

# مدل‌سازی و استخراج هارمونیک‌های جریان بر اساس تئوری توان لحظه‌ای برای فیلتر فعال

## موازی تحت شرایط شبکه الکتریکی ضعیف

سید فرزاد سجادی<sup>۱</sup>، محمد پیچان<sup>۲\*</sup> و عادل زکی‌پور<sup>۳</sup>

چکیده	اطلاعات مقاله
به منظور جبران هارمونیک‌های جریان و توان راکتیو، فیلتر فعال موازی یکی از بهترین گزینه‌ها می‌باشد. مهم‌ترین بخش در عملکرد مناسب فیلتر فعال تولید جریان مرجع یا همان استخراج دقیق هارمونیک‌های جریان بار می‌باشد. استخراج هارمونیک‌های جریان بار در دو حوزه زمان و فرکانس میسر است که روش‌های حوزه زمان دارای سرعت بالاتر و پیچیدگی کمتری بوده و بیشتر مورد استفاده قرار می‌گیرند. از ساده‌ترین و محبوب‌ترین روش‌ها در این حوزه روش تئوری توان لحظه‌ای می‌باشد. مشکل اساسی در حالتی است که ولتاژ شبکه نامتعادل، هارمونیک‌ها و یا دچار تغییرات فرکانسی باشد. در این حالت عملکرد فیلتر فعال موازی به شدت مختل و خراب می‌گردد. از این‌رو در این مقاله یک روش ارتقا یافته مبتنی بر تئوری توان لحظه‌ای ارائه شده است که با پیچیدگی و بار محاسباتی کمتر، در شرایط عدم تقارن و هارمونیک بودن ولتاژ شبکه پاسخ مناسبی ارائه می‌دهد. همچنین این روش در مقابل تغییرات احتمالی فرکانس شبکه استحکام مناسبی از خود نشان می‌دهد. جهت بررسی عملکرد روش پیشنهادی، فیلتر فعال سه فاز در محیط Matlab/Simulink تحت شرایط مختلف ولتاژ شبکه، شبیه‌سازی شده است و در نهایت نتایج تجربی حاصل شده در محیط آزمایشگاهی ارائه می‌شود. نتایج آرایه شده نشان از عملکرد بسیار مناسب سیستم پیشنهادی دارد بطوریکه THD جریان شبکه در شرایط هارمونیک از ۲۵٪ به کمتر از ۵٪ کاهش یافته است.	دریافت مقاله: ۱۳۹۵/۳/۲۰ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۴/۱۵

### ۱- مقدمه

مانند خازن، سلف و مقاومت تشکیل می‌شوند. استفاده از این فیلترها مشکلاتی با خود به همراه داشت همچون عدم توانایی جبران‌سازی طیف کامل هارمونیک تولیدی توسط بار و یا رزونانس با فرکانس شبکه، تاثیر بر امپدانس دیده شده از سمت شبکه، دینامیک پایین و احتمال پیدایش پدیده تشدید زیرسنکرون<sup>۴</sup> SSR [۲]. به همین دلیل با پیشرفت عناصر الکترونیک قدرت استفاده از فیلترهای فعال با رویکرد حذف مشکلات موجود در فیلترهای پسیو مورد توجه قرار گرفت. از جمله کاربردهای فیلترهای فعال می‌توان به جبران‌سازی هارمونیک‌ها و کاهش توان راکتیو از دید شبکه، افزایش کیفیت توان، متعادل‌سازی جریان

امروزه استفاده از ادوات الکترونیک قدرت به دلیل مزایای زیادی که دارند روز به روز در حال افزایش است. این تجهیزات علاوه بر مزایای بسیار معایبی همچون تزریق هارمونیک به شبکه را به همراه دارند. این امر سبب مشکلاتی مانند کاهش راندمان، تاثیر مخرب بر روی بارهای حساس مجاور، اشغال ظرفیت توانی خطوط انتقال و افزایش تلفات می‌گردد [۱].

از گذشته برای جبران‌سازی هارمونیک‌های تزریقی بار از فیلترهای پسیو استفاده می‌گردید، این فیلترها از عناصری

۲. استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی اراک

۳. استادیار، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی اراک

۴. subsynchronous resonance

\* پست الکترونیک نویسنده مسئول: m.pichan@arakut.ac.ir

۱. دانش آموخته کارشناسی ارشد الکترونیک قدرت و ماشین‌های الکتریکی،

دانشگاه صنعتی اراک

کشیده شده (دید شده) از شبکه در نتیجه‌ی جریان بار غیرمتعالی و جبران‌سازی کامل جریان سیم چهارم در سیستم‌های چهارسیم اشاره نمود [۳-۴].

از لحاظ محل اتصال فیلتر فعال به سه دسته سری، موازی و هیبرید تقسیم‌بندی می‌شود. از آن جایی که در صنعت بیشتر حذف هارمونیک‌های جریان مد نظر می‌باشد از این روش استفاده از فیلترهای فعال موازی متداول‌تر می‌باشد [۵-۶]. فیلتر فعال موازی بصورت موازی با بار قرار گرفته و جریانی برابر با هارمونیک تولیدی بار تولید کرده و در فاز مخالف در نقطه اتصال تزریق می‌کند و باعث جبران هارمونیک جریان بار بصورت کامل و یا در حد استاندارد [۷] (IEEE-51, IECEN61000-3) از دید شبکه می‌شود [۸].

عملکرد مناسب فیلتر فعال موازی به استخراج دقیق جریان هارمونیکی مرجع، ساختار کنترل کننده‌ی تولید جریان مرجع و همچنین کنترل کننده ولتاژ لینکر DC وابسته است. در این میان نحوه استخراج هارمونیک جریان مهم‌ترین بخش می‌باشد [۹-۱۰] که در نتیجه پارامترهای اندازه و فاز در هارمونیک جریان باید بصورت دقیق استخراج شود. با توجه به توضیحات ارائه شده کارکرد فیلتر فعال موازی باید در هماهنگی کامل با ولتاژ شبکه باشد. لازم به ذکر است که تولید جریان مرجع کاملاً مستقل از ساختار اینورتر (دو سطحی، چند سطحی) می‌باشد [۱۱].

استخراج هارمونیک جریان در دو حوزه زمان و فرکانس صورت می‌پذیرد [۱۲]. در حوزه فرکانس تبدیل فوریه گسسته<sup>۱</sup> DFT، تبدیل فوریه سریع<sup>۲</sup> FFT [۱۳]، تبدیل فوریه بازگشتی<sup>۳</sup> RDFT و همچنین در حوزه زمان-فرکانس تبدیل موجک<sup>۴</sup> [۱۴-۱۵] رایج‌ترین روش‌ها می‌باشند. هرچند مزایایی مانند دقت و یا استخراج تک هارمونیک در اینگونه روش‌ها مشهود است [۵-۶]، ولیکن عواملی مانند تاخیر، دینامیک پایین، نشت طیفی، پیچیدگی در پیاده‌سازی، نیاز به جمع‌آوری اطلاعات زیاد، فضای ذخیره‌سازی بالا و محاسبات پیچیده، نیاز به فیلتر ضد آلیاسنگ<sup>۵</sup> دقیق، نیاز به تعریف و استفاده مناسب از تابع پنجره و هماهنگ‌سازی دقیق بین فرکانس اصلی و

نمونه برداری باعث می‌شود استفاده از این روش‌ها کمتر مورد توجه قرار بگیرد [۱۶-۱۷].

امروزه روش‌های دیگری که پاسخ بهتری نسبت به روش‌های حوزه فرکانس دارند نیز ارائه شده‌اند مانند حذف نویز تطبیقی<sup>۶</sup> [۱۸]، استفاده از شبکه عصبی<sup>۷</sup> [۱۹] و کنترل فازی<sup>۸</sup> [۲۰]، ولیکن باید دقت داشت که این روش‌ها بدلیل ساختار پیچیده همچنان بصورت روش‌هایی مرسوم در عمل مورد استفاده قرار نمی‌گیرند.

در مقابل روش‌های حوزه فرکانس، روش‌های حوزه زمان به دلیل سادگی در پیاده‌سازی، بار محاسباتی کمتر، عدم نیاز به پردازنده قوی و پاسخ سریعتر، بیشتر در عمل مورد استفاده قرار می‌گیرند [۲۱]. در این حوزه روش‌هایی مانند تئوری توان لحظه‌ای<sup>۹</sup> (IRPT) [۲۲]، قاب مرجع همزمان<sup>۱۰</sup> (SRF) [۲۳]، تابع متعامد مثلثاتی<sup>۱۱</sup> (TOP) [۲۴] را می‌توان نام برد.

در [۲۴] از اصل مثلث متعامد استفاده شده است اما در این روش امکان کنترل بر روی میزان توان راکتیو جبران شده نمی‌باشد. همچنین این روش کارکرد مناسبی در حالتی که ولتاژ شبکه دارای هارمونیک و یا عدم تقارن باشد از خود نشان نمی‌دهد. چارچوب مرجع همزمان در [۲۵] ارائه شده است اما در این روش‌ها نیز در صورتی که ولتاژ شبکه دارای اغتشاش و یا نامتعادلی باشد فرایند جبران‌سازی درست انجام نشده و همچنین نیاز به چندین تبدیل قاب مرجع در این روش‌ها دیده می‌شود. در [۲۶] برای حذف حلقه قفل شونده فاز از قاب مرجع ساکن استفاده شده است و نیاز به استخراج توابع  $\sin$  و  $\cos$  می‌باشد، اما در شرایط شبکه نامتعادل، هارمونیک‌های سوم از این طریق تولید می‌شوند. یکی از محبوب‌ترین روش‌ها در حوزه زمان روش تئوری توان لحظه‌ای می‌باشد که بر مبنای استفاده از تئوری توان‌های لحظه‌ای Akagi است. در این روش از تبدیل برداری برای انتقال به قاب مرجع ایستا استفاده می‌شود. در این حالت می‌توان عامل ضریب توان فعال و همچنین تمام و یا بخشی از توان راکتیو را جبران کرد [۲۷].

در [۲۸] بردارهای توان IPT مانند بردارهای توان لحظه‌ای و توان راکتیو اصلاح می‌شوند. در این حالت بردار توان صفر

<sup>7</sup> neural-network

<sup>8</sup> fuzzy logic methods

<sup>9</sup> Instantaneous Power Theory

<sup>10</sup> Synchronous Reference Frame

<sup>11</sup> Trigonometric Orthogonal Principle

<sup>1</sup> Discrete Fourier Transform

<sup>2</sup> Fast Fourier Transform

<sup>3</sup> Recursive Discrete Fourier Transform

<sup>4</sup> wavelet transforms

<sup>5</sup> Anti-aliasing filter

<sup>6</sup> adaptive noise cancellation

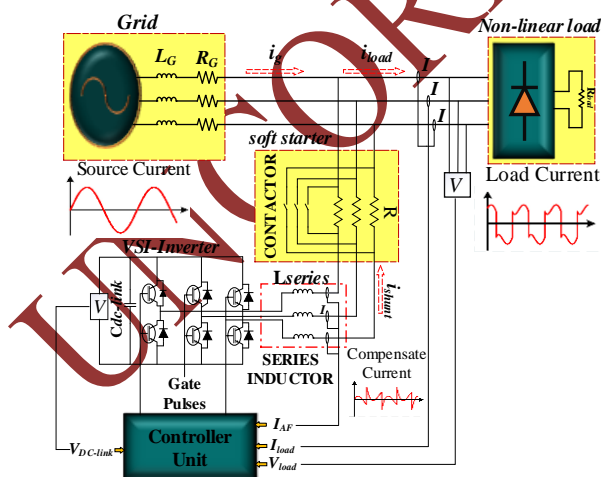
و در نهایت در بخش ۵ نتایج شبیه‌سازی روش پیشنهادی در محیط Matlab-Simulink و همچنین نتایج بررسی‌های تجربی ارائه می‌شود.

## ۲- ساختمان فیلتر فعال موازی

نمای کلی یک فیلتر فعال موازی سه فاز در شکل (۱) نمایش داده شده است. این فیلتر از یک اینوتر منبع ولتاژ سه فاز که به واسطه یک فیلتر سلفی به شبکه متصل شده است به همراه واحد کنترل تشکیل شده است. جهت نمایش امپدانس شبکه از یک مقاومت و سلف (Rg و Lg) استفاده شده و نیز جهت شبیه‌سازی بار غیر خطی از یک یکسوساز پل سه فاز که یک بار مقاومتی Rload را تغذیه می‌کند، استفاده شده است.

این فیلتر مانند یک منبع جریان کنترل شونده با ولتاژ عمل می‌کند. با توجه به اینکه خروجی فیلتر فعال موازی جریانی است که از نظر اندازه برابر ولی در فاز مخالف با هارمونیک جریان تولیدی توسط بار است با تزریق آن به نقطه اتصال مشترک<sup>۳</sup> (PCC)، باعث می‌شود هارمونیک‌های جریان از دید شبکه جبران و اعوجاج هارمونیک کل<sup>۴</sup> (THD) در محدوده قابل قبول باشد.

ولتاژ نقطه اتصال مشترک،  $i_g$  جریان منبع و  $i_{load}$  نشان دهنده جریان هارمونیک بار و  $i_{shunt}$  جریان خروجی فیلتر فعال موازی می‌باشد که به نقطه اتصال مشترک جهت جبران هارمونیک‌های جریان بار تزریق می‌شوند.



شکل (۱): فیلتر فعال موازی

و حقیقی اضافه شده و به عنوان توان لحظه‌ای در نظر گرفته می‌شود. توان راکتیو لحظه‌ای به توان‌های صفر مجازی، آلفا و بتا تقسیم می‌شود. این توان‌ها با یک فرمول به یکدیگر وابسته هستند.

یک تبدیل مختصات متفاوت IPT در [۲۹-۳۰] پیشنهاد شده است. اجزای جریان و ولتاژ از مختصات  $\alpha-\beta$  به مختصات  $p-q$  تبدیل می‌شود. چندین تبدیل در فرمول  $p-q$  مورد نیاز است. در مرجع [۳۱]، بردارهای جریان و ولتاژ به سیستم مختصات دکارتی دیگری به نام تبدیل MNO تبدیل می‌شوند. سپس توان‌ها در صفحه MNO محاسبه می‌شوند. در [۳۲] تجربه اجزای جریان از طریق مؤلفه‌های توالی مثبت، منفی و صفر انجام می‌شود که دارای پیچیدگی و محاسبات زیادی می‌باشد. در تمام روش‌های ذکر شده مشکلاتی مانند عدم امکان استفاده در حالتی که ولتاژ شبکه نامتعادل و یا دارای هارمونیک باشد، محاسبات زیاد و تبدیل‌های پیچیده ریاضی و یا نیاز به ساختار آشکار ساز توالی مثبت مولفه اصلی پیچیده احساس می‌شود. تمامی این موارد به تنهایی برای تخریب تشخیص دقیق هارمونیک‌های جریان و عدم عملکرد مناسب فیلتر فعال کافی می‌باشد.

در این مقاله راهکاری جدید جهت استخراج هارمونیک جریان بار بر مبنای تئوری توان لحظه‌ای ارائه می‌گردد که در تمام وضعیت‌های ولتاژ شبکه (متقارن، نامتقارن، هارمونیک، هارمونیک و نامتقارن بصورت همزمان) عملکرد مناسبی از خود نشان می‌دهد و همزمان از سادگی اجراء قابل اعتماد بودن، بار محاسباتی مناسب و عدم نیاز به پردازنده قوی و گران قیمت برخوردار است، نکته دیگر که در این روش حائز اهمیت است استحکام روش پیشنهادی در مقابل تغییرات فرکانس ولتاژ شبکه است.

از سوی دیگر جهت افزایش پاسخ دینامیکی سیستم از یک کنترلر PIDA<sup>۱</sup> جهت شارژ لینک dc استفاده شده است. روند ارائه مقاله بدین صورت می‌باشد که در بخش ۲ ساختار کلی فیلتر فعال موازی<sup>۲</sup> SAPF<sup>۳</sup> آورده شده است. در بخش ۳ روابط حاکم بر تئوری توان لحظه‌ای توضیح داده می‌شود و سپس در بخش ۴ روش پیشنهادی به تفصیل به همراه روابط ریاضی حاکم، اثبات‌ها و بلوک دیاگرام ارائه می‌گردد

<sup>۴</sup> total harmonic distortion

<sup>۱</sup> Proportional Integral Derivative Acceleration

<sup>۲</sup> shunt active power filters

<sup>۳</sup> point of common coupling

نحوه محاسبه هر یک از مؤلفه‌های توان لحظه‌ای در روابط (۳) تا (۵) نشان داده شده است.

$$p = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} \quad (3)$$

$$q = v_{\alpha} i_{\beta} - v_{\beta} i_{\alpha} \quad (4)$$

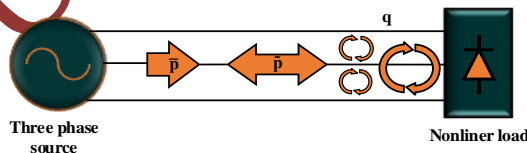
$$\begin{pmatrix} p \\ q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \quad (5)$$

در این معادلات  $v_x$  مقدار لحظه‌ای ولتاژ مؤلفه  $x$ ،  $i_x$  مقدار لحظه‌ای جریان مؤلفه  $x$ ،  $p$  توان اکتیو لحظه‌ای و  $q$  توان راکتیو لحظه‌ای می‌باشند.

شکل (۲) نحوه‌ی مبادله مؤلفه‌های متوسط و ضربان توان‌های اکتیو و راکتیو را در سیستم سه فاز با بار غیرخطی نشان می‌دهد. توجه کنید که وجود مؤلفه‌های هارمونیک در ولتاژ و جریان، باعث ایجاد ضربان در توان می‌گردد. بنابراین مقدار لحظه‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو از دو مؤلفه متوسط (ثابت) و ضربانی تشکیل می‌گردد. در شکل (۲) علامت  $\bar{x}$  نشان دهنده مؤلفه متوسط و علامت  $\tilde{x}$  نشان دهنده ضربان (مقدار لحظه‌ای منهای مقدار متوسط) می‌باشد. همان‌گونه که در شکل دیده می‌شود، مؤلفه متوسط توان اکتیو در همه زمان‌ها از منبع به بار منتقل می‌شود، درحالی که مؤلفه ضربان توان اکتیو در بخشی از زمان از منبع به بار و در بخشی از زمان از بار به منبع منتقل می‌گردد. توان راکتیو موجب ایجاد جریان‌های گردشی بین هادی‌های فازها شده و نمایانگر هیچ گونه انتقال توانی (لحظه‌ای و متوسط) از منبع به بار نمی‌باشد. در سیستم‌های سه فاز متعادل (چه بدون هارمونیک و چه با هارمونیک) مقدار متوسط توان لحظه‌ای راکتیو ( $q$ ) برابر توان راکتیو بوده، که از رابطه زیر محاسبه می‌گردد.

$$Q = \bar{q} = 3V_L I_L \sin \varphi \quad (6)$$

که در آن  $V_L$  مقدار مؤثر هارمونیک اصلی ولتاژ،  $I_L$  مقدار مؤثر هارمونیک اصلی جریان و  $\varphi$  اختلاف زاویه بین ولتاژ و جریان می‌باشد.



شکل (۲): نحوه مبادله مؤلفه‌های توان

بلوک کنترلی وظیفه دارد جریان‌های مرجع را برای جبران هارمونیک‌های جریان شبکه تولید کند و همچنین وظیفه ثابت نگهداشتن ولتاژ لینک DC را برعهده دارد. در این شکل CDC-Link و VDC-Link به ترتیب خازن و ولتاژ لینک DC می‌باشند. فیلتر برای تأمین مؤلفه‌های ضربان توان لحظه‌ای و مؤلفه‌ی ثابت توان راکتیو نیازی به منبع توان نداشته و در نتیجه وجود تنها یک عنصر ذخیره سازی برای رد و بدل نمودن مؤلفه ضربان توان در فیلتر کافی خواهد بود. در هنگام اتصال فیلتر فعال به شبکه خازن لینک DC از طریق دیودهای معکوس<sup>1</sup> IGBTها شارژ می‌گردد. برای جلوگیری از ایجاد ضربه جریان و از بین رفتن کلیدها، از یک مدار راه انداز نرم استفاده می‌شود.

### ۳- تئوری P-Q

در سال ۱۹۸۳ Akagi و دیگران تئوری تعمیم یافته توان راکتیو لحظه‌ای (p-q) در سیستم‌های سه فاز را ارائه نمودند. این تئوری بر اساس مقادیر لحظه‌ای توان سه فاز بنا شده و در مدارهای سه سیمه و چهار سیمه، حالت پایدار و حالت گذرا و هر شکل موج دلخواه ولتاژ و جریان برقرار می‌باشد. تئوری p-q برای محاسبه مؤلفه‌های مختلف توان لحظه‌ای از تبدیل جبری (تبدیل Clarke) ولتاژها و جریان‌های سه فاز از مختصات  $a-b-c$  به مختصات  $\alpha-\beta-0$  استفاده می‌کند.

معادلات (۱) و (۲) نحوه تبدیل ولتاژها و جریان‌های سه فاز را به قاب  $\alpha-\beta$  برای سیستم سه سیمه نشان می‌دهند. توجه کنید که در سیستم سه سیمه جمع جبری ولتاژها و جریان‌ها صفر بوده و در نتیجه مؤلفه‌ی صفر، حذف می‌گردد.

$$\begin{pmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

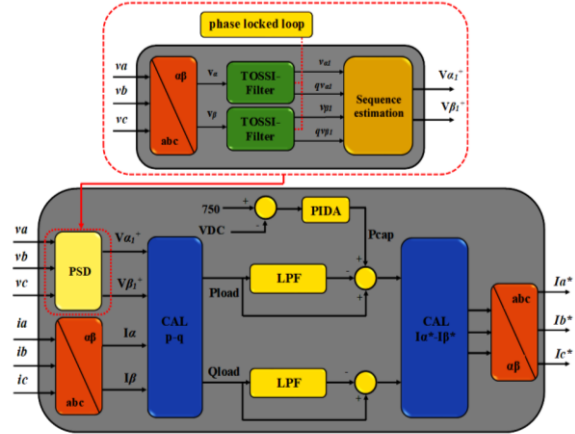
$$\begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (2)$$

<sup>1</sup> Insulated Gate Bipolar Transistor

#### ۴- ساختار روش پیشنهادی

الگوریتم کنترلی پیشنهادی جهت استخراج جریان مرجع در شکل (۳) نشان داده شده است.

ساختار پیشنهادی را می‌توان به دو بخش کلی تفکیک کرد: (الف) استخراج توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ، (ب) استخراج جریان مرجع بر اساس تئوری توان لحظه‌ای.



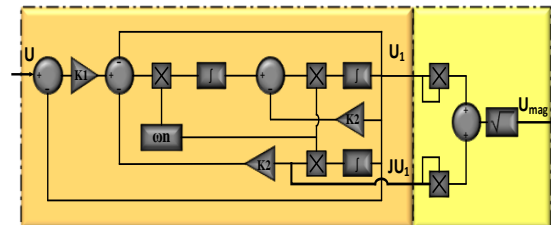
شکل (۳): الگوریتم ساختار پیشنهادی

#### ۴-۱- استخراج توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ

از آنجایی که ولتاژ شبکه نیز در اکثر مواقع دارای اعوجاج می‌باشد، لذا باید الگوریتم کنترلی اتخاذ شود که استخراج هارمونیک‌های جریان بار تحت تاثیر اعوجاج ولتاژ شبکه واقع نشوند. به منظور دستیابی به عملکردی مستقل از اعوجاج ولتاژ شبکه و دستیابی به جبران سازی مطلوب هارمونیک جریان بار، در الگوریتم پیشنهادی از اجزای توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ جهت محاسبات استفاده می‌شود. فرایند استخراج توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ را می‌توان به دو بخش تقسیم کرد:

(A) بلوک استخراج مولفه اصلی ولتاژ،

(B) بلوک استخراج توالی مثبت.



شکل (۴): بلوک استخراج کننده مولفه اصلی ولتاژ با استفاده از

پیش فیلتر TOSI

#### ۴-۱-۱- بلوک استخراج مولفه اصلی ولتاژ

در این قسمت دو بلوک اصلی وجود دارند: (۱) فیلتر انتگرالی مرتبه سوم TOSI، (ب) حلقه قفل‌شونده فاز (PLL).

همانطور که در شکل (۴) نشان داده شده است، در ابتدا مولفه اصلی ولتاژ توسط یک فیلتر TOSI استخراج می‌شود. کلیه محاسبات در قاب  $\alpha-\beta$  انجام می‌شود که در آن ولتاژهای سه فاز اندازه‌گیری شده با استفاده از تبدیل کلارک از قاب مرجع  $abc$  همانطور که در پایین نمایش داده شده است به قاب ایستا  $\alpha-\beta$  منتقل می‌شوند:

$$T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (7)$$

$\theta$  یک زاویه دلخواه است و در اینجا بصورت  $\theta = 0$  در نظر گرفته می‌شود. ولتاژ شبکه تحریف شده را در قاب  $\alpha-\beta$  می‌توان بصورت زیر نمایش داد که یک جزء مولفه اصلی ولتاژ شبکه  $v_{g(f)}$  و یک جزء مولفه هارمونیک ولتاژ شبکه  $v_{g(h)}$  می‌باشد.

$$\begin{bmatrix} v_{g\alpha} \\ v_{g\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{g\alpha(f)} + v_{g\alpha(h)} \\ v_{g\beta(f)} + v_{g\beta(h)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

برای استخراج مولفه اساسی، ولتاژ شبکه از فیلتر انتگرالی مرتبه سوم TOSI عبور می‌کند، همانطور که در مراجع [۳۳-۳۴] فیلتر مبتنی بر انتگرال‌گیر مرتبه سوم پاسخ‌های حالت پایدار، گذرا و همچنین پاسخ دینامیکی بهتری را نسبت به فیلترهای مرتبه دوم ارائه می‌دهد.

همانطور که در تصویر مشخص است، متناسب با فرکانس زاویه‌ای که فیلتر بر روی آن تنظیم می‌شود مولفه مورد نظر را از سیگنال ورودی استخراج می‌کند. علاوه بر این یک سیگنال دیگر در خروجی فیلتر وجود دارد که این سیگنال از نظر اندازه برابر سیگنال مولفه اصلی است ولی  $90^\circ$  درجه عقب‌تر از آن می‌باشد. بر این اساس می‌توان دامنه مولفه اساسی مد نظر را نیز بصورت زیر بدست آورد:

$$U_{1m} = \sqrt{u_1^2 + (ju_1)^2} \quad (10)$$

در اینجا سرعت زاویه‌ای مورد نظر  $(\omega_n)$  بر روی فرکانس مولفه اساسی تنظیم می‌شود که این عمل توسط یک حلقه قفل‌شونده فاز<sup>۱</sup> PLL صورت می‌پذیرد.

<sup>1</sup> phase locked loop

فرکانس تشدید کننده برای فیلترهای TOSSI استفاده می‌شود، عملکرد استخراج کننده توالی مثبت مولفه اصلی نیز به کارکرد PLL بستگی دارد. بنابراین، انتخاب ضرایب انتگرالی ( $k_{ipll}$ ) و تناسبی ( $k_{ppll}$ ) مناسب برای کنترل کننده PI داخلی PLL ضروری است. در شکل (۵)، توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ PCC در قاب  $\alpha$ - $\beta$  (یعنی  $v_{\alpha fun}^+$  و  $v_{\beta fun}^+$ ) به جای ولتاژهای PCC واقعی استفاده شده است. با استفاده از  $v_{\alpha fun}^+$  و  $v_{\beta fun}^+$ ، مؤلفه محور  $q$  قاب  $d$ - $q$  در حال چرخش همزمان که در شکل (۵) نشان داده شده است به صورت زیر برآورد می‌شود:

$$V_{funq}^+ = v_{\alpha fun}^+ \sin \theta + v_{\beta fun}^+ \cos \theta \quad (13)$$

بنابراین ولتاژ تخمینی محور  $q$  (یعنی  $V_{funq}^+$ ) به یک کنترل کننده PI اعمال می‌شود و خروجی آن به فرکانس اسمی ( $\omega_n = 2\pi f$ ) اضافه می‌شود تا فرآیند قفل اولیه تسریع شود و در نتیجه فرکانس اصلی ( $\omega_{fun}$ ) به دست آید. با استفاده از مدل سیگنال کوچک PLL ارائه شده در [۵۰]، تابع انتقال حلقه PLL به صورت به دست می‌آید.

$$F(S) = \frac{\theta}{\theta^*} (S) = \frac{(k_{ppll} + k_{ipll}/s)(1/s)}{1 + (k_{ppll} + k_{ipll}/s)(1/s)} = \frac{2\delta\omega_c s + \omega_c^2}{s^2 + 2\delta\omega_c s + \omega_c^2} \quad (14)$$

$\theta^*$  زاویه فاز واقعی و مرجع هستند،  $\omega_c$  فرکانس قطع و  $\delta$  ضریب میرایی است. از رابطه (۱۴)، پارامترهای PI یعنی  $k_{ppll}$  و  $k_{ipll}$  به صورت  $k_{ppll} = 2\omega_c \delta$  و  $k_{ipll} = \omega_c^2$  به دست می‌آید. برای پاسخ بهینه، پارامترهای  $\omega_c$  و  $\delta$  به ترتیب  $31.4$  rad/s و  $0.707$  به دست می‌آیند.

#### ۴-۱-۲- بلوک استخراج توالی مثبت PSD<sup>۱</sup>

حال که مولفه اصلی ولتاژ در قاب  $\alpha$ - $\beta$  به دست آمده است به وسیله بلوک دیاگرام نمایش داده شده در شکل (۶)، اقدام به استخراج اجزا توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ می‌کنیم. این روش از نظریه اجزای متقارن لحظه‌ای جهت استخراج توالی مثبت بهره می‌برد. رابطه بین ولتاژ شبکه و اجزا توالی مثبت آن بصورت زیر می‌باشد.

$$v_{\alpha}^+ = \frac{1}{2} [v_{\alpha} - Jv_{\beta}] \quad (15)$$

$$v_{\beta}^+ = \frac{1}{2} [Jv_{\alpha} + v_{\beta}] \quad (16)$$

در ساختار فیلتر ۲ ضریب با عنوان  $k_1$  و  $k_2$  مشاهده می‌شود. متغیر  $k_1$  انتخاب پذیری فیلتر را مشخص می‌کند و در واقع ضریبی برای تعیین پهنای باند می‌باشد. پارامتر  $k_2$  تعیین کننده پاسخ زمانی فیلتر می‌باشد و در واقع دینامیک فیلتر را تعیین می‌کند.

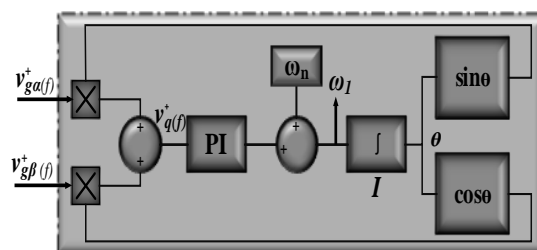
بر این اساس ابتدا ضریب  $k_1$  تنظیم می‌شود و سپس  $k_2$  جهت دستیابی به دینامیک مناسب تنظیم می‌شود. تابع انتقال فیلتر TOSSI به صورت زیر بدست می‌آید:

$$T(S) = \frac{u_1}{u}(S) = \frac{k_1 \omega_n^2 s}{s^3 + k_2 \omega_n s^2 + (k_1 + 1) \omega_n^2 s + k_2 \omega_n^3} \quad (11)$$

$$T(S) = \frac{j u_1}{u}(S) = \frac{k_1 \omega_n^3}{s^3 + k_2 \omega_n s^2 + (k_1 + 1) \omega_n^2 s + k_2 \omega_n^3} \quad (12)$$

فرآیند استخراج اجزای توالی که تاکنون مورد بحث قرار گرفته است بر این فرض استوار است که فرکانس سیستم ثابت است. هنگامی که فرکانس سیستم نوسان می‌کند، فرکانس تشدید فیلترهای TOSSI با فرکانس سیگنال ورودی مطابقت ندارد. این منجر به تضعیف سیگنال ورودی و تغییر فاز غیر ضروری در سیگنال خروجی می‌شود. برای اطمینان از استخراج دقیق اجزای توالی حتی تحت نوسانات فرکانس شبکه، لازم است فرکانس فرآیند استخراج را همگام سازی کرد.

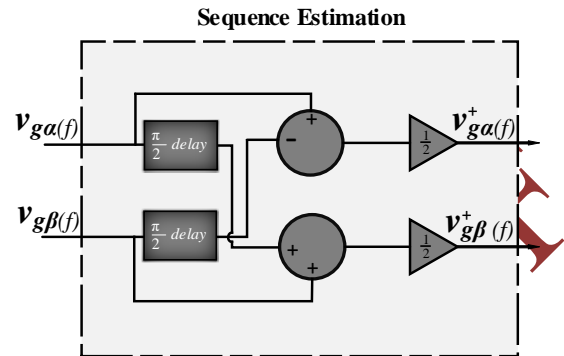
بنابراین، یک سیستم حلقه بسته که روش پیشنهادی را با تغییرات فرکانس تطبیق می‌دهد، در این جا استفاده می‌شود. این امر با استفاده از یک PLL برای تخمین فرکانس سیستم و سپس اعمال فرکانس تخمینی به فیلترهای TOSSI استخراج کننده توالی مثبت به عنوان فرکانس تشدید همانطور که در شکل (۵) نشان داده شده است به دست می‌آید.  $\theta$  زاویه فاز بردار ولتاژ PCC را نشان می‌دهد. هنگامی که فرکانس تخمینی PLL به عنوان



شکل (۵): بلوک دیاگرام حلقه قفل شوند فاز PLL

<sup>1</sup> Positive sequence detector (PSD)

عملگر  $J$  جهت ایجاد تغییر فاز است ( $J = e^{-j(\frac{\pi}{2})}$ ) به گونه‌ای که  $90^\circ$  تاخیر را در خروجی نسبت به ورودی ایجاد می‌کند.



شکل (۶): بلوک استخراج کننده توالی مثبت

حال اگر به ورودی این مدار مولفه اصلی ولتاژ استخراج شده توسط TOSSI را بدهیم می‌توانیم در خروجی توالی مثبت مولفه اصلی را داشته باشیم. به این ترتیب:

$$v_{\alpha}^{+}(f) = \frac{1}{2} [v_{\alpha}(f) - Jv_{\beta}(f)] \quad (17)$$

$$v_{\beta}^{+}(f) = \frac{1}{2} [Jv_{\alpha}(f) + v_{\beta}(f)] \quad (18)$$

تا به اینجای کار توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ استخراج شده است و با توجه به این مولفه می‌توان بر اساس تئوری توان لحظه‌ای اقدام به استخراج مولفه‌های هارمونیک جریانی بار نمود و در نهایت جریان مرجع را جهت کنترل فیلتر فعال موازی تولید کرد.

#### ۴-۲- استخراج جریان مرجع بر اساس تئوری توان لحظه‌ای

جریان‌های مرجع در فیلتر فعال موازی از دو بخش تشکیل می‌شود.

##### ۱- سیگنال‌های جبرانی استخراجی از تئوری توان لحظه‌ای

##### ۲- سیگنال‌هایی جهت ثابت نگهداشتن ولتاژ لینک DC.

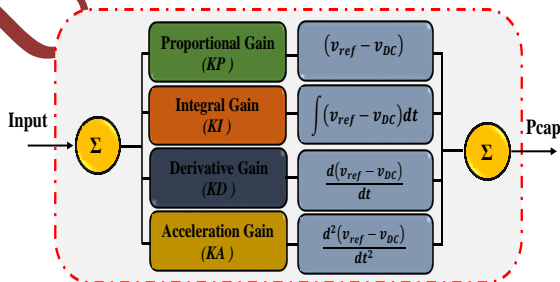
از آنجایی که SAPF توان متوسط اکتیوی به شبکه تزریق نمی‌کند نیازی به منبع تولید کننده توان اکتیو ندارد و صرفاً می‌توان از یک عنصر ذخیره‌ساز انرژی مانند خازن جهت تبادل بخش نوسانی توان استفاده کرد، اما از آنجا که فیلتر فعال خود دارای تلفاتی مانند تلفات سوئیچینگ، هدایت، عناصر پارازیت و ... می‌باشد، لذا مقداری توان متوسط اکتیو از سمت شبکه دریافت می‌کند از این رو برای ثابت نگاه داشتن ولتاژ لینک dc این تلفات توسط جریان مرجع

تولیدی باید جبران شود. باید توجه داشت در لحظه راه-اندازی مقدار قابل توجهی توان متوسط اکتیو جهت شارژ خازن از شبکه کشیده می‌شود هرچند جهت کنترل این جهش ناگهانی از مدار راه انداز نرم استفاده شده است، ولیکن این امر زمان گذار را افزایش می‌دهد و نوع کنترلر در میزان آورشوت و زمان رسیدن به حالت پایدار بسیار مهم می‌باشد، از این رو استفاده از کنترلر PIDA (Proportional Integral Derivative Acceleration) علاوه بر کاهش آورشوت و کاهش زمان گذر می‌تواند کنترل نرم تر نوسانات لینک dc را به همراه داشته باشد.

مراحل جهت ثابت نگاه داشتن ولتاژ لینک DC به این صورت است که: ولتاژ اندازه‌گیری شده از لینک DC با یک ولتاژ مرجع مقایسه می‌گردد سپس سیگنال خطای بدست آمده به یک کنترلر PIDA وارد می‌شود و در خروجی کنترلر توان جبران‌سازی که جهت ثابت نگهداشتن ولتاژ لینک dc نیاز است تولید می‌شود و در نهایت این مقدار به مقدار مولفه نوسانی توان اکتیو جهت جبران سازی اضافه می‌شود. کنترلر PIDA شکل توسعه یافته‌ای از کنترلر PID است. اصطلاح اضافی (A) به معنی شتاب است این عبارت جدید باعث می‌شود که یک شبکه حلقه بسته سریع‌تر (زمان ماندگاری کمتر) همراه با آورشوت کمتر پاسخ دهد [۳۶-۳۸]. در شکل (۷) بلوک دیاگرام داخلی کنترلر PIDA آورده شده است. بنابراین می‌توان نوشت:

$$p_{cap} = k_p(v_{ref} - v_{DC}) + k_i \int (v_{ref} - v_{DC}) dt + k_d \frac{d(v_{ref} - v_{DC})}{dt} + k_a \frac{d^2(v_{ref} - v_{DC})}{dt^2} \quad (19)$$

که در آن  $v_{ref}$  ولتاژ مرجع،  $v_{DC}$  ولتاژ لینک dc،  $k_p$  ضریب تناسبی و  $k_i$  ضریب انتگرالی،  $k_d$  ضریب مشتق گیر،  $k_a$  ضریب شتاب کنترلر PIDA می‌باشد.



شکل (۷): کنترلر کننده PIDA

حال می توان نوشت:

$$p_{ref} = \underbrace{p_{load} - p_{toss}} + p_{cap} \quad (20)$$

همان طور که در بخش قبل توضیح داده شد بر اساس قاعده تئوری توان لحظه‌ای توان‌های اکتیو و راکتیو آنی از روابط توضیح داده شده استخراج می‌شوند، توان اکتیو از دو مولفه ثابت و نوسانی تشکیل شده است، جهت استخراج جریان جبرانی برای حذف هارمونیک‌های بار، نیاز به استخراج قسمت نوسانی توان اکتیو داریم همچنین می‌توان تمام و یا بخشی از توان راکتیو را جبران کرد. مطابق شکل (۳) برای این منظور از یک فیلتر پایین گذر استفاده می‌شود.

### ۵- طراحی عناصر سیستم

با ارجاع به مرجع [۳۹] می‌توان محاسبات زیر را در مورد طراحی فیلتر فعال موازی انجام داد. از آنجایی که بار غیرخطی توسط یک یکسوساز سه فاز شبیه سازی شده است بنابر این:

$$i_g = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{load} \quad (21)$$

این جریان از نظر شکل موج نزدیک به شکل موج مربعی می‌باشد، پس مولفه اصلی آن برابر است با:

$$i_{g_{fun}} = \sqrt{\frac{6}{\pi}} i_{load} \quad (22)$$

حال دامنه جریان خروجی SAPF که برابر با هارمونیک جریان بار است را می‌توان از رابطه زیر بدست آورد.

$$i_{shunt} = \sqrt{i_g^2 - i_{g_{fun}}^2} = i_h \quad (23)$$

### ۵-۱- ولتاژ لینک dc

SAPF باید اجزای جریان هارمونیک و راکتیو بار را جبران کند. برای تولید توان راکتیو، ولتاژ خروجی SAPF باید بیشتر از پیک ولتاژ خط شبکه باشد. بر این اساس، معادله زیر می‌تواند ولتاژ DC-link مناسب را برآورده کند:

$$v_{DC-link} = \frac{2\sqrt{2}v_g}{m} \quad (24)$$

که در آن  $v_g$  ولتاژ فاز و  $m$  شاخص مدولاسیون اینورتر است که کوچکتر از ۱ می‌باشد. (در اینجا  $m$  برابر با ۰.۸۶۷ در نظر گرفته می‌شود).

### ۵-۲- طراحی سلف فیلتر (series inductor)

جهت کاهش ریبیل جریان خروجی فیلتر فعال و همچنین کاهش ریبیل‌های ناشی از کلیدزنی، از یک سلف سه‌فاز

بصورت سری در خروجی SAPF استفاده شده است. از رابطه (۲۶) می‌توان با دقت مناسبی مقدار سلف SAPF را محاسبه کرد.

$$L_{series} = \frac{\sqrt{3}mv_{DC-link}}{12\delta f_{sw} \Delta i} \quad (25)$$

که در آن  $f_{sw}$  و  $\Delta i$  به ترتیب فرکانس سوئیچینگ و ریبیل مجاز جریان می‌باشد.  $\delta$  ضریب اضافه بار است (در اینجا برابر با ۱.۲ در نظر گرفته می‌شود). محاسبه سلف بر مبنای محدود کردن جریان SAPF در محدوده قابل قبول، کوچکتر از ۰.۵٪ می‌باشد.

### ۵-۳- طراحی خازن لینک dc

بر اساس تغییرات انرژی ذخیره شده می‌توان نوشت

$$\Delta E = 0.5C_{DC-link} (v_{DC-link}^2 - v_{DC-link_{ref}}^2) \quad (26)$$

$$C_{DC-link} = \frac{3v_g \delta i_{shunt} \Delta t}{0.5(v_{DC-link}^2 - v_{DC-link_{ref}}^2)} \quad (27)$$

$\Delta t$  زمان بازیابی ولتاژ لینک DC می‌باشد، بهتر است مقدار خازن را کمی بزرگ‌تر از مقدار محاسبه شده انتخاب کنید و همچنین از خازن‌ها به صورت موازی استفاده شود.

### ۶- نتایج مطالعات انجام شده

به منظور صحت‌سنجی طرح پیشنهادی شبیه‌سازی کاملی شامل فیلتر فعال موازی به همراه آشکار ساز توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ پیشنهادی و کنترلر PIDA در محیط Matlab-Simulink انجام شده‌است. روش پیشنهادی جهت جبران هارمونیک جریان و توان راکتیو مورد بررسی قرار گرفته است. جهت تولید هارمونیک‌های جریان از یک پل دیودی سه فاز به همراه یک بار مقاومتی در سمت DC آن، به عنوان بار غیرخطی استفاده شده‌است. پارامترهای انتخاب شده در جدول شماره (۱) نمایش داده شده است.

	ولتاژ شبکه	۳۸۰	V
شبکه AC	فرکانس	۵۰	HZ
	مولفه اصلی		
SAPF	فرکانس سوئیچینگ	۱۰	KHZ
	ولتاژ لینک dc	۷۵۰	V
	سلف خروجی اینورتر	۳.۷	mH
	مقاومت بار	۲۰	$\Omega$

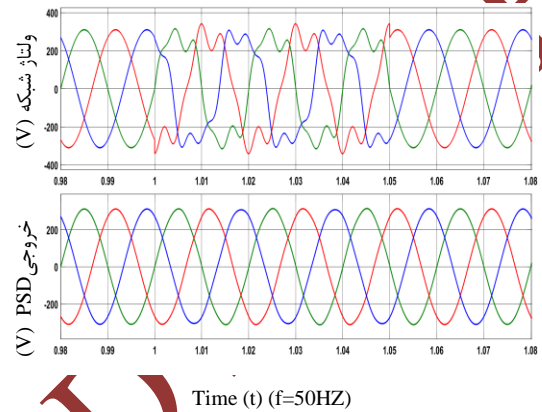
جدول (۱): پارامترهای SAPF



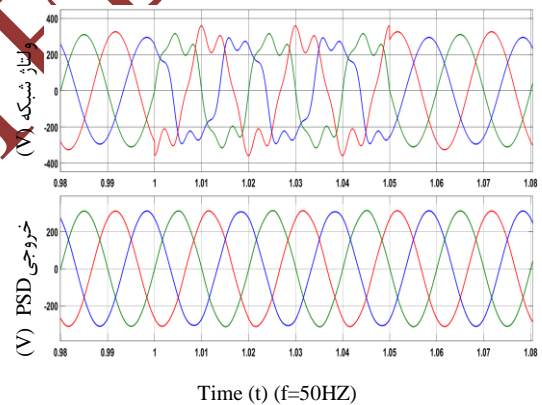
## ۶-۱-۱- نتایج شبیه سازی

### ۶-۱-۱-۱- عملکرد استخراج کننده دنباله مثبت

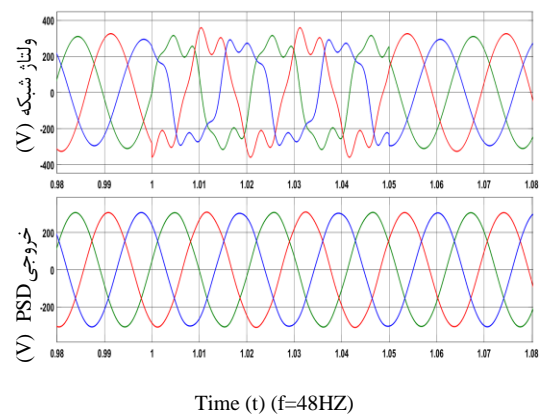
شکل (۸) خروجی استخراج کننده توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ پیشنهادی را نشان می دهد. مشاهده می شود در حالی که ولتاژ شبکه متقارن، نامتقارن، دارای هارمونیک و یا حتی، نامتقارن همراه با هارمونیک می باشد، به خوبی توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ استخراج می گردد. از شکل (۸)



شکل (۸-۱): ولتاژ شبکه متقارن و هارمونیک



شکل (۸-۲): ولتاژ شبکه نامتقارن و هارمونیک



شکل (۸-۳): تغییرات فرکانس ولتاژ شبکه.

شکل (۸): شکل موج ولتاژ شبکه و توالی مثبت مولفه اصلی ولتاژ استخراج شده (۱) ولتاژ شبکه متقارن و مخدوش شده، (۲) ولتاژ شبکه مخدوش شده و نامتقارن، (۳) تغییر فرکانس ولتاژ شبکه

می توان به این نتیجه رسید که در تمام حالات ولتاژ شبکه PSD پیشنهادی عملکرد مناسبی از خود نشان می دهد. میزان THD ولتاژ خروجی PSD پیشنهادی در هر کدام از سناریوهای انجام شده در جدول (۲) آورده شده است.

### ۶-۱-۲- تحلیل در حالت پایدار سیستم

در این قسمت برای ارزیابی عملکرد الگوریتم جدید پیشنهادی، نتایج شبیه سازی در چهار بخش مختلف مورد بررسی قرار گرفته است: در بخش اول ولتاژ شبکه بصورت متقارن در نظر گرفته شده است، بخش دوم ولتاژ شبکه دارای هارمونیک و در نهایت در بخش سوم ولتاژ شبکه بصورت نامتقارن مورد بررسی قرار گرفته است. روابط (۲۹) الی (۳۱) مشخصات ولتاژهای اعمال شده را نشان می دهد.

#### ۶-۱-۲-۱- ولتاژ شبکه متعادل (THD = 0.00%)

$$\begin{aligned} v_{ga} &= 310 \sin(\omega t) \\ v_{gb} &= 310 \sin(\omega t - 120) \\ v_{gc} &= 310 \sin(\omega t + 120) \end{aligned} \quad (28)$$

#### ۶-۱-۲-۲- ولتاژ شبکه با تحریف هارمونیک (THD = 25.00%)

$$\begin{aligned} v_{ga} &= 310 \sin(\omega t) + 62 \sin(5\omega t) + 46 \sin(7\omega t) \\ v_{gb} &= 310 \sin(\omega t - 120) + 62 \sin(5(\omega t - 120)) + \\ &\quad 42 \sin(7(\omega t - 120)) \\ v_{gc} &= 310 \sin(\omega t + 120) + 62 \sin(5(\omega t + 120)) + \\ &\quad 42 \sin(7(\omega t + 120)) \end{aligned} \quad (29)$$

#### ۶-۱-۲-۳- ولتاژ شبکه نامتعادل (THD = 0.00%)

$$\begin{aligned} v_{ga} &= 310 \sin(\omega t) \\ v_{gb} &= 325 \sin(\omega t - 120) \\ v_{gc} &= 295 \sin(\omega t + 120) \end{aligned} \quad (30)$$

شکل موج های شبیه سازی در ادامه آمده است که شامل ولتاژ شبکه  $v_g$ ، جریان کشیده شده از شبکه  $i_g$ ، جریان بار  $i_{load}$  و شارژ لینک DC می باشد. با توجه به استاندارد IEEE 519-2014 محدودده مجاز THD جریان شبکه باید کوچکتر از ۰.۵ باشد بنابراین مینا عملکرد صحیح الگوریتم پیشنهادی بر این اساس در نظر گرفته شده است.

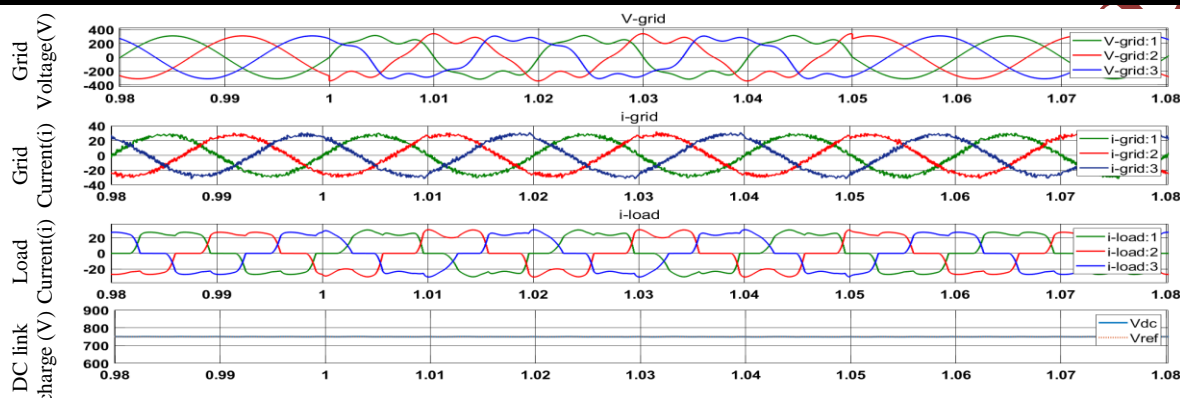
مقدار	متقارن
۰.۰۷	متقارن - هارمونیک
۰.۰۲	نامتقارن
۱.۱۸	نامتقارن - هارمونیک

جدول (۲): THD ولتاژ خروجی PSD پیشنهادی

در شکل (۹) نتیجه مطالعه انجام شده تحت ولتاژ شبکه متقارن و دارای هارمونیک آورده شده است، ابتدا ولتاژ

شبکه مخدوش می‌شود THD جریان شبکه و جریان بار به ترتیب ۳.۴٪ و ۲۴.۹۲٪ می‌شود. در نتیجه در هر دو حالت میزان کاهش THD در محدوده مجاز کمتر از ۵٪ می‌باشد و می‌توان استنباط کرد الگوریتم پیشنهادی عملکرد مناسبی جهت کاهش THD جریان شبکه در حدود استاندارد تعیین شده دارد.

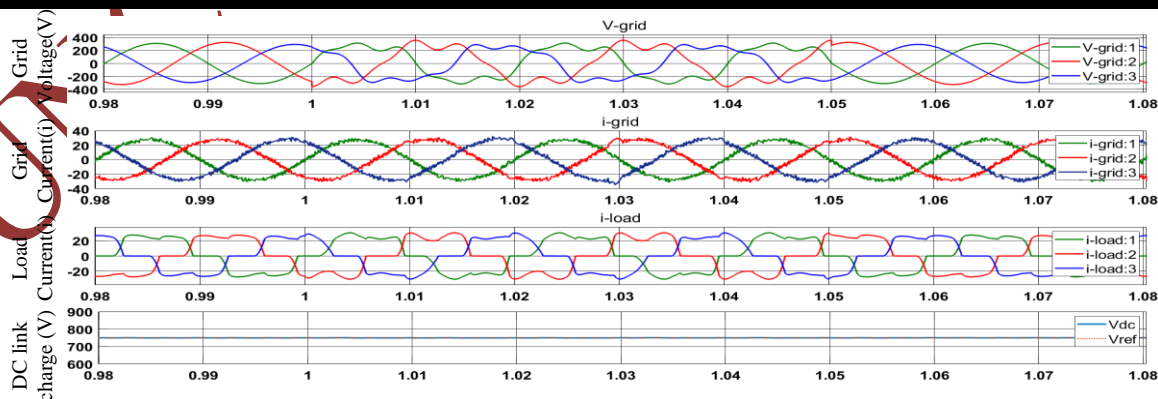
شبکه بصورت متقارن می‌باشد، سپس هارمونیک‌های ۵ و ۷ که بطور معمول هارمونیک‌های قالب می‌باشند اعمال می‌گردد و مجدداً ولتاژ شبکه به حالت عادی باز می‌گردد. در این حالت همانطور که مشاهده می‌شود THD جریان شبکه و جریان بار در حالتی که ولتاژ شبکه متقارن می‌باشد به ترتیب ۲.۹۴٪ و ۲۴.۹۶٪ می‌باشد و در زمانی که ولتاژ



شکل (۹): نتایج شبیه سازی تحت شرایط حالت پایدار ولتاژ شبکه تحریف شده: الف) ولتاژ شبکه ( $V_g$ )، ب) جریان شبکه ( $I_g$ )، ج) جریان بار ( $I_{load}$ )، د) شارژ لینک DC ( $V_{DC\_link}$ )

دارای عدم تقارن است آورده شده است در این حالت THD جریان بار و جریان سمت شبکه به ترتیب ۳۰.۷۹٪ و ۳.۷٪ می‌باشد. مشاهده می‌شود در این حالت نیز همچنان THD جریان کشیده شده از شبکه در حد مجاز است و الگوریتم پیشنهادی در این حالت نیز عملکرد مطلوبی از خود نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود در تمام موارد ذکر شده جبران سازی هارمونیک‌های جریان بار بخوبی توسط روش پیشنهادی صورت گرفته است و جریان از دید شبکه دارای هارمونیک‌های در حد استاندارد تعیین شده می‌باشد.

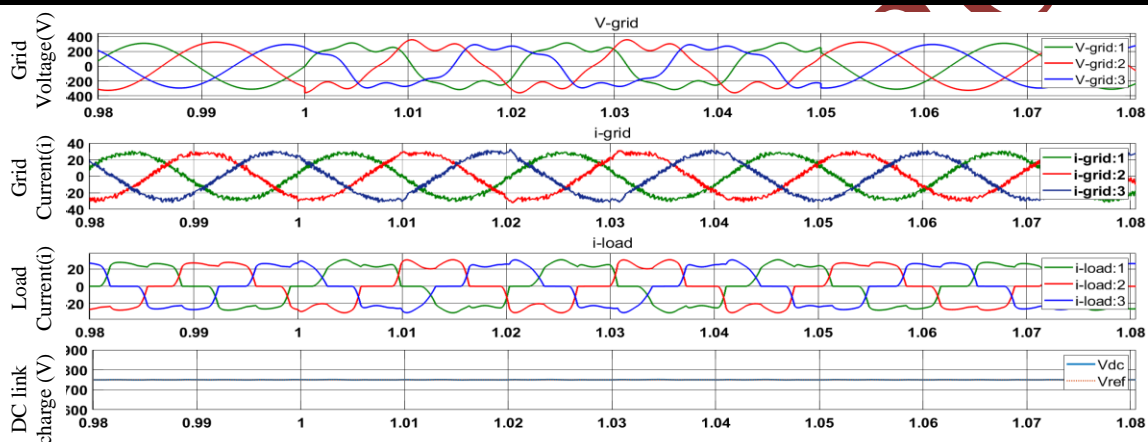
در شکل (۱۰) عملکرد روش پیشنهادی در حالتی که ولتاژ شبکه همزمان نامتقارن و دارای هارمونیک می‌باشد نشان داده شده است. ابتدا ولتاژ شبکه صرفاً نامتقارن می‌باشد در این حالت THD جریان بار و جریان سمت شبکه به ترتیب ۲۵.۳۹٪ و ۳.۵۷٪ می‌باشد، سپس در بازه ۱ ثانیه تا ۱.۱ ثانیه هارمونیک‌های ۵ و ۷ اضافه می‌شوند در این حالت THD جریان بار و جریان سمت شبکه ۲۵.۱٪ و ۳.۷۱٪ می‌باشد. همچنین در شکل (۱۲) عملکرد روش پیشنهادی تحت شرایطی که ولتاژ شبکه همزمان از لحاظ دامنه و فاز



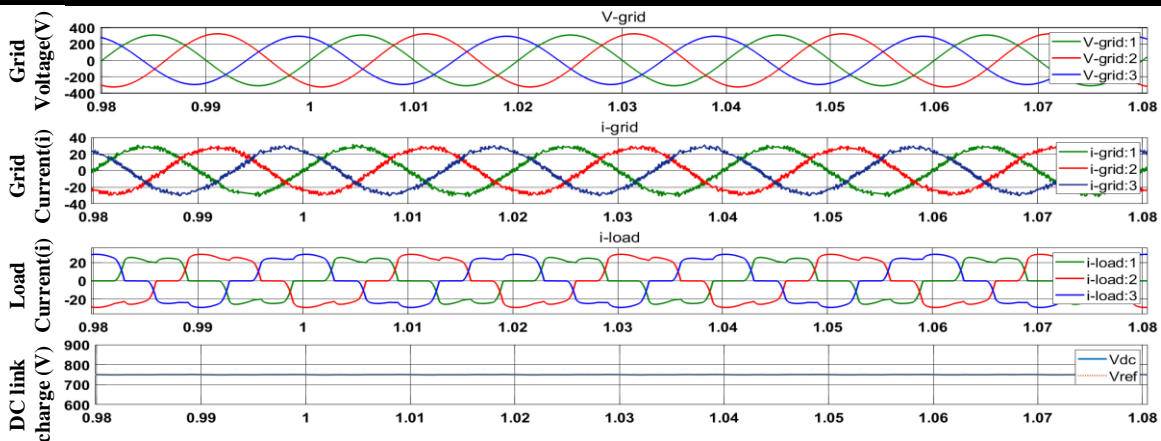
شکل (۱۰): نتایج شبیه سازی تحت شرایط حالت پایدار ولتاژ شبکه نامتقارن و تحریف شده: الف) ولتاژ شبکه ( $V_g$ )، ب) جریان شبکه ( $I_g$ )، ج) جریان بار ( $I_{load}$ )، د) شارژ لینک DC ( $V_{DC\_link}$ )

مدارات معمول PSD دارای پیچیدگی پیاده‌سازی زیاد و همچنین نیاز به پیش‌فیلترهای متعدد جهت بدست آوردن دقت مناسب در هنگام کار کردن در شبکه غیر ایده‌آل هستند، علاوه بر این همانطور که مشاهده شد در تمام حالات ولتاژ شبکه کارکرد SAPF باعث کاهش قابل توجهی از هارمونیک جریان کشیده شده از شبکه بوده است و همچنین می‌توان مشاهده کرد که تقریباً ضریب توان واحد و متعادل کردن جریان بار در تمام موارد نیز حاصل شده است.

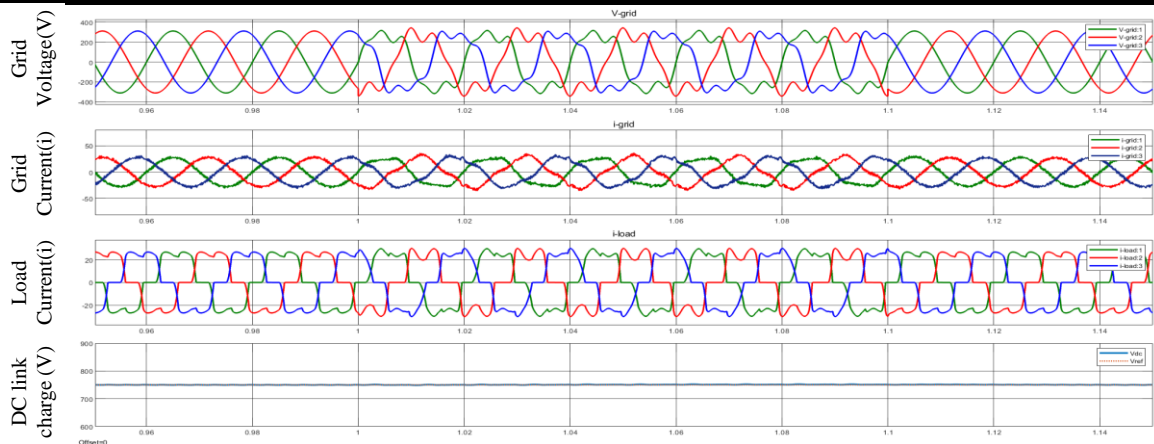
در شکل‌های (۱۳) و (۱۴) عملکرد فیلتر در صورتی که از آشکار ساز توالی مثبت مولفه اساسی پیشنهادی استفاده نشود نشان داده شده است، همانطور که مشهود است، در حالتی که ولتاژ شبکه دارای هارمونیک است، THD جریان سمت شبکه برابر با ۱۲.۰۸٪ و در صورتی که ولتاژ شبکه نامتقارن باشد THD جریان شبکه برابر با ۱۱.۳۱٪ می‌باشد. در نهایت می‌توان گفت، الگوریتم‌های p-q معمول تحت شرایطی که ولتاژ شبکه متقارن و متعادل می‌باشد بخوبی کار می‌کنند، اما در صورت مخدوش بودن و یا نامتعادل بودن ولتاژ شبکه عملکرد آن‌ها دقیق نمی‌باشد، از سوی دیگر



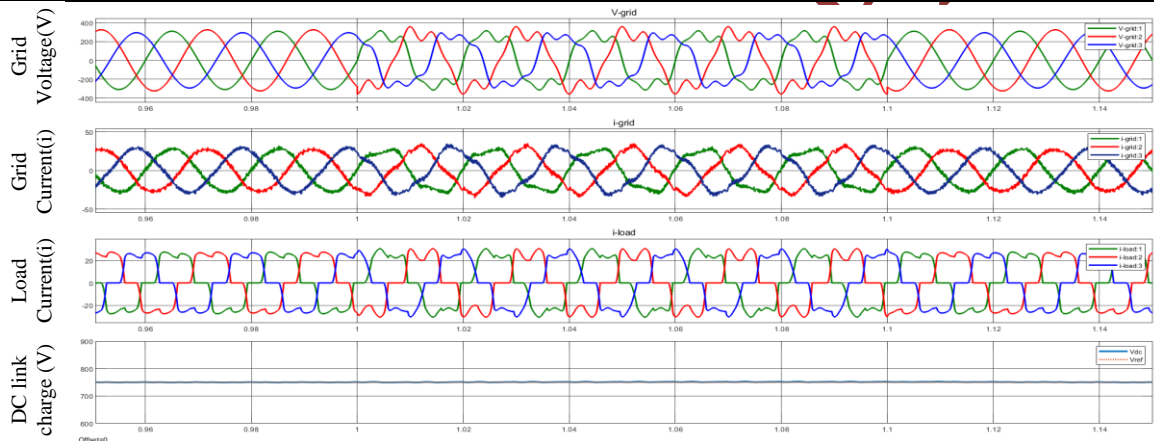
شکل (۱۱): نتایج شبیه‌سازی تحت شرایط حالت پایدار ولتاژ شبکه نامتقارن و تعریف شده: الف) ولتاژ شبکه ( $V_g$ )، ب) جریان شبکه ( $i_g$ )، ج) جریان بار ( $i_{load}$ )، د) شارژ لینک DC ( $V_{DC\_link}$ )



شکل (۱۲): نتایج شبیه‌سازی تحت شرایط حالت پایدار نامتقارن (از نظر عدم تقارن دامنه و فاز همزمان) ( $phase\ a = 0^\circ, phase\ b = 110^\circ, phase\ c = 250^\circ$ ): الف) ولتاژ شبکه ( $V_g$ )، ب) جریان شبکه ( $i_g$ )، ج) جریان بار ( $i_{load}$ )، د) شارژ لینک DC ( $V_{DC\_link}$ )



شکل (۱۳): نتایج شبیه‌سازی تحت شرایط حالت پایدار متقارن و تحریف شده بدون PSD پیشنهادی: الف) ولتاژ شبکه ( $V_g$ )، ب) جریان شبکه ( $i_g$ )، ج) جریان بار ( $i_{load}$ )، د) شارژ لینک DC ( $V_{DC\_lin}$ )



شکل (۱۴): نتایج شبیه‌سازی تحت شرایط حالت پایدار نامتقارن و تحریف شده بدون PSD پیشنهادی: الف) ولتاژ شبکه ( $V_g$ )، ب) جریان شبکه ( $i_g$ )، ج) جریان بار ( $i_{load}$ )، د) شارژ لینک DC ( $V_{DC\_link}$ )

جریان شبکه	جریان بار	جریان شبکه	جریان بار	
۳.۰۴	۲۴.۹۶	۲.۹۴	۲۴.۹۶	متقارن
۱۲.۰۸	۲۴.۹۲	۳.۳۴	۲۴.۹۲	متقارن - هارمونیک
۱۲.۳۱	۲۵.۳۹	۳.۵۷	۲۵.۳۹	نامتقارن
۱۲.۴۸	۲۵.۱۶	۳.۷۱	۲۵.۱۶	نامتقارن - هارمونیک

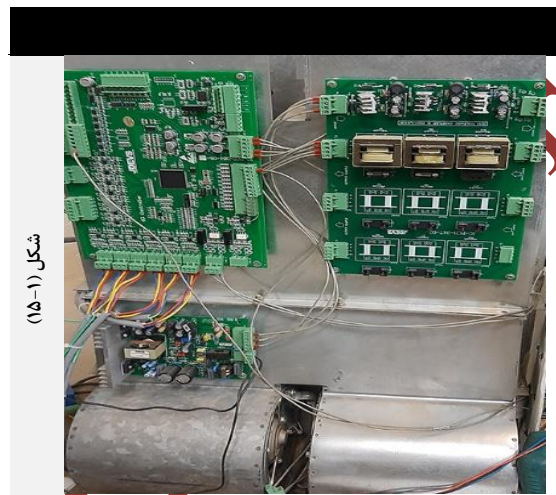
جدول (۳): THD جریان شبکه در شرایط استفاده و عدم استفاده از PSD پیشنهادی

خروجی آنالایزور در شکل (۱۸-۱) نشان دهنده میزان THD موجود بر روی هرکدام از فازهای ولتاژ شبکه می‌باشد همانطور که در شکل (۱۸-۲) مشخص است طیف هارمونیک‌های ۵ و ۷ بیشترین سهم را در این بین دارا می‌باشند. با توجه به شکل (۱۹-۱) که خروجی آنالایزور برای

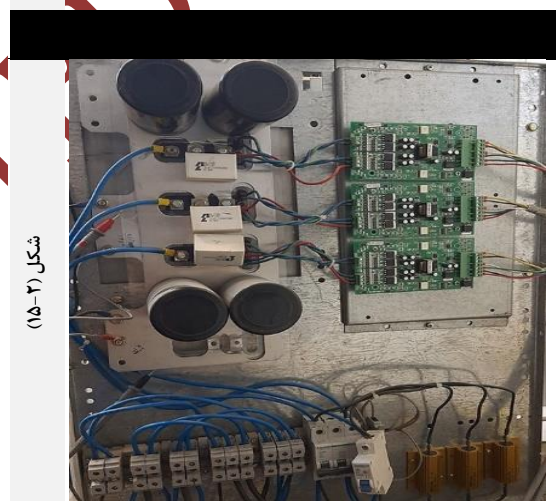
## ۲-۶- نتایج تجربی

در شکل (۱۵) تصاویر نمونه صنعتی مورد آزمایش SAPF آورده شده است. در شکل (۱۶-۱) شکل موج جریان شبکه به همراه جریان بار در حالی که ولتاژ شبکه دارای هارمونیک می‌باشد نشان داده شده است، جهت درک بهتر مطلب

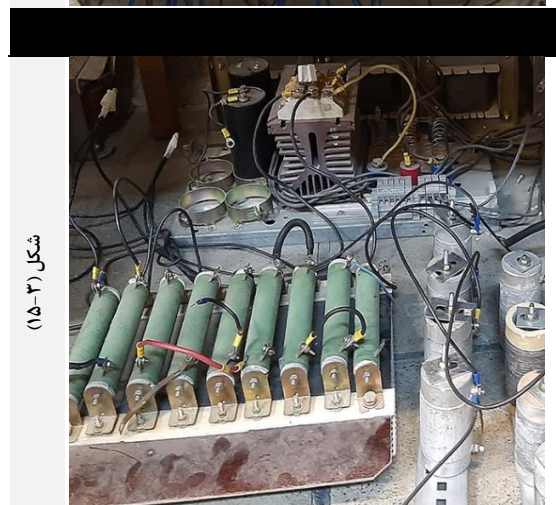
جریان شبکه است مشاهده می‌شود که هارمونیک‌های جریان بار که در شکل (۱۹-۲) آمده است به خوبی جبران سازی شده است و THD از ۲۵.۶٪ به ۳.۶٪ کاهش پیدا کرده است پیش‌تر در نتایج شبیه سازی نیز نتایجی مشابه بدست آمده بود.



