی‌های اینورتر قرار گیرد.

اگر در عمل جریانی بیشتر از مقدار مجاز برای زمانی طولانی از کلیدهای قدرت کشیده شود، به آنها آسیب خواهد رساند و مجموعه فیلتر اکتیو بلااستفاده خواهد شد. به این منظور است که توابع

¹ Overall Load Voltage

هدف ذکر شده در بخش ۴-۳-۱ و ۴-۳-۲ با شرایط جدید تصحیح گردند. تابع هدف بهینه سازی (۶۱) به شکل زیر اصلاح می گردد:

Maximize(η)

Subject to:

$$H_a^i \leq \gamma_a \quad H_b^i \leq \gamma_b \quad H_c^i \leq \gamma_c$$

$$H_{a,n}^i \leq \lambda_{a,n} \quad H_{b,n}^i \leq \lambda_{b,n} \quad H_{c,n}^i \leq \lambda_{c,n}$$

$$\left. \frac{di_{cra}}{dt} \right|_{max} \leq \Delta_{max} \quad \left. \frac{di_{crb}}{dt} \right|_{max} \leq \Delta_{max} \quad \left. \frac{di_{crc}}{dt} \right|_{max} \leq \Delta_{max}$$

$$\begin{cases} i_{cra_{max}} \leq i_{sw_{max}} \\ i_{crb_{max}} \leq i_{sw_{max}} \\ i_{crc_{max}} \leq i_{sw_{max}} \end{cases}$$

$$\frac{i_n^0}{i_1^+} \leq u_n^0 \quad \text{و} \quad \frac{i_n^-}{i_1^+} \leq u_n^- \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (92)$$

که در آن $\left. \frac{di_{cra}}{dt} \right|_{max}$ ، $\left. \frac{di_{crb}}{dt} \right|_{max}$ و $\left. \frac{di_{crc}}{dt} \right|_{max}$ حداکثر تغییرات سیگنال کنترلی فازهای a, b, c و Δ_{max} حداکثر تغییرات جریان قابل رهگیری توسط اینورتر می باشد. $i_{cra_{max}}$ ، $i_{crb_{max}}$ و $i_{crc_{max}}$ بیشترین دامنه جریان کنترل کننده در فازهای a, b, c و $i_{sw_{max}}$ حداکثر دامنه جریان قابل تحمل توسط کلیدها می باشد. به این ترتیب می توان تابع هدف (۶۲) را نیز به شکل زیر اصلاح کرد:

$$\text{Minimize}(H^i = w_1 H_a^i + w_2 H_b^i + w_3 H_c^i)$$

Subject to:

$$\eta \geq \eta_0$$

$$H_{a,n}^i \leq \lambda_{a,n} \quad H_{b,n}^i \leq \lambda_{b,n} \quad H_{c,n}^i \leq \lambda_{c,n}$$

$$\frac{di_{cra}}{dt} \leq \Delta_{max} \quad \frac{di_{crb}}{dt} \leq \Delta_{max} \quad \frac{di_{crc}}{dt} \leq \Delta_{max}$$

$$\begin{cases} i_{cra_{max}} \leq i_{sw_{max}} \\ i_{crb_{max}} \leq i_{sw_{max}} \\ i_{crc_{max}} \leq i_{sw_{max}} \end{cases}$$

$$\frac{i_n^0}{i_1^+} \leq u_n^0 \quad \text{و} \quad \frac{i_n^-}{i_1^+} \leq u_n^- \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (93)$$

قیدهای دیگری نیز می توانند به تابع هدف اضافه و کارکردهای دیگری از آن انتظار داشت. با این حال کارکرد حداکثر ضریب توان یا حداقل THD دو کارکرد پایه ای هستند که پیش از این استفاده

شده‌اند. برای انجام شبیه سازی لازم است که در ساختار OFC خصوصاً در بخش بهینه سازی آن تغییراتی اعمال شود، چرا که لازم است خروجی سیستم بهینه سازی، جریان مطلوبی را تولید کند که قادر به تنظیم دامنه سیگنال کنترلی در محدوده قابل جبران اینورتر نیز باشد. در این حالت ورودی‌های سیستم بهینه سازی علاوه بر ولتاژهای سیستم، جریان‌های بار هستند. ضریب متعادل کننده توان اکتیو^۱ (ψ_o^*) با دقت N هارمونیک اول سری فوریه جریان بار و ولتاژ منبع درون سیستم OFC محاسبه می‌شود. این مقدار را می‌توان بر اساس مقادیر لحظه‌ای (شامل تمامی هارمونیک‌های موجود در ولتاژ و جریان) محاسبه و به تابع بهینه سازی ارسال کرد. در این صورت ممکن است مقادیر مربوط به کنترل کننده سطح ولتاژ خازن باس DC به محاسبه وارد نشوند. رابطه جریان کنترل کننده به شکل زیر بدست می‌آید:

$$i_{cr}(s) = i^*(s) - i_L(s) = \psi_o^* \cdot G(s) \cdot e(s) - i_L(s)$$

طبیعی است که هرچه جریان دلخواه به جریان بار شبیه‌تر باشد، دامنه سیگنال کنترلی کوچکتر خواهد شد و به تبعیت از آن تغییرات دامنه سیگنال کنترلی کوچکتر خواهد شد.

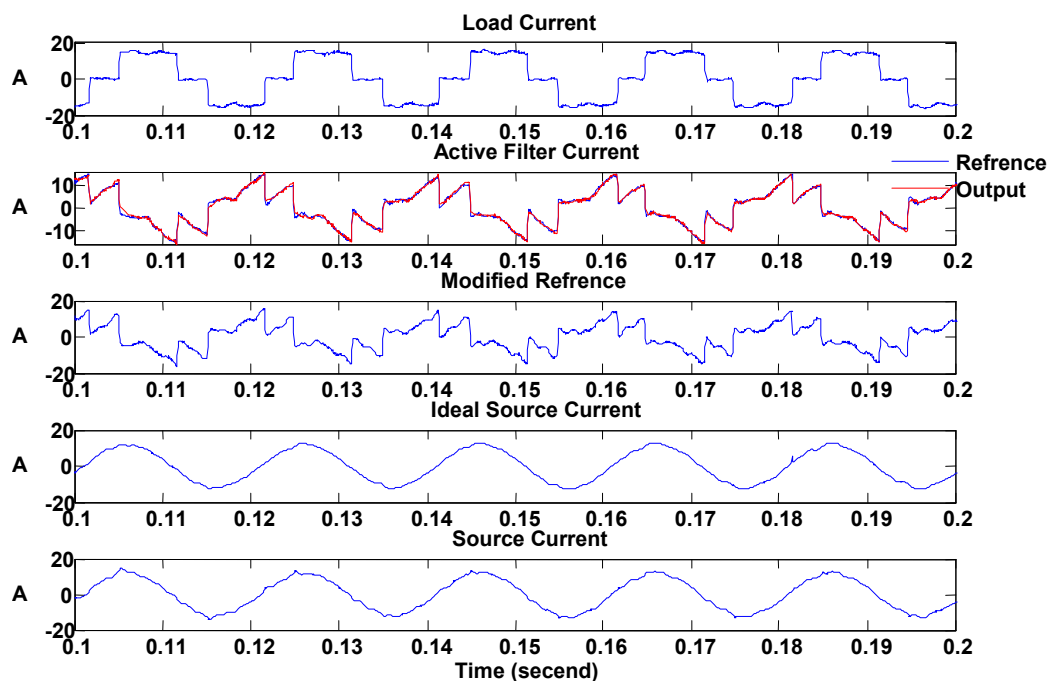
۴-۵-۲-۱ محدودیت حداکثر جریان اینورتر

تابع هدف سیستم به این منظور تصحیح شده است که ضمن رعایت محدودیت هارمونیکی جریان منبع، جریان مبدل از حد مجاز آن خارج نشود. مقدار مجاز به شکل زیر تعریف شده است:

لازم به ذکر است که در شبیه‌سازی انجام شده، سیگنال کنترل کننده سطح ولتاژ باس DC به معادلات توان اکتیو جهت بهینه سازی سیستم اضافه نشده است. محاسبات توان اکتیو و ضریب متعادل کننده توان اکتیو درون حلقه بهینه سازی انجام شده لذا توان اکتیو حاصل از هارمونیک‌های

¹ Active Power Balancing Factor

بالتر از $N=13$ نادیده گرفته شده است. از آنجا که جبرانسازی شامل مرتبه نسبتاً بالایی از هارمونیک-های جریان می‌باشد، نادیده گرفتن هارمونیک‌های مرتبه بالاتر فرض قابل قبولی می‌باشد. قیدهای هارمونیکی سیستم بدون تغییر برای سیستمی که نسبت جریان اتصال کوتاه به جریان بار کمتر از ۲۰ می‌باشد انتخاب شده است. از شبیه سازی سیستم تحت این شرایط ضریب توان سیستم (به صورت ایده‌آل و واقعی) کمتر از میزان بدست آمده برای یک اینورتر با ظرفیت جریانی نامحدود است. با این حال لحاظ نمودن قیود مشخصات فنی جبرانساز به تابع هدف بهینه سازی، تلاش برای رسیدن به حداکثر ضریب توان ممکن ضمن رعایت قیود هارمونیکی و قید مشخصات فنی تجهیز است.

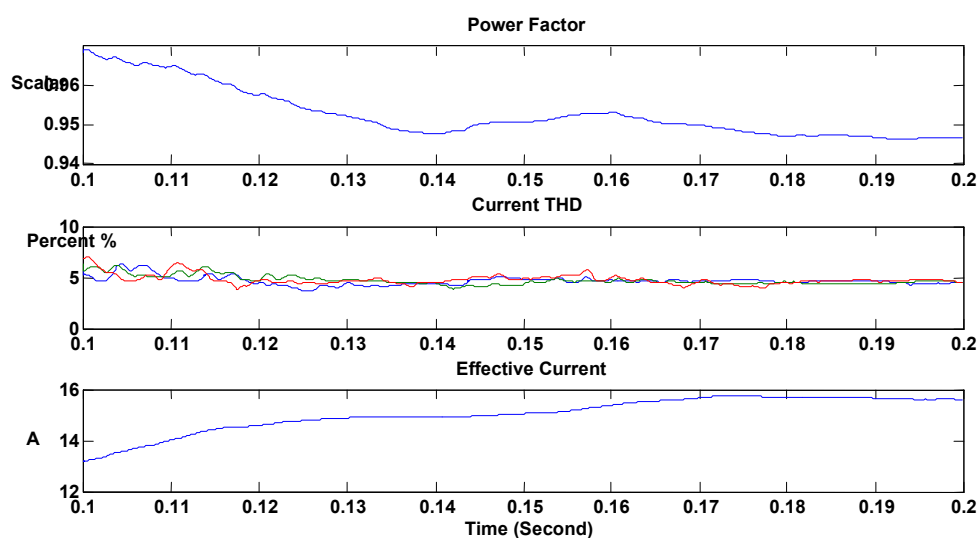


شکل ۴-۸۵ جریان‌های بار، مجموعه فیلتر، سیگنال کنترلی تغییر یافته و جریان منبع پس از جبرانسازی با جبرانساز محدود به حداکثر دامنه جریان ۱۵ آمپر

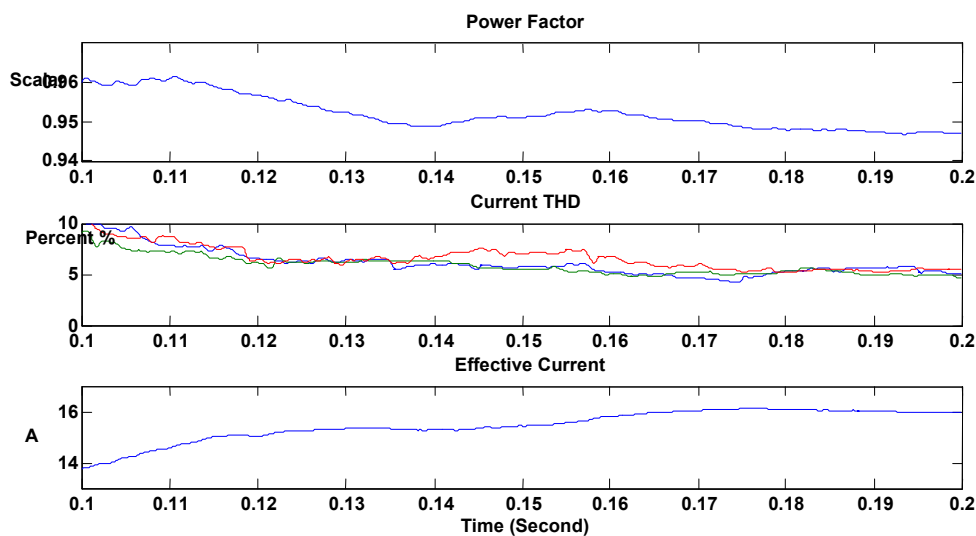
لازم به ذکر است که بدلیل ماهیت سیگنال کنترلی که چند جمله‌ای مثلثاتی می‌باشد، ممکن است چندین نقطه کمینه یا بیشینه محلی^۱ داشته باشد. لازم است که در هر گام بهینه سازی، مقدار

^۱ Local Maximum

حداکثر مطلق^۱ سیگنال کنترلی محاسبه شود. شکل ۴-۸۵ جریان‌های سیستم پس از جبران‌سازی را نشان می‌دهد. سیگنال کنترل کننده به کمک روش جریان‌های نامطلوب (بخش ۴-۵-۱-۳) تصحیح شده است. شکل‌های ۴-۸۶، ۴-۸۷ و ۴-۸۸ به ترتیب شاخص‌های منبع جبران شده در حالت ایده‌آل، منبع جبران شده در حالت واقعی و شاخص‌های بار پس از جبران‌سازی را به نمایش گذاشته‌اند. شکل‌های ۴-۸۹، ۴-۹۰، ۴-۹۱ و ۴-۹۲ به ترتیب توان‌های بار پس از جبران‌سازی، منبع جبران شده بصورت ایده‌آل، منبع جبران شده و مجموعه فیلتر اکتیو را نشان می‌دهند.

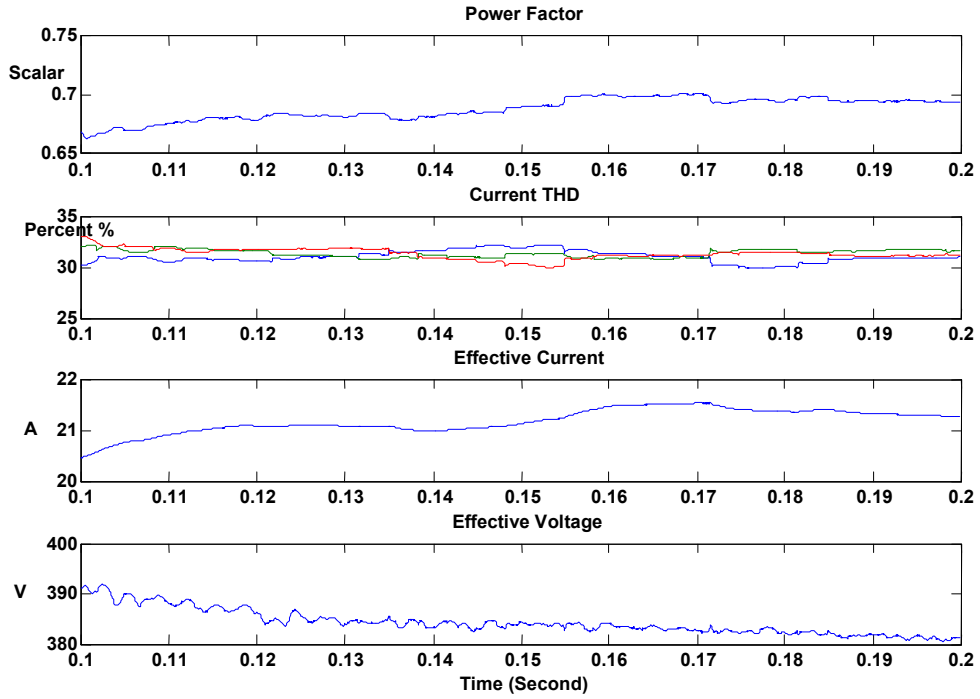


شکل ۴-۸۶ شاخص‌های ایده‌آل منبع پس از جبران‌سازی

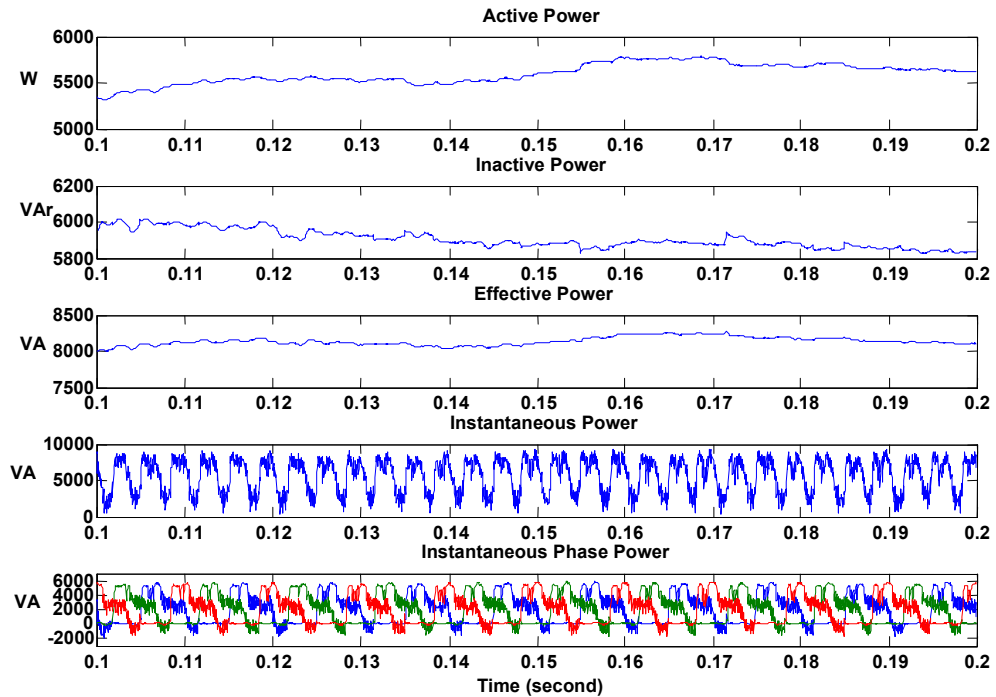


شکل ۴-۸۷ شاخص‌های منبع پس از جبران‌سازی

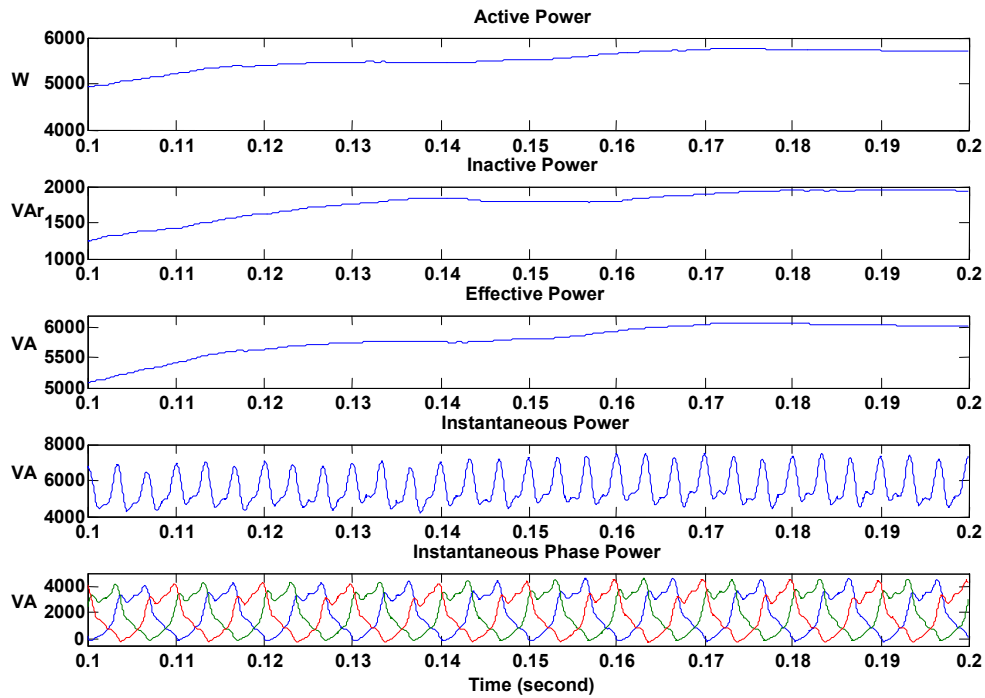
^۱ Global Maximum



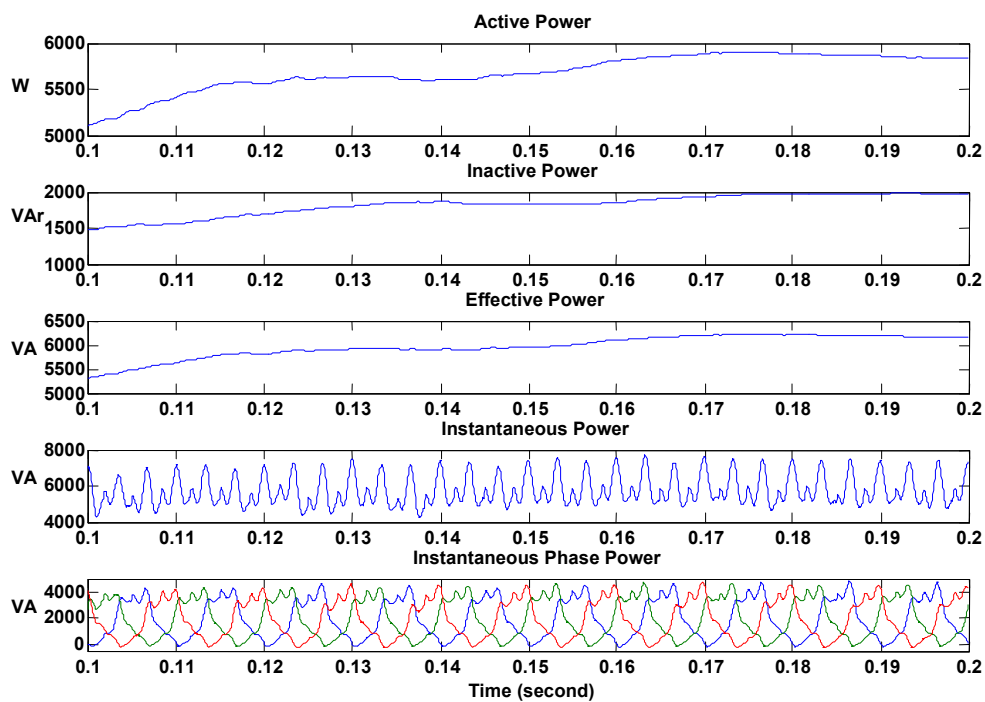
شکل ۴-۸۸ شاخص‌های بار پس از جبران‌سازی



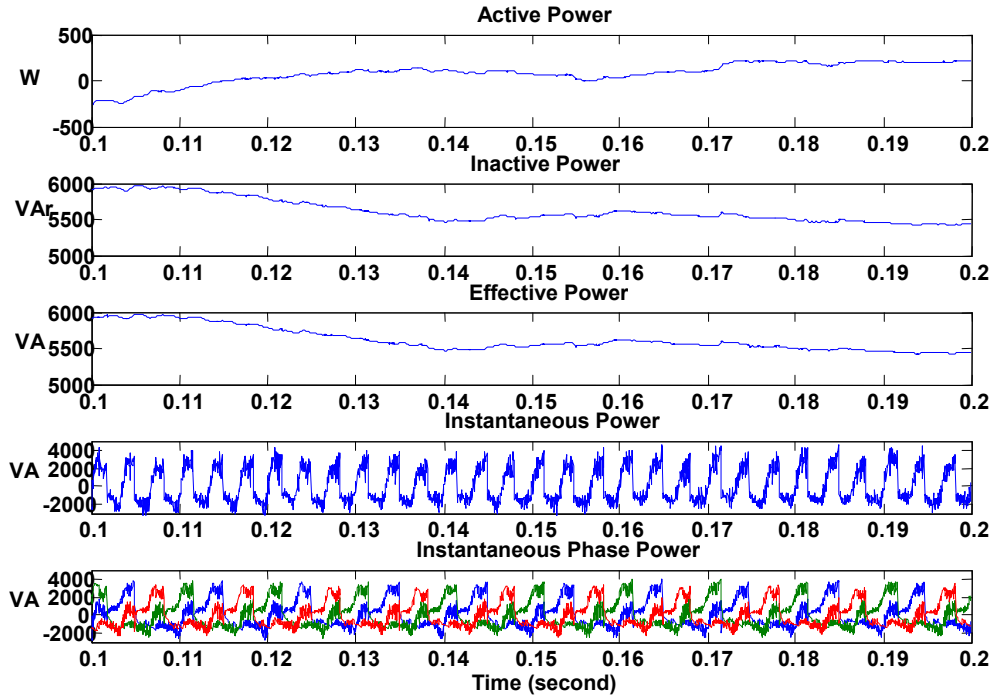
شکل ۴-۸۹ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار پس از جبران‌سازی



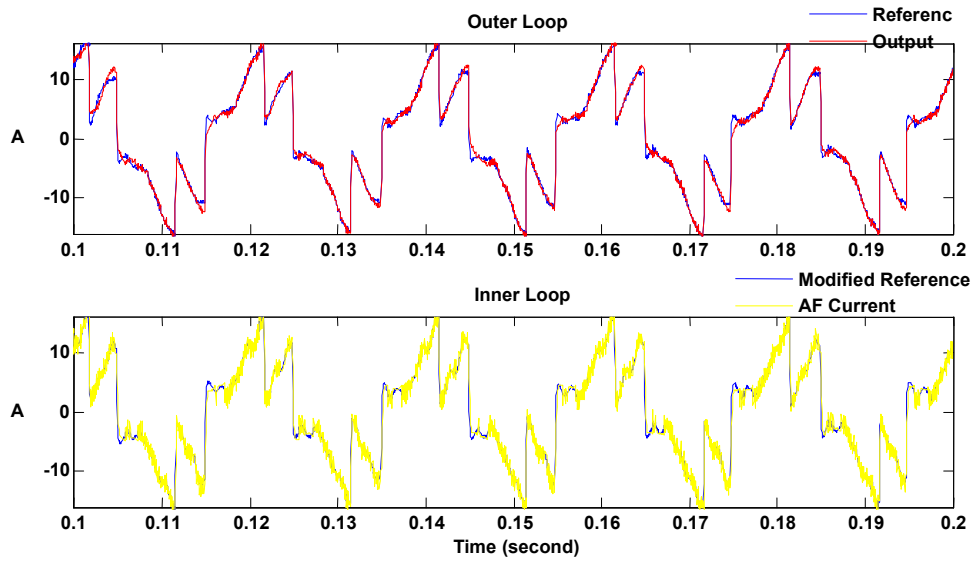
شکل ۴-۹۰ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای ایده‌آل منبع جبران شده



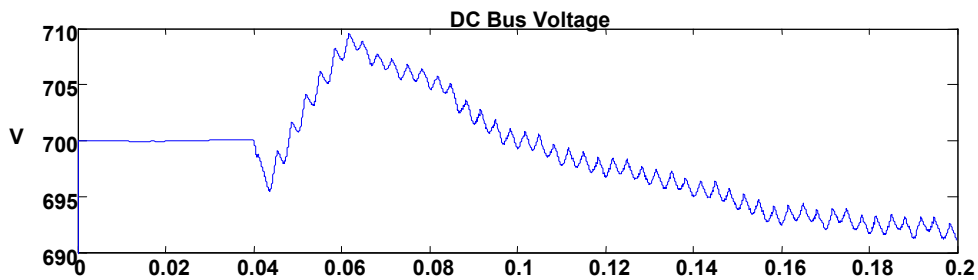
شکل ۴-۹۱ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران شده



شکل ۴-۹۲ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، ظاهری و لحظه‌ای مجموعه فیلتر اکتیو



شکل ۴-۹۳ جریان حلقه داخلی و خارجی فیلتر اکتیو



شکل ۴-۹۴ ولتاژ خازن باس DC

حداکثر جریان سویچ‌ها در این شبیه سازی برابر ۱۶ آمپر شده است که شامل ریپل جریان ناشی از کنترل هیستریزیس و اثر سیگنال تثبیت کننده باس DC نیز می‌باشد. در صورتی که این مقدار نیز مجاز نباشد، بایستی این مقدار محاسبه و در قید جریان مجاز سویچ لحاظ گردند. لازم به ذکر است که طیف هارمونیک جریان‌های بار و ولتاژ ترمینال در هر یک سیکل فرکانس قدرت محاسبه می‌شود که علاوه بر به وجود آوردن تاخیر در خروجی و طولانی شدن مدت حالت گذرا، باعث به وجود آمدن خطا بین حالت ایده‌آل جریان دلخواه محاسبه شده و جریان دلخواه لحظه‌ای می‌شود. جدول ۴-۱۰ نتایج شبیه‌سازی برای اینورتر با حداکثر جریان قابل تحمل سویچ برابر با 15A را جمع بندی کرده است.

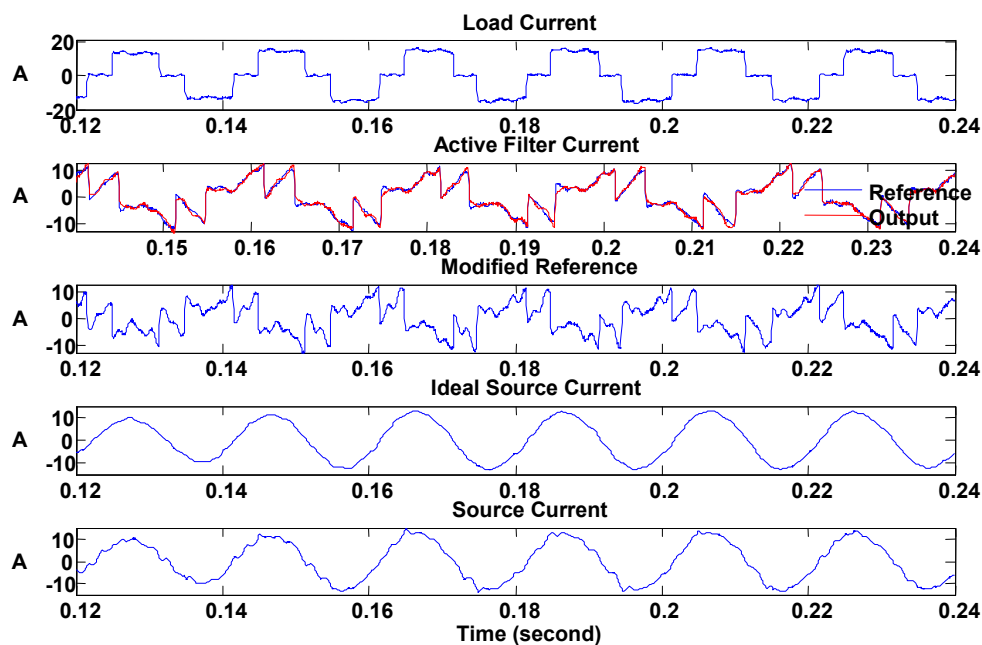
جدول ۴-۱۰ نتایج جبران‌سازی با اینورتر محدود به دامنه جریان حداکثر ۱۵ آمپر

Power			V _{rms} V	I _{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
6025	1940	5700	386.03	15.60	94.67	4.5	16.23	Ideal Index
6160	1975	5840	386.03	15.96	94.72	5.5	16.23	Source
6085	1710	5840	381.2	15.96	95.97	5.5	29.08	Terminal
8100	5840	5625	381.2	21.26	69.4	31.5	29.08	Load
5445	5440	215	-	-	-	-	-	Active & Passive Filter

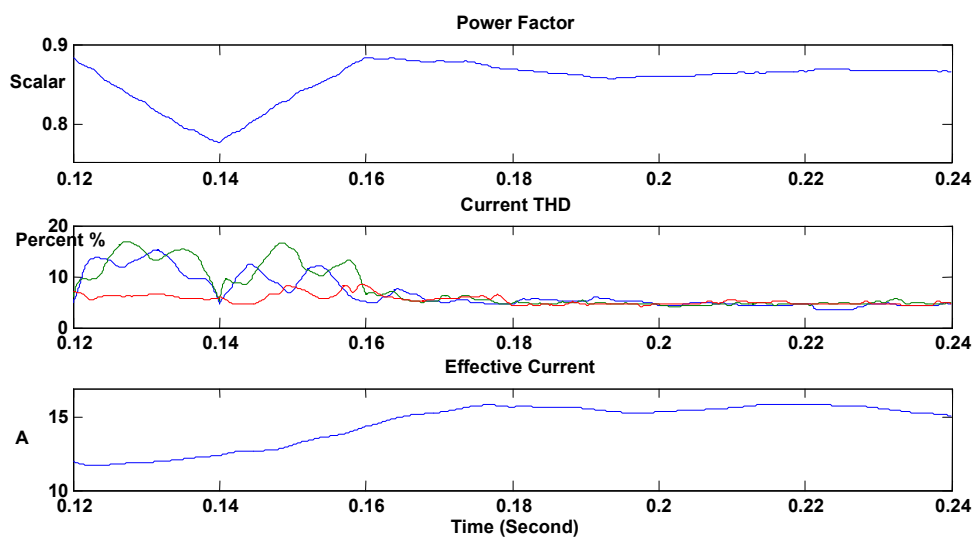
نکته حایز اهمیت نسبت به حالتی که اینورتر محدودیت حداکثر جریان ندارد (جدول ۴-۹)، کاهش ضریب توان و ظرفیت (توان ظاهری) فیلتر می‌باشد. در شبیه سازی فوق محدودیت جریان فیلتر اکتیو بسیار نزدیک به مقدار مورد نیاز سیستم است، با اینحال در نتایج آن تغییرات قابل ملاحظه‌ای بوجود آمد.

در صورت انتخاب جبران‌ساز با قابلیت جریاندهی کوچکتر مثلاً 10A این تاثیر بسیار آشکارتر خواهد شد. در ادامه نتایج شبیه سازی برای این مقدار محدودیت آورده شده است. شکل ۴-۹۵ جریان‌های سیستم را پس از جبران‌سازی نشان می‌دهد. سیگنال کنترلی به کمک روش جریان‌های نامطلوب

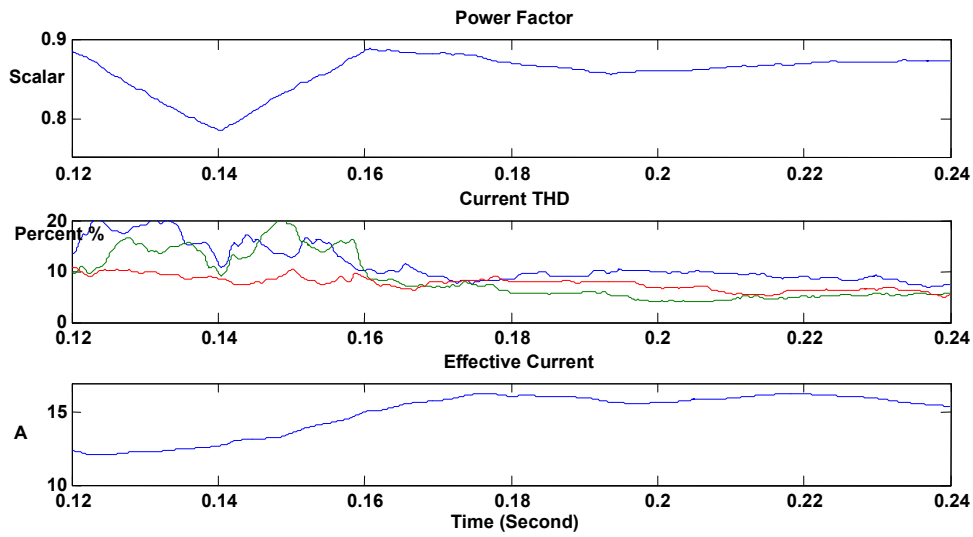
تصحیح شده است. شکل‌های ۹۶-۴، ۹۷-۴ و ۹۸-۴ شاخص‌های منبع جبران شده را در حالت‌های واقعی و ایده‌آل منبع و شاخص‌های بار را پس از جبران‌سازی نشان می‌دهند.



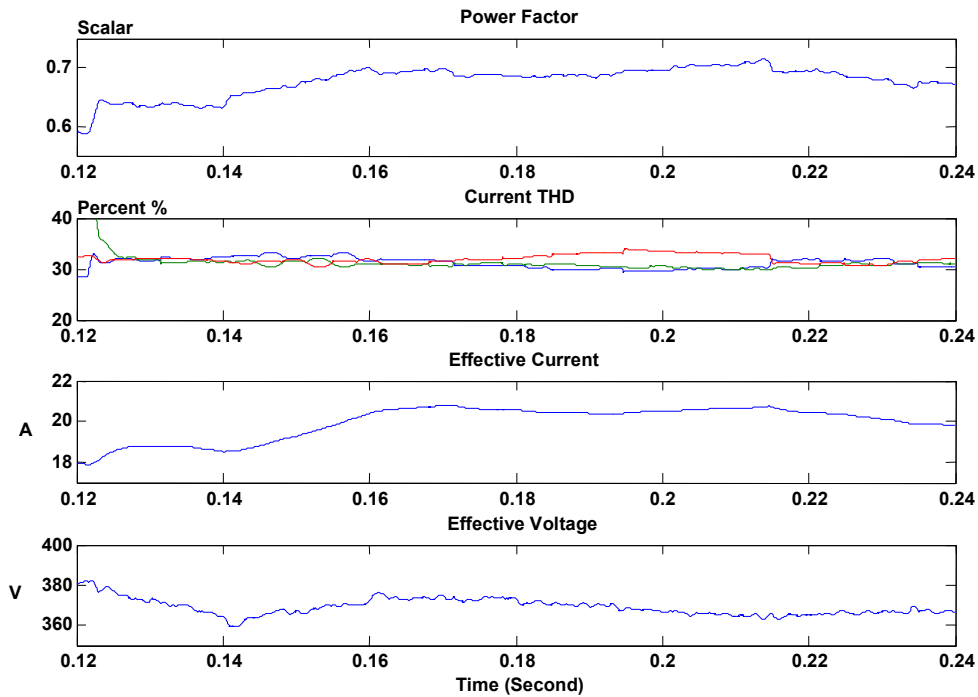
شکل ۹۵-۴ جریان‌های بار، جبران‌ساز و منبع، جبران‌سازی با اینورتر محدود به حداکثر دامنه جریان ۱۰ آمپر



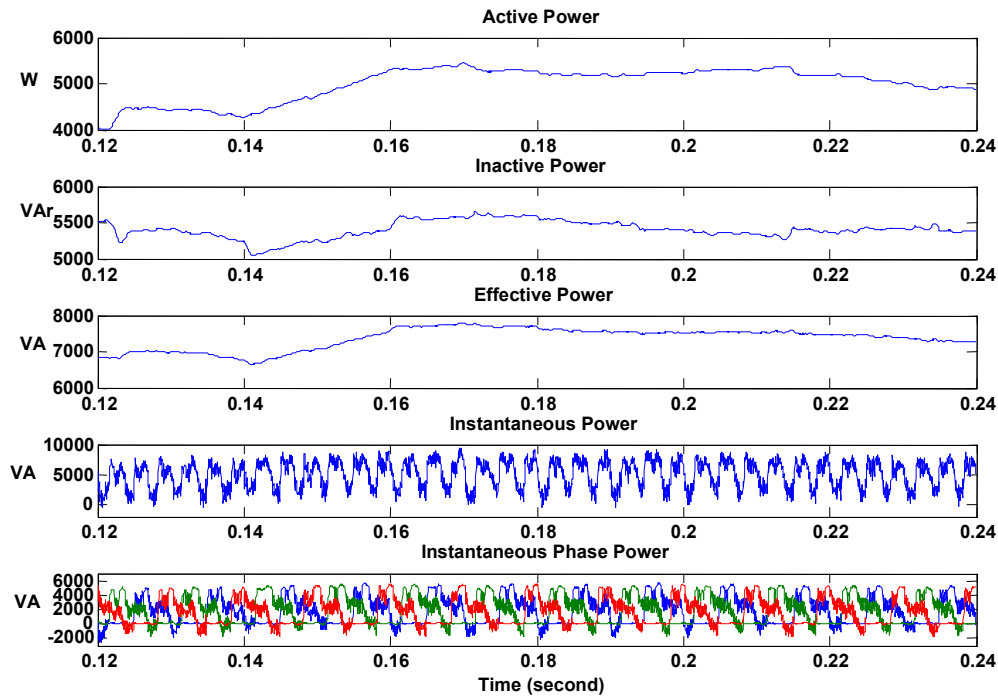
شکل ۹۶-۴ شاخص‌های ایده‌آل منبع جبران شده



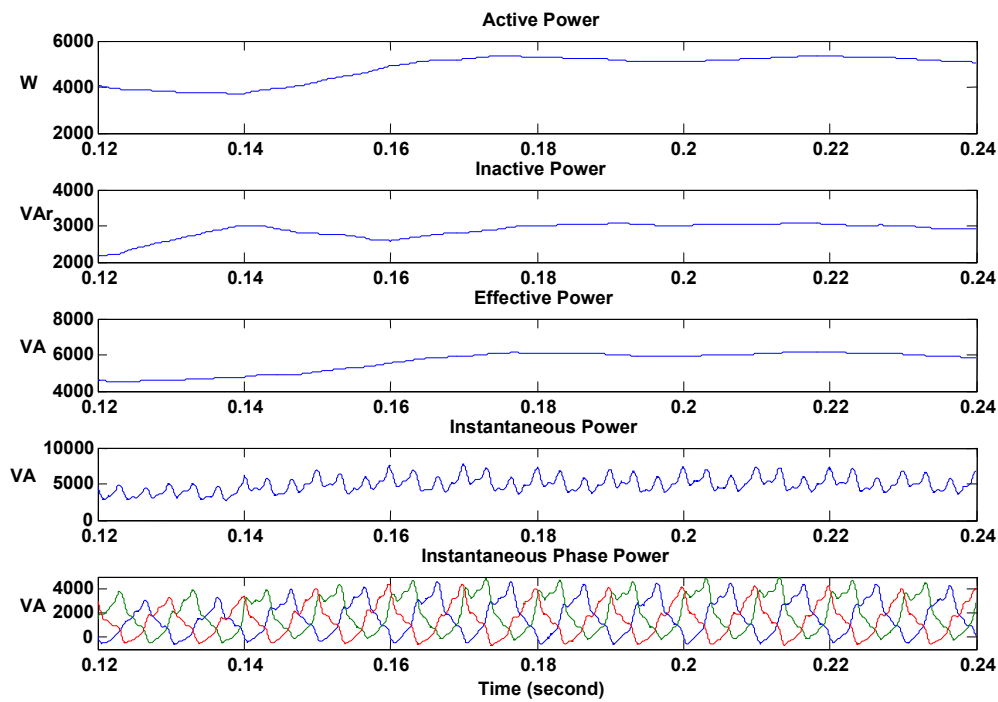
شکل ۴-۹۷ شاخص‌های منبع جبران شده



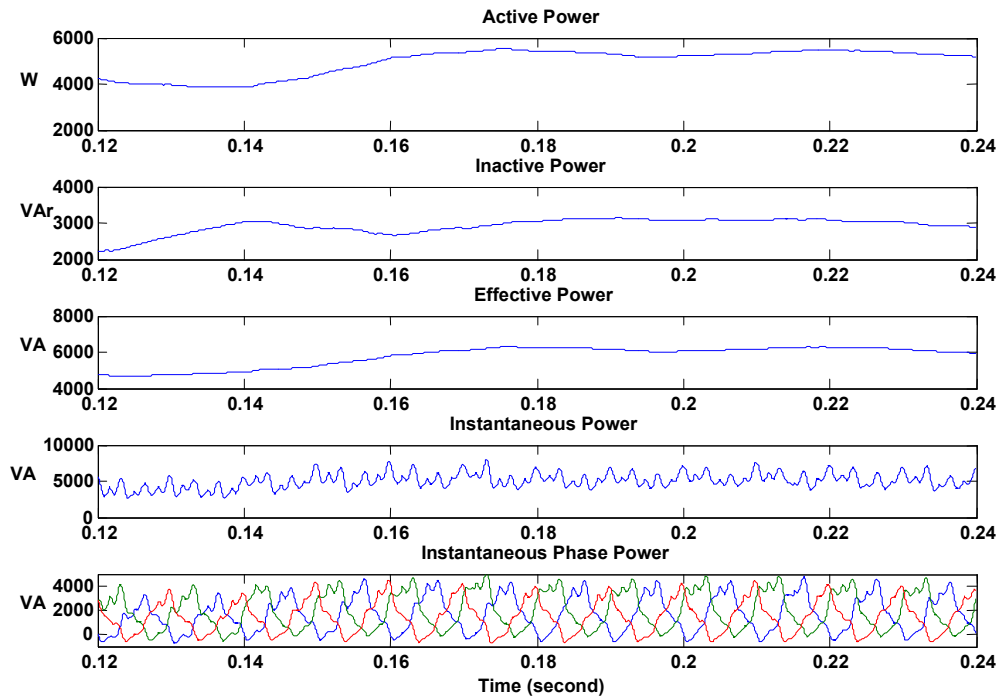
شکل ۴-۹۸ شاخص‌های بار پس از جبران سازی



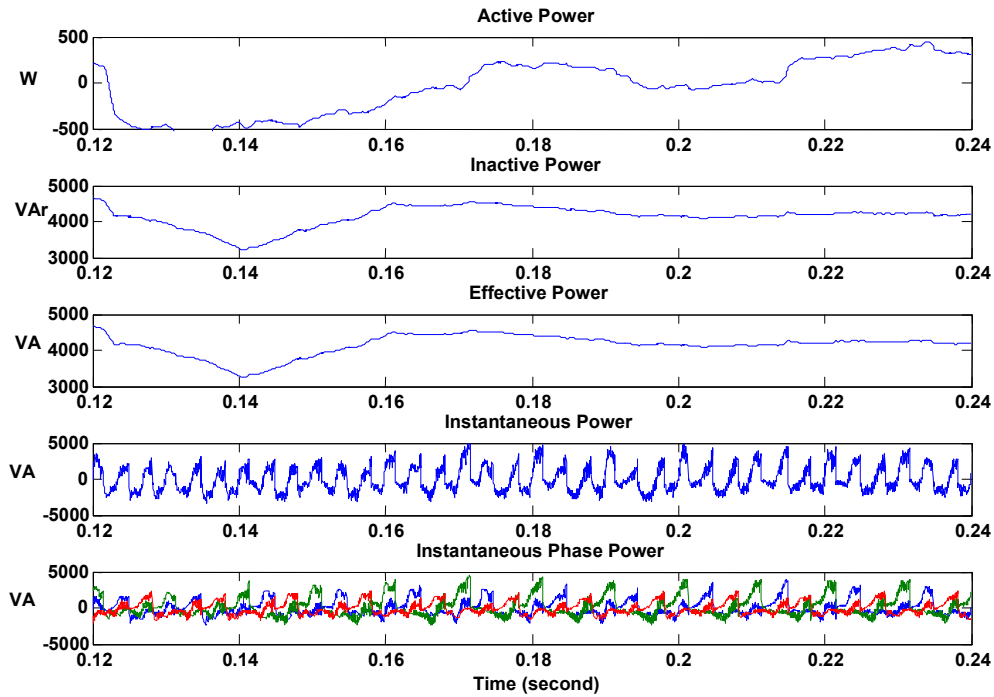
شکل ۴-۹۹ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار



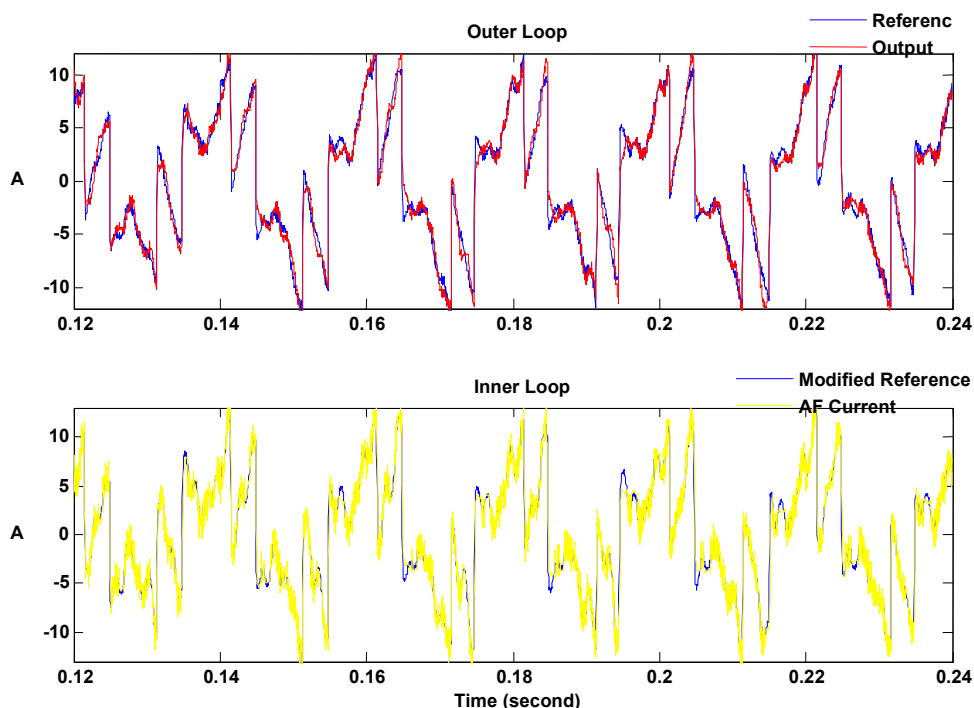
شکل ۴-۱۰۰ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای ایده‌آل منبع جبران شده



شکل ۴-۱۰۱ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران شده

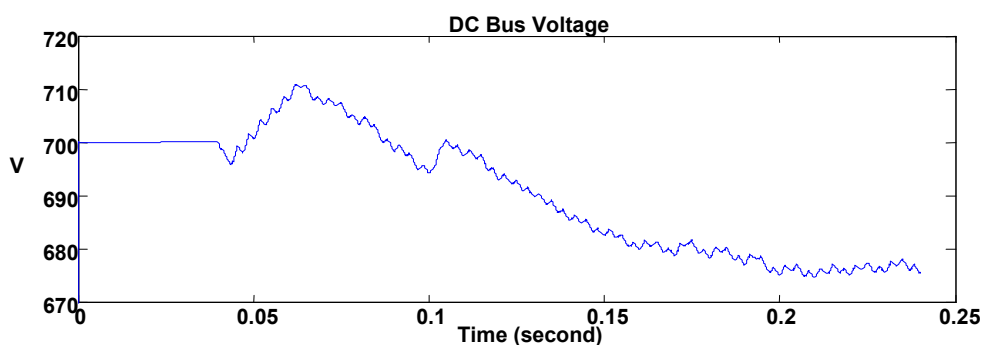


شکل ۴-۱۰۲ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای مجموعه فیلتر اکتیو



شکل ۴-۱۰۳ جریان حلقه داخلی و خارجی مجموعه فیلتر اکتیو

در شکل ۴-۱۰۳ جریان‌ها مربوط به کنترل کننده باند هیستریزیس فیلتر اکتیو و جریان خروجی مجموعه فیلتر اکتیو و پسیو نشان داده شده است. شکل ۴-۱۰۴ نیز ولتاژ باس DC فیلتر اکتیو را نشان می‌دهد که در حدود $675V$ تثبیت شده است. مطابق شکل ۴-۱۰۳ جریان سویچ‌ها از مقدار مجاز کمی فراتر رفته است چرا که شامل ریپل جریان ناشی از سویچینگ، جریان‌های نامطلوب فیلتر پسیو و تاثیر سیستم کنترل کننده باس DC می‌باشد. ولی در مقایسه با شکل ۴-۳۳ دامنه جریان اینورتر کاهش قابل ملاحظه‌ای یافته است.



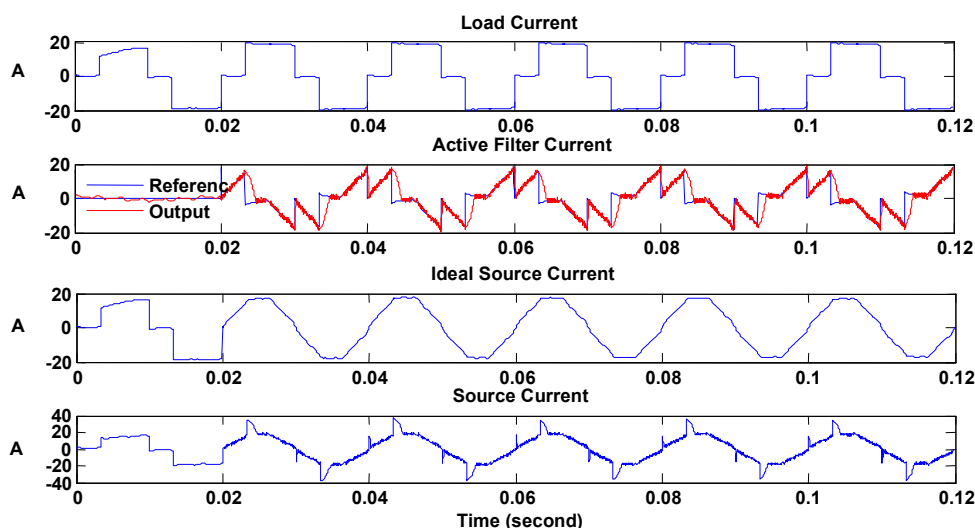
شکل ۴-۱۰۴ ولتاژ باس DC

جدول ۴-۱۱ نتایج جبران سازی با اینورتر محدود به دامنه جریان حداکثر ۱۰ آمپر

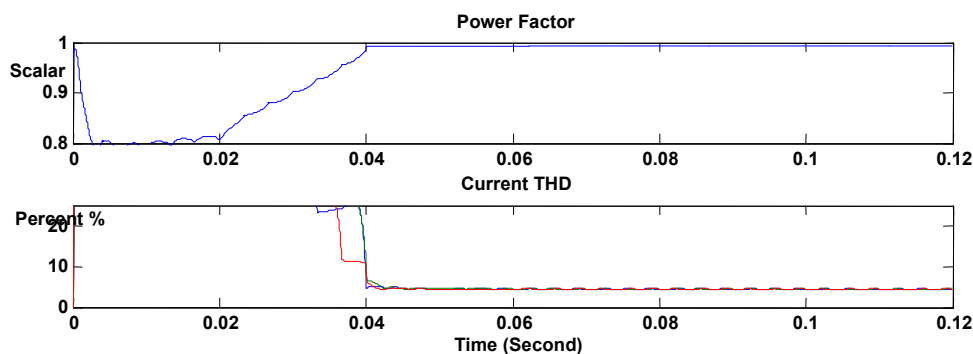
Power			V _{rms} V	I _{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
5840	2910	5060	386.03	15.13	86.69	5	16.23	Ideal Index
5940	2900	5200	386.03	15.4	87.28	7	16.23	Source
5650	2200	5200	366.8	15.4	92.12	7	32.72	Terminal
7272	5380	4890	366.8	19.82	67.2	32	32.72	Load
4200	4180	310	-	-	-	-	-	Active & Passive Filter

جدول ۴-۱۰ نتایج شبیه سازی جبران سازی سیستم جبران شده با فیلتر اکتیوی که سقف جریان مجاز سوییچ های آن ۱۰ آمپر است نشان می دهد. همانگونه که انتظار می رفت، ضرایب توان منبع و ترمینال کاهش داشته اند. با توجه به کاهش قابل ملاحظه جریان دهی فیلتر اکتیو، توان ظاهری آن کاهش یافته است.

۴-۲-۵-۲ محدودیت نرخ تغییرات جریان اینورتر



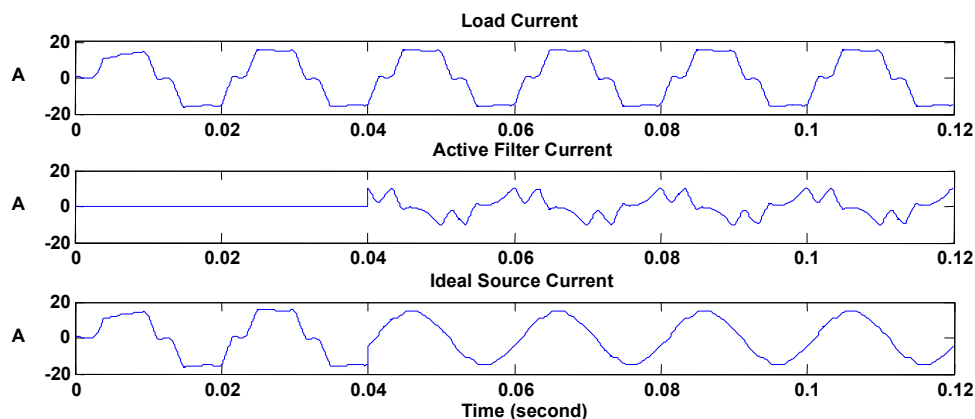
شکل ۴-۱۰۵ سیستمی که بطور کامل جبران نشده است، در محاسبات OFC نرخ تغییرات جریان نامحدود فرض شده است.



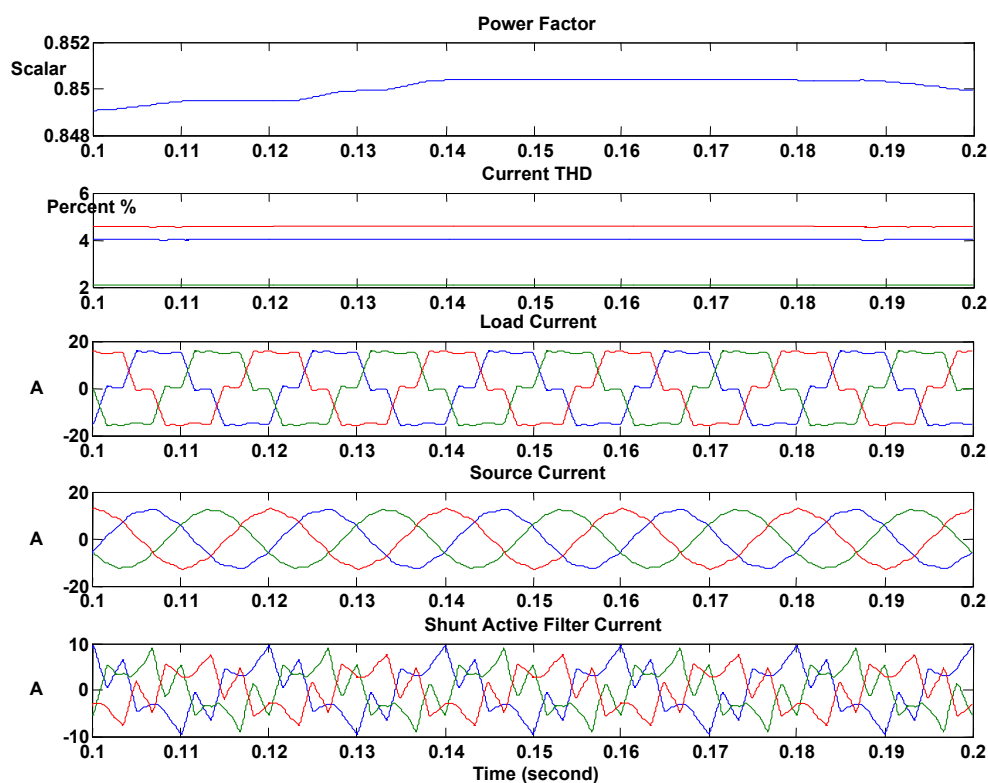
شکل ۴-۱۰۶ شاخصهای سیستم جبران شده با اینورتر نامحدود به صورت ایده‌آل

سرعت تغییر دامنه جریان یک اینورتر در درجه اول به اندوکتانس راکتور سری با آن بستگی دارد. هرچه اندوکتانس این راکتور بیشتر باشد، سرعت تغییرات جریان کمتر شده و خروجی جبران‌ساز با سرعت کمتری سیگنال کنترلی را دنبال می‌کند. شکل ۴-۱۰۵ جریان‌های یک سیستم را نشان می‌دهد که اینورتر نتوانسته است سیگنال کنترلی را بدلیل محدودیت نرخ تغییرات جریان بدرستی دنبال کند. شکل ۴-۱۰۶ شاخص‌های این سیستم را در صورت جبران‌سازی ایده‌آل به روش OFC نشان می‌دهد که بدلیل محدودیت اینورتر به آن دست نیافته است.

شکل ۴-۱۰۷ سیستمی را نشان می‌دهد که باید با جبران‌ساز محدود جبران شود. حداکثر نرخ تغییرات جریانی که این اینورتر می‌تواند داشته باشد 10 KA/sec است. تغییرات زیاد شیب سیگنال کنترل کننده، دیده می‌شود. شکل ۴-۱۰۳ شاخص‌های جبران‌سازی ایده‌آل منبع را نشان می‌دهد و در مقایسه با شکل ۴-۱۰۱ ضریب توان کاهش قابل ملاحظه‌ای داشته است. جبران‌ساز به صورت ایده‌آل یعنی یک منبع جریان کنترل شده که سیگنال کنترلی را تولید می‌کند فرض شده است.



شکل ۴-۱۰۷ جبرانسازی ایده‌آل سیستم با جبران‌ساز مقید به نرخ تغییرات 10 KA/sec

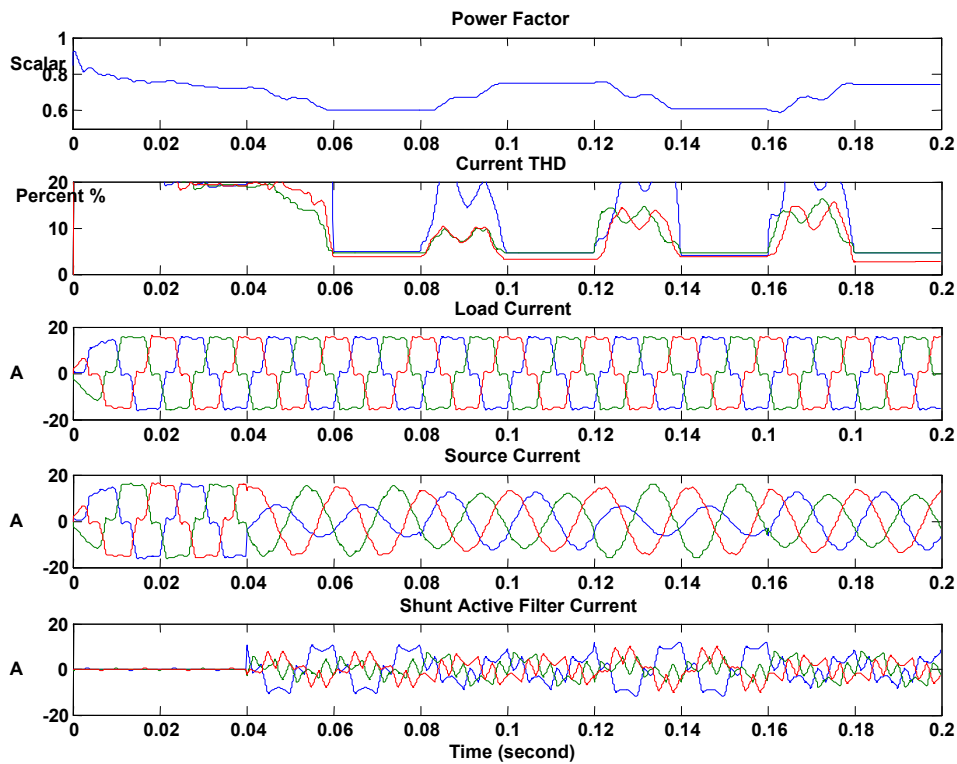


شکل ۴-۱۰۸ جریان‌ها و شاخص‌های ایده‌آل سیستم جبران شده با استفاده از اینورتر $10 \frac{KA}{sec}$

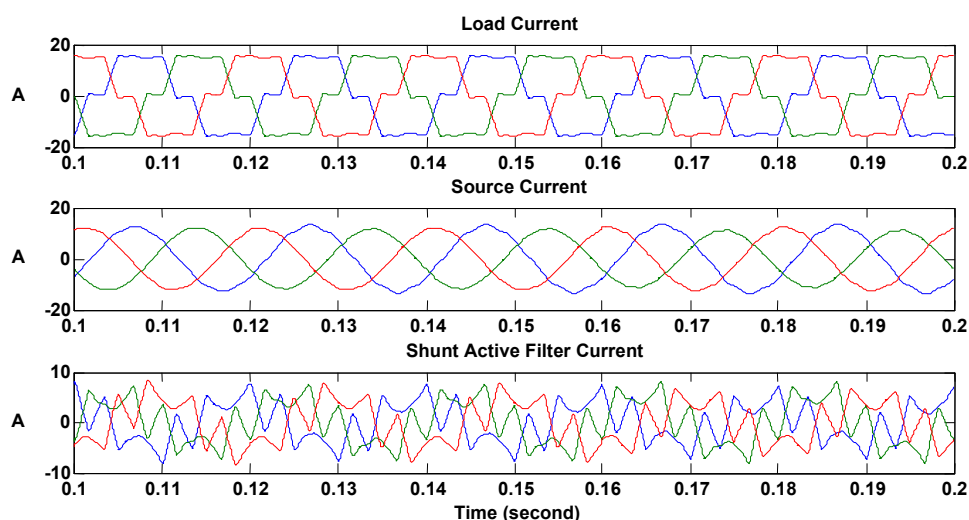
شکل‌های ۴-۱۰۹ و ۴-۱۱۰ نتایج جبران‌سازی ایده‌آل به کمک جبران‌سازی با حداکثر نرخ تغییرات جریان 5 KA/sec را نشان می‌دهند. در شکل ۴-۱۰۹ قیدهای تعادل جریان اینورتر آزاد شده‌اند و رفتار سیستم کنترلی موجب بروز عدم تعادل در سیگنال مرجع شده است. ملاحظه می‌گردد که در چنین شرایطی قیدهای هارمونیک انتخاب شده مطابق استاندارد در هر فاز به تنهایی رعایت شده

است، با این حال رفتار سیستم به صورت بهینه عمومی نبوده و در واقع تابع هدف پس از ۱۰۰۰۰ بار تکرار به یک نقطه بهینه محلی همگرا شده است.

در شکل ۴-۱۰۵ نتایج جبرانسازی با قیدهای سختگیرانه تعادل جریان آورده شده است. ملاحظه می‌گردد که جریان تا حد زیادی متعادل شده است. شکل‌های ۴-۱۰۶ و ۴-۱۰۷ توان‌های فیلتر اکتیو را در شرایط جبرانسازی با قیدهای رها شده و سختگیرانه نشان می‌دهند.



شکل ۴-۱۰۹ جریان‌ها و شاخص منبع پس از جبرانسازی محدود به نرخ تغییرات 5KA/sec عدم تعادل ناشی از نرخ بسیار پایینتر از نیاز تغییرات جریان اینورتر در سیستم OFC، قیدهای تعادل جریان آزاد شده‌اند



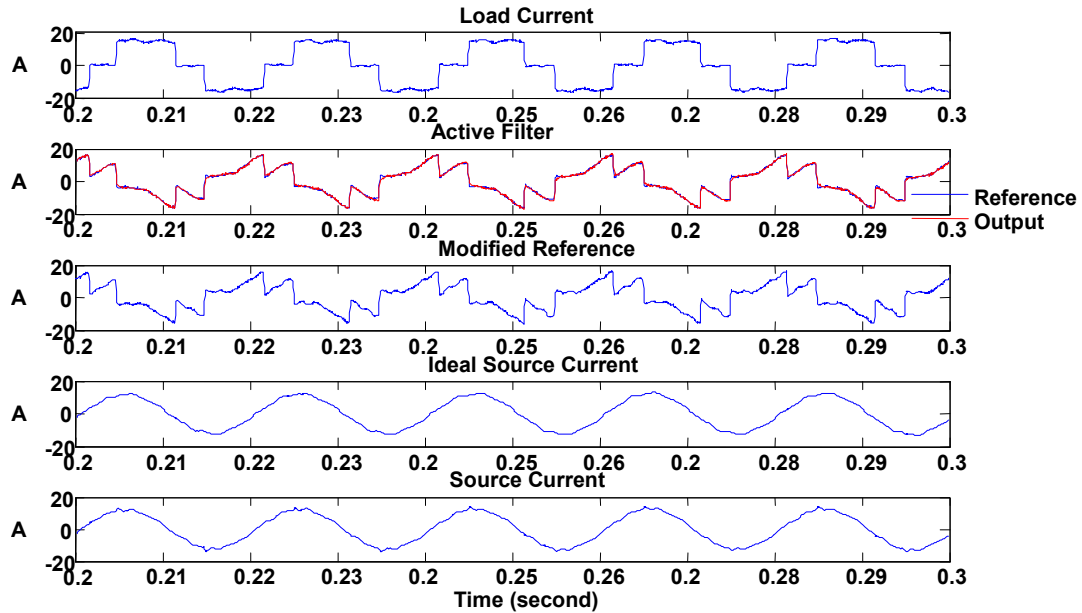
شکل ۴-۱۱۰ جبرانسازی ایده آل با جبران‌ساز محدود به نرخ تغییرات 5 KA/sec تحت شرایط قیده‌های سختگیرانه تعادل جریان نتایج شبیه‌سازی سیستم^۱ به کمک اینورتر (VSD) محدود به نرخ 25 KA/sec آورده شده است. همانگونه که انتظار می‌رود، با بالابردن نرخ تغییرات جریان اینورتر، پاسخ جبران‌ساز مقید به پاسخ جبران‌ساز OFC بدون محدودیت نزدیکتر می‌شود. بایستی این مسئله را لحاظ کرد که در شرایطی، سیستم OFC تغییر یافته، قابلیت همگرایی به یک پاسخ بهینه که شرایط هارمونیک و قید نرخ تغییرات جریان را بطور همزمان رعایت کند، ندارد.

در چنین شرایطی رفتار جبران‌ساز نه تنها موجب بهبود عملکرد سیستم نشده، بلکه موجب بروز اغتشاش، خصوصاً کشیده شدن جریان‌های نامتعادل از منبع می‌گردد، در چنین شرایطی تابع هدف بهینه‌سازی به یک نقطه بهینه محلی^۲ همگرا شده و با اندکی تغییرات در شرایط به یک نقطه بهینه محلی دیگر همگرا می‌شود که نتیجه آن بروز نوسان در خروجی‌های سیستم می‌شود. در صورتی که توان اکتیو ناشی از هارمونیک‌های مرتبه بالاتر از N قابل ملاحظه باشد، سیستم جبران‌سازی ناگزیر از جبران قسمتی از توان اکتیو می‌شود که موجب افت ولتاژ سریع باس DC و متعاقباً عملکرد سیستم تثبیت‌کننده ولتاژ باس DC می‌شود. این مسئله عدم رعایت برخی قیدها نظیر هارمونیک‌های جریان تزریق شده و عدم رعایت شیب و دامنه جریان مجاز سیگنال کنترلی می‌شود. در چنین شرایطی

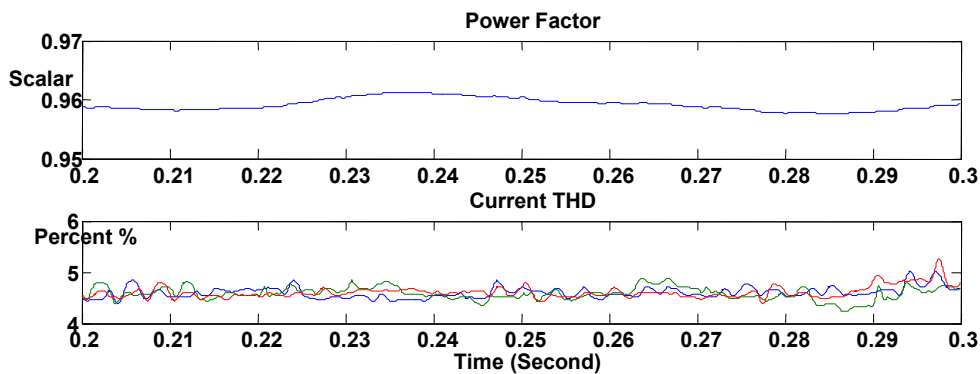
^۱ بهینه‌سازی از دیدگاه ترمینال بار انجام شده است.

^۲ Local Optimum

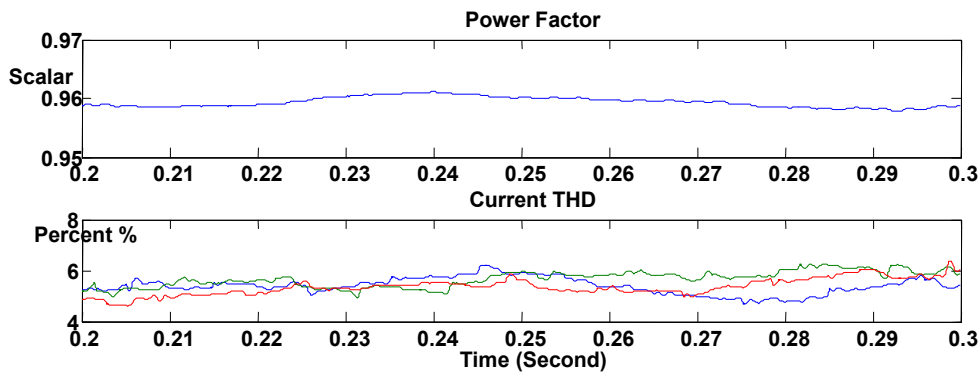
ممکن است استفاده از یک منبع تغذیه کمکی و یا سیستم جداگانه‌ای برای شارژ نگه‌داشتن خازن راه حل مناسبی باشد.



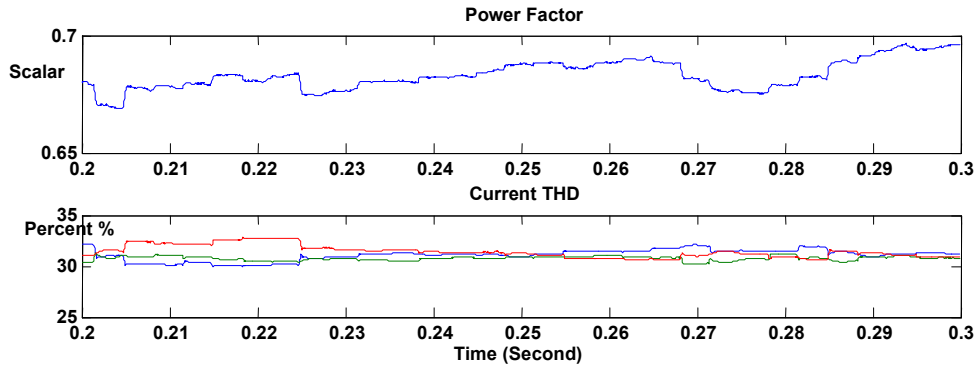
شکل ۴-۱۱۱ جریان‌های سیستم مقید به $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 25 \frac{\text{KA}}{\text{sec}}$



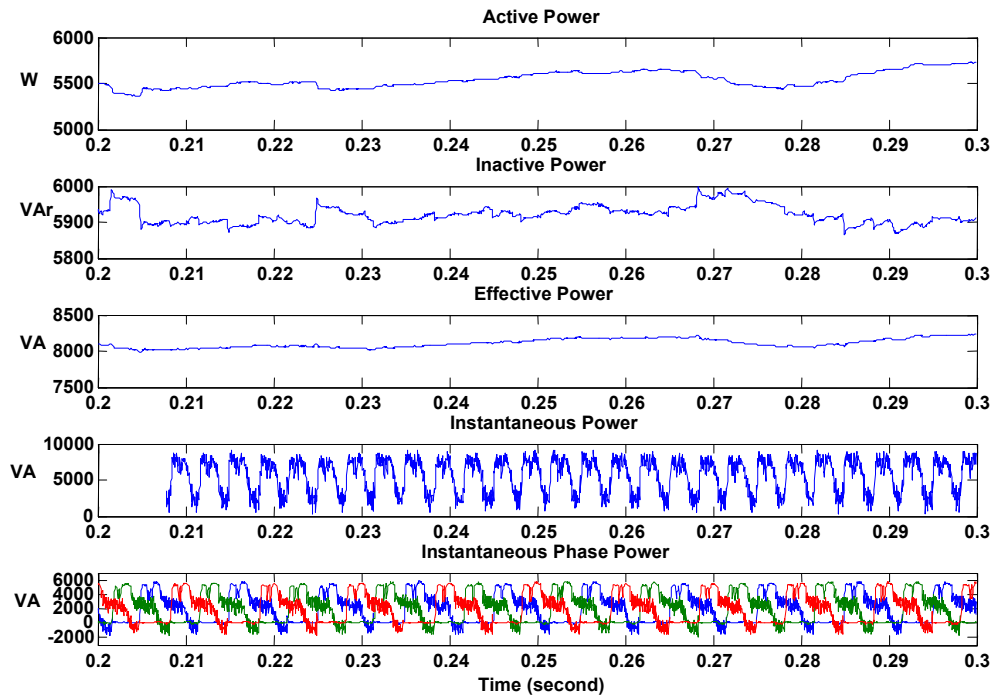
شکل ۴-۱۱۲ شاخص‌های ایده‌آل منبع جریان شده



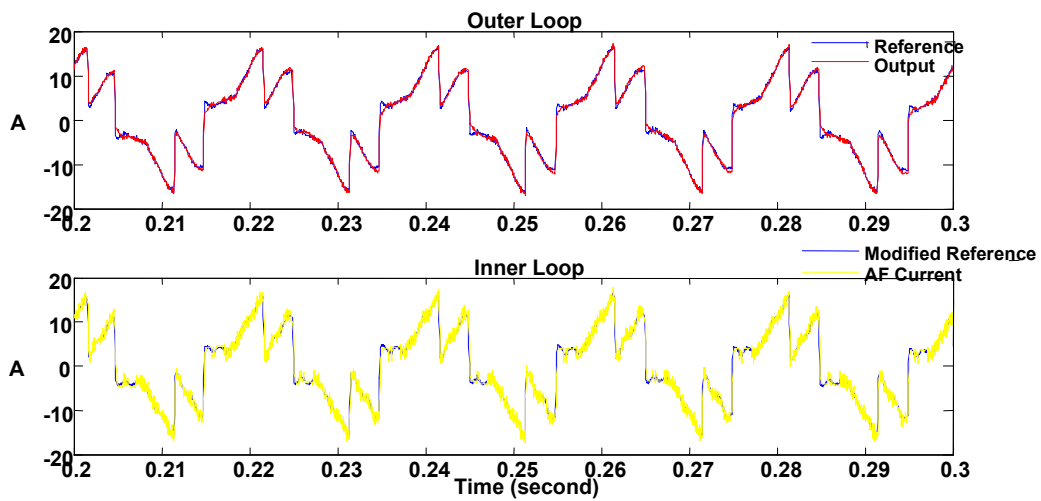
شکل ۴-۱۱۳ شاخص‌های منبع جریان شده



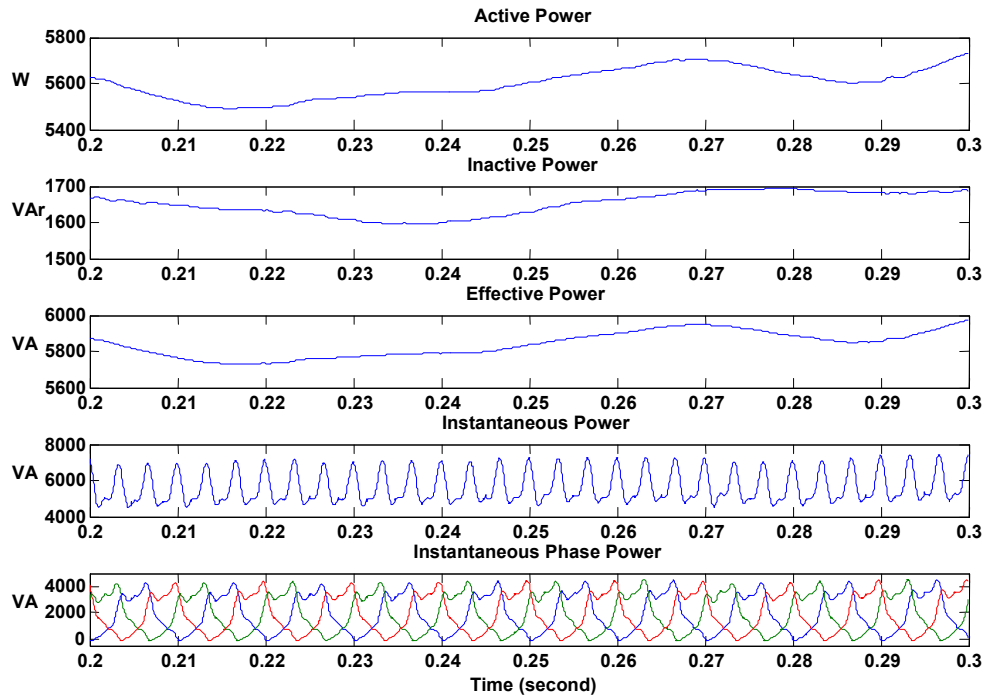
شکل ۴-۱۱۴ شاخص‌های بار پس از جبران‌سازی



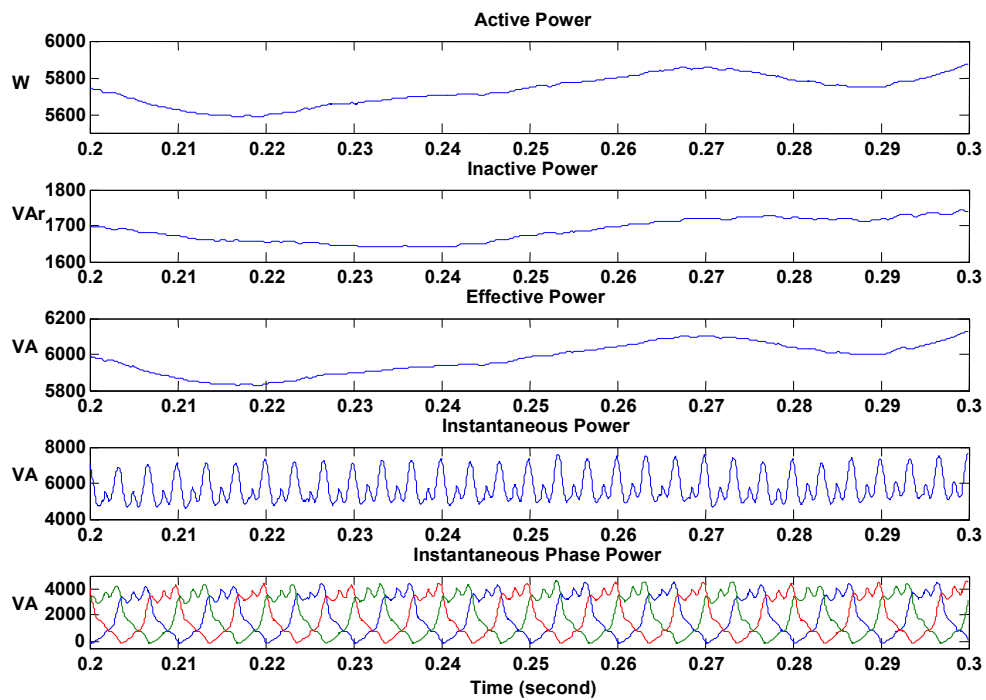
شکل ۴-۱۱۵ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای بار پس از جبران‌سازی



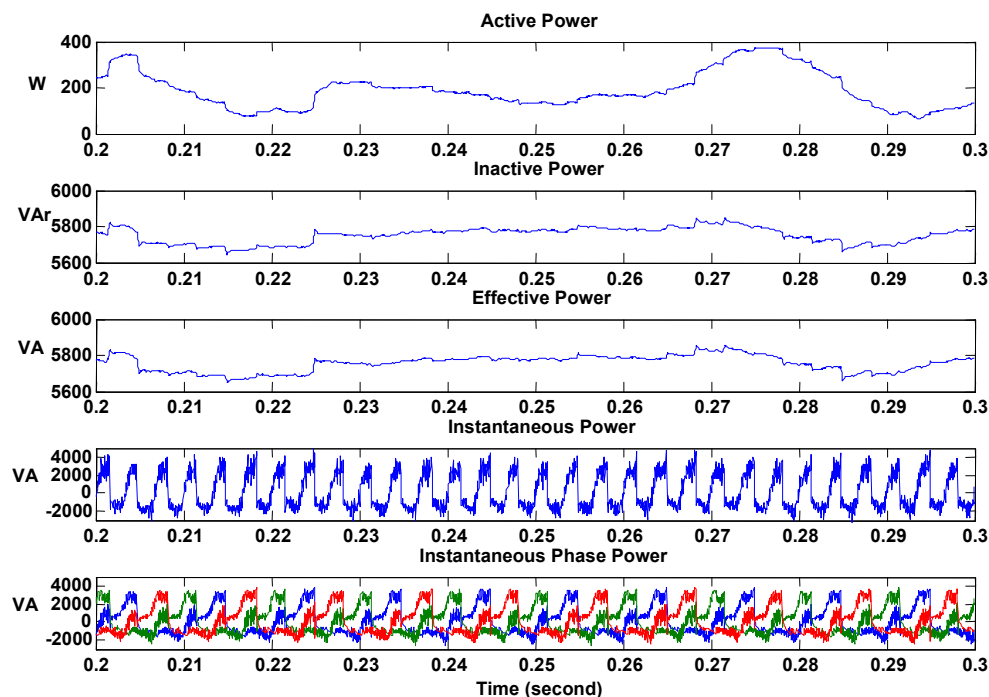
شکل ۴-۱۱۶ جریان‌های حلقه داخلی و خروجی مجموعه فیلتر اکتیو و پسیو



شکل ۴-۱۱۷ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای ایده‌آل منبع جبران شده



شکل ۴-۱۱۸ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای منبع جبران شده



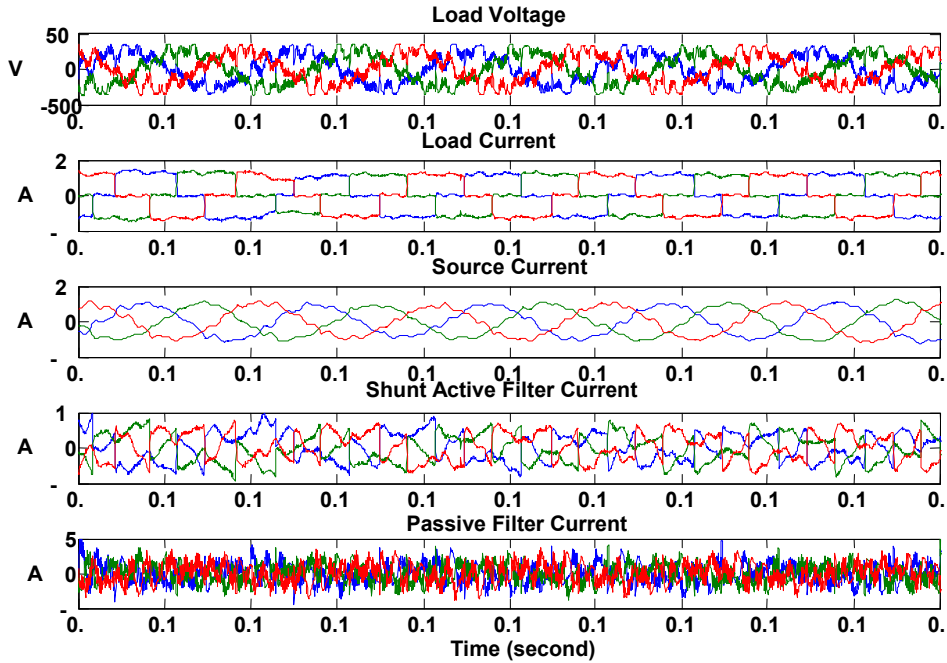
شکل ۴-۱۱۹ توان‌های اکتیو، غیر اکتیو، موثر و لحظه‌ای جبران‌ساز

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 25000 \frac{A}{\text{sec}}$$

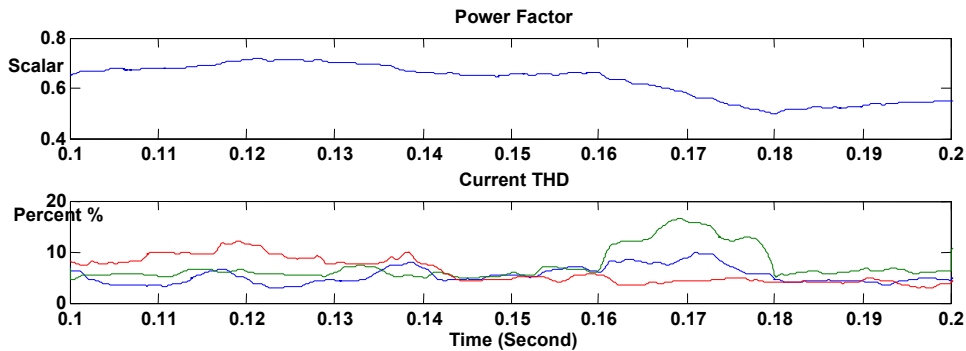
جدول ۴-۱۲ سیستم مقید به

Power			V _{rms} V	I _{rms} A	PF	THD _i	THD _v	
Effective VA	Inactive VAr	Active W						
5975	1690	5730	386.03	15.5	95.92	4.8	16.23	Ideal Index
6130	1740	5875	386.03	15.88	95.88	6	16.23	Source
6100	1690	5875	384.5	15.88	96.09	6	28.88	Terminal
8230	5910	5740	384.5	21.4	69.6	31	28.88	Load
5785	5780	135	-	-	-	-	-	Active & Passive Filter

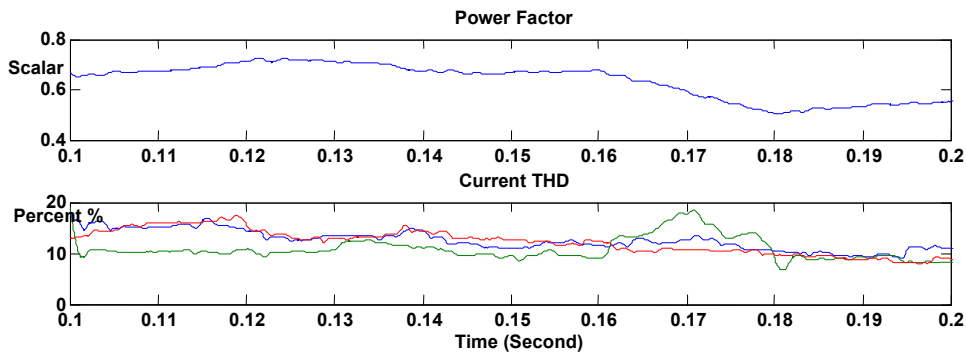
در ادامه شبیه سازی سیستم جبران‌شده به کمک اینورتر VSI محدود به نرخ تغییرات جریان در 15KA/sec از نقطه نظر بهینه سازی ترمینال بار انجام شده است. شکل ۴-۱۲۰ جریان و ولتاژهای سیستم جبران‌شده را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۱۲۰ جریان‌های سیستم مقید به $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{\text{KA}}{\text{sec}}$



شکل ۴-۱۲۱ شاخص‌های ایده‌آل سیستم مقید به $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{\text{KA}}{\text{sec}}$



شکل ۴-۱۲۲ شاخص‌های بدست آمده برای سیستم مقید به $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{\text{KA}}{\text{sec}}$

۴-۵-۳ بررسی عمومیت روش با استفاده از الگوریتم ژنتیک

همگرایی پاسخ سیستم کنترلی OFC ارایه شده در [35] به پاسخ بهینه عمومی^۱، با آزمودن شرایط اولیه متفاوت و بهره‌برداری‌های گوناگون به این صورت که با هر شرط اولیه‌ای، پاسخ تابع هدف بهینه سازی تغییر نمی‌کند، تضمین شده است. یعنی تابع هدف به نقطه بهینه عمومی همگرا می‌شود و قیده‌های هارمونیک که در تابع هدف مورد استفاده قرار گرفته‌اند Convex می‌باشند.

با وارد نمودن قیده‌های مشخصات فنی سیستم اینورتر به تابع هدف بهینه سازی، ممکن است شرایطی بوجود بیاید که تابع هدف به یک نقطه بهینه محلی همگرا شود و با تغییر شرایط اولیه (بهره و فاز اولیه بانک فیلتری) این نقطه بهینه جابجا شود. مجموعه قیده‌ها Convex نباشند.

در این بخش پاسخ‌های بدست آمده از روش OFC که در بخش ۴-۵-۲ به منظور بهره‌برداری بهینه از اینورتر محدود در جبران‌سازی سیستمی با نیازمندی بیش از توان اینورتر مورد استفاده قرار گرفت، با روش الگوریتم ژنتیک کنترل می‌گردد. از آنجا که در الگوریتم ژنتیک، حالت‌های اولیه به صورت تصادفی انتخاب می‌شوند، می‌توان کنترل کرد که آیا پاسخ الگوریتم ژنتیک با روش بهینه سازی کلاسیک که یک روش گرادیان است یکسان می‌باشد یا خیر؟

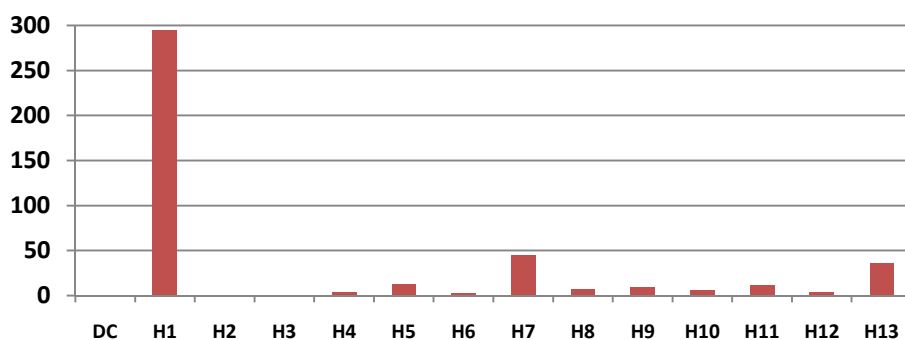
برای رسیدن به منظور فوق آخرین طیف فرکانسی و فاز محاسبه شده ولتاژ ترمینال و جریان بار که در سیستم جبران شده به روش OFC بدست آمده است، به عنوان ورودی به سیستم الگوریتم ژنتیک وارد می‌گردد. در صورتی که بهره و فازهای بدست آمده از سیستم الگوریتم ژنتیک با بهره و فازهای بدست آمده از روش بهینه سازی کلاسیک یکسان باشد، تضمینی بر بهینه بودن پاسخ بدست آمده از روش کلاسیک است. در غیر اینصورت سیستم به یک بهینه محلی همگرا شده است که با تغییر شرایط اولیه انتخابی، تغییر خواهد کرد.

¹ Global Optimum

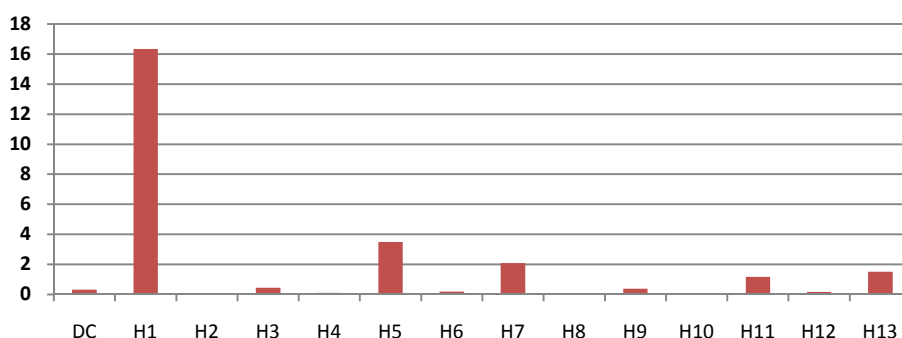
با فرض ایده‌آل عدم وجود جریان و ولتاژهای با فرکانس بالاتر از هارمونیک مرتبه $N=13$ ، نتایج هر دو روش کلاسیک و ژنتیک محاسبه و مقایسه می‌گردند. در محاسبه مقادیر موثر فقط N جمله اول سری فوریه جریان و ولتاژ در نظر گرفته شده است.

۴-۵-۳-۱ قید حداکثر دامنه جریان جبران‌ساز

ابتدا برای سیستم جبران‌ساز مقید به حداکثر دامنه جریان ۱۵ آمپر که در شکل‌های ۴-۸۵ تا ۴-۹۴ و جدول ۴-۱۰ نتایج شبیه‌سازی آن به کمک روش بهینه‌سازی کلاسیک (روش مبتنی بر گرادیان) آمده است، اسپکتروم جریان بار و ولتاژ ترمینال ارایه می‌گردند.



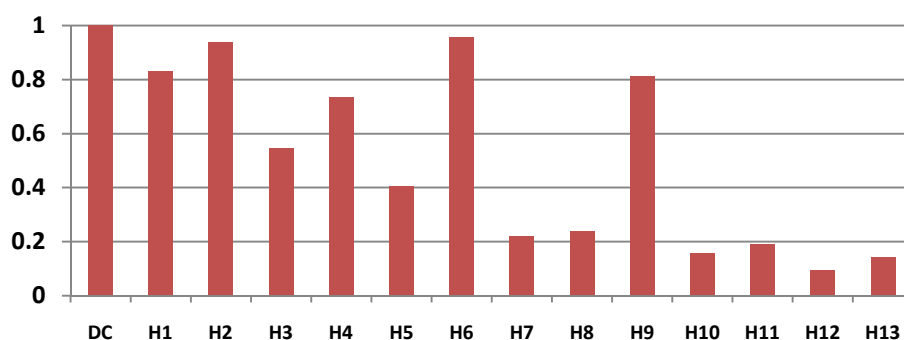
شکل ۴-۱۲۳ اسپکتروم ولتاژ ترمینال بار (ولت)



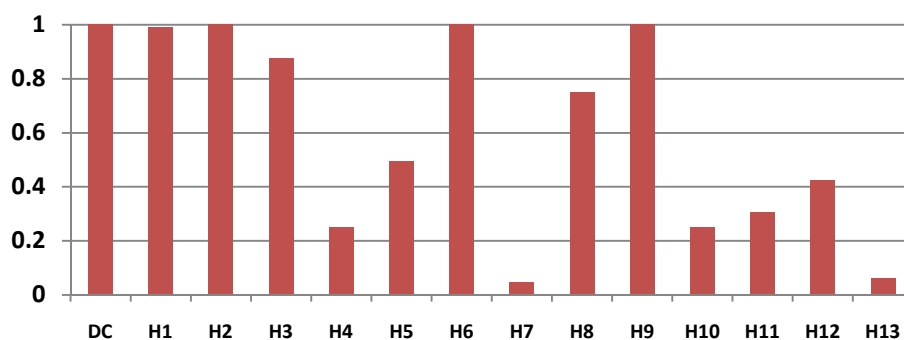
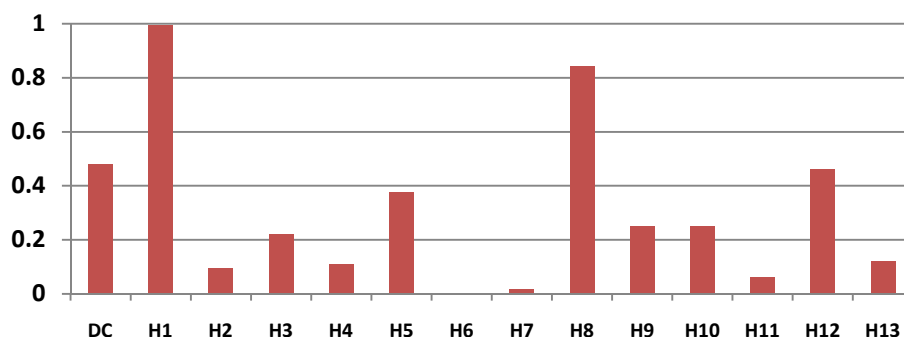
شکل ۴-۱۲۴ اسپکتروم جریان بار (آمپر)

در شکل ۴-۱۲۵ بهره‌های بانک فیلتری محاسبه شده از روش بهینه‌سازی مبتنی بر گرادیان ارایه شده است. با استفاده از اسپکتروم‌های جریان و ولتاژ و بهره‌های بدست آمده، ضریب توان و ضرایب اغتشاش بدست آمده و سایر سطوح مقید به صورت ایده‌آل محاسبه و در جدول ۴-۱۳ جمع بندی

شده‌اند. تابع هدف بهینه سازی در روش گرادیان از حالتی که تمامی بهره‌های بانک فیلتری دامنه واحد و فازهای آن صفر است شروع و بعد از ۱۰۰۰۰ مرتبه تکرار، بهره‌های بانک فیلتری را محاسبه کرده است. لازم به ذکر است که در شبیه سازی برنامه بهینه سازی از حالتی مشابه شروع و در پایان هر سیکل، با دریافت اسپکتروم جدید ولتاژ منبع و جریان بار و با استفاده از بهره‌های محاسبه شده در مرحله قبل به عنوان حالت اولیه، بهینه سازی را انجام داده است.



شکل ۴- ۱۲۵ بهره‌های بانک فیلتری برای جبران‌ساز محدود به حداکثر دامنه جریان ۱۵ آمپر (روش گرادیان)

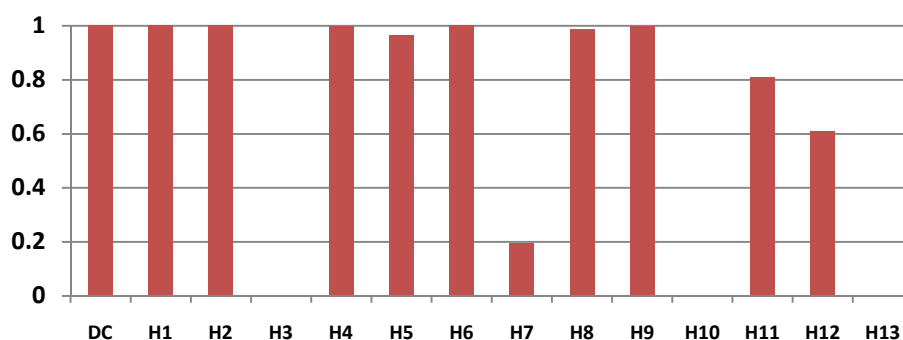


شکل ۴- ۱۲۶ بهره‌های محاسبه شده به روش الگوریتم ژنتیک جبران‌ساز محدود به حداکثر دامنه جریان ۱۵ آمپر در دو اجرای

متفاوت (شرایط اولیه به صورت تصادفی انتخاب شده‌اند)

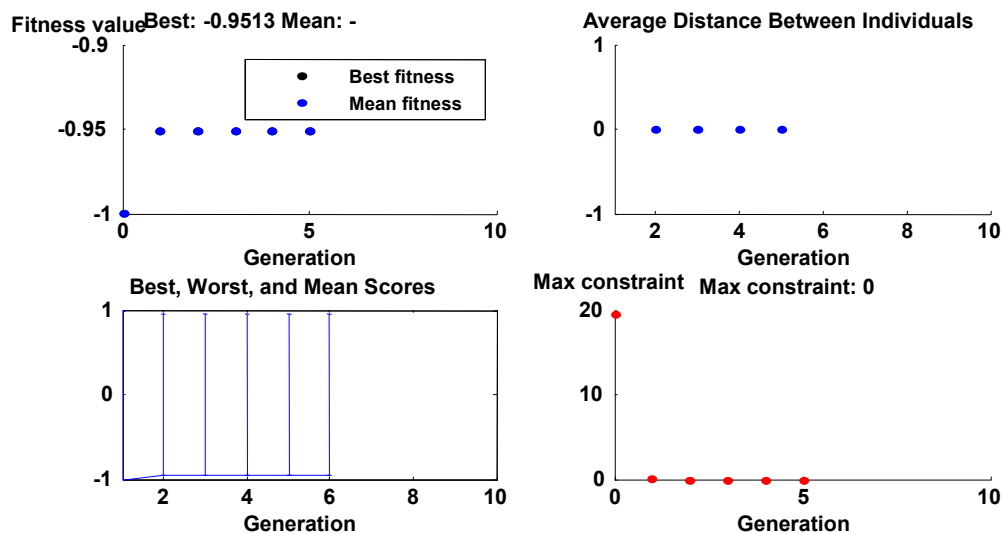
شکل ۴-۱۲۶ دو سری بهره متفاوت که توسط الگوریتم ژنتیک محاسبه شده است را نشان می‌دهند. این بدین معناست که هر بار با شرط اولیه متفاوت محاسبه آغاز و به یک نقطه بهینه محلی متفاوت همگرا شده است.

این مسئله نشان‌دهنده وابستگی نتیجه تابع هدف بهینه سازی به شرایط اولیه است. دو حالت دیگر برای الگوریتم ژنتیک در نظر گرفته شده است. یکبار حالت اولیه به صورت از پیش تعیین شده، برابر شرایط اولیه روش بهینه سازی کلاسیک (مبتنی بر روش گرادیان، بهره‌های واحد با فاز صفر) و بار دیگر که حالت اولیه به صورت از پیش تعیین شده برابر بردار بهره‌های بهینه محاسبه شده از روش گرادیان قرار گرفته است. شکل‌های ۴-۱۲۷ تا ۴-۱۳۰ این حالات را نشان می‌دهند. جدول ۴-۱۳ این حالات را جمع بندی کرده است.



شکل ۴-۱۲۷ بهره‌های محاسبه شده توسط الگوریتم ژنتیک هنگامی که حالت اولیه بهره‌ها مشابه روش گرادیان همگی دامنه

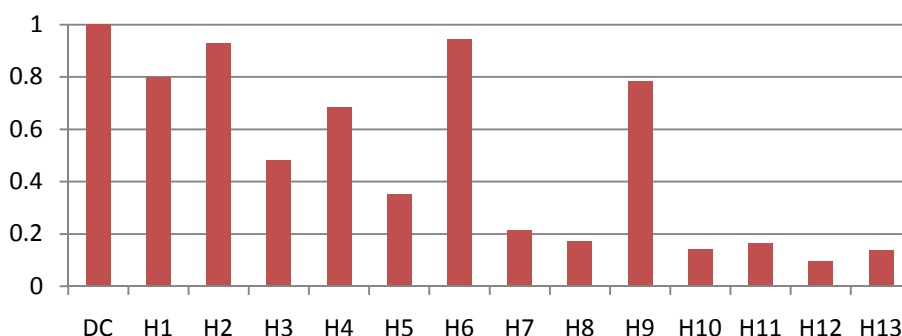
واحد و فاز صفر دارند، جبرانساز محدود به حداکثر دامنه جریان ۱۵ آمپر می‌باشد



شکل ۴-۱۲۸ خروجی‌های سیستم الگوریتم ژنتیک - در شرایط اولیه تمامی بهره‌ها دامنه واحد و فاز صفر دارند

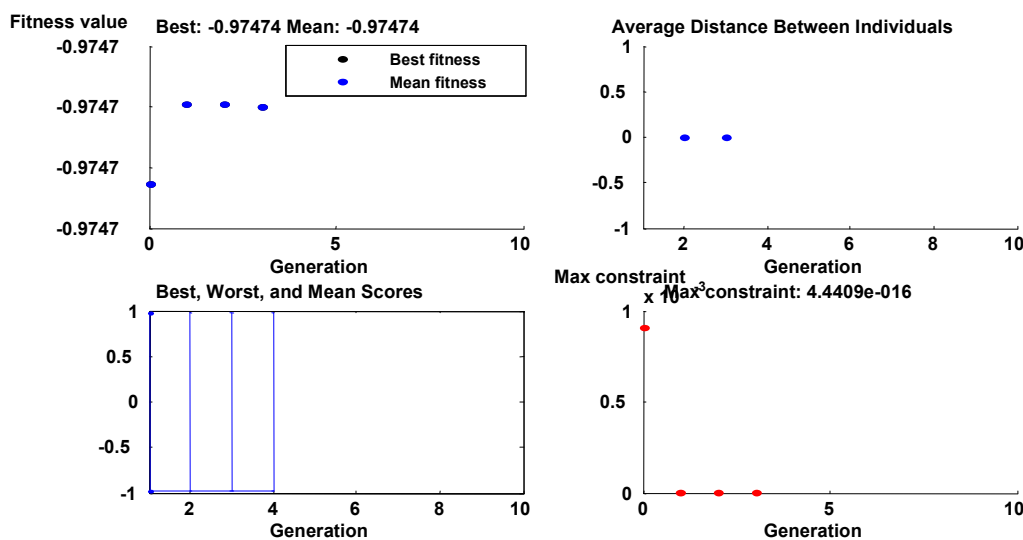
جدول ۴-۱۳ نتایج محاسبه شده برای جبرانساز محدود به حداکثر دامنه ۱۵ آمپر

<i>HD %</i>			<i>Main Frequency Imbalance Index %</i>		<i>Icr_{max}</i> <i>A</i>	<i>Power Factor</i>	روش بهینه سازی
<i>THD</i>	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$\frac{i_1^0}{i_1^+}$	$\frac{i_1^-}{i_1^+}$			
5.0000	4.0000	2.0000	0.5000	0.5000	15.0000	---	قیدها
4.4722	4.0001	2.0000	0.5000	0.5000	15.0001	0.9747	گرادیان
4.3618	3.8957	1.9617	0.4029	0.4945	11.2919	0.7301	ژنتیک شکل ۴-۱۲۶ بالا
4.3469	3.9178	1.8832	0.5000	0.4566	14.3908	0.9512	ژنتیک شکل ۴-۱۲۶ پایین
4.1498	3.6983	1.9801	0.4993	0.5000	14.9059	0.9513	ژنتیک شرط اولیه گرادیان
4.4721	4.0000	2.0000	0.5000	0.5000	15.0000	0.9747	ژنتیک شرط اولیه خروجی گرادیان



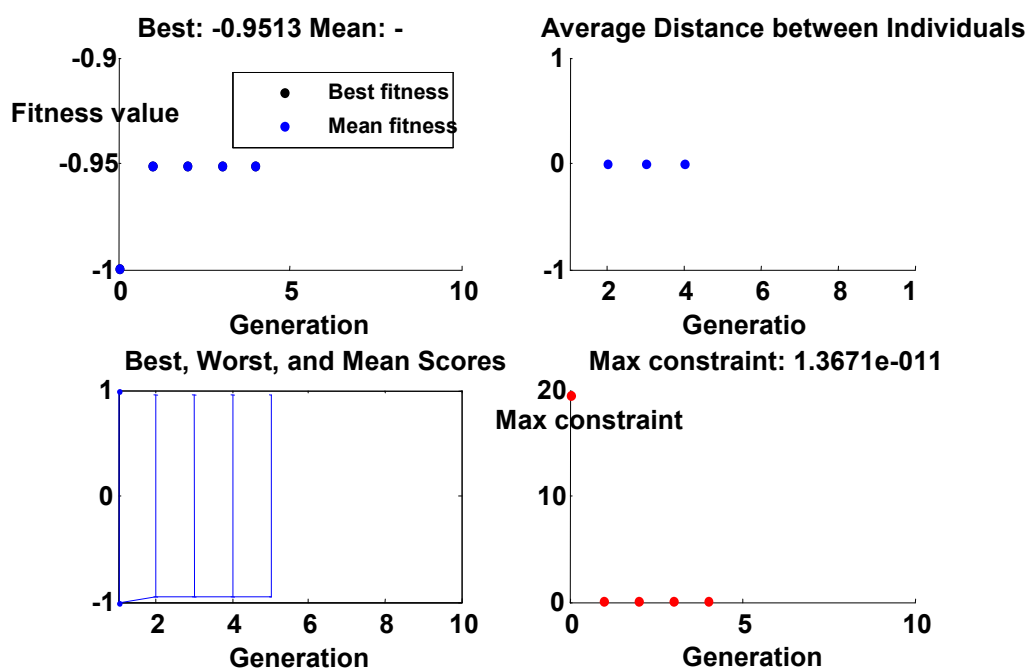
شکل ۴-۱۲۹ بهره‌های محاسبه شده با الگوریتم ژنتیک، خروجی روش گردایان به عنوان شرایط اولیه انتخاب شده است،

جبران‌ساز محدود به حداکثر دامنه جریان ۱۵ آمپر می‌باشد

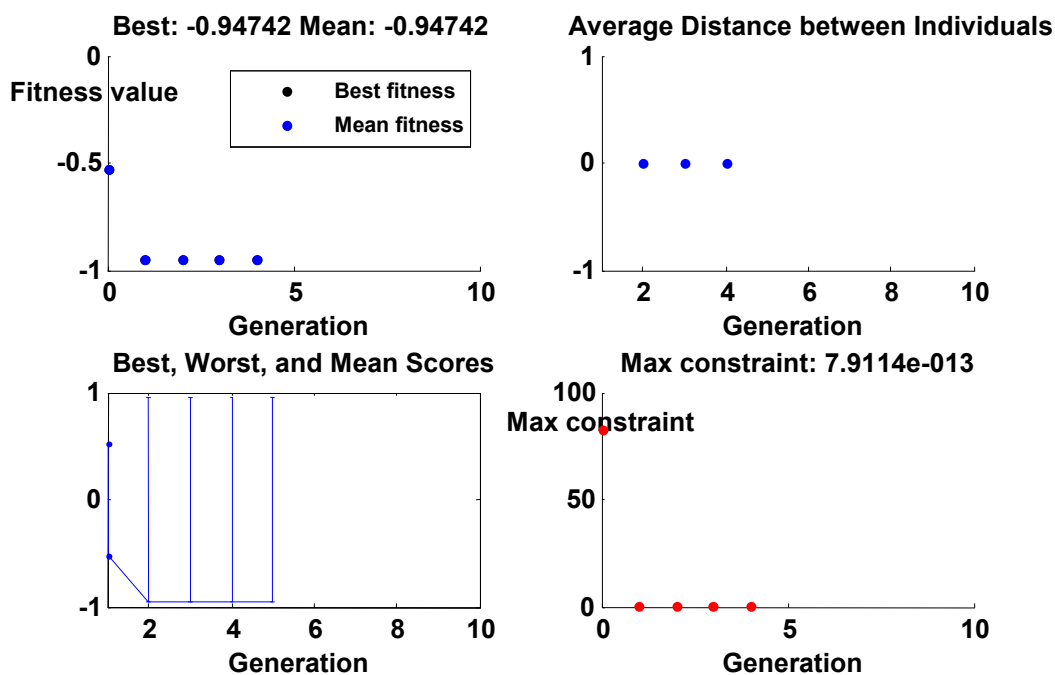


شکل ۴-۱۳۰ خروجی‌های سیستم الگوریتم ژنتیک، خروجی روش گردایان به عنوان شرایط اولیه انتخاب شده است

پاسخ بهینه سازی بایستی به روشی به پاسخ بهینه عمومی همگرا شود. این کار در روش الگوریتم ژنتیک با تعریض رنج آرایش ژنتیکی ممکن است [36]. برای این منظور جمعیت و وضعیت قرار گرفتن رشته‌های ژنتیک تغییر یافته و امکان قرار گرفتن تعدادی از رشته‌های ژنتیک در نزدیکی نقطه بهینه عمومی افزایش می‌یابد. با افزایش جمعیت ژن‌ها از ۲۰ (پیش فرض) به ۱۰۰، پاسخ بهینه سازی با بسیاری از شرایط اولیه تصادفی، به ضریب توانی در حدود $PF=0.95$ همگرا می‌شود.



شکل ۴-۱۳۱ خروجی سیستم بهینه سازی به روش الگوریتم ژنتیک ، حالت اولیه تصادفی



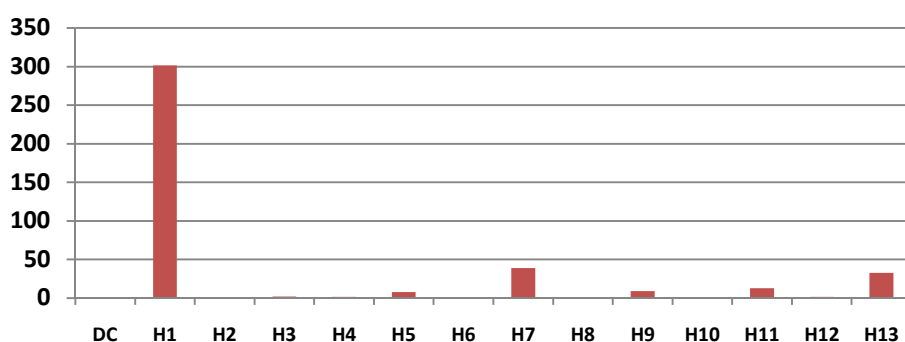
شکل ۴-۱۳۲ خروجی سیستم بهینه سازی به روش الگوریتم ژنتیک ، حالت اولیه تصادفی

با توجه به نتایج بدست آمده ، به نظر می آید پاسخ بدست آمده از روش کلاسیک از استحکام و ثبات بهتری نسبت به روش ژنتیک برخوردار است ، چراکه به ازای یک حالت اولیه یک جواب می دهد،

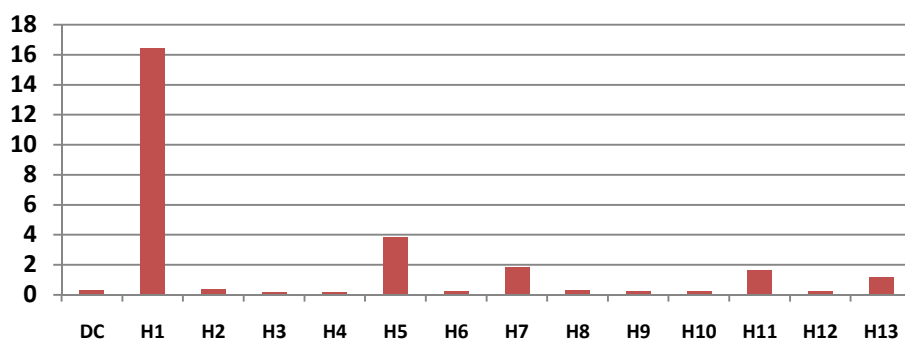
درحالیکه روش ژنتیک به ازای یک حالت اولیه تنظیم شده ، ممکن است چند جواب متفاوت بدست بدهد. در ضمن روش کلاسیک به ضریب توان بالاتری نسبت به روش ژنتیک دست یافته است. به نظر می‌رسد چند نقطه بهینه محلی در حوالی ضریب توان‌های $0.95, 0.92, 0.82, 0.63, 0.5$ وجود دارد که الگوریتم ژنتیک به این نقاط همگرا می‌شود ، به گونه ای که قیدهای مربوط به بهینه سازی رعایت می‌شوند. در بین این نقاط بهینه محلی، نقطه $PF=0.95$ از شانس بیشتری در انتخاب شدن برخوردار است. لازم به ذکر است که در صورت استفاده از طیف فرکانسی ولتاژ ترمینال و جریان بار و بهره‌های اولیه که دامنه واحد و فاز صفر دارند ، روش گرادیان نیز به ضریب توان $PF=0.95$ همگرا می‌شود.

۴-۵-۳-۲ قید حداکثر نرخ تغییرات جریان قابل تولید جبران‌ساز

در این قسمت نتایج بدست آمده به روش کلاسیک (روش مبتنی بر گرادیان) برای جبران‌ساز مقید به نرخ حداکثر تغییرات جریان قابل تولید $25 \frac{KA}{sec}$ ، با نتایج بدست آمده از روش الگوریتم ژنتیک مقایسه می‌شود. شبیه سازی سیستم جبران شده در بخش ۴-۵-۲-۲ و شکل‌های ۴-۱۱۱ تا ۴-۱۱۹ و جدول ۴-۱۲ ارایه شده است. تابع بهینه سازی گرادیان ، مشابه روش‌های قبل، پس از ۱۰۰۰۰ تکرار به پاسخ بهینه همگرا شده است. طیف‌های فرکانسی و بهره‌هایی که در شکل‌های ۴-۱۳۳ تا ۴-۱۳۵ آورده شده‌اند از نتایج شبیه‌سازی بخش ۴-۵-۲-۲ بدست آمده‌اند.

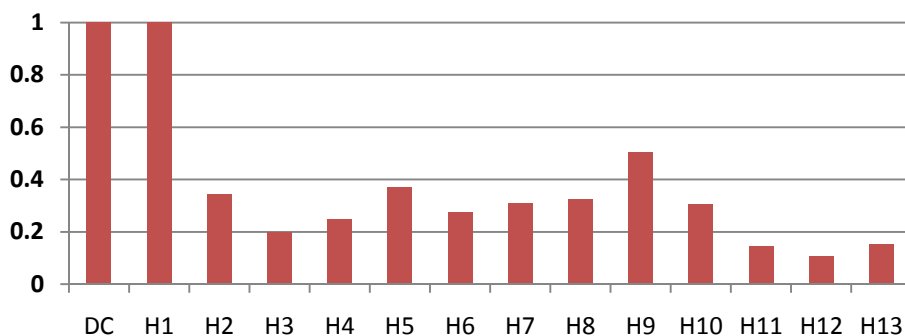
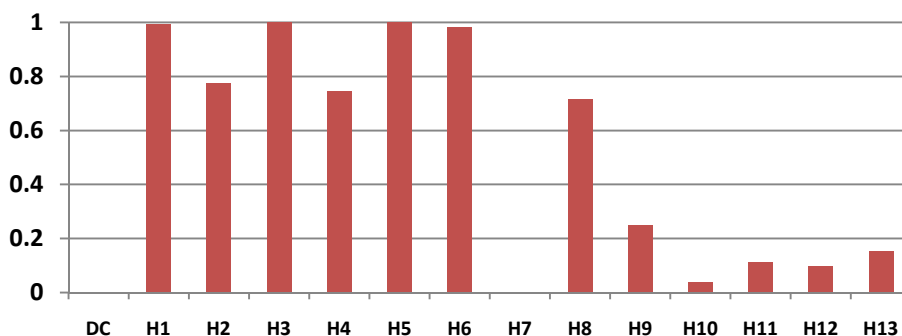


شکل ۴-۱۳۳ طیف فرکانسی ولتاژ بار (ولت)



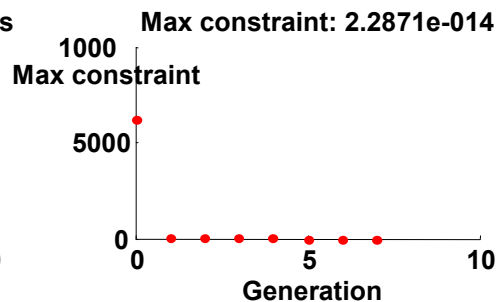
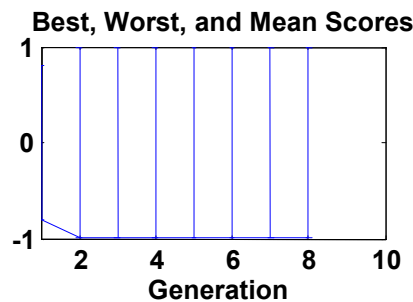
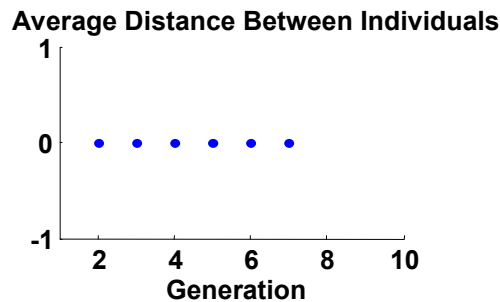
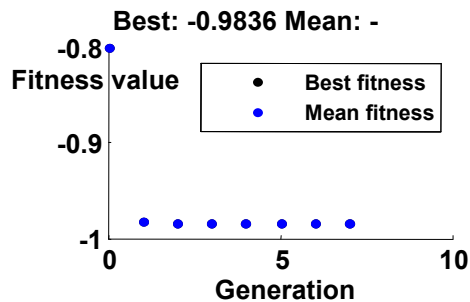
شکل ۴-۱۳۴ طیف فرکانسی جریان بار (آمپر)

در جدول ۴-۱۴ نتایج بهینه سازی و برخی قیدهای اصلی مورد استفاده در بهینه سازی برای هر دو روش بهینه سازی کلاسیک مبتنی بر روش گرادیان و روش الگوریتم ژنتیک ارایه شده است. نتایج به صورت ایده‌آل و از درون برنامه بهینه سازی استخراج شده‌اند.

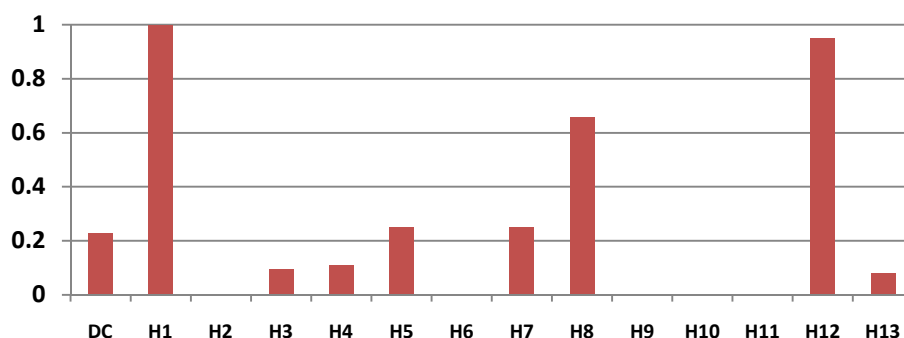
شکل ۴-۱۳۵ بهره‌های بهینه محاسبه شده توسط روش گرادیان، جبرانساز محدود به $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 25 \frac{KA}{\text{sec}}$ شکل ۴-۱۳۶ بهره‌های روش الگوریتم ژنتیک، جبرانساز محدود به $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max}$ شرایط اولیه تصادفی

جدول ۴-۱۴ نتایج محاسبه شده برای جبران‌ساز محدود به حداکثر نرخ تغییرات جریان $\frac{di}{dt}|_{\max} = 25 \frac{KA}{\text{sec}}$

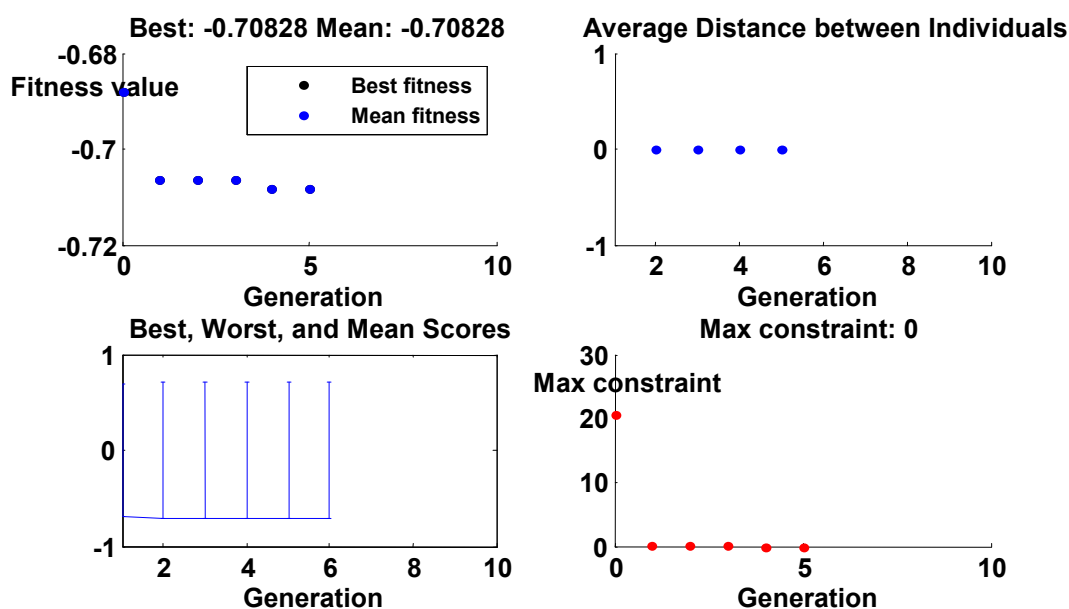
HD %			Main Frequency Imbalance Index %		$\frac{di}{dt} _{\max}$ KA/sec	Power Factor	روش بهینه سازی
THD	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$\frac{i_1^0}{i_1^+}$	$\frac{i_1^-}{i_1^+}$			
5.0000	4.0000	2.0000	0.5000	0.5000	25.0000	---	قیدها
4.4721	4.0000	2.0000	0.1596	0.2999	25.0000	0.9917	گرادیان
4.0827	3.6327	1.9621	0.4743	0.5000	24.1183	0.9836	ژنتیک شکل ۴-۱۳۶ ۴-۱۳۷
4.0829	3.7403	2.0000	0.3097	0.4384	24.5196	0.7083	ژنتیک شکل ۴-۱۳۸ ۴-۱۳۹
4.1706	3.8720	1.9885	0.4999	0.5000	24.7898	0.9880	ژنتیک شرط اولیه گرادیان
4.4721	4.0000	2.0000	0.1596	0.2999	24.5824	0.9914	ژنتیک شرط اولیه خروجی گرادیان



شکل ۴-۱۳۷ خروجی روش الگوریتم ژنتیک، جبران‌ساز محدود به $\frac{di}{dt}|_{\max} = 25 \frac{KA}{\text{sec}}$ شرایط اولیه تصادفی

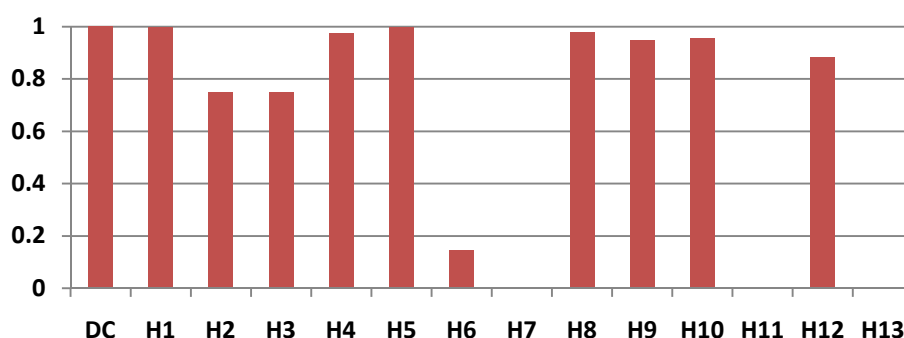


شکل ۴-۱۳۸ بهره‌های بهینه روش الگوریتم ژنتیک، جبران‌ساز محدود به $25 \frac{KA}{sec}$ شرایط اولیه تصادفی



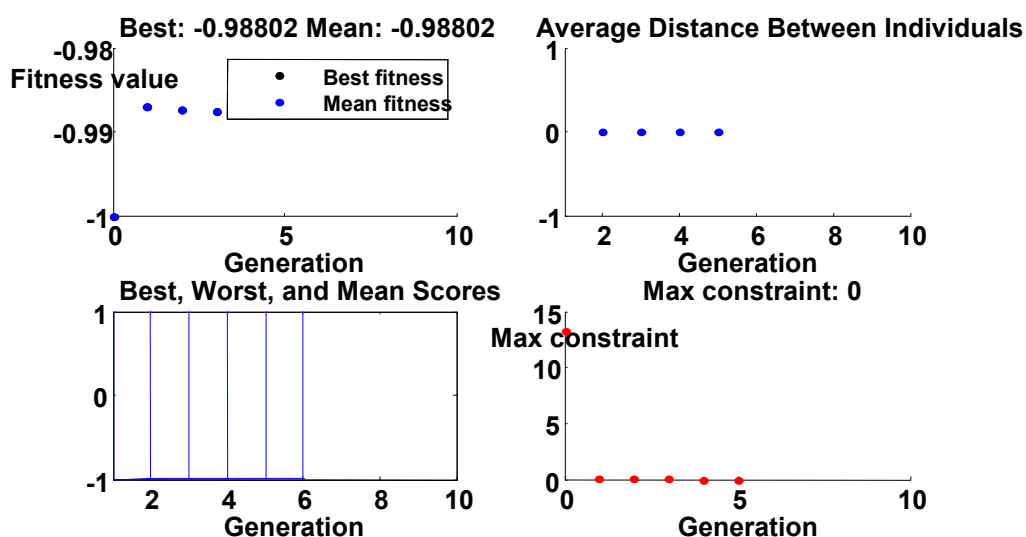
شکل ۴-۱۳۹ خروجی روش الگوریتم ژنتیک، جبران‌ساز محدود به $25 \frac{KA}{sec}$ شرایط اولیه تصادفی

هنگامی که حالت اولیه الگوریتم ژنتیک بصورت تصادفی تعیین می‌شود، احتمال همگرا شدن حداکثر ضریب توان به 0.98 نسبتاً زیاد بوده و از ۵ اجرای متوالی ۳ بار به این عدد بسیار نزدیک شد. زمانی که بهره‌های اولیه روش الگوریتم ژنتیک مانند روش بهینه سازی کلاسیک، بهره‌های با دامنه واحد و فاز صفر انتخاب می‌شود، بهره‌های بهینه محاسبه شده به ضریب توان $PF=0.9880$ همگرا می‌شوند. این مسئله تصدیق کننده وجود یک نقطه ماکزیمم نسبی در حوالی ضریب توان $PF=0.98$ تحت قیدهای تعیین شده است.



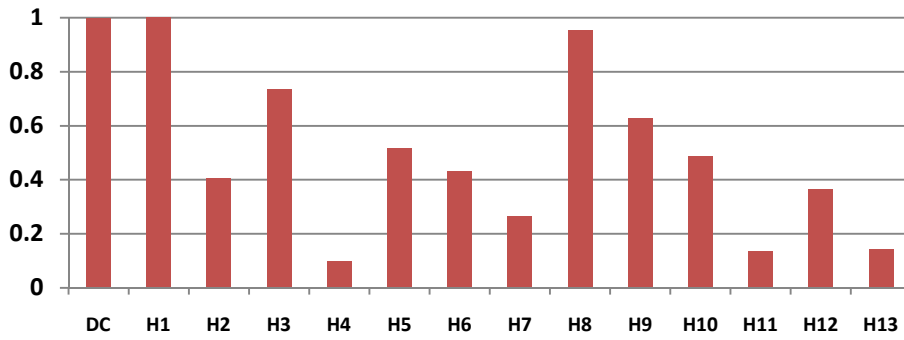
شکل ۴-۱۴ بهره‌های بهینه روش الگوریتم ژنتیک با شرایط اولیه بهره‌های با دامنه واحد و فاز صفر، جبران‌ساز محدود به

$$\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 25 \frac{\text{KA}}{\text{sec}}$$

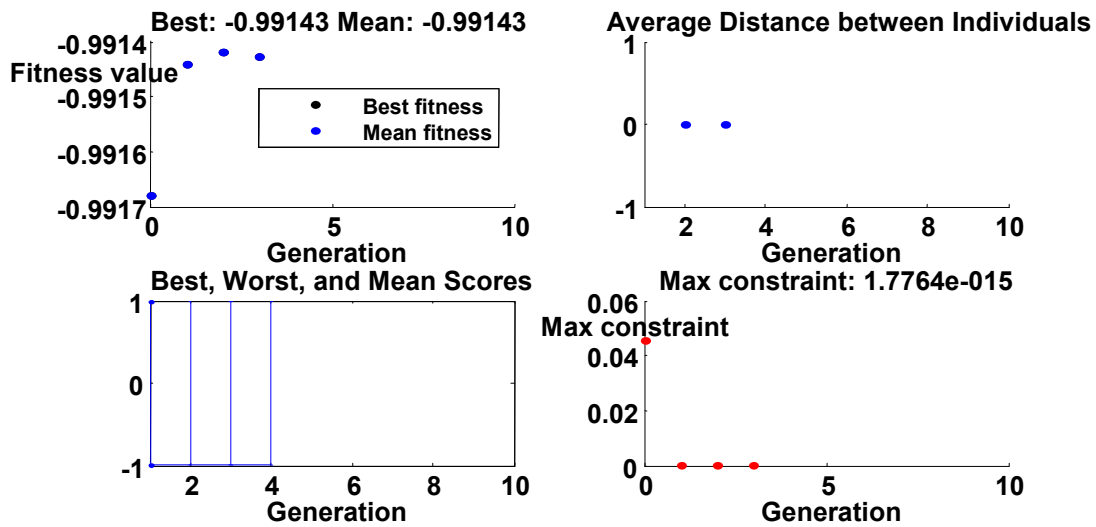


شکل ۴-۱۴ خروجی روش الگوریتم ژنتیک با شرایط اولیه بهره‌های واحد و فاز صفر، جبران‌ساز محدود به $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 25 \frac{\text{KA}}{\text{sec}}$

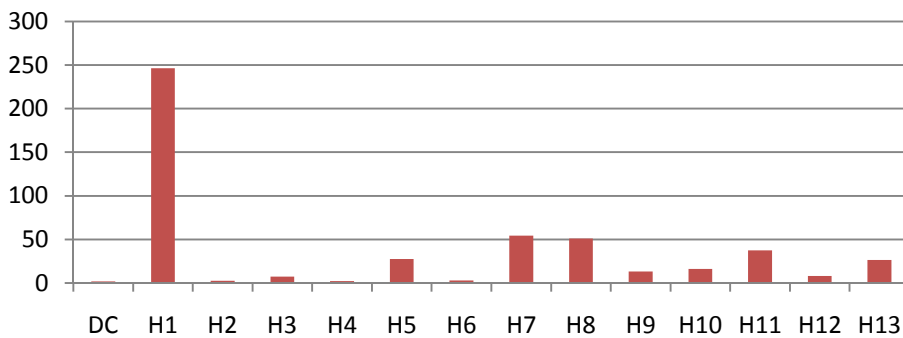
اگر بهره‌های بهینه محاسبه شده توسط روش کلاسیک بعنوان حالت اولیه روش ژنتیک انتخاب شود، خروجی الگوریتم ژنتیک مشابه روش گرادیان بوده و تفاوت چندانی در پاسخ دیده نمی‌شود. شکل‌های ۴-۱۴۲ و ۴-۱۴۳ پاسخ سیستم الگوریتم ژنتیک را با این حالت اولیه نشان می‌دهند. جدول ۴-۱۴ نتایج را جمع بندی کرده است.



شکل ۴-۱۴۲ بهره‌های بهینه روش الگوریتم ژنتیک، خروجی روش گرادیان بعنوان حالت اولیه انتخاب شده، $\frac{di}{dt}|_{max} = 25 \frac{KA}{sec}$



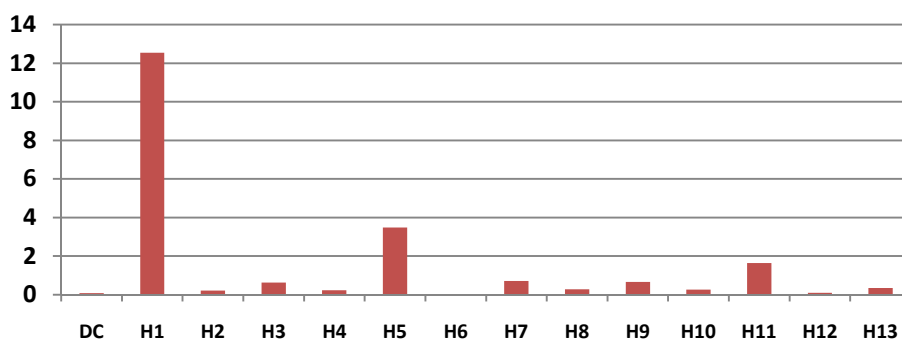
شکل ۴-۱۴۳ خروجی روش الگوریتم ژنتیک با خروجی روش گرادیان بعنوان حالت اولیه، $\frac{di}{dt}|_{max} = 25 \frac{KA}{sec}$



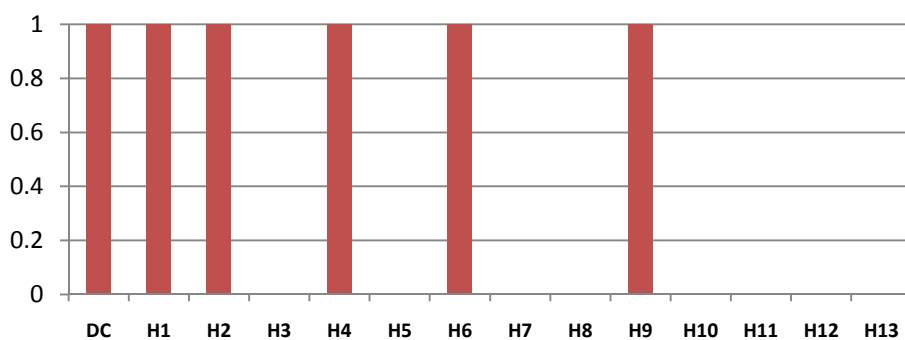
شکل ۴-۱۴۴ طیف فرکانسی ولتاژ ترمینال (ولت)

پاسخ‌های الگوریتم ژنتیک برای سیستمی با قید $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{KA}{\text{sec}}$ که در بخش ۴-۲-۵-۲ و شکل-

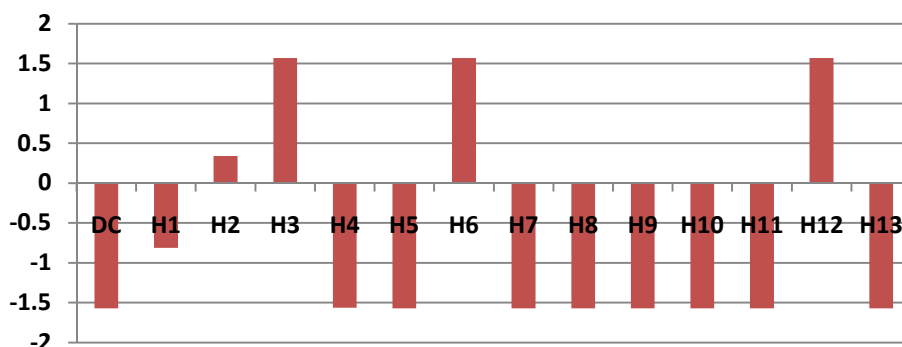
های ۴-۱۲۰ تا ۴-۱۲۲ شبیه‌سازی شده است، بررسی می‌شود.



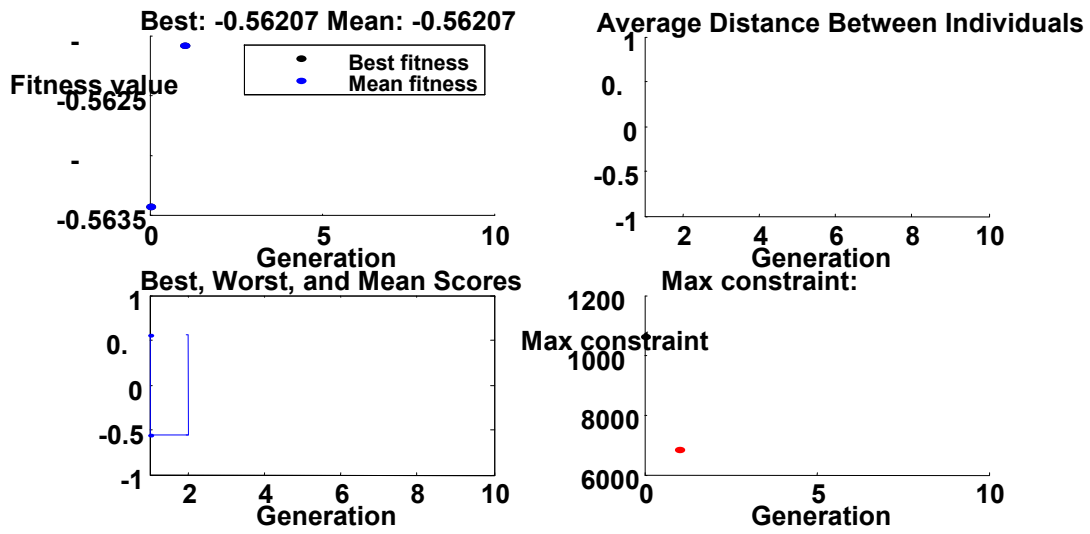
شکل ۴-۱۴۵ طیف فرکانسی جریان بار (آمپر)



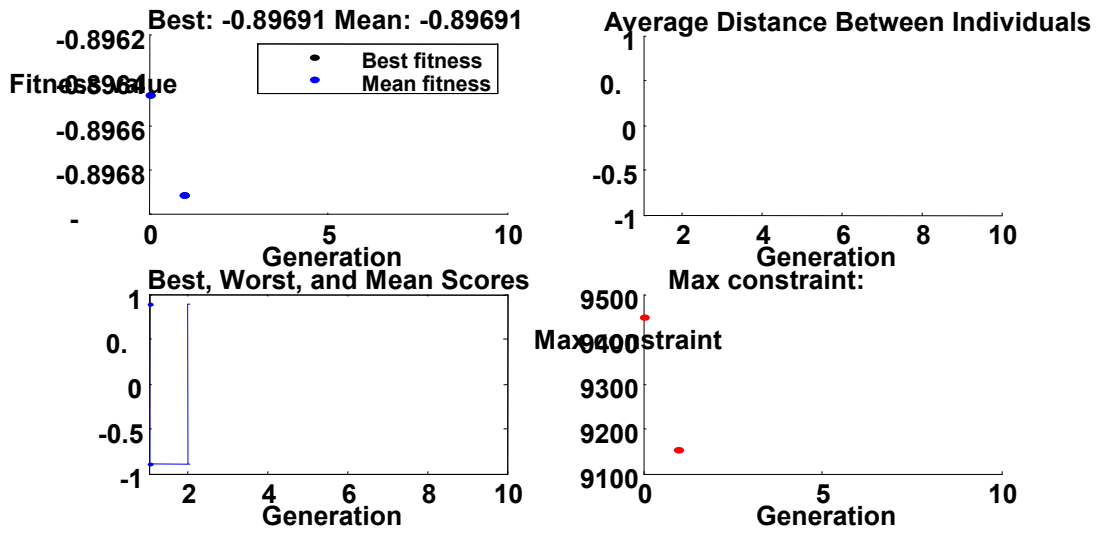
شکل ۴-۱۴۶ بهره‌های بانک فیلتری محاسبه شده به روش گرادیان برای جبران‌ساز محدود به $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{KA}{\text{sec}}$ (شبیه‌سازی)



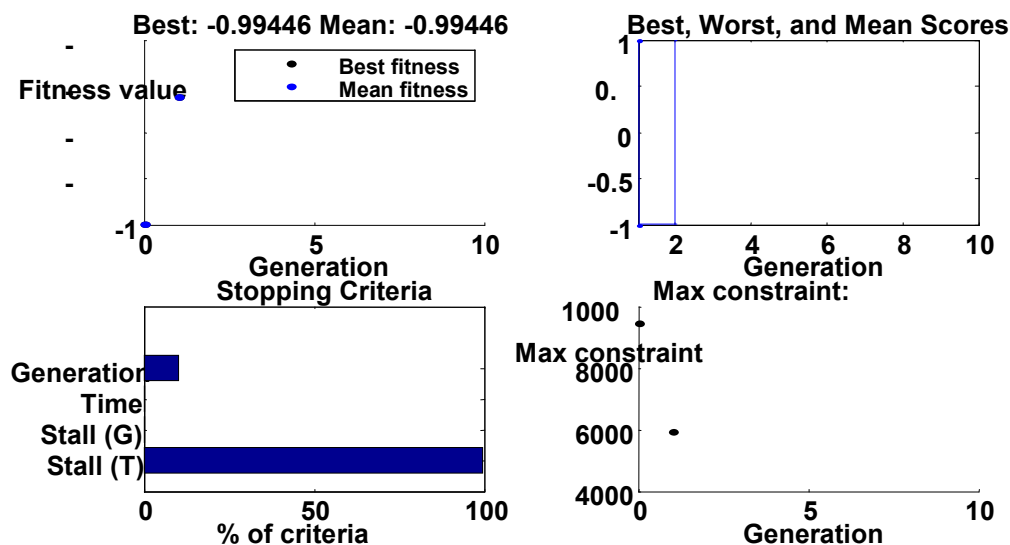
شکل ۴-۱۴۷ فازهای بانک فیلتری محاسبه شده به روش گرادیان برای جبران‌ساز $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{KA}{\text{sec}}$ (شبیه‌سازی)



شکل ۴-۱۴۸ خروجی الگوریتم ژنتیک برای جبران‌ساز $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{KA}{\text{sec}}$ حالت اولیه تصادفی

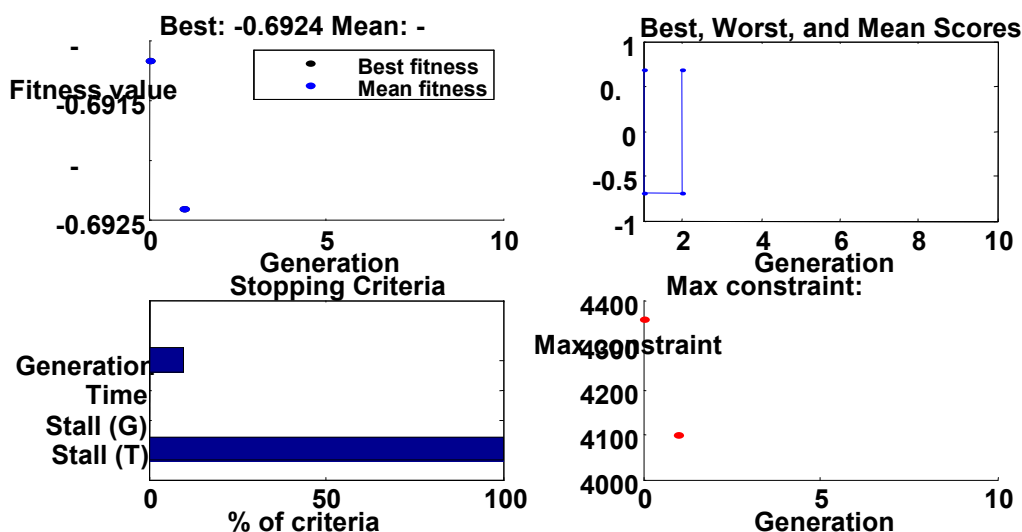


شکل ۴-۱۴۹ خروجی الگوریتم ژنتیک برای جبران‌ساز $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{KA}{\text{sec}}$ حالت اولیه تصادفی



شکل ۴-۱۵ خروجی الگوریتم ژنتیک برای جبران‌ساز $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{KA}{\text{sec}}$ حالت اولیه بهره واحد با فاز صفر

مطابق جدول ۴-۱۵ روش گرادیان که در شبیه سازی مورد استفاده قرار گرفته است، قادر به تضمین رعایت قیود هارمونیکی و قید شیب جریان مورد انتظار نیست. این مسئله برای روش بهینه سازی با استفاده از الگوریتم ژنتیک نیز صادق است. چون در هیچ یک از حالات، جواب ممکن^۱ که قادر به اجابت همه قیودها باشد، یافت نشده است.



شکل ۴-۱۵۱ خروجی الگوریتم ژنتیک برای جبران‌ساز $\left. \frac{di}{dt} \right|_{\max} = 15 \frac{KA}{\text{sec}}$ بهره محاسبه شده به روش گردیان بعنوان حالت اولیه

^۱ Feasible

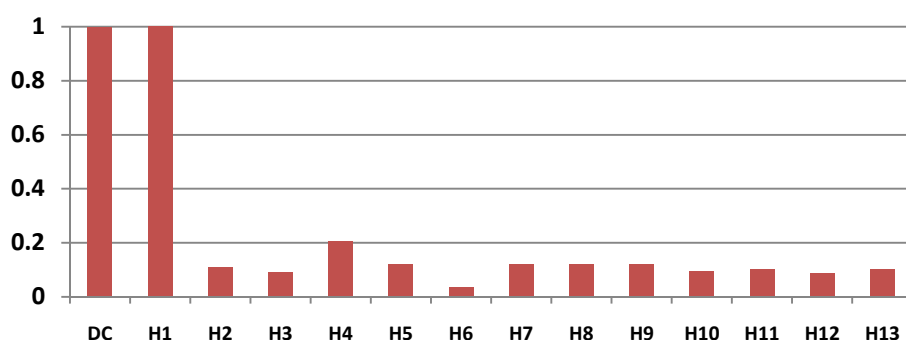
جدول ۴-۱۵ نتایج محاسبه شده برای جبران‌ساز محدود به حداکثر نرخ تغییرات جریان $15 \frac{KA}{sec}$ $\left. \frac{di}{dt} \right|_{max}$

HD %			Main Frequency Imbalance Index %		$\left. \frac{di}{dt} \right _{max}$ KA/sec	Power Factor	روش بهینه سازی
THD	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$\frac{i_1^0}{i_1^+}$	$\frac{i_1^-}{i_1^+}$			
5.0000	4.0000	2.0000	0.5000	0.5000	15.0000	---	قیدها
6.8857	6.2891	2.8034	5.6349	5.6215	19.3590	0.6912	گرادیان
21.792	7.7628	20.363	52.263	78.833	21.8569	0.5621	ژنتیک شکل ۴-۱۴۷
12.644	2.9577	12.314	24.355	18.741	24.1525	0.8969	ژنتیک شکل ۴-۱۴۸
29.221	18.256	22.816	0.4666	0.9246	20.0560	0.9945	ژنتیک شرط اولیه مشابه گرادیان
6.8857	6.2891	2.8034	5.6349	5.62215	19.0994	0.6924	ژنتیک شرط اولیه خروجی گرادیان
4.4722	4.0001	2.0000	0.1894	0.3935	21.4243	0.9628	گرادیان اجرای مجدد

به نظر می‌رسد لازم است که برخی قیدهای بهینه سازی آزادتر شوند. در این بین قیدهای هارمونیک بیشتر مدنظر قرار می‌گیرند چراکه شیب جریان محدود، از مشخصات ذاتی جبران‌ساز است و بصورت نرم‌افزاری قابل تغییر نمی‌باشد.

همانگونه که در زیربخش قبل نتیجه گیری شد، روش کلاسیک پاسخ‌های بهتری بدست می‌دهد. اگرچه این پاسخ به شرایط اولیه وابسته است، با اینحال از آنجا که ضریب توان حداکثر برای بانک فیلتری با بهره‌های واحد و فاز صفر رخ می‌دهد، به نظر می‌رسد انتخاب چنین حالتی برای شرایط اولیه بهینه سازی، یک نقطه شروع بسیار مناسب برای رسیدن به جواب بهینه عمومی باشد.

در صورت اجرای روش بهینه سازی کلاسیک از صفر (حالت اولیه‌ای که در آن دامنه بهره‌ها یک و فاز آنها صفر باشد) به جواب دیگری همگرا خواهد شد.



شکل ۴-۱۵۲ بهره‌های بانک فیلتری محاسبه شده به روش گرادیان برای جبران‌ساز محدود به $15 \frac{KA}{sec}$ ، $\left. \frac{di}{dt} \right|_{max}$ ، حالت اولیه

بهره‌های دامنه واحد با فاز صفر

۶-۴ جمع بندی

سیستم OFC که مرجع [35] به آن پرداخته است، قابلیت ایجاد تعامل بین پارامترهای کیفیت توان و مشخصه‌های خاص مورد نظر طراح مانند ظرفیت VA جبران‌ساز را دارد. با این حال سقفی برای جریان کنترل کننده در نظر نگرفته است. از اینرو در صورت نیاز سیستم ممکن است دامنه سیگنال کنترلی چندین برابر دامنه جریان مجاز جبران‌ساز گردد. محدودیت اساسی دیگر که از ساختمان فیلتر اکتیو نشات گرفته است، بیشترین نرخ تغییرات جریان مرجع قابل رهگیری^۱ توسط اینورتر می‌باشد. در این فصل سعی شد ابتدا با ایجاد تغییراتی در سیگنال کنترلی خروجی سیستم OFC بدون اینکه در ساختار OFC تغییری بوجود آید، نقیصه انحراف جریان خروجی فیلتر اکتیو از سیگنال کنترلی جبران شود. از اینرو با بکار بردن روشهای اولیه جهت اصلاح سیگنال کنترلی، خروجی سیستم فیلتر اکتیو را به دنبال کردن سیگنال کنترلی اصلی که بهینه می‌باشد نزدیکتر کرد. در ادامه با تغییر ساختار این سیستم سعی شد که محدودیت ذاتی فیلتر اکتیو به عنوان یک قید اضافی در محاسبات بهینه سازی تابع هدف وارد شود. به این ترتیب، سیگنالی تولید شد که فیلتر اکتیو قادر است به نحو بسیار خوبی آنرا دنبال کند.

¹ Tracking

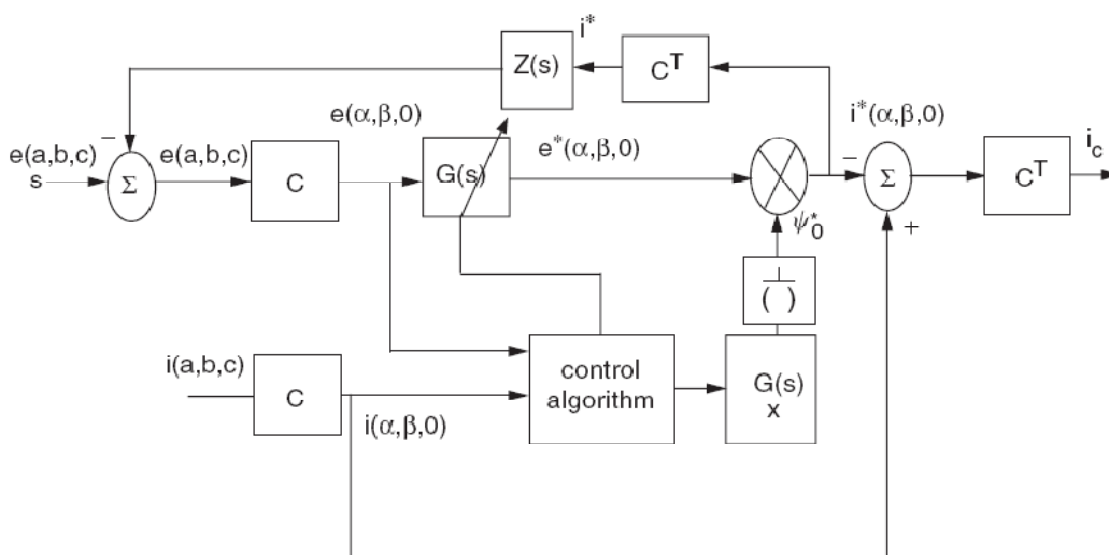
در قسمتی از این فصل محدودیت تولید جریان حداکثر جبران‌ساز به تابع هدف اضافه شد که حاصل آن امکان بیشترین استفاده از یک فیلتر اکتیو محدود (توانایی کمتر از مورد نیاز سیستم) برای جبران سیستم بدون آسیب رسیدن به آن است. همچنین محدودیت ذاتی فیلتر اکتیو در سرعت دنبال کردن سیگنال کنترلی که موجب انحراف جریان خروجی از کنترل کننده می‌شود نیز مورد بررسی قرار گرفت. در بخش دیگر پاسخ‌های بهینه سیستم محدود بدست آمده با پاسخ‌های محاسبه شده به روش الگوریتم ژنتیک مقایسه شدند. نتیجه کار این بود که روش کنترل بهینه مبتنی بر روش‌های بهینه سازی کلاسیک از کارایی خوبی در همگرا شدن به نقطه بهینه عمومی برخوردارند. مشاهده شد که اگر حد توانایی جبران‌ساز خیلی کمتر از نیاز سیستم جبران شونده باشد، و قیدهای سیستم بهینه سازی نیز سختگیرانه انتخاب شده باشند، پاسخ تابع هدف به صورت بهینه محلی انتخاب می‌شود و موجب بروز رفتارهای شبه گذرا در سیستم می‌گردند و در برخی شرایط یافتن پاسخ قابل تصور، امکان پذیر نمی‌باشد.

**فصل پنجم: کنترل بهبود دهنده کیفیت توان UPQC
به کمک استراتژی OFC**

۱-۵ مقدمه

مرجع [16] در ساختار سیستم کنترلی OFC تغییراتی بوجود آورده است که قادر است امپدانس معادل منبع را در هر مرتبه هارمونیکی محاسبه کرده و با لحاظ نمودن امپدانس محاسبه شده، با یکبار محاسبه تابع هدف بهینه سازی، پاسخ نهایی سیستم OFC را که پس از چند تکرار و طی چند سیکل محاسبه می‌شود، بدست آورد.

این سیستم که با امپدانس منبع تطبیق پیدا می‌کند دارای این مزیت است که می‌تواند در کنترل ولتاژ بار به کمک فیلتر اکتیو موازی مورد استفاده قرار گیرد، با این حال دارای این محدودیت است که نمی‌توان هر دو مشخصه THD جریان منبع و THD ولتاژ بار را همزمان بهبود بخشید.



شکل ۵-۱ سیستم کنترلی OFC بهبود یافته (IOFC)

همانگونه که در بخش ۳-۱۰ عنوان شد، در صورتی که نیاز به جبران همزمان بار و منبع باشد، فیلتر اکتیو سری یا فیلتر اکتیو موازی به تنهایی قادر به جبران همزمان بار و منبع نیستند. در چنین شرایطی، جبران‌ساز UPQC گزینه خوبی است. یکی از مزایای این روش تثبیت ولتاژ ترمینال بار و تغییرات کمتر جریان بار است، به همین دلیل تغییرات سیگنال کنترلی فیلتر موازی نیز دامنه کمتری خواهد داشت.

در این فصل از سیستم OFC جهت کنترل فیلتر اکتیو موازی در مجموعه UPQC استفاده شده است. نتایج بدست آمده حاکی از عملکرد مطلوب این سیستم کنترلی در جبران بار و نیز جبران همزمان منبع و بهبود کیفیت توان تحویل شونده به بار می‌باشد.

در بخش‌های بعدی با استفاده از سیستم OFC و روش‌های تصحیح سیگنال کنترلی، خطای ناشی از وجود فیلتر پسیو در ساختار جبران‌ساز تصحیح می‌شود. در ادامه با استفاده از جبران‌ساز محدود، سیستم قدرت جبران‌شده در فصل قبل، به کمک UPQC جبران خواهد شد.

نتایج شبیه‌سازی به کمک نرم افزار MATLAB/SIMULINK در شکلها و نمودارهای این فصل آورده شده و با فصل چهارم مقایسه گردیده‌اند.

۲-۵ کنترل UPQC با روش OFC

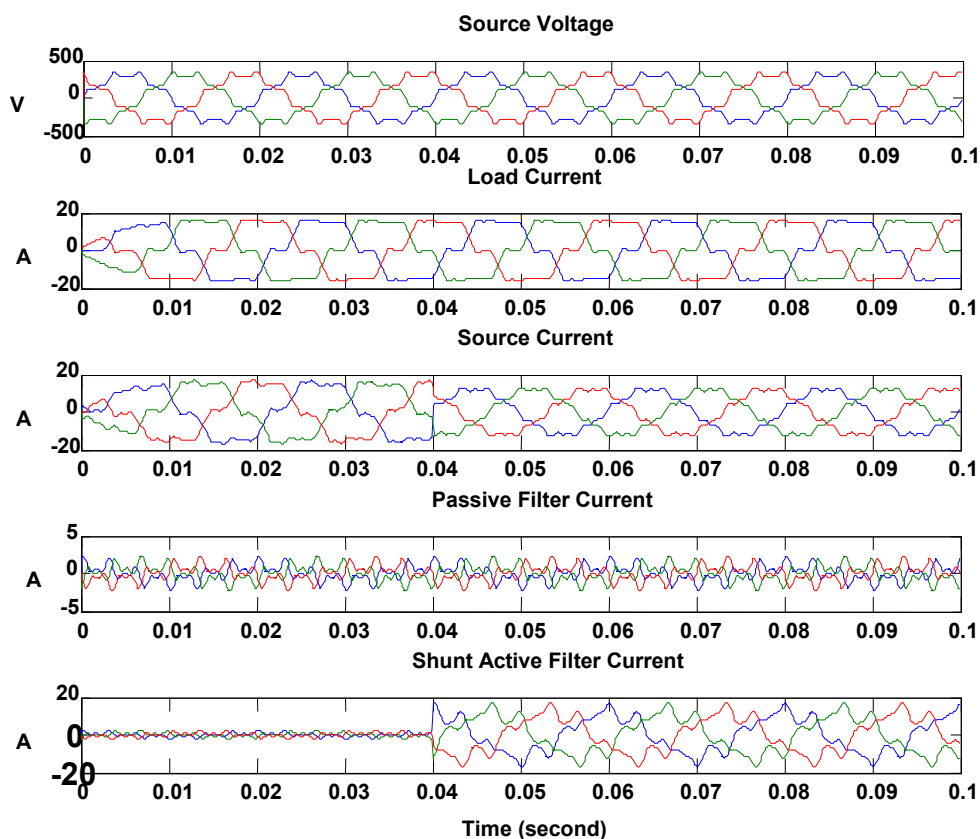
در این بخش از استراتژی کنترل OFC جهت کنترل فیلتر اکتیو موازی در توپولوژی جبران‌سازی UPQC بهره گرفته می‌شود و روش‌های بهبود استراتژی کنترل OFC بمنظور بهره‌برداری بهینه از جبران‌ساز غیرایده‌آل مورد استفاده قرار می‌گیرند.

• تصحیح سیگنال کنترلی

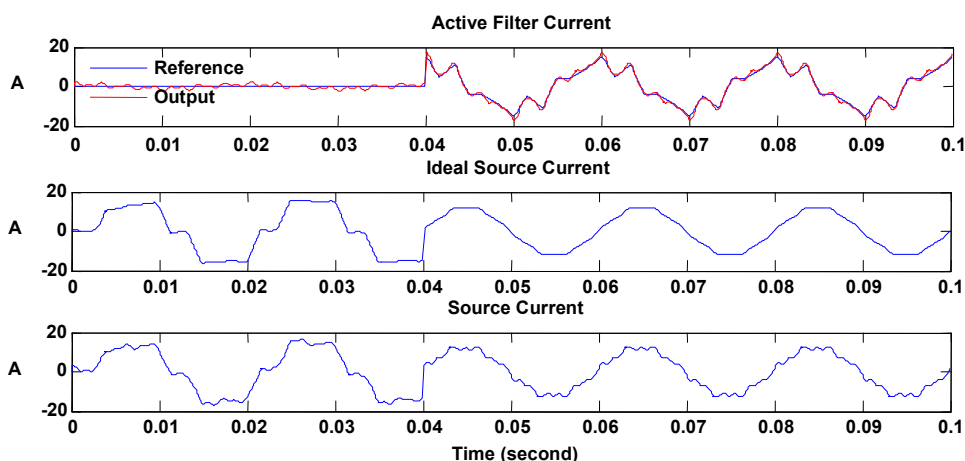
در بخش ۴-۵-۱-۱ روش تصحیح سیگنال کنترلی به کمک محاسبه تابع تبدیل ارایه شد. در شکل ۴-۴۷ و جداول ۴-۵ و ۴-۶ نتایج قبل و بعد از جبران‌سازی با تصحیح سیگنال کنترلی با کمک محاسبه تابع تبدیل آورده شده است. برخلاف انتظار مطابق جداول مذکور، ضریب اغتشاش THD_i بهبود نیافته است. علت آن تغییر ولتاژ ترمینال مجموعه فیلتر اکتیو و بار، پس از جبران‌سازی (افزایش اغتشاش ولتاژ)، تغییر جریان‌های فیلتر پسیو و در نتیجه تغییر تابع تبدیل مجموعه جبران‌ساز است.

این مسئله موجب می‌شود که روش محاسبه تابع تبدیل با تکرار حل شود. مطابق شکل‌های ۵-۶ تا ۵-۱۱ در صورتی که ولتاژ ترمینال ثابت باشد سیستم جبران‌سازی عملکرد بهتری خواهد داشت. ولتاژ ترمینال بار و فیلتر اکتیو ثابت، ولی هارمونیکی در نظر گرفته شده است. مجموعه جبران‌ساز شامل یک

فیلتر پسیو بالاگذر کوچک و یک فیلتر اکتیو ایده‌آل است که فیلتر اکتیو به صورت یک منبع جریان کنترل شده و بدون در نظر گرفتن روش‌های سویچینگ، سیگنال کنترلی را دقیقاً دنبال می‌کند، از اینرو تمام انحراف جریان خروجی از سیگنال کنترلی ناشی از حضور فیلتر پسیو بالاگذر در کنار فیلتر اکتیو است.

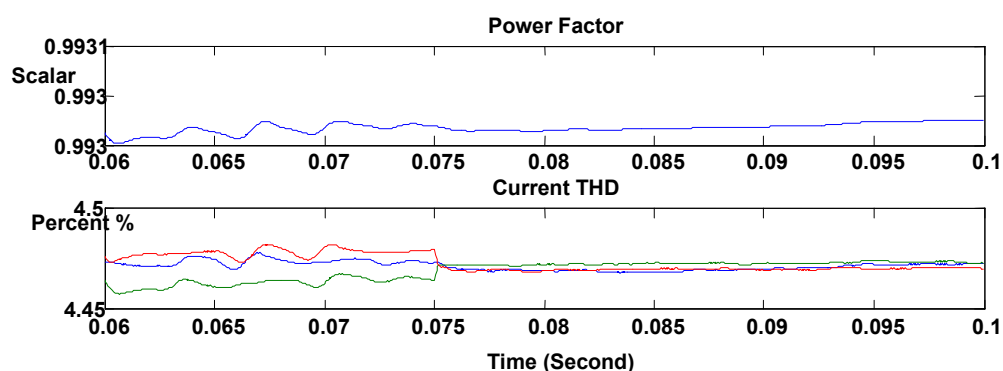


شکل ۵-۲ ولتاژ و جریان‌های سیستم جبران شده پیش از تصحیح سیگنال کنترلی

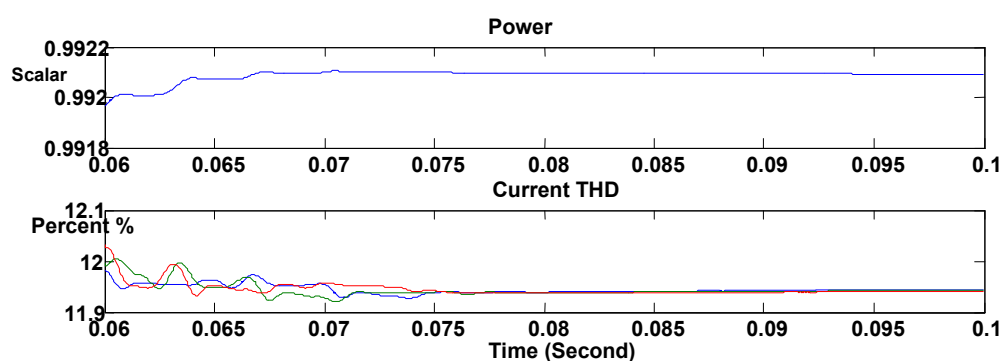


شکل ۵-۳ سیگنال کنترلی، جریان خروجی جبران‌ساز، جریان ایده‌آل و جریان واقعی منبع پیش از تصحیح سیگنال کنترلی

مطابق انتظاری که از سیستم ایده آل جبران ساز بدون انحراف جریان خروجی از سیگنال کنترلی می-رود، بایستی ضریب توان منبع به $PF=0.9930$ و ضریب اغتشاش جریان آن به $THD_i=4.47\%$ محدود شود (شکل ۵-۴). وجود فیلتر پسیو مقدار ضریب توان را به $PF=0.9921$ و ضریب اغتشاش جریان را به $THD_i=11.94\%$ رسانده است (شکل ۵-۵). از اینرو لازم است که به روشی انحراف سیگنال جریان از سیگنال کنترلی تصحیح گردد.



شکل ۵-۴ شاخص های ایده آل سیستم جبران سازی شده



شکل ۵-۵ شاخص های بدست آمده سیستم جبران سازی شده بدون تصحیح سیگنال کنترلی

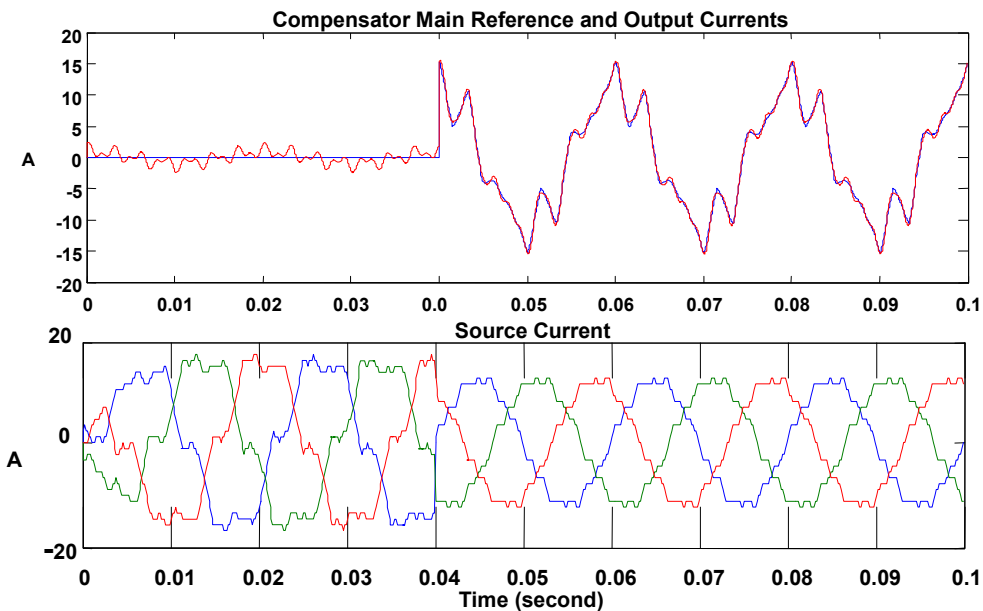
پس از محاسبه بهره های سیستم با یکبار جبران سازی سیستم به کمک تغییر سیگنال کنترلی، شاخص های سیستم به شاخص های مطلوب محاسبه شده توسط سیستم OFC بسیار نزدیکتر می-شود. بهره های محاسبه شده برای سیستم جبران ساز تحت شرایط ولتاژ ثابت ترمینال مجموعه جبران ساز و بار در جدول ۵-۱ آورده شده است.

جدول ۵-۱ عکس بهره‌های تابع تبدیل سیستم جبران‌ساز شامل فیلتر اکتیو و فیلتر پسیو

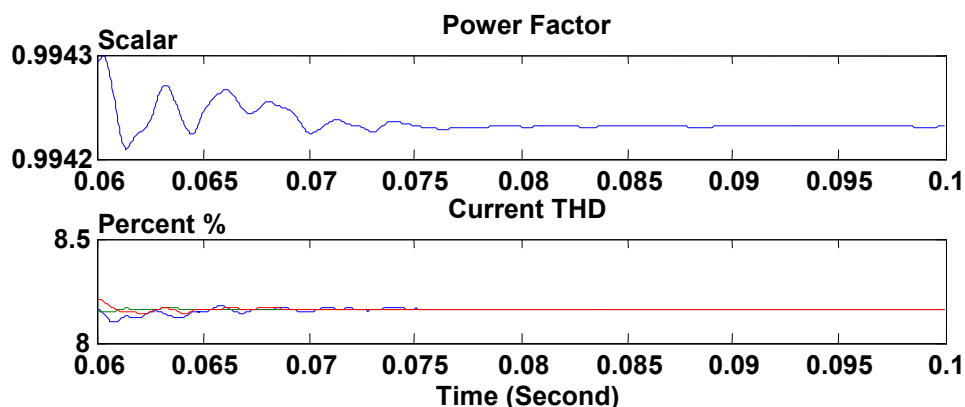
Order	Compensator Transform Function Gain	
	Amplitude	Argument
DC	0.319033321000000	3.141592653589793
H1	0.920499917148968	0.010227034167725
H2	0.258922094670537	2.034954833318669
H3	1.053327894054422	0.051162452806107
H4	0.249123867139271	2.717886501946282
H5	1.000167763291795	0.006906719226735
H6	0.250401340463102	1.516778644598178
H7	0.691215075981265	0.053808499892676
H8	0.139863423256391	-2.38332573150362
H9	0.996876361488782	0.118035820934991
H10	0.518588721248864	1.173328273775246
H11	0.998541128211186	0.012402047459005
H12	0.532826573986074	-1.45599808037321
H13	0.258575432232644	0.060339831687804

شکل ۵-۶ و ۷-۵ نتایج شبیه سازی سیستم جبران‌ساز شده را با استراتژی کنترل بهینه OFC و به

کمک تصحیح سیگنال کنترلی با روش محاسبه تابع تبدیل نشان می‌دهند.

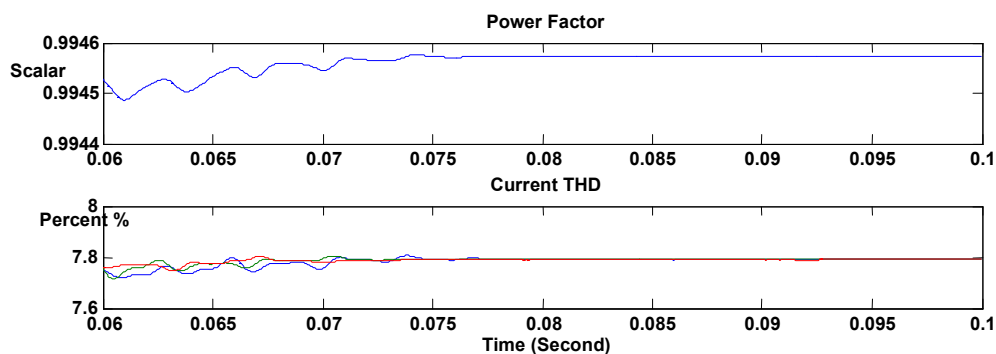


شکل ۵-۶ جریان‌های سیستم جبران شده پس از تصحیح سیگنال کنترلی به کمک محاسبه تابع تبدیل



شکل ۵-۷ شاخص‌های بدست آمده سیستم جبران شده پس از تصحیح سیگنال کنترلی به کمک محاسبه تابع تبدیل

به نظر می‌رسد لحاظ نشدن هارمونیک‌های مرتبه بالاتر از N سیگنال کنترلی اصلی در سیگنال کنترلی تصحیح شده، موجب می‌شود که ضریب اغتشاش هارمونیکی سیستم در محدوده معین شده توسط سیستم OFC قرار نگیرد. در چنین حالتی لازم است که جریان‌های بار با مرتبه هارمونیکی بالاتر از N تماماً به سیگنال کنترلی تغییر یافته اضافه گردند تا جبران شوند. شکل ۵-۷ شاخص‌های سیستم جبران شده را با اضافه نمودن هارمونیک‌های مرتبه بالاتر از N جریان بار به سیگنال کنترلی نشان می‌دهد. ضریب اغتشاش جریان THD_i در حدود ۱ درصد بهبود داشته است.

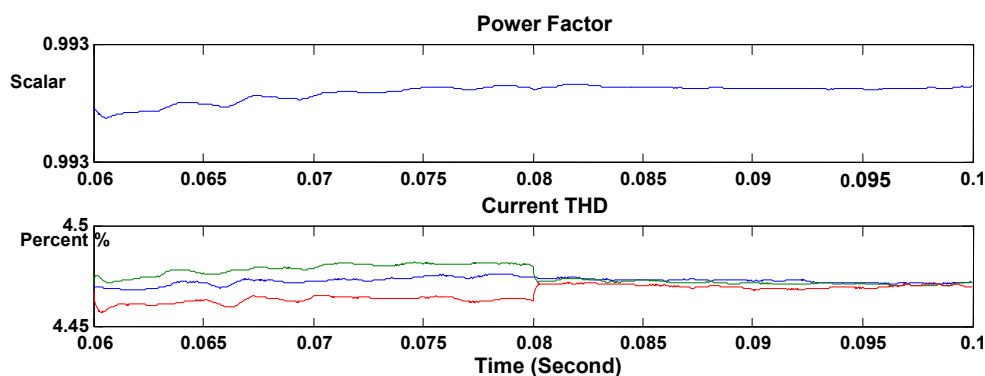


شکل ۵-۸ شاخص‌های بدست آمده سیستم جبران‌ساز ی شده پس از تصحیح سیگنال کنترلی به کمک محاسبه تابع تبدیل و

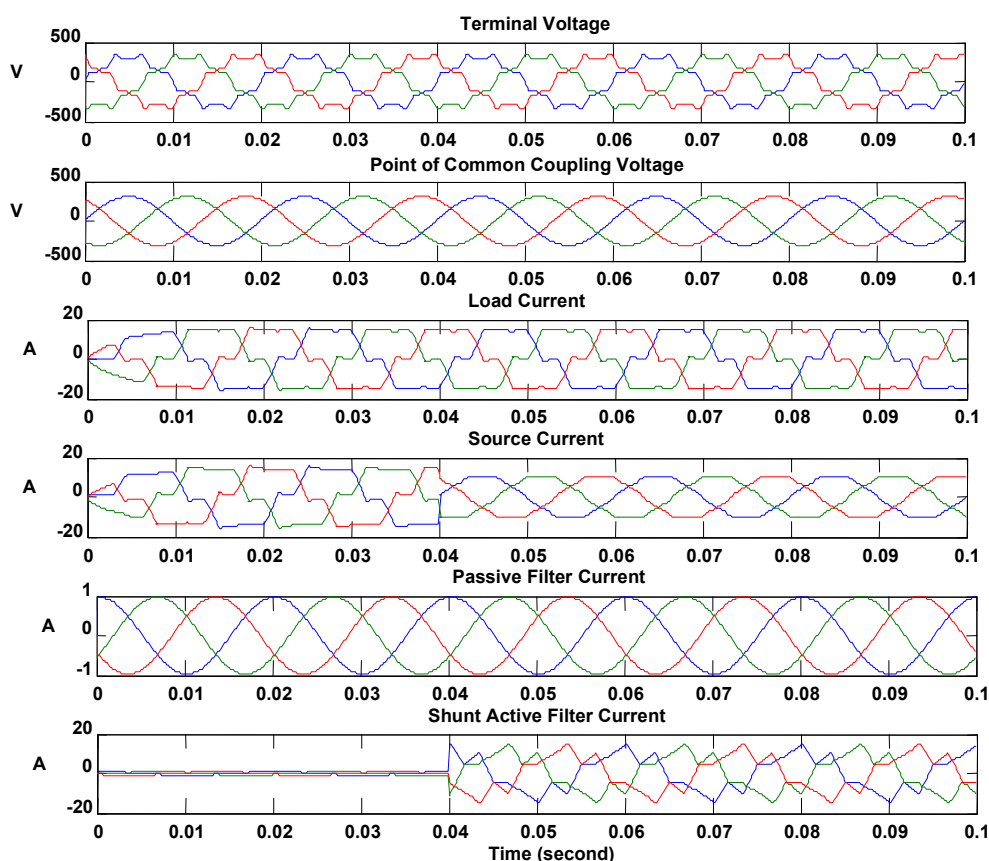
هارمونیک‌های مرتبه بالای جریان بار

اگر به روشی ولتاژ ترمینال بار و مجموعه فیلتر اکتیو که هارمونیکی است جبران و به سینوسی ثابت تبدیل شود، آنگاه رفتار سیستم جبران شده به حالت ایده‌آل بیشتر نزدیک می‌گردد. شکل ۵-۹ ولتاژ و جریان‌های سیستمی را نشان می‌دهد که ولتاژ ترمینال به صورت کاملاً سینوسی (ایده‌آل) درآمده

است. شکل ۵-۱۰ شاخصهای ایده‌آل و شاخص‌های بدست آمده پس از جبران را نشان می‌دهد. یکبار تابع تبدیل محاسبه به سیستم اعمال شده است. جریان‌های هارمونیک مرتبه بالای بار نیز در سیگنال کنترلی لحاظ شده‌اند. همانگونه که انتظار می‌رود سیستم بهبود قابل ملاحظه‌ای داشته است.

