کنترل به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان مبتنی بر کنترل رزونانسی با فیلتر LCL خروجی و میراسازی فعال

محمد احمدیان[۱]، کارشناسی ارشد؛ علیرضا جلیلیان[۲] ، دانشیار

۱- دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران - ایران - m_ahmadiyan@elec.iust.ac.ir

۲- قطب علمی اتوماسیون و بهره‌برداری سیستم‌های قدرت - دانشگاه علم و صنعت ایران - تهران - ایران - jalilian@ iust.ac.ir

چکیده: در این مقاله، طرح کنترلی در دستگاه مختصات سنکرون برای ساختار دوگان به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان با استفاده از کنترل تناسبی-رزونانسی ارائه شده‌است. در ساختار دوگان کنترل، فیلتر فعال سری به‌صورت یک منبع جریان سینوسی و فیلتر فعال موازی به‌صورت یک منبع ولتاژ سینوسی کنترل می‌شود. تمرکز اصلی این مقاله بر طراحی بهینه فیلترهای غیرفعال خروجی مبدل‌ها بوده که کاهش اندازه و هزینه کل سیستم را به دنبال دارد. همچنین به‌کارگیری یک فیلتر LCL در خروجی فیلتر فعال سری، علاوه بر تضعیف هارمونیکی بهتر با کاهش اندوکتانس سری سیستم، موجب بهبود دینامیک سیستم شده‌است. برای تأمین پایداری موردنیاز سیستم و کاهش تلفات، با حذف مقاومت فیلترهای غیرفعال خروجی و فیدبک جریان خازن به سیستم کنترل، میراسازی نوسانات در هر دو فیلتر به‌صورت فعال پیاده‌سازی شده‌است. مطابق نتایج به‌دست‌آمده به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان با طرح کنترل پیشنهادی نامتعادلی، هارمونیک‌ها و فروافتادگی ولتاژ و همچنین جبران‌سازی جریان هارمونیکی بار غیرخطی را با سرعت و دقت مناسب انجام داده‌است. نتایج شبیه‌سازی به‌دست‌آمده در محیط MATLAB مؤید عملکرد مؤثر این ساختار تحت شرایط متفاوت است.

واژه‌های کلیدی: فیلتر فعال قدرت، جبران‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان، ساختار دوگان به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان، میراسازی فعال، فیلتر LCL.

Resonant Control of a LCL-based Unified Power Quality Conditioner with Active Damping scheme

M. Ahmadiyan[1], MSc; A. Jalilian[2], Associate Professor

1- Electrical Engineering Department, Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, Email: m_ahmadiyan@elec.iust.ac.ir
2- Faculty of Electrical Engineering, Centre of Excellence for Power System Automation and Operation , Iran University of Science and Technology, Tehran, Iran, Email: jalilian@ iust.ac.ir

Abstract: In this paper, a synchronous reference frame control scheme is presented to control a Dual unified power quality conditioner (UPQC) using Proportional-Resonant Controllers.in Dual control strategy, the series active filter is controlled as a sinusoidal Current source and shunt active filter is controlled as a sinusoidal voltage source. The main focus of this paper is to present the optimal design procedure of output passive filters of the converters. This results in decrease of cost and bulkiness of the overall system. On the other hand, by using a LCL filer at the Series active filter output, better attenuation of high order harmonics as well as increased dynamic is achieved. In order to accede system required stability and reduce the system losses, the oscillations in both active filters are actively damped. In this case, the series damping resistors are eliminated and the capacitor current is used as feedback to the control system. The UPQC with the proposed scheme not only is capable of reducing unbalances, harmonics and voltage sag in grid voltage, but also compensates the harmonic currents of nonlinear load. Simulations in MATLAB software environment demonstrates the effective performance of the system under different conditions.

Keywords: Active power filter, unified power quality conditioner, dual unified power quality conditioner, active damping, LCL filter.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۵/۱۰/۲۸
تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۳/۰۹ و ۱۳۹۶/۰۷/۲۶ و ۱۳۹۶/۰۹/۲۵
تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۱۰/۰۴
نام نویسنده مسئول: علیرضا جلیلیان
نشانی نویسنده مسئول: ایران - تهران - نارمک - دانشگاه علم و صنعت ایران - دانشکده مهندسی برق.

۱- مقدمه

کاربرد جبران‌سازهای کیفیت توان در سیستم توزیع طی سالیان اخیر با توجه به افزایش روزافزون بارهای غیرخطی متصل‌به‌شبکه، افزایش چشم‌گیری داشته‌است. این امر موجب بروز مشکلات کیفیت توانی نظیر نامتعادلی و یا فروافتادگی/بالازدگی در ولتاژ شبکه می‌شود که عملکرد بارهای حساس را تحت تأثیر قرار می‌دهد. استفاده از فیلترهای فعال به منظور حل مشکلات مرتبط با ولتاژ بار و جریان شبکه ازجمله راه‌کارهایی است که در سال‌های اخیر توجه زیادی را به خود جلب کرده‌است [۱]. این فیلترها به‌صورت سری و یا موازی با سیستم قدرت متصل شده و برای جبران‌سازی هارمونیک‌ها، متعادل‌سازی بار، تأمین توان راکتیو بار و جبران‌سازی جریان سیم نول مورداستفاده قرار می‌گیرند. این فیلترها همچنین قابلیت اتصال به‌صورت ترکیب یک فیلتر فعال سری و یک فیلتر فعال موازی به‌صورت مجتمع را دارند که به به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان نیز شناخته می‌شود[۲]. در این ترکیب اغلب فیلتر فعال موازی به صورت یک منبع جریان غیرسینوسی کنترل شده و جبران‌سازی جریان هارمونیکی بار را بر عهده داشته و فیلتر فعال سری که به‌صورت یک منبع ولتاژ غیرسینوسی کنترل می‌شود، وظیفه جبران‌سازی ولتاژ شبکه را بر عهده دارد. دراین‌صورت با استفاده از یک به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان حتی باوجود هارمونیک در جریان بار و ولتاژ شبکه، می‌توان از وجود یک ولتاژ تنظیم‌شده، با میزان هارمونیک پایین دو سر بار اطمینان حاصل کرد [۳].

امروزه به‌طور عمده از دو روش جهت کنترل فیلترهای فعال در به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان استفاده می‌شود. این روش‌ها عبارت‌اند از روش‌های مبتنی بر تئوری توان‌های لحظه‌ای و دستگاه مختصات سنکرون. در بیشتر کاربردها مبتنی بر روش‌های ذکرشده، تولید جریان و ولتاژ مرجع فیلترها برمبنای استخراج محتوای هارمونیکی بوده و درنتیجه سیستم PWM خروجی با ولتاژها و جریان‌های غیرسینوسی سروکار دارد [۹-۴]. واضح است که در برخی از این روش‌ها، مؤلفه‌های هارمونیکی ولتاژ و جریان با استفاده از روش‌های بسیار پیچیده به‌دست می‌آید[۹-۷]. به‌همین‌منظور تحقیقات در دهه اخیر معطوف به استفاده از ساختارهای کنترل با پیچیدگی کمتر و حتی‌المقدور بدون نیاز به استخراج محتوای هارمونیکی موج مرجع بوده‌است.

در [۱۰]، روش جدیدی برای کنترل تجهیزات جبران‌ساز کیفیت توان ارائه‌شده که در آن فیلتر فعال سری از طریق یک حلقه جریان و فیلتر فعال موازی از طریق یک حلقه ولتاژ کنترل می‌شود. این ساختار کنترل در به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان نیز مورداستفاده قرار گرفت که به‌عنوان ساختار دوگان به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان نیز شناخته می‌شود [۱۵-۱۱]. در روش فیلتر فعال موازی به‌صورت یک منبع ولتاژ سینوسی و فیلتر فعال سری به‌صورت یک منبع جریان سینوسی کنترل می‌شود. استفاده از این روش باعث طراحی بهینه فیلترهای خروجی و کاهش تلفات کلیدزنی به علت استفاده از مدولاسیون پهنای پالس سینوسی خواهدشد.

در سال‌های اخیر روش‌های زیادی به‌منظور بهبود عملکرد و همچنین کنترل بهینه مبدل‌های به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان پیشنهاد شده‌است. در [۱۱، ۱۲]، به‌منظور کاهش پیچیدگی تولید سیگنال‌های مرجع با استفاده از تئوری محورهای گردان، مبدل‌ها از طریق استخراج مؤلفه توالی مثبت جریان و ولتاژ کنترل می‌شوند. در [۱۳] برای درک بهتر، مقایسه تئوری و آزمایشگاهی بین ساختار و عملکرد حالت ماندگار به‌ساز کیفیت توان سنتی و ساختار دوگان آن انجام گرفته‌است. در [۱۴] طرح کنترل در دستگاه مختصات مرجع با تکیه‌بر کنترل کلاسیک و بدون نیاز به کنترل دیجیتال مبتنی بر حلقه‌های کنترل ولتاژ و جریان به‌ترتیب برای کنترل فیلترهای فعال موازی و سری ارائه شده‌است. علاوه بر کنترل‌کننده‌های ذکرشده، در [۱۵] نیز از یک ساختار چهار ساق با قابلیت جبران جریان هادی نول به‌منظور استفاده در سیستم سه فاز چهارسیمه پیشنهاد شده‌است.

در تمامی روش‌های ذکرشده در بالا مبتنی بر ساختار دوگان کنترل، همچنین روش‌های سنتی کنترل به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان که در [۶] به‌طور مفصل به آن پرداخته‌شده، هدف اصلی افزایش کیفیت توان دریافتی بار در کنار کاهش هزینه‌ها و تلفات سیستم کلی می‌باشد. علاوه‌براین کاهش هارمونیک‌های تولیدی مبدل‌ها که توسط استانداردها (IEEE- 519-1992 و IEC 61000-3-2) محدود شده، یکی دیگر از اهداف طراحی محسوب می‌شود. یک راه پرهزینه و پیچیده به‌منظور دستیابی به اهداف فوق استفاده از سیستم‌های تولید مرجع پیچیده و PWM پیشرفته همراه با افزایش فرکانس کلیدزنی است [۱۴، ۱۵].

علی‌رغم کاهش ریپل موج خروجی با افزایش فرکانس کلیدزنی، تلفات کلیدزنی افزایش و راندمان سیستم در این حالت کاهش می‌یابد. یک راه‌کار دیگر استفاده از فیلتر L و LC در خروجی مبدل‌ها می‌باشد که باوجود ساختار ساده، نیاز به مقادیر بزرگ سلف و خازن برای عملکرد مناسب آن‌ها وجود دارد که خود باعث افزایش حجم سیستم و کاهش سرعت پاسخ آن می‌شود[۱۲]. اشکال دیگر این فیلترها وابستگی شدید فرکانس رزونانس آن‌ها به امپدانس شبکه است. یک راه‌حل مناسب در کاربردهای فیلتر فعال استفاده از فیلترهای LCL می‌باشد. در این نوع فیلتر وابستگی بین فرکانس رزونانس و امپدانس شبکه کمتر بوده و حتی باوجود مقادیر کوچک اندوکتانس، ریپل خروجی کمتری ایجاد می‌کند. به‌علت خاصیت تضعیف مناسب برای فرکانس‌های بیشتر از فرکانس رزونانس، امکان کاهش فرکانس کلیدزنی در این حالت وجود دارد. بنابراین با توجه به مشخصه مناسب این نوع فیلتر و نیازهای کنترلی در به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان در ساختار پیشنهادی از یک فیلتر LCL در خروجی مبدل سری و از یک فیلتر LC در خروجی مبدل موازی استفاده می‌شود.

ازسوی‌دیگر استفاده از فیلترهای LC و LCL در خروجی مبدل‌ها می‌تواند منجربه بروز رزونانس‌های نامطلوب در سیستم و ناپایداری شود. استفاده از یک عنصر غیرفعال همانند مقاومت سری با خازن فیلتر یکی از راه‌های میراسازی نوسانات است [۱۶]. اما این روش دارای معایبی

ازجمله اتلاف توان و کاهش قابلیت حذف ریپل کلیدزنی می‌باشد. به‌منظور رفع مشکلات بالا با فیدبک گرفتن از جریان خازن فیلترهای خروجی به سیستم کنترلی، یک میراسازی مجازی به وجود می‌آید. دراین‌صورت میراسازی نوسانات بدون افزایش تلفات انجام خواهدگرفت [۱۷، ۱۸].

هدف این مقاله، طراحی کنترل‌کننده در دستگاه مختصات سنکرون بر مبنای ساختار دوگان کنترل به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان بوده به‌طوری‌که با حفظ ویژگی‌های کنترل اصلی، موجب بهبود عملکرد سیستم کنترل و افزایش دقت آن در مقایسه با نمونه‌های پیشین شده‌است. این شیوه کنترل برخلاف دیگر روش‌های کنترل نظیر کنترل‌کننده‌های مبتنی بر تئوری توان‌های لحظه‌ای و دستگاه مختصات مرجع، امکان جبران‌سازی تمامی مسائل کیفیت توان نظیر اعوجاج ولتاژ شبکه را بدون افزایش حجم و پیچیدگی‌های سیستم کنترل فراهم می‌کند. علاوه‌براین، استفاده از فیلتر LCL در خروجی مبدل سری، علاوه بر کاهش سلف سری سیستم باعث کاهش اعوجاج هارمونیکی کل جریان شبکه در فرکانس کلیدزنی ثابت شده‌است. بهره‌گیری از میراسازی فعال در کنترل‌کننده اصلی با استفاده از فیدبک جریان خازن فیلتر نیز موجب کاهش تلفات میراسازی و افزایش راندمان سیستم پیشنهادی شده‌است.

۲- مدار قدرت

مدار قدرت به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان شامل دو مبدل که به‌صورت پشت‌به‌پشت ازطریق پیوند DC متصل شده‌اند و فیلترهای غیرفعال خروجی آن‌ها در شکل (۱) نشان داده شده‌است. فیلتر فعال سری ازطریق سه ترانسفورمر تک‌فاز به شبکه متصل‌شده درحالی‌که فیلتر موازی به‌طور مستقیم دو سر بار متصل شده‌است. استفاده از یک خازن در پیوند DC نیاز به حلقه متعادل‌سازی ولتاژ در سیستم کنترل مبدل سری را مرتفع خواهدساخت.

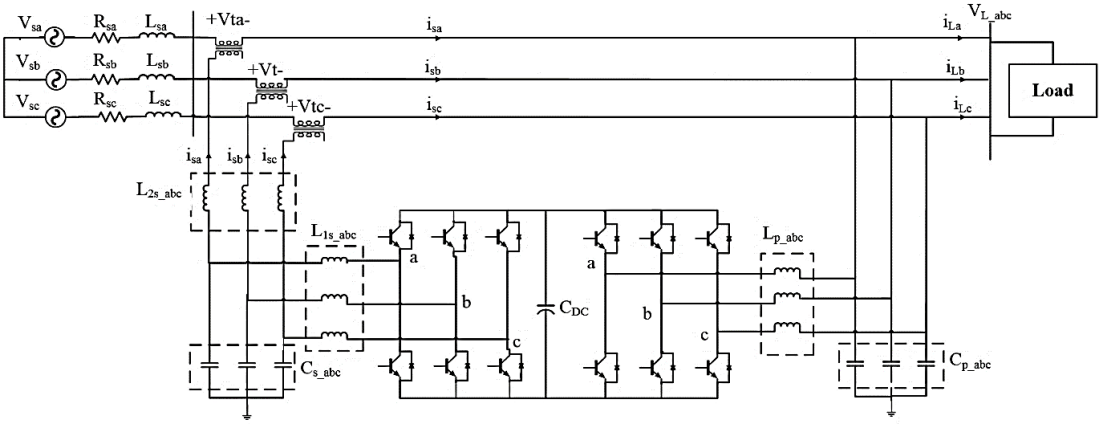
۲-۱- طراحی فیلترهای غیرفعال خروجی

ساختار پیشنهادی این مقاله برای به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان به‌منظور رسیدن به نیازهای جبران‌سازی از یک فیلتر LCL در خروجی فیلتر فعال سری و یک فیلتر LC در خروجی مدار فیلتر فعال موازی بهره می‌برد. عناصر غیرفعال شامل L_{1s}، L_{2s}، L_p، C_s و C_p می‌باشند که در ادامه طراحی می‌شود.

۲-۱-۱- طراحی عناصر غیرفعال فیلتر مبدل سری

فیلتر فعال سری وظیفه جبران‌سازی جریان هارمونیکی بار به‌منظور قرارگرفتن THD جریان شبکه درمحدوده مجاز باتوجه‌به استانداردهای (IEEE 519-1992 و IEC 61000-3-2) را دارد. به‌منظور رسیدن به پاسخ مطلوب در خروجی فیلتر فعال سری از یک فیلتر LCL استفاده شده‌است. این نوع فیلتر تضعیف 60 dB/Dec را برای فرکانس‌های بیشتر از فرکانس رزونانس تأمین می‌کند. طراحی بهینه پارامترهای این نوع فیلتر، کاهش اندازه اندوکتانس خروجی، همچنین کاهش سایز و هزینه فیلتر خروجی را در پی دارد. علاوه‌برآن کاهش اندازه اندوکتانس خروجی منجربه کاهش اندوکتانس سری سیستم و افزایش سرعت پاسخ در مقایسه با فیلترهای L و LC خواهدشد. طراحی فیلتر LCL با هدف بهبود عملکرد فیلتر در مراجع بسیاری موردبررسی قرار گرفته‌است[۱۶، ۱۹، ۲۰]. الگوریتم طراحی فیلتر LCL باید ویژگی‌هایی نظیر کمترین افت‌ولتاژ روی اندوکتانس، کمترین مقدار انرژی تولیدی توسط خازن فیلتر، کمترین تلفات میراسازی و همچنین انعطاف‌پذیری نسبت به تغییر پارامترهای دیگر سیستم مانند امپدانس شبکه می‌باشد[۲۰].

ساختار کلی فیلتر LCL خروجی فیلتر فعال سری با اتصال Y در شکل (۱) نشان داده شده‌است. در این ساختار L_{1s} و L_{2s} به‌ترتیب اندوکتانس سمت منبع و مبدل و C_s خازن فیلتر می‌باشد. ازآنجاکه مقاومت‌های سری موجب میرایی نسبی سیستم خواهندشد از تمامی مقاومت‌ها در روند طراحی چشم‌پوشی می‌شود. اگرچه ازلحاظ کاهش تلفات بهترین حالت محسوب می‌شود. شکل (۲) مدل فیلتر فعال موازی را همراه با فیلتر غیرفعال خروجی زمانی که ولتاژ مبدل موازی صفر است را نشان می‌دهد. در این شکل، i_{fs} ، i_{cs} ، i_s ، v_{cs} و V_m به‌ترتیب جریان خروجی مبدل، جریان ورودی خازن، جریان خروجی فیلتر، ولتاژ خازن و ولتاژ مدولاسیون می‌باشد. تابع انتقال خروجی جریان شبکه به ورودی ولتاژ مبدل با استفاده از تبدیل میسون به‌صورت زیر بیان می‌شود:



شکل ۱: مدار قدرت به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان

$$G_{ps}(s) = \frac{I_s}{V_m} = \frac{\sum_{k=1}^{N} G_k}{\Delta}$$
$$\Delta = 1 - \sum L_i + \sum L_i L_j \ldots + (-1)^m \sum \ldots + \cdots \quad (۱)$$

