

# استراتژی کنترلی تعمیم یافته مبتنی بر مفهوم تجزیه سطح مدار برای یکسوساز وییبا تحت نامتعادلی شبکه

طاهره فدائیان<sup>۱</sup> هدی قریشی<sup>۲</sup> سید اصغر غلامیان<sup>۳</sup>

۱- استادیار- گروه برق (مهندسی برق)- واحد قائم شهر- دانشگاه آزاد اسلامی- قائم شهر- ایران  
[t.fadaeian@qaemiau.ac.ir](mailto:t.fadaeian@qaemiau.ac.ir)

۲- استادیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل- بابل- ایران  
[ghoreishy@nit.ac.ir](mailto:ghoreishy@nit.ac.ir)

۳- دانشیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل- بابل- ایران  
[gholamian@nit.ac.ir](mailto:gholamian@nit.ac.ir)

**چکیده:** در این مقاله، یک روش مدولاسیون ناپیوسته تعمیم یافته مبتنی بر مفهوم تجزیه سطح مدار (GCLD-DPWM) در شرایط نامتعادلی شبکه برای یکسوساز وییبا پیشنهاد گردیده است. روش متعارف CLD-DPWM دارای مزایائی نظیر کاهش تلفات کلیدزنی، کاهش پیچیدگی استراتژی مدولاسیون، سرعت پردازش بالا و قابلیت خودمتعادلسازی ولتاژ خازن های باس DC می باشد. در روش پیشنهادی با معرفی یک پارامتر کنترلی جدید، سیگنال های مرجع مدولاسیون متناسب با میزان نامتعادلی شبکه تغییر می یابند. این امر بدون تحت تاثیر قرار دادن عملکرد مدار در دستیابی به مزایای روش متعارف، انعطاف پذیری سیستم را نیز به طرز قابل ملاحظه ای افزایش خواهد داد. بدین ترتیب که با تنظیم پارامتر مربوطه هدف کنترلی مورد نظر که در این مقاله دریافت جریان سینوسی و متعادل از شبکه نامتعادل است، حاصل می شود. روش GCLD-DPWM جهت ارزیابی و اعتبارسنجی به یک یکسوساز وییبا تحت شبکه با نامتعادلی ۲۰ و ۳۰ درصد اعمال گردیده است. به علاوه، پاسخ دینامیکی سیستم تحت تغییرات نامتعادلی ولتاژ ورودی نیز ارائه شده است. نتایج شبیه سازی نشان دهنده کارائی روش کنترلی پیشنهادی از نقطه نظر مزایای فوق الذکر می باشد.

**واژه های کلیدی:** یکسوساز وییبا، تجزیه سطح مدار، نامتعادلی شبکه، تلفات کلیدزنی، خودمتعادلسازی ولتاژ خازن

**نوع مقاله:** پژوهشی

**DOI:** 10.61186/jiaeee.20.4.2740

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۱۰/۱۴

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۱/۱۱/۲۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱/۱۸

نام نویسنده ی مسئول: دکتر هدی قریشی

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران- بابل- خیابان شریعتی- دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر

در [۱۱] به منظور بهبود دقت تشخیص نقطه عبور از صفر جریان، مدت زمان کلمپ فاز مربوطه با به‌کارگیری روش SVM<sup>۲</sup> و با انتخاب بردارهای هم‌جوار مناسب افزایش می‌یابد. این در حالی‌ست که روش CBPWM متعارف فاز مربوطه را فقط در لحظه عبور از صفر جریان و نه در نزدیکی آن، به نقطه خنثی کلمپ می‌کند. در [۱۲]، روش کنترل مستقیم توان مبتنی بر کنترل مد لغزشی<sup>۳</sup> با استفاده از مدل توان در قاب مرجع ساکن  $\alpha\beta$  ارائه شده است. روش موردنظر، مستقیماً توان اکتیو و راکتیو لحظه‌ای را بدون تبدیل به قاب مرجع گردان سنکرون و با دنباله‌روی از زاویه ولتاژ شبکه تنظیم می‌کند. به‌علاوه، ولتاژهای کنترلی مورد نیاز یکسوساز به‌طور مستقیم با استفاده از روش غیرخطی مد لغزشی (SMC<sup>۴</sup>) محاسبه می‌گردند. در [۱۵]-[۱۳]، از کنترل پیش‌بین برای تحقق اهداف کنترلی مختلف استفاده شده است. در [۱۳]، به منظور به دست آوردن فرکانس کلیدزنی ثابت (FSF<sup>۵</sup>) با حفظ اعوجاج جریان کمتر، یک روش کنترل پیش‌بین بهبودیافته (MPC<sup>۶</sup>) با استفاده از بردارهای ولتاژ بهینه و توالی کلیدزنی پیشنهاد شده‌است، که می‌تواند به مقدار قابل‌توجهی تلفات کلیدزنی را در مقایسه با روش کنترل پیش‌بین متعارف کاهش دهد. در [۱۴]، تکنیک مدولاسیون مبتنی بر کنترل مدل پیش‌بین پیوسته پیشنهاد گردیده است. در این روش، مدولاسیون تنها بر روی یک فاز از سه فاز یکسوساز اعمال می‌گردد که نه تنها می‌تواند تلفات کلیدزنی را بدون افزایش بار محاسباتی کاهش دهد، بلکه ولتاژ نقطه خنثی را نیز بدون استفاده از فاکتورهای وزنی کنترل می‌نماید. در [۱۵]، روش کنترل پیش‌بین بهینه (OSS-MPC<sup>۷</sup>) مبتنی بر مدولاسیون بردار حالت SVM برای یکسوساز وینا معرفی شده است که در آن هدف، کنترل جریان‌های ورودی یکسوساز می‌باشد. در این مقاله، به علت اعمال روش کلیدزنی SVM، همچنان مشکل پیچیدگی در پیاده‌سازی کنترل‌کننده برقرار می‌باشد [۱۶].

در ارتباط با روش‌های مبتنی بر مدولاسیون پیوسته و تحت نامتعادلی شبکه، راهبردهای کنترلی ارائه شده به دو بخش کنترل مبتنی بر قاب طبیعی abc و کنترل مبتنی بر قاب سنکرون dq طبقه‌بندی می‌شوند.

در [۱۷]، جهت تولید جریان مرجع در قاب abc یک روش کنترل توان ثابت ارائه شده است. این روش کنترلی مصالحه‌ای بین ناحیه کاری یکسوساز وینا و نوسان ولتاژ باس DC در شرایط نامتعادلی شدید شبکه برقرار می‌نماید. در [۱۸]، به منظور کاهش نوسان ