



دانشکده برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی برق
گرایش قدرت

طراحی و شبیه سازی یک فیلتر فعال برای بهبود کیفیت توان

یک مرکز رایانه‌ای با تکیه بر منطق فازی

جاوید خراسانی

اساتید راهنما

دکتر علی اکبر قره ویسی

دکتر سید ابراهیم حسینی

تابستان ۱۳۸۴

به نام آنکه

هر چه هست و نیست

از لطف و حکمت اوست

... این اندک را بپذیر

تقدیم

به آنکه

با دلواپسیهایش همراه من است

با حمایت و حضورش امید را در من زنده نگاه می دارد

مرا دوست دارد و از پیشرفت من شاد می شود



پدر، مادر

و همه عزیزانم

«متشکرم»

اساتید گرانقدر

جناب آقای دکتر علی اکبر قره ویسی
جناب آقای دکتر سید ابراهیم حسینی

حسن ظن شما به اینجانب و راهنماییها و حمایتهای محبت آمیزتان در انجام این
پایان نامه مایه مباهات و افتخار من است. همواره ارادتمند شما خواهم بود.

جاوید خراسانی

از اساتید محترم

جناب آقای دکتر احمد دارابی ، جناب آقای دکتر علی دستفان

و جناب آقای دکتر محمد رضا رفیعی

که مسوولیت دفاع این پایان نامه را بر عهده گرفتند تشکر می نمایم.

همچنین از دوستانم در دانشگاه صنعتی شاهرود که در این مدت همراه من بودند،

نیز دوست و برادر عزیزم آقای مهندس رضا ریحانی کمال تشکر را دارم.

جاوید خراسانی

چکیده

کامپیوترها از جمله وسایلی هستند که در بسیاری کاربردهای خانگی، تجاری و صنعتی به طور گسترده یافت می شوند. این دستگاهها که از منابع تغذیه سوئیچینگ بهره می برند مصرف کننده‌هایی غیر خطی هستند که جریانی با هارمونیکهای بالا مصرف می کنند. به این ترتیب این جریان مغشوش و هارمونیکی به میزان زیادی بر مؤلفه‌های کیفیت توان از جمله اعوجاج هارمونیکی کل جریان و ولتاژ تاثیر منفی می گذارد. از این جهت در این پایان نامه با در نظر گرفتن یک مدل جریانی برای کامپیوتر شخصی، یک فیلتر فعال تکفاز برای یک مرکز کامپیوتر طراحی شده است. مدلسازی این مرکز و فیلتر فعال اینورتری مورد نظر در نرم افزار MATLAB و حل معادلات آن به روش اویلر انجام گرفته است. در این راستا برای محاسبه مؤلفه اصلی جریان از روش تبدیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان استفاده شده است. همچنین به عنوان یک روش دیگر، یک شبکه فازی-عصبی تطبیقی پیشنهاد و نشان داده شده است که نتایج حاصل از هر دو روش به میزان زیادی به هم نزدیک می باشد. در بخش دیگر یک کنترلر فازی برای کنترل ولتاژ باس DC طراحی و با یک کنترلر خطی مقایسه شده است. کنترلر فازی در حالت دائمی پاسخی بهتر از خود نشان می دهد و به تغییرات پارامترهای سیستم از جمله بار حساسیت کمتری دارد. نتایج شبیه سازیها نشان می دهد که عمل حذف هارمونیکهای جریان بار بخوبی انجام گرفته است.

کلمات کلیدی: فیلتر فعال - کامپیوتر - کیفیت توان - منبع تغذیه سوئیچینگ - کنترل فازی - ANFIS

فهرست عناوین

صفحه	عنوان
۱	فصل اول: مقدمه
۱	۱-۱ مقدمه
۲	۲-۱ تاثیر اغتشاشات
۳	۳-۱ کامپیوترها
۳	۴-۱ فیلتر فعال، راه حلی برای مشکلات کیفیت توان
۴	۵-۱ تاریخچه
۵	۶-۱ بخشهای پایان نامه
۷	فصل دوم: ساختار مداری فیلترهای فعال
۷	۱-۲ مقدمه
۷	۲-۲ روش کلی جبران
۹	۳-۲ روش اتصال فیلترهای فعال قدرت
۹	۱-۳-۲ فیلترهای فعال موازی
۱۱	۲-۳-۲ فیلترهای فعال سری
۱۴	۳-۳-۲ فیلترهای فعال سری-موازی
۱۴	۴-۳-۲ فیلترهای فعال مرکب
۱۶	۴-۲ انواع مدارهای فیلترهای فعال
۱۸	۵-۲ فیلتر اینورتری تکفاز
۲۱	۶-۲ تولید شکل موج جریان مرجع
۲۳	۷-۲ محاسبه متغیر جبران شدنی
۲۳	۱-۷-۲ روشهای آنالوگ
۲۴	۲-۷-۲ محاسبات FFT دیجیتال
۲۴	۳-۷-۲ الگوریتم جبران توان جعلی
۲۵	۴-۷-۲ روشهای دیگر

۲۵	۵-۷-۲ تحلیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان
۲۵	۸-۲ روشهای کنترل
۲۵	۱-۸-۲ کنترل حلقه باز
۲۶	۲-۸-۲ روشهای کنترل حلقه بسته
۲۶	۱-۲-۸-۲ روش ولتاژ ثابت خازن
۲۶	۲-۲-۸-۲ روش جریان ثابت سلف
۲۷	۳-۲-۸-۲ روشهای بهینه سازی
۲۷	۴-۲-۸-۲ تکنیک کنترل خطی ولتاژ
۲۷	۵-۲-۸-۲ روشهای دیگر
۲۸	۳-۸-۲ استفاده از کنترلر فازی

۲۹	فصل سوم: مدل بارهای کامپیوتری
۲۹	۱-۳ مقدمه
۲۹	۲-۳ هارمونیکهای جریان یک کامپیوتر
۳۲	۳-۳ حذف هارمونیکها

۳۴	فصل چهارم: فیلتر فعال تکفاز برای بهبود کیفیت توان مرکز کامپیوتر
۳۴	۱-۴ مقدمه
۳۵	۲-۴ محاسبه مولفه اصلی جریان بار
۳۶	۱-۲-۴ تبدیل فوریه با پنجره لغزان
۳۹	۲-۲-۴ محاسبه مولفه اصلی با استفاده از ANFIS
۴۱	۳-۴ ساختار مدار قدرت
۴۱	۱-۳-۴ ولتاژ باس DC
۴۱	۲-۳-۴ خازن باس DC
۴۲	۳-۳-۴ سلف محدود کننده جریان
۴۳	۴-۴ روش پیشنهادی مدولاسیون باند هیستریزس

۴۵	۵-۴ طراحی کنترلر فازی
۴۹	فصل پنجم: نتایج شبیه‌سازی
۴۹	۱-۵ مقدمه
۴۹	۲-۵ مدل‌سازی
۵۰	۳-۵ عملکرد کنترلر خطی در هنگام تغییرات بار
۵۳	۴-۵ عملکرد کنترلر فازی در هنگام تغییرات بار
۵۳	۱-۴-۵ راه اندازی
۵۶	۲-۴-۵ کاهش بار
۶۰	۳-۴-۵ افزایش بار
۶۳	۵-۵ مقایسه کنترل فازی و کنترل تناسبی
۶۳	۶-۵ اثر تغییر بهره ورودی خطا و ظرفیت خازن در حالت گذرای سیستم با کنترلر فازی
۶۴	۷-۵ استفاده از ANFIS
۶۶	۸-۵ تغییر پارامترها
۶۶	۱-۸-۵ حالت نمونه
۶۹	۲-۸-۵ تغییر ولتاژ مرجع باس dc
۷۱	۳-۸-۵ تغییر ظرفیت خازن باس dc
۷۲	۴-۸-۵ تغییر اندوکتانس محدود کننده جریان
۷۳	۵-۸-۵ تغییر بار
۷۴	۶-۸-۵ تغییر فرکانس سوئیچینگ
۷۶	۷-۸-۵ تغییر همزمان پارامترها
۷۸	۸-۸-۵ جمع بندی
۸۰	نتیجه گیری و پیشنهادها
۸۲	مراجع
۸۵	ضمیمه: برنامه کامپیوتری

فصل اول

مقدمه

۱-۱) مقدمه

کاربرد الکترونیک قدرت در قالب ادوات FACTS^۱ تاکنون انتظارات موجود را برای کاهش محدودیتهای سیستم انتقال برآورده نکرده است؛ اما با وجود این، حضوری فعال و موثر در رفع مشکلات سیستم توزیع دارد. الکترونیک قدرت از سه جهت در سیستم توزیع تاثیر گذار است. در وهله اول وسایل گرانقیمت صنعتی و خانگی را توسعه می دهد، آنگاه به همین دلیل باعث ایجاد مشکلاتی می شود و نهایتاً خود به حل این مشکلات کمک می کند.

از یک سو الکترونیک قدرت و میکروالکترونیک، به شکل قابل توجهی کیفیت زندگی مدرن را بالا برده اند و باعث گسترش وسایل قابل کنترل و پربازده در صنعت و منازل شده اند؛ از سوی دیگر این دو تکنولوژی بسیار حساس هستند و با یکدیگر و نیز به طور فزاینده در کیفیت تامین^۲ انرژی الکتریکی تداخل می کنند.

قطعات سوئیچ نیمه هادی جدید در محدوده وسیعی از کاربردهای شبکه توزیع و بارهای صنعتی و خانگی استفاده می شوند. کاربردهایی نظیر درایوهای کنترل سرعت موتورهای، کامپیوترها و

1 - Flexible AC Transmission System

2 - Quality of Service

وسایل الکترونیکی مصرف کنندگان (مثل تلویزیون و ...) از این قبیل هستند. این قطعات الکترونیک قدرت راه‌حلهایی اقتصادی و قابل اعتماد برای مدیریت و کنترل بهتر مصرف انرژی الکتریکی هستند. با وجود این، مشخصه‌های غیر خطی این قطعات نیمه هادی باعث ایجاد ناخالصی در شکل موجهای ولتاژ و جریان در نقطه اتصال مشترک (PCC)^۱ بارهای صنعتی می‌شود. این قطعات آلوده کننده و معوج کننده اصلی سیستم قدرت هستند.

در حال حاضر پردازنده های میکروالکترونیک به بسیاری کاربردها راه یافته اند. از کاربردهای صنعتی، تشخیصهای پزشکی و اندازه‌گیریها گرفته تا کاربردهای خانگی مثل ویدئو و DVD، از پردازنده های میکروالکترونیکی استفاده می کنند. این کاربردها نسبت به مسائل کیفیت توان مثل اغتشاشات الکتریکی یا هارمونیکهای سیستم قدرت بسیار حساس و آسیب پذیر هستند. البته تنها کاربردهای میکروالکترونیکی این مشکل را ندارند؛ بلکه بارهای نیمه هادی نیز که اصلی ترین آلوده کننده سیستم قدرت هستند خود به این آلودگی حساسند.

۱-۲) تاثیر اغتشاشات

اتفاقات غیر قابل توجه در شبکه های کامپیوتری، فرسودگی پیش از موعد موتورها، پارازیت‌های خطوط مخابراتی و گرم شدن بیش از حد ترانسفورماتورها، تنها بخش کوچکی از مخاطراتی است که مشکلات کیفیت توان^۲ به دستگاههای خانگی و صنعتی تحمیل می کند. یک نقص کوچک در کیفیت توان ممکن است تمام کارخانجات را به تعطیلی بکشانند.

مطالعات شرکت برق کانادا نشان می دهد که مشکلات کیفیت توان شامل افت و نوسان ولتاژ^۳، گذرا^۴ و هارمونیکها، سالانه حدود ۱/۲ میلیارد دلار تلفات در این کشور ایجاد می کند. به دلیل خطرات و آلودگیهای ذاتی ایجاد شده، محققان به دنبال یافتن روشهایی برای حل این مشکلات هستند و

1 - Point of Common Coupling

2 - Power Quality

3 - Voltage Sag and Surge

4 - Transient

صنایع به طور گسترده ای در استفاده از وسایل جدید و پیچیده برای بهبود کیفیت توان اقدام می-کنند.

۳-۱) کامپیوترها

بارهای کامپیوتری را می توان در همه بخشهای خانگی، تجاری و صنعتی هر جامعه یافت. طبیعت این بارها بسیار غیرخطی است. طبق اندازه گیری های به عمل آمده، منابع تغذیه سوئیچینگ کامپیوترهای شخصی، هارمونیکهای جریانی تا مرتبه ۲۵ تولید می کنند[۱]. میزان هارمونیکهای جریان، شکل موج و مدل بار کامپیوتری در فصل سوم به تفصیل بررسی شده است. در این پروژه یک فیلتر فعال تکفاز برای حذف هارمونیکهای جریان یک مرکز کامپیوتر و بهبود کیفیت توان آن طراحی و شبیه سازی شده است.

۴-۱) فیلتر فعال، راه حلی برای مشکلات کیفیت توان

دو روش برای مقابله با مشکلات کیفیت توان وجود دارد [۲]. روش اول تصحیح بار^۱ است به این معنی که بار نسبت به اغتشاشات توان، با حساسیت کمتری طراحی شود. روش دیگر نصب سیستمهای تصحیح خط^۲ برای حذف یا تقلیل اغتشاشات سیستم قدرت است.

ساده ترین و معمولترین روش فیلترکردن هارمونیکها استفاده از فیلترهای غیر فعال است. این فیلترها اغلب برای کاربردهای مختلف به طور خاص طراحی می شوند، اما کارکرد آنها به هارمونیکهای کمی محدود می شود و می توانند باعث ایجاد پدیده تشدید^۳ در سیستم قدرت شوند. این فیلترها از عناصر ذخیره کننده انرژی، خازن و سلف، استفاده می کنند. معمولترین این فیلترها، فیلتر LC موازی^۴ و فیلتر LC موازی پایین گذر^۵ است. مزایای این فیلترها، سادگی، قابلیت اطمینان و هزینه پایین آنهاست. اما مهمترین معایب آنها ایجاد تشدید در سیستم، بازدهی - که تابعی از ساختار کلی

1 - Load Conditioning

2 - Line Conditioning

3 - Resonance

4 - Shunt-Tuned LC Filter

5 - Shunt Low-Pass LC Filter

سیستم است^۱ و مسائل تنظیم و عدم تنظیم احتمالی آنهاست. این مشکل با استفاده از فیلترهای فعال رفع می شود.

در بین تکنیکهای مختلف جدیدی که برای بهبود کیفیت توان وجود دارد، فیلتر فعال قدرت^۱ (APF) به عنوان روشی مهم و قابل انعطاف برای جبران اغتشاشات ولتاژ و جریان در شبکه توزیع شناخته شده است. APF با استفاده از ادوات الکترونیک قدرت مولفه های جریان و ولتاژ را به گونه ای ایجاد می کند که مولفه های هارمونیک بارهای غیر خطی یا خطوط تغذیه را حذف کند. ایده فیلترهای فعال تقریباً قدیمی است اما توسعه عملی آنها با بهبود توانایی ها در الکترونیک قدرت و کنترل میکروکمپیوتری و نیز کاهش قیمتها امکان پذیر شده است به این ترتیب تدریجاً APF ها بر فیلترهای غیر فعال برتری یافته و با رقابتی شدن قیمتشان سهم عمده ای در بازار را به سرعت به خود اختصاص خواهند داد.

۱-۵) تاریخچه

مفهوم پایه ای فیلترهای فعال اولین بار توسط Sasaaki و Machida در سال ۱۹۷۱ ارائه شد [۳]. این ساختار شامل یک فیلتر بالاگذر است که مؤلفه اصلی جریان بار را جدا می کند. مابقی سیگنال، مؤلفه های هارمونیک می باشند که پس از تقویت، با فاز مخالف، از طریق یک ترانسفورماتور به خط اعمال می شوند و جریان خط عاری از هارمونیک می گردد. این سیستم به علت استفاده از یک تقویت کننده دارای راندمان کمی بود و در عمل مورد استفاده قرار نگرفت.

در سالهای ۱۹۷۳ و ۱۹۷۴ تحقق فیلترهای فعال با استفاده از اینورترهای سوئیچینگ توسط Hoft و Patel انجام شد [۴-۵]. این افراد کار خود را از طریق شبیه سازی ارائه نمودند.

اولین مدل آزمایشگاهی از فیلترهای فعال در سال ۱۹۷۶ توسط Amentani از کشور ژاپن ساخته شد [۶]. تا سال ۱۹۸۳ کارهای مشابهی توسط دیگران ارائه شد. در سال ۱۹۸۴، Akagi نظریه توان راکتیو لحظه ای را ارائه داد [۷]. در همین سال او و همکارانش بر مبنای همین نظریه یک مدل

1 - Active Power Filter

آزمایشگاهی برای جبران توان راکتیو لحظه ای ساختند. این نظریه بهترین شیوه جبران سازی در حضور منبع سینوسی را ارائه می دهد. از سال ۱۹۸۴ تا کنون این نظریه بیشترین کاربرد را در طراحی فیلترهای فعال داشته است [۸-۱۱].

از آن زمان به بعد اینورترهای PWM به عنوان یکی از پرکاربردترین و مرسوم ترین روشهای تولید جریانهای هارمونیک در فیلترهای فعال مورد توجه قرار گرفته است. در این راستا انواع مدولاسیونهای PWM در مقالات متعددی مورد استفاده و ارزیابی قرار گرفته اند. به این ترتیب بخش عمده ای از مشکلات حل شده اما ابهامات زیادی در مبحث شناسایی هارمونیکها وجود داشته است.

۱-۶) بخشهای پایان نامه

در فصل دوم مروری کلی بر انواع فیلترهای فعال، روشهای محاسبه متغیر جبران شدنی، روشهای کنترل و ... ارائه شده است. بجز نظریه توان راکتیو لحظه ای، روشهای دیگری نیز برای بکارگیری در فیلترهای فعال، معرفی و مورد استفاده قرار گرفته اند که در فصل دوم به طور مختصر به آنها اشاره خواهد شد. یکی از مسائل مهم دیگر در فیلترهای فعال کنترل ولتاژ منبع DC در فیلترهای اینورتری است. در فصل دوم برخی روشهای کنترل به اختصار مورد بررسی قرار می گیرند در این راستا نیز روشهای مختلفی استفاده شده است [۱۶-۱۲].

در فصل سوم مشخصه های جریان و ولتاژ یک بار کامپیوتری و یک مرکز کامپیوتر مورد بررسی قرار می گیرد. همچنین آرایشی که برای یک مرکز کامپیوتر در این پروژه در نظر گرفته شده در این فصل معرفی خواهد شد.

در فصل چهارم مدار در نظر گرفته شده برای این پروژه معرفی و محاسبات مربوط به آن آمده است.

روشی که در این پایان نامه برای محاسبه متغیر جبران شدنی استفاده شده، بر مبنای تحلیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان است که در سال ۲۰۰۱ ارائه شد [۱۷]. بر مبنای این روش محاسبه هارمونیک با یک پروسسور کم سرعت نیز قابل پیاده سازی است. این روش نیز در فصل چهارم به طور

کامل مورد بررسی قرار گرفته است. همچنین در این فصل یک روش هوشمند با استفاده از شبکه های فازی-عصبی تطبیقی^۱ برای محاسبه جریان هارمونیکی معرفی شده است. این روش به تعداد نمونه های کمتری از جریان بار نیاز دارد. در فصل چهارم همچنین ایده ای برای بهبود اعوجاج هارمونیکی کل^۲ ارائه شده است. بر این اساس روش مرسوم مدولاسیون باند هیستریزیس، با باند نامتقارن مورد استفاده قرار گرفته است و نزدیک به یک درصد بهبود در THD حاصل شده است.

در این پروژه یک کنترلر فازی برای کنترل ولتاژ خازن در نظر گرفته شده و در فصل چهارم چگونگی طراحی آن آمده است.

در فصل پنجم نیز نتایج شبیه سازی بیان شده است. در این فصل در ابتدا روش مدلسازی مدار در نظر گرفته شده، شامل مرکز کامپیوتر و فیلتر فعال، بیان خواهد شد. این مدل برای شبیه سازی در محیط نرم افزار MATLAB مورد استفاده قرار گرفته است.

در ادامه تاثیر کنترلر فازی طراحی شده در حالات گذرای سیستم شامل راه اندازی و حذف و اضافه شدن قسمتی از بار نشان داده شده است. در این راستا یک کنترلر خطی نیز طراحی شده و نتیجه کار با کنترلر فازی مقایسه شده است.

همچنین دو روش محاسبه جریان هارمونیکی یعنی روش تبدیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان و روش هوشمند (ANFIS) با یکدیگر مقایسه شده اند. در ادامه نیز تاثیر تغییر مقادیر برخی المانها و پارامترها بر هارمونیکهای جریان و THD آن بررسی شده است. فصل ششم به نتیجه گیری و ارائه پیشنهادات اختصاص یافته است.

1 - Adaptive Neuro-Fuzzy Interface System (ANFIS)

2 - Total Harmonic Distortion (THD)

فصل دوم

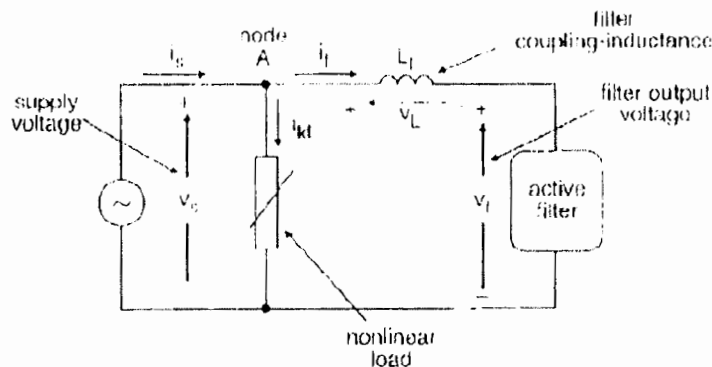
ساختار مدارهای فیلترهای فعال

۲-۱) مقدمه

در این فصل به معرفی فیلترهای فعال خواهیم پرداخت. در ابتدا روش کلی جبران هارمونیک توسط این فیلترها را بررسی می کنیم. در ادامه انواع اتصالات فیلترهای فعال و سپس انواع مدارهای مورد استفاده در این فیلترها را بررسی خواهیم نمود. آنگاه پس از مروری کوتاه بر انواع روشهای مدولاسیون، روشهای محاسبه متغیر جبران شدنی را معرفی خواهیم کرد. در انتها نیز نگاهی مختصر به انواع روشهای کنترل فیلترهای فعال خواهیم داشت.

۲-۲) روش کلی جبران هارمونیک

فیلترهای فعال به طور کلی برای جبران هارمونیکها و نیز توان راکتیو مورد استفاده قرار می گیرند. در هر دو صورت عملیات جبران از یک روش کلی پیروی می کند که اساس فیلترهای فعال را تشکیل می دهد. در این بخش با این روش کلی جبران آشنا می شویم. به طور خلاصه می توان گفت که جبرانی برابر با قسمت هارمونیکی جریان بار و در خلاف جهت آن به مدار تزریق می شود تا آن را حذف نماید [۱۸].



شکل ۱-۲ ساختار کلی یک فیلتر فعال موازی

شکل ۱-۲، نحوه قرار گرفتن یک فیلتر موازی (با هدف جبران هارمونیک جریان) را نشان می‌دهد. شکل ۱-۲ را می‌توان به صورت دو منبع که با یک اندوکتانس به هم متصل شده اند بررسی نمود. منبع اصلی، منبع تغذیه است که سینوسی فرض می‌شود. منبع دوم که یک منبع فعال غیرخطی است، نمایانگر فیلتر فعال است. این منبع، شکل موج مدوله شده ای تولید می‌کند که جریان خروجی مدار اصلی را کنترل می‌کند. هدف این منبع شکل دادن جریان منبع تغذیه به صورت یک جریان کاملاً سینوسی است. در واقع این منبع را می‌توان به عنوان یک منبع ولتاژ قابل کنترل دارای تغییرات پیوسته در نظر گرفت. این منبع ولتاژ می‌تواند شکل موج ولتاژ خروجی لازم برای ایجاد جریان جبران سازی مورد نیاز فیلتر را تولید کند. به این ترتیب تاثیرات هارمونیکی بار از بین خواهد رفت. در مدار شکل ۱-۲ داریم:

$$v_f(t) = v_s(t) - L_s \frac{di_f(t)}{dt} \quad (1)$$

جریان بار را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$i_{ld}(t) = i_{fundamental}(t) + i_{harmonics}(t) \quad (2)$$

از KCL در گره A داریم:

$$i_s(t) = i_{ld}(t) + i_f(t) \quad (3)$$

با فرض اینکه جریان فیلتر i_f ، در رابطه بالا به گونه ای کنترل شود تا دقیقاً برابر جریان هارمونیک مرجع باشد، خواهیم داشت:

$$i_f(t) = -i_{\text{harmonics}}(t) \quad (۴)$$

در این صورت جبران سازی بخوبی انجام خواهد شد.

به این ترتیب تحقق عملیات کنترل را می توان در دو مرحله زیر خلاصه نمود:

۱) جریان غیرخطی بار اندازه گیری می شود و مؤلفه هارمونیک آن با استفاده از تبدیل فوریه یا هر روش دیگر در حالت دائمی، محاسبه می گردد. اگر هارمونیکهای بار تغییر کنند، محاسبه کننده هارمونیکها باید بعد از یک سیکل کامل، مرجع جدیدی تولید کند.

۲) جریانی در فیلتر بر اساس رابطه (۴) ایجاد می شود تا مؤلفه هارمونیک بار را حذف نماید. نتیجتاً از نظر تئوری تضمین می شود که فیلتر جریان هارمونیک بار را به نحو مطلوبی جبران نماید.

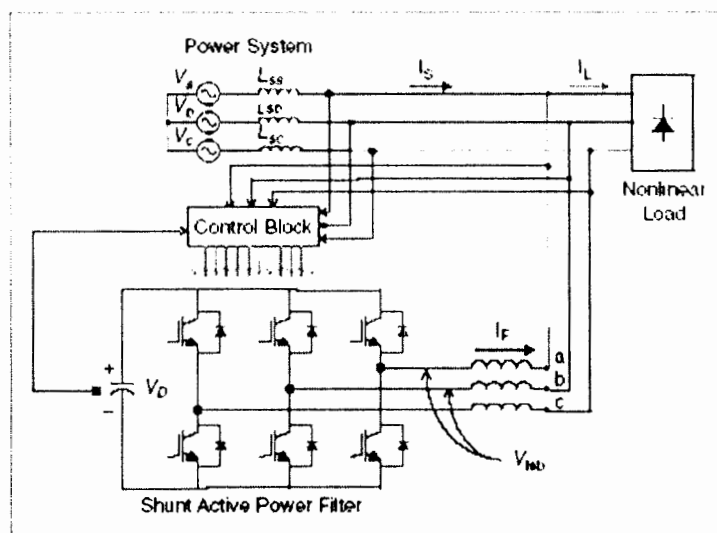
۳-۲) روشهای اتصال فیلترهای فعال قدرت (APF)

در این بخش انواع اتصالات فیلترهای فعال را بررسی می کنیم. با توجه به اینکه فیلترهای فعال سه فاز کاربرد بیشتری در صنعت دارند ساختارهای این بخش از نوع سه فاز در نظر گرفته شده اند. البته باید تاکید کرد که این ساختارها در فیلترهای سه فاز و تکفاز مشابه هستند.

۳-۲-۱) فیلترهای فعال موازی

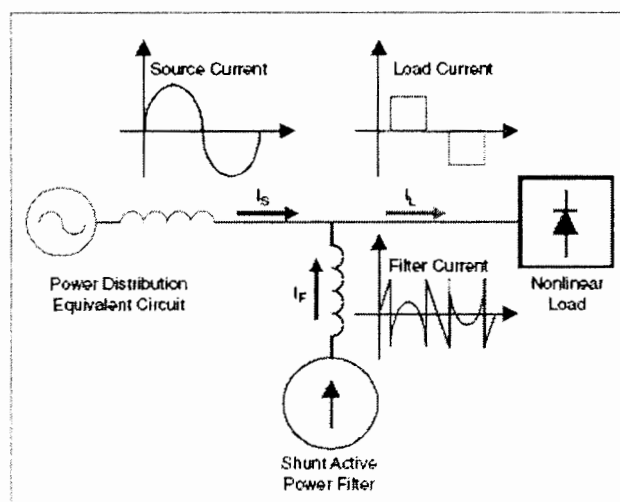
فیلترهای فعال موازی با یک باس dc کنترل شده ساختاری شبیه یک جبران ساز استاتیک^۱ دارد که برای جبران توان راکتیو در سیستم انتقال استفاده می شود [۲]. APF موازی هارمونیکهای جریان بار را با تزریق یک جریان هارمونیک برابر و مخالف، جبران می کند. در این حالت APF موازی مانند یک منبع جریان عمل می کند که مؤلفه های هارمونیک تولید شده توسط بار را با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه تولید می کند. شکل ۲-۲ چگونگی اتصال یک APF موازی و شکل ۳-۲ جبران جریان هارمونیک بار را نشان می دهد.

1 - STATCOM

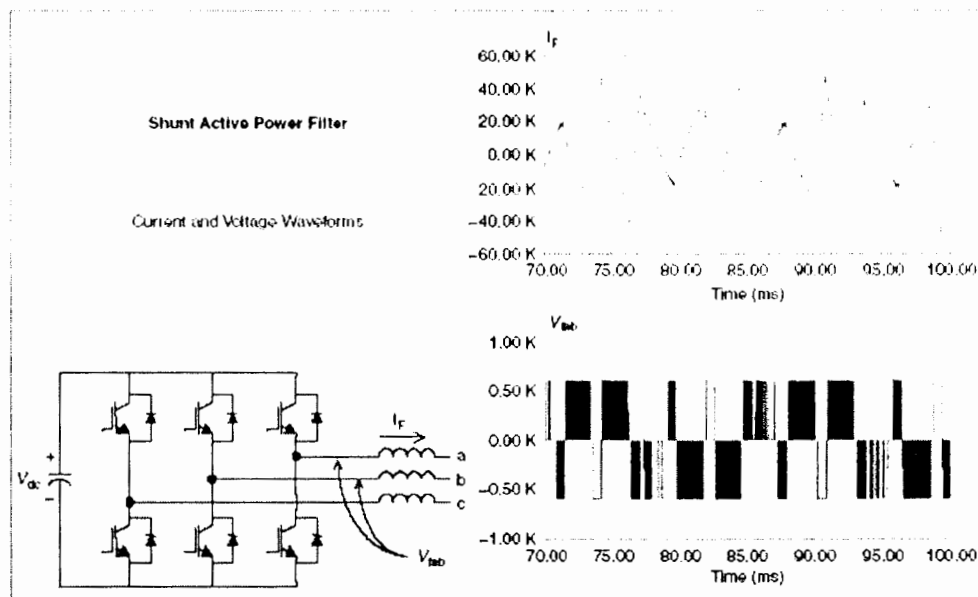


شکل ۲-۲ ساختار فیلتر فعال قدرت موازی

برای تولید جریان I_f برای فیلتر به صورت شکل ۳-۲، بلوک کنترل کننده باید V_{fb} را مطابق شکل ۴-۲ تولید کند.



شکل ۳-۲ جریان فیلتر برای جبران هارمونیکهای جریان بار



شکل ۲-۴ موج جریان و الگوی PWM ولتاژ برای جبران هارمونیکهای بار

مزیت فیلترهای موازی این است که تنها جریان جبران سازی را به اضافه جزء کوچکی از جریان هارمونیک اصلی تولید می کنند و لذا محدوده توانی کار آنها به میزان زیادی کاهش می یابد. همچنین برای جریانهای بیشتر می توان چند فیلتر را با هم موازی کرد.

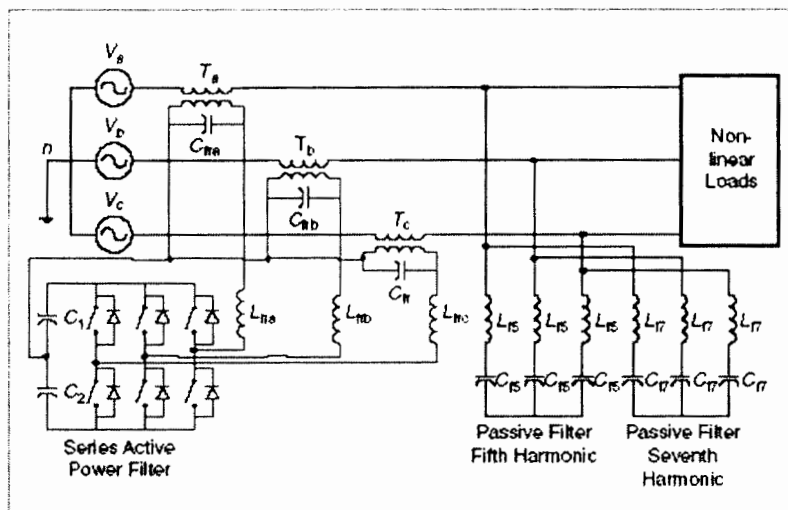
۲-۳-۲) فیلترهای فعال سری

APF های سری در اواخر دهه ۱۹۸۰ ایجاد شدند و اساساً به صورت یک تنظیم کننده ولتاژ و یک ایزولاتور هارمونیک بین بار غیر خطی و سیستم عمل می کنند [۲]. فیلتر سری مصرف کننده را از ولتاژ نامناسب تغذیه محافظت می کند. این روش برای جبران عدم تعادل ولتاژ و افت ولتاژ^۱ منبع ac و برای کاربردهای توان پایین استفاده می شود. APF سری برای استفاده در UPS ها^۲ مناسب است، زیرا به ذخیره انرژی نیاز ندارد و مقادیر نامی اجزا آن کوچک است. این فیلتر جزئی از ولتاژ را به صورت سری با منبع ولتاژ تزریق می کند و لذا می توان آن را به صورت یک منبع ولتاژ کنترل شده در نظر

1 - Voltage Sag

2 - Uninterruptable Power Supply

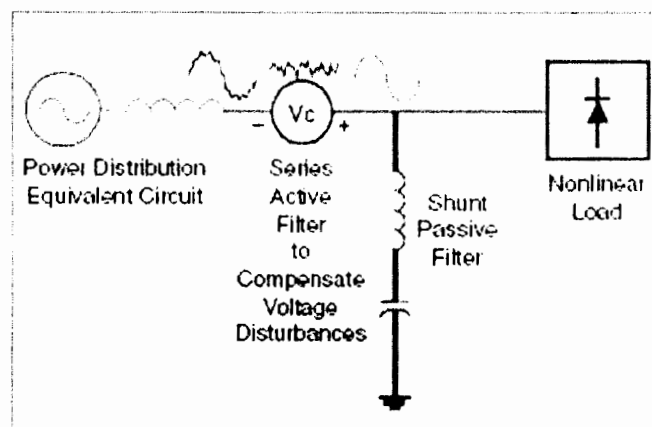
گرفت که افت ولتاژ را در طرف بار جبران می‌نماید. در اغلب حالات، فیلترهای اکتیو سری به صورت ترکیبی با فیلترهای L.C غیر فعال موازی با بار به کار می‌روند. این فیلتر به عنوان یک ایزولاتور هارمونیک عمل می‌کند تا هارمونیکهای جریان بار بجای سیستم توزیع از طریق فیلتر غیر فعال به گردش درآیند. مزیت اصلی این روش این است که توان نامی فیلتر فعال سری تابع کوچکی (در حدود ۵٪) از توان نامی بار است. با وجود این توان نامی APF سری در حالت جبران ولتاژ افزایش می‌یابد. شکل‌های ۲-۵ و ۲-۶ به ترتیب چگونگی اتصال و کارکرد APF سری را نشان می‌دهد.



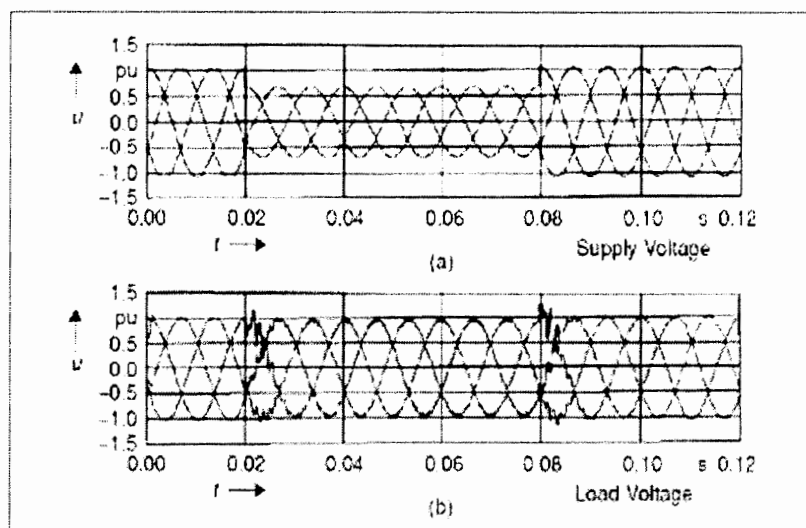
شکل ۲-۵ ساختار فیلتر فعال سری با فیلترهای غیر فعال موازی

فیلترهای سری همچنین برای رفع اغتشاشات هارمونیک اصلی ولتاژ نیز قابل استفاده هستند. شکل ۲-۷ کارکرد فیلتر اکتیو را به هنگام افت ولتاژ منبع نشان می‌دهد. ولتاژ بار ثابت می‌ماند و تنها در لحظات اولیه و انتهایی اغتشاش، نوسان و ناپایداری مشاهده می‌شود. به این ترتیب این فیلترها یک ولتاژ کاملاً سینوسی ایجاد می‌کنند که برای وسایل حساسی مثل وسایل ذخیره کننده انرژی مغناطیسی فوق رسانا^۱ بسیار حائز اهمیت است.

1 - Superconductive Magnetic-Energy Storage Device



شکل ۲-۶ ولتاژ تولیدی فیلتر (V_c) برای جبران اغتشاشات ولتاژ

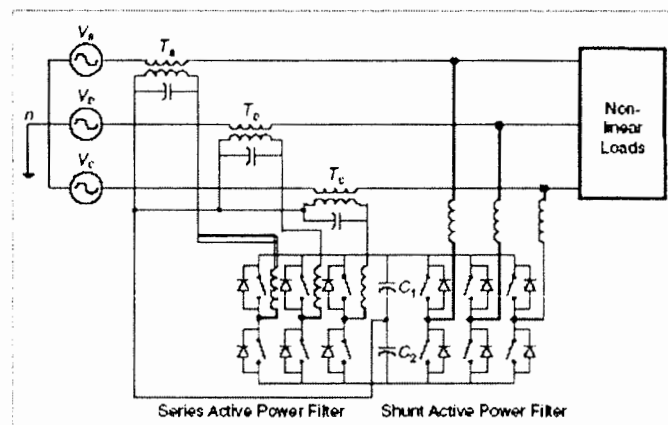


شکل ۲-۷ کارکرد فیلتر فعال سری در شرایط اغتشاش منابع ولتاژ

به دلیل مشکل اصلی مدارهای سری که باید جریانهایی زیاد را تحمل کنند؛ توان آنها در مقایسه با فیلترهای موازی به شکل قابل ملاحظه ای مخصوصاً در ثانویه ترانسفورماتور کوپلینگ افزایش می-یابد. لذا این فیلترها کمتر از نوع موازی در صنعت معمول هستند.

۲-۳-۳) فیلترهای فعال سری- موازی

این فیلتر ترکیبی از فیلترهای فعال سری و موازی است [۲]. یک صورت کلی آن در شکل ۸-۲ آمده است. فیلتر فعال موازی در طرف بار قرار می گیرد و هارمونیکهای بار (هارمونیکهای جریان بار، توان راکتیو و عدم تعادل‌های جریان بار) را جبران می کند. در سوی دیگر بخش سری در طرف منبع است و با جبران هارمونیکهای منبع ولتاژ و عدم تعادل‌های ولتاژ نوسانات سیستم قدرت را میرا می کند این ساختار Unified Power Quality Conditioner نامیده می شود.



شکل ۸-۲ unified power quality conditioner

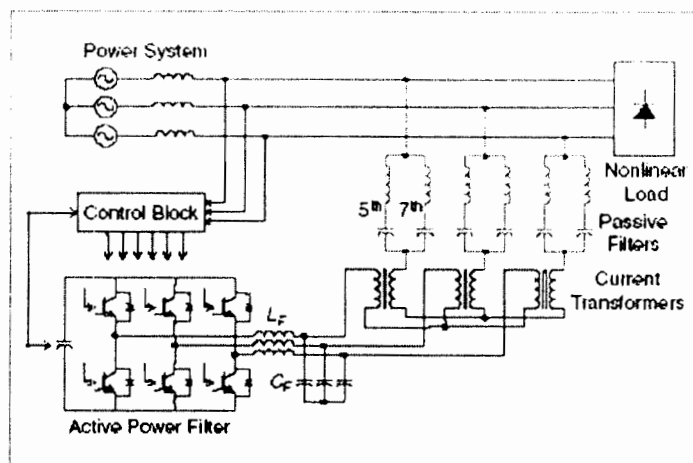
این ساختار از نظر کنترلی بسیار پیچیده است و هزینه زیادی هم دارد لذا جز در مواردی مثل FACTS چندان مورد استفاده قرار نمی گیرد.

۲-۳-۴) فیلترهای فعال مرکب^۱

این فیلترها ترکیبی از فیلترهای فعال و غیر فعال هستند [۲]. یک شکل اقتصادی برای فیلترهای فعال موازی مرکب در شکل ۹-۲ آمده است. شکل ۵-۲ نیز یک فیلتر سری فعال مرکب را نشان می دهد. این ساختار به فیلترهای غیر فعال این امکان را می دهد که امپدانس دینامیکی کمی

1 - Hybrid Active Filters

برای هارمونیکهای جریان در طرف بار داشته باشند و به این ترتیب پهنای باند و کارکردشان بهتر شود. این کارکرد با یک اینورتر کم توان PWM براحتی قابل دستیابی است.



شکل ۹-۲ ساختار فیلتر فعال موازی مرکب

ترکیب یک فیلتر فعال سری با یک فیلتر غیر فعال موازی به دلیل کاربرد نسبتاً کم فیلترهای فعال سری چندان مورد توجه نیست. اما ترکیب فیلتر فعال موازی با یک فیلتر غیر فعال سری بسیار مهم و کاربردی است. فیلتر فعال برای حذف تنها جزئی از هارمونیکهای مرتبه پایین جریان طراحی می شود در حالیکه فیلتر غیر فعال برای کل هارمونیکها در نظر گرفته می شود. این سیستم می تواند برای توانهای بالا بدون هزینه سوئیچهای توان بالا طراحی شود. تنها مشکل اصلی این روش تعداد زیاد المانهای قدرت مخصوصاً برای فیلتر غیر فعال است. همچنین با توجه به اتصال دائمی فیلتر غیر فعال به سیستم، این روش برای یک بار مشخص با هارمونیکهای معین قابل استفاده است.

ترکیب دیگری هم وجود دارد که در آن یک فیلتر فعال با یک یا چند فیلتر غیر فعال به صورت سری بسته می شود. این ترکیب که در شکل ۹-۲ نشان داده شده است برای کاربردهای فشار متوسط و بالا که در آن فیلتر غیر فعال، استرس سوئیچهای فیلتر فعال را کاهش می دهد مناسب است. البته در این زمینه کارهای چندانی انجام نشده است.

جدول ۱-۲ به طور خلاصه موارد کاربرد فیلترهای سری، موازی و سری-موازی را نشان می-

دهد [۲].

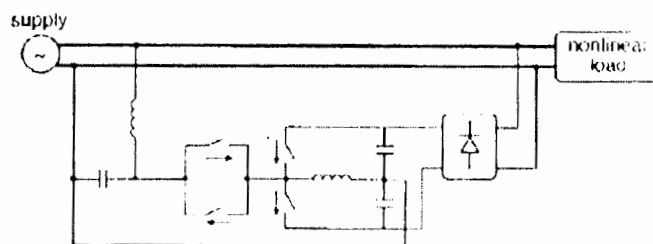
جدول ۱-۲ کاربردهای فیلترهای فعال با توجه به مشکلات کیفیت توان

نوع مشکل		
اتصال فیلتر فعال	تاثیر بار بر منبع AC	تاثیر منبع AC بر بار
موازی	حذف هارمونیکهای جریان جبران جریان راکتیو عدم تعادل جریان فلیکر ولتاژ	-
سری و سری-موازی	حذف هارمونیکهای جریان جبران جریان راکتیو عدم تعادل جریان فلیکر ولتاژ عدم تعادل ولتاژ	افت و افزایش ولتاژ ^۱ عدم تعادل ولتاژ اعوجاج ولتاژ وقفه ولتاژ فلیکر ولتاژ Voltage Notching

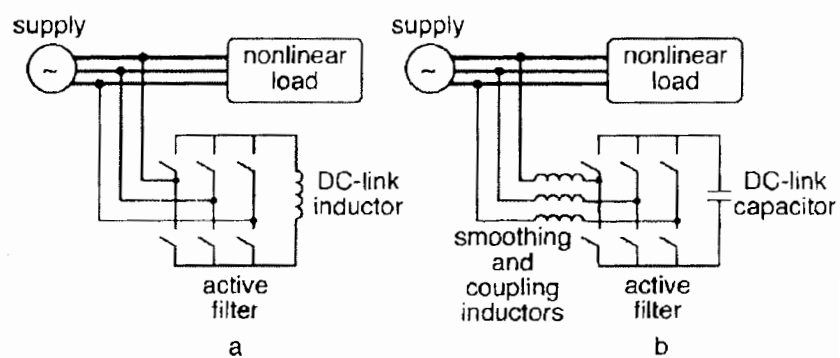
۲-۴) انواع مدارهای فیلترهای فعال

در این قسمت انواع مدارهای فیلترهای فعال را بررسی می-کنیم [۱۹]. ساختارهای مداری معمول مورد استفاده در فیلترهای فعال عبارتند از: ساختار اینورتری - که خود دو نوع اینورتر با منبع ولتاژ^۲ و اینورتر با منبع جریان^۳ را شامل است - ، رگولاتور ولتاژ، مدارهای با خازنهای سوئیچ شونده^۴ و ساختار شبکه‌ای^۵. این مدارها را می-توان در شکل‌های ۱۰-۲ تا ۱۳-۲ مشاهده نمود.

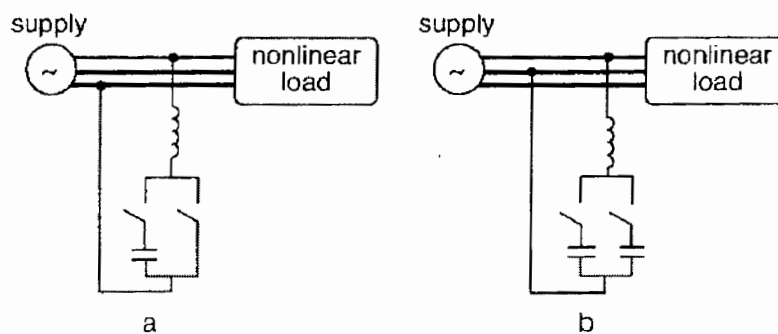
- 1 - Voltage Sag/Swell
- 2 - Voltage Source Inverter
- 3 - Current Source Inverter
- 4 - Switched Capacitor
- 5 - Lattice-Structured



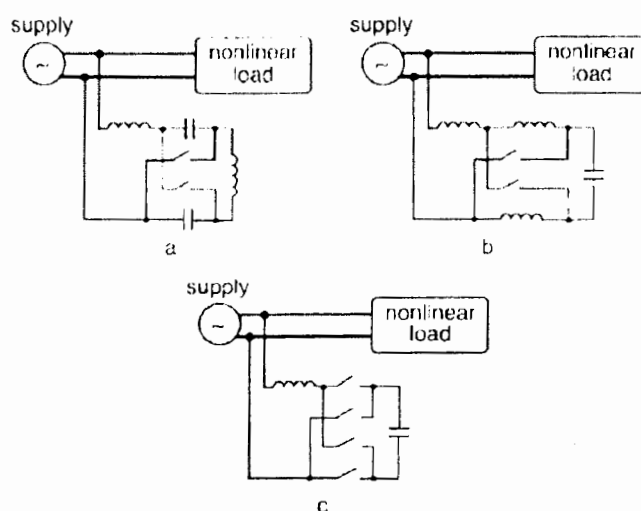
شکل ۱۰-۲ فیلتر فعال از نوع رگولاتور ولتاژ



شکل ۱۱-۲ فیلترهای فعال اینورتری (a) اینورتر با منبع جریان (b) اینورتر با منبع ولتاژ



شکل ۱۲-۲ فیلترهای با خازنهای سوئیچ شونده



شکل ۲-۱۳ ساختارهای شبکه ای

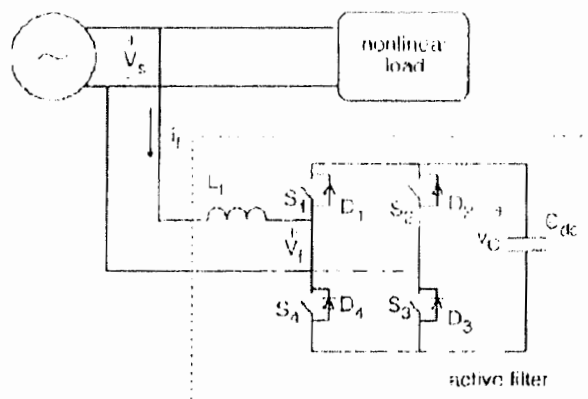
جدول ۲-۲ به طور خلاصه مقایسه ای از مدارهای معرفی شده ارائه می دهد. با توجه به این جدول می توان دریافت که مدارهای اینورتر VSI و رگولاتور ولتاژ برتریهای مشخصی نسبت به دیگر ساختارها دارند. اما با توجه به اینکه ساختار اینورتری از دیرباز در فیلترهای فعال مورد استفاده بوده و در این پایان نامه نیز به کار گرفته شده است آن را با تفصیل بیشتری بررسی می نمائیم.

۲-۵) فیلتر اینورتری تکفاز

شکل ۲-۱۴ یک مدار کلی فیلتر اینورتری تکفاز را نشان می دهد [۱۸]. یک خازن نقش منبع DC ورودی اینورتر را ایفا می کند. برای ایجاد شکل موج جریان مطابق شکل موج مرجع روشهای مدولاسیون مختلفی مورد استفاده است که در قسمت بعد آنها را به اجمال بررسی خواهیم نمود. این مدار، متداولترین مداری است که در ساختار فیلترهای فعال قدرت به کار گرفته می شود. اما دو مشکل اصلی در پیاده سازی عملی این مدار وجود دارد. اول اینکه خازن سمت DC مدار بسیار بزرگ است ($4000 - 9000 \mu F$) تا بتواند منبع ولتاژ ثابتی ایجاد کند. دیگر اینکه فرکانس سوئیچینگ نسبتاً بالایی (20-30kHz) مورد نیاز است. در ساختارهای اینورتری سه فاز و تکفاز، مشکل ثابت نگاه داشتن ولتاژ خازن عملاً با استفاده از خازنهای با ظرفیت بالا و فرکانس سوئیچینگ زیاد، رفع شده است.

جدول ۲-۲ مقایسه انواع مدارهای فیلتر فعال قدرت

معیار مقایسه	ساختارهای اینورتری		فیلتر با خازنهای سوئیچ شونده	فیلتر با ساختار شبکه- ای	فیلتر فعال رگولاتور ولتاژ
	CSI	VSI			
تعداد فاز	۳	۳ و ۱	۱	۱	۱
ظرفیت توان	توان متوسط	توان کم و متوسط	توان کم و متوسط	توان کم	توان کم و متوسط
پیچیدگی کنترل	پیچیده (تثبیت جریان سلف)	ساده (تثبیت ولتاژ خازن)	پیچیده (روشهای بهینه سازی)	پیچیده (روشهای بهینه سازی)	ساده (ردیابی ولتاژ مرجع خازن)
سرعت پاسخ (ms)	متوسط (۱-)	سریع (۰.۱-)	کند (۱۰۰)	کند (۱۰۰)	سریع (۰.۱-)
تعداد المانهای فعال	۶ سوئیچ و ۶ دیود	تکفاز: ۴ سوئیچ و ۶ دیود سه فاز: ۶ سوئیچ و ۶ دیود	دو سوئیچ دوطرفه	۴ سوئیچ دو طرفه	۴ سوئیچ و ۴ دیود
فرکانس سوئیچینگ (kHz)	۲-۵	۲۰-۳۰	۲-۴	۲-۴	۴-۶
منبع DC	اندوکتانس بزرگ (100mH)	خازن بزرگ (4700-9000uF)	-	-	دو خازن کوچک (200uF)
ولتاژ یا جریان باس DC	۱.۳-۱.۵ برابر جریان نامی منبع	۱.۳-۱.۵ برابر ولتاژ نامی منبع	-	-	ولتاژ نامی منبع
اجزاء AC	-	-	یک یا دو خازن (40-80uF)	یک یا دو خازن (40-80uF) یا یک/دو سلف (1-3mH)	یک خازن (40-100uF) و یک سلف کوچک (1mH)
ولتاژ نامی AC	-	-	۱.۵ برابر ولتاژ نامی خازنهای	۱.۵ برابر ولتاژ نامی خازنهای	۱.۲-۱.۵ برابر ولتاژ نامی خازنهای
روش کنترل	PWM جریان DC	PWM ولتاژ DC کنترل شده با جریان	PWM بهینه شده ولتاژ	PWM بهینه شده ولتاژ	PAM پیوسته ولتاژ
ناپوستگی ولتاژ یا جریان	تغییرات زیاد و سریع جریان	تغییرات زیاد و سریع ولتاژ	تغییرات نرم ولتاژ	تغییرات نرم ولتاژ	تغییرات نرم ولتاژ



شکل ۲-۱۴ اینورتر تکفاز با منبع ولتاژ

در واقع در این مدار مشکل جدیدی ایجاد شده است. زیرا مساله نگهداری و هزینه خازنهای بزرگ و تلفات سوئیچینگ فرکانس بالا که خود مشکل انتخاب سوئیچهای مناسب و گران قیمت نیمه هادی را در پی دارد جایگزین مشکل اولیه شده است.

در فیلترهای اینورتری ولتاژ ثابت، ولتاژ DC دو سر خازن، باید بزرگتر از پیک ولتاژ منبع باشد تا بتواند جریان لازم را بر اساس جریان مبنا به منبع تغذیه بفرستد. یکی از مشکلاتی که در این فیلتر وجود دارد این است که در زمان عبور ولتاژ منبع از صفر، ولتاژ DC خازن در دو سر اندوکتانس فیلتر می افتد؛ در حالیکه ولتاژ منبع بسیار کم است. لذا سرعت افزایش جریان خیلی زیاد خواهد بود. به همین دلیل برای حل این مشکل، فرکانس سوئیچینگ باید افزایش یابد. شرایط سخت تری هم وجود دارند. وقتی که ولتاژ منبع، مثبت (منفی) است و خازن DC با پلاریته منفی (مثبت) به مدار متصل می شود، اندازه ولتاژ دو سر اندوکتانس مجموع دو سیگنال یاد شده است و لذا باز هم فرکانس سوئیچینگ باید بیشتر شود.

البته با وجود مشکلات عملی یاد شده، فیلترهای اینورتری هنوز قسمت اعظم فیلترهای فعال موجود را تشکیل می دهند.

برای حل مشکلات یاد شده، مدارهای دیگری مثل switched-capacitor و Lattice-structure پیشنهاد شده اند که ظرفیت خازن و فرکانس سوئیچینگ را کاهش می دهند. اما مشکل اصلی این

است که این مدارها از روشهای بهینه سازی استفاده می کنند و زمان بر هستند. این روشها یک الگوی بهینه برای جریان جبرانی تولید می کنند و ضمن اینکه خود این کار زمان بر است، در صورت تغییر الگوی بار، تولید الگوی بهینه نیز باید تکرار شود. به این ترتیب این روشها در مورد بارهای غیر خطی متغیر با زمان کاربردی ندارد.

همچنین فیلتر فعال از نوع رگولاتور ولتاژ نیز در سال ۲۰۰۰ معرفی شد که می توان گفت در میان فیلترهای تکفاز از هرجهت بهترین است [۱۸]. اما با توجه به این که این فیلتر هنوز جایگاه مناسب خود را نیافته است و کارهای چندانی بر روی آن انجام نشده، در این پروژه نیز ساختار اینورتری را مورد استفاده قرار دادیم.

۲-۶) تولید شکل موج جریان مرجع

در اغلب موارد برای کارکرد دینامیکی مناسب از روش PWM استفاده می شود. هر شکل موج دلخواه را می توان با روش PWM و برش ولتاژ dc ایجاد کرد. روشهای مختلف زیادی برای تولید شکل موجهای سینوسی یا موجهای دیگر وجود دارد. با تکنیکهای PWM خروجی ac می تواند به عنوان یک منبع ولتاژ و جریان کنترل شود. با این روش هارمونیکهایی غیر از هارمونیکهای دلخواه نیز ایجاد می شوند که می توان با بزرگ انتخاب کردن فرکانس حامل (carrier) آنها را کاهش داد. البته این فرکانس به نیمه هادیهای مورد استفاده نیز وابسته است.

برای تولید جریان در فیلتر مطابق با جریان مرجع سه روش PWM متفاوت وجود دارد [۲۰]. این روشها عبارتند از: نمونه برداری پریودیک^۱ (PS)، باند هیستریزیس^۲ (HB) و حامل موج مثلثی^۳ (TC).

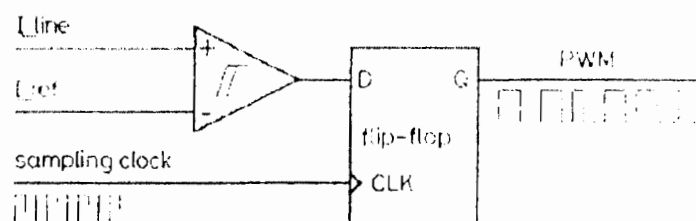
روش PS ترانزیستورهای قدرت فیلتر فعال را در لبه های یک موج مربعی فرکانس ثابت سوئیچ می کند. شکل ۲-۱۵ یک پیاده سازی آنالوگ را برای این روش نشان می دهد. مزیت اصلی این روش

1 - Periodical Sampling

2 - Hysteresis Band

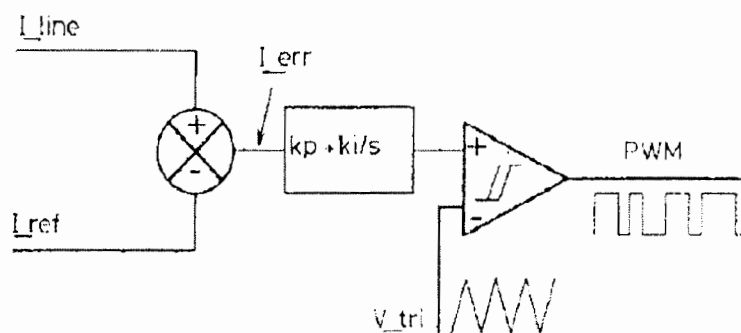
3 - Triangular Carrier

محدود شدن زمان تغییر حالت سوییچها به پریود پالس ساعت است. اما فرکانس سوییچینگ واقعی کاملاً مشخص نمی شود.



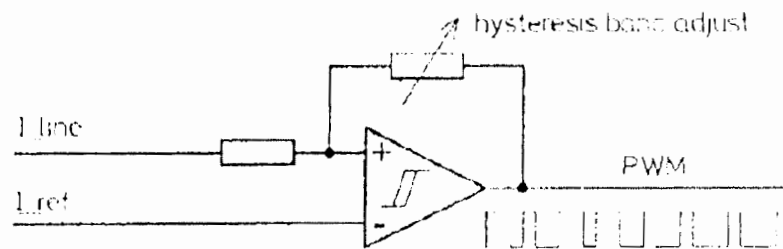
شکل ۲-۱۵ مدولاسیون به روش نمونه برداری پریودیک

شکل ۲-۱۶ یک مدار برای اجرای مدولاسیون با حامل موج مثلثی (TC) را نشان می دهد. این روش خطای جریان خروجی را با یک موج مثلثی با دامنه و فرکانس ثابت مقایسه می کند. خطا قبل از رسیدن به مقایسه کننده از یک کنترلر انتگرالی-تناسبی عبور می کند. این روش از دو روش دیگر پیچیده تر است. مقادیر k_p و k_i پاسخ گذرا و خطای حالت دائمی این روش را تعیین می کنند.



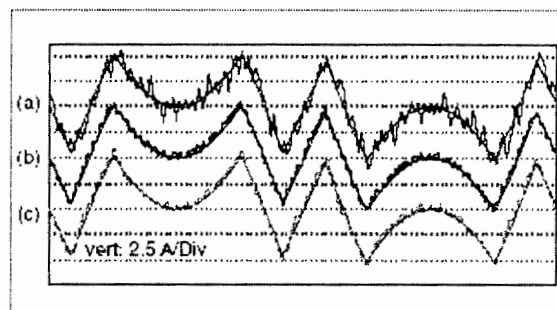
شکل ۲-۱۶ مدولاسیون به روش حامل موج مثلثی

روش HB چنانکه در شکل ۲-۱۷ نشان داده شده است، به هنگام عبور خطا از یک مقدار ثابت (باند هیستریزیس) عمل سوییچینگ را انجام می دهد. در این حالت هم فرکانس سوییچینگ قابل تعیین نیست اما می توان آن را تخمین زد.



شکل ۲-۱۷ مدولاسیون باند هیستریزس

در بررسیهای انجام شده در مرجع [۲۰] روش HB به عنوان مناسبترین روش برای تولید یک شکل موج هارمونیک معرفی شده است. شکل ۲-۱۸ نتایج پیاده سازی هر سه روش PWM معرفی شده را بر روی یک فیلتر فعال نشان می دهد. به این ترتیب از این روش برای پیاده سازی تولید جریان مرجع در این پروژه استفاده شد.



شکل ۲-۱۸ شکل موجهای جریان حاصل از روشهای مختلف مدولاسیون در یک فیلتر فعال

(a) روش PS (b) روش HB و (c) روش TC

۲-۷) محاسبه متغیر جبران شدنی

روشهای مختلفی برای تعیین هارمونیکهای جریان بار برای سیستمهای تکفاز و سه فاز موجود است. روشهای مناسب برای سیستمهای تکفاز را در اینجا به طور مختصر بررسی می کنیم.

۲-۷-۱) روشهای آنالوگ

این تکنیک از یک فیلتر پایین گذر برای تعیین مولفه اصلی جریان استفاده می کند [۱۶ و ۲۱]. آنگاه آن را از کل جریان کم می کند تا هارمونیکهای جریان را اندازه گیری کرده باشد. طراحی فیلتر

اکتیو نیاز به فیلتری حداقل از مرتبه ۶ دارد تا فرکانس قطع قابل قبولی داشته باشد. مشکل اصلی این روش خطای دامنه و فاز مولفه اصلی بدست آمده است. خطای فاز معمولاً به میزان ۱۰۰ درجه پس‌فاز است که در این کاربرد غیرقابل قبول است. یک مدار پیش‌فاز را می‌توان برای حل این مساله به کار برد. اما این کار، یک شیفت فاز ۳۶۰ درجه ایجاد می‌کند که باعث تاخیری به میزان یک سیکل کامل می‌شود. لذا این روش برای کاربردهایی که نیاز به پاسخ سریع دارند مناسب نیست.

۲-۷-۲) محاسبات FFT دیجیتال

این روش کاربرد بیشتری دارد [۱۶-۲۳ و ۲۲]. محاسبه FFT با نمونه برداری از یک سیکل کامل (یا چند سیکل) برای محاسبه ضرایب فوریه و مؤلفه های فرکانس پایین جریان بار انجام می‌شود. بنابراین این روش برای بارهایی با تغییرات کند مناسب است و اگر چه نسبت به روش آنالوگ قابلیت انعطاف بیشتری دارد اما هنوز تاخیر زمانی حداقل برابر یک سیکل کامل در آن وجود دارد.

همچنین زمان محاسبه این روش بسیار زیاد است. دقت‌های زیاد ۱۲ و ۱۴ بیتی برای محاسبه دقیق هارمونیک‌ها لازم است. با استفاده از پروسسورهای ارزان و فرکانس پایین، زمان محاسبه ممکن است بیش از چند سیکل فرکانس اصلی طول بکشد. پس این روش برای کاربردهای تک‌فاز با تغییرات سریع بار مناسب نیست. این روش تنها برای بارهای با تغییرات کند (حدود ۱۰۰ms) مانند هارمونیک‌های سیستم قدرت و شبکه های توزیع فشارقوی و متوسط مناسب است [۱۵].

۲-۷-۳) الگوریتم جبران توان جعلی^۱

این تکنیک بر اصل جبران توان ساختگی تکیه دارد [۲۴-۲۵]. کنترلر سیستم جریان مرجعی تولید می‌کند که مؤلفه های نامطلوب توان جعلی را می‌نیمم می‌کند. این روش برای سیستم‌های تک‌فاز مناسب است اما حجم محاسبات زیادی را در بر می‌گیرد.

1 - Fictitious Power

۲-۷-۴) روشهای دیگر

تکنیکهای تخمین هارمونیک، زیاد هستند و الگوریتمهای DSP که بهبود یافته الگوریتمهای FFT و DFT هستند می توانند به کار گرفته شوند. همچنین پیاده سازیهای نرم افزاری فیلترها مثل فیلترهای FIR یا IIR می توانند جایگزین تکنیک آنالوک شوند. روشهای دیگری نظیر شبکه های عصبی، تطبیقی، تکنیکهای تخمین تطبیقی/پیش بینی که کاملاً دقیق هستند و پاسخ بهتری نیز دارند ارائه شده اند [۲۶-۲۸].

این تکنیکها محاسبات پر حجمی دارند که با کمک DSP ها بخوبی انجام می شوند. حجم محاسبات در برخی از این روشها (مثل شبکه های عصبی و تکنیکهای تطبیقی) زیاد است و بیشتر زمان DSP ($30 - 250 \mu s$) صرف محاسبه هارمونیک می شود.

۲-۷-۵) تحلیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان

این روش از تکنیک پنجره لغزان در محاسبه تبدیل فوریه استفاده می کند [۱۷]. در این روش عملیات محاسباتی به نحو قابل توجهی کاهش می یابد به گونه ای که با استفاده از پروسسورهای کم سرعت براحتهی قابل پیاده سازی است.

با توجه به اینکه در قسمت محاسباتی اجرایی این پروژه از این روش استفاده شده است، آن را در فصل چهارم به تفصیل مورد بررسی قرار خواهیم داد.

۲-۸) روشهای کنترل

برای کنترل مدارهای فیلتر فعال روشهای مختلفی به کار گرفته شده اند که در ادامه می-آید [۱۹].

۲-۸-۱) کنترل حلقه باز

در این روش جریان بار و هارمونیکهای آن توسط حسگر نمونه برداری می شوند، آنگاه توان مشخصی به صورت جریان (اصولاً راکتیو) به سیستم تزریق می شود و هیچ فیدبکی هم وجود ندارد.

این فیلترها معمولاً از بانكهای فیلتر غیر فعال سونیچ شونده استفاده میکنند. تکنیکهایی نظیر حذف هارمونیک سوم از طریق تزریق این هارمونیک، استفاده از ادوات حذف هارمونیکها و استفاده از الگوی هارمونیک ثابت و مشخص برای بار از روشهای به کاررفته در این راستا می باشند.

۲-۸-۲) روشهای کنترل حلقه بسته

این روشها از نظر حذف هارمونیک دقیقتر هستند و نیاز به آی سی های DSP دارند.

۲-۸-۲-۱) روش ولتاژ ثابت خازن^۱

این روش برای ساختارهای اینورتری تک فاز و سه فاز با یک خازن در قسمت DC مناسب است. در این روش خازن، در حکم منبع ولتاژی است که شکل موج جریان با اتصال آن به منابع اصلی از طریق یک سلف محدود کننده جریان کنترل می شود. جریان حاصل با روشهای PWM کنترل می-شود. با توجه به اینکه انرژی به خازن وارد یا از آن خارج می شود ولتاژ ترمینال آن تغییر می کند. با انتخاب یک ولتاژ مرجع، اختلاف بین ولتاژ واقعی خازن و ولتاژ مرجع، توان حقیقی لازم برای جبران تلفات فیلتر را نشان می دهد. این سیگنال به سیگنال خطای کنترلر جریان اضافه می شود تا خطای کل سیستم را مشخص کند.

۲-۸-۲-۲) روش جریان ثابت سلف

این روش خیلی مشابه با روش قبلی است با این تفاوت که مبدل دارای سلفی در بخش dc است. دو روش اصلی برای کنترل در اینجا وجود دارد:

- مدولاسیون عرض پالس جریان (PWM): این روش برای ایجاد پالسهای مناسب جهت تعیین مقدار متوسط سیگنال جریان در یک بازه زمانی معین استفاده می شود.
- مدولاسیون دامنه پالس جریان (PAM): این روش جدید و بر پایه مدولاسیون دامنه می باشد. پیاده سازی این روش با قطعات الکترونیک قدرت کنونی امکان پذیر نیست.

1 - Constant Capacitor Voltage

۲-۸-۲) روشهای بهینه سازی

این روشها برای مدارهای با خازنهای سوئیچ شونده و شبکه‌ای یکسان است. سرعت افزایش جریان و دامنه آن بستگی مستقیم به اندازه خازنها و ولتاژهای اولیه آنها دارد. این فاکتورها تابع الگوی سوئیچینگ هستند و قابلیت انعطاف قابل ملاحظه‌ای در تولید شکل موج جریان مورد نیاز فیلتر فراهم می‌کنند. اساس کنترل این روشها تعیین تابع سوئیچینگ مناسب برای سوئیچهاست. وظیفه اصلی کنترلر می‌نیم کردن هارمونیکهای از پیش تعیین شده به اضافه THD یا می‌نیم کردن مؤلفه اصلی جریان فیلتر است. با وجود این، این خواسته به صورت بلادرنگ قابل دستیابی نیست؛ بلکه یک تأخیر زمانی بین تغییرات هارمونیک جریان و تعیین مجموعه جدید برای الگوی سوئیچینگ با روش بهینه سازی وجود خواهد داشت. این تکنیک اغلب برای بارهای ثابت یا بارهای با تغییرات کند مناسب است.

۲-۸-۲) تکنیک کنترل خطی ولتاژ

این روش تنها برای فیلترهای اکتیو از نوع رگولاتور ولتاژ مناسب است. ولتاژ خازن خروجی به طور خطی با شارژ و دشارژ پیوسته کنترل می‌شود. مرجع ولتاژ خازن از روی هارمونیک مرجع محاسبه می‌شود و نرخ تغییرات هارمونیکهای جریان بار را شامل می‌شود. تغییر پیوسته و نرم ولتاژ خازن، در مقایسه با تغییرات ناگهانی شکل موجهای ولتاژ اینورتر، تغییر جریان در حلقه منبع/اینورتر را کنترل می‌کند و لذا فرکانس سوئیچینگ کاهش می‌یابد. مزیت اصلی این روش این است که تغییرات ناگهانی ولتاژ در سمت تغذیه رخ نمی‌دهد. به این ترتیب اندازه هارمونیکهای فرکانس بالای وارد شونده به منبع در اثر وجود اینورتر PWM کاهش می‌یابد.

۲-۸-۲) روشهای دیگر

بر اساس روشهای تطبیقی، پیش بینی و مد لغزشی روشهای دیگری پیشنهاد شده اند که پیاده سازی آنها بدون استفاده از DSP بسیار مشکل است.

۲-۸-۳) استفاده از کنترلر فازی

روشی که در این پروژه مورد استفاده قرار گرفته از یک کنترلر فازی برای تثبیت ولتاژ خازن استفاده می کند. این روش در واقع بر مبنای روش ولتاژ ثابت خازن است که پیش از این توضیح داده شد. اما تاکنون از کنترلر فازی به این طریق در فیلترهای فعال استفاده نشده است. چگونگی انتخاب کنترلر فازی و بکارگیری آن در این پروژه به طور مفصل در فصل چهارم بررسی خواهد شد.

فصل سوم

مدل بارهای کامپیوتری

۳-۱) مقدمه

بارهای کامپیوتری را می توان در همه بخشهای خانگی، تجاری و صنعتی هر جامعه یافت. طبیعت این بارها بسیار غیرخطی است به گونه ای که شکل موجهای جریان خط را مغشوش می کند و در برخی حالات می تواند به شکل قابل ملاحظه ای در شکل موج منبع ولتاژ اعوجاج ایجاد کند و نتیجتاً کارکرد بارهای کامپیوتری را با مشکل مواجه نماید. در این فصل ابتدا نگاهی خواهیم داشت بر هارمونیکهای جریان یک کامپیوتر و سپس مدل در نظر گرفته شده برای یک کامپیوتر و یک مرکز کامپیوتر با ۲۰ دستگاه را معرفی و بررسی خواهیم نمود. لازم به ذکر است که مدل مورد نظر از داده های کشور کانادا استخراج شده است و بر مبنای فرکانس 60Hz می باشد.

۳-۲) هارمونیکهای جریان یک کامپیوتر

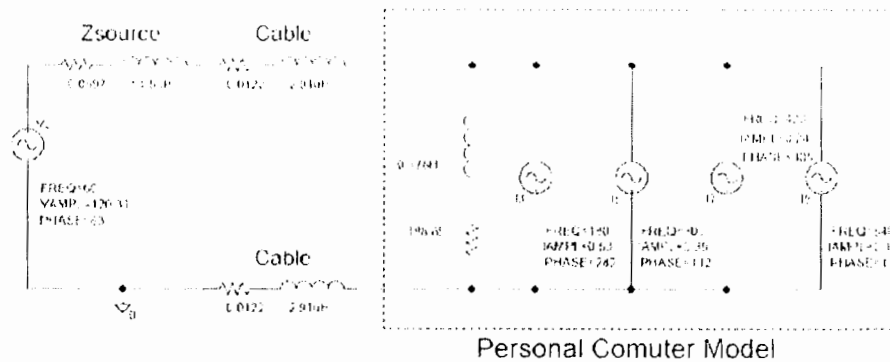
طبق اندازه گیری های به عمل آمده منابع تغذیه سوئیچینگ کامپیوترهای شخصی هارمونیکهای جریانی تا مرتبه ۲۵ تولید می کنند. هارمونیکهای زوج، ناچیز و قابل صرف نظر هستند. در جدول ۳-۱ دامنه و فاز هریک از هارمونیکهای فرد آمده است [۱]. (فاز منبع ولتاژ در این اندازه گیری ۸۳ درجه بوده است).

جدول ۱۳ طیف هارمونیک جریانی یک دستگاه کامپیوتر شخصی

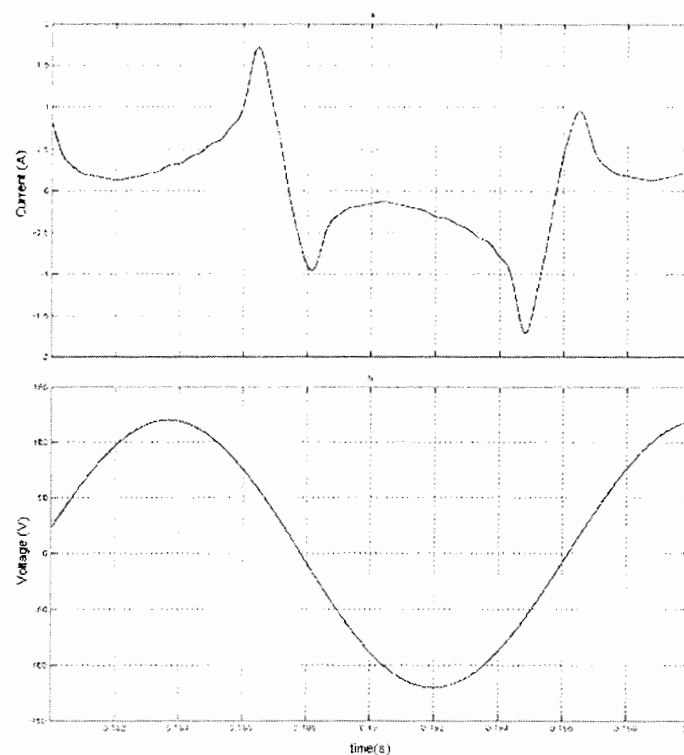
مرتبه هارمونیک	دامنه (%) هارمونیک اصلی	زاویه فاز به درجه
اصلی	1	64
۳	87.9	282
۵	65.0	112
۷	40.7	305
۹	18.3	140
۱۱	3.3	29
۱۳	7.3	311
۱۵	7.0	153
۱۷	5.1	356
۱۹	1.9	251
۲۱	2.7	152
۲۳	3.5	357
۲۵	2.2	214

بر این مبنا و با توجه به بخش ۲ از فصل هشتم استاندارد IEEE 519-1992 می توان یک مدل با منبع جریان برای چنین باری در نظر گرفت. این مدل در شکل ۳-۱ آمده است. در اینجا برای هر یک از هارمونیکها یک منبع جریان سینوسی با فرکانس مربوط به آن در نظر گرفته شده است. باید خاطر نشان کرد که در شکل ۳-۱ برای سادگی تنها تا هارمونیک نهم در مدلسازی آمده است. شکل موج ولتاژ در نقطه اتصال به منبع و جریان بار با در نظر گرفتن مدل کامل برای کامپیوتر به صورت شکل ۳-۲ است. چنانکه مشخص است جریان شکل ۳-۲ b با مولفه اصلی $0.6 \angle 64$ بسیار هارمونیک است

و دارای اعوجاج هارمونیک کلی^۱ برابر با $THD=118.8\%$ است (این مقدار از شبیه سازی در محیط Matlab/Simulink حاصل شده است).



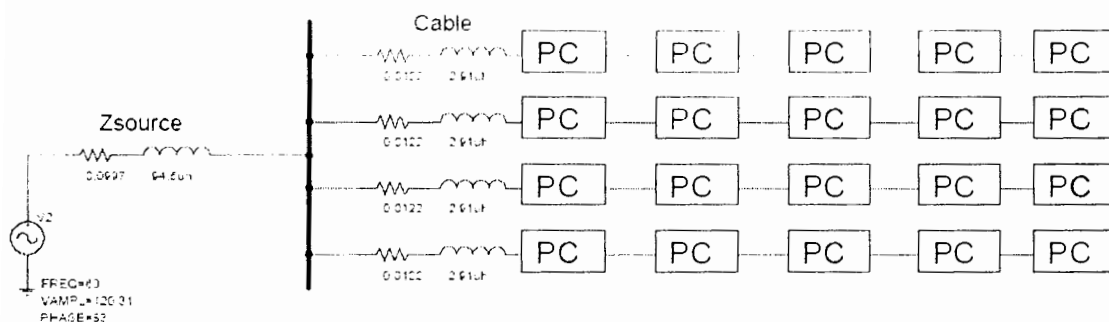
شکل ۳-۱ مدار معادل یک کامپیوتر شخصی (در منابع جریان سینوسی این شکل، جریان از سمت منفی به مثبت جاری می شود)



شکل ۳-۲ (a) شکل موج جریان مصرفی کامپیوتر (b) شکل موج ولتاژ در نقطه اتصال به منبع

^۱ - Total Harmonic Distortion

در این پروژه برای شبیه سازی یک مرکز کامپیوتر، آرایشی به صورت شکل ۳-۳ برای آن در نظر گرفته شده است. در این حالت مجموعاً ۲۰ دستگاه کامپیوتر در ۴ دسته ۵ تایی از طریق چهار کابل به منبع متصل شده‌اند.

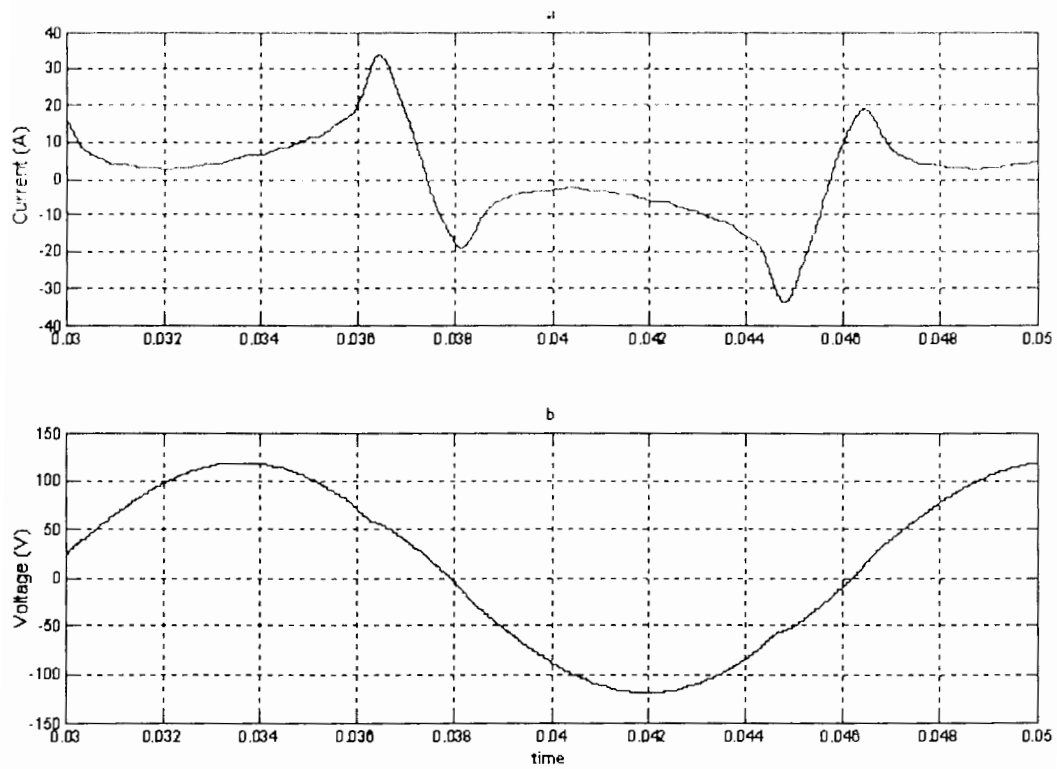


شکل ۳-۳ آرایش در نظر گرفته شده برای یک مرکز کامپیوتر با ۲۰ دستگاه

در این حالت شکل موج ولتاژ در نقطه اتصال مشترک و جریان منبع به صورت شکل ۳-۴ خواهد بود. در اینجا بازهم اعوجاج هارمونیکی کل برای جریان برابر با $THD=118.8\%$ و برای ولتاژ نقطه اتصال مشترک برابر با $THD=2.38\%$ می باشد.

۳-۳ حذف هارمونیکها

چنانکه از شکل موجهای ۲-۳ و ۴-۳ مشخص است جریان مصرفی یک مرکز کامپیوتر دارای اعوجاج بسیار است و به این طریق پارامترهای کیفیت توان به شدت تحت تاثیر قرار می گیرند. همانطور که قبلاً هم گفته شد این تاثیر متقابلاً بر کارکرد کامپیوترها تاثیر منفی خواهد گذاشت. برای رفع این مشکل در این پروژه با در نظر گرفتن یک فیلتر فعال تکفاز از نوع موازی سعی شد تا هارمونیکهای جریان بار جبران شوند و در ضمن ضریب توان نیز به مقدار واحد نزدیک شود تا به این طریق توان راکتیو مصرفی بار بر منبع اثر نگذارد. نتایج آمده در فصل پنجم بخوبی بیانگر این مساله هستند.



شکل ۳-۴ (a) شکل موج جریان مصرفی مرکز کامپیوتر (b) ولتاژ نقطه اتصال مشترک

فصل چهارم

فیلتر فعال تکفاز برای بهبود کیفیت توان مرکز رایانه

۴-۱) مقدمه

در این فصل به طور کامل فیلتر فعال تکفاز در نظر گرفته شده برای این پروژه و چگونگی کنترل آن را مورد بررسی قرار می دهیم.

در ابتدا به چگونگی محاسبه متغیر جبران شدنی می پردازیم. در این پروژه به دو روش مختلف هارمونیک اصلی جریان محاسبه شده است. اولین روش بر مبنای تبدیل فوریه است که با استفاده از تکنیک پنجره لغزان، بهبود یافته و به حجم محاسباتی پایینی دست یافته است. در روش دوم با استفاده از داده های بدست آمده در روش اول، یک شبکه فازی-عصبی تطبیقی (ANFIS)^۱ آموزش داده شده و با دریافت نمونه های کمتری از جریان ورودی دامنه هارمونیک اصلی را در خروجی تخمین می زند.

پس از محاسبه مؤلفه اصلی جریان بار، با تفاضل آن از کل جریان بار، بخش هارمونیکی و اضافه جریان بدست می آید. این جریان در واقع همان جریانی است که فیلتر فعال باید معکوس آن را از شبکه بکشد تا عمل جبران سازی انجام شود.

1 - Adaptive Neuro-Fuzzy Interface System

در ادامه ساختار مدار قدرت را به طور مختصر بررسی و المانهای در نظر گرفته شده را معرفی خواهیم نمود.

در بخش بعد یک روش پیشنهادی برای مدولاسیون باند هیستریزیس معرفی و چگونگی پیاده سازی آن ارائه می شود. این روش نسبت به روش معمول بهبودی نسبی در اعوجاج هارمونیک کل ایجاد می کند.

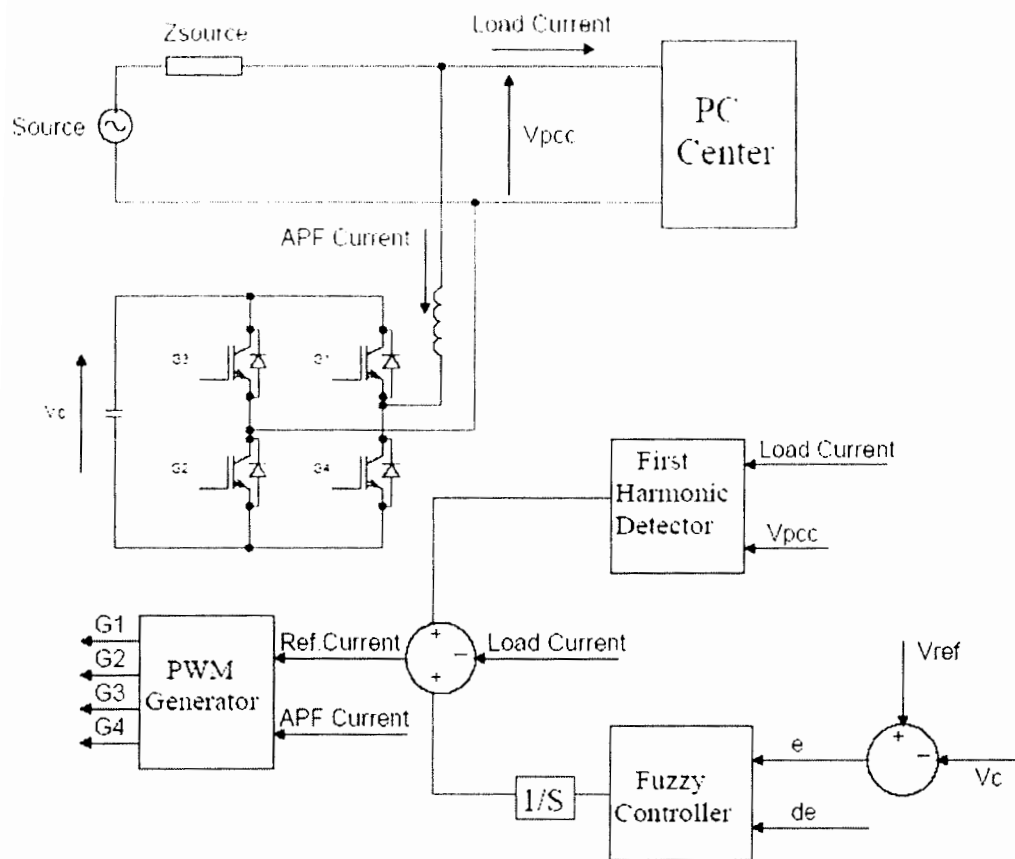
در بخش آخر کنترلر فازی مورد استفاده برای کنترل ولتاژ باس DC معرفی خواهد شد. این کنترلر با دریافت خطای ولتاژ خازن باس DC و همچنین تغییرات این خطا دامنه جریان مورد نیاز برای تثبیت ولتاژ خازن را مشخص خواهد نمود. این جریان به جریان بدست آمده از مرحله قبل اضافه می شود و جریان مرجع فیلتر فعال را مشخص می نماید.

پس از مشخص شدن جریان مرجع فیلتر فعال، کنترلر PWM با روش باند هیستریزیس این جریان را تولید خواهد نمود.

بلوک دیاگرام کل سیستم در شکل ۴-۱ آمده است.

۴-۲) محاسبه مؤلفه اصلی جریان بار

برای محاسبه مؤلفه اصلی در این پروژه دو روش مورد استفاده قرار گرفت. روش اول بر مبنای تحلیل فوریه می باشد که با هدف پیاده سازی در پروسسورهای کم سرعت پیشنهاد شده است. روش دوم با استفاده از تعداد نمونه هایی کمتر از روش اول و با استفاده از یک شبکه فازی-عصبی تطبیقی هارمونیک اول را محاسبه می کند. در این روش نمونه ها با فرکانس $\frac{1}{3} kHz$ انتخاب می شوند و در عین حال دقت مناسبی حاصل می شود.



شکل ۴-۱ نمای کلی مدار فیلتر قدرت تکفاز در نظر گرفته شده در این پروژه

۴-۲-۱ تبدیل فوریه با پنجره لغزان

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 رابطه ۱ قابل نوشتن است

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

که

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

9

$$B_i = \frac{2}{T_{period}} \int_0^{T_{period}} x(t) \sin(i\omega t) dt \quad (3)$$

معادلات بالا باید برای استفاده در DSP تصحیح شوند. با تبدیل این روابط به زمان گسسته با فاصله زمانی ثابت τ و با تعداد نقاط N_{points} در هر سیکل خواهیم داشت:

$$x(k\tau) = \sum_{\substack{i=1 \\ i \text{ odd}}}^{N_{max}} A_i \cos(i\omega k\tau) + B_i \sin(i\omega k\tau) \quad (4)$$

که $k = 0, 1, 2, \dots, (N_{points} - 1)$ و $\tau = \frac{T_{period}}{N_{points}}$ و مشابهها خواهیم داشت:

$$A_i = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=0}^{N_{points}-1} x(j\tau) \cos(i\omega j\tau) \quad (5)$$

9

$$B_i = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=0}^{N_{points}-1} x(j\tau) \sin(i\omega j\tau) \quad (6)$$

روابط بالا بدلیل دارا بودن شرط شروع از نقطه اولیه ($j=0$) یعنی یک زمان ثابت، هنوز 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 شوند. (جالب توجه است که از $N_{current}$ تا $N_{points}-1$ جابجا می شود).

$$A_i = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=N_{current}}^{N_{points}+N_{current}-1} x(j\tau) \cos(i\omega j\tau) \quad (7)$$

9

$$B_i = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=N_{current}}^{N_{points}+N_{current}-1} x(j\tau) \sin(i\omega j\tau) \quad (8)$$

تصحیح ایجاد شده هنوز با توجه به حجم محاسبات بالای مورد نیاز برای هر هارمونیک مناسب نیست.

نکته مهم این است که در کاربرد فیلتر فعال، تنها، مؤلفه اصلی مورد نیاز است. درواقع می توان با محاسبه هارمونیک اصلی و کاستن آن از کل جریان بار، جریان مرجع را محاسبه نمود. این کار محاسبات زیادی لازم ندارد. مؤلفه اصلی $x_1(k\tau)$ به صورت رابطه ۹ است.

$$x_1(k\tau) = A_1 \cos(\omega k\tau) + B_1 \sin(\omega k\tau) \quad (9)$$

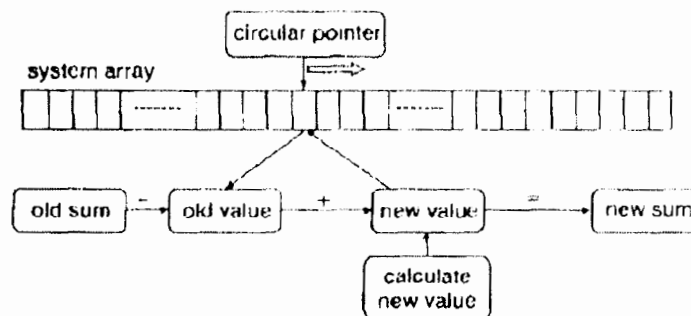
و ضرایب سری فوریه برای روش پنجره لغزان اینگونه اند:

$$A_1 = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=N_{current}}^{N_{points}+N_{current}-1} x(j\tau) \cos(\omega j\tau) \quad (10)$$

و

$$B_1 = \frac{2}{N_{points}} \sum_{j=N_{current}}^{N_{points}+N_{current}-1} x(j\tau) \sin(\omega j\tau) \quad (11)$$

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 ۱۱ و ۱۰ در هر لحظه نمونه برداری انجام گیرند. این مساله همچنان زمان بر است. روش بهتر برای حل مشکل زمان محاسبه، استفاده از آرایه هاست. در واقع ضرایب معادلات ۱۱ و ۱۰ 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 ۴-۲ 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.



شکل ۴-۲ اجرای تبدیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان

با توجه به اینکه هدف این روش محاسبه مؤلفه اصلی است که طبیعتاً فرکانس پایینی دارد لذا برای این کار نیازی به نمونه برداری با سرعت بالا وجود نخواهد داشت. مثلاً برای آشکار سازی فرکانس 60Hz نمونه برداری با فرکانس 1kHz کفایت می‌کند. به این ترتیب باز هم حجم محاسبات کاهش یافته و زمان بیشتری در اختیار خواهد بود.

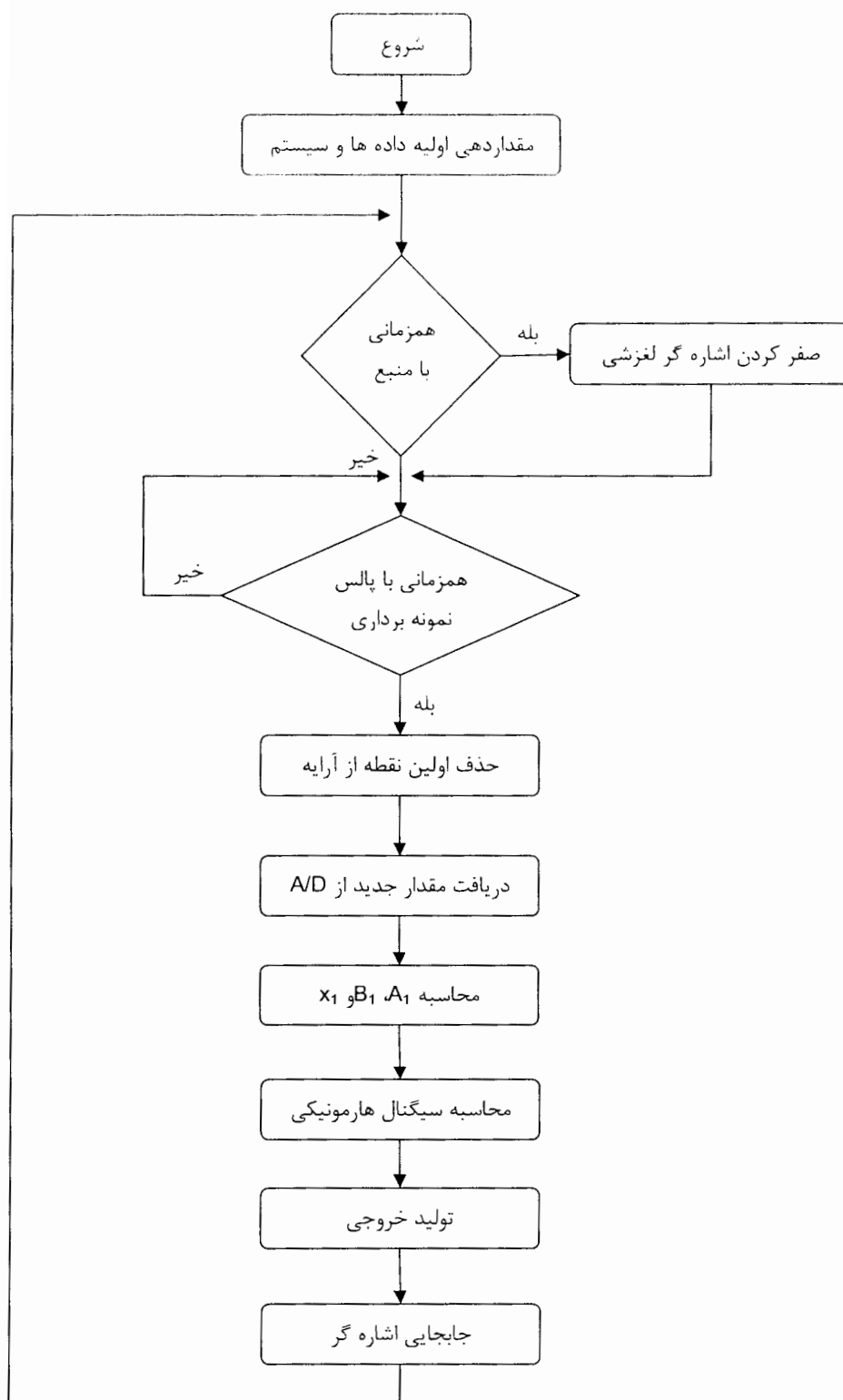
فلوچارت این روش به طور خلاصه در شکل ۴-۳ آمده است.

۴-۲-۲) محاسبه مؤلفه اصلی با استفاده از ANFIS

در این روش برای تولید داده های آموزشی از جریان بار با فرکانس $\frac{1}{3} kHz$ نمونه برداری شده است و در واقع برای هر پریود مولفه اصلی تنها به ۶ نمونه نیاز است. داده های آموزشی برای یک، ۵، ۱۰، ۱۵ و ۲۰ کامپیوتر انتخاب شده اند و آموزش شبکه با استفاده از جعبه ابزار MATLAB/ANFIS انجام شده است. در اینجا ورودیها ۶ نمونه مذکور هستند و خروجی شبکه دامنه مؤلفه اصلی است. با انتخاب نوع شبکه به روش Subtractive Clustering و استفاده از مقادیر پیش فرض آن، شبکه با خطای $1.9622e-7$ آموزش داده می شود.

برای آزمایش شبکه داده های تست با در نظر گرفتن ۱۱،۹،۳ و ۱۸ کامپیوتر بدست آمده اند.

برای این داده ها خطای متوسط شبکه آموزش دیده 0.076 می باشد که خطای قابل قبولی است.



شکل ۳-۴ فلوجارت روش تبدیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان

در این شبکه هر ورودی دارای ۵ تابع عضویت از نوع gaussmf است و خروجی از نوع خطی انتخاب شده است. در مجموع پنج قاعده فازی از نوع تاکاگی-سوگنو برای تولید خروجی مطلوب تعریف شده اند.

به این ترتیب از این شبکه در محاسبه جریان مرجع فیلتر فعال این پروژه استفاده می شود و همانطور که گفته شد تعداد نمونه های کم مورد نیاز از جریان بار مزیت اصلی این روش است.

۳-۴) ساختار مدار قدرت

در این قسمت به چگونگی انتخاب المانهای مدار می پردازیم. در مقالات مختلف، روشها و روابط مختلف و گاه متفاوتی ذکر شده و استاندارد مشخصی برای مقادیر المانها وجود ندارد. لذا با استفاده از روابطی که ذکر می شود تنها می توان به حداقل مقادیر لازم دست یافت و انتخاب دقیق مقادیر نیاز به آزمایش و خطا دارد. در واقع با هر بار تغییر در مقادیر قطعات می توان به کارکرد خاصی از مدار دست یافت و انتخاب شرایط مناسب بسته به پارامترهای مهمی نظیر THD، رپل ولتاژ خازن و... خواهد بود.

۴-۳-۱) ولتاژ باس DC

به طور کلی ولتاژ باس DC باید بیش از 1.79 برابر پیک ولتاژ منبع باشد [۲۹]. به این ترتیب خواهیم داشت:

$$V_{dc} > 1.79 \cdot V_p = 1.79 \cdot 120.3 = 215.3 \quad (12)$$

۴-۳-۲) خازن باس DC

حداقل مقدار خازن باس DC را می توان از رابطه ۱۳ بدست آورد [۳۰].

$$C \geq \frac{P_o}{2f_{line}(V_{o\max}^2 - V_{o\min}^2)} \quad (13)$$

در این رابطه P_o توان ماکزیمم است که از مجموع توان بار و توان تلفاتی فیلتر فعال بدست می آید. همچنین $V_{o\min}$ و $V_{o\max}$ مقادیر حداکثر و حداقل رپل ولتاژ خازن هستند و f_{line} فرکانس مؤلفه اصلی است.

در اینجا با در نظر گرفتن ۲۰ کامپیوتر که هر یک در ولتاژ $120.3 \angle 83^\circ$ جریانی به میزان $0.6 \angle 64^\circ$ مصرف می کنند و با صرف نظر از تلفات فیلتر فعال خواهیم داشت:

$$P_o = 20 \cdot \frac{1}{2} \cdot 120.3 \cdot 0.6 \cdot \cos(83 - 64) = 682.5 \text{ Watt} \quad (14)$$

همچنین با انتخاب ولتاژ مرجع ۲۵۰ ولت و با در نظر گرفتن ۵ درصد ریپل برای ولتاژ خازن خواهیم داشت:

$$V_{o\max} = 262.5 \text{ V}, V_{o\min} = 237.5 \text{ V} \quad (15)$$

به این ترتیب از قرار دادن روابط ۱۴ و ۱۵ در رابطه ۱۳ حداقل مقدار خازن به صورت زیر بدست می آید.

$$C \geq \frac{682.5}{2 \cdot 60 \cdot (262.5^2 - 237.5^2)} = 455 \mu F \quad (16)$$

۳-۳-۴ سلف محدود کننده جریان

حداقل مقدار اندوکتانس فیلتر را می توان از رابطه ۱۷ محاسبه نمود [۳۱].

$$L > \frac{V_{af,rms}}{0.05 \cdot I_1 \cdot 2\pi \cdot f_{sw}} \quad (17)$$

در این رابطه $V_{af,rms}$ ولتاژ مؤثر خروجی اینورتر در فرکانس سوئیچینگ، f_{sw} فرکانس سوئیچینگ و I_1 دامنه مؤلفه اصلی جریان است. با در نظر گرفتن این مقادیر به صورت

$$V_{af,rms} = V_{dc} = 250 \text{ V}, I_1 = 12 \text{ A}, f_{sw} = 30 \text{ kHz} \quad (18)$$

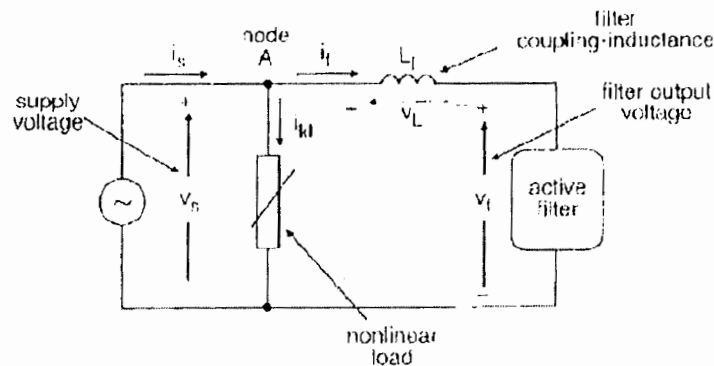
حداقل مقدار اندوکتانس به صورت رابطه ۱۹ بدست خواهد آمد.

$$L \geq \frac{250}{0.05 \cdot 12 \cdot 2\pi \cdot 30000} = 2.2 \text{ mH} \quad (19)$$

۴-۴) روش پیشنهادی مدولاسیون باند هیستریزس

چنانکه در بخش ۶-۲ بیان کردیم از بین انواع روشهای مدولاسیون، روش باند هیستریزس برای تولید جریان در فیلترهای فعال مناسبترین روش است. در این روش به طور معمول یک حد ثابت برای خطا در نظر گرفته می شود و عمل سوییچینگ در هنگام عبور خطا از این محدوده انجام می-گیرد.

شکل ۴-۴ را در نظر بگیرید. رابطه ۲۰ وضعیت جریان فیلتر را در هنگام سوییچینگ نشان می-دهد. آنچه جالب توجه است اینکه نرخ تغییر جریان اندوکتانس محدود کننده موجود در فیلتر با توجه به تغییر ولتاژ منبع سینوسی به طور پیوسته در حال تغییر است.



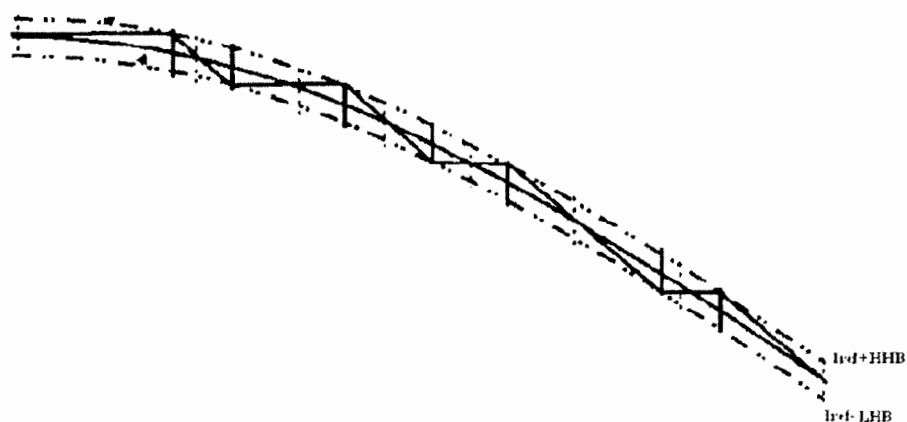
شکل ۴-۴ ساختار کلی یک فیلتر فعال موازی

$$v_f(t) = v_s(t) - L_s \frac{di_f(t)}{dt} \quad (20)$$

از طرف دیگر با فرض اینکه جهت جریان فیلتر از سمت منبع سینوسی به منبع DC مثبت باشد. هنگامی که ولتاژ منبع مثبت است نرخ کاهش جریان فیلتر کمتر از نرخ افزایش آن است. زیرا در هنگام افزایش جریان، V_f مقدار منفی و در هنگام کاهش جریان مقدار مثبت دارد. به همین صورت هنگام منفی بودن ولتاژ منبع سینوسی نرخ کاهش جریان بیش از نرخ افزایش آن است.

بر این اساس می‌توان روشهایی را برای رفع این مشکل پیشنهاد نمود. یکی از این روشها استفاده از اینورترهای چند سطحی است. اما استفاده از این روش باعث افزایش تعداد المانهای سونیچینگ می‌شود و لذا قابل توجیه نیست.

روشی که در این پروژه پیشنهاد شده، استفاده از باند هیستریزیس نامتقارن است. باند هیستریزیس را مطابق شکل ۴-۵ به صورت $i_{ref}+HHB$ برای افزایش جریان فیلتر و $i_{ref}-LHB$ برای کاهش آن در نظر بگیرید. بر اساس روش پیشنهادی در هنگام مثبت بودن ولتاژ منبع سینوسی، $HHB>LHB$ و در هنگام منفی بودن آن $HHB<LHB$ در نظر گرفته می‌شود. به این تاثیر تفاوت نرخ تغییرات جریان در دو حالت یاد شده تا حدودی کاهش می‌یابد.



شکل ۴-۵ مدولاسیون باند هیستریزیس

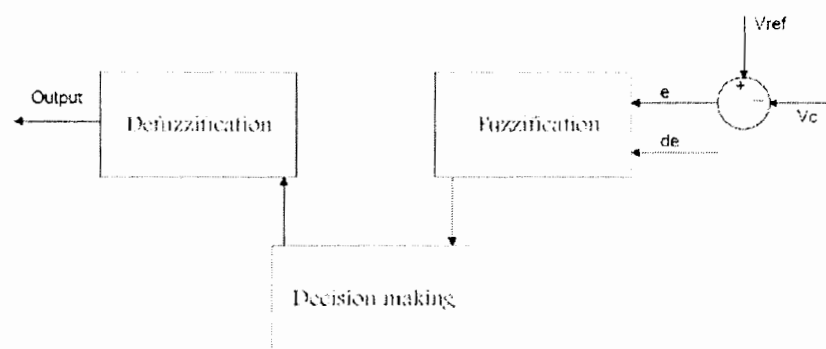
برای تایید این روش با در نظر گرفتن ۱۰ کامپیوتر با آرایشی که در فصل قبل ارائه شد و با مداری مطابق شکل ۴-۱ عمل جبرانسازی انجام گرفت. در این حالت اعوجاج هارمونیکی کل برای باره ۱۱۸.۸٪ است. در اینجا برای اینکه بتوان تاثیر روش مدولاسیون را به صورت مستقل بررسی نمود بجای خازن از یک منبع ولتاژ ۲۵۰ ولت استفاده شد. در حالت اول، با استفاده از روش مدولاسیون با باند هیستریزیس متقارن و با انتخاب مقدار $HHB=LHB=0.1$ مقدار اعوجاج هارمونیکی کل جریان منبع ۳.۴۷٪ حاصل شد. در روش پیشنهادی برای حالت ولتاژ مثبت منبع $HHB=0.3$ و $LHB=0.1$ و

در حالت ولتاژ منفی منبع $HHB=0.1$ و $LHB=0.3$ انتخاب شد. در این حالت $THD=2.79\%$ برای جریان منبع حاصل شد.

ملاحظه می شود که این روش بهبودی نسبی در اعوجاج هارمونیکی کل ایجاد می کند. انتظار می رود که با انتخاب سطوح بیشتری برای باند هیستریزس، متناسب با مقادیر مختلف ولتاژ منبع بتوان بهبود بیشتری در میزان اعوجاج هارمونیکی کل بوجود آورد. همچنین لازم است که این تاثیر در فرکانسهای سوئیچینگ مختلف نیز بررسی شود.

۴-۵) طراحی کنترلر فازی

برای پیاده سازی الگوریتم کنترل فیلتر فعال قدرت در نظر گرفته شده مطابق شکل ۴-۱، ولتاژ خازن باس DC اندازه گیری شده، با یک مقدار مرجع مقایسه می شود. آنگاه سیگنالهای خطا، $e=V_{dc,ref}-V_c$ و تغییرات خطا، $de=e_{new}-e_{old}$ مطابق شکل ۴-۶ در هر لحظه نمونه برداری به عنوان ورودی به کنترلر فازی اعمال می شوند. خروجی این کنترلر تغییرات جریان لازم برای شارژ خازن را نشان می دهد [۳۲]. این جریان به جریان هارمونیکی بدست آمده در بخش ۴-۲ اضافه می شود و جریان مرجع فیلتر را تشکیل می دهد.



شکل ۴-۶ ساختار کنترلر فازی

در یک کنترلر فازی، عمل کنترل با ارزیابی یک مجموعه قواعد زبانی انجام می شود. ایجاد این قواعد نیازمند درک صحیحی از فرآیند کنترلی مورد نظر است، اما نیازی به مدل ریاضی سیستم ندارد.

در اینجا برای هریک از دو ورودی خطا و تغییرات خطا هفت تابع عضویت فازی تعریف شده

است که عبارتند از: NB, NM, NS, ZE, PS, PM و PB^۱.

براین اساس کنترلر فازی شامل اجزاء زیر خواهد بود:

۱- هفت تابع عضویت فازی برای هریک از ورودیها و خروجی

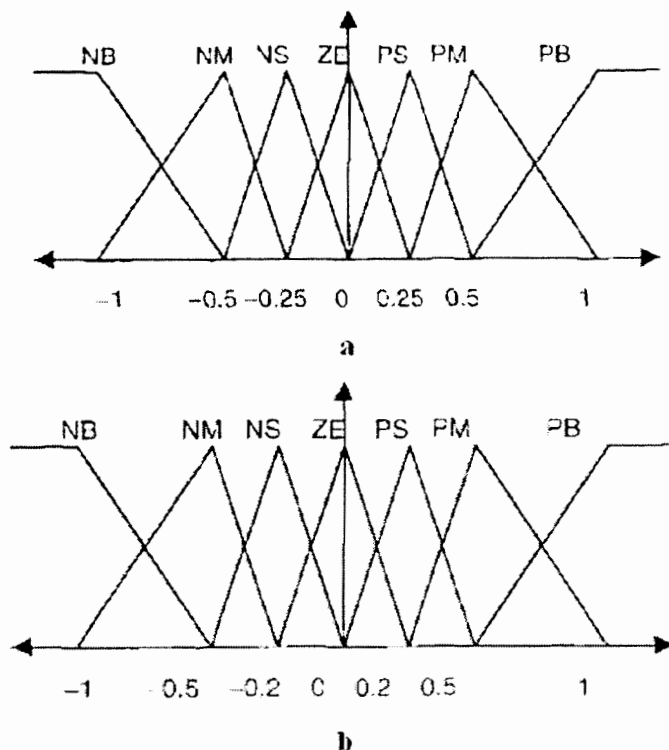
۲- توابع عضویت مثلثی برای سادگی

۳- عملگر «و» فازی به روش $\min$

۴- استلزام فازی با استفاده از عملگر «min» از نوع ممدانی

۵- غیرفازی سازی به روش centroid

توابع عضویت در نظر گرفته شده به صورت شکل ۴-۷ هستند.



شکل ۴-۷ توابع عضویت فازی: (a) ورودیها (b) خروجی

1 - Negative Big, Negative Medium, Negative Small, Zero, Positive Small, Positive Medium, Positive Big

قواعد فازی بر اساس جدول جستجو به صورت جدول ۴-۱ انتخاب می شوند.

جدول ۴-۱ جدول قواعد فازی

خطا (e)

	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NB	NB	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NB	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PB	PB	PB

تغییرات خطا (de)

با توجه به محدوده در نظر گرفته شده برای توابع عضویت فازی لازم است که ورودیها در محدوده مجاز قرار گیرند. ورودی خطا برای تطبیق با محدوده توابع عضویت نرمالیزه می شود و برای ورودی تغییرات خطا محدوده تغییرات ± 1 در نظر گرفته شد. بدین ترتیب روابط خطا و تغییرات خطا به صورت زیر اصلاح می گردند:

$$e = \frac{V_{ref} - V_c}{V_{ref}} \quad (21)$$

و

$$de = V_{cnew} - V_{cold} \quad (22)$$

البته برای بهبود حالت گذرای سیستم لازم است که برای ورودی خطا بهره‌ای بین 2.27 تا 2.63 و برای تغییرات خطا بهره‌ای برابر با 0.5 در نظر گرفته شود. همچنین یک مقدار ماکزیمم 10A برای جریان شارژ خازن در نظر گرفته شد تا به این طریق جریان مصرفی کل سیستم محدود شود. البته میزان این جریان در مشخصه های پاسخ سیستم تاثیر می گذارد.

برای خروجی کنترلر نیز بهره ای برابر با 0.45 در نظر گرفته شد تا پاسخ به شکل مطلوبی حاصل شود. همانطور که در شکل ۴-۱ نیز مشخص است در خروجی کنترلر فازی یک انتگرالگیر قرار داده شده است. به این ترتیب خروجی فازی در هر لحظه به مقدار قبلی جریان شارژ خازن اضافه می-شود.

در فصل پنجم نتایج شبیه سازیها را برای فیلتر فعال طراحی شده بررسی خواهیم نمود.

فصل پنجم

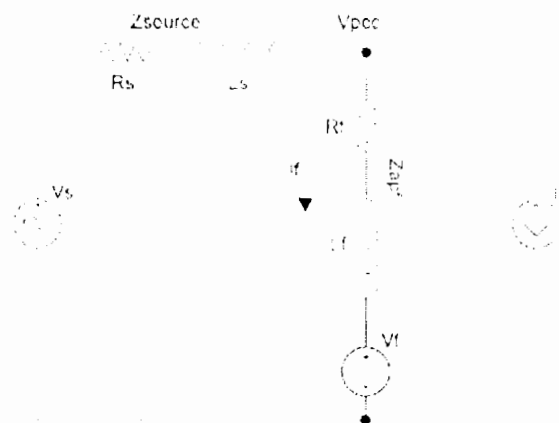
نتایج شبیه سازی

۵-۱) مقدمه

در این فصل نتایج شبیه سازی انجام شده در این پروژه ارائه می شود. با توجه به اینکه، شبیه سازی در محیط نرم افزار MATLAB انجام گرفته، در ابتدا چگونگی مدلسازی سیستم توضیح داده می شود. آنگاه شرایط مختلفی از قبیل راه اندازی، تغییر بار و تغییر مقادیر المانهای فیلتر بررسی خواهد شد. همچنین نتایج استفاده از شبکه فازی-عصبی تطبیقی در محاسبه هارمونیک اصلی نیز ارائه می شود.

۵-۲) مدلسازی

برای مدلسازی سیستم مورد نظر، مدار شکل ۴-۱ را مطابق شکل ۵-۱ ساده می کنیم. اینورتر به صورت یک منبع ولتاژ V_f سری با سلف L_f در نظر گرفته شده است و R_f مقاومت اندوکتانس است که یک اهم فرض شده است. V_f ولتاژ خروجی اینورتر است که بسته به وضعیت سوئیچها می تواند برابر با $+V_c$ یا $-V_c$ باشد. هرگاه جریان فیلتر از جریان مرجع کمتر باشد $V_f = -V_c$ در غیر این صورت $V_f = +V_c$ خواهد بود. همچنین در این مدار بار کامپیوتر (IL) به صورت جریان ثابت در نظر گرفته شده است. با توجه به شکل ۵-۱ می توان معادلات مدار را به صورت روابط ۱ و ۲ نوشت.



شکل ۵-۱ مدار ساده شده کل سیستم

$$\dot{v}_f = \frac{i_f}{C} \quad (1)$$

$$\dot{i}_f = \frac{(v_s - v_{pcc}) - R_s(i_f + i_L) - L_s \dot{i}_L}{L_s} \quad (2)$$

حل این معادلات به روش اویلر در نرم افزار MATLAB انجام گرفته، نتایج شبیه سازی ها در بخشهای بعد خواهند آمد. لازم به توضیح است که در این نتایج، ولتاژ باس DC متوسط ولتاژ خازن است که از نمونه برداری با فرکانس 1kHz و با استفاده از تکنیک پنجره لغزان، مشابه روش تبدیل فوریه بهبود یافته، حاصل شده است.

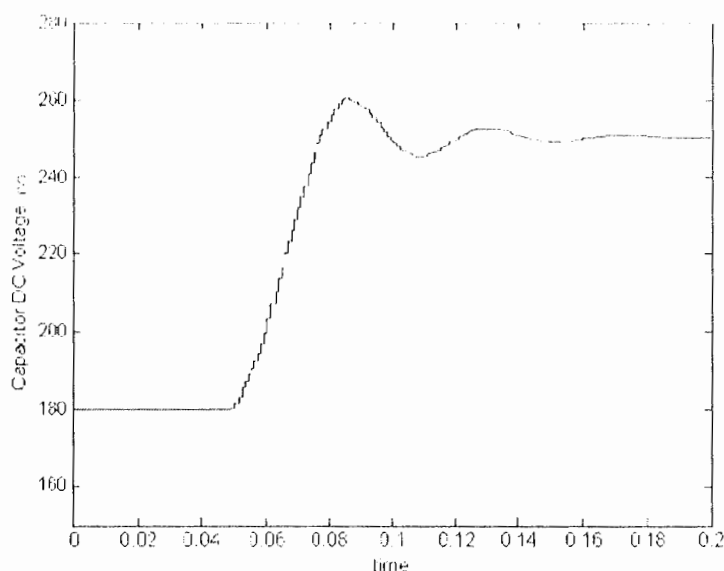
۵-۳ عملکرد کنترلر خطی در هنگام تغییرات بار

برای تعیین کنترلر مقادیر پارامترهای سیستم به صورت زیر در نظر گرفته شدند:

$$C = 800 \mu F, L = 4mH, f_{max} = 30kHz, V_{ref} = 250V$$

مقادیر ولتاژ باس DC، ظرفیت خازن و اندوکتانس سلف با توجه به روابط بخش ۴-۳ انتخاب شده‌اند. همچنین فرکانس سوئیچینگ ماکزیمم تقریباً ۲۰ برابر بزرگترین هارمونیک جریان انتخاب شده تا عمل حذف هارمونیک به خوبی انجام شود. ولتاژ اولیه خازن نیز ۱۸۰ ولت در نظر گرفته شده است.

قبل از طراحی کنترلر فازی، ابتدا یک کنترلر تناسبی با بهره $P=0.48$ برای سیستم در نظر گرفته شد. ورودی این کنترلر خطای ولتاژ باس DC یعنی $E = V_{ref} - V_{dc}$ می باشد. چنانکه شکل ۲-۵ نشان می دهد پاسخ، شکل مناسبی دارد.



شکل ۲-۵ ولتاژ باس DC در حالت راه اندازی و با کنترلر تناسبی

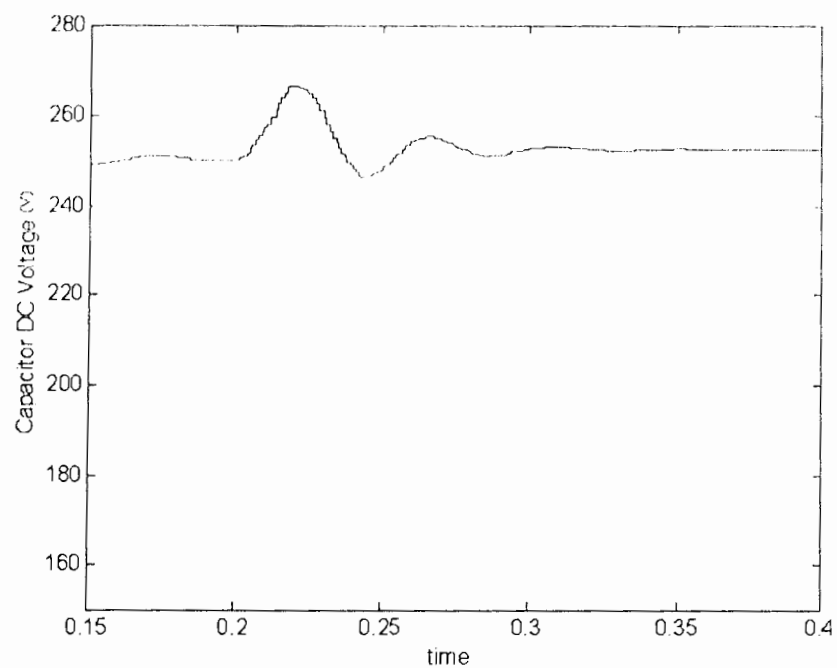
در این حالت بالازدگی برابر 14.9٪، زمان صعود 20.7ms، زمان نشست با معیار ۳٪، 87.4ms و خطای حالت دائمی 2.1×10^{-3} می باشد.

حال لازم است که حالات گذرای سیستم را در حضور کنترلر تناسبی فوق بررسی کنیم. شکل ۳-۵ تغییرات ولتاژ باس DC را برای کاهش بار به میزان ۵۰٪ نشان می دهد.

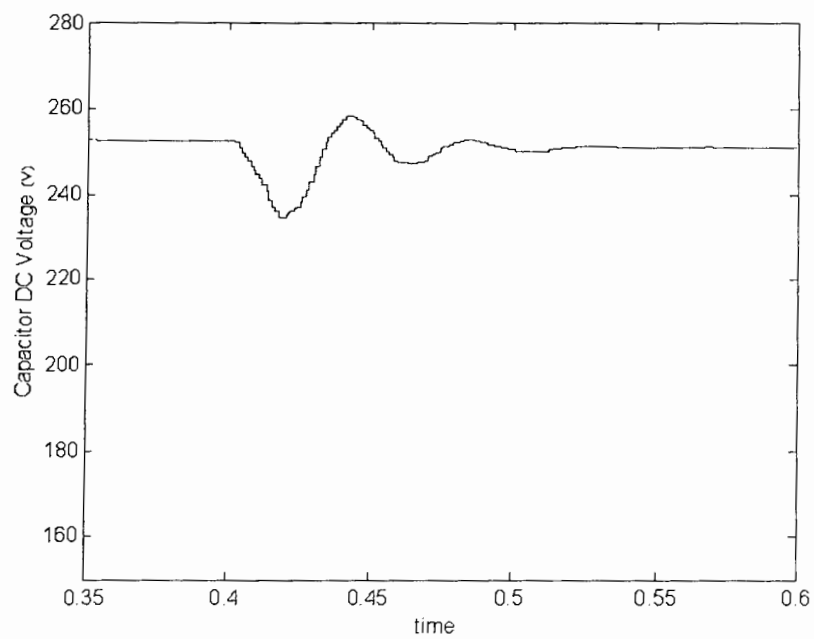
ملاحظه می شود که در این حالت خطای حالت دائمی به میزان 1٪ ایجاد شده است و افزایش ولتاژی به میزان 6.6٪ نسبت به ولتاژ حالت دائمی در خازن رخ داده است

شکل ۴-۵ تغییرات ولتاژ باس DC را در حالت افزایش بار نشان می دهد.

در این وضعیت خطای حالت دائمی به میزان 1.4×10^{-3} رسیده است. همچنین در هنگام تغییر بار ولتاژ خازن به میزان 6.1٪ افت داشته است.



شکل ۳-۵ ولتاژ باس DC در کاهش بار و با کنترلر تناسبی



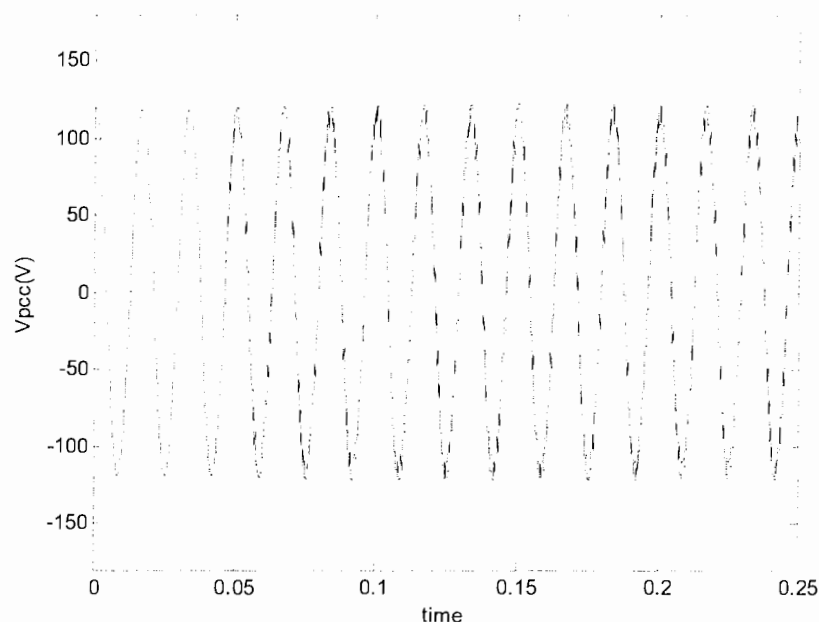
شکل ۴-۵ ولتاژ باس DC در افزایش بار و با کنترلر تناسبی

۴-۵) عملکرد کنترلر فازی در هنگام تغییرات بار

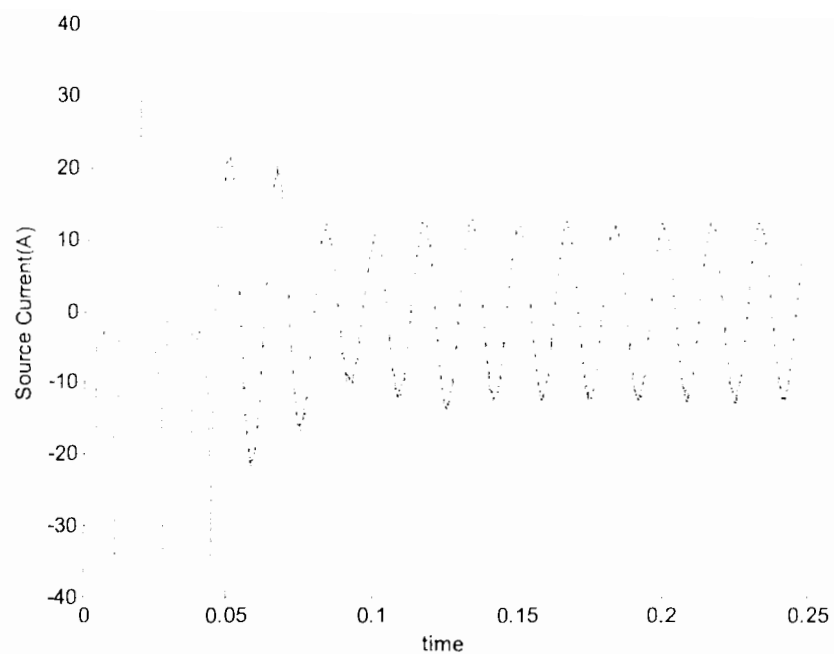
در این قسمت عملکرد کنترلر فازی را در تغییرات بار سیستم بررسی خواهیم نمود. هر یک از حالات راه اندازی، کاهش بار و افزایش بار را به صورت جداگانه ارائه می نماییم. بهره سیگنال ورودی خطا 2.38 انتخاب شده است. همچنین فرکانس ماکزیمم مولد PWM به 30kHz محدود شده است. مقادیر المانهای در نظر گرفته شده برای فیلتر فعال در این بخش عبارتند از: $C = 800\mu F$, $L = 4mH$.

۵-۴-۱) راه اندازی

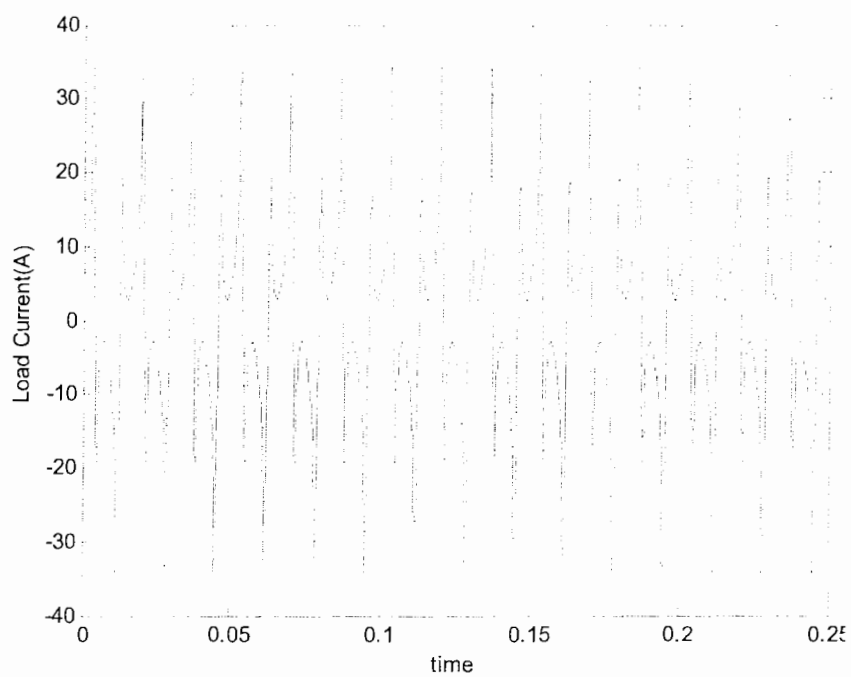
در اینجا فیلتر فعال، هنگامی که مرکز کامپیوتر در شرایط بار کامل قرار دارد عمل می شود. ولتاژ ابتدایی خازن منبع dc، ۱۸۰ ولت و ولتاژ مرجع ۲۵۰ ولت در نظر گرفته شده است. شکل‌های ۵-۵ تا ۵-۱۰ سیگنالهای مختلف را نشان می دهند.



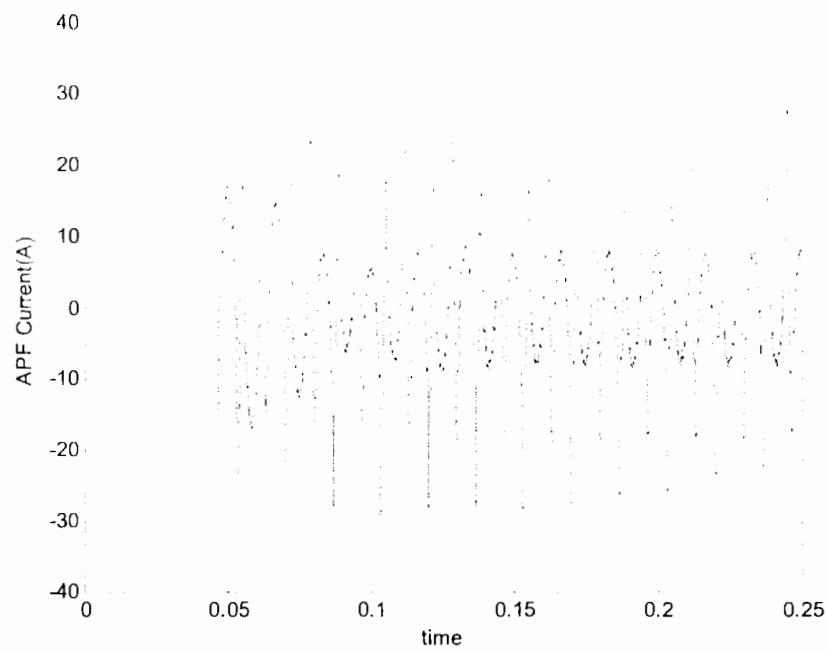
شکل ۵-۵ ولتاژ نقطه اتصال مشترک در حالت راه اندازی با کنترلر فازی



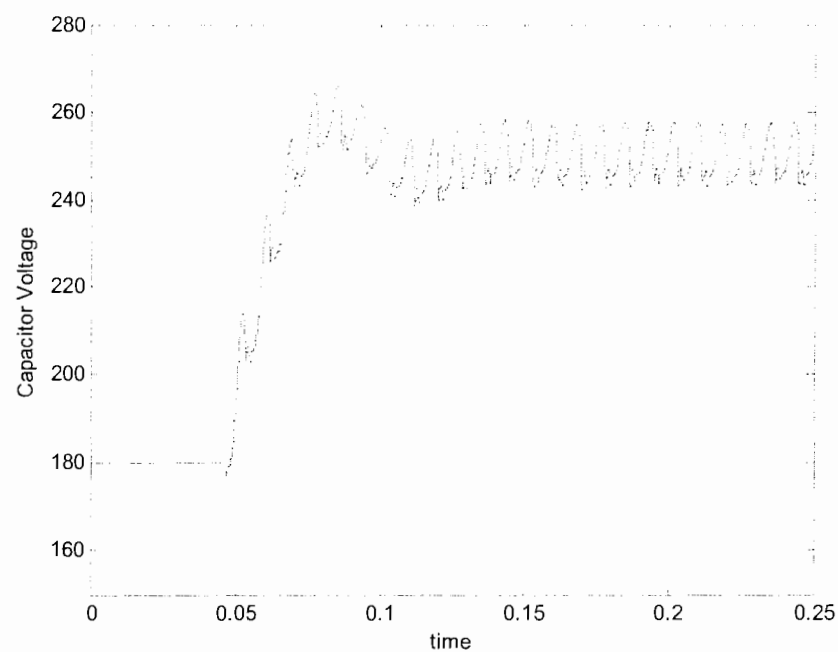
شکل ۵-۶ جریان منبع در حالت راه اندازی با کنترلر فازی



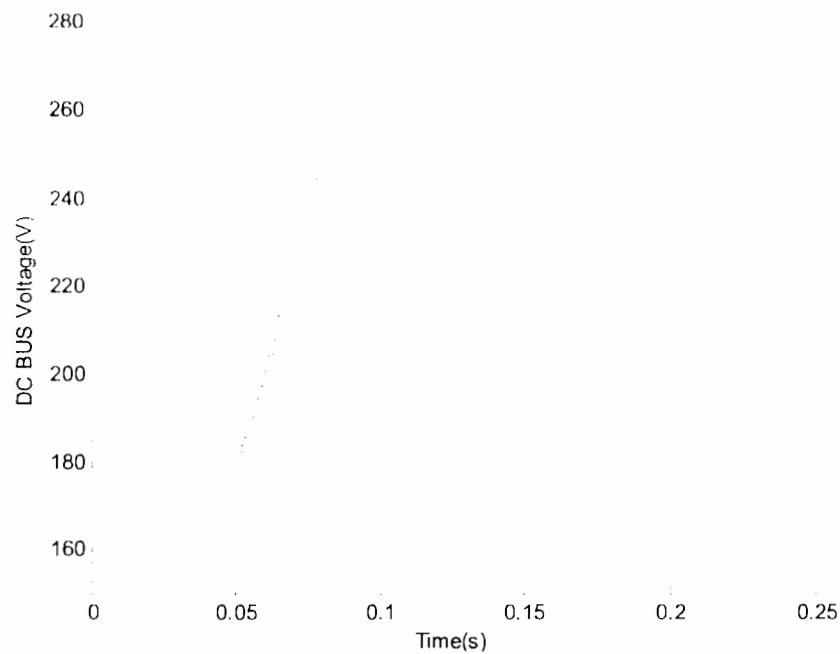
شکل ۵-۷ جریان بار در حالت راه اندازی با کنترلر فازی



شکل ۵-۸ جریان فیلتر فعال در حالت راه اندازی با کنترلر فازی



شکل ۵-۹ تغییرات ولتاژ خازن در حالت راه اندازی با کنترلر فازی

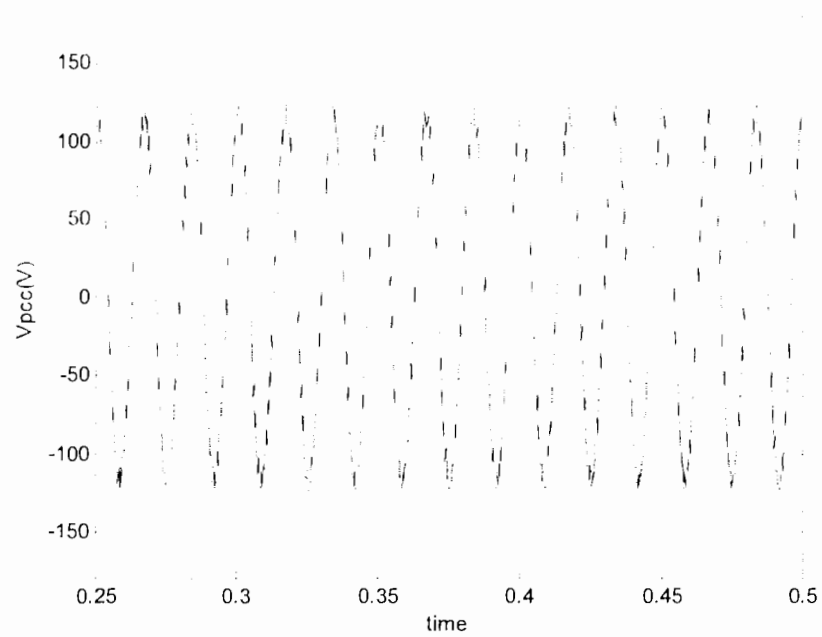


شکل ۵-۱۰ ولتاژ باس DC در حالت راه اندازی با کنترلر فازی

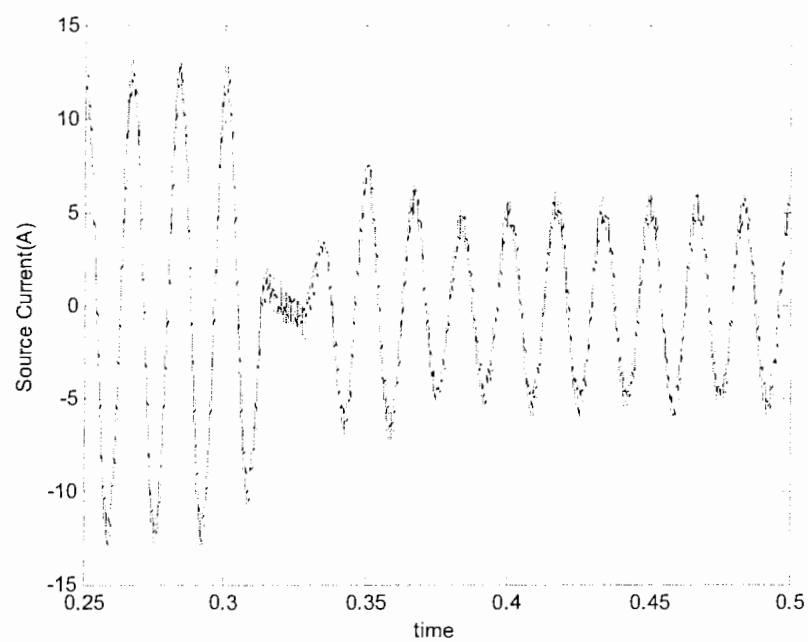
مطابق شکل ۵-۱۰، بالازدگی برابر ۱۱.۳٪، زمان صعود ۲۵.۳ms، زمان نشست با معیار ۳٪، ۸۷.۴ms و خطای حالت دائمی $1e-3$ می باشد. درحالت دائمی، مؤلفه اصلی جریان $12.34 \angle 81.3^\circ$ ، مؤلفه اصلی ولتاژ $119.1 \angle 82.7^\circ$ و ضریب توان برابر با ۰.۹۹۹۷ می باشد. همچنین داریم: $THD_{V_{pcc}} = 5.62\%$ و $THD_i = 5.63\%$.

۵-۴-۲) کاهش بار

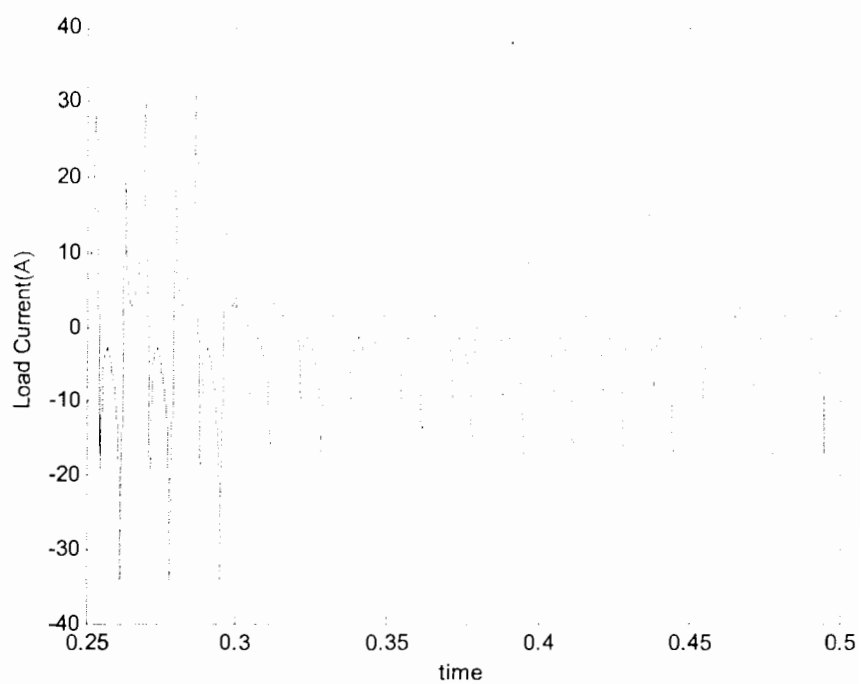
در این قسمت در زمان ۰.۳sec بار به میزان ۵۰٪ کاهش یافته است. نتایج شبیه سازی در شکل‌های ۵-۱۱ تا ۵-۱۶ آمده است.



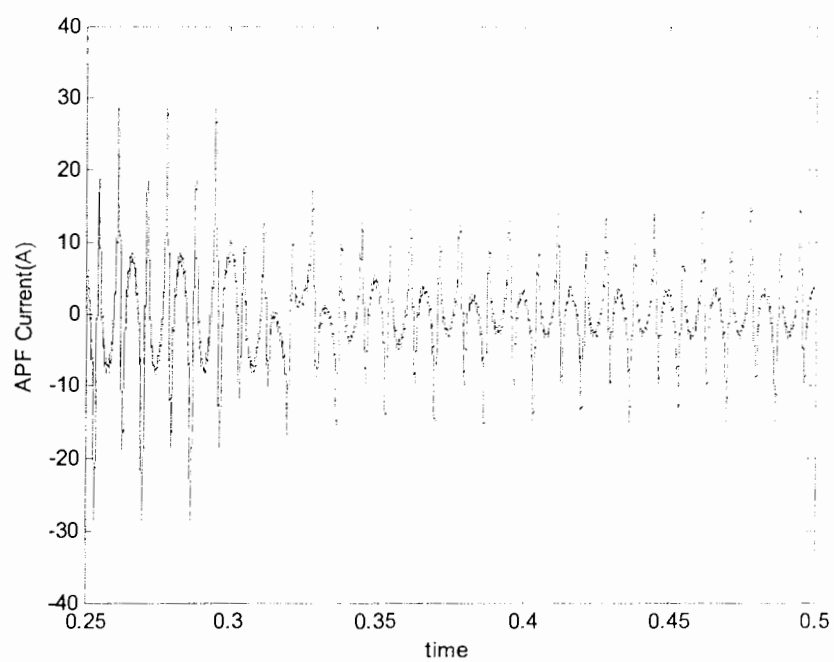
شکل ۵-۱۱ ولتاژ نقطه اتصال مشترک در شرایط کاهش بار با کنترلر فازی



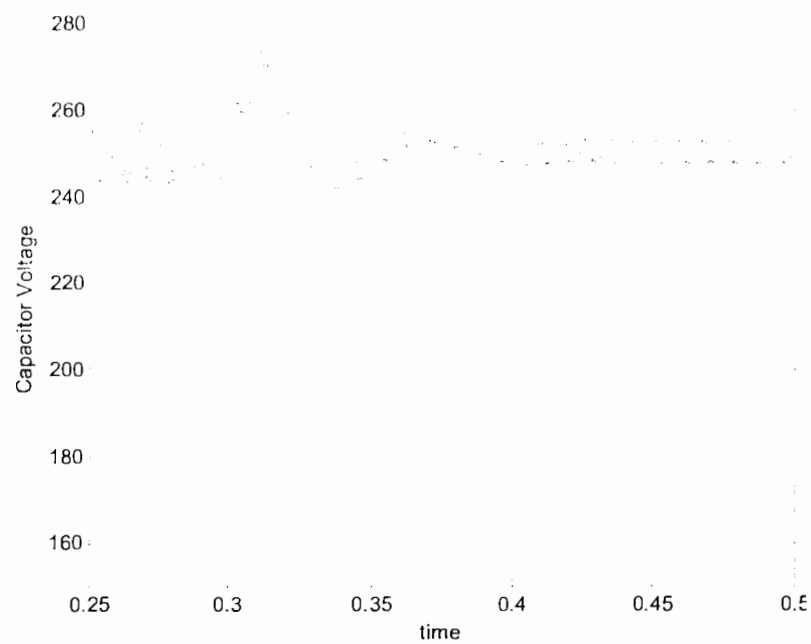
شکل ۵-۱۲ جریان منبع در شرایط کاهش بار با کنترلر فازی



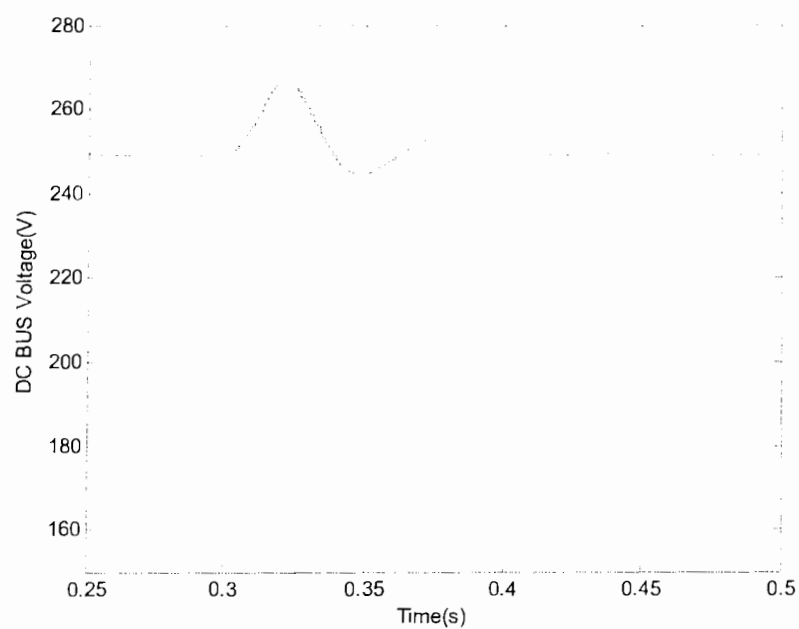
شکل ۵-۱۳ جریان بار در شرایط کاهش بار با کنترلر فازی



شکل ۵-۱۴ جریان فیلتر فعال در شرایط کاهش بار با کنترلر فازی



شکل ۵-۱۵ تغییرات ولتاژ خازن در شرایط کاهش بار با کنترلر فازی



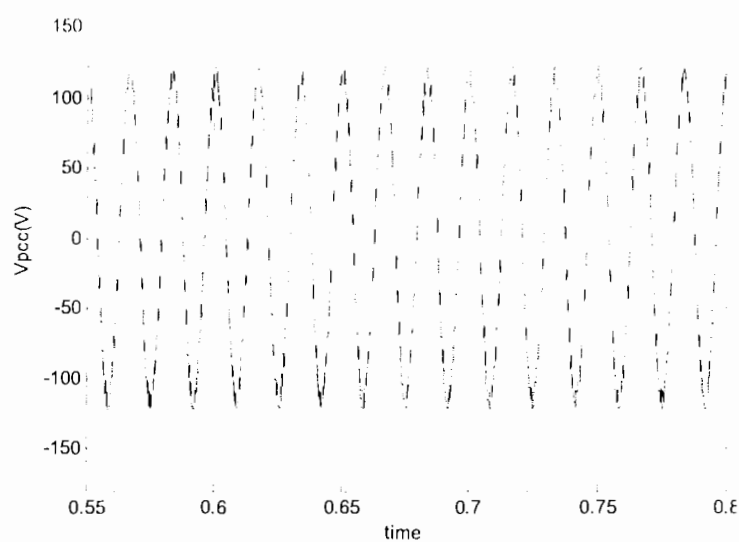
شکل ۵-۱۶ ولتاژ باس DC در شرایط کاهش بار با کنترلر فازی

در شکل ۵-۱۶ ملاحظه می شود که با نصف شدن بار ولتاژ باس DC به میزان 6.76% نسبت به ولتاژ مرجع افزایش یافته است. همچنین خطای حالت دائمی در مقدار $1e-3$ ثابت مانده است.

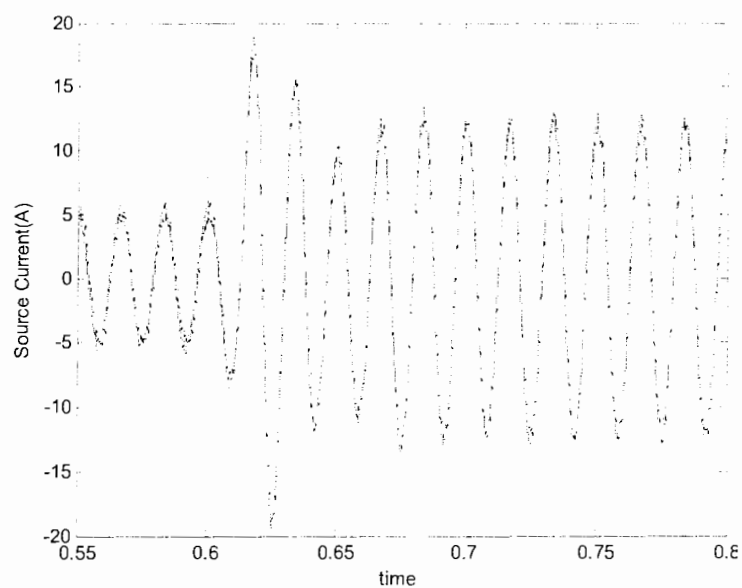
۵-۴-۳) افزایش بار

در این قسمت در زمان 0.6sec بار به میزان ۵۰٪ افزایش یافته و به مقدار قبلی بازگشته است.

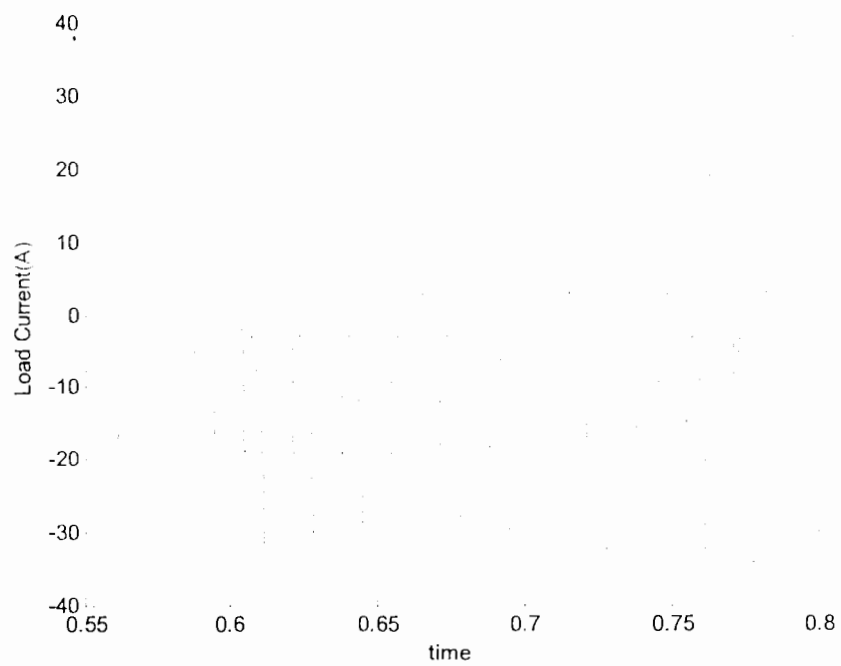
نتایج شبیه سازی در شکل‌های ۵-۱۷ تا ۵-۲۲ آمده است



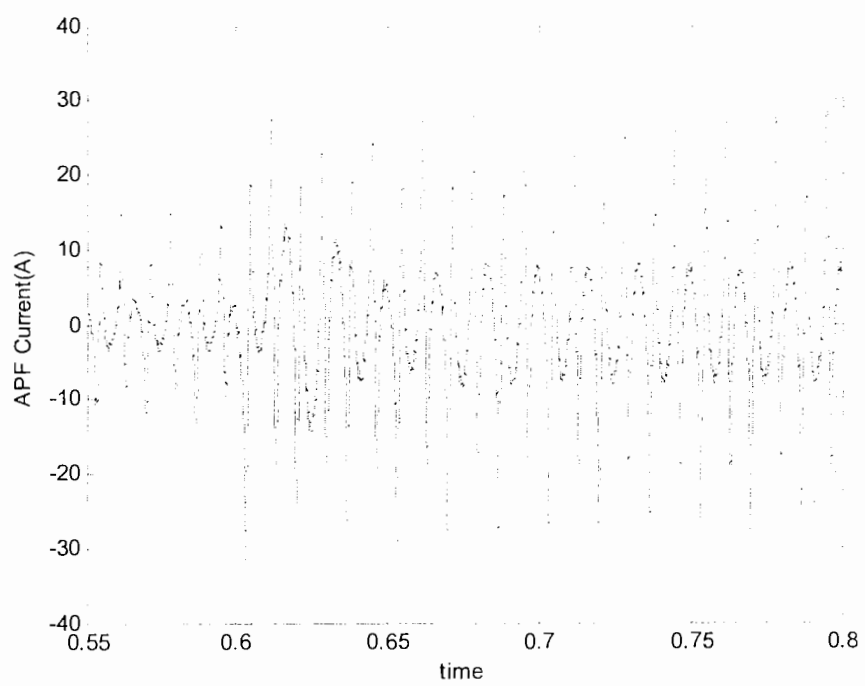
شکل ۵-۱۷ ولتاژ نقطه اتصال مشترک در شرایط افزایش بار با کنترلر فازی



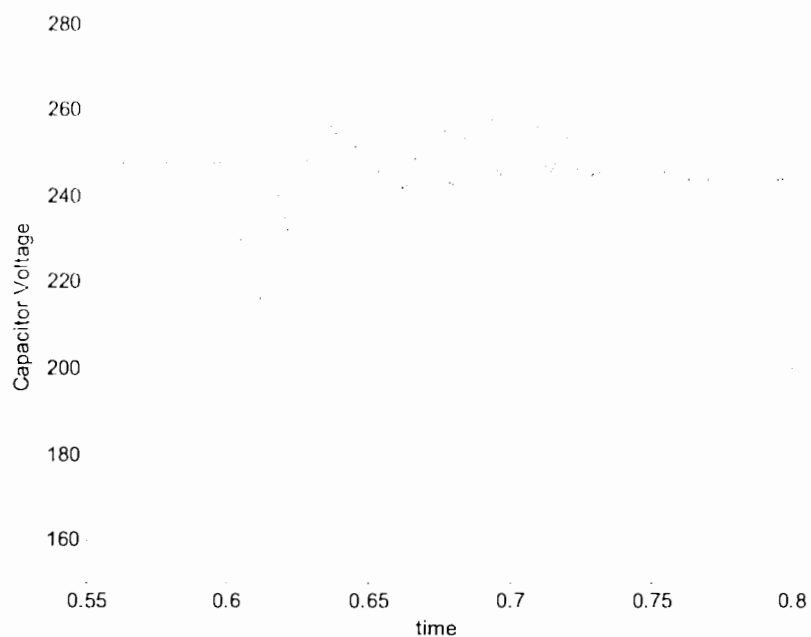
شکل ۵-۱۸ جریان منبع در شرایط افزایش بار با کنترلر فازی



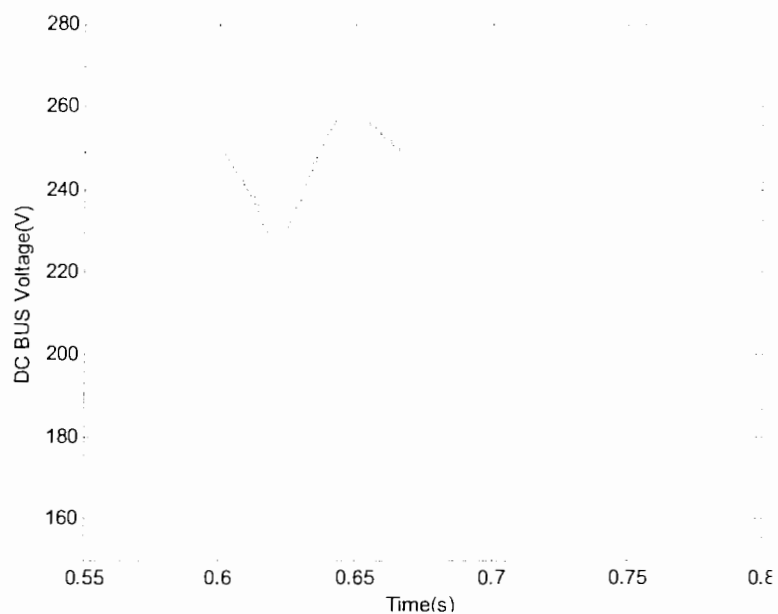
شکل ۱۹-۵ جریان بار در شرایط افزایش بار با کنترلر فازی



شکل ۲۰-۵ جریان فیلتر در شرایط افزایش بار با کنترلر فازی



شکل ۲۱-۵ تغییرات ولتاژ خازن در شرایط افزایش بار با کنترلر فازی



شکل ۲۲-۵ ولتاژ باس DC در شرایط افزایش بار با کنترلر فازی

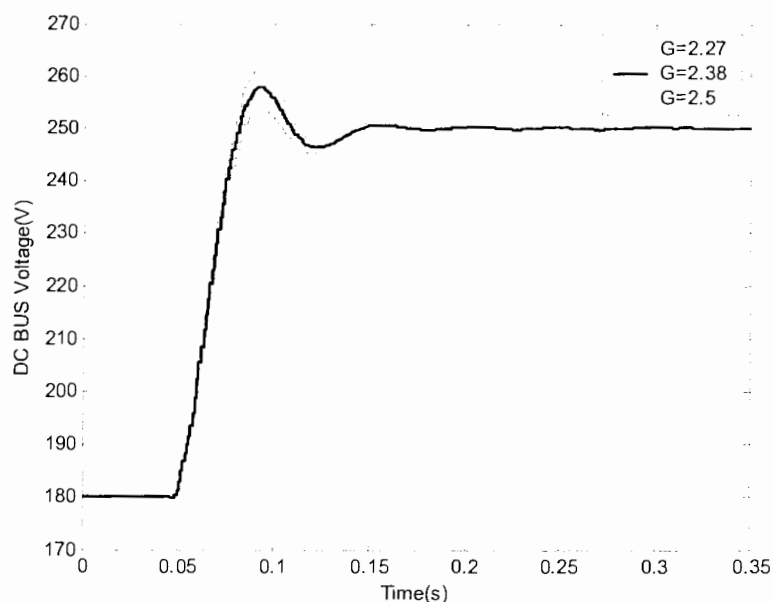
در شکل ۲۲-۵ ملاحظه می شود که با نصف شدن بار ولتاژ باس DC به میزان 8.16% نسبت به ولتاژ مرجع کاهش یافته است. خطای حالت دائمی نیز در مقدار قبلی ثابت مانده است.

۵-۵) مقایسه کنترل فازی و کنترل تناسبی

چنانکه از بخشهای ۳-۵ و ۴-۵ بر می آید کنترلر فازی به طور کل در حالت دائمی بهتر از کنترلر تناسبی عمل می کند و خطای حالت دائمی آن کمتر است. همچنین این کنترلر حساسیت بسیار کمتری به بار در حالت دائمی دارد و با تغییر بار خطای حالت دائمی آن تغییری نمی کند. از طرفی با وجود اینکه در حالت گذرا این کنترلر اندکی کندتر از کنترلر تناسبی عمل می کند اما میزان بالازدگی آن در حالت راه اندازی کمتر است.

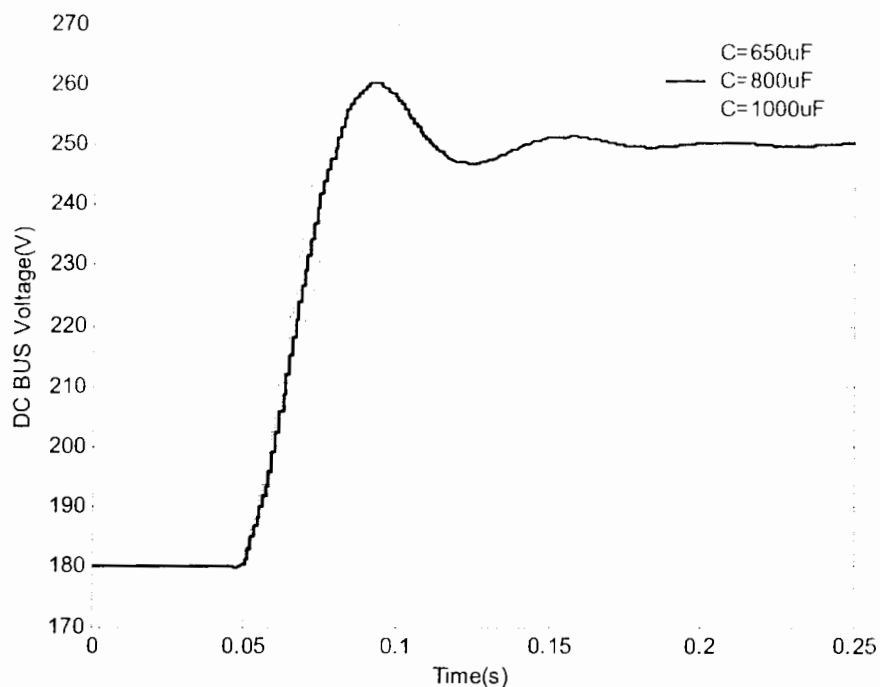
۵-۶) اثر تغییر بهره ورودی خطا و ظرفیت خازن در حالت گذرای سیستم با کنترلر فازی

چنانکه قبلاً گفته شد با تنظیم بهره خطا می توان پاسخ دینامیکی سیستم را به شکل مناسبی تنظیم نمود. در شکل ۲۳-۵ پاسخ ولتاژ باس DC برای حالت راه اندازی و برای سه ضریب 2.38، 2.27 و 2.5 نشان داده شده است. ملاحظه می شود که تغییر این ضریب تاثیر چندانی در زمان نشست و سرعت سیستم ندارد و تنها بر میزان بالازدگی سیستم مؤثر است.



شکل ۲۳-۵ ولتاژ باس DC برای تغییرات بهره سیگنال خطا در ورودی کنترلر فازی

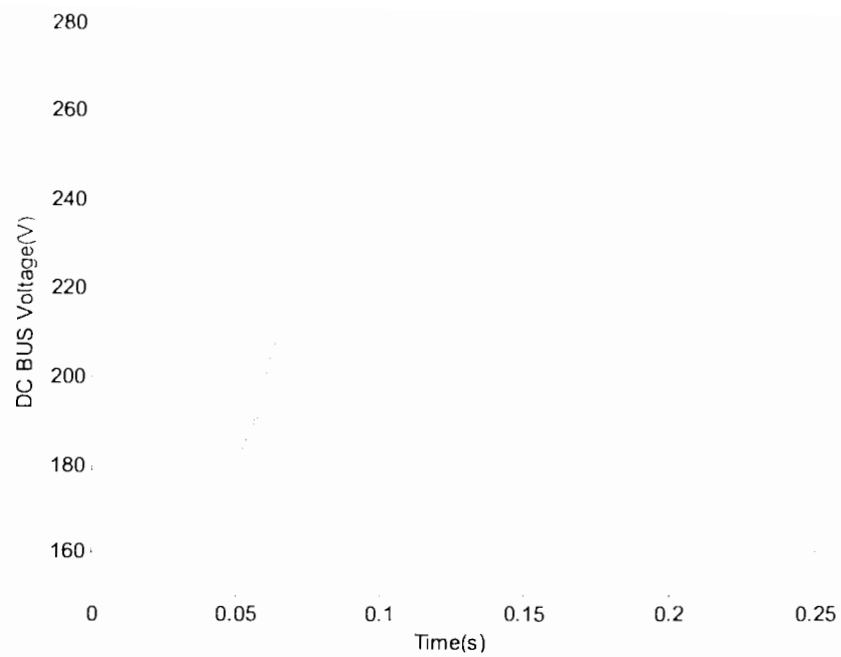
البته باید اشاره نمود که ظرفیت خازن نیز در پاسخ سیستم موثر است. شکل ۲۴-۵ برای بهره 2.38 پاسخ را با سه مقدار خازن 650، 800 و 1000 میکروفاراد مقایسه می کند.