که در معادله بالا Δ و G_k به‌ترتیب نشان‌دهنده معادله مشخصه و مسیر پیش‌رو سیستم بوده و L_i و L_i بهره حلقه‌های سیستم و حاصل‌ضرب هر دو حلقه را نشان می‌دهد. به‌این‌ترتیب تابع تبدیل سیستم شکل (۲) به صورت زیر قابل‌بیان است:

$$G_{ps}(s) = \frac{I_s}{V_m} = \frac{\frac{K_i}{L_{1s}L_{2s}C_s s^3}}{1 - (\frac{-1}{L_{1s}C_s s^2} + \frac{-1}{L_{2s}C_s s^2})} \quad (۲)$$
$$G_{ps}(s) = \frac{I_s}{V_m} = \frac{K_i}{L_{1s}L_{2s}C_s s^3 + (L_{1s} + L_{2s})s}$$

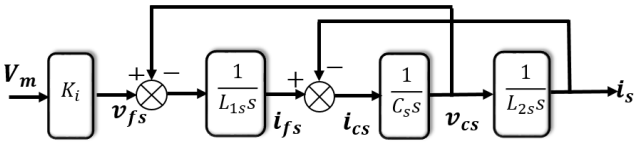
فرکانس رزونانس فیلتر در حالت اتصال خازن به‌صورت ستاره برابراست با:

$$\omega_{res}{}^2 = (\frac{L_{1s} + L_{2s}}{L_{1s}L_{2s}C_s}) \quad (۳)$$

عبارت (۳) را می‌توان به‌صورت زیر گسترش داد:

$$L_T C_s = \frac{k^2}{4\pi^2 f_{sw}{}^2} \frac{(1+\mu)^2}{\mu} \quad (۴)$$

اندوکتانس کل فیلتر برابر با $L_T = L_{1s} + L_{2s}$، ضریب $k = f_{sw}/f_{res}$، $\mu = L_{2s}/L_{1s}$، f_{sw} و f_{res} به‌ترتیب فرکانس کلیدزنی و فرکانس رزونانس فیلتر LCL می‌باشد. ضرایب μ و k نقش بسزایی در طراحی فیلتر ایفا می‌کنند. برای درک بهتر، چنان‌چه فرکانس رزونانس کاهش یابد(مقدار k افزایش یابد)، مقادیر بزرگ‌تر سلف و خازن موردنیاز است. بنابراین به‌منظور دستیابی به مقادیر کوچک‌تر سلف و خازن خروجی که کاهش سایز و هزینه را به‌دنبال دارد، فرکانس رزونانس بالا موردنیاز است.



شکل ۲: مدل فیلتر فعال سری

محدوده مجاز تعیین‌شده برای فرکانس رزونانس فیلتر به‌صورت رابطه (۵) بیان می‌شود.

$$10 f_s < f_{res} < \frac{1}{2} f_{sw} \quad (۵)$$

ازطرف‌دیگر مقدار بهینه ضریب μ در عملکرد مؤثر فیلتر نقش بسزایی ایفا می‌کند. مقدار بهینه این پارامتر در [۲۰] برابر با $\mu = 1$ به‌دست آمده‌است که در این حالت ،مقدار کمینه $L_T C_s$ در معادله (۴) حاصل می‌شود. کاهش اندوکتانس L_T ،کاهش افت ولتاژ روی اندوکتانس را به دنبال خواهدداشت. همچنین، با مقدار ثابت L_T، کاهش C_s به‌معنای کاهش توان راکتیو مصرفی فیلتر می‌باشد. مقادیر عناصر فیلتر به‌صورت درصدی از مقادیر مبنا محاسبه می‌شوند.

$$Z_b = \frac{V_{l-l}{}^2}{P_L} = \frac{220^2}{5000} = 9.68\,\Omega \quad (۶)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f_s Z_b} = \frac{1}{2\pi \times 60 \times 9/68} = 274.2\,\mu F \quad (۷)$$

با توجه به آنچه در [۲۰] مبنی بر مقدار بهینه k در تکنیک‌های متفاوت مدولاسیون و همچنین درنظرگرفتن نوع میراسازی نوسانات آمده‌است، در این مقاله مقدار $k = 4$ انتخاب می‌شود. ازطرفی به‌منظور عملکرد مؤثر فیلتر $\mu = 1$ انتخاب می‌شود. دراین‌صورت، تضعیف فیلتر LCL برای فرکانس‌های پایین تا فرکانس رزونانس ثابت و مشابه فیلتر L و برای فرکانس‌های بیشتر از فرکانس رزونانس مقدار بیشینه تضعیف را دارد. درنتیجه با معلوم‌بودن مقدار k، حاصل‌ضرب $L_T C_s$ از رابطه (۸) حاصل می‌شود.

$$L_T C_s = 1.91\ (H.F) \quad (۸)$$

مقدار خازن فیلتر به‌وسیله مقدار مجاز تغییرات ضریب توان مبدل تعیین می‌شود که به‌صورت بیشینه برابر با ۵٪ خازن مبنا در نظر گرفته می‌شود. به‌این‌ترتیب مقدار خازن از رابطه زیر به‌دست می‌آید:

$$C_s = 0.05 C_b = 13.7\,\mu F \quad (۹)$$

مقدار خازن برابر با $14\,\mu F$ انتخاب می‌شود. دراین‌صورت مقدار $L_T = 1.15\,mH$ به‌دست می‌آید. مقدار به‌دست‌آمده برای اندوکتانس در شرط مقدار بیشینه اندوکتانس در رابطه (۱۰) صدق کند[۱۶].

$$L_T \le L_{T_max} = \%10 \frac{Z_{base}}{2\pi f_s} = 2.57\ mH \quad (۱۰)$$

برای تعیین اندوکتانس سمت شبکه نکته حائزاهمیت سری‌بودن آن با اندوکتانس پراکندگی ترانسفورماتور کوپلینگ است بنابراین مقدار اندوکتانسی که باید در مدار قرار بگیرد تا بیشینه تضعیف فیلتر حاصل شود، از مقدار به‌دست‌آمده کمتر خواهدبود.

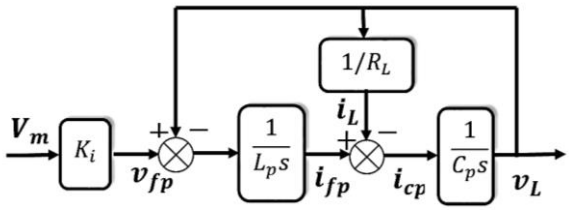
$$L_{2s} + L_t = \frac{L_T}{2} = 575\,\mu H$$
$$L_{2s} = 175\,\mu H \quad (۱۱)$$

با مشخص‌بودن مقادیر اندوکتانس و خازن فیلتر فرکانس رزونانس فیلتر برابر با $f_{res} = 2509.9\,Hz$ به‌دست می‌آید. این مقدار حدود موردنظر در (۴) را رعایت می‌کند.

۲-۱-۲- طراحی عناصر غیرفعال مبدل موازی

ساختار فیزیکی فیلتر LC مورداستفاده در خروجی مبدل موازی جهت حذف نویزهای کلیدزنی در شکل (۱) نمایش داده شده‌است. فرکانس رزونانس فیلتر باید به حد کافی بزرگ باشد تا عملکرد فیلتر فعال تحت تأثیر قرار نگرفته و پهنای باند آن محدود نشود. شکل (۳) بلوک دیاگرام ورودی ولتاژ بار به ولتاژ مبدل را زمانی که مبدل سری در مدار نباشد را نشان می‌دهد. در این شکل، i_{fp}، i_{cp}، V_L و V_m به‌ترتیب جریان خروجی مبدل، جریان ورودی خازن، ولتاژ بار و ولتاژ مدولاسیون می‌باشد. تابع انتقال ورودی به خروجی با استفاده از قاعده میسون به‌صورت رابطه (۱۲) بیان می‌شود.

$$G_{pf}(s) = \frac{V_L}{V_m} = \frac{K_i}{L_p C_p s^2 + \frac{L_p}{R_L} s + 1} \qquad (۱۲)$$



شکل ۳: مدل فیلتر فعال موازی

برای به‌دست‌آوردن مقادیر L_p و C_p فرض می‌شود که بزرگ‌ترین هارمونیکی که باید توسط مبدل حذف شود هارمونیک شماره h=11 می‌باشد که برابر با ۷۸۰ هرتز در سیستم ۶۰ هرتز می‌باشد. برای عملکرد مناسب مبدل در این حالت فرکانس رزونانس ۴ برابر بیشتر از بزرگ‌ترین هارمونیک جبران‌سازی‌شده در نظر گرفته می‌شود [۲۱].

$$\omega_{res2} = 4h(2\pi f_s) = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \qquad (۱۳)$$

مقادیر زیادی برای L_p و C_p معادله (۱۳) را ارضاء می‌کنند. ازطرفی خازن فیلتر باید کوچک‌تر از۵٪ خازن مبنای سیستم باشد تا تولید توان راکتیو فیلتر به حداقل برسد. به‌این‌ترتیب در این مقاله این مقدار برابر با ۲٪ خازن مبنای سیستم انتخاب می‌شود تا کمترین مقدار مجاز L_p حاصل شود.

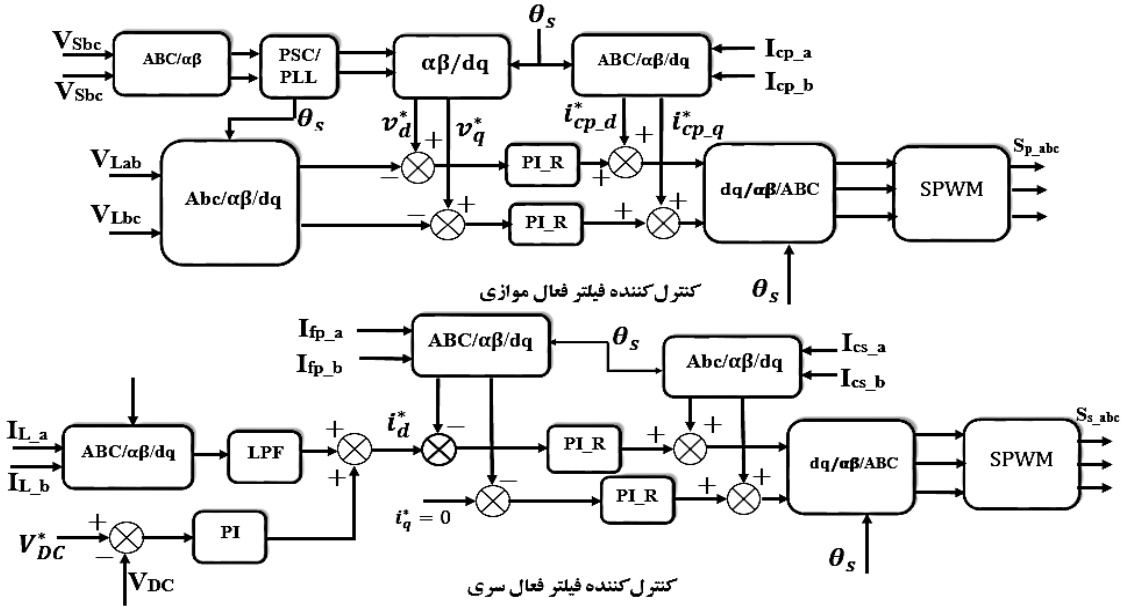
$$C_p = 0.02C_b = 0.02 * 274.2 = 5.4\ \mu \qquad (۱۴)$$

مقدار خازن برابر با $6\ \mu F$ انتخاب می‌شود و درنتیجه مقدار اندوکتانس از (۱۵) به‌دست می‌آید.

$$L_p = \frac{1}{{\omega_{res2}}^2 * C_p} = 600\mu H \qquad (۱۵)$$

۳- طرح کنترلی

شکل (۴) کنترل‌کننده پیشنهادی جهت کنترل مبدل‌های به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان را نشان می‌دهد. ساختار کنترل براساس تئوری محورهای گردان طراحی شده‌است. ورودی‌های کنترل‌کننده ولتاژ به‌ترتیب ولتاژ خروجی فیلتر، ولتاژ شبکه و جریان خازن فیلتر خروجی می‌باشد. در قسمت کنترل جریان، ورودی‌ها به‌ترتیب جریان بار، جریان خروجی فیلتر، ولتاژ پیوند DC و جریان خازن فیلتر خروجی می‌باشد. ازآن‌جهت که کنترل‌کننده به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان، برای استفاده در سیستم‌های سه‌فاز سه‌سیم طراحی شده‌است، از کنترل مؤلفه توالی صفر صرف‌نظر شده‌است. بنابراین با استفاده از تبدیل ساده‌شده کلارک در ورودی حلقه کنترل جریان و ولتاژ، تعداد سنسورهای اندازه‌گیری ولتاژ و جریان کاهش داده می‌شود.



شکل ۴: کنترل‌کننده پیشنهادی به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان

همان‌طورکه در شکل مشخص است برای کنترل مؤلفه‌های d و q در طبقه سری و موازی از کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی همانند (۱۶) به‌منظور تحمیل مؤلفه اصلی موج جریان و ولتاژ به مقدار تعیین‌شده و یک مجموعه کنترل‌کننده رزونانسی برای کنترل هارمونیک‌ها استفاده می‌شود.

$$G_{PI}(s) = K_p(1 + \frac{1}{\tau_i s}) \qquad (۱۶)$$

ضریب K_p پهنای باند داخلی حلقه کنترل را تعیین می‌کند. انتخاب درست مقدار این پارامتر منجر به بهبود پایداری حلقه بسته سیستم خواهدشد. τ_i نیز وظیفه کاهش خطای حالت ماندگار سیستم را برعهده‌دارد بنابراین باید کوچک باشد. علاوه بر جبران‌سازی مؤلفه اصلی موج جریان و ولتاژ، جبران هارمونیک‌ها از اهمیت خاصی برخوردار است. به‌همین‌جهت در دستگاه مختصات سنکرون از تعدادی کنترل‌کننده رزونانسی همانند رابطه (۱۷) به‌صورت موازی استفاده می‌شود.

$$G_R(s) = \sum_{n=1}^{k} (\frac{K_R s}{s^2 + (n\omega_n)^2}) \qquad (۱۷)$$

ω_n، K_R و k به‌ترتیب، فرکانس زاویه‌ای نامی، بهره رزونانسی و بزرگ‌ترین هارمونیک قابل جبران‌سازی را نشان می‌دهد. مقدار k باید از فرکانس رزونانس بسیار کوچک‌تر باشد تا در ناحیه فرکانس‌های پایین جبران‌سازی بهتر انجام شود.

به‌منظور اجتناب از رزونانس‌های ناخواسته در سیستم، روش‌های میراسازی بسیاری پیشنهاد شده‌است. یک روش ساده و با قابلیت اطمینان که کاربرد بسیاری در سیستم‌های تجاری دارد استفاده از عناصر غیرفعال نظیر مقاومت به‌صورت سری و یا موازی با خازن فیلتر خروجی می‌باشد. استفاده از مقاومت‌های اضافه موجب افزایش تلفات همچنین جاری‌شدن جریان‌های کلیدزنی هارمونیک بالا در مقاومت‌های میراساز و درنتیجه کاهش توانایی تضعیف فیلتر خواهدشد. به‌منظور رفع مشکلات ذکرشده استفاده از روش‌های میراسازی فعال پیشنهاد می‌شود.

۳-۱- کنترل فیلتر فعال موازی

فیلتر فعال موازی وظیفه تحمیل یک ولتاژ سینوسی خالص با دامنه مشخص دو سر بار و همچنین تأمین توان راکتیو بار را برعهده دارد. ازاین‌رو کنترل‌کننده ولتاژ شامل دو حلقه جهت کنترل دقیق مؤلفه‌های d و q خواهد بود. به‌همین‌منظور سیستم فوق نیاز به حلقه قفل فاز جهت استخراج دقیق زاویه فاز ولتاژ شبکه خواهدداشت.

۳-۱-۱- حلقه قفل فاز

یکی از مهم‌ترین بخش‌ها در طراحی سیستم کنترل، به‌دست‌آوردن فرکانس و زاویه ولتاژ شبکه است. ساختارهای زیادی برای حلقه قفل فاز در مراجع متفاوت پیشنهاد شده‌است [۲۲]. ازآنجاکه بسیاری از این ساختارها مبتنی بر دستگاه مختصات سنکرون می‌باشند پاسخ مناسبی تحت شرایط اعوجاج شدید و عدم تعادل ولتاژ شبکه ارائه نمی‌دهند[۲۳]. بدین‌منظور در این مقاله برای عملکرد مناسب و دقیق حلقه قفل فاز تحت شرایط اعوجاج شدید و رفع مشکلات فوق، از روشی اصلاح‌شده در دستگاه مختصات αβ و با کمک‌گرفتن از تئوری مؤلفه‌های متقارن به‌منظور استخراج ولتاژ توالی مثبت انجام *گرفته‌است*. زاویه فاز ولتاژ شبکه درحقیقت زاویه ولتاژ مؤلفه توالی مثبت می‌باشد. با درنظرگرفتن بردار $\boldsymbol{Vs_{abc}} = [v_a\ v_b\ v_c]^T$ به‌عنوان ولتاژ سه‌فاز منبع، بردار ولتاژهای متقارن به‌صورت معادله (۱۸) بیان می‌شود.

$$V^+s_{abc} = [v^+{}_a\ v^+{}_b\ v^+{}_c]^T = [T_+]Vs_{abc}$$
$$[T_+] = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix}, \qquad a = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \qquad (۱۸)$$

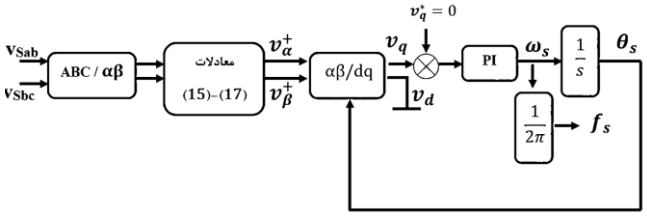
با استفاده از تبدیل کلارک ولتاژ سه‌فاز به مختصات αβ تبدیل می‌شود.

$$V_{\alpha\beta} = [v_\alpha\ v_\beta\ \ v_\gamma]^T = [T_{\alpha\beta\gamma}]Vs_{abc}$$
$$[T_{\alpha\beta\gamma}] = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \qquad (۱۹)$$

با استفاده از روابط (۱۶) و (۱۷) ولتاژهای توالی مثبت در مختصات αβ به فرم (۲۰) بیان می‌شود.

$$V^+{}_{T_{\alpha\beta\gamma}} = \left[\mathrm{T}_{\mathrm{T}_{\alpha\beta\gamma}}\right][\mathrm{T}_+]\left[\mathrm{T}_{\mathrm{T}_{\alpha\beta\gamma}}\right]^{-1} V_{\alpha\beta} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix}, e^{-j\frac{\pi}{2}} \qquad (۲۰)$$

تحقق سیستم فوق از طریق الگوریتم تولید ولتاژ متعامد بر پایه انتگرال‌های مرتبه دوم انجام می‌شود [۲۴]. این سیستم قادر است فرکانس و زاویه ولتاژ شبکه را با سرعت و دقت مناسب تحت شرایط اعوجاج شدید محاسبه کند. شکل (۵) بلوک دیاگرام حلقه قفل فاز پیشنهادی را نشان می‌دهد. ازآنجاکه معادلات فوق مقدار ولتاژ توالی مثبت منبع را با دامنه منبع محاسبه می‌کند، به‌منظور جبران‌سازی فروافتادگی/بالازدگی ولتاژ، سیگنال مرجع با گذر از یک بلوک کنترل‌کننده اندازه دامنه، همواره با دامنه ثابت و برابر با ولتاژ نامی شبکه به حلقه کنترل ولتاژ تحویل داده‌می‌شود.



شکل ۵: بلوک دیاگرام حلقه قفل فاز پیشنهادی

۳-۲- میراسازی نوسانات فیلتر فعال موازی

به‌منظور کاهش تلفات و افزایش سرعت پاسخ سیستم میراسازی نوسانات به‌صورت فعال پیاده‌سازی شده‌است. شکل (۶) مدل میراشده فیلتر فعال موازی را نمایش می‌دهد. جریان خازن پس از اندازه‌گیری با ضریب K_{dp}

به سیگنال مدولاسیون اضافه شده‌است. تابع تبدیل ورودی- خروجی با درنظرگرفتن اثر میراسازی در روابط(۲۱) و (۲۲) بیان شده‌است.

$$G_{pf}(s)=\frac{V_L}{V_m-K_dI_{cp}}=\frac{K_i}{L_pC_ps^2+\frac{L_p}{R_L}s+1} \quad (۲۱)$$

$$G_{pfd}(s)=\frac{V_L}{V_m}=\frac{K_i}{L_pC_ps^2+(\frac{L_p}{R_L}+C_pK_iK_{dp})s+1} \quad (۲۲)$$

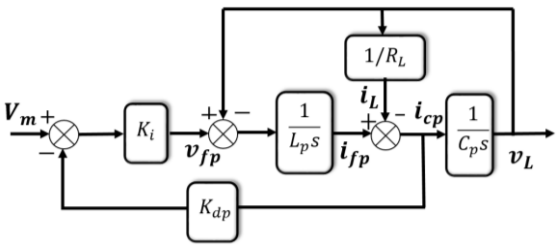
همان‌طور که از (۲۲) مشخص است اضافه‌شدن عبارت شامل s با ضریب محدود به مخرج تابع تبدیل، پایداری حلقه بسته را حتی در حالت بدون بار ($R_L\to\infty$) برای سیستم تأمین می‌کند. برای تنظیم دقیق ضریب K_{dp} با ساده‌سازی G_{pfd} برای به‌دست‌آوردن مدل سیستم میراشده در حالت بدون بار از رابطه (۲۳) حاصل خواهدشد.

$$G_{pfd}(s)=\frac{K_i}{L_pC_p}.\frac{1}{(s^2+2\zeta\omega_{res}s+\omega_{res}{}^2)} \quad (۲۳)$$

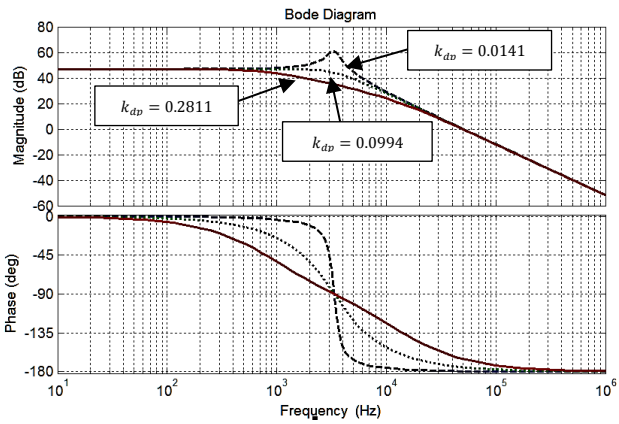
که در سیستم فوق ω_{res} همان فرکانس رزونانس فیلتر LC می‌باشد. به‌این‌ترتیب با مقایسه روابط (۲۲) و (۲۳) مقدار ضریب K_{dp} از (۲۴) به‌دست می‌آید.

$$K_{dp}=\frac{2\zeta}{K_i}\sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad (۲۴)$$

شکل (۷) نمایش فرکانسی G_{pfd} برای مقادیر مختلف K_{dp} را نشان می‌دهد. فرکانس قطع فیلتر نشان از پهنای باند مناسب فیلتر طراحی شده برای مقادیر مختلف K_{dp} دارد. مقدار $\zeta=0.707$ به‌منظور میراسازی نوسانات انتخاب می‌شود و ضریب $K_{dp}=0.0454$ به‌دست می‌آید.



شکل ۶: بلوک دیاگرام مدل میراشده فیلتر فعال موازی



شکل ۷: نمایش فرکانسی G_{pfd} با تغییرات K_{dp}

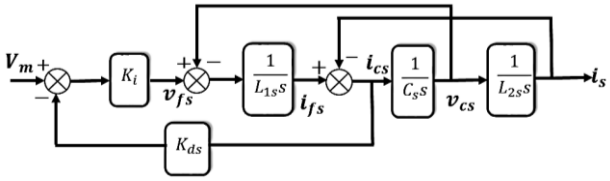
۳-۳- میراسازی فیلتر فعال سری

شکل (۸) مدل ورودی-خروجی فیلتر فعال سری با میراسازی فعال را نشان می‌دهد. تابع تبدیل جدید به‌صورت روابط (۲۵) و(۲۶) بیان می‌شود.

$$G_{ps}(s)=\frac{I_s}{V_m-K_{ds}I_{cs}}=\frac{K_i}{L_{1s}L_{2s}C_ss^3+(L_{1s}+L_{2s})s} \quad (۲۵)$$

$$G_{psd}(s)=\frac{I_s}{V_m}=\frac{K_i}{L_{1s}L_{2s}C_ss^3+K_iK_{ds}L_{2s}C_ss^2+(L_{1s}+L_{2s})s} \quad (۲۶)$$

K_{ds} ضریب میراسازی می‌باشد که با تنظیم دقیق آن می‌توان از پایداری سیستم حلقه بسته فیلتر فعال سری اطمینان حاصل کرد. این‌درحالی است‌که نبود عبارت شامل s^2 در مخرج کسر باعث ناپایداری یا پایداری حاشیه‌ای سیستم حلقه بسته می‌شود. برای به‌دست‌آوردن دقیق پارامتر K_{ds}، مدل ساده‌شده G_{psd} به‌صورت رابطه (۲۷) به‌دست می‌آید[۲۱].



شکل ۸: بلوک دیاگرام مدل میراشده فیلتر فعال سری

$$G_{psd}(s)=\frac{K_iK_{ds}}{L_{1s}L_{2s}C_s}.\frac{1}{s(s^2+2\zeta\omega_{res}s+\omega_{res}{}^2)} \quad (۲۷)$$

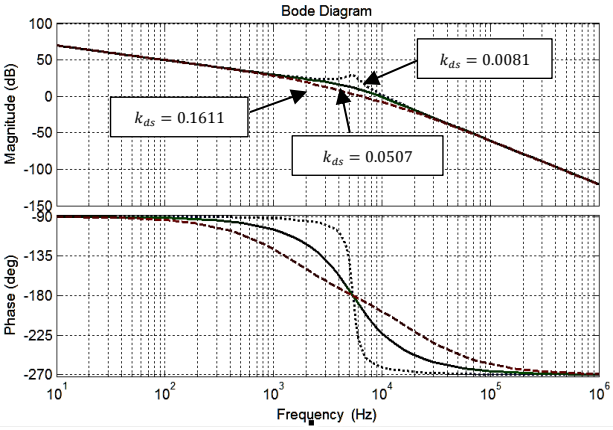
که در سیستم فوق ω_{res} همان فرکانس رزونانس فیلتر LCL می‌باشد. به‌این‌ترتیب با مقایسه روابط (۲۶) و (۲۷) مقدار بهره میراساز K_{ds} از روابط (۲۸) به‌دست می‌آید.

$$K_{ds}=\frac{2\zeta}{K_i}\sqrt{\frac{L_{1s}(L_{1s}+L_{2s})}{L_{2s}C_s}} \quad (۲۸)$$

نمایش فرکانسی G_{psd} برای مقادیر متفاوت پارامتر K_{ds} در شکل (۹) نمایش داده شده‌است. آن‌گونه‌که مشخص است مقدار فرکانس قطع فیلتر ω_c، با تأمین حاشیه فاز موردنیاز فیلتر محدود می‌شود به‌این‌ترتیب مقدار ضریب میرایی سیستم ζ، باید به‌دقت انتخاب شود. مقدار زاویه فاز فیلتر، از رابطه (۲۹) محاسبه می‌شود.

$$\varphi LCL=<\{G_{psd}(j\omega_c)\}=\pi-arctan\left(\frac{1-\gamma^2}{2\gamma\zeta}\right),\gamma=\frac{\omega_c}{\omega_{res}} \quad (۲۹)$$

همان‌طورکه در رابطه (۴) اشاره شد حدود موردنظر برای فرکانس رزونانس فیلتر باید رعایت شود. همچنین فرکانس قطع فیلتر باید از بزرگ‌ترین هارمونیک جبران‌سازی‌شده توسط فیلتر فعال سری بیشتر باشد. بنابراین، $\zeta=0.4$ برای میراسازی نوسانات در فیلتر فعال سری انتخاب‌شده تا حاشیه فاز مناسب تأمین شود که درنتیجه مقدار $K_{ds}=0.0272$ به‌دست می‌آید.



شکل ۹: نمایش فرکانسی G_{psd} با تغییرات K_{ds}

۴- شبیه‌سازی سیستم موردمطالعه

به‌منظور ارزیابی کنترل‌کننده به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان، شبیه‌سازی در چهار حالت متفاوت اعوجاج ولتاژ شبکه و جریان بار در محیط نرم‌افزار MATLAB/simulink انجام شده‌است. این چهار حالت شامل وضعیت هارمونیکی، فروافتادگی/بالازدگی، عدم تعادل ولتاژ منبع می‌باشد. کمیت‌های مورداستفاده در شبیه‌سازی در جدول (۱) آورده شده‌است. شبکه مورد مطالعه یک شبکه سه‌فاز ۶۰ هرتز می‌باشد.

جدول ۱: مشخصات پارامترهای به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان و شبکه

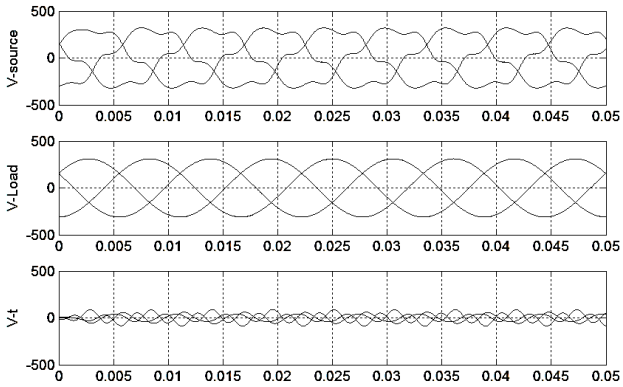
پارامتر	مقدار
ولتاژ	220 V
فرکانس	60 Hz
توان نامی	5 KW
ولتاژ پیوند DC	450 V
خازن پیوند DC	9400 μF
فرکانس کلیدزنی	10 kHz
بهره مبدل	$K_i = 225$
ترانسفورماتور سری	$L_t = 0.4$ mH $n_1/n_2=1$ $S_n = 5$ kVA
فیلتر LCL مبدل سری	$L_{1s} = 600$ μH $L_{2s} = 200$ μH $C_s = 14$ μF
فیلتر LC مبدل موازی	$L_p = 750$ μH $C_p = 14$ μF
بار (۱): یک‌سوساز دیودی سه‌فاز	$L_l = 45$ mH $R_l = 15\ \Omega$
بار (۲): یک‌سوساز دیودی دوفاز	$L_l = 45$ mH $R_l = 15\ \Omega$
بار (۳): یک‌سوساز دیودی سه‌فاز	$R_l = 15\ \Omega$
ضرایب کنترل‌کننده سری	$K_p = 0.035$ $\tau_i = 0.006$
ضرایب کنترل‌کننده سری	$K_p = 0.02$ $\tau_i = .0047$

۴-۱- حالت اول

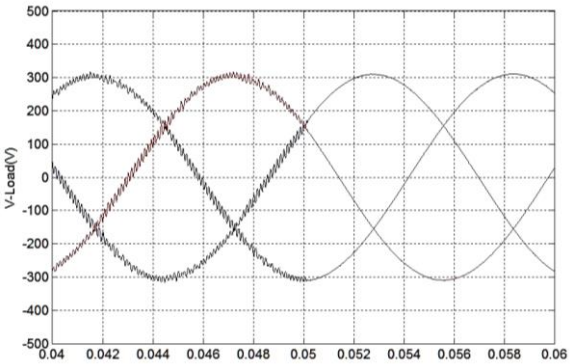
حالت اول شبیه‌سازی به‌منظور ارزیابی عملکرد به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان در شرایط وجود هارمونیک در ولتاژ شبکه است. ازآنجاکه اختلالات هارمونیکی در شبکه بسیار زیاد است، این بخش از جبران‌سازی از اهمیت بسزایی برخوردار است. شکل (۱۰) نتایج حاصل از شبیه‌سازی را هنگامی که ولتاژ شبکه به‌ترتیب حاوی هارمونیک‌های پنجم و هفتم برابر با ۱۵ و ۱۰ درصد مقدار نامی است، نشان می‌دهد.

در این شکل به‌ترتیب از بالا به پایین، ولتاژ شبکه، ولتاژ بار و ولتاژ دو سر ترانسفورماتور سری که ولتاژ جبران‌سازی نیز نامیده می‌شود را نشان می‌دهد. جدول (۲) خلاصه نتایج حاصل را بیان می‌کند. مقدار THD ولتاژ بار پس از جبران‌سازی کمتر از ۲٪ در محدوده مجاز طبق استاندارد می‌باشد. نتایج به‌دست‌آمده همچنین طراحی بهینه فیلتر خروجی مبدل موازی و سیستم میراسازی نوسانات را نشان می‌دهد. شکل (۱۱) و (۱۲) مقایسه میراسازی نوسان در فیلتر فعال موازی به‌صورت فعال و غیرفعال را نمایش می‌دهد. میراسازی نوسانات در حالت غیرفعال با استفاده از یک مقاومت۲/۲ اهمی سری با خازن فیلتر خروجی انجام گرفته‌است.

واضح است که علاوه بر کاهش تلفات در حالت استفاده از حلقه کنترل جریان برای میراسازی نوسانات، سرعت میراسازی نوسانات در حالت فعال در کمتر از ۰/۲ سیکل انجام می‌شود که سریع‌تر از روش استفاده از مقاومت برای میرایی نوسانات می‌باشد.



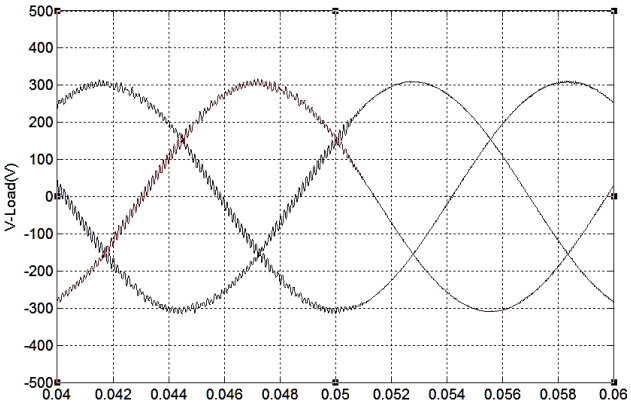
شکل ۱۰: ولتاژ پایانه بار حساس در حالت اول



شکل ۱۱: میراسازی نوسانات ولتاژ بار به‌صورت فعال

جدول ۲: نتایج شبیه‌سازی در حالت اول

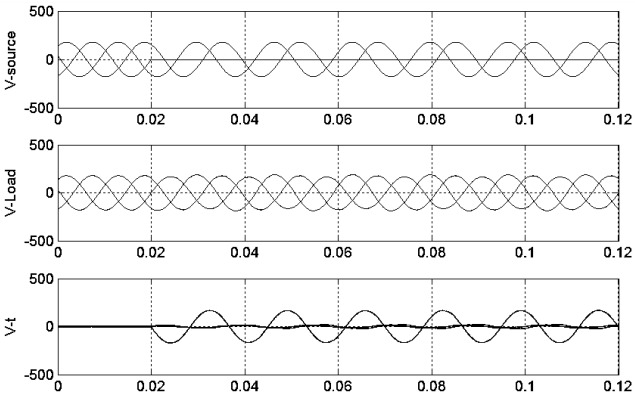
ولتاژ	THD (%)	دامنه ولتاژ شبکه (V)	THD (%)	دامنه ولتاژ بار (V)
V_{ab}	۱۶/۱۶	۳۱۱	۰/۱۰	۳۱۰/۷
V_{bc}	۱۶/۱۷	۳۱۱	۰/۱۱	۳۱۰/۷
V_{ca}	۱۶/۰۹	۳۱۱	۰/۱۰	۳۱۰/۷



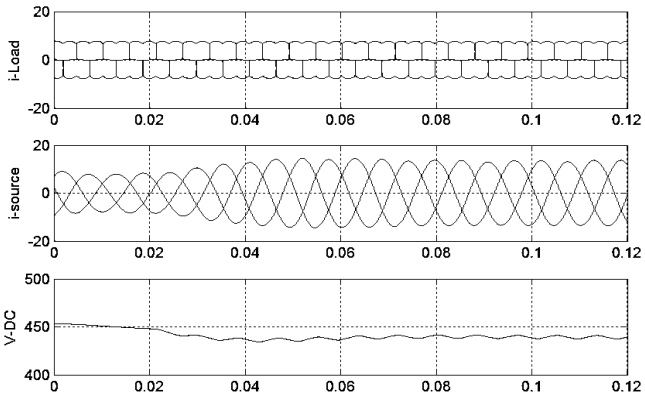
شکل ۱۱: میراسازی نوسانات ولتاژ بار به‌صورت غیرفعال

۴-۲- حالت دوم

ازآنجاکه خطای تک‌فاز در سیستم قدرت بسیار شایع است، شبیه‌سازی در حالت دوم در وضعیت بروز خطا در فاز a ولتاژ شبکه



شکل ۱۲: عملکرد فیلتر فعال موازی در حالت دوم

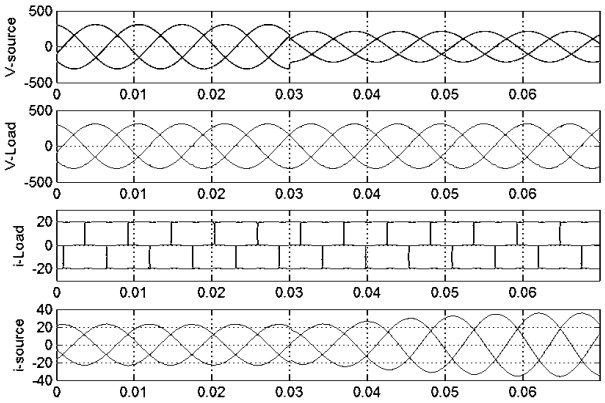


شکل ۱۳: عملکرد فیلتر فعال سری در حالت دوم

انجام می‌شود. بار غیرخطی یک‌سوساز دوفاز با مشخصات ذکرشده در جدول (۱) از ابتدا در مدار قرار دارد. خطای تک‌فاز در زمان ۰/۰۲ ثانیه در مدار رخ می‌دهد. به‌منظور جبران‌سازی ولتاژ بار، اندازه جریان شبکه در این زمان افزایش و ولتاژ پیوند DC کاهش می‌یابد. نتایج به‌دست‌آمده وجود یک ولتاژ سینوسی دوسربار و جریان سینوسی شبکه در تمامی زمان‌ها را نشان می‌دهد. شکل (۱۳) عملکرد کنترل‌کننده موازی را به‌ترتیب از بالا به پایین ولتاژ شبکه، ولتاژ بار، ولتاژ ترانسفورماتور سری(ولتاژ جبران‌سازی) و شکل (۱۴) عملکرد کنترل‌کننده سری را به‌ترتیب از بالا به پایین، جریان بار، جریان شبکه و ولتاژ پیوند DC است، نشان می‌دهد. خلاصه نتایج شبیه‌سازی برای جریان بار در جدول (۳) آمده‌است.

۴-۳- حالت سوم

حالت سوم برای ارزیابی عملکرد به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان تحت شرایط جبران‌سازی هم‌زمان جریان شبکه و ولتاژ بار انجام گرفته‌است. بار غیرخطی متشکل از یک‌سوساز دیودی سه‌فاز است که مشخصات آن در جدول (۱) آمده‌است. مطابق شکل (۱۵) بار غیرخطی از ابتدا در مدار قرار دارد و ولتاژ شبکه در زمان ۰/۰۳ ثانیه دچار فروافتادگی ولتاژ به‌اندازه ۳۰ درصد مقدار نامی شده‌است. در این شکل به‌ترتیب از بالا به پایین ولتاژ شبکه، ولتاژ بار، جریان بار و جریان شبکه آورده شده‌است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی به‌صورت خلاصه در جدول (۳) بیان شده‌است.



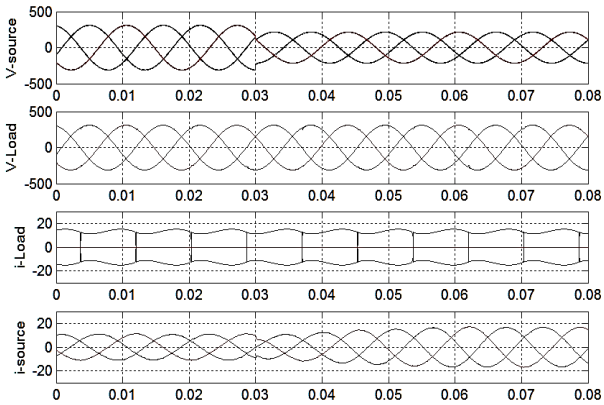
شکل ۱۴: عملکرد به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان در حالت سوم

۴-۴- حالت چهارم

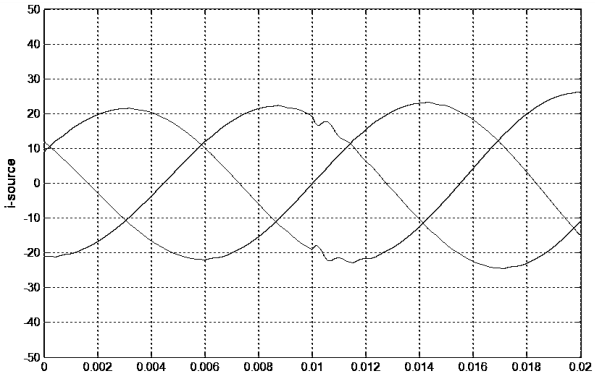
همانند حالت سوم، برای ارزیابی سیستم طراحی‌شده در بدترین شرایط شبیه‌سازی در این حالت با استفاده از یک یک‌سوساز دیودی دوفاز با مشخصات ذکرشده در جدول (۱) انجام می‌گیرد. ویژگی این بار غیرخطی، محتوای هارمونیکی علاوه‌بر عدم‌تعادل جریان به‌اندازه ۵۰ درصد می‌باشد. بار غیرخطی از ابتدا در مدار قرار دارد و ولتاژ شبکه در زمان ۰/۰۳ ثانیه دچار فروافتادگی به‌اندازه ۳۰ درصد مقدار نامی شده‌است. عملکرد به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان در شکل (۱۶) به‌ترتیب از بالا، ولتاژ شبکه، ولتاژ بار، جریان بار غیرخطی و جریان شبکه را نشان می‌دهد.

نتایج حاصل از شبیه‌سازی به‌صورت خلاصه در جدول (۳) بیان شده‌است. این نتایج مؤید طراحی مناسب فیلترهای خروجی و همچنین سیستم کنترل پیشنهادی با میراسازی فعال می‌باشد. به‌منظور درک بهتر، شکل‌های (۱۷) و (۱۸) نمای بزرگ‌شده جریان شبکه در حالت استفاده از میراسازی فعال و غیرفعال برای سیستم کنترل مبدل سری را در حالت چهارم شبیه‌سازی، نشان می‌دهد. در این حالت میراسازی

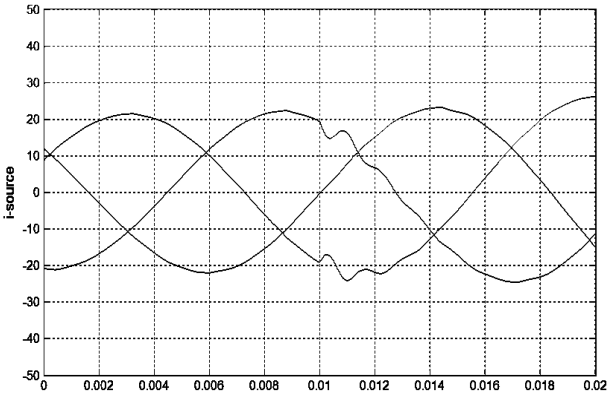
نوسانات فیلتر موازی به‌صورت فعال انجام‌شده و در سیستم کنترل مبدل سری از یک مقاومت ۱ اهمی به‌صورت سری با خازن فیلتر خروجی استفاده‌شده و حلقه فیدبک جریان در سیستم کنترل حذف شده‌است. همان‌طورکه در شکل‌های (۱۷) و (۱۸) مشاهده می‌شود، در کمتر از ۰/۴ سیکل نوسانات میرا شده‌است. درصورتی‌که با استفاده از میراساز غیرفعال دست‌یابی به این مهم تقریباً ناممکن بود.



شکل ۱۵: عملکرد به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان در حالت چهارم

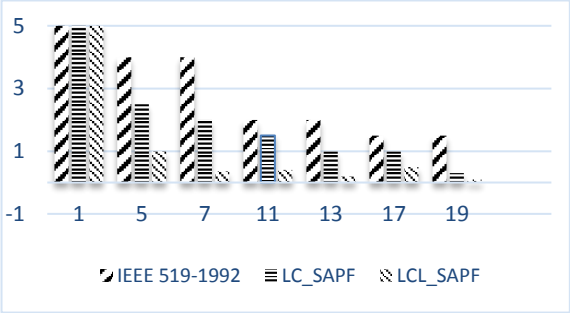


شکل ۱۶: میراسازی نوسانات جریان شبکه به‌صورت فعال



شکل ۱۷: میراسازی نوسانات جریان شبکه به‌صورت غیرفعال

برای ارزیابی عملکرد فیلتر LCL طراحی‌شده، شکل (۱۹) مقایسه بین دامنه هارمونیک به‌دست‌آمده برای جریان شبکه در حالت وقوع اتصال تک‌فاز در شبکه (حالت چهارم) در دو حالت استفاده از فیلتر LCL و فیلتر LC انجام شد. به‌همین‌منظور مطابق آنچه در [۱۲] برای یک سیستم $P_L = 5\ kw$ طراحی‌شده ، از یک فیلتر $C_s =$ و $L_s = 1\ mH$ $20\ \mu F$ در خروجی مبدل سری استفاده شده‌است. مقادیر به‌دست‌آمده در دو حالت با مقادیر مجاز تعیین‌شده برای دامنه مجاز هارمونیک در جریان شبکه توسط استاندارد (IEEE 519-1992) در شکل (۱۹) آورده شده‌است. نتایج نشان می‌دهد که استفاده از یک فیلتر LCL نه‌تنها باعث کاهش ۲۵ درصد در مقدار اندوکتانس شده، علاوه‌برآن اعوجاج هارمونیکی کل در این حالت کمتر از نصف مقدار تعیین‌شده توسط استاندارد است.



شکل ۱۸: مقایسه دامنه هارمونیکی با استفاده از فیلتر LC و LCL در خروجی مبدل سری

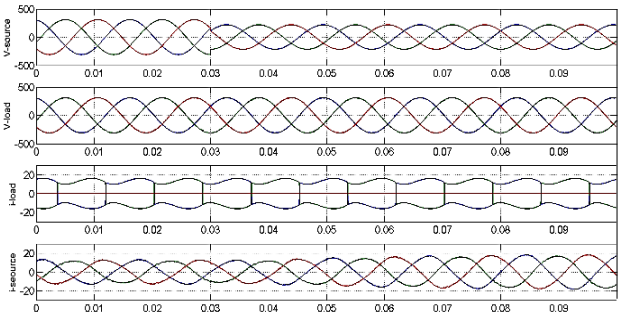
جدول ۳: نتایج شبیه‌سازی

حالت	جریان خط	جریان بار THD (%)	جریان شبکه THD (%)
#2	I_a	۳۰/۷۳	۱/۱۵
	I_b	۳۰/۷۳	۱/۲۱
	I_b	۳۰/۷۳	۱/۲۱
#3	I_b	۳۰/۷۳	۱/۲۱
	I_c	۳۰/۷۳	۱/۱۹
	I_c	۳۰/۳۷	۰/۶۴
#4	I_a	۴۴/۲۲	۱/۶۴
	I_b	۴۴/۲۲	۱/۶۸
	I_c	۰	۲/۲۸

۵- مقایسه

این قسمت برخی از قابلیت‌های طرح کنترل پیشنهادی مبتنی بر تئوری محورهای گردان را در مقایسه با روش ارائه‌شده در [۱۲] که بر مبنای تئوری توان‌های لحظه‌ای ارائه‌شده را موردبررسی قرار می‌دهد. در این حالت مطابق با اطلاعات ذکرشده و سیستم کنترل پیشنهادی در [۱۲]، حالت چهارم شبیه‌سازی را بار دیگر تکرار کرده و مقایسه بین عملکرد و

شکل موج ولتاژ و جریان در دو طرح پیشنهادی انجام می‌شود. همان طورکه از شکل مشخص است سیستم کنترل ولتاژ در تمامی زمان‌ها ولتاژ سینوسی خالص دو سر بار تحمیل کرده‌است. جریان شبکه در این سیستم برخلاف طرح پیشنهادی دارای اعوجاج بوده و دیرتر به حالت ماندگار رسیده‌است.



شکل ۱۹: عملکرد به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان در حالت چهارم

نکته قابل‌توجه دیگر که از مقایسه شکل‌های (۱۶) و (۲۰) به‌دست می‌آید دامنه جریان شبکه در حالت دائمی بوده که علت آن سیستم تولید مرجع جریان مبدل سری در مرجع [۱۲] می‌باشد. نکته دیگر تلفات میراسازی حاصل از میراسازی نوسانات در ساختار پیشین بوده که به‌علت استفاده از مقاومت‌های ۷/۵ و ۳/۷ اهمی به‌ترتیب در خروجی مبدل‌های سری و موازی، مقدار تلفات سیستم را افزایش داده و همچنین خاصیت میراسازی نوسانات فیلتر را کاهش می‌دهد که می‌تواند استفاده از آن در توان‌های بالاتر را منتفی سازد. به‌منظور مقایسه بهتر، جدول (۴) مقایسه بین عملکرد طبقات سری و موازی ازلحاظ اعوجاج هارمونیکی خروجی موج ولتاژ و جریان انجام می‌دهد.

همان‌طور که جدول نشان می‌دهد، علی‌رغم عملکرد مناسب سیستم کنترل پیشنهادی در مرجع [۱۲] و خاصیت جبران‌سازی مناسب، طرح کنترل پیشنهادی مبتنی بر فیلتر LCL و میراسازی فعال باوجود استفاده از عناصر غیرفعال خروجی کمتر توانسته عملکرد مناسبی علی‌الخصوص در قسمت کنترل موازی ارائه دهد. درحقیقت در روش ارائه‌شده در این مقاله، طرح کنترل مبتنی‌بر ساختار دوگان کنترلی با کمک‌گرفتن از تبدیل پارک از مقادیر ثابت جهت کنترل متغیرها استفاده می‌کند که علاوه‌بر ویژگی‌های ذکرشده در قسمت‌های قبل، امکان جبران‌سازی هم‌زمان جریان و ولتاژ در تمامی حالات اعوجاج ولتاژ

جدول ۴: مقایسه عملکرد طبقه سری و موازی

پارامتر		مرجع [۱۲]	طرح پیشنهادی
		THD (%)	THD (%)
جریان شبکه	I_a	۳/۰۲	۱/۶۴
	I_b	۲/۹۲	۱/۶۸
	I_c	۳/۱۱	۲/۲۸
ولتاژ بار	V_{ab}	۱/۵۱	۱
	V_{bc}	۱/۴۵	۱
	V_{ca}	۱/۴۵	۰/۹

شبکه و جریان بار، مخصوصاً در حالت وجود هارمونیک در ولتاژ شبکه که از ضعف سیستم پیشنهادی در [۱۲] می‌باشد را فراهم می‌کند.

۶- نتیجه‌گیری

این مقاله به معرفی یک طرح کنترلی در دستگاه مختصات سنکرون به‌منظور استفاده در ساختار دوگان به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان می پردازد. در روش دوگان کنترل، جریان‌ها و ولتاژهای کنترل‌شده همواره مقادیر سینوسی خالص دارند؛ بنابراین امکان کاهش پیچیدگی الگوریتم‌های استخراج مقادیر مرجع وجود دارد. با اضافه‌شدن یک فیلتر LCL در خروجی مبدل سری ریپل جریان فرکانس کلیدزنی به‌طور قابل توجهی کاهش می‌یابد. مشخصه این نوع فیلتر تضعیف بهتر حتی بدون استفاده از مقادیر بزرگ عناصر غیرفعال است. به‌طوری‌که با استفاده از آن، اعوجاج هارمونیکی کل جریان شبکه در بدترین شرایط از ۲/۵ درصد تجاوز نمی‌کند.

سیستم میراسازی نوسانات در فیلترهای سری و موازی به‌صورت فعال پیاده‌سازی شده‌است. درنتیجه مقاومت سری با خازن فیلتر خروجی حذف شده و میراسازی نوسانات و همچنین بهبود پایداری ازطریق فیدبک جریان خازن صورت پذیرفته‌است. نتایج به‌دست‌آمده برای ساختار دوگان به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان مؤید عملکرد مؤثر به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان در سناریوهای متفاوت اعوجاج ولتاژ شبکه و جریان بار می‌باشد.

مراجع

[1] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, “A review of active filters for power quality improvement,” IEEE transactions on industrial electronics, vol. 46, no.5, pp. 960-971, 1999.

[۲] داود رضایی، اسکندر قلی‌پور، رحمت‌اله هوشمند، «استفاده بهینه از ظرفیت به‌ساز یک‌پارچه کیفیت توان به‌منظور جبران‌سازی هم‌زمان توان راکتیو بار و اعوجاجات ولتاژ »، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۵، شماره ۳، ۱۳۹۴.

[3] M. Brenna, R. Faranda, and E. Tironi, “A new proposal for power quality and custom power improvement: OPEN UPQC,” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 24, no. 4, pp. 2107-2116, 2009.

[4] S. B. Karanki, N. Geddada, M. K. Mishra, and B. K. Kumar, “A modified three-phase four-wire UPQC topology with reduced DC-link voltage rating,” IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 60, no. 9, pp. 3555-3556, 2013.

[5] M. Kesler and E. Ozdemir, “Synchronous-reference-frame-based control method for UPQC under unbalanced and distorted load

conditions," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 9, pp. 3967-3975, 2011.

[6] V. Khadkikar, "Enhancing electric power quality using UPQC: a comprehensive overview," IEEE transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 5, pp. 2284-2297, 2012.

[7] M. Forghani and S. Afsharnia, "Online wavelet transform-based control strategy for UPQC control system," IEEE transactions on power delivery, vol. 22, no. 1, pp. 481-491, 2007.

[8] V. Khadkikar and A. Chandra, "A new control philosophy for a unified power quality conditioner (UPQC) to coordinate load-reactive power demand between shunt and series inverters," IEEE Transactions on power delivery, vol. 23, no. 4, pp. 2522-2534, 2008.

[9] V. Khadkikar and A. Chandra, "UPQC-S: A novel concept of simultaneous voltage sag/swell and load reactive power compensations utilizing series inverter of UPQC," IEEE transactions on power electronics, vol. 26 ، no. 9, pp. 2414-2425, 2011.

[10] S. Moran, "A line voltage regulator/conditioner for harmonic sensitive load isolation," Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1989 IEEE, pp. 947-951, 1989.

[11] M. Aredes and R. M. Fernandes, "A dual topology of unified power quality conditioner: The iUPQC," Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2009.

[12] B. W. França, L. F. da Silva, M. A. Aredes, and M. Aredes, "An improved iupqc controller to provide additional grid voltage regulation as a statcom," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1345-1352, 2015.

[13] B. W. Franca and M. Aredes, "Comparisons between the UPQC and its dual topology (iUPQC) in dynamic response and steady-state," in IECON 2011-37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1232-1237, 2011.

[14] R. J. M. dos Santos, J. C. da Cunha, and M. Mezaroba, "A simplified control technique for a dual unified power quality conditioner," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 11, pp. 5851-5860, 2014.

[15] R. A. Modesto, S. A. O. da Silva, A. A. de Oliveira, and V. D. Bacon, "A Versatile Unified Power Quality Conditioner Applied to Three-Phase Four-Wire Distribution Systems Using a Dual Control Strategy," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 8, pp. 5503-5514, 2016.

[16] M. B. Saïd-Romdhane, M. Naouar, I. S. Belkhodja, and E. Monmasson, "Simple and systematic LCL filter design for three-phase grid-connected power converters," Mathematics and Computers in Simulation, pp.181-193, 2015.

[17] C. Bao, X. Ruan, X. Wang, W. Li, D. Pan, and K. Weng, "Step-by-step controller design for LCL type grid-connected inverter with capacitor current feedback active damping," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 3, pp. 1239-1253, 2014.

[۱۸] سید حسین طباطبایی،علیرضا جلیلیان، «کنترل بازیاب دینامیکی ولتاژ مبتنی بر فیلتر شکافی تطبیقی و میراسازی فعال به‌منظور بهبود کیفیت توان»، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۴، شماره ۲، ۱۳۹۲.

[19] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL filter based three phase active rectifier," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, 2005.

[20] S. Jayalath and M. Hanif, "Generalized LCL-Filter Design Algorithm for Grid-connected Voltage Source Inverter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 3, 2016.

[21] Y. Tang, P .C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, F. Gao, and F. Blaabjerg, "Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 3, pp. 1443-1452, 2012.

[22] L. N. Arruda and S. M. Silva, "PLL structures for utility connected systems, " in Industry Applications Conference, pp. 2655-2660, 2001.

[23] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, 2007.

[24] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator, " in Power Electronics Specialists Conference, pp. 1-6, 2006.