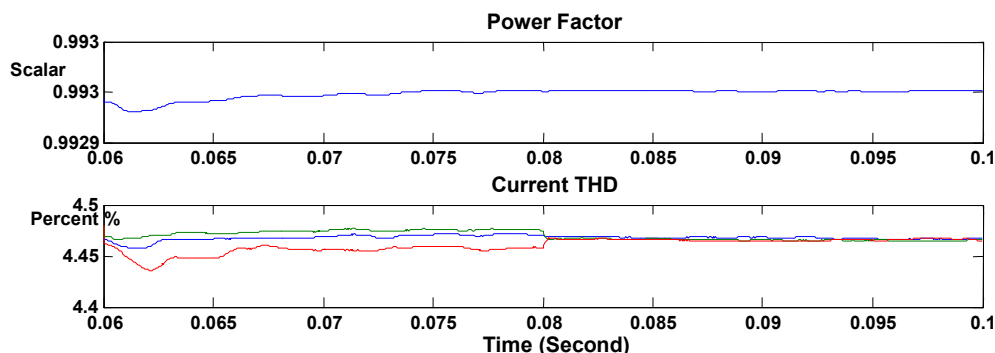


شکل ۵-۹ شاخص‌های ایده‌آل منبع پس از جبران بار



شکل ۵-۱۰ ولتاژهای ترمینال و بار و جریان‌های بار، منبع، فیلتر پسیو و فیلتر اکتیو پس از جبران بار به کمک تثبیت ولتاژ

سینوسی بار و تصحیح سیگنال کنترلی با استفاده از تابع تبدیل



شکل ۵-۱۱ شاخص‌های منبع پس از جبران بار، تثبیت ولتاژ سینوسی و تصحیح سیگنال کنترلی با استفاده از تابع تبدیل

شاخص‌های ایده‌آل سیستم $PF=0.9930$ و $THD_i=4.47\%$ می‌باشند که با جبران ایده‌آل اثر فیلتر پسیو (شکل ۵-۱۱) به $PF=0.9930$ و $THD_i=4.68\%$ رسیده‌اند. جریان موثر ایده‌آل منبع $I_{rms}=13.35\text{ A}$ و مقدار بدست آمده $I_{rms}=13.37\text{ A}$ می‌باشد.

جدول ۵-۲ عکس بهره‌های تابع تبدیل سیستم جبران‌ساز شامل فیلتر اکتیو و فیلتر پسیو

Order	Compensator Transform Gain	
	Amplitude	Amplitude
DC	0.900929604962610	0.0000000
H1	0.921060294796568	0.010608158923256
H2	0.727005665011432	0.204230950776036
H3	0.994325507704273	0.017519574885109
H4	0.983903266087447	0.12340961342955
H5	0.999989730205261	0.007653618015605
H6	0.979707829227234	0.069561785437127
H7	0.999903827538568	0.010534483658865
H8	0.975507714932411	0.067653304382443
H9	1.012818950539408	0.046660512116962
H10	0.979838584506012	0.039437171138623
H11	1.000358407226384	0.016888264769721
H12	0.982712505227657	0.041089074273700
H13	0.999416948962062	0.016618036673378

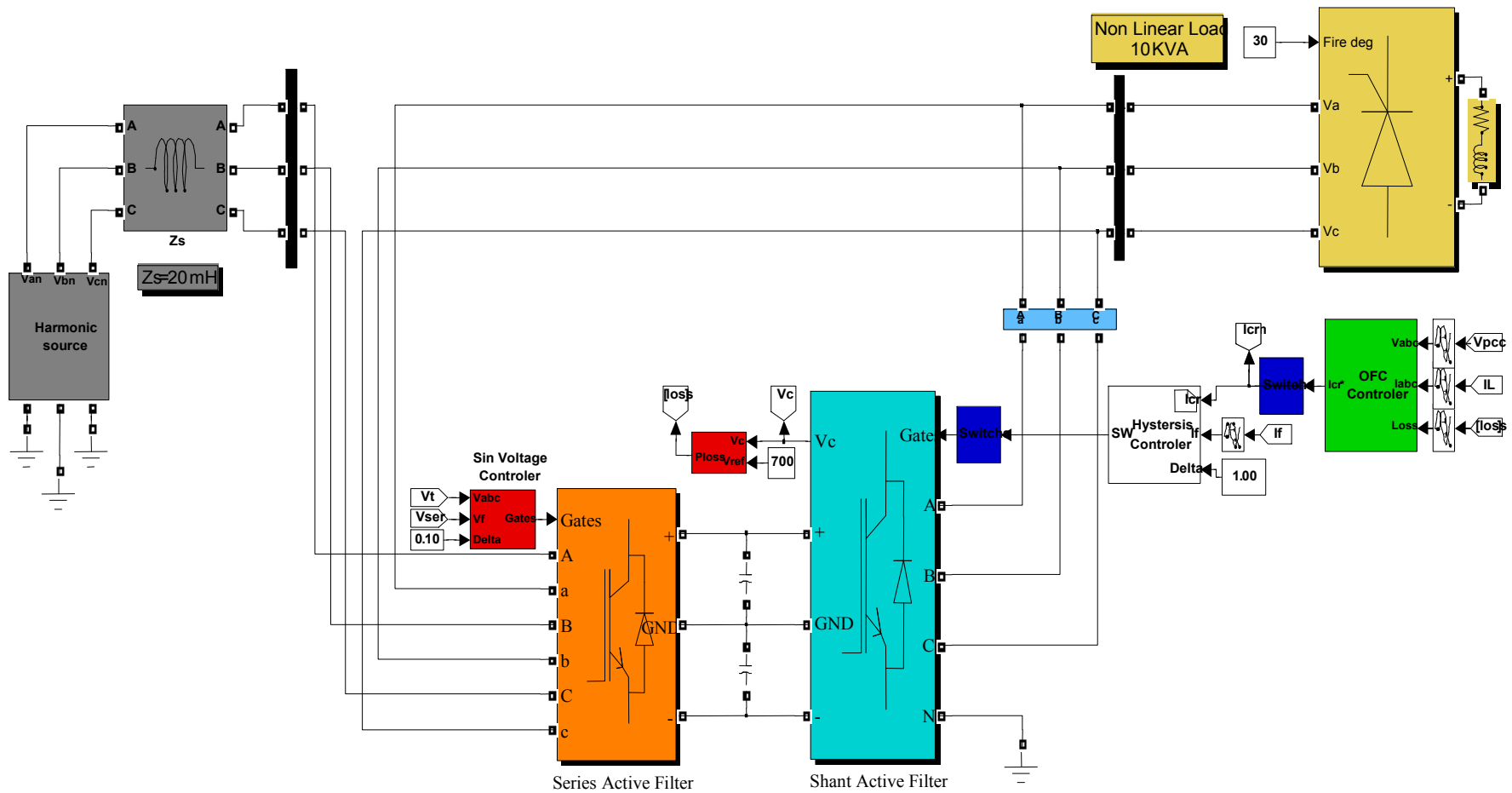
جدول ۵-۲ بهره‌های جبران‌ساز محاسبه شده در مرحله پیش از تصحیح سیگنال کنترلی می‌باشد. با جبران ولتاژ ترمینال بار، بدون تصحیح سیگنال کنترلی، ضریب توان به $PF=0.9883$ و ضریب اغتشاش جریان به $THDi=4.83\%$ می‌رسد. بنابر این می‌توان به سادگی نتیجه‌گیری کرد که جهت

تصحیح انحراف ناشی از حضور فیلتر پسیو، اثر ولتاژ ترمینال فیلتر اکتیو بر ضریب اغتشاش هارمونیک جریان منبع بسیار بیشتر از اثر سایر عوامل در جبران بار خصوصاً جبران هارمونیک‌های آن است. در شرایط ولتاژ ترمینال کاملاً سینوسی که معادل مولفه مثبت و اصلی فرکانس منبع است، فیلتر پسیو جریانی با دامنه حداکثر یک آمپر و با فرکانس پایه جذب کرده است که در مقابل دامنه حداکثر ۲ آمپر در شکل ۵-۲ در حدود ۵۰٪ کاهش دامنه دارد. این مسئله راه را بر استفاده از ساختار مرکب فیلترهای اکتیو سری و موازی یعنی **بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه UPQC** هموار می‌سازد.

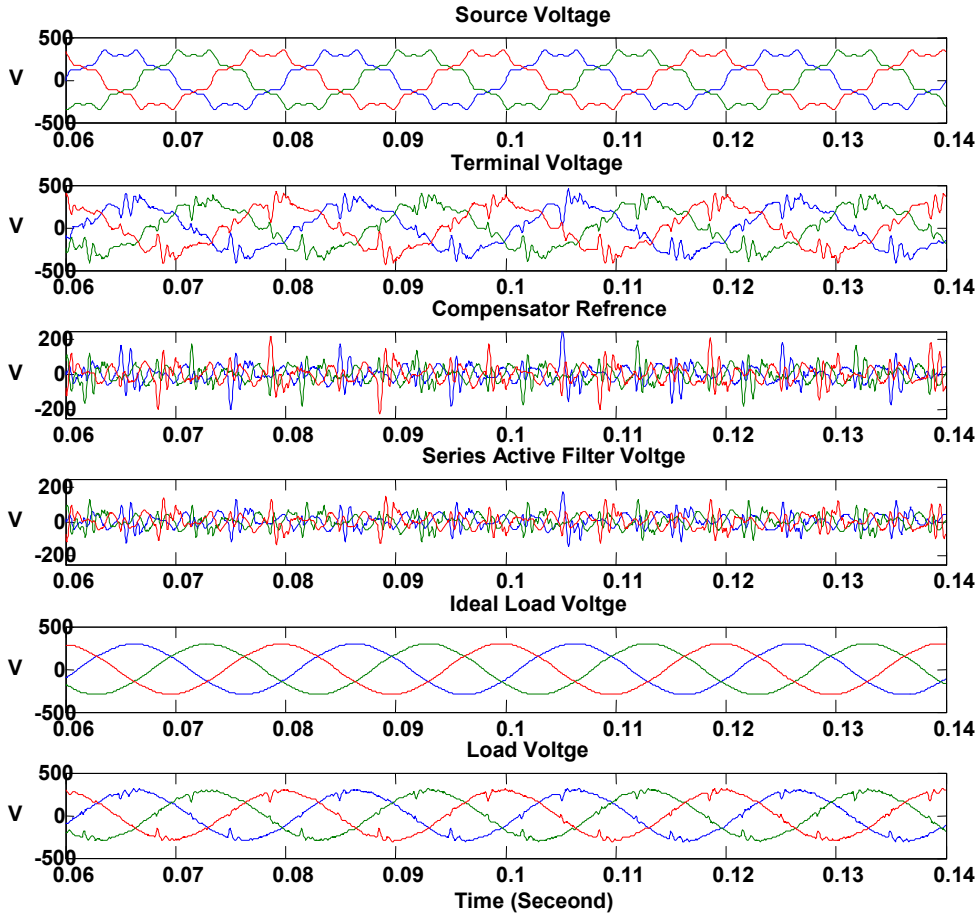
در ادامه سیستم مورد استفاده در جبران‌سازی‌های بخش ۴-۵-۱ به کمک یک UPQC با استراتژی OFC و محاسبه تابع تبدیل سیستم جبران می‌شود. سیستم شامل یک منبع هارمونیک است که با یک امپدانس بزرگ به نقطه اتصال مشترک متصل است. بار یک بار غیر خطی یکسوساز تریستوری کنترل شده می‌باشد. هدف این است که با استفاده از استراتژی کنترل OFC، بار به صورت بهینه از دیدگاه ولتاژ ترمینال بار جبران شود و در عین حال ولتاژ نقطه اتصال مشترک با استراتژی جبران کامل هارمونیک‌ها جبران شود. در شکل ۵-۱۲ توپولوژی سیستم قدرت و جبران‌ساز نشان داده شده و جدول ۵-۳ نتایج شبیه سازی بدون تصحیح سیگنال کنترلی را جمع بندی کرده است.

جدول ۵-۳ جمع بندی نتایج سیستم جبران شده به کمک UPQC بدون تصحیح سیگنال کنترلی جریان

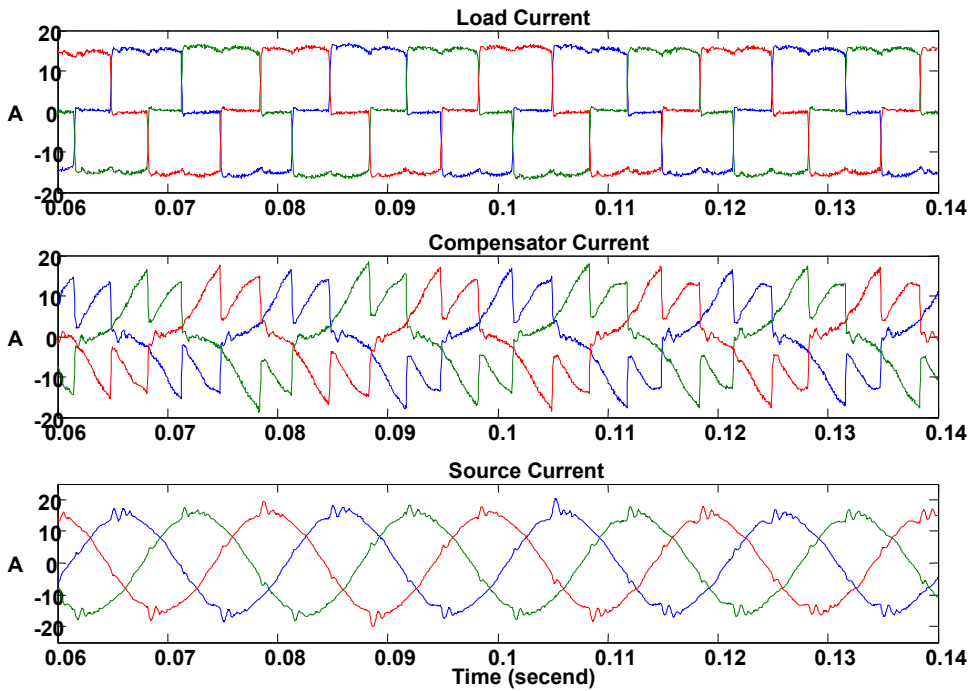
Power			PF	I _{rms} A	V _{rms} V	THD _i	THD _v	Index
Active W	Inactive VAr	Effective VA				%		
6880	2125	7200	0.9555	18.65	386.01	5.87	16.23	Source
6720	2000	7010	0.9586	18.19	-	4.80	-	Ideal Terminal
6880	2995	7500	0.9452	18.65	384.70	5.87	30.27	Terminal
5730	5250	7775	0.7372	21.53	361.02	31.52	2.17	Load
275	2360	2380	-	-	-	-	-	Series Filter
875	5490	5560	-	-	-	-	-	Shunt Filter



شکل ۵-۱۲ توپولوژی جبران سازی UPQC

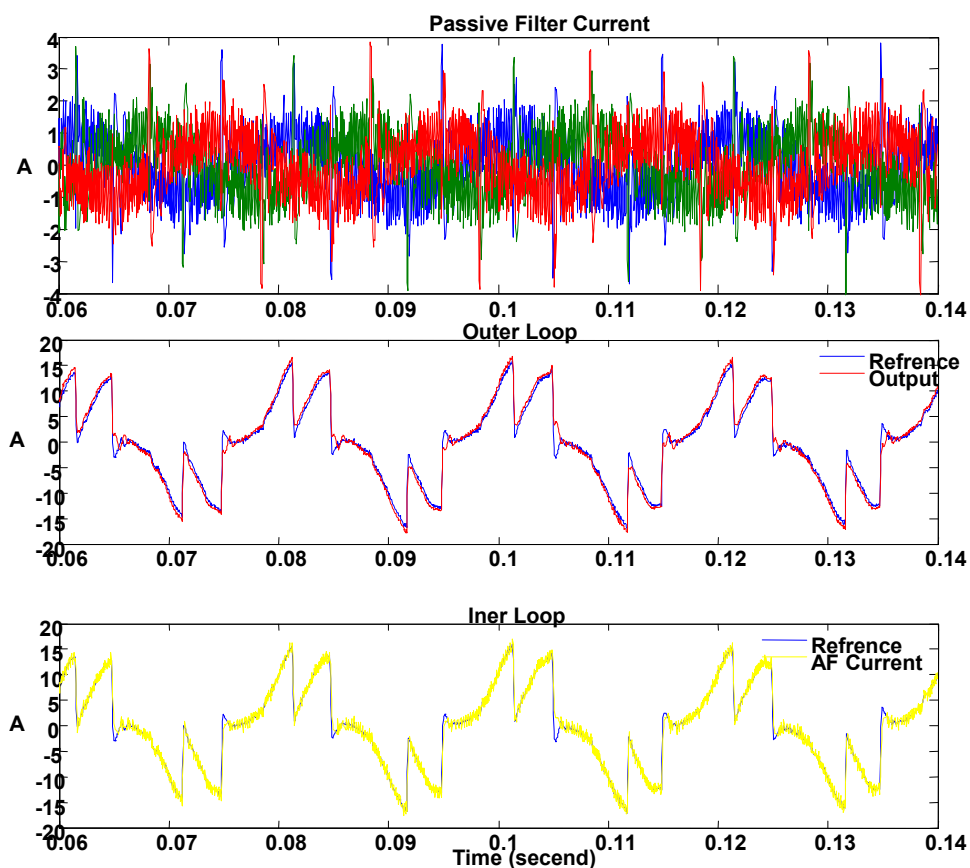


شکل ۵-۱۳ ولتاژهای سیستم جبران شده پیش از تصحیح سیگنال کنترلی جریان

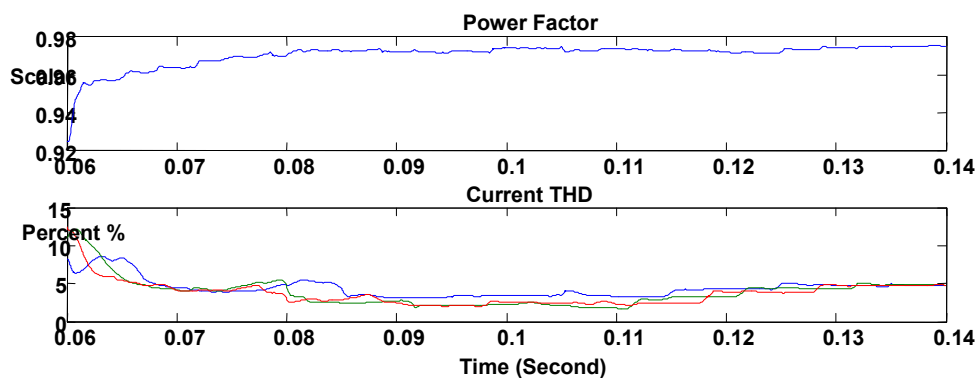


شکل ۵-۱۴ جریان‌های سیستم جبران شده پیش از تصحیح سیگنال کنترلی

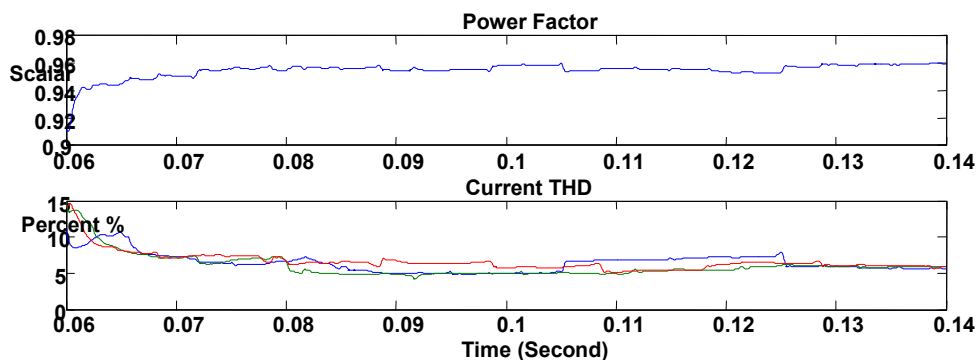
نتایج شبیه سازی سیستم جبران شده با استفاده از UPQC و استراتژی OFC در شکل‌های ۵-۱۳ تا ۵-۱۸ ارایه شده است. شکل ۵-۱۵ جریان‌های فیلتر پسیو، اکتیو موازی و جریان خروجی مجموعه جبران‌ساز را نشان می‌دهد. اثر فیلتر پسیو به صورت انحراف جریان خروجی از سیگنال کنترلی مشاهده می‌شود.



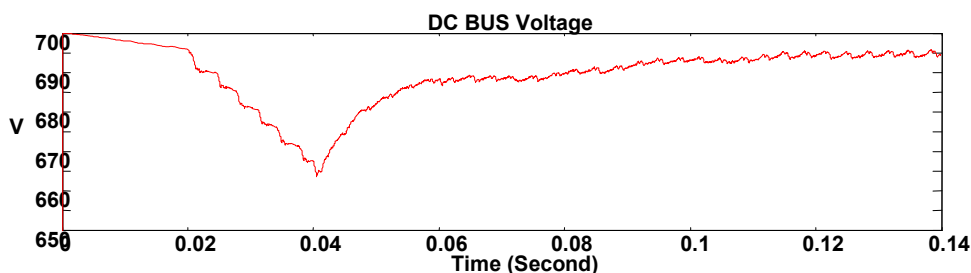
شکل ۵-۱۵ جریان‌های فیلتر پسیو، حلقه داخلی و خارجی جبران‌ساز موازی پیش از تصحیح سیگنال کنترلی جریان



شکل ۵-۱۶ شاخص‌های ایده‌آل ترمینال ولتاژ پس از جبران



شکل ۵-۱۷ شاخص‌های ترمینال ولتاژ و تراز جبران شده



شکل ۵-۱۸ ولتاژ باس DC

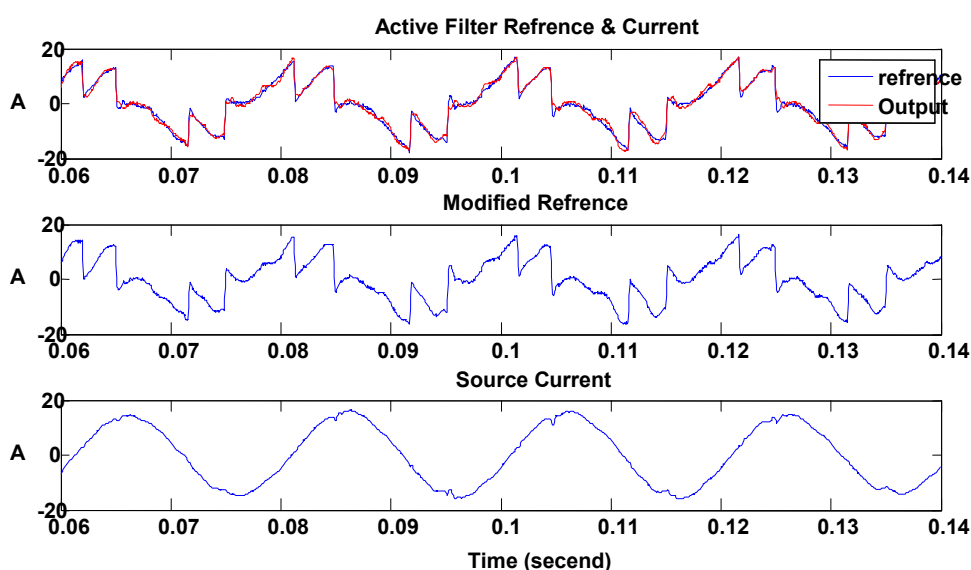
جدول ۵-۴ عکس بهره‌های تابع تبدیل سیستم جبران‌ساز شامل فیلتر اکتیو و فیلتر پسیو

Order	Compensator Transform Function Gain	
	Amplitude	Argument
DC	0.904256043602318	0.015990803855417
H1	0.907049756098925	0.016541569020180
H2	0.907983315868142	0.009262210158934
H3	1.011291386922882	0.091783617475706
H4	0.959986047082098	-0.03088008141943
H5	0.914559880529654	0.053842044533897
H6	1.310765913242914	0.640741959271552
H7	1.439878229892685	0.018391074293808
H8	0.732775413775124	0.172005213509121
H9	1.151346215028009	-0.06917364295917
H10	0.946450731895631	0.088596295362242
H11	1.021626573257702	0.155036056061057
H12	1.012898387606675	0.073558373892271
H13	1.016326318111028	0.094191263515258

مطابق جدول ۵-۳ و شکل‌های ۵-۱۶ و ۵-۱۷، همانگونه که پیش از این عنوان شد، اغتشاش جریان

منبع به دلیل تثبیت ولتاژ بار (و فیلتر پسیو بالاگذر موجود در ساختمان فیلتر اکتیو موازی) به میزان

بسیار خوبی کاهش داشته است. شکل ۵-۱۸ ولتاژ باس DC مجموعه UPQC را نشان می‌دهد که به شکل مطلوبی تثبیت شده است. جدول ۵-۴ بهره‌های محاسبه شده تابع تبدیل مجموعه جبران‌ساز را نشان می‌دهد. شکل ۵-۱۹ جریان منبع، سیگنال کنترلی تغییر یافته و جریان‌های داخلی و خارجی جبران‌ساز موازی را نشان می‌دهد. مطابق انتظار جریان منبع بهبود یافته و به $THD_1=5.23\%$ دست یافته است. اگرچه با مقدار ایده‌آل که 4.8% بدست آمده بود متفاوت است، با اینحال با دقت بسیار خوبی به آن نزدیک شده است.



شکل ۵-۱۹ جریان‌های منبع، جبران‌ساز، مرجع و مرجع تغییر یافته

۳-۵ جمع بندی

مطابق مباحث مطرح شده در فصل‌های ۴ و ۵، استراتژی کنترل OFC قادر به لحاظ نمودن شرایط اینورتر غیر ایده‌آل و بهره‌برداری بهینه از آن می‌باشد. این استراتژی که برای فیلتر اکتیو موازی بکار برده شده است، قادر به تعمیم به بخش موازی بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه (UPQC) است. روش تصحیح سیگنال کنترلی محاسبه تابع تبدیل که در فصل ۴ معرفی شد، جهت تصحیح انحراف جریان خروجی جبران ساز از سیگنال مرجع مورد استفاده قرار گرفت. بهبود بدست آمده نسبتاً کم

بود. حسن استفاده از جبران‌ساز بخش سری، جبران منبع (ترمینال) و تثبیت ولتاژ بار است که ضرورت بیشتری از دیدگاه بارهای حساس دارد.

۴-۵ پیشنهادها

جهت تکمیل و ادامه کار، بخشهای متفاوتی می‌توانند که مورد نظر قرار گیرند که ذکر همه آنها در اینجا ممکن نیست، با اینحال برخی موارد ذکر می‌گردد.

- با توجه به اینکه بهینه سازی انجام شده برای فیلتر اکتیو موازی صورت گرفته، لازم است که برای فیلتر اکتیو سری نیز امکان سنجی گردد.
- با توجه به ارتباط متقابل المانهای ساختمان قدرت فیلترهای اکتیو و بهبود دهنده کیفیت توان یکپارچه و عملکرد توامان آنها، می‌توان بهینه سازی دیگری در ساختمان UPQC با توجه به پاسخ فرکانسی آن بدست آورد که در [1] به صورت مختصر به آن پرداخته شده است. پیشنهاد می‌گردد با وزن دهی مناسب پاسخ فرکانسی جبران‌ساز به صورت بهینه تعیین گردد و المانهای مداری از آن انتخاب گردد.
- لازم است که محدودیت‌های جریاندهی به صورت دقیق شناسایی و محاسبه گردند تا بصورت واقعی تری در تابع هدف بهینه سازی وارد شوند.
- لازم است که محدوده ممکن عملکرد تابع هدف بهینه سازی با توجه به قیدهای مسئله، شناسایی شود.
- با توجه به حجم بالای محاسبات بهینه سازی، لازم است که از روشهای سریعتری جهت بهینه سازی استفاده گردد و یا روش مورد استفاده در جهت افزایش سرعت محاسبه تصحیح گردد
- ساخت جبران‌ساز موازی یا ساختار مرکب سری و موازی و اعمال استراتژی کنترل جهت بررسی و آزمایش فرضیه پیشنهادی می‌تواند موثر باشد.

پیوست: تئوری توان های لحظه‌ای

۱ تعاریف توان در حوزه فرکانس

براساس این روش با تجزیه ولتاژ و جریان‌ها با استفاده از سری فوریه، می‌توان به تعاریف زیر رسید:

▪ توان ظاهری

$$S = V \cdot I \quad (1)$$

که V و I مقادیر موثر ولتاژ و جریانند و توسط روابط زیر محاسبه می‌شوند.

$$V = \sqrt{\frac{1}{T} \int V_{(t)}^2 dt} = \sqrt{\sum_n V_n^2} \quad (2)$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int I_{(t)}^2 dt} = \sqrt{\sum_n I_n^2}$$

▪ توان اکتیو

$$P = \sum V_n I_n \cos \varphi_n \quad (3)$$

▪ توان راکتیو

$$Q = \sum V_n I_n \sin \varphi_n \quad (4)$$

▪ توان اعوجاجی

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \quad (5)$$

اگر ولتاژ u فقط شامل هارمونیک n ام با فرکانس $n\omega_1$ باشد،

$$u = u_n = \sqrt{2} U_n \cos(n\omega_1 + \alpha_n) \quad (6)$$

در صورتی که این ولتاژ به باری با ادمیتانس $Y_n = \sqrt{2} y_n e^{-j\varphi_n}$ (در فرکانس $n\omega_1$) اعمال شود،

جریان بار به صورت زیر است:

$$i = i_n = \sqrt{2} I_n \cos(n\omega_1 + \alpha_n - \varphi_n) \quad (7)$$

که در آن $I_n = Y_n U_n$ می‌باشد. نسبت تغییرات انرژی انتقالی به بار تحت عنوان توان لحظه‌ای بار

S_n به صورت زیر تجزیه می‌شود.

$$S_n = \frac{d\omega}{dt} = u_n i_n = P_n [1 + \cos 2(n\omega_1 t + \alpha_n)] + Q_n \sin 2(n\omega_1 t + \alpha_n)$$

$$P_n = U_n I_n \cos \varphi_n \quad (۸)$$

$$Q_n = U_n I_n \sin \varphi_n$$

۲ تعاریف توان در حوزه زمان

بر اساس این تعاریف، توانها به شکل زیر تعریف می‌شوند:

▪ توان اکتیو

$$P = \frac{1}{T} \int p_{(t)} dt = \frac{1}{T} \int v_{(t)} i_{(t)} dt = V_w I = VI_w \quad (۹)$$

که در آن V و I مقادیر موثر ولتاژ و جریان و V_w و I_w مولفه‌های اکتیو آنها هستند.

▪ توان ظاهری

$$S = VI \quad (۱۰)$$

▪ ضریب توان PF^1

$$PF = \frac{P}{S} \quad (۱۱)$$

▪ توان راکتیو q

$$q = \sqrt{S^2 - P^2} = V_q I = VI_q \quad (۱۲)$$

▪ ولتاژ و جریان اکتیو V_w و I_w

$$V_w = PF \cdot V, \quad I_w = PF \cdot I \quad (۱۳)$$

▪ ولتاژ و جریان راکتیو V_q و I_q

$$V_q = \sqrt{1 - PF^2} V, \quad I_q = \sqrt{1 - PF^2} I \quad (۱۴)$$

¹ Power Factor

۳ توانهای الکتریکی در سیستمهای سه فاز

۱-۳ توان ظاهری سه فاز

دو تعریف که هم برای شرایط سینوسی و غیر سینوسی و هم شرایط نامتعادل ارائه شده اند .
تعریف اول مجموع توانهای ظاهری سه فاز را در نظر می‌گیرد .

$$S = \sum_k S_k = \sum_k V_k I_k \quad (18)$$

تعریف دوم بر مفهوم ولتاژ موثر جمع شده^۱ تکیه دارد که توسط بوخهولتس^۲ ارائه شده و عبارتست از :

$$S = \sqrt{\sum_k V_k^2} \sqrt{\sum_k I_k^2} \quad ; \quad \mathbf{k} = (\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}) \quad (19)$$

که در آن \mathbf{I}_k و \mathbf{V}_k مقادیر موثر ولتاژهای فاز و جریانهای خط در هارمونیک \mathbf{k} ام در سه فاز $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ هستند . بدیهی است که در شرایط غیر سینوسی و یا نامتعادل توان ظاهری بدست آمده از (۱۹) بزرگتر یا مساوی مقدار بدست آمده از رابطه (۱۸) است .

$$I = \sqrt{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2} \quad (20)$$

$$U = \sqrt{V_a^2 + V_b^2 + V_c^2} \quad (21)$$

۲-۳ توان اکتیو سه فاز لحظه‌ای

توان اکتیو سه فاز لحظه‌ای برای یک سیستم سه فاز (با یا بدون سیم چهارم) عبارتست از مجموع انرژی لحظه‌ای که در هر زمان بین دو زیر سیستم جاری می‌گردد و برابر است با :

$$P_{(t)} = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \quad (22)$$

تعریف فوق برای همه سیستمهای متعادل و نامتعادل و تمام شکل موجها صادق است .

¹ Aggregate RMS voltage

² Buchholz

۳-۳ توان غیر اکتیو و راکتیو سه فاز لحظه‌ای

توان غیر اکتیو لحظه‌ای سه‌فاز لحظه‌ای شامل همه قسمت‌هایی از توان فازها می‌شود که در توان اکتیو سه فاز لحظه‌ای شرکت نمی‌کنند.

این تعریف هم در مورد سیستم‌های متعادل و هم نامتعادل با شرایط سینوسی و غیر سینوسی صادق است. در شرایط نامتعادل، توان راکتیو بخشی از توان غیر اکتیو است که صرف عدم تعادل نشود. در حالت کاملاً متعادل توان راکتیو با تعریف توان غیر اکتیو بالا یکسان است.

۴ محاسبات توانهای غیر اکتیو لحظه‌ای

۱-۴ روش مینیمم سازی

مشابه تعریف توان‌های غیر اکتیو، می‌توان جریان غیراکتیو را نیز تعریف کرد. جریان غیر اکتیو در یک سیستم سه فاز عبارتست از مولفه‌هایی از جریان بار که تولید توان اکتیو نمی‌کنند. این تعریف در شرایط سینوسی و نامتعادل نیز صادق است.

جریان و توان غیر اکتیو را می‌توان از روش مینیمم سازی مشخص کرد. بدین منظور ابتدا دو مولفه اکتیو i_{wk} و غیر اکتیو i_{dk} جریان را مشخص می‌کنیم. مقادیر معرفی شده در زیر تماماً لحظه‌ای هستند.

$$i_k = i_{wk} + i_{dk} \quad k = (a, b, c) \quad (23)$$

هدف پایه گذاری یک مساله بهینه‌سازی جریان اکتیو است، بطوریکه جریان‌های غیر اکتیو تولید توان اکتیو نکنند. از اینرو، تابع هدف مساله می‌تواند مجموع مربعات مقادیر لحظه‌ای جریان اکتیو به صورت زیر باشد.

$$f(i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}) = i_{wa}^2 + i_{wb}^2 + i_{wc}^2 \quad (24)$$

باجایگزینی (۲۳) در (۲۴) تابع هدف بر اساس توان‌های اعوجاجی نوشته خواهد شد:

$$f(i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}) = (i_a - i_{da})^2 + (i_b - i_{db})^2 + (i_c - i_{dc})^2 \quad (25)$$

شرط اینکه مولفه‌های غیر اکتیو جریان تولید توان اکتیو نکنند عبارتست از:

$$g(i_{wa}, i_{wb}, i_{wc}) = (v_a i_{da}) + (v_b i_{db}) + (v_c i_{dc}) = 0 \quad (26)$$

هدف مینیمم سازی تابع هدف (۲۵) به شرط (۲۶) است. این مسئله با روش ضرایب لاگرانژ^۱ قابل حل است. مطابق روش ضریب λ (لاگرانژ) را در شروط مسئله ضرب کرده و با تابع هدف جمع می‌کنیم. سپس از تابع بدست آمده نسبت به متغیرهای اصلی مسئله مشتق گرفته و برابر صفر قرار می‌دهیم.

$$\frac{\partial}{\partial i_{dk}} (f + \lambda g) = 0 \quad \mathbf{k} = (\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}) \quad (27)$$

سه معادله دیفرانسیل را در یک دستگاه جبری مرتب کرد:

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & v_a \\ 0 & 2 & 0 & v_b \\ 0 & 0 & 2 & v_c \\ v_a & v_b & v_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2i_a \\ 2i_b \\ 2i_c \\ 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

از حل دستگاه به مقادیر لحظه‌ای جریان‌های غیر اکتیو می‌رسیم.

$$\begin{cases} \lambda = \frac{2(v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c)}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} = \frac{2P}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \\ i_{da} = i_a - \lambda v_a / 2 \\ i_{db} = i_b - \lambda v_b / 2 \\ i_{dc} = i_c - \lambda v_c / 2 \end{cases} \quad (29)$$

با بکارگیری (۲۳) در (۲۹) جریان‌های اکتیو مینیمم شده عبارتند از:

$$\begin{cases} i_{wa} = \frac{P}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \\ i_{wb} = \frac{P}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \\ i_{wc} = \frac{P}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \end{cases} \quad (30)$$

¹ Lagrange Multiplier

در معادله (۳۰) ضریب $\frac{P}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2}$ در حالت کلی بطور لحظه‌ای تغییر می‌کند، با اینحال، در

شرایط خاصی که سیستم سه فاز سینوسی و متعادل باشید، این نسبت مقداری ثابت داشته و i_{wk} متناسب با V_k است. به عبارت دیگر، این جریانها سینوسی و همفاز با ولتاژها می‌باشند. غیر از حالت خاص ذکر شده، برای تمام حالت‌های دیگر تضمینی برای وجود این نسبت وجود ندارد.

۲-۴ مینیمم سازی متناسب

در صورتی که تناسب ولتاژ و جریان‌های منبع از اهمیت خاصی برخوردار باشد، پاسخ بدست آمده در روش مینیمم سازی رابطه (۳۰) را می‌توان با تغییراتی بطور مناسب اصلاح کرد. این تغییرات توسط میانگین گیری به نحوی رابطه (۳۰) را اصلاح می‌کند که جریان و ولتاژ با یک نسبت ثابت متناسب باشند.

$$\bar{i}_{wk} = Gv_k \quad \mathbf{k} = (\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}) \quad (31)$$

$$G = \frac{\bar{P}}{v_a^2(t) + v_b^2(t) + v_c^2(t)} \quad (32)$$

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T (v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t)) dt \quad (33)$$

$$\overline{v_a^2(t) + v_b^2(t) + v_c^2(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T (v_a^2(t) + v_b^2(t) + v_c^2(t)) dt \quad (34)$$

در این معادلات \mathbf{T} پریود ولتاژها و جریان‌های منبع می‌باشد. جریان‌های بدست آمده از (۳۱) توان

غیراکتیو تولید نکرده با ولتاژهای منبع متناسبند.

۳-۴ روش تبدیل $\alpha - \beta - O$

در تئوری ارایه شده از تبدیل کلارک^۱ به منظور ارجاع ولتاژ و جریان‌های سه فاز به فضای با محورهای متعام استفاده شده است. توسط تبدیل جبری $\alpha - \beta - O$ ولتاژها و جریان‌های لحظه‌ای سه فاز و $\alpha - \beta - O$ به صورت زیر به هم ارتباط داده می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = C^T \begin{bmatrix} V_o \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = C^T \begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (38)$$

که در آنها C ماتریس تبدیل کلارک به شکل زیر است:

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (39)$$

توان‌های لحظه‌ای:

توان اکتیو را می‌توان در مختصات $\alpha - \beta - O$ به صورت زیر ارایه داد:

$$P = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_o i_o \quad (40)$$

¹ Clark Transformation

که در آن \mathbf{P} توان اکتیو لحظه‌ای مرسوم ارایه شده توسط (۲۲) است. می‌توان رابطه (۴۰) را به دو بخش توان اکتیو صفحه $\alpha\beta$ و توان اکتیو مولفه صفر تجزیه کرد:

$$\begin{aligned} P &= P_{\alpha\beta} + P_O \\ P_{\alpha\beta} &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ P_O &= v_O i_O \end{aligned} \quad (41)$$

اگر توان الکتریکی را بصورت حاصلضرب ولتاژ و جریان در نظر بگیریم، حاصلضرب ولتاژها و جریان‌های متناظر هر محور معادل توان اکتیو و حاصلضرب ولتاژها و جریان‌های نامتناظر بیانگر توان غیراکتیو است. توان راکتیو براساس حاصلضرب خارجی دوبردار $v_\alpha \times i_\beta$ و $v_\beta \times i_\alpha$ تعریف شده است. جهت $v_\alpha \times i_\beta$ مطابق قانون دست راست عمود بر صفحه $\alpha\beta$ و در جهت محور \mathbf{O} می‌باشد و $v_\beta \times i_\alpha$ براساس همین قانون در خلاف جهت محور \mathbf{O} می‌باشد. با جمع این دو مولفه، توان راکتیو عبارتست از:

$$q = i_\alpha v_\beta - i_\beta v_\alpha = i_\alpha \times v_\beta + i_\beta \times v_\alpha \quad (42)$$

می‌توان (۴۱) و (۴۲) را به شکل ماتریسی زیر خلاصه کرد:

$$\begin{bmatrix} P_O \\ P_{\alpha\beta} \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_O & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_O \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (43)$$

جریان‌ها در مختصات $\alpha\beta$ اینگونه محاسبه می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{\alpha\beta} \\ q \end{bmatrix} \quad (44)$$

اگر در رابطه فوق \mathbf{q} را برابر صفر قرار داده شود، مولفه‌های اکتیو جریان‌ها در مختصات $\alpha\beta$ و در صورتیکه $P_{\alpha\beta}$ صفر شود، مولفه‌های راکتیو این جریان‌ها بدست می‌آیند.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{\alpha\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (45)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_a^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \quad (46)$$

از روابط فوق می‌توان دریافت که :

$$P_{\alpha\beta} = v_\alpha i_{\alpha p} + v_\beta i_{\beta p} \quad (47)$$

$$0 = v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q} \quad (48)$$

رابطه (۴۸) بیان می‌دارد که مولفه‌های راکتیو جریان‌ها در مختصات $\alpha\beta$ همانند سایر دستگاه‌ها، تاثیری در ایجاد توان اکتیو ندارند که با تعبیر روش مینیمم سازی هماهنگ است. جریان‌های هر محور به دویبخش تقسیم می‌شوند. قسمتی که در ایجاد توان اکتیو مشارکت داشته و قسمتی که در آن سهمی ندارند. در صورتی که توان راکتیو تعریف شده توسط رابطه (۴۲) برحسب ولتاژ و جریان‌های فازی بیان گردند، رابطه q به صورت زیر بدست می‌آید :

$$q = \frac{-1}{\sqrt{3}} ((v_a - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b) \quad (49)$$

۴-۴ تئوری کلی توان لحظه‌ای

در این روش مقادیر لحظه‌ای ولتاژ فازها و جریان خطوط در قالب یک فضای برداری لحظه‌ای (\mathbf{v}, \mathbf{i}) بیان می‌گردند بطوریکه سه محور عمود برهم $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ پایه بردارهای مستقل این فضای برداری در نظر گرفته شده که بردار ولتاژ فازها و بردار جریان خطوط توسط بردارهای واحد این محورها ارایه می‌گردند. بر این اساس توان لحظه‌ای اکتیو یک سیستم سه فاز عبارت است از حاصل ضرب داخلی \mathbf{i} و \mathbf{v} و توان لحظه‌ای راکتیو (غیراکتیو) به صورت حاصلضرب خارجی آنها :

$$\underline{V} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad \underline{i} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (50)$$

$$p = \underline{v} \cdot \underline{i} \quad (51)$$

$$q = \underline{i} \times \underline{v} \quad (52)$$

بردار \mathbf{q} تحت عنوان توان لحظه‌ای غیراکتیو، دارای سه مولفه در راستای $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ بوده و عبارتست از:

$$\mathbf{q} = \begin{bmatrix} \hat{i} & \hat{j} & \hat{k} \\ v_a(t) & v_b(t) & v_c(t) \\ i_a(t) & i_b(t) & i_c(t) \end{bmatrix} = q_a(t)\hat{i} + q_b(t)\hat{j} + q_c(t)\hat{k} \quad (53)$$

که در آن $\hat{i}, \hat{j}, \hat{k}$ بترتیب بردارهای یک‌محوره‌ای $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ در نظر گرفته شده‌اند. بدین ترتیب

اندازه توان غیر اکتیو عبارتست از:

$$q(t) = |\underline{q}| = \sqrt{q_a^2(t) + q_b^2(t) + q_c^2(t)} \quad (54)$$

و بردار جریان‌های لحظه‌ای اکتیو و غیر اکتیو به شکل زیرند:

$$\underline{i}_p = \begin{bmatrix} i_{pa}(t) \\ i_{pb}(t) \\ i_{pc}(t) \end{bmatrix} = \frac{P}{\underline{v} \cdot \underline{v}} \underline{v} \quad (55)$$

$$\underline{i}_q = \begin{bmatrix} i_{qa}(t) \\ i_{qb}(t) \\ i_{qc}(t) \end{bmatrix} = \frac{q^* \underline{v}}{\underline{v} \cdot \underline{v}} \quad (56)$$

و توان ظاهری به شکل زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{cases} S(t) = ui \\ u = \sqrt{v_a^2(t) + v_b^2(t) + v_c^2(t)} \\ i = \sqrt{i_a^2(t) + i_b^2(t) + i_c^2(t)} \\ PF = \frac{P}{S} \end{cases} \quad (57)$$

۴-۴-۱ ارتباط بردارهای تعریف شده:

قضیه ۱: بردار جریان برای تمام لحظات به صورت مجموع بردارهای لحظه‌ای بیان می‌گردد

$$(\underline{i} = \underline{i}_p + \underline{i}_q)$$

قضیه ۲: \underline{i}_q بر \underline{v} عمود است ($\underline{v} \cdot \underline{i}_q = 0$) و \underline{i}_p موازی \underline{v} است ($\underline{v} \times \underline{i}_p = \mathbf{0}$).

قضیه ۳: روابط زیر معتبرند:

$$\text{a) } \underline{i}^2 = \underline{i}_p^2 + \underline{i}_q^2 \quad \text{b) } S^2(t) = p^2(t) + q^2(t) \quad \text{c) } i^2 = \frac{p^2 + q^2}{u^2}$$

۴-۵ تجزیه هارمونیک توان‌ها

در یک سیستم سه فاز با سیم چهارم در شرایط کلی غیرسینوسی و نامتعادل در حالت دائمی، فرکانس زاویه‌ای پایه ولتاژها و جریانها ω و هارمونیک n ام آنها را $n\omega$ می‌باشد. سری فوریه^۱ شکل موجهای ولتاژ و جریان به شکل زیر است:

$$\begin{cases} v_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} V_{kn} \sin(n\omega t + \varphi_{kn}) \\ i_k(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_{kn} \sin(n\omega t + \delta_{kn}) \end{cases} \quad \mathbf{k} = (\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}) \quad (60)$$

که در آن \mathbf{V}_{kn} و φ_{kn} به ترتیب ولتاژ موثر و فاز هارمونیک n ام ولتاژ و \mathbf{I}_{kn} و δ_{kn} جریان موثر و فاز هارمونیک n ام جریان است. اینک می‌توان تبدیل مولفه‌های متقارن را در هر هارمونیک اعمال کرد تا مولفه‌های مثبت، منفی و صفر آنها به صورت زیر مشخص شود:

$$\begin{bmatrix} v_{0n} \\ v_{+n} \\ v_{-n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (61)$$

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{0n} \\ v_{+n} \\ v_{-n} \end{bmatrix}$$

به کمک رابطه (۶۰) و (۶۱) می‌توان هر هارمونیک را به مولفه‌های مثبت، منفی و صفر تجزیه کرد. این ارتباط در زیر آمده است. بدیهی است که با جمع همه هارمونیک‌ها ولتاژ فازها بدست خواهند آمد.

¹ Fourier Series

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \sin(n\omega t + \varphi_{On}) & \sin(n\omega t + \varphi_{+n}) & \sin(n\omega t + \varphi_{-n}) \\ \sin(n\omega t + \varphi_{On}) & \sin(n\omega t + \varphi_{+n} - \frac{2\pi}{3}) & \sin(n\omega t + \varphi_{-n} + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(n\omega t + \varphi_{On}) & \sin(n\omega t + \varphi_{+n} + \frac{2\pi}{3}) & \sin(n\omega t + \varphi_{-n} - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{On} \\ v_{+n} \\ v_{-n} \end{bmatrix} \quad (62)$$

می‌توان ولتاژهای فاز و جریان‌های خط را در فضای $\alpha - \beta - O$ برحسب مولفه‌های متقارن

هارمونیک‌های آنها نوشت :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{\beta n} \\ v_{On} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} \sin(n\omega t + \varphi_{+n}) & \sqrt{3} \sin(n\omega t + \varphi_{-n}) \\ 0 & -\sqrt{3} \sin(n\omega t + \varphi_{+n}) & \sqrt{3} \sin(n\omega t + \varphi_{-n}) \\ \sqrt{6} \sin(n\omega t + \varphi_{On}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{On} \\ v_{+n} \\ v_{-n} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{an} \\ i_{\beta n} \\ i_{On} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} \sin(n\omega t + \varphi_{+n}) & \sqrt{3} \sin(n\omega t + \varphi_{-n}) \\ 0 & -\sqrt{3} \sin(n\omega t + \varphi_{+n}) & \sqrt{3} \sin(n\omega t + \varphi_{-n}) \\ \sqrt{6} \sin(n\omega t + \varphi_{On}) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{On} \\ i_{+n} \\ i_{-n} \end{bmatrix} \quad (63)$$

در فضای $\alpha - \beta - O$ توان اکتیو $p_{\alpha\beta}$ از رابطه (۴۱) تعیین می‌شود. با جایگزینی کمیات ولتاژ و

جریان $\alpha - \beta$ از رابطه (۶۳) در (۴۱) می‌توان توان اکتیو متوسط $\bar{p}_{\alpha\beta}$ و توان اکتیو نوسانی $\tilde{p}_{\alpha\beta}$ را

به صورت زیر محاسبه کرد، بطوریکه $p_{\alpha\beta} = \bar{p}_{\alpha\beta} + \tilde{p}_{\alpha\beta}$:

$$\bar{p}_{\alpha\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+n} I_{+n} \cos(\varphi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n} I_{-n} \cos(\varphi_{-n} - \delta_{-n})$$

$$\tilde{p}_{\alpha\beta} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \cos((m-n)\omega t + \varphi_{+m} - \delta_{+n})$$

$$+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \cos((m-n)\omega t + \varphi_{-m} - \delta_{-n}) \quad (64)$$

$$- \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{-n} \cos((m+n)\omega t + \varphi_{+m} + \delta_{-n})$$

$$- \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{+n} \cos((m+n)\omega t + \varphi_{-m} + \delta_{+n})$$

توان اکتیو مولفه صفر به شکل زیر است :

$$\begin{aligned}\bar{p}_O &= \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{on} I_{on} \cos(\varphi_{on} - \delta_{on}) \\ \tilde{p}_O &= \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m \neq n}^{\infty} 3V_{Om} I_{Om} \cos((n-m)\omega t + \varphi_{On} - \delta_{Om}) \\ &\quad - \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=1}^{\infty} 3V_{Om} I_{Om} \cos((n+m)\omega t + \varphi_{On} + \delta_{Om})\end{aligned}\quad (65)$$

توان راکتیو از جایگذاری معادله (۶۳) در (۴۲) به شکل زیر بدست می‌آید :

$$\begin{aligned}\bar{q} &= \sum_{n=1}^{\infty} -3V_{+n} I_{+n} \sin(\varphi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-n} I_{-n} \sin(\varphi_{-n} - \delta_{-n}) \\ \tilde{q} &= - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{+n} \sin((m-n)\omega t + \varphi_{+m} - \delta_{+n}) \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{-n} \sin((m-n)\omega t + \varphi_{-m} - \delta_{-n}) \\ &\quad + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{+m} I_{-n} \sin((m+n)\omega t + \varphi_{+m} + \delta_{-n}) \\ &\quad - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} 3V_{-m} I_{+n} \sin((m+n)\omega t + \varphi_{-m} + \delta_{+n})\end{aligned}\quad (66)$$

مراجع

- [1] دانشگاه صنعتی خواجه نصیر؛ "کنترل توانهای غیر اکتیو و هارمونیک‌ها" محمد توکلی بینا- ۱۳۸۲
- [2] Mohan, Undeland, Robbins "Power Electronics" , 2003 John Willy
- [3] ترجمه رضا قاضی ، جهاد "کنترل توان راکتیو در سیستمهای الکتریکی" تی.جی.ای.میلر دانشگاهی مشهد ۱۳۷۱
- [4] Hirofumi Akagi. "Trends in Active Filters" IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 9, NO. 3, May 1994, pp. 263-268.
- [5] IEEE Std 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.
- [6] IEEE Std 1531-2003, IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters.
- [7] IEEE Std 1159-1995, IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality
- [8] IEEE Std 1250-1995, IEEE Guide for Service to Equipment Sensitive to Momentary Voltage Disturbances
- [9] ترجمه سید ابراهیم افجه‌ای ، نوپردازان ۱۳۷۷ "الکترونیک قدرت" محمد هـ رشید،
- [10] Erickson, Robert W. and Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", 2nd ed.; Norwell, Mass.: Kluwer Academic, c 2001
- [11] Tae-Won Chun and Meong-Kyu Choi, "Development of Adaptive Hysteresis Band Current Control Strategy of PWM Inverter with Constant Switching Frequency", 0-7803-3044-7196 , 1996 IEEE
- [12] L.Malesani, L.Rossto.P.Tenti,"Active Filter for Reactive Power and Harmonics Compensation", IEEE-PESC 1986,pp.321-330
- [13] C. Zhan, C. Fitzer, V. K. Ramachandaramurthy, A. Arulampalam, M.Barnes, and N. Jenkins, "Software phase-locked loop applied to dynamic voltage restorer (DVR)," in Proc. IEEE-PES, pp.1033–1038, 2001
- [14] M. El-Habrouk, M.K. Darwish, "Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs", Proc. of Electric Power Applications, Vol. 148, pp. 21 – 28, 2001

- [15] F.Z. Peng, H.Akagi ,A. Nabae, “A New Approach to Harmonic Compensation in Power System- A Combined System of Shunt Passive and Series Active Filters” IEEE Transaction on Industrial Applications, Jan/Feb 1993
- [16] S.M.R Rafiei and M.R. Iravani, “Optimal and adaptive compensation of voltage and current harmonics under nonstiff-voltage conditions” IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 152, No. 5, September 2005
- [17] Po-Tai Cheng, Subhashish Bhattacharya, and Deepak M. Divan,” Control of Square-Wave Inverters in High-Power Hybrid Active Filter Systems”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 34, NO. 3, MAY/JUNE 1998
- [18] M Vilathgamuwa, YH Zhang, S S Choi, “Modeling, Analysis and control of Unified Power Quality Conditioner”,8th ICHQP’98 , 1998 IEEE
- [19] Yunping Chen, Xiaoming Zha*Jin Wang, Huijin Liu, Jianjun Sun and Honghai Tang , “ Unified Power Quality Conditioner(UPQC): the Theory, Modeling and Application”, 0-7803-6338-8, 2000 IEEE
- [20] Gu Jianjun, Xu dianguo, Liu Hankui and Gong Maozhong, “Unified Power Quality Conditioner(UPQC): the Principle, Control and Application”, 0-7803-7156-9/02, 2002 IEEE
- [21] A.Elnady, M.M.A. Salama, “New Functionalities of an Adaptive Unified Power Quality Conditioner” , 0-7803-7173, 2001 IEEE
- [22] Su Chen, Geza Joos, “Rating Issues of Unified Power Quality Conditioner for Load Bus Voltage Control in Distribution System”, 0-7803-6672, 2001 IEEE
- [23] A.Elnady, W.El-Khattam and M.M.A. Salama, “Mitigation of AC Arc Furnace Voltage Flicker Using The Unified Power Quality Conditioner”,0-7803-7322, 2002 IEEE
- [24] Josef Tluty and Viktor Valouch, “Effectiveness of Unified Power Quality Conditioner for Flicker Mitigation”, ???
- [25] Ahmad Esfandiari , Mostafa Parniani and Hossein Mokhtari, “Mitigation of Electric Arc Furnace Disturbances Using the Unified Power Quality Conditioner”, 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2004 Busan, Korea
- [26] Gong Maozhong, Liu Hankui, Gu Jianjun and Xu Dianguo, “Active Voltage Regulator Based on Novel Synchronization Method for Unbalance and Fluctuation Compensation”, 0-7803-7474-6/02 ,2002 IEEE
- [27] Malabika Basu, S.P. Das and Gopal K. Dubey, “Performance Study of UPQC-Q for Load Compensation and Voltage Sag Mitigation”, 0-7803-7474-6/02, 2002 IEEE
- [28] Min-Sung Yun,Woo-Cheol Lee, Inyoung Suh and Dong-Seok Hyun, “A New Control Scheme of Unified Power Quality Compensator-Q with Minimum Power Injection”, 0-7803-8730-9/04, 2004 IEEE

-
- [29] Dusan Gravic, Vladimir Katic and Alfred Rufer, "Power Quality Compensation Using Universal Power Quality Conditioning System", IEEE Trans, Power Delivery, vol. 8, no.2, pp.697-703, 2000 IEEE
- [30] Arindam Ghosh, Amit Kumar Jindal and Avinash Joshi, "A Unified Power Quality Conditioner for Voltage Regulation of Critical Load Bus"???
- [31] L.H.Tey, P.L.So," Neural Network-Controlled Unified Power Quality Conditioner for System Harmonics Compensation" 0-7803-7525, 2002 IEEE
- [32] L.H.Tey, Y.C.Chu," Unified Power Quality Conditioner for Improving Power Quality Using ANN with Hysteresis Control" POWERCON, 2004 IEEE
- [33] B.N.Singh, Ambrish Chandra, Kamal Al-Haddad and Bhim Singh," Fuzzy Control Algorithm for Universal Active Filter"???
- [34] Beom-Seok, Woo_Cheol Lee, Dong-Seok hyun , Taeck-Kie Lee, "An Over Current Protection Scheme for Series Active Compensators", 27th IEEE Industrial Electronics Society, 2001 IEEE
- [35] S. Mohammad-Reza Rafiei, Hamid A. Toliyat, Reza Ghazi and Tilak Gopalarathnam, "An Optimal and Flexible Control Strategy for Active Filtering and Power Factor Correction Under Non-Sinusoidal Line Voltages", IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY, VOL. 16, NO. 2, APRIL 2001
- [36] 'Matlab/ Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox Users Guided' 1994-2006 the MathWorks, Inc.