شکل (۱۵-۱)



شکل (۱۵-۲)

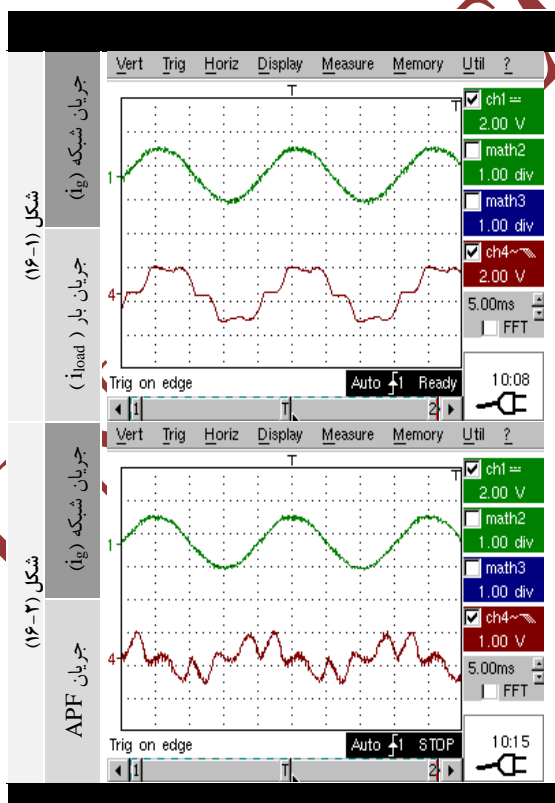


شکل (۱۵-۳)

شکل (۱۵): نمونه صنعتی SAPF: (۱) نمای روبرو، (۲) نمای پشتی، (۳) مدل بار غیرخطی

لازم به ذکر است به دلیل وجود محدودیت جهت تولید ولتاژ شبکه مخدوش شده، هارمونیک ولتاژ در تست عملی (  $THD=4.3\%$  ) استفاده شده است حال آن‌که در شبیه سازی‌ها میزان THD ولتاژ شبکه برابر با ۲.۵٪ در نظر گرفته شده است.

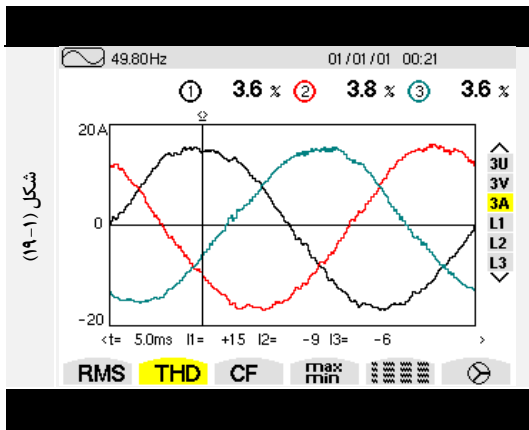
در شکل (۱۷-۱) شکل موج اسیلوسکوپ که بصورت همزمان جریان شبکه و جریان بار را در حالتی که ولتاژ شبکه نامتقارن و مخدوش شده است، نشان می‌دهد همزمان در شکل (۲۰-۱) و (۲۰-۲) خروجی آنالایزور اندازه ولتاژ هر یک از فازها را نمایش می‌دهد همانطور که در شکل (۲۱-۱) مشخص است میزان THD جریان سمت شبکه در محدوده استاندارد می‌باشد و با توجه به شکل (۲۱-۲) که جریان سمت بار را نشان می‌دهد مشاهده می‌شود که THD جریان بار ۲۶.۷٪ است در حالی که بعد از جبران سازی THD سمت شبکه به ۳.۶٪ رسیده است که همچنان گواه بر عملکرد مناسب سیستم پیشنهادی در حالتی که ولتاژ شبکه نامتقارن و مخدوش شده است می‌باشد. در شکل‌های (۱۶-۱۷) و (۱۶-۱۷) جریان شبکه و بار به همراه جریان جبران سازی تولیدی توسط SAPF آورده شده است.



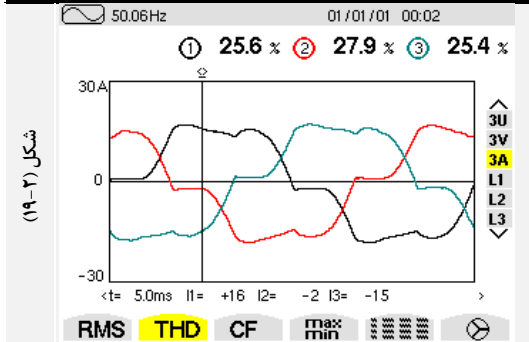
شکل (۱۶-۱)

شکل (۱۶-۲)

شکل (۱۸): تجزیه و تحلیل تجربی حالت پایدار با ولتاژ شبکه (متعادل و تحریف شده) شامل: (۱) ولتاژ شبکه ( $V_g$ )، (۲) شاخص هارمونیک ولتاژ شبکه

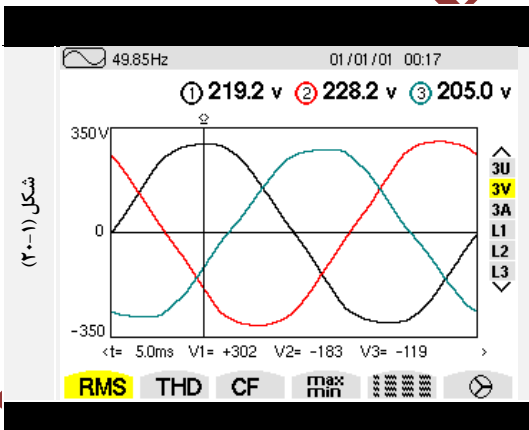


شکل (۱۹-۱)

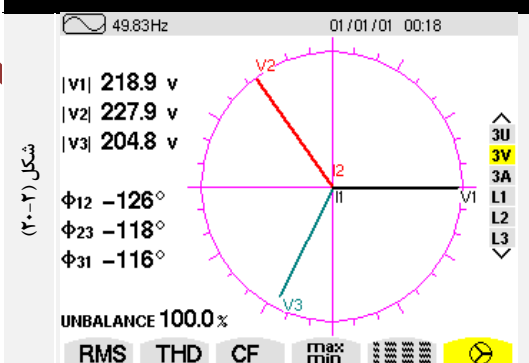


شکل (۱۹-۲)

شکل (۱۹): تجزیه و تحلیل تجربی حالت پایدار با ولتاژ شبکه (متعادل و تحریف شده) شامل: (۱) جریان شبکه ( $i_g$ )، (۲) جریان بار ( $i_{load}$ )

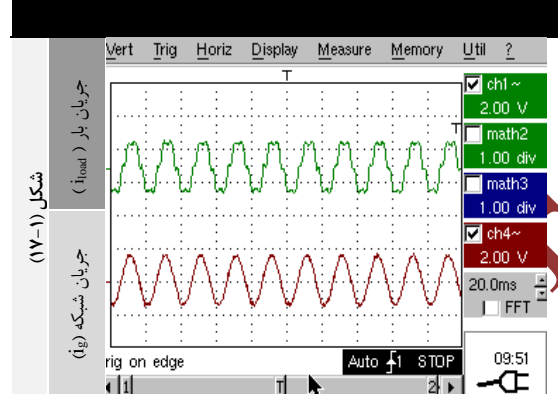


شکل (۲۰-۱)

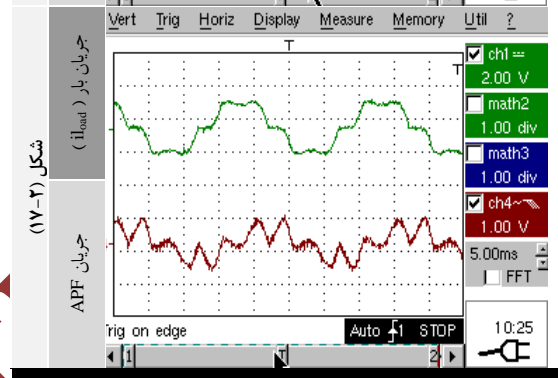


شکل (۲۰-۲)

شکل (۱۶): شکل موج‌های تجربی حالت پایدار با ولتاژ شبکه (متعادل و تحریف شده) شامل: (۱) جریان شبکه ( $i_g$ ) و جریان بار ( $i_{load}$ )، (۲) جریان شبکه ( $i_g$ ) و جریان APF ( $i_{shunt}$ )

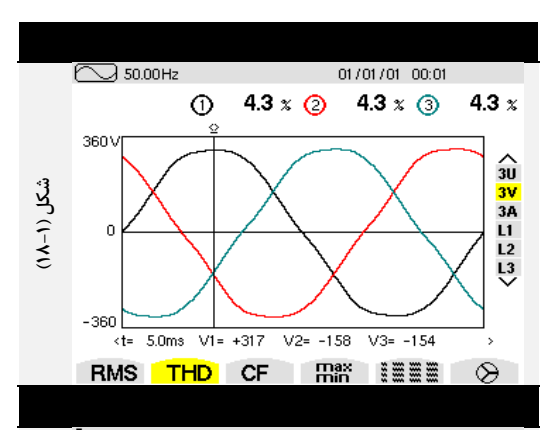


شکل (۱۷-۱)

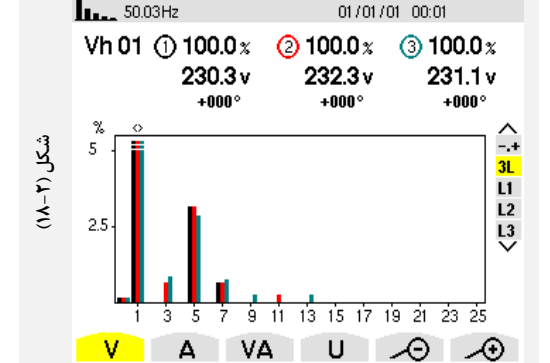


شکل (۱۷-۲)

شکل (۱۷): شکل موج‌های تجربی حالت پایدار با ولتاژ شبکه (نامتقارن و تحریف شده) شامل: (۱) جریان شبکه ( $i_g$ ) و جریان بار ( $i_{load}$ )، (۲) جریان بار ( $i_{load}$ ) و جریان APF ( $i_{shunt}$ )

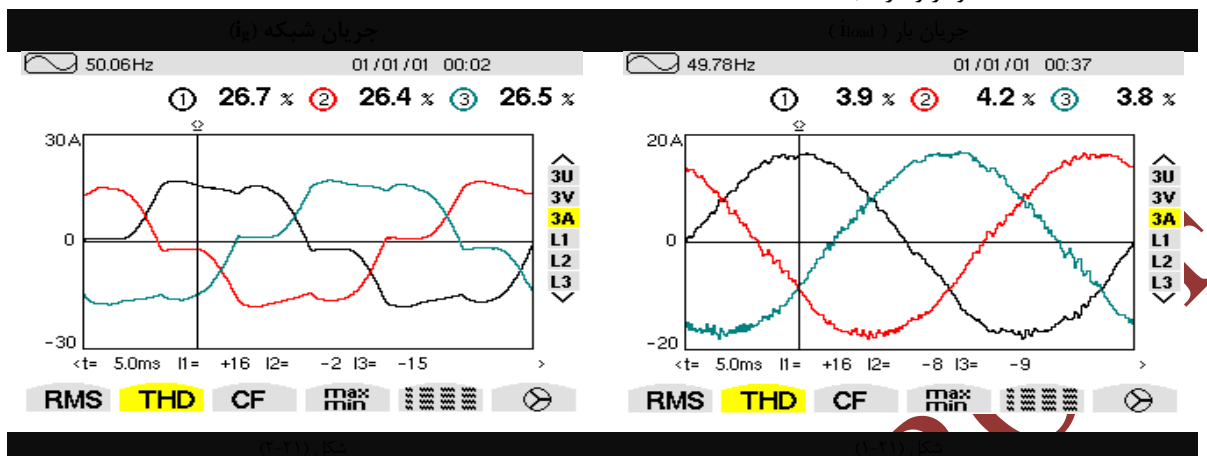


شکل (۱۸-۱)



شکل (۱۸-۲)

شکل (۲۰): تجزیه و تحلیل تجربی حالت پایدار با ولتاژ شبکه نامتعادل و تحریف شده (شامل: ۱) ولتاژ شبکه ( $V_g$ )، (۲) نمودار ولتاژ شبکه



شکل (۲۱): تجزیه و تحلیل تجربی حالت پایدار با ولتاژ شبکه نامتعادل و تحریف شده (شامل: ۱) جریان شبکه ( $I_g$ )، (۲) جریان بار ( $I_{load}$ )

آورشوت و خطای حالت ماندگار نیز کاهش یابد. الگوی پیشنهادی باعث استخراج مولفه های هارمونیکی جریان بار و در نهایت تولید جریان مرجع مستقل از وضعیت های ممکن در ولتاژ شبکه با دقت، سرعت، کیفیت و بار محاسباتی کم می شود. جهت صحت سنجی الگوریتم پیشنهادی نتایج شبیه سازی و بررسی های تجربی و عملیاتی در وضعیت های مختلف ولتاژ شبکه ارائه شده است که گواه بر استحکام و پاسخ مناسب روش پیشنهادی می باشد. از این روش به دلیل دینامیک مناسب، قابل اعتماد بودن سادگی اجرا و استفاده در تمام ناهنجاری های ولتاژ شبکه می توان در مصارف صنعتی و بخصوص در موادی که از چندین بار غیر خطی با ساختارهای مختلف استفاده شده است بهره برد.

## ۷- نتیجه گیری

در این مقاله جهت بهبود عملکرد SAPF بر اساس تئوری توان لحظه ای، یک الگوریتم جدید پیشنهاد شده است. این الگوریتم مبتنی بر یک استخراج کننده توالی مثبت مولفه اساسی ولتاژ می باشد، این امر با استفاده از فیلترهای TOSSI جهت استخراج مولفه اصلی، و یک مدار ساده جهت جدا سازی توالی مثبت استفاده شده است. این ساختار علاوه بر سادگی اجرا، بار محاسباتی کم، امکان استفاده از SAPF را در تمام وضعیت هایی که ولتاژ شبکه ممکن است با آن مواجه شود مانند ( اغتشاش هارمونیکی، عدم تقارن، عدم تقارن و اغتشاش هارمونیکی بصورت همزمان) را ممکن می سازد. علاوه بر آن با استفاده از یک کنترلر PIDA جهت ثبات ولتاژ لینک dc باعث شده است که زمان گذر جهت پایداری لینک dc کوتاه تر شود همچنین

## مراجع

- [1] Liu, Qiujiang, Yichen Ying, and Mingli Wu. "Extended harmonic resonance analysis of grid-connected converters considering the frequency coupling effect." IEEE Transactions on Industrial Electronics 69, no. 9 (2021): 9353-9363.
- [2] Liu, Yiqi, Junyuan Zheng, Qichao Chen, Zhaoyu Duan, Yuhong Tian, Mingfei Ban, and Zhenjie Li. "MMC-STATCOM supplementary wide-band damping control to mitigate subsynchronous control interaction in wind farms." International Journal of Electrical Power & Energy Systems 141 (2022): 108171.
- [3] Tareen, Wajahat Ullah Khan, and Saad Mekhief. "Three-phase transformerless shunt active power filter with reduced switch count for harmonic compensation in grid-connected applications." IEEE Transactions on Power Electronics 33, no. 6 (2017): 4868-4881.

- [4] Kumar, Ravinder, and Hari Om Bansal. "Hardware in the loop implementation of wavelet based strategy in shunt active power filter to mitigate power quality issues." *Electric Power Systems Research* 169 (2019): 92-104.
- [5] Li, Dayi, Tingkang Wang, Wenhao Pan, Xinzhi Ding, and Jie Gong. "A comprehensive review of improving power quality using active power filters." *Electric Power Systems Research* 199 (2021): 107389.
- [6] Pichan, Mohammad, Mohsen Seyyedhosseini, and Hossein Hafezi. "A New DeadBeat-Based Direct Power Control of Shunt Active Power Filter With Digital Implementation Delay Compensation." *IEEE Access* 10 (2022): 72866-72878.
- [7] F II, I. "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems." New York, NY, USA (1993): 1-1.
- [8] Khadem, Shafiuzzaman K., Malabika Basu, and Michael F. Conlon. "Harmonic power compensation capacity of shunt active power filter and its relationship with design parameters." *IET Power Electronics* 7, no. 2 (2014): 418-430.
- [9] Karbasforooshan, Mohammad-Sadegh, and Mohammad Monfared. "Adaptive Self-Tuned Current Controller Design for an LCL-Filtered LC-Tuned Single-Phase Shunt Hybrid Active Power Filter." *IEEE Transactions on Power Delivery* 37, no. 4 (2021): 2747-2756.
- [10] Salmani Kouyakh, Mohammad, and Ali Zafari. "Design a Photovoltaics (PV) System Interfaced by Hybrid Active Power Filter Based on the Load Current Frequency Orders Separation Idea in Distribution Network." *Journal of Modeling in Engineering* 19, no. 67 (2021): 1-11.
- [11] Pichan, Mohammad, and Mohammad Mohammadian. "Modelling and digital-based direct power control of shunt active power filter for rectifier loads." *Journal of Modeling in Engineering* (2023).
- [12] Massoud, A.M., Finney, S.J. and Williams, B.W., 2004, September. Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter. In 2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No. 04EX951) (pp. 154-159). IEEE.
- [13] Inci, Mustafa, Mehmet Buyuk, and Mehmet Tumay. "FFT based reference signal generation to compensate simultaneous voltage sag/swell and voltage harmonics." In 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), pp. 1-5. IEEE, 2016.
- [14] Moradi, Amir, and Mohammad Pichan. "A High Performance Harmonic Detection Method Based on Wavelet Transform for Shunt Active Power Filter with Experimental Verification." In 2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), pp. 544-548. IEEE, 2022.
- [15] Sheshyekani, K., Fallahi, G., Hamzeh, M. and Kheradmandi, M., 2016. A general noise-resilient technique based on the matrix pencil method for the assessment of harmonics and interharmonics in power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 32(5), pp.2179-2188.
- [16] Ferriche, Y., Golestan, S., Guerrero, J.M., Kerdoune, D. and Vasquez, J.C., 2018. Matrix pencil method-based reference current generation for shunt active power filters. *IET Power Electronics*, 11(4), pp.772-780.
- [17] Li, Zhijun, Lijuan Wang, Yanan Wang, and Gege Li. "Harmonic detection method based on adaptive noise cancellation and its application in photovoltaic-active power filter system." *Electric Power Systems Research* 184 (2020): 106308.
- [18] Deshpande, Vaidehi, Pramod Modi, and Amit V. Sant. "Analysis of Levenberg Marquardt-ANN based reference current generation for control of shunt active power filter." *Materials Today: Proceedings* 62 (2022): 7104-7108.



[19] Das, Soumya Ranjan, Ambika Prasad Hota, Hari Mohan Pandey, and Biswa Mohan Sahoo. "Industrial power quality enhancement using fuzzy logic based photovoltaic integrated with three phase shunt hybrid active filter and adaptive controller." *Applied Soft Computing* 121 (2022): 108762.

[20] L. Asiminoael, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Detection is key\_Harmonic detection methods for active power filter applications," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 13, no. 4, pp. 22\_33, Jul. 2007.

[21] Khadkikar, V., Chandra, A. and Singh, B.N., 2009. Generalised single-phase pq theory for active power filtering: simulation and DSP-based experimental investigation. *IET Power Electronics*, 2(1), pp.67-78.

[22] Sundaram, Elango, and Manikandan Venugopal. "On design and implementation of three phase three level shunt active power filter for harmonic reduction using synchronous reference frame theory." *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 81 (2016): 40-47.

[23] Yi, H., Zhuo, F., Wang, F., Li, Y. and Wang, Z., 2017. A single-phase harmonics extraction algorithm based on the principle of trigonometric orthogonal functions. *Journal of Power Electronics*, 17(1), pp.253-261

[24] Chen, Dongdong, Long Xiao, Wenduan Yan, Yan Li, and Yinbiao Guo. "A harmonics detection method based on triangle orthogonal principle for shunt active power filter." *Energy Reports* 7 (2021): 98-104.

[25] Geddada, Nagesh, Srinivas Bhaskar Karanki, and Mahesh K. Mishra. "Synchronous reference frame based current controller with SPWM switching strategy for DSTATCOM applications." In 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), pp. 1-6. IEEE, 2012.

[26] Verdelho, P., and V. Soares. "A unity power factor PWM voltage rectifier based on the instantaneous active and reactive current  $i_{d}/i_{q}$  method." In *ISIE'97, Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 411-416. IEEE, 1997.

[27] Akagi, Hirofumi, Yoshihira Kanazawa, and Akira Nabae. "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components." *IEEE Transactions on industry applications* 3 (1984): 625-630.

[28] Marshall, D. A., F. P. Venter, and J. D. Van Wyk. "An evaluation of the instantaneous calculation of load current components." *European Transactions on Electrical Power* 3, no. 1 (1993): 53-59.

[29] Kim, Hyosung, Frede Blaabjerg, Birgitte Bak-Jensen, and Jaeho Choi. "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using pqr theory." *IEEE Transactions on Power Electronics* 17, no. 5 (2002): 701-710.

[30] Montanari, Allan A., and Aniruddha M. Gole. "Enhanced instantaneous power theory for control of grid connected voltage sourced converters under unbalanced conditions." *IEEE Transactions on Power Electronics* 32, no. 8 (2016): 6652-6660.

[31] Alves Montanari, Allan. "Enhanced instantaneous power theory for control of grid connected voltage sourced converters under unbalanced conditions." (2017).

[32] Li, W., Ruan, X., Bao, C., Pan, D. and Wang, X., 2013. Grid synchronization systems of three-phase grid-connected power converters: A complex-vector-filter perspective. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(4), pp.1855-1870.

[33] Chilipi, R., Al Sayari, N., Al Hosani, K. and Beig, A.R., 2016. Control scheme for grid-tied distributed generation inverter under unbalanced and distorted utility conditions with power quality ancillary services. *IET Renewable Power Generation*, 10(2), pp.140-149.

[34] Guo, Xiaoqiang, Weiyang Wu, and Zhe Chen. "Multiple-complex coefficient-filter-based phase-locked loop and synchronization technique for three-phase grid-interfaced converters in distributed utility networks." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58, no. 4 (2010): 1194-1204.

[35] Panda, Gayadhar, Santanu Kumar Dash, and Nirjharini Sahoo. "Comparative performance analysis of Shunt Active power filter and Hybrid Active Power Filter using FPGA-based hysteresis current controller." In 2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE), pp. 1-6. IEEE, 2012.

[36] Narkvitul, Numchai, Prapart Ukakimaparn, Pittaya Pannil, and Thanit Trisuwannawat. "Closed-form formulas for continuous/discrete-time PIDA controllers' parameters." In 2015 15th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS), pp. 326-329. IEEE, 2015.

[37] Jung, Seul, and Richard C. Dorf. "Novel analytic technique for PID and PIDA controller design." IFAC Proceedings Volumes 29, no. 1 (1996): 1146-1151.

[39] Singh, Bhim, Ambrish Chandra, and Kamal Al-Haddad. Power quality: problems and mitigation techniques. John Wiley & Sons, 2014.

UNCORRECTED PROOF

# Modelling and Extraction of Current Harmonic Components based on Instantaneous Power Theory for Shunt Active Filter under Weak grid

Farzad Sajadi<sup>1</sup>, Mohamad Pichan<sup>2</sup>, Adel Zakipour<sup>2</sup>

1. Master of Power Electronics and Electrical Machines, Arak University of Technology

2. Assistant Professor, Faculty of Electrical Engineering, Arak University of Technology

\*Corresponding Author: Mohammad Pichan

---

## ARTICLE INFO

### Keywords:

shunt active power filters (SAPF),  
Positive sequence detector (PSD),  
phase locked loop,  
Instantaneous Power Theory,  
Third order sinusoidal integrator (TOSSI).

---

## ABSTRACT

The most important part in the suitable performance of the active power filter is possible by precise harmonic extraction of load current. Current harmonic extraction is possible in both time and frequency domain. However, time domain methods have higher speed and low complexity. One of the most popular methods in this field is the Instantaneous Power Theory method but, the main problem is when the grid voltage is not ideal. Therefore, this paper provides a method based on the Instantaneous Power Theory that shows very good performance with the least complexity of implementation in all grid voltage states, whether asymmetry, distorted, or both at the same time. To examine the performance of the proposed method, the three -phase filtration is simulated in the MATLAB/Simulink environment under different grid voltage conditions and finally the experimental results are provided in the laboratory environment. The results verify the effectiveness of the proposed method where the THD% is decreased from 25% to 5%.

---