

طراحی کنترل کننده اینورترهای چهار ساق موازی مبتنی بر عملکرد افتی جهت تغذیه بارهای نامتعادل و غیر خطی

مجید حسین پور^۱، مصطفی محمدیان^۲ و علی یزدیان ورجانی^۳

^۱ دانشجوی دکتری مهندسی برق- قدرت دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران

hoseinpour.majid@gmail.com

^۲ نویسنده مسئول، دانشیار مهندسی برق- قدرت دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران

mohamadian@modares.ac.ir

^۳ استادیار مهندسی برق- قدرت دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تربیت مدرس، تهران، ایران

yazdian@modares.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۲/۲/۳۰ تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۲/۹/۱۰)

چکیده: در این مقاله عملکرد موازی اینورترهای سه فاز چهار ساق در حضور بارهای نامتعادل و غیر خطی به روش کنترل افتی بررسی شده است. جهت کنترل اینورترهای موازی بایستی برای اینورتر دو حلقه کنترلی داخلی جریان و خارجی ولتاژ طراحی گردد. در این مقاله جهت حصول اطمینان از عملکرد مناسب سیستم پیشنهادی در حضور بارهای نامتعادل و غیر خطی، کنترل کننده تناسبی برای حلقه داخلی جریان و کنترل کننده تناسبی-رزونانسی برای حلقه خارجی ولتاژ پیشنهاد و طراحی شده است. سیستم کنترل تقسیم توان اینورترهای موازی شامل حلقه کنترل افتی و امپدانس خروجی مجازی می باشد. سیستم پیشنهادی توانایی تغذیه بارهای متعادل، نامتعادل و غیر خطی را داشته و به همراه تقسیم توان دقیق بین اینورترهای چهار ساق موازی، ولتاژ سینوسی مناسبی را در دو سر بارها تامین می کند. نتایج شبیه سازی عملکرد مناسب سیستم پیشنهادی را نشان میدهند.

کلیدواژه: اینورتر چهار ساق، موازی سازی اینورترها، کنترل افتی، امپدانس مجازی

۱- مقدمه

با توجه به افزایش روزافزون تجهیزات الکترونیکی، بخش قابل ملاحظه ای از بارهای منابع تغذیه بدون وقفه را بارهای غیر خطی و نامتعادل تشکیل می دهند. این بارهای غیر خطی و نامتعادل باعث اغتشاشات ولتاژ می شوند که این امر در عملکرد مناسب بارها و اینورترها تاثیر مستقیمی می گذارد. اینورترهای چهار ساق به دلیل دارا بودن یک ساق بیشتر نسبت به اینورترهای سه ساق متداول، می توانند جریانهای توالی صفر بارهای غیر خطی و نامتعادل را از ساق چهارم عبور دهند [۱]. مزیت اینورترهای چهار سیمه نسبت به اینورترهای سه سیمه در تأمین جریان مؤلفه صفر می باشد. بارهای سه فاز نامتعادل و بارهای تک فاز عامل تولید جریان توالی صفر می باشند که در صورت استفاده از ترانسفورماتور مثلث-ستاره در خروجی اینورتر سه فاز سه سیمه، از انتقال جریان توالی صفر به سمت مثلث جلوگیری می شود. مقایسه اینورتر سه فاز دارای ترانسفورماتور مثلث-ستاره با اینورتر سه فاز چهار سیمه نشان می دهد که اینورتر سه فاز چهار سیمه از نظر اندازه و وزن، قابلیت جابجایی، هزینه اولیه ساخت، قابلیت سازگاری و راندمان کلی سیستم نسبت به اینورتر سه فاز دارای ترانسفورماتور دارای مزیت قابل

مشاهده‌ای است. هرچند که از نظر برخی مسایل مانند پیچیدگی ورودی و خروجی، مدیریت خطا و تعداد المانهای موجود در سیستم نسبت به اینورتر سه فاز دارای ترانسفورماتور معایبی نیز دارد [۲]، [۳].

به طور کلی برای اینورترهای چهارسیمه دو پیکربندی وجود دارد: اینورترهای سه ساق با خازنهای مجزا و اینورترهای چهار ساق که نقطه خنثی بار به مرکز ساق چهارم وصل می‌شود. پیکربندی اینورتر سه فاز با خازنهای مجزا ساده‌تر بوده و تعداد سوییچ‌های کمتری دارد، با این وجود تقسیم ولتاژ مناسبی بین خازنهای معزای لینک dc وجود ندارد. وجود جریان سیم خنثی قابل ملاحظه (تولید شده توسط بارهای غیرخطی یا نامتعادل) باعث اعوجاج در ولتاژ خازنهای مجزا می‌شود. برای جلوگیری از تأثیر چنین اعوجاجاتی بر ولتاژ فاز خروجی، نیاز مبرم به کنترل و جبران سازی آنها احساس می‌شود. کنترل کننده‌های متعادل کننده ولتاژ همانند کنترل دینامیکی جریان هیستریزس [۴] جهت غلبه بر این مشکل پیشنهاد شده است. با این وجود عبور جریان توالی صفر همچنان می‌تواند در اینورتر با خازن مجزا باعث عدم تعادل ولتاژ لینک dc شود. این اعوجاج ولتاژ می‌تواند با انتخاب خازنهای بزرگ در ازای صرف هزینه زیاد و اشغال حجم بیشتر محدود گردد. در اینورتر چهارسیمه با خازن مجزا، پیک ولتاژ فاز کوچکتر یا حداکثر برابر با ولتاژ لینک dc می‌باشد در حالیکه در اینورتر چهار ساق پیک ولتاژ خط می‌تواند برابر نصف ولتاژ لینک dc باشد که از این جهت اینورتر چهار ساق دارای برتری ۱۵ درصدی در بهره‌برداری ولتاژ نسبت به اینورتر چهارسیمه با خازن مجزا می‌باشد [۵]. البته از نظر مشکلات سازگاری الکترومغناطیسی (EMC) و عبور جریانهای فرکانس بالا از مسیرهای مرتبط با زمین مدار، اینورتر چهار ساق دارای مشکلاتی است که می‌توان با استفاده از سلف مناسب در مسیر سیم خنثی آن را حل نمود [۶]. مقایسه این دو نوع اینورتر چهار سیمه نشان می‌دهد که اینورترهای چهار ساق برای کاربردهای ولتاژ پایین مخصوصا در مواردی با جریان سیم خنثی قابل ملاحظه کارکرد بهتری دارند. درحالی که اینورترهای سه ساق با خازنهای مجزا در کاربردهای توان متوسط و توان بالا به خصوص در شرایط چندسطحی کارکرد بهتری دارند [۲].

اتصال موازی اینورترهای منبع ولتاژ در طراحی سیستم‌های قدرت بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. از مزایای موازی سازی اینورترها می‌توان به بهبود قابلیت اطمینان، افزایش میزان در دسترس بودن، افزایش ظرفیت توان، افزایش قدرت تحمل خطا و تعمیر و نگهداری بهتر اشاره کرد. مسایلی که بایستی در هر اتصال موازی در نظر گرفته شوند شامل مواردی نظیر تقسیم جریان برابر بین اینورترها (در صورت یکسان بودن ظرفیت اینورترها) و انعطاف پذیری در تغییر تعداد واحدهای موازی می‌باشد. روش‌های کنترلی مختلفی برای رسیدن به اهداف ذکر شده ارایه شده‌اند که از نظر نوع ارتباط بین اینورترها به دو نوع کلی تقسیم بندی می‌شوند. نوع اول بر اساس روش‌های افقی (droop method) است که نوعی ارتباط بیسیم می‌باشد. مفهوم کنترل افقی از مشخصه افقی $\omega - P$ و $E - Q$ حاکم بر شبکه قدرت نشأت گرفته است. از آنجاییکه در این روش کنترلی صرفا از اطلاعات اندازه گیرهای محلی استفاده می‌شود، این روش قابلیت اطمینان بالاتر و انعطاف پذیری بیشتری را منجر می‌شود. در حالی که معایبی نظیر پاسخ گذرای کند، وابستگی زیاد به امپدانس خروجی اینورتر و مصالحه بین دقت تقسیم توان و میزان خطای ولتاژ و فرکانس دارد. نوع دوم شامل روش‌های تقسیم بار لحظه‌ای می‌شود که می‌توان به چهار قسم کلی تقسیم بندی نمود: کنترل مرکزی، کنترل اصلی-پیرو (Master-Slave)، کنترل حلقه زنجیره‌ای (3C: Circular Chain Control) و روش تقسیم جریان متوسط [۷].

در کل روش‌های تقسیم بار فعال می‌توانند به دو گروه اصلی تقسیم جریان فعال و تقسیم توان فعال تقسیم گردند. در روش تقسیم جریان فعال هر دو مشخصه تقسیم جریان صحیح و رگولاسیون ولتاژ خروجی مناسب حاصل می‌شود. هر چند که این روش‌ها نیاز به خطوط ارتباطی نسبتا سریع دارند، زیرا اطلاعات جریان باید در حلقه‌های کنترل با پهنای باند عریض پردازش شوند. در روش‌های تقسیم توان فعال، اطلاعات توان اکتیو و راکتیو باید در کنترل کننده‌های محلی به اشتراک گزارده شوند. در این مورد استفاده از خطوط ارتباطی با پهنای باند باریک کفایت می‌کند زیرا این سیگنال‌ها بر روی یک سیکل خط متوسط گیری می‌شوند. با این وجود چون مؤلفه‌های هارمونیک در محاسبه توان اکتیو و راکتیو تأثیری ندارند، روش تقسیم توان هارمونیک در این روش‌ها بدرستی انجام نمی‌شود و این روش‌ها در تغذیه بارهای غیرخطی دچار مشکل می‌شوند. راه حل دیگر تکنیک‌های کنترل مبتنی بر روش افقی هستند. این روش‌ها دارای

مشکلاتی مانند مصالحه تقسیم توان و رگولاسیون ولتاژ، حساسیت به عدم توازن امپدانس خطوط ارتباطی، تقسیم غیر صحیح توان هارمونیک و پاسخ دینامیکی کند می‌باشند که در تحقیقات متعدد، روش‌های مختلفی برای رفع این معایب ارائه شده است [۸]. روش کنترل افی با وجود مشکلات ناچیز یاد شده، از روش‌های جذاب در کنترل اینورترهای موازی می‌باشد. به خصوص در شرایطی که فاصله بین اینورترها امکان استفاده از خطوط ارتباطی را دشوار می‌سازد.

در موازی‌سازی اینورترهای سه‌فاز تاکنون روش‌های مختلفی برای جبران‌سازی عدم تعادل و جریان غیرخطی پیشنهاد شده است که در همه آنها از اینورتر سه‌فاز سه‌سیمه و در یک مورد از اینورتر سه‌فاز چهار سیمه با خازن مجزا استفاده شده است. استفاده از تئوری قاب مرجع همزمان و کنترل کننده تناسبی-انتگرالی (SRF)-PI بر روی مؤلفه توالی مثبت ولتاژ اینورتر در [۹] پیشنهاد شده است. در [۱۰] روشی بر پایه تجمیع کنترل کننده‌های (SRF)-PI توالی مثبت و منفی ولتاژ خروجی اینورتر پیشنهاد شده است. جبران‌سازی جریان توالی منفی به وسیله مبدل موازی در [۱۱] و [۱۲] و به وسیله مبدل سری در [۱۳] پیشنهاد شده است. در [۱۴] یک روش افی فرکانس ناشی از توان اکتیو ($P-f$) و افت ولتاژ ناشی از توان راکتیو ($Q-V$) متداول سه‌فاز ارائه شده است که علاوه بر کنترل سهم هر اینورتر در مؤلفه اصلی توان‌های اکتیو و راکتیو، با استفاده از یک منحنی افی ولت-آمپر هارمونیک ناشی از هدایت هارمونیک ($Q-H$) سهم هر اینورتر را در تامین ولت-آمپر کل هارمونیک شبکه محلی مشخص می‌کند. در [۱۵] یک روش افی بر اساس توان راکتیو ناشی از توالی منفی جریان و توالی مثبت ولتاژ خط پیشنهاد شده است که توانایی تجمیع با روش‌های افی متداول توان اکتیو بر حسب فرکانس و توان راکتیو بر حسب ولتاژ را دارد. در [۱۶] موازی‌سازی دو UPS سه‌فاز متصل به ترانسفورماتور مثلث-ستاره به روش کنترل پایه-پیرو ارائه شده است. در [۱۷] یک روش افی برای موازی‌سازی اینورترهای سه‌فاز چهارسیمه با خازن مجزا در حضور بارهای غیرخطی و نامتعادل پیشنهاد شده است.

در تحقیقات انجام شده در زمینه موازی‌سازی اینورترهای سه‌فاز، همانگونه که در بالا کارهای انجام شده مرور گردید، موازی‌سازی اینورترهای سه‌فاز چهار ساق تاکنون انجام نشده و هدف از این تحقیق موازی‌سازی اینورترهای سه‌فاز چهارساق در حضور بارهای غیرخطی و نامتعادل و در شرایط ظرفیت برابر اینورترها می‌باشد.

با توجه به روش‌های اشاره شده در زمینه موازی‌سازی اینورترها و بررسی مزایا و معایب هر کدام، در این مقاله فرض بر این بوده که به دلیل فاصله قابل توجه اینورترها از هم، استفاده از خطوط ارتباطی میسر نبوده و از روش کنترل افی برای کنترل اینورترهای موازی چهارساق استفاده شده است. جهت عملکرد موازی مناسب اینورترهای سه‌فاز چهارساق، کنترل کننده تناسبی برای حلقه داخلی جریان و کنترل کننده تناسبی-رزونانسی برای حلقه خارجی ولتاژ در این مقاله پیشنهاد و طراحی شده است.

۲- مرور اصول روش افی

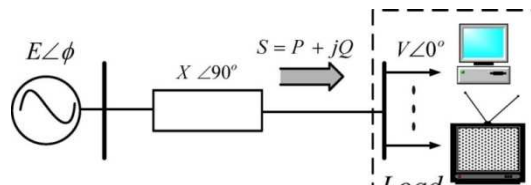
شکل (۱) مدار معادل تکفاز اینورتر متصل به بار را نشان می‌دهد. توان مختلط تحویلی به بار مطابق زیر است:

$$S = P + jQ \quad (۱)$$

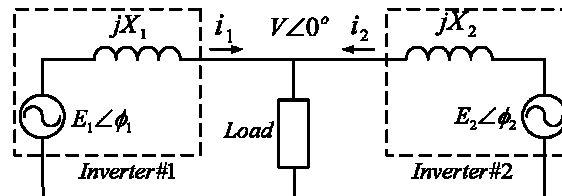
که توان‌های حقیقی و موهومی عبارتند از:

$$P = \frac{EV}{X} \sin \phi \quad (۲)$$

$$Q = \frac{EV \cos \phi - V^2}{X} \quad (۳)$$



شکل ۱: مدار معادل تکفاز اینورتر متصل به بار



شکل ۲: مدار معادل عملکرد موازی دو اینورتر

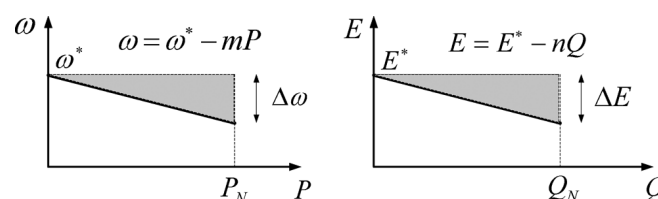
شکل (۲) دو اینورتر با امپدانس‌های خروجی سلفی متصل به بار مشترک را نشان می‌دهد. معمولاً به دلیل مؤلفه سلفی غالب امپدانس خطوط و نیز اندوکتانس بزرگ فیلتر خروجی اینورتر، امپدانس خروجی اینورتر به صورت سلفی در نظر گرفته می‌شود. البته این فرض همواره درست نبوده و در برخی مقالات امپدانس خروجی اینورتر به صورت اهمی-سلفی در نظر گرفته شده است [۱۸]. در این بخش جهت ساده سازی اینورتر، از قسمت اهمی امپدانس خروجی اینورتر صرف‌نظر شده است.

مفهوم کنترل افقی از تئوری سیستم‌های قدرت برگرفته شده است که تقسیم بار بین ژنراتورهای مختلف شبکه قدرت بر اساس مؤلفه افقی فرکانس بر حسب توان اکتیو ($\omega - P$) و ولتاژ بر حسب توان راکتیو ($E - Q$) صورت می‌گیرد. این مفهوم برای عملکرد موازی اینورترها استفاده شده است. همانگونه که در (۲) و (۳) مشخص است، توان اکتیو می‌تواند با تغییر زاویه فاز ϕ کنترل شود که می‌تواند از فرکانس زاویه‌ای ω حاصل شود، و نیز اندازه ولتاژ E بر روی توان راکتیو Q مؤثر است. به منظور کنترل توان‌های حقیقی و موهومی (مطابق شکل (۳)) روابط افقی زیر تعریف می‌شود [۱۸]:

$$\omega = \omega^* - mP \quad (۴)$$

$$E = E^* - nQ \quad (۵)$$

افزایش ضرایب افقی منجر به بهبود عملکرد تقسیم توان می‌شود در حالیکه دقت تنظیم ولتاژ کاهش می‌یابد. بنابراین بایستی مصالحه‌ای بین این دو مورد متضاد صورت پذیرد.

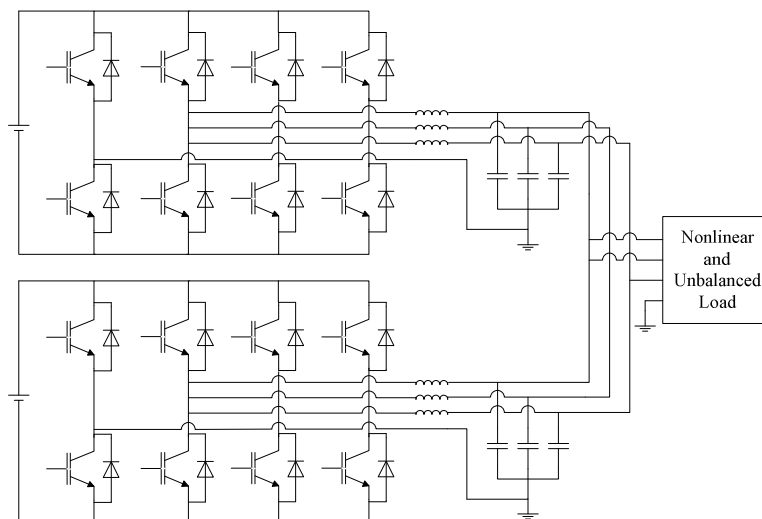


شکل ۳: مشخصات افقی $\omega - P$ و $E - Q$

البته روش‌های جدیدتری برای کنترل دقیق تقسیم بار و تنظیم ولتاژ در مقالات سال‌های اخیر ارائه شده است که کنترل افقی فرکانس بر حسب توان راکتیو ($\omega - Q$) و ولتاژ بر حسب توان اکتیو ($E - P$) و استفاده از امپدانس مقاومتی مجازی از جمله آنها می‌باشند [۱۹]-[۲۰].

۳- پیکربندی سیستم

شکل (۴) پیکربندی سیستم پیشنهادی را نشان می دهد. دو اینورتر سه فاز چهار ساق جهت عملکرد موازی در این شکل در نظر گرفته شده اند. اینورترهای موازی از طریق یک خط انتقال توان به بارهای نامتعادل و غیرخطی وصل شده اند. هدف کنترلی در این سیستم تأمین ولتاژ مناسب بر روی بارها و تقسیم یکسان جریان نامتعادل و هارمونیک بارها بین اینورترها می باشد. کلیدزنی هر اینورتر چهار ساق به منظور سادگی در کنترل و پیاده سازی به روش مدولاسیون Carrier-Based انجام شده است.



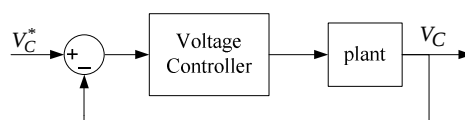
شکل ۴: دو اینورتر چهار ساق موازی

۴- استراتژی کنترل اینورتر چهار ساق

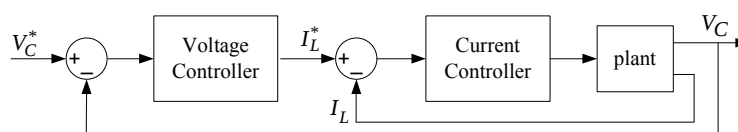
جهت دستیابی به عملکرد مناسب اینورترهای چهار ساق موازی، در ابتدا عملکرد یک اینورتر چهار ساق مورد مطالعه قرار گرفته و موارد لازم در کنترل و طراحی پارامترهای آن بررسی شده است.

۴-۱- ساختار کلی

شکل (۵) ساختار یک حلقه کنترل ولتاژ را نشان می دهد. این ساختار کنترلی نیازی به سنسور جریان ندارد ولی دسترسی به پاسخ گذرا و دایمی با حد پایداری دقیق را مشکل می سازد. سیستم کنترلی چند حلقه ای مطابق شکل (۶) می تواند اهداف اشاره شده در فوق را برآورده سازد.



شکل ۵: حلقه کنترل ولتاژ



شکل ۶: کنترل چند حلقه ای با حلقه داخلی جریان

برای حلقه کنترل داخلی جریان استفاده از یک کنترل کننده تناسبی کفایت می کند. اگرچه این کنترل کننده تناسبی شیفیت فاز قابل ملاحظه ای در فرکانس عملکرد سیستم ایجاد می کند. به منظور جبران سازی شیفیت فاز و خطای ماندگار ناچیز، استفاده از گین بزرگی در حلقه کنترل خارجی ولتاژ اجتناب ناپذیر خواهد بود. در این مقاله، جهت دسترسی به ضریب بهره حالت ماندگار بزرگ از کنترل کننده تناسبی-رزونانسی در قاب مرجع ساکن استفاده شده است [۲۱]. در ضمن در کنترل کننده های چند حلقه ای، پهنای باند کنترل کننده ولتاژ از حد مشخصی نمی تواند تجاوز کند. از این رو کنترل کننده داخلی جریان نقش مهمی در میراسازی نوسانات رزونانسی ناشی از فیلتر LC خروجی دارد.

۴-۲- حلقه کنترل جریان داخلی و میراسازی نوسانات رزونانسی

به منظور میراسازی نوسان رزونانسی بهتر و نیز حفاظت مناسب تر مدار قدرت، جریان سلف (I_L) به عنوان متغیر حلقه جریان در نظر گرفته شده است [۲۲]. شکل (۷) پیکربندی حلقه جریان شامل کنترل کننده تناسبی را نشان می دهد. V_i بیانگر ولتاژ خروجی اینورتر و $I_L(s)/V_i(s)$ تابع تبدیل سیستم است در شرایطی که از ورودی اغتشاش I_o صرف نظر شده باشد. تابع تبدیل سیستم مطابق زیر است:

$$\frac{I_L(s)}{V_i(s)} = \frac{sC}{1+s^2LC} \quad (۶)$$

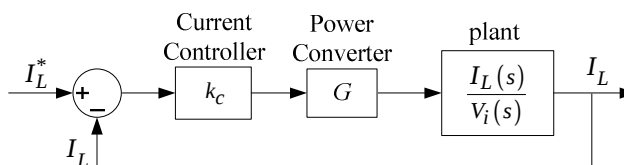
که پایدار مرزی بوده و در معرض نوسان رزونانسی می باشد. از رابطه فوق تابع تبدیل حلقه بسته مطابق زیر به دست می آید:

$$\frac{I_L(s)}{I_L^*(s)} = \frac{sK_c GC}{1+sK_c GC + s^2LC} \quad (۷)$$

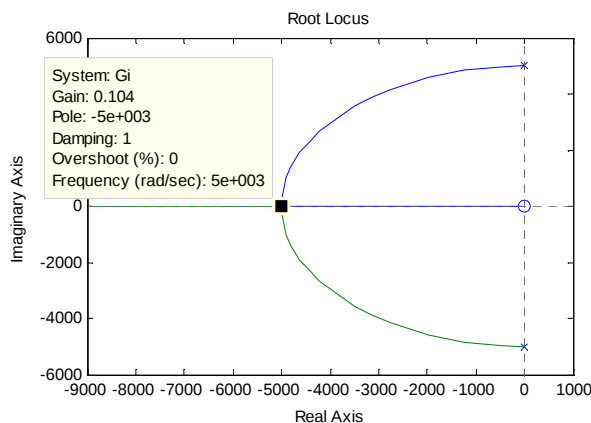
در رابطه فوق، K_c ضریب کنترل کننده جریان، G ضریب مبدل و I_L^* مرجع جریان سلف می باشند. رابطه فوق به وضوح بیان می کند که در صورت افزایش ضریب کنترل کننده جریان، میرایی بهتری در نوسانات رزونانسی حاصل می شود. در شکل (۸) مکان هندسی ریشه برای مقادیر مختلف K_c نشان داده شده است که برای $K_c \geq 0.104$ رفتار نوسانی سیستم به طور کامل برطرف می شود. تابع تبدیل حلقه بسته رابطه فوق جهت طراحی حلقه خارجی مطابق رابطه زیر تخمین زده می شود:

$$\frac{I_L(s)}{I_L^*(s)} \approx \frac{sC}{1+sK_c GC} \quad (۸)$$

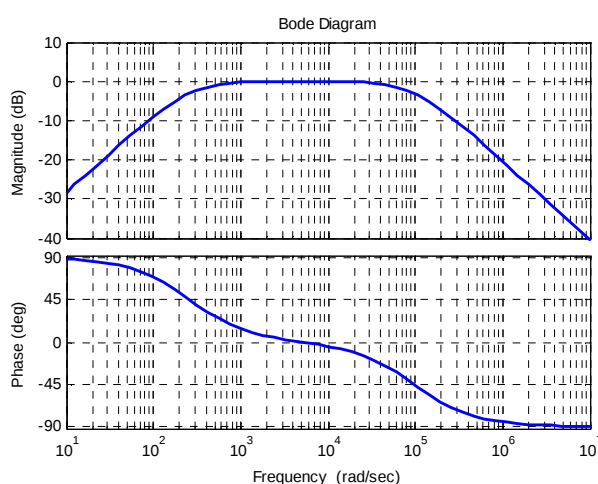
از آنجا که مقدار قابل توجهی خطای فاز و اندازه در حلقه جریان وجود دارد، از این رو تخمین فوق درست می باشد. شکل (۹) دیاگرام Bode تابع تبدیل حلقه بسته حلقه داخلی را نشان می دهد که بیانگر وجود خطای زیاد در اندازه و فاز است.



شکل ۷: حلقه داخلی جریان و سیستم مورد نظر



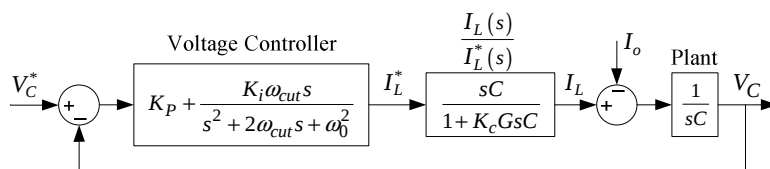
شکل ۸: مکان هندسی ریشه حلقه جریان



شکل ۹: دیاگرام bode تابع تبدیل $\frac{I_L(s)}{I_L^*(s)}$

۴-۳- حلقه ولتاژ خارجی و تحلیل پایداری

با توجه به تابع ضریب حلقه جریان داخلی مطابق شکل (۹)، به نظر می‌رسد که با استفاده از کنترل کننده تناسبی انتگرالی (PI) با پهنای باند بالا می‌توان ولتاژ را کنترل نمود که در چنین مواردی، ضریب dc حلقه بایستی بینهایت باشد. وجود ضریب dc بالا موجب ایجاد مشکل فوق مدولاسیون می‌شود. بنابراین جهت دستیابی به نقطه عملکرد مناسب با کارایی مناسب در حالت پایدار، بایستی از روش‌هایی به غیر از روش‌های متداول مانند کنترل کننده PI استفاده نمود.



شکل ۱۰: کنترل کننده تناسبی-رزونانسی برای مؤلفه اصلی

شکل (۱۰) ساختار حلقه ولتاژ خارجی شامل کنترل کننده‌های تناسبی-رزونانسی را نشان می‌دهد. به دلیل محدودیت‌های پیاده‌سازی، استفاده از کنترل کننده رزونانسی کامل عملی نیست [۲۳]. شکل (۱۰) کنترل کننده رزونانسی تقریبی با فرکانس قطع ω_{cut} را نشان می‌دهد. خروجی کنترل کننده ولتاژ به عنوان ورودی مرجع کنترل کننده داخلی جریان (I_L^*) می‌باشد. شکل (۱۰) همچنین به طور تقریبی بیانگر

تابع تبدیل حلقه جریان (مطابق رابطه (۸)) می‌باشد در حالیکه جریان بار (I_o) به عنوان ورودی اغتشاش محسوب می‌شود. با صرف نظر از ورودی اغتشاش، معادله مشخصه حلقه خارجی ولتاژ مطابق (۹) مشخص می‌شود.

$$s^3 K_c G C + s^2 \{1 + K_p + 2\omega_{cut} K_c G C\} + s \{(2 + 2K_c + K_i) \omega_{cut} + \omega_0^2 K_c G C\} + \omega_0^2 (1 + K_p) = 0 \quad (9)$$

در رابطه فوق K_i ، K_p به ترتیب ضریب تناسبی، ضریب رزونانسی کنترل کننده تناسبی-رزونانسی و ω_{cut} و ω_0 به ترتیب فرکانس قطع کنترل کننده تناسبی-رزونانسی و فرکانس مؤلفه اصلی مدار می‌باشند. ناحیه پایدار با استفاده از تست راث مطابق (۱۰) مشخص می‌شود. به ازای تمام مقادیر ممکن $K_p > 0$ و $K_i > 0$ هیچ تغییر علامتی در سطر اول به وجود نمی‌آید و سیستم به ازای تمام مقادیر K_i و K_p پایدار است. از اینرو دستیابی به پاسخ حالت ماندگار در فرکانس مؤلفه اصلی امکان پذیر است. ساختار کنترل کننده نشان داده شده در شکل (۱۰) یک معادل تکفاز برای کنترل کننده سه فاز می‌باشد. جهت دسترسی به اهداف مورد نظر در مقاله، این کنترل کننده بایستی بتواند علاوه بر شرایط متعادل، در شرایط نامتعادل نیز درست عمل نماید.

$$\begin{aligned} s^3 : & K_c G C & (2 + 2K_c + K_i) \omega_{cut} + K_c G C \omega_0^2 \\ s^2 : & 1 + K_p + 2\omega_{cut} K_c G C & \omega_0^2 (1 + K_p) \\ s^1 : & (2 + 2K_c + K_i) \omega_{cut} + \frac{2\omega_{cut} (K_c G C \omega_0)^2}{1 + K_p + 2\omega_{cut} K_c G C} & 0 \\ s^0 : & \omega_0^2 (1 + K_p) & 0 \end{aligned} \quad (10)$$

۴-۴- کنترل در شرایط بار نامتعادل و غیرخطی

در بارهای غیرخطی مانند بارهای دارای یکسوساز، ولتاژ خروجی علاوه بر هارمونیک اصلی حاوی مقادیر قابل توجهی از هارمونیک‌های سوم، پنجم و هفتم نیز خواهد بود. ساختار کنترلی شکل (۱۰) توانایی حذف اثرات اغتشاشی جریان بار بر روی ولتاژ خروجی را ندارد. برای حل این مشکل مطابق شکل (۱۱) سه کنترل کننده مجزای رزونانسی برای مؤلفه‌های سوم، پنجم و هفتم در حلقه خارجی ولتاژ در نظر گرفته شده است. کنترل کننده تناسبی-رزونانسی به دلیل رزونانس در فرکانس‌های ω_0 ، $3\omega_0$ ، $5\omega_0$ ، $7\omega_0$ برای بارهای خطی، غیرخطی و هارمونیک مناسب است. تابع تبدیل کنترل کننده ولتاژ مطابق (۱۱) می‌باشد:

$$G_v(s) = \frac{K_{i1} \omega_{cut1} s}{s^2 + 2\omega_{cut1} + (\omega_0)^2} + \frac{K_{i3} \omega_{cut3} s}{s^2 + 2\omega_{cut3} + (\omega_0)^2} + \frac{K_{i5} \omega_{cut5} s}{s^2 + 2\omega_{cut5} + (\omega_0)^2} + \frac{K_{i7} \omega_{cut7} s}{s^2 + 2\omega_{cut7} + (\omega_0)^2} + K_p \quad (11)$$

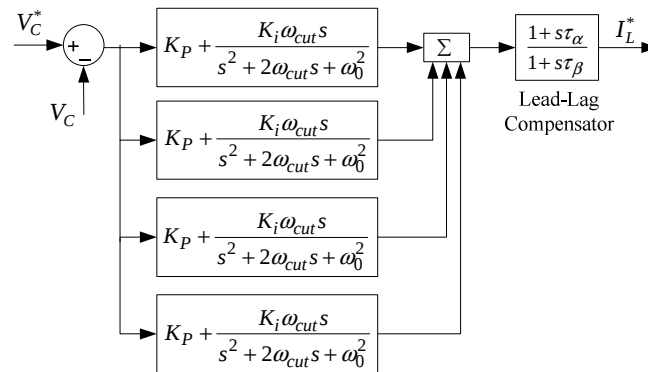
در رابطه فوق K_p ضریب ثابت تناسبی و K_{i1} ، K_{i3} ، K_{i5} و K_{i7} به ترتیب ضرایب رزونانس متناسب با ω_0 ، $3\omega_0$ ، $5\omega_0$ ، $7\omega_0$ می‌باشند. در ضمن ω_{cut1} ، ω_{cut3} ، ω_{cut5} ، ω_{cut7} فرکانس‌های قطع مؤلفه‌های فرکانسی مربوطه می‌باشند. اندازه ضرایب رزونانسی کنترل کننده‌های رزونانسی در فرکانس‌های غالب سوم، پنجم و هفتم (K_{i7} و K_{i5} ، K_{i3}) خطای حالت ماندگار را برای مؤلفه‌های هارمونیک سوم، پنجم و هفتم مشخص می‌کند. تحلیل پایداری این کنترل کننده با استفاده از تست راث بسیار پیچیده می‌باشد و این امر با استفاده از نمودارهای Bode انجام شده است. زمانیکه K_{i7} و K_{i5} ، K_{i3} برابر صفر فرض شوند، کنترل کننده برای بار خطی مناسب است. با افزایش مقدار این دو ضریب، خطای حالت ماندگار مطابق شکل (۱۲) برای مؤلفه‌های هارمونیک پنجم و هفتم کاهش می‌یابد در حالی که حد فاز به تدریج افت می‌کند. در نهایت به ازای $K_{i3} = K_{i5} = K_{i7} = 6 \Omega^{-1}$ (اندازه بزرگتر از 40 dB در فرکانس‌های هارمونیک سوم، پنجم و هفتم) خطای حالت ماندگار به کمتر از یک درصد این مؤلفه‌های هارمونیک می‌رسد. البته با افزایش این ضرایب، کارایی کنترل کننده بهبود می‌یابد. بنابراین با استفاده از دیاگرام Bode طراحی کنترل کننده رزونانسی در فرکانس‌های هارمونیک انجام پذیرفته است.

در شکل (۱۱) خطای ولتاژ به کنترل کننده تناسبی-رزونانسی اعمال شده و خروجی آن جهت دستیابی به حلقه ولتاژ پایدارتر به جبران‌ساز lead-lag [۲۱] اعمال شده است.

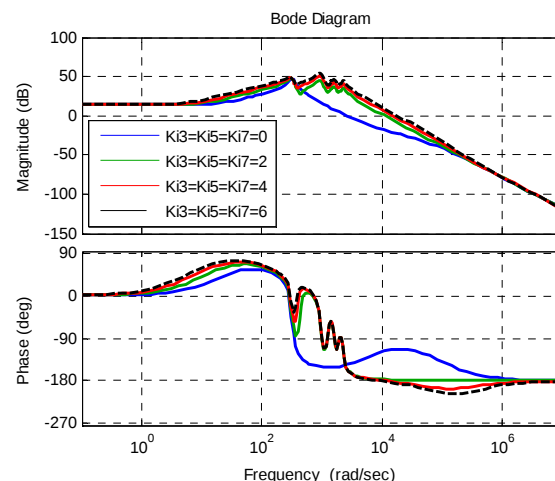
پاسخ دینامیکی سیستم با در نظر گرفتن یک حلقه کنترل جریان سلف می تواند بهبود یابد. کنترل کننده جریان از نوع تناسبی فرض شده که ضریب تناسبی مطابق (۷) محاسبه می شود:

$$K_c = \frac{L}{G\Delta T} \quad (12)$$

در رابطه فوق L اندوکتانس خروجی هر فاز اینورتر، G ضریب مبدل و ΔT زمان نمونه برداری می باشد. خروجی های کنترل کننده های جریان به ولتاژهای خازن های خروجی اضافه می شوند تا ولتاژهای سه فاز مرجع اینورتر چهار ساق حاصل شوند.



شکل ۱۱: کنترل کننده تناسبی-رزونانسی مؤلفه های اصلی و هارمونیکی



شکل ۱۲: دیاگرام Bode حلقه ولتاژ برای مقادیر مختلف K_{i3} ، K_{i5} و K_{i7}

با تمرکز بر بخش کنترل کننده می توان با توجه به رابطه (۱۱) رابطه (۱۳) را بیان نمود:

$$V_i = \left[(V_c^* - V_c) G_v(s) LL(s) - I_L \right] K_c G \quad (13)$$

که $LL(s)$ تابع تبدیل جبران ساز dead-lag و V_c ولتاژ خازن خروجی اینورتر و V_c^* ولتاژ مرجع خازن خروجی اینورتر می باشد. با ترکیب روابط (۱۲) و (۱۳) و جاگذاری $I_L = I_o + sCV_c$ رابطه (۱۴) حاصل خواهد شد:

$$V_c = G(s)V_c^* - Z_o(s)I_o \quad (14)$$

که $G(s)$ و $Z_o(s)$ به ترتیب تابع تبدیل کنترل و تابع تبدیل امپدانس خروجی اینورتر می باشند که مطابق روابط زیر قابل بیان هستند:

$$G(s) = \frac{G_v(s)LL(s)k_cG}{1 + (r_L + k_cG)Cs + LCs^2 + G_v(s)LL(s)k_cG} \quad (15)$$

$$Z_o(s) = \frac{r_L + k_cG + sL}{1 + (r_L + k_cG)Cs + LCs^2 + G_v(s)LL(s)k_cG} \quad (16)$$

در (۱۵)، $G(s)$ تابع تبدیل حلقه بسته ولتاژ می باشد. تابع تبدیل حلقه باز ولتاژ مطابق (۱۷) خواهد بود:

$$G_{op}(s) = \frac{G_v(s)LL(s)k_cG}{1 + (r_L + k_cG)Cs + LCs^2} \quad (17)$$

۵- عملکرد موازی اینورترهای چهار ساق

در این مقاله هدف کنترلی تقسیم جریان بارهای نامتعادل و غیرخطی خروجی اینورترها به صورت یکسان می باشد به نحوی که ولتاژ مناسبی بر روی بارهای خروجی وجود داشته باشد. در این بخش برای بررسی عملکرد موازی اینورترهای چهار ساق، ابتدا محاسبه توان حقیقی و موهومی هر فاز مورد بررسی قرار گرفته و سپس مشخصه افقی توان حقیقی و موهومی سه فاز بررسی شده و پس از آن تولید ولتاژ مرجع با استفاده از حلقه امپدانس خروجی مجازی مورد بررسی قرار گرفته است.

۵-۱- محاسبه توان حقیقی و موهومی هر فاز

توان های حقیقی و موهومی تولیدی توسط مجموعه اینورترها توسط سیگنال های اندازه گیری شده ارزیابی و تخمین زده می شوند. ولتاژ خازن خروجی اینورتر V_c و جریان خروجی مجموعه اینورترها I_o جهت تعیین توان لحظه ای حقیقی و موهومی مطابق زیر استفاده می شوند:

$$\begin{aligned} P_i &= V_c I_o \\ Q_i &= -V_c I_o (-90^\circ) \end{aligned} \quad (18)$$

که در رابطه فوق P_i توان حقیقی لحظه ای و Q_i بیانگر توان موهومی لحظه ای می باشد. شیف فاز 90° درجه جهت محاسبه توان موهومی مورد نیاز است. جهت حذف مؤلفه های نوسانی P_i و Q_i از فیلتر پایین گذر در محاسبه مقادیر تکفاز توان ها، هیچ مؤلفه نوسانی نخواهند فرکانس شبکه در نظر گرفته شده است.

۵-۲- مشخصه افقی توان حقیقی و موهومی سه فاز

مقادیر توان حقیقی و موهومی سه فاز (Q_{3ph} و P_{3ph}) را می توان از مجموع مقادیر توان حقیقی و موهومی هر فاز به دست آورد. این مقادیر توان های حقیقی و موهومی به دلیل استفاده از فیلترهای پایین گذر در محاسبه مقادیر تکفاز توان ها، هیچ مؤلفه نوسانی نخواهند داشت و از این رو می توانند بیانگر مؤلفه مثبت توان های حقیقی و موهومی باشند. مقادیر فرکانس و اندازه ولتاژ مرجع هر فاز با استفاده از Q_{3ph} و P_{3ph} مطابق زیر قابل محاسبه است:

$$\begin{aligned} E_m^* &= E^* - nP_{3ph} = E^* - n(P_a + P_b + P_c) \\ \omega_{ref} &= \omega^* + mQ_{3ph} = \omega^* + m(Q_a + Q_b + Q_c) \end{aligned} \quad (19)$$

در رابطه فوق n و m به ترتیب ضرایب افقی توان های اکتیو و راکتیو، E^* و ω^* به ترتیب مقادیر مرجع ولتاژ فاز اینورتر و فرکانس اینورتر می باشند. در رابطه فوق مشخصات افقی، منجر به تعیین زاویه فاز و اندازه ولتاژ اینورترها می شوند که این مقادیر دستیابی به وضع تعادل جهت حذف کامل جریان چرخشی در حالت پایدار را تضمین می کنند [۱۷].

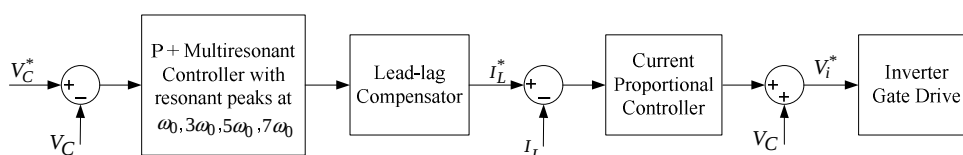
۵-۳- تولید ولتاژ مرجع با استفاده از حلقه امیدانس خروجی مقاومتی مجازی

با استفاده از اندازه ولتاژ (E_m^*) و فرکانس (ω_{ref}) تولید شده از بخش قبل، ولتاژ مرجع هر فاز بر اساس روابط زیر حاصل می شود:

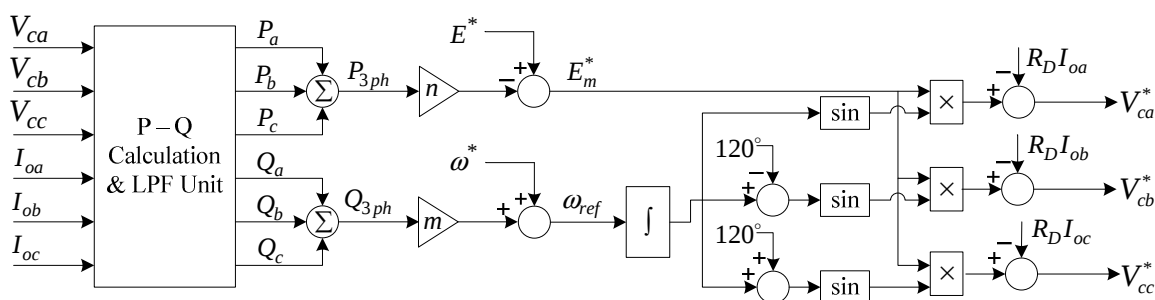
$$\begin{bmatrix} V_{ca}^* \\ V_{cb}^* \\ V_{cc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_m^* \sin(\omega_{ref} t) - R_D I_{oa} \\ E_m^* \sin(\omega_{ref} t - 120^\circ) - R_D I_{ob} \\ E_m^* \sin(\omega_{ref} t + 120^\circ) - R_D I_{oc} \end{bmatrix} \quad (20)$$

در رابطه فوق R_D بیانگر امیدانس خروجی مقاومتی مجازی می باشد.

شکل (۱۳) نشانگر بلوک دیاگرام حلقه کنترل ولتاژ اینورتر چهار ساق بر اساس کنترل تناسبی-رزونانسی می باشد. بلوک دیاگرام سیستم کنترل اینورترهای موازی چهار ساق مبتنی بر روش افقی جهت تولید ولتاژ مرجع اینورترها در شکل (۱۴) نشان داده شده است.



شکل ۱۳: بلوک دیاگرام سیستم کنترل مبتنی بر روش افقی



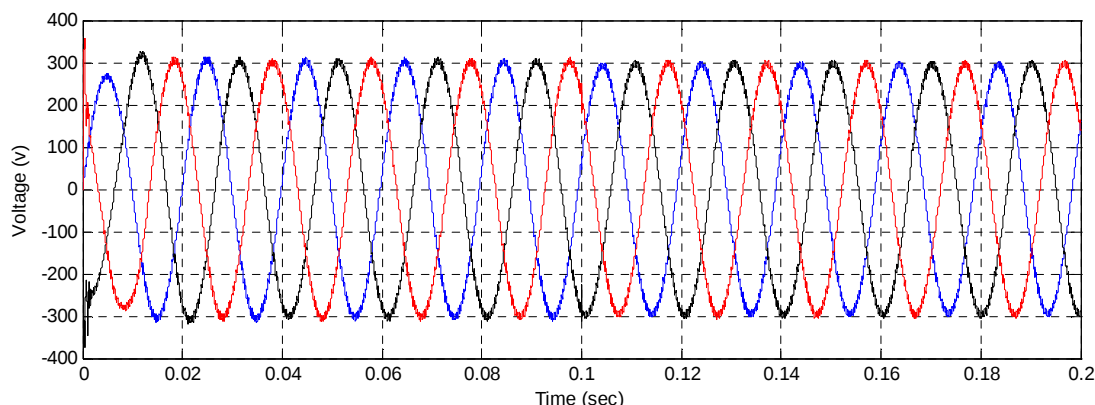
شکل ۱۴: بلوک دیاگرام سیستم کنترل مبتنی بر روش افقی

۶- نتایج شبیه سازی

به منظور بررسی صحت عملکرد سیستم پیشنهادی، عملکرد دو اینورتر چهارساق موازی در حضور بار غیرخطی و هارمونیک در محیط Matlab\Simulink شبیه سازی شده است. پارامترهای مدار قدرت و پارامترهای کنترلی اینورترها در جدول (۱) موجود می باشند.

جهت بررسی عملکرد دینامیکی سیستم پیشنهادی، در بازه زمانی صفر تا ۰/۱ ثانیه یک بار غیرخطی به مجموعه اینورترها متصل می باشد و در لحظه ۰/۱ ثانیه یک بار نامتعادل به بار اول اضافه می شود. جهت مقایسه عملکرد سیستم کنترل افقی اعمالی در این مقاله که کنترل افقی فرکانس بر حسب توان راکتیو ($\omega-Q$) و ولتاژ بر حسب توان اکتیو ($E-P$) می باشد، با سیستم های متداول افقی فرکانس بر حسب توان اکتیو ($\omega-P$) و ولتاژ بر حسب توان راکتیو ($E-Q$)، سیستم متداول افقی برای اینورترهای سه فاز چهارساق شبیه سازی شده و نتایج تقسیم جریان دو سیستم با هم مقایسه شده اند.

شکل (۱۵) ولتاژ سه فاز تولیدی توسط مجموعه اینورترهای موازی را نشان می دهد. همانگونه که در شکل مشاهده می شود با وجود بارهای غیرخطی و نامتعادل، ولتاژ تولیدی به صورت سه فاز سینوسی می باشد.

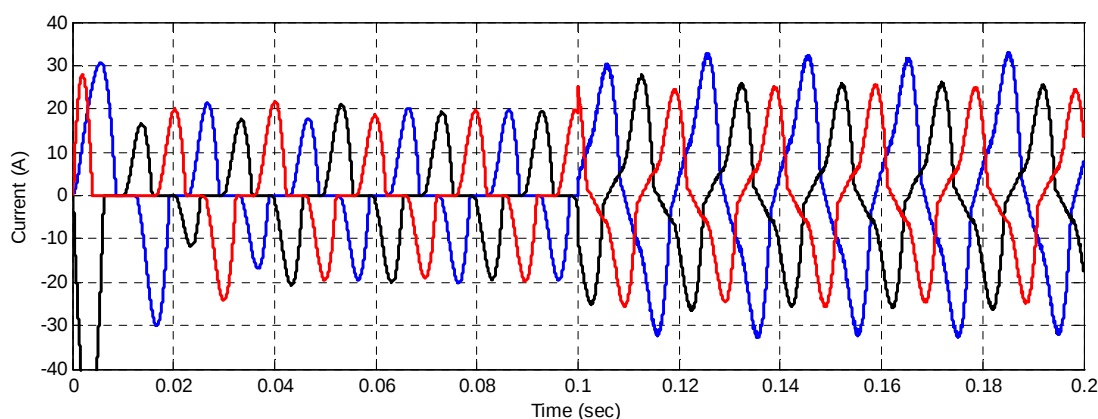


شکل ۱۵: ولتاژ خروجی اینورترهای چهار ساق موازی

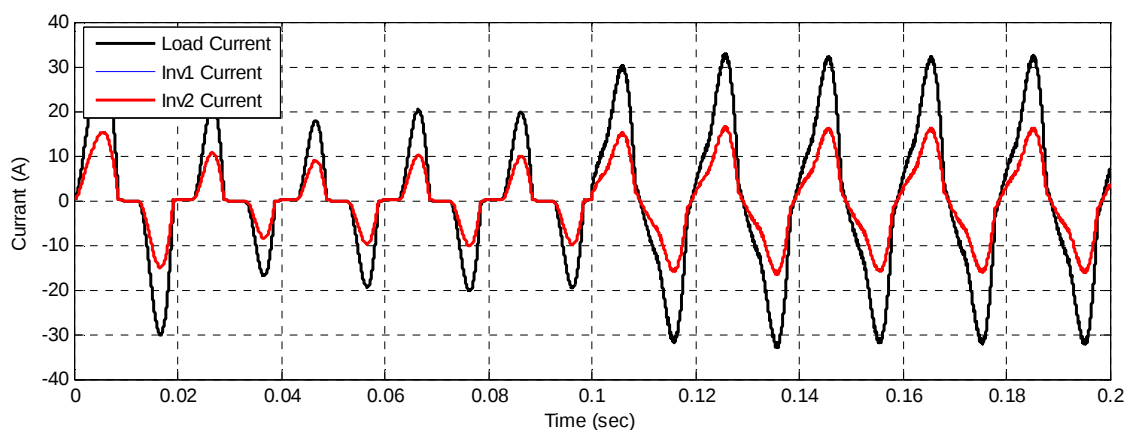
جدول ۱: مقادیر مدار قدرت و پارامترهای کنترلی

مقادیر	پارامترهای شبیه سازی
۳۸۰v	ولتاژ خط خروجی (V_o)
۵ kHz	فرکانس کلیدزنی (f)
۲/۲ mH	سلف خروجی هر فاز (L)
۰/۱ Ω	مقاومت خروجی هر فاز (R)
۱۰ μF	خازن خروجی هر فاز (C)
۸۰۰ v	ولتاژ لینک DC
۱/۲۸ Ω	ضریب کنترل کننده تناسبی حلقه داخلی جریان (k_c)
۰/۰۱۲۵ Ω^{-1}	ضریب تناسبی کنترل کننده حلقه ولتاژ (k_p)
۱/۸ Ω^{-1}	ضریب کنترل کننده رزونانسی در مؤلفه اصلی (k_i)
۶ Ω^{-1}	ضریب کنترل کننده رزونانسی در هارمونیک سوم (k_{i3})
۶ Ω^{-1}	ضریب کنترل کننده رزونانسی در هارمونیک پنجم (k_{i5})
۶ Ω^{-1}	ضریب کنترل کننده رزونانسی در هارمونیک هفتم (k_{i7})
۳۱/۴۱ rad/sec	فرکانس قطع کنترل کننده رزونانسی در مؤلفه اصلی (ω_{cut1})
۹۴/۲۳ rad/sec	فرکانس قطع کنترل کننده رزونانسی در هارمونیک سوم (ω_{cut3})
۱۵۷/۰۸ rad/sec	فرکانس قطع کنترل کننده رزونانسی در هارمونیک پنجم (ω_{cut5})
۲۱۹/۹ rad/sec	فرکانس قطع کنترل کننده رزونانسی در هارمونیک هفتم (ω_{cut7})
۱۰۸ μsec	ضریب ثابت کنترل کننده lead-lag (τ_α)
۱۵ μsec	ضریب ثابت کنترل کننده lead-lag (τ_β)
۱/۸ $\times 10^{-3}$ rad/sec/VAR	ضریب افقی توان حقیقی (n)
۱/۸ $\times 10^{-3}$ V/W	ضریب افقی توان موهومی (m)
۰/۵ Ω	امپدانس مقاومتی مجازی (R_D)

در شکل (۱۶) جریان کشیده شده توسط بارها نشان داده شده است. همانگونه که در شکل مشخص است در لحظه ۰/۱ ثانیه یک بار نامتعادل به بار غیرخطی اضافه شده است. از شکل زیر علاوه بر عملکرد مناسب در تغذیه بارها، عملکرد دینامیکی مناسب در لحظه ۰/۱ ثانیه نیز قابل مشاهده است.



شکل ۱۶: جریان سه فاز بارهای غیرخطی و نامتعادل خروجی اینورترهای چهار ساق موازی



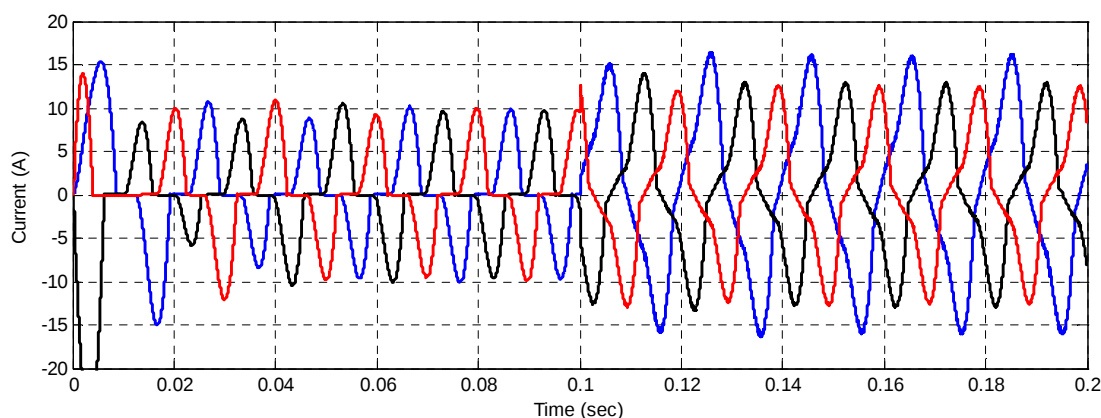
شکل ۱۷: جریان یک فاز هر کدام از اینورترهای موازی با ظرفیت یکسان و جریان فاز کل کشیده شده از مجموعه

در شکل (۱۷) جریان خروجی هر کدام از اینورترها و نیز جریان کل کشیده شده از مجموعه برای یکی از فازها نشان داده شده است. در این شکل با توجه به ظرفیت برابر دو اینورتر، جریان خروجی دو اینورتر کاملاً با هم برابر بوده و بر روی هم منطبق هستند. از این شکل می توان نتیجه گرفت که سیستم کنترلی به نوعی عمل می نماید که هیچ جریان چرخشی بین اینورترها وجود ندارد. در شکل (۱۸) جریان سه فاز خروجی هر کدام از اینورترها نشان داده شده است و در شکل (۱۹) جریان سیم خنثی نشان داده شده است که این دو شکل نیز بیانگر عملکرد دقیق سیستم کنترلی در تقسیم جریان بین دو اینورتر می باشد.

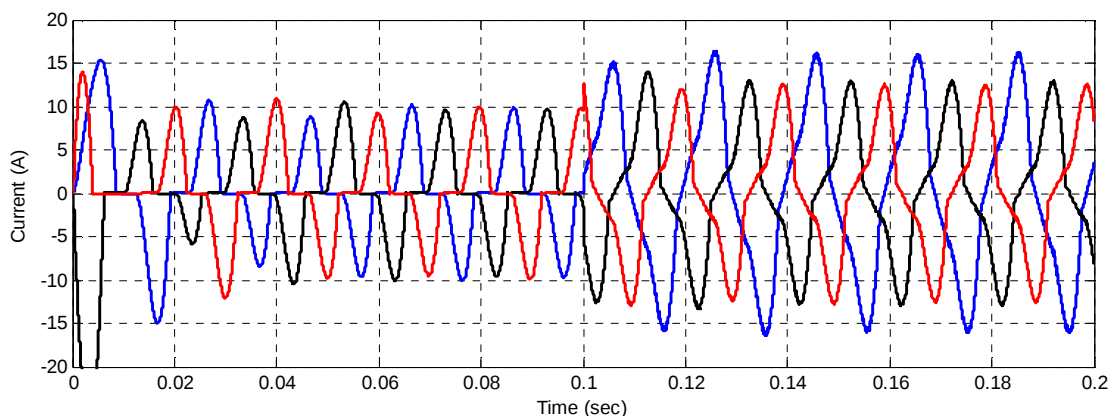
جهت مقایسه عملکرد سیستم کنترل افقی مبتنی بر امپدانس مجازی با سیستم افقی متداول $(\omega-P)$ و $(E-Q)$ ، عملکرد موازی اینورترهای چهارساق با کنترل افقی متداول مورد بررسی قرار گرفته که شکل (۲۰) بیانگر نحوه تقسیم توان تحت سیستم کنترل افقی متداول می باشد. همانگونه که در شکل مشخص است، این سیستم کنترلی تقسیم جریان دقیقی بین اینورترها ایجاد نموده و در لحظات عبور از صفر که بار خروجی برابر صفر می باشد، شاهد جریان مثبت برای یک اینورتر و جریان منفی برای اینورتر بعدی می باشیم که این امر نشانگر وجود جریان چرخشی بین دو اینورتر می باشد.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله طراحی کنترل کننده اینورترهای سه فاز چهار ساق موازی در حضور بارهای نامتعادل و غیرخطی پیشنهاد شده است. بدین منظور برای دستیابی به عملکرد مناسب سیستم پیشنهادی در حضور بارهای نامتعادل و غیرخطی، کنترل کننده تناسبی برای حلقه داخلی جریان و کنترل کننده تناسبی-رزونانسی برای حلقه خارجی ولتاژ پیشنهاد شده و پارامترهای کنترل کننده ها مرحله به مرحله طراحی شده اند. با فرض وجود فاصله زیاد بین واحدهای اینورتری، روش کنترل افی با استفاده از امیدانس مجازی مقاومتی خروجی جهت موازی سازی اینورترها استفاده شده است. سیستم پیشنهادی توانایی تغذیه بارهای متعادل، نامتعادل و غیرخطی را داشته و به همراه تقسیم جریان دقیق بین اینورترهای موازی، ولتاژ سینوسی مناسبی را در دو سر بارها تامین می کند. نتایج شبیه سازی عملکرد مناسب سیستم پیشنهادی را نشان می دهد.

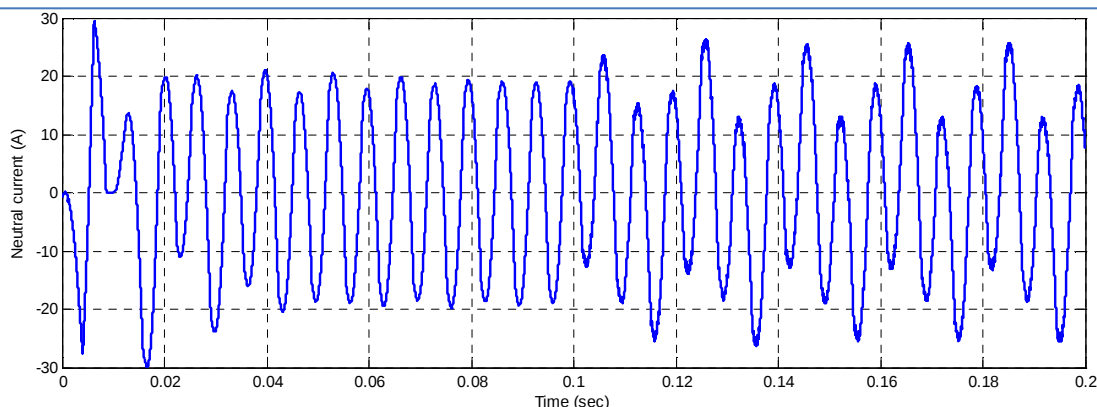


(الف)

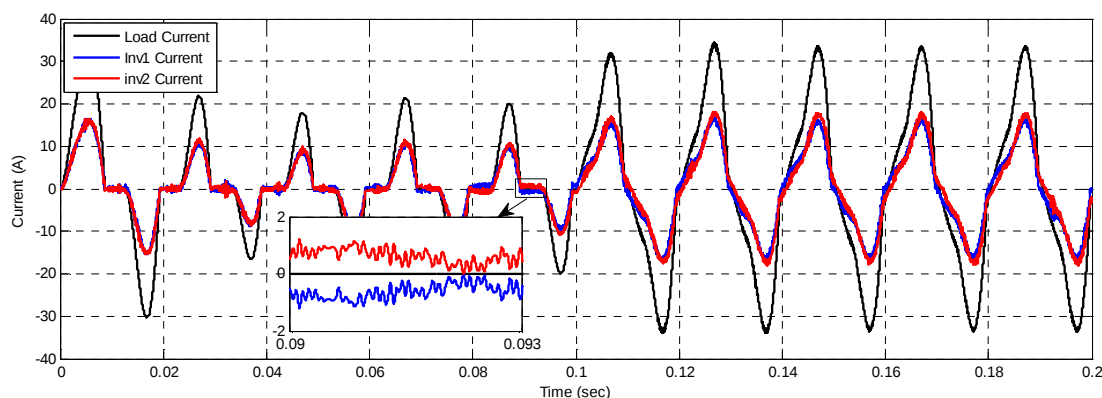


(ب)

شکل ۱۸: جریان سه فاز دو اینورترهای موازی (الف و ب)



شکل ۱۹: جریان سیم خشی بار



شکل ۲۰: جریان یک فاز هر کدام از اینورترهای موازی با ظرفیت یکسان و جریان فاز کل کشیده شده از مجموعه تحت سیستم کنترل افقی متداول

۸- مراجع

- [1] Eyyup Demirkutlu, Suileyman Qetinkaya, Ahmet M. Hava, "Output Voltage Control of A Four-Leg Inverter Based Three-Phase UPS by Means of Stationary Frame Resonant Filter Banks", European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2007.
- [2] Comparison Transformerless to Transformer-based UPS Design, EMERSON Network Power.
- [3] M. Prodanović and T.C. Green, "Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 373-380, 2003.
- [4] P. Verdelho and G. D. Marques, "Four-wire current-regulated PWM voltage converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, no. 5, pp. 761-770, Oct. 1998.
- [5] Jun Liang, Tim C. Green, Chunmei Feng, George Weiss, "Increasing Voltage Utilization in Split-Link, Four-Wire Inverters", IEEE Trans. Ind. Electron. vol. 24, no. 6, pp. 1526-1569, June 2009.
- [6] J. De Kooning, B. Meersman, T. Vandoorn, B. Renders, L. Vandevelde, "Comparison of Three-Phase Four-Wire Converters for Distributed Generation", 45th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), pp. 1-6, 2010.
- [7] J.M. Guerrero, J. Matas, Luis Garcia de Vicuna, M. Castilla, J. Miret, "Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters Using Resistive Output Impedance", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54. No. 2, 2007.

- [8] Josep M. Guerrero, Lijun Hang, Javier Uceda, "Control of Distributed Uninterruptible Power Supply Systems", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 8, pp. 2845 – 2859, 2008.
- [9] M. Illindala and G. Venkataramanan, "Control of distributed generation systems to mitigate load and line imbalances," in Proc. 33rd Annu. IEEE PESC, 2002, pp. 2013–2018.
- [10] P. Hsu and M. Behnke, "A three-phase synchronous frame controller for unbalanced load," in Proc. 29th Annu. IEEE PESC, 1998, pp. 1369–1374.
- [11] Y. Li, D. M. Vilathgamuwa, and L. P. Chiang, "Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 6, pp. 1707–1719, Nov./Dec. 2005.
- [12] H. S. Song and K. H. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, no. 5, pp. 953–959, Oct. 1999.
- [13] W. C. Lee, T. K. Lee, and D. S. Hyun, "A three-phase parallel active power filter operating with PCC voltage compensation with consideration for an unbalanced load," IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 807–814, Sep. 2002.
- [14] Tzung-Lin Lee, Po-Tai Cheng, "Design of a New Cooperative Harmonic Filtering Strategy for Distributed Generation Interface Converters in an Islanding Network", IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 5, pp. 1919-1927, 2007.
- [15] Po-Tai Cheng, Chien-An Chen, Tzung-Lin Lee, Shen-Yuan Kuo, "A Cooperative Imbalance Compensation Method for Distributed-Generation Interface Converters", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 45, no. 2, 2009.
- [16] S.M. Dehghan, A. Ale Ahmad, R. Lourakzadegan, M. Fazeli, M. Mohamadian, A. Abrishamifar, "A High Performance Controller for Parallel Operation of three-Phase UPSs Powering Unbalanced and Nonlinear Loads", Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), pp. 433 – 438, 2011.
- [17] Dipankar De and Venkataramanan Ramanarayanan, "Decentralized Parallel Operation of Inverters Sharing Unbalanced and Nonlinear Loads", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 12, pp. 3015-3025, Dec. 2010.
- [18] J. M. Guerrero, J. Matas, L. García de Vicuña, M. Castilla, and J. Miret, "Decentralized control for parallel operation of distributed-generation inverters using resistive output impedance," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 2, pp. 994–1004, Apr. 2007.
- [19] J.C. Vasquez, J.M. Guerrero, M. Savaghebi, J. Eloy-Garcia, R. Teodorescu, "Modeling, Analysis, and Design of Stationary-Reference-Frame Droop-Controlled Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 4, pp. 1271-1280, Apr. 2013.
- [20] J.M. Guerrero, M. Chandorkar, T. Lee, P.C. Loh, "Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids—Part I: Decentralized and Hierarchical Control", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 4, pp. 1254 - 1262, Apr. 2013.
- [21] Dipankar De and Venkataramanan Ramanarayanan, "A Proportional + Multiresonant Controller for Three-Phase Four-Wire High-Frequency Link Inverter", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 4, pp. 899-906, April 2010.
- [22] Y. W. Li, "Control and resonance damping of voltage-source and current source converters with LC filters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 5, pp. 1511–1521, May 2009.

- [23] Y. W. Li, F. Blaabjerg, D. M. Vilathgamuwa, and P. C. Loh, "Design and comparison of high performance stationary-frame controllers for DVR implementation," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 2, pp. 602–612, Mar. 2007.