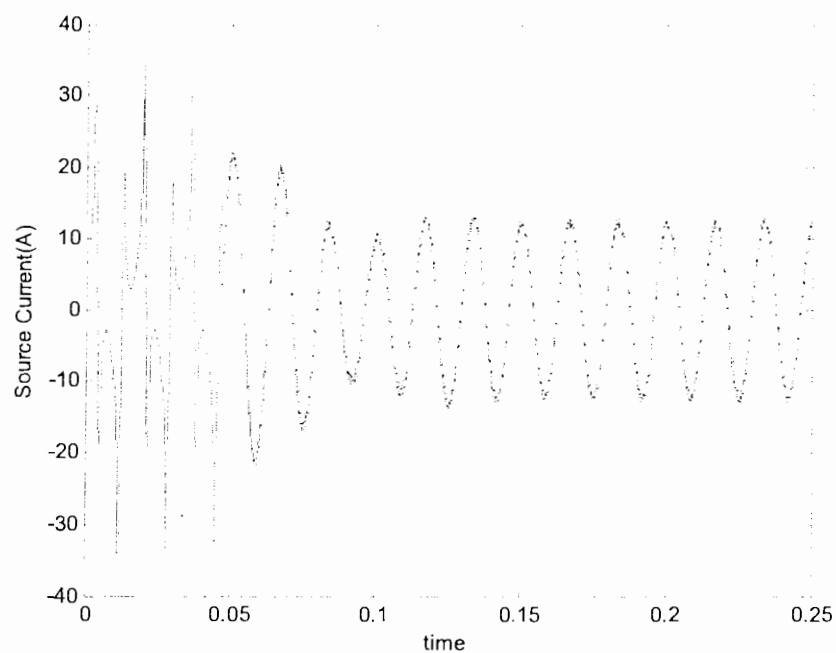
شکل ۲۴-۵ ولتاژ باس DC برای تغییرات ظرفیت خازن

۷-۵ استفاده از ANFIS

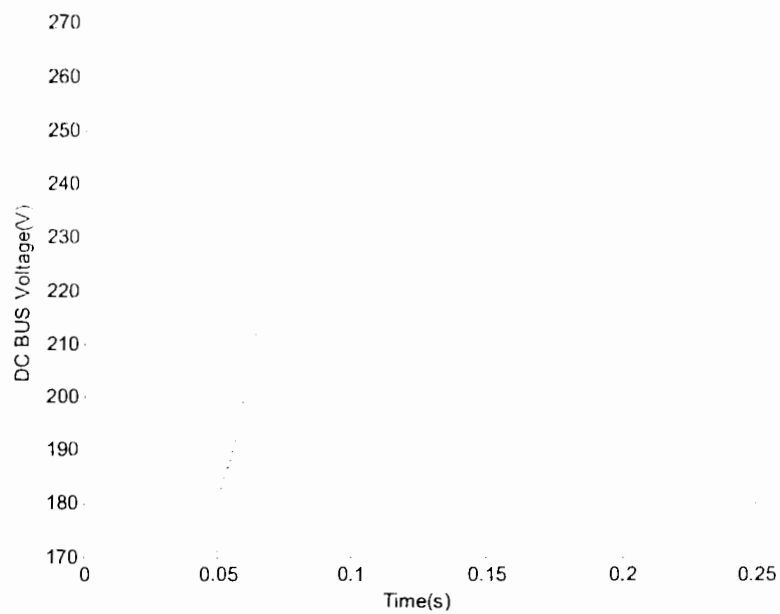
همانطور که در بخش ۲-۲-۴ بیان شد، برای محاسبه هارمونیک اصلی با استفاده از داده های بدست آمده از روش تبدیل فوریه بهبود یافته، یک شبکه فازی-عصبی تطبیقی با شش ورودی از نمونه های جریان بار با فرکانس نمونه برداری 1/3 kHz برای تولید دامنه مؤلفه اصلی جریان به کارگرفته شد. شکل های ۲۵-۵ و ۲۶-۵ به ترتیب ولتاژ باس DC و جریان منبع را برای راه اندازی در بار کامل نشان می دهند. در حالت دائمی، مؤلفه اصلی جریان $12.3 \angle 81.59$ ، مؤلفه اصلی ولتاژ $119.1 \angle 82.69$ و ضریب توان برابر با 0.9998 می باشد. همچنین داریم: $THD_i = 5.19\%$ و $THD_{V_{pcc}} = 5.61\%$. لازم به ذکر است که با استفاده از روش تبدیل فوریه بهبود یافته داشتیم: $I_1 = 12.34 \angle 81.3$ ، $THD_{V_{pcc}} = 5.62\%$ و $THD_i = 5.63\%$ ، $PF = 0.9997$ ، $V_{pcc,1} = 119.1 \angle 82.7$.



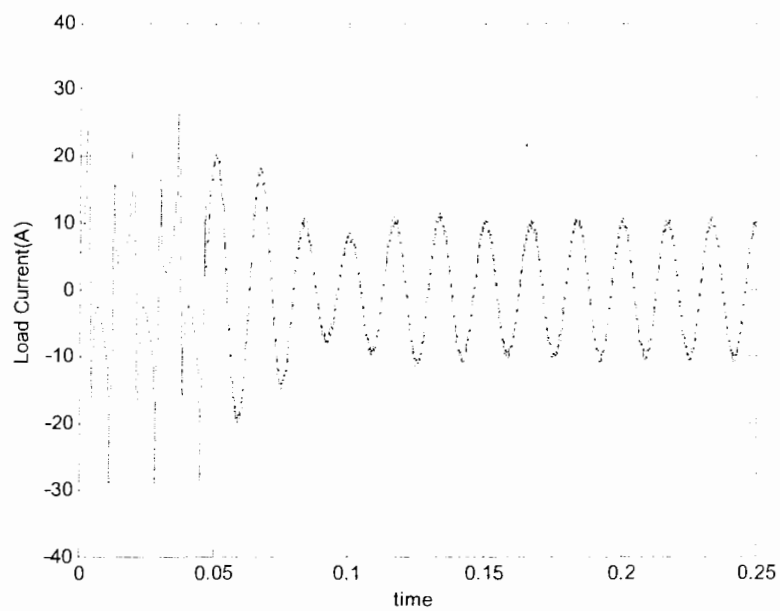
شکل ۵-۲۵ ولتاژ باس DC در حالت راه اندازی و با استفاده از ANFIS برای محاسبه مؤلفه اصلی جریان بار



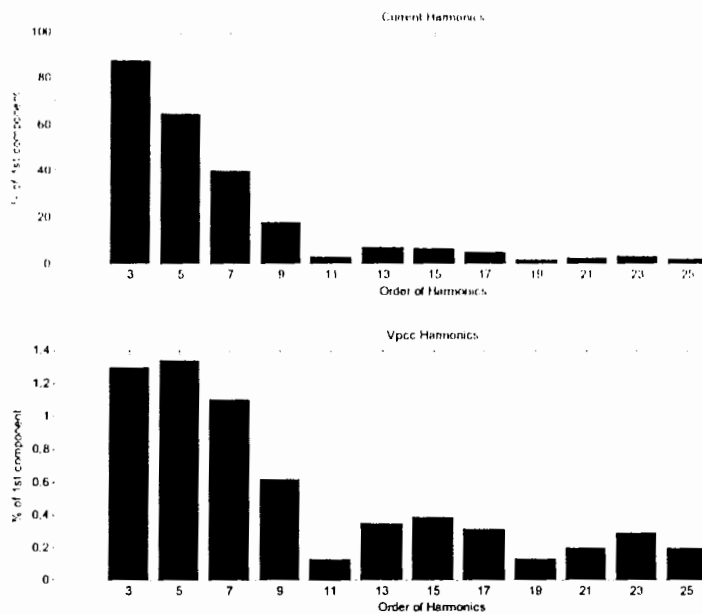
شکل ۵-۲۶ جریان منبع در حالت راه اندازی و با استفاده از ANFIS برای محاسبه مؤلفه اصلی جریان بار



شکل ۵-۲۷ ولتاژ باس DC در حالت راه اندازی و با استفاده از ANFIS برای محاسبه مؤلفه اصلی جریان بار برای ۱۷ کامپیوتر

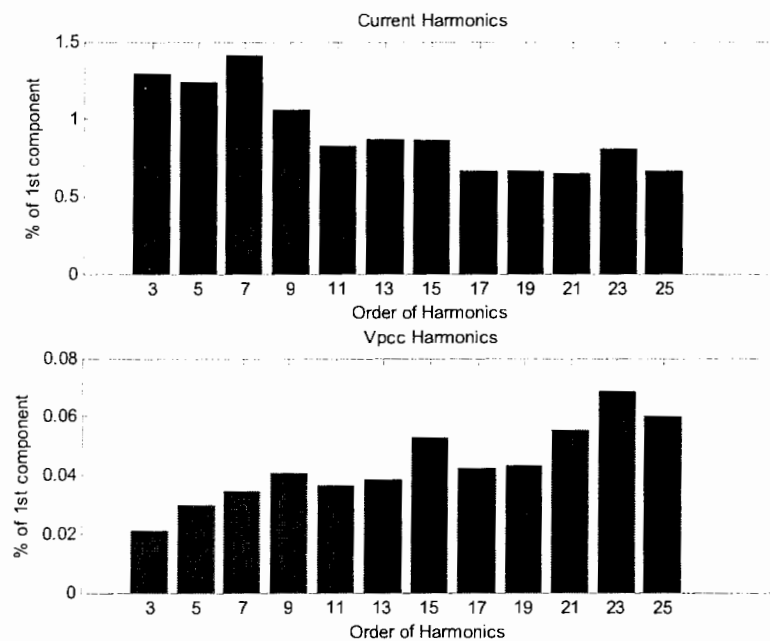


شکل ۵-۲۸ جریان منبع در حالت راه اندازی و با استفاده از ANFIS برای محاسبه مؤلفه اصلی جریان بار برای ۱۷ کامپیوتر



شکل ۲۹-۵ هارمونیکهای جریان منبع و ولتاژ نقطه اتصال مشترک بدون جبران سازی

شکل ۳۰-۵ همین هارمونیکها را برای جریان منبع در حالت فوق الذکر نشان می دهد.



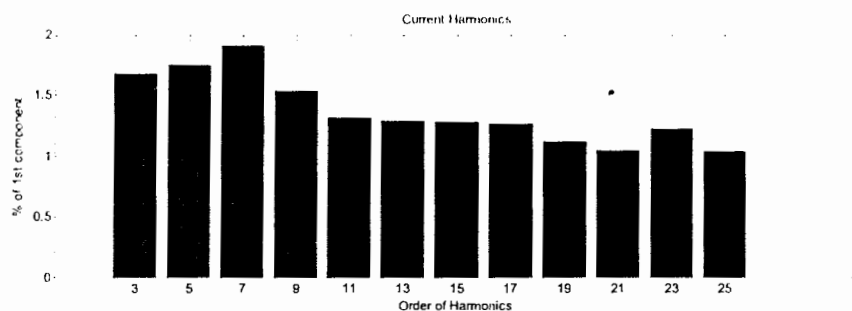
شکل ۳۰-۵ هارمونیکهای جریان منبع و ولتاژ نقطه اتصال مشترک در حالت نمونه

در این حالت $THD_i = 5.63\%$ و $THD_{V_{pcc}} = 5.62\%$ و ملاحظه می‌شود که وضعیت هارمونیک‌های جریانی و ولتاژی بخوبی بهبود یافته است.

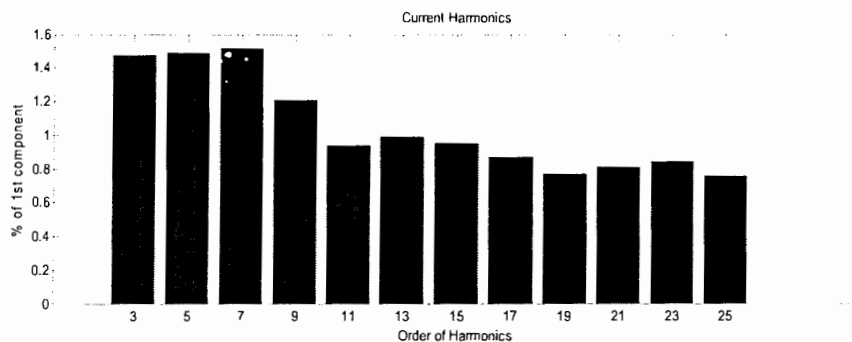
در ادامه تنها وضعیت هارمونیک‌های جریانی منبع را برای تغییر پارامترها نشان خواهیم داد.

۵-۸-۲) تغییر ولتاژ مرجع باس dc

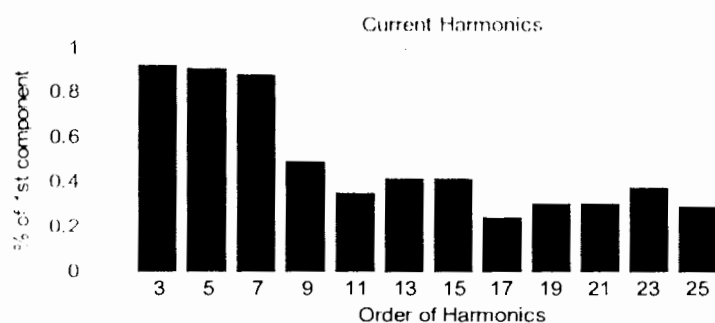
در این قسمت، هارمونیک‌های ولتاژهای مرجع ۲۲۰، ۲۳۵، ۲۶۵ و ۲۸۰ ولت در شکل‌های ۵-۳۱ تا ۵-۳۴ آمده است.



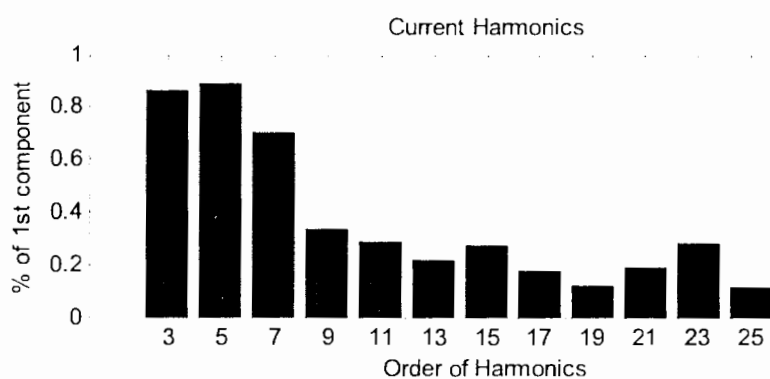
شکل ۵-۳۱ هارمونیک‌های جریانی برای $V_{ref}=220V$ - $THD_i=6.73\%$ و $THD_{V_{pcc}}=4.79\%$



شکل ۵-۳۲ هارمونیک‌های جریانی برای $V_{ref}=235V$ - $THD_i=5.81\%$ و $THD_{V_{pcc}}=5.2\%$



شکل ۳۳-۵ هارمونیکهای جریان برای $V_{ref}=265V$ - $THD_i=5.15\%$ و $THD_{V_{pcc}}=6.01\%$

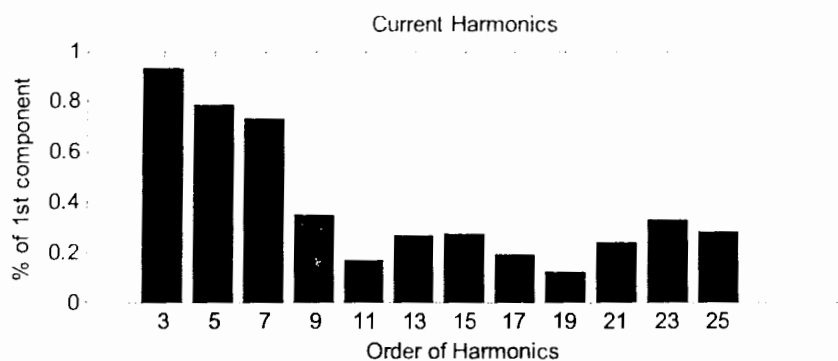


شکل ۳۴-۵ هارمونیکهای جریان برای $V_{ref}=280V$ - $THD_i=5.28\%$ و $THD_{V_{pcc}}=6.41\%$

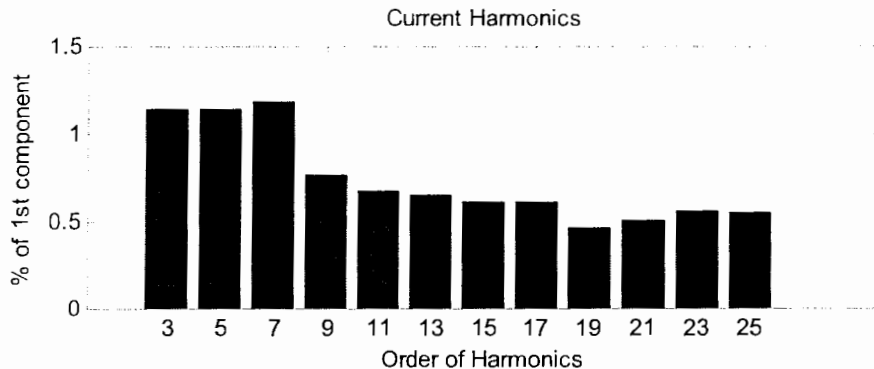
با در نظر گرفتن هارمونیکهای ۳ تا ۲۵ نشان داده شده در شکلها، ملاحظه می‌شود که با کاهش ولتاژ نسبت به ولتاژ حالت نمونه (۲۵۰ ولت) جبران این هارمونیکها کمتر شده و با افزایش ولتاژ، بهبود بیشتری در وضعیت هارمونیکها حاصل شده است. البته لازم به ذکر است که حداقل ولتاژ مرجع را می‌توان مطابق روابط بیان شده در بخش ۳-۴ برابر با ۲۱۵ ولت انتخاب نمود و حداکثر این ولتاژ نیز بستگی به مشخصه های قطعات و ملاحظات اقتصادی دارد. ضمن اینکه با افزایش ولتاژ، سرعت تغییر جریان سلف نیز افزایش می‌یابد و لازم است فرکانس سوئیچینگ برای محدود کردن این جریان افزایش یابد.

۳-۸-۵) تغییر ظرفیت خازن باس dc

در این بخش وضعیت هارمونیکهای جریان را برای دو مقدار $650\mu F$ و $1000\mu F$ به عنوان ظرفیت خازن باس DC بررسی می نماییم. سایر پارامترهای سیستم مطابق حالت نمونه در نظر گرفته شده در بخش ۱-۸-۵ می باشند. شکلهای ۳۵-۵ و ۳۶-۵ نتایج تغییر ظرفیت خازن را نشان می دهند.



شکل ۳۵-۵ هارمونیکهای جریان برای $C=650\mu F$ - $THD_i=4.79\%$ و $THD_{V_{pcc}}=5.60\%$

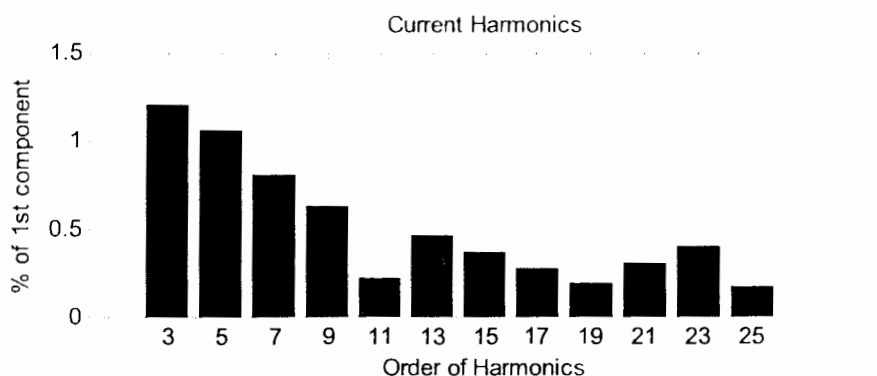


شکل ۳۶-۵ هارمونیکهای جریان برای $C=1000\mu F$ - $THD_i=5.35\%$ و $THD_{V_{pcc}}=5.60\%$

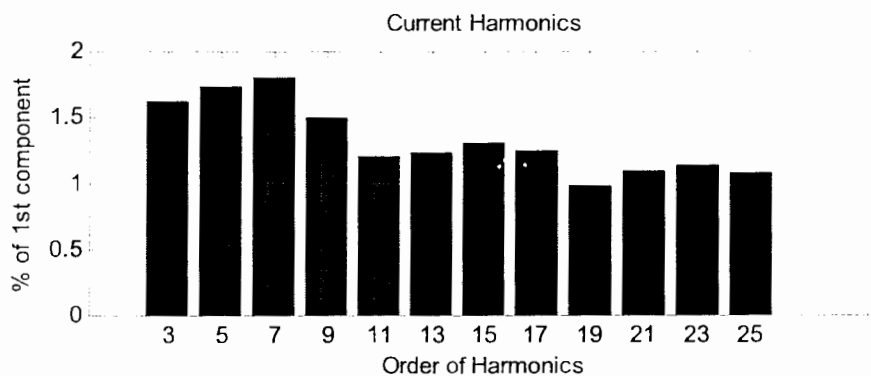
با در نظر گرفتن هارمونیکهای ۳ تا ۲۵ نشان داده شده در شکلها، ملاحظه می شود که با تغییر ظرفیت خازن نسبت به حالت نمونه ($800\mu F$) بهبود بیشتری در وضعیت هارمونیکها حاصل شده است.

۴-۸-۵) تغییر اندوکتانس محدود کننده جریان

در این بخش وضعیت هارمونیکهای جریان را با دو مقدار 3mH و 5mH برای اندوکتانس فیلتر بررسی می نماییم. سایر پارامترهای سیستم مطابق حالت نمونه در نظر گرفته شده در بخش ۱-۸-۵ می باشند. شکلهای ۳۷-۵ و ۳۸-۵ نتایج تغییر اندوکتانس نشان می دهند.



شکل ۳۷-۵ هارمونیکهای جریان برای $L=3\text{mH}$ - $\text{THD}_i=6.28\%$ و $\text{THD}_{V_{pcc}}=7.56\%$

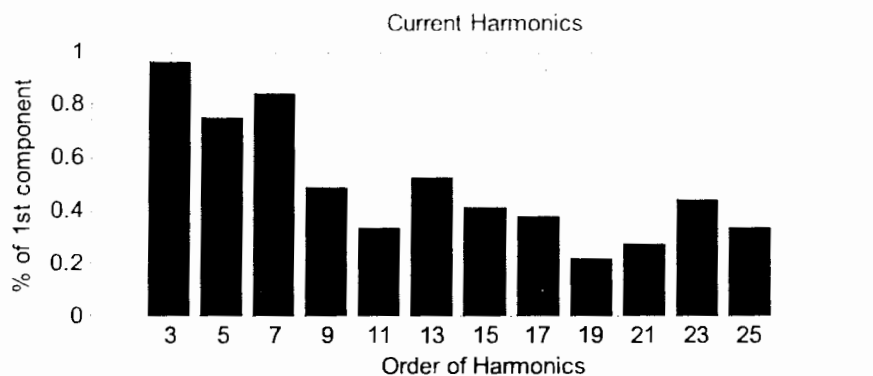


شکل ۳۸-۵ هارمونیکهای جریان برای $L=5\text{mH}$ - $\text{THD}_i=6.3\%$ و $\text{THD}_{V_{pcc}}=4.40\%$

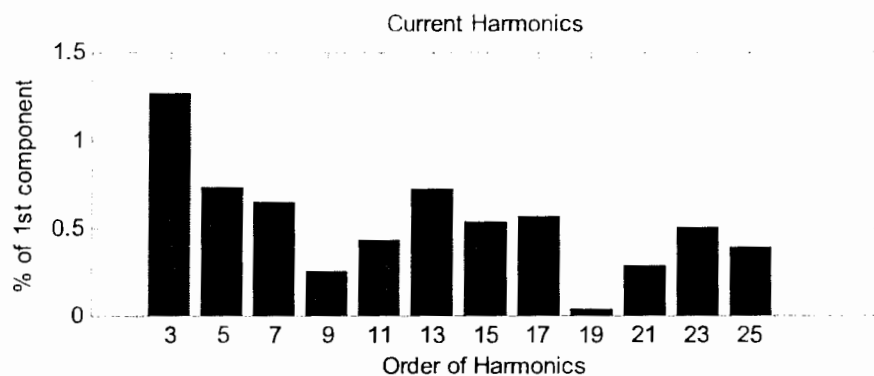
با در نظر گرفتن هارمونیکهای ۳ تا ۲۵ نشان داده شده در شکلها، ملاحظه می شود که با افزایش اندوکتانس نسبت به حالت نمونه (4mH) جبران این هارمونیکها کمتر شده و با کاهش آن، بهبود بیشتری در وضعیت هارمونیکها حاصل شده است

۵-۸-۵) تغییر بار

در این بخش میزان هارمونیکها و اعوجاج هارمونیکی کل برای $\frac{3}{4}$ و $\frac{1}{2}$ بار کامل در شکلهای ۳۹-۵ و ۴۰-۵ نشان داده شده اند.



شکل ۳۹-۵ هارمونیکهای جریان برای $\frac{3}{4}$ بار- $THDi=6.75\%$ و $THD_{V_{pcc}}=5.71\%$

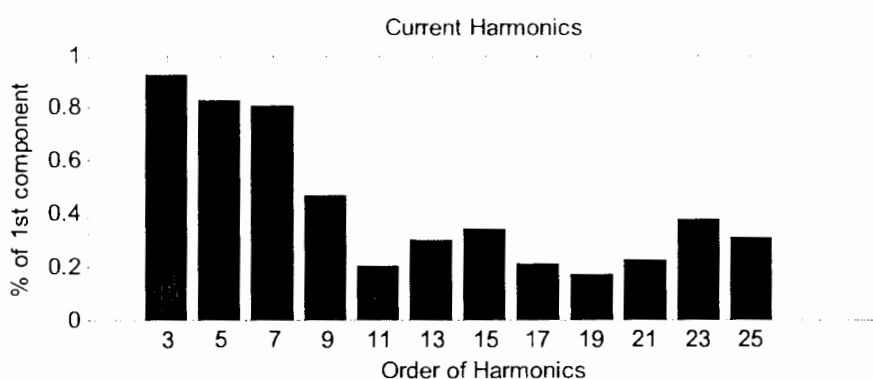


شکل ۴۰-۵ هارمونیکهای جریان برای $\frac{1}{2}$ بار- $THDi=10.73\%$ و $THD_{V_{pcc}}=5.81\%$

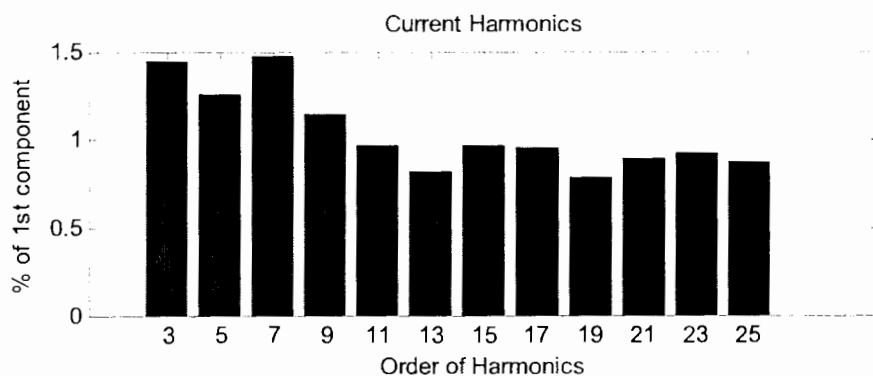
ملاحظه می شود که هارمونیکها در $\frac{3}{4}$ بار، نسبت به بار کامل و $\frac{1}{2}$ بار وضعیت بهتری دارند.

۵-۸-۶) تغییر فرکانس سوئیچینگ

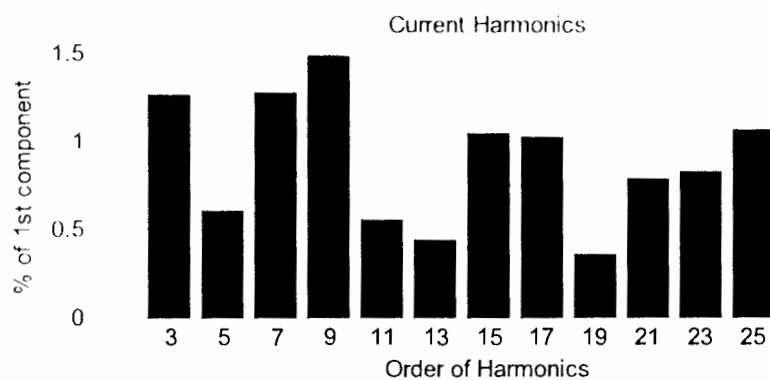
در روش مدولاسیون باند هیستریزیس فرکانس سوئیچینگ ثابت نیست. در این پروژه برای این فرکانس یک مقدار حداکثر در نظر گرفته شده است. در حالت نمونه که در بخش ۵-۸-۱ به آن اشاره شد این فرکانس 30kHz در نظر گرفته شده است. در اینجا نتیجه شبیه سازی را برای فرکانسهای 10,15,20,25kHz در شکلهای ۵-۴۱ تا ۵-۴۴ می توان مشاهده نمود.



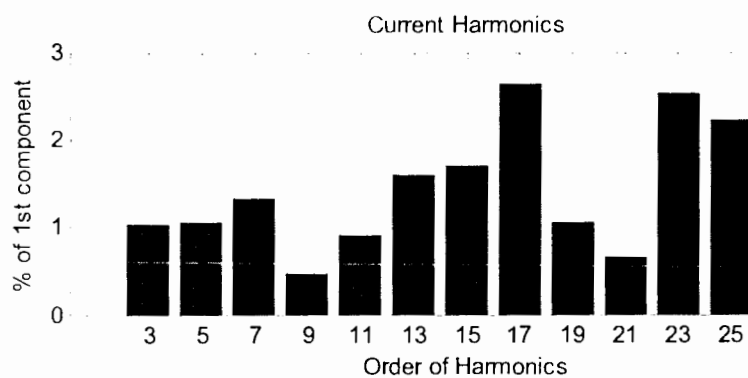
شکل ۵-۴۱ هارمونیکهای جریان برای $f_{max}=25kHz$ - $THD_i=4.83\%$ و $THD_{V_{pcc}}=5.57\%$



شکل ۵-۴۲ هارمونیکهای جریان برای $f_{max}=20kHz$ - $THD_i=6.21\%$ و $THD_{V_{pcc}}=5.65\%$



شکل ۴۳-۵ هارمونیکهای جریان برای $f_{max}=15\text{kHz}$ و $\text{THD}_i=7.24\%$ و $\text{THD}_{V_{pcc}}=5.73\%$



شکل ۴۴-۵ هارمونیکهای جریان برای $f_{max}=10\text{kHz}$ و $\text{THD}_i=10.78\%$ و $\text{THD}_{V_{pcc}}=5.82\%$

با توجه به شکل‌های ۴۱-۵ تا ۴۴-۵ مشخص است که بهترین وضعیت هارمونیکها در فرکانس ماکزیمم 25kHz حاصل شده است. البته نتایج حاصل شده در سایر فرکانسها نیز قابل قبول است و با توجه به شرایط ساخت می تواند مورد مصالحه قرار گیرد.

۵-۸-۷) تغییر همزمان پارامترها

در این بخش پارامترها را به صورت زیر در نظر می گیریم.

$$L_r=4\text{mH}, C=650\mu\text{F}, V_{\text{ref}}=250\text{V}, f_{\text{max}}=25\text{kHz}$$

نتیجه برای طیف هارمونیک ولتاژ و جریان در شکل ۵-۴۵ آمده است. چنانکه ملاحظه می شود

بهبودی قابل ملاحظه‌ای در وضعیت هارمونیکها حاصل شده است. در این حالت داریم: $\text{THD}_i=5.13\%$

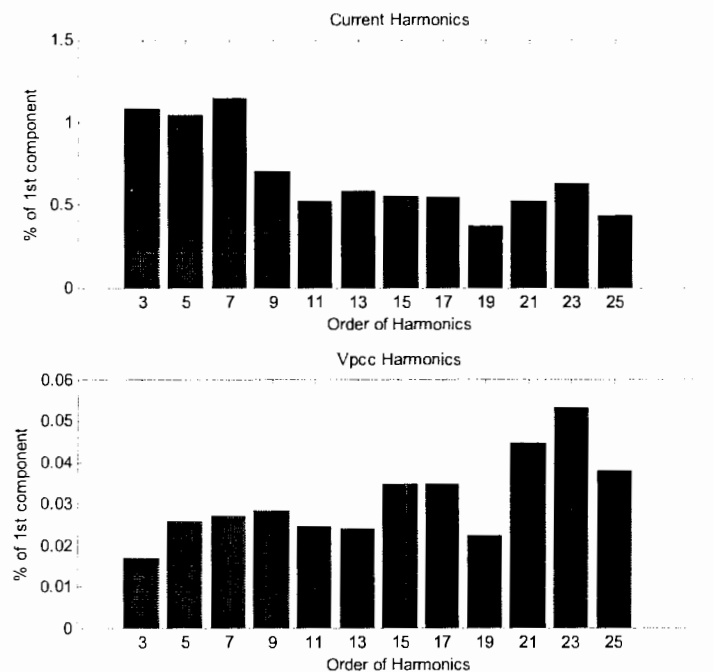
$$\text{و } \text{THD}_{V_{\text{pcc}}}=5.58\%$$

حالت دیگری با پارامترهای در شکل ۵-۴۵ نشان داده شده است.

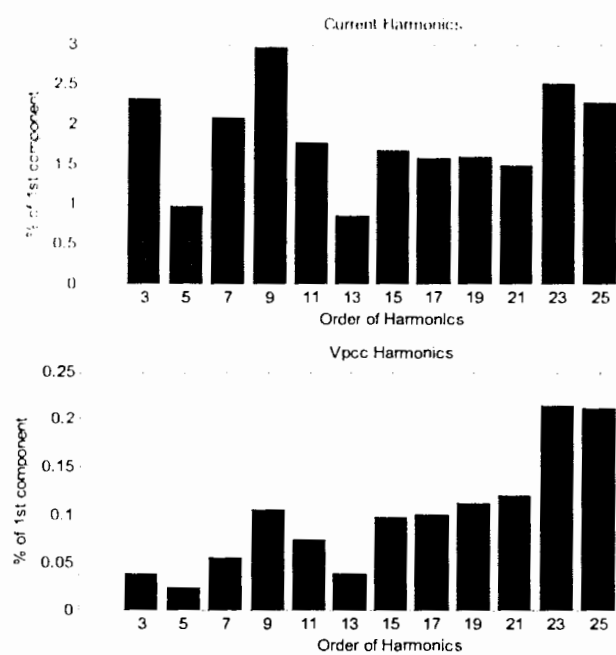
$$L_r=5\text{mH}, C=800\mu\text{F}, V_{\text{ref}}=250\text{V}, f_{\text{max}}=10\text{kHz}$$

در این حالت داریم: $\text{THD}_i=10.22\%$ و $\text{THD}_{V_{\text{pcc}}}=4.55\%$. چنان که انتظار می‌رود وضعیت

هارمونیکها نسبت به حالت نمونه چندان مناسب نیست.



شکل ۵-۴۵ هارمونیکهای جریان منبع



شکل ۴۶-۵ هارمونیکهای جریان منبع و ولتاژ نقطه اتصال مشترک

۵-۸-۸) جمع بندی

در این بخش نتایج شبیه سازیهای بخشهای ۵-۸-۱ تا ۵-۸-۸ به صورت خلاصه در جدول ۵-۱ ارائه می شود. لازم به ذکر است که در همه حالات یاد شده، ضریب توان بین مقادیر 0.9995 تا 0.9998 قرار داشته است.

جدول ۵-۱ خلاصه نتایج تغییر پارامترها

THD _{V_{pcc}}	THD _i	پارامتر				
		V _{ref}	C(uF)	L(mH)	f(kHz)	Load (% of full)
5.62	5.63	250	800	4	30	100
4.79	6.73	220	800	4	30	100
5.2	5.81	235	800	4	30	100
6.01	5.15	265	800	4	30	100
6.41	5.28	280	800	4	30	100
5.60	4.79	250	650	4	30	100
5.60	5.35	250	1000	4	30	100
7.56	6.28	250	800	3	30	100
4.4	6.3	250	800	5	30	100
5.71	6.75	250	800	4	30	75
5.81	5.81	250	800	4	30	50
5.57	4.83	250	800	4	25	100
5.65	6.21	250	800	4	20	100
5.73	7.24	250	800	4	15	100
5.82	10.78	250	800	4	10	100
5.58	5.13	250	650	4	25	100
4.55	10.22	250	800	5	10	100

از این نتایج به دلیل وجود هارمونیکهای سوئیچینگ نمی توان برداشت چندان مناسبی داشت. چنانکه با در نظر گرفتن یک فیلترغیر فعال مناسب در خروجی فیلتر فعال، قسمت اعظم هارمونیکهای سوئیچینگ حذف شوند؛ می توان اعوجاج هارمونیک کل جریان و ولتاژ نقطه اتصال را برای

هارمونیکهای ۳ تا ۲۵ نشان داده در نمودارهای میله‌ای محاسبه نمود. به این ترتیب نتایج جدول ۱-۵ به صورت جدول ۲-۵ قابل بیان خواهند بود. در این حالت تاثیر تغییر هر یک از پارامترها بخوبی نمایان می شود.

جدول ۲-۵ خلاصه نتایج تغییر پارامترها بدون در نظر گرفتن هارمونیکهای سونیچینگ

THD _{V_{pcc}} (%)	THD _i (%)	پارامتر				
		V	C(uF)	L(mH)	f(kHz)	Load (% of full)
0.158	3.318	250	800	4	30	100
0.249	4.87	220	800	4	30	100
0.179	3.77	235	800	4	30	100
0.084	1.918	265	800	4	30	100
0.053	1.59	280	800	4	30	100
0.06	1.617	250	650	4	30	100
0.121	2.7	250	1000	4	30	100
0.072	2.1	250	800	3	30	100
0.238	4.68	250	800	5	30	100
0.056	1.89	250	800	4	30	75
0.052	2.105	250	800	4	30	50
0.066	1.737	250	800	4	25	100
0.191	3.688	250	800	4	20	100
0.1831	3.323	250	800	4	15	100
0.3803	5.49	250	800	4	10	100
0.113	2.51	250	650	4	25	100
0.403	6.71	250	800	5	10	100

نتیجه گیری

استفاده از کامپیوترها معمولاً در انتهای خطوط توزیع و در ولتاژ پایین صورت می‌گیرد این تاثیر منفی در شبکه های توزیع نمود بیشتری پیدا می کند. در این پایان نامه با در نظر گرفتن یک مدل جریانی برای کامپیوتر شخصی، یک فیلتر فعال تکفاز برای یک مرکز کامپیوتر طراحی شد.

مدلسازی این مرکز و فیلتر فعال در نرم افزار MATLAB و حل معادلات آن به روش اویلر انجام گرفت. در این راستا برای محاسبه مؤلفه اصلی جریان از روش تبدیل فوریه بهبود یافته با پنجره لغزان استفاده شد. میزان محاسبات و پیچیدگی این روش نسبت به سایر روشها به مراتب کمتر است و با استفاده از پروسسورهای کم سرعت قابل پیاده سازی است. همچنین به عنوان یک روش دیگر، یک شبکه فازی-عصبی تطبیقی پیشنهاد شد و نشان داده شد که نتایج حاصل از هر دو روش به میزان زیادی به هم نزدیک می باشد. این روش از تعداد نمونه های کمتری نسبت به روش اول بهره می برد اما دقت مناسبی ایجاد می کند.

در بخش دیگر یک کنترلر فازی برای کنترل ولتاژ باس DC طراحی و با یک کنترلر خطی مقایسه شد. کنترلر فازی در حالت دائمی پاسخی بهتر از خود نشان می دهد و به تغییرات پارامترهای سیستم از جمله بار حساسیت کمتری دارد.

نتایج به دست آمده به خوبی تاثیر فیلتر فعال و نیز تغییر پارامترهای سیستم را در اعوجاج هارمونیکی کل جریان و ولتاژ نشان می دهند.

پیشنهاده‌ها

در ادامه به نکاتی در راستای انجام اینگونه پروژه‌ها اشاره می‌گردد.

- ۱- یکی از مداراتی که برای فیلترهای فعال تکفاز پیشنهاد شده است مدار رگولاتور ولتاژ می‌باشد که در فصل دوم معرفی شده است. این مدار نسبت به مدارهای اینورتری مزیت‌های زیادی دارد. هر چند در انجام این پایان نامه با توجه به نوظهور بودن مدار رگولاتور ولتاژ، کارهای کم انجام شده بر روی آن، معمول بودن اینورتر در چنین کاربردی و مهمتر از همه توان پایین بار، از این ساختار استفاده نشد اما جای کار بیشتری بر روی آن وجود دارد.
- ۲- از جمله دیگر کارهایی که می‌توان در راستای این پروژه انجام داد می‌شود به طراحی فیلتر سه فاز و طراحی فیلتر فعال سری برای بهبود هارمونیک‌های ولتاژ با توجه به حساس بودن منابع سوئیچینگ به شکل موج ولتاژ و بخصوص اعوجاج بیشتر ولتاژ در انتهای خطوط توزیع، اشاره کرد.
- ۳- مدل استفاده شده برای کامپیوتر در این پایان نامه از یکی از مقالات IEEE انتخاب شد. این مدل از اندازه گیریهای انجام شده در کشور کانادا بدست آمده است. به نظر می‌رسد با توجه به عدم چنین اطلاعاتی در ایران، انجام چنین کاری به عنوان یک پروژه مطالعاتی- عملی مفید باشد.

- [١] Liang Jiao; Koval, D.; Salmon, J.; Xu, W.; "Modelling the power quality characteristics of computer loads" IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Volume 3, 9-12 May 1999 Page(s):1283 - 1288 vol.3
- [٢] Rudnick, H.; Dixon, J.; Moran, L.; "Delivering clean and pure power" IEEE Power and Energy Magazine, Volume 1, Issue 5, Sep-Oct 2003 Page(s):32 – 40
- [٣] H. Sasaki, T. Machida.; "A new Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation" IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-90, PP. 2009- 2019, 1971.
- [٤] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part I—harmonic elimination," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 9, pp. 310 317, May/June 1973.
- [٥] H. S. Patel and R. G. Hoft "Generalized harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part II—voltage control technique," IEEE Trans.Ind. Applicat., vol. 10, pp. 666 673, Sept./Oct. 1974.
- [٦] A. Ametani, "Harmonic Reduction in Thyristor Converters by Harmonic Current Injection," IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-95, no. 2, March/April 1976, pp. 441-449.
- [٧] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-20, no. 3, pp. 625 630, May/Jun. 1984
- [٨] Peng, F.-Z.; Akagi, H.; Nabae, A.; "A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation" IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 5, Issue 1, Jan. 1990 Page(s):9 - 15
- [٩] Peng, F.Z.; Akagi, H.; Nabae, A.; "Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters" , IEEE Transactions on Industry Applications Volume 29, Issue 1, Jan.-Feb. 1993 Page(s):144 - 152
- [١٠] Fujita, H.; Akagi, H.; "A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters" Conference Record of the 1990

IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, , 7-12 Oct. 1990 Page(s):1107 - 1112 vol.2

[١١] Tanaka, T.; Akagi, H.: "A new combined system of series active and shunt passive filters aiming at harmonic compensation for large capacity thyristor converters" 1991 Proceedings.International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. IECON '91., 28 Oct.-1 Nov. 1991 Page(s):723 - 728 vol.1

[١٢]Akagi, H.: "New trends in active filters for power conditioning" IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 32, Issue 6, Nov.-Dec. 1996 Page(s):1312 – 1322

[١٣] MEHTA, P., DARWISH, M.K., and THOMSON, T.: "Active harmonic filters: an overview and comparison". Proceedings of Universities Power Engineering conference, UPEC-89, UK, September 1989

[١٤] BIRD, B.M., MARCH, J.F., and McLELLAN, P.R.: "Harmonic reduction in multiplex converter by triple frequency current injection", IEE Proc. Electr. Power Appl., 1969, 116, (10), pp. 1730-1734

[١٥] AKAGI, H.: "New trends in active Filters". Proceedings of European Power Electronics conference, EPE-95, Sevilla, Spain, September 1995,pp. 17-26

[١٦] GRADY, W.M., SAMOTYJ, M.J., and NOYOLA, A.H.: "Survey of active power line conditioning methodologies", IEEE Trans.,1990, PWRD-5, (3), pp. 1536-1542

[١٧] El-Habrouk, M.; Darwish, M.K.; "Design and implementation of a modified Fourier analysis harmonic current computation technique for power active filters using DSPs" IEE Proceedings-Electric Power Applications, Volume 148, Issue 1, Jan. 2001 Page(s):21 – 28

[١٨] El-Habrouk, M.; Darwish, M.K.; Mehta, P.; "Analysis and design of a novel active power filter configuration" IEE Proceedings- Electric Power Applications, Volume 147, Issue 4, July 2000 Page(s):320 - 328

[١٩] El-Habrouk, M.; Darwish, M.K.; Mehta, P.; "Active power filters: a review" IEE Proceedings-Electric Power Applications, Volume 147, Issue 5, Sept. 2000 Page(s):403 – 413

[٢٠] Dixon, J.; Tepper, S.; Moran, L.; "Practical evaluation of different modulation techniques for current-controlled voltage source inverters" IEE Proceedings-Electric Power Applications, Volume 143, Issue 4, July 1996 Page(s):301 - 306

[٢١]MORAN, L.A., DIXON, J.W., and WALLACE, R.R.: "A three phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation", IEEE Trans. Ind. Electron., 1995, 42, (4), pp. 402-408

[٢٢]KIM, S., PARK, J., KIM, J., CHOE, G., and PARK, M.: "An improved PWM current control method for harmonic elimination using active power filter". IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, IEEE-IAS, 1987, pp. 927-931

- [۲۳]CHOE, G., and PARK, M.: 'Analysis and control of active power filter with optimized injection', IEEE Trans. Power Electron., 1989, 4,(4), pp. 427-433
- [۲۴] ENSLIN, J., and VAN WYK, J.D.: 'A new control philosophy for power electronic converters as fictitious power compensators', IEEE Trans. Power Electron., 1990, 5, (1), pp. 88-97
- [۲۵]VAN HARMELLEN, G.L., and ENSLIN, J.: 'Real time dynamic control of dynamic power filters in supplies with high contamination', IEEE Trans. Power Electron., 1993, 8, (3), pp. 301-308
- [۲۶]LI, X., and MA, H.: 'A hybrid estimation model of artificial neural network and weighted least square for harmonic sources identification'. Proceedings of 7th international conference on Harmonics and quality of power, Las Vegas, USA, 1996, Vol.7, pp. 286-292
- [۲۷]LIU, S.: 'An adaptive Kalman filter for dynamic estimation of harmonic signals'. Proceedings of 8th international conference on Harmonics and quality of power, Athens, Greece, 1998, pp. 63-69
- [۲۸]VALIVIITA, S., and OVASKA, S.: 'Delayless method to generate current reference for active filters'. IEEE Trans. Ind. Electron., 1998, 45, (4), pp. 859-867
- [۲۹]Mark Mc Granaghan.; "Active filter design and specification for control of harmonics in industrial and commercial facilities" Electrotek Concepts, Inc Knoxville TN, USA
- [۳۰] Chongming Qiao; Smedley, K.M.; Maddaleno, F.; "A comprehensive analysis and design of a single phase active power filter with unified constant-frequency integration control" PESC. 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. Volume 3, 17-21 June 2001 Page(s):1619 - 1625 vol. 3
- [۳۱]Thierry Thomas.; Kevork Haddad.; "Design and performance of active power filters" IEEE Industry Application Magazine, Sep/Oct 1998, page(s):38-46
- [۳۲] Jain, S.K.; Agrawal, P.; Gupta, H.O.; "Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement" IEE Proceedings- Electric Power Applications, Volume 149, Issue 5, Sept. 2002 Page(s):317 -328

برنامه کامپیوتری

```
clc
clear all

deltaT=5e-6;
V2(1)=0;
I1(1)=0;

Tau=1/1000
t=0:deltaT:.9;
[a,b]=size(t)
V2(b)=0;
Vf(b)=0;
I1(b)=0;
I2(b)=0;
If(b)=0;

%*****FOURIER PARAMETERS*****
j=1;
i=1;
Nflag=0;
Tperiod=1/f;
Npoints=floor(Tperiod/Tau)
A1(Npoints)=0;
B1(Npoints)=0;
Aco=0;
Bco=0;
coef=0;
```

```

%*****SWITCHING PARAMETERS*****
jsw1=0;
jsw2=0;
swflag=0;
samplflag=1;

f=60; %Line Frequency

%*****CIRCUIT PARAMETERS*****
Rs=0.0997;
Ls=0.0356/(2*pi*f);

RL=188.89;
LL=67.04/(2*pi*f);

%*****FILTER PARAMETRES*****
Rf=1;
Lf=.004;
Vref=250;
C=1000e-6;
Vc0=180;
Vc=Vc0*ones(1,b);
Vf=-Vc0*ones(1,b);

%*****SOURCE VOLTAGE*****
Vs=120.31*sin(2*pi*f*t+83*pi/180);

%*****ZERO CROSSING*****
for i=5736:b-1,
    if (abs(Vs(i)/100)<1 && Vs(i)>0)
        zerotime=i;
        time=i-Tau/deltaT;
        break;
    end
end

%*****LOAD CURRENT*****
IL=100*sin(2*pi*f*t+64*pi/180)+87.9*sin(2*pi*3*f*t+282*pi/180)+65*sin(2*pi*5*f*t
+112*pi/180)+40.7*sin(2*pi*7*f*t+305*pi/180)...

+18.3*sin(2*pi*9*f*t+140*pi/180)+3.3*sin(2*pi*11*f*t+29*pi/180)+7.3*sin(2*pi*13*f
*t+311*pi/180)+7*sin(2*pi*15*f*t+153*pi/180)...

+5.1*sin(2*pi*17*f*t+356*pi/180)+1.9*sin(2*pi*19*f*t+251*pi/180)+2.7*sin(2*pi*21*
f*t+152*pi/180)+3.5*sin(2*pi*23*f*t+357*pi/180)...
+2.2*sin(2*pi*25*f*t+214*pi/180);

```

```

pIL=100*2*pi*f*cos(2*pi*f*t+64*pi/180)+87.9*2*pi*3*f*cos(2*pi*3*f*t+282*pi/180)
+65*2*pi*5*f*cos(2*pi*5*f*t+112*pi/180)...

+40.7*2*pi*7*f*cos(2*pi*7*f*t+305*pi/180)+18.3*2*pi*9*f*cos(2*pi*9*f*t+140*pi/1
80)+3.3*2*pi*11*f*cos(2*pi*11*f*t+29*pi/180)...

+7.3*2*pi*13*f*cos(2*pi*13*f*t+311*pi/180)+7*2*pi*15*f*cos(2*pi*15*f*t+153*pi/1
80)+5.1*2*pi*17*f*cos(2*pi*17*f*t+356*pi/180)...

+1.9*2*pi*19*f*cos(2*pi*19*f*t+251*pi/180)+2.7*2*pi*21*f*cos(2*pi*21*f*t+152*pi
/180)+3.5*2*pi*23*f*cos(2*pi*23*f*t+357*pi/180)...
+2.2*2*pi*25*f*cos(2*pi*25*f*t+214*pi/180);

IL=0.6*17*IL/100;
pIL=0.6*17*pIL/100;

%*****OTHER PARAMETERS*****
Vdc=Vc0*ones(1,Npoints);
Vdcco=Vc0*Npoints;
Imax=10;
Inorm=.2;
Icap=0;
fismat = readfis('DCfuzzy2');

%*****
%*****LOAD CHANGE*****
jj=60000:120000;
IL(jj)=IL(jj)*1/2;
pIL(jj)=pIL(jj)*1/2;

%*****

h = waitbar(0,'APF is running...');

%*****APF PROGRAM*****

for j=1:b

    waitbar(j/b)

    if sampflag==1
        if (j-time)*deltaT >= Tau
            time=j;

            Aco=Aco-A1(i);

```

```

Bco=Bco-B1(i);
Vdcco= Vdcco-Vdc(i);

A1(i)=IL(j)*cos((i-1)*2*pi*Tau/Tperiod);
B1(i)=IL(j)*sin((i-1)*2*pi*Tau/Tperiod);
Vdc(i)=Vc(j-1);

Aco=Aco+A1(i);
Bco=Bco+B1(i);
Vdcco=Vdcco+Vdc(i);

Vapf(j)=Vdcco/Npoints;
%*****
%*****FUZZY CONTROLLER*****
Inorm=.6;
Err=(Vref-Vapf(j))/105;
dErr=(Vapf(j-1)-Vapf(j))/2;
fuzzyout = evalfis([Err;dErr],fismat);

%*****

Icap=Icap+fuzzyout*Inorm;
VcOld=Vc;
if Icap>Imax
    Icap=Imax;
end
if Icap<-Imax
    Icap=-Imax;
end
if coef+Npoints*Icap/2<0
    Icap=-2*coef/Npoints;
end

i=i+1;
if i>Npoints
    i=1;
    sampflag=0;
end
end
end

Vapf(j)=Vdcco/Npoints;

if (j-zerotime)*deltaT >= 1/f
    sampflag=1;

```

```

zerotime=j;
Nflag=1;
coef=sqrt(Aco^2+Bco^2);

end

if Nflag==1
    firstharmonic(j)=(coef+Icap*Npoints/2)*2*sin((j-
zerotime)*deltaT*2*pi*1/Tperiod)/Npoints;
    iref(j)=firstharmonic(j)-IL(j);

    If(j+1)=(Vs(j)-Vf(j)-(Rf+Rs)*If(j)-Rs*IL(j)-Ls*pIL(j))/(Ls+Lf)*deltaT+If(j);
    Vf(j+1)=Vf(j)+deltaT*If(j)/C;

    if swflag==1
        Vc(j)=Vf(j);
    else
        Vc(j)=-Vf(j);
    end

    %*****HYSTERESIS BAND pwm*****

    if Vs(j)>0
        LHB=.1;
        HHB=.3;
    else
        LHB=.3;
        HHB=.1;
    end

    %*****SWITCHNG*****
    if j-jsw2>2
        if ((j-jsw2)*deltaT >= (1/30000)-(jsw2-jsw1)*deltaT)
            if swflag==1
                if If(j)<=iref(j)-LHB %-Vdc
                    swflag=0;
                    jsw1=jsw2;
                    jsw2=j;
                    Vc(j)=Vf(j);
                    Vf(j+1)=-Vc(j);
                end
            else
                if If(j)>=iref(j)+HHB %-+Vdc
                    swflag=1;
                    jsw1=jsw2;
                    jsw2=j;
                end
            end
        end
    end
end

```

```

                Vc(j)= -Vf(j);
                Vf(j+1)= Vc(j);
            end
        end
    end
end
end
end

close(h)

Vpcc(1)=Vs(1);
jj=2:b;
Vpcc(jj)= Vs(jj)-Rs*(If(jj)+iL(jj))-Ls*(If(jj)+iL(jj)-(If(jj-1)+iL(jj-1)))/deltaT;

[x,y]=size(If);
If=If(:,[1:y-1]);

%*****PLOT OUTPUTS*****
a=100000:160000;
t1=t(:,[a]);
vpcc=Vpcc(:,[a]);
Is=iL(:,[a])+If(:,[a]);
iL=iL(:,[a]);
iF=If(:,[a]);
vc=Vc(:,[a]);
vapf=Vapf(:,[a]);

aa=0;
bb=0.25;

figure(1)
plot(t1,vpcc)
axis([aa bb -180 180])
xlabel('time')
ylabel('Vpcc(V)')

figure(2)
plot(t1,Is)
axis([aa bb -20 20])
xlabel('time')
ylabel('Source Current(A)')

figure(3)
plot(t1,iL)
axis([aa bb -40 40])

```

```
xlabel('time')  
ylabel('Load Current(A)')
```

```
figure(4)  
plot(t1,iF)  
axis([aa bb -40 40])  
xlabel('time')  
ylabel('APF Current(A)')
```

```
figure(5)  
plot(t1,vc)  
axis([aa bb 150 280])  
xlabel('time')  
ylabel('Capacitor Voltage')
```

```
figure(6)  
plot(t1,vapf-1.)  
axis([aa bb 150 280])  
xlabel('Time(s)')  
ylabel('DC BUS Voltage(V)')
```

Abstract

The computers are widely used in domestic and industrial applications. The computers are, mainly due to embedded switching power supplies, non-linear loads and generate undesired harmonics in the line current. These high frequency harmonics degrade the power quality, and result in voltage distortion. For a wide range of electronic devices it is important to compensate current harmonics using some form of filtering. In this thesis an active power filter (APF) is designed and simulated for compensation of current harmonics of a computer center. For designing APF, a current based model is considered for computers. The modified Fourier transform with sliding window is used for extracting fundamental component of the load current. The computer center and APF is modeled in MATLAB. Moreover an adaptive neuro-fuzzy inference system (ANFIS) is used for filter control and the results of these two methods are compared. Also, a fuzzy controller is designed for controlling DC bus voltage, and compared with linear controller. Simulations show that fuzzy controller is superior in the steady-state regime.

Keywords: Active filter, power quality, fuzzy controller, ANFIS.



Shahrood University of Technology
Department of Electrical Engineering

**Thesis Submitted for the Degree of Master of Science in Power
Engineering**

**Design and Simulation of
an Active Power Filter for Power Quality
Improvement of a Computer Center Based on
Fuzzy Logic**

By:
Khorasani Javid

Supervisors:

Ali Akbar Gharaveici (PHD)
S.Ebrahim Hosseini (PHD)

Summer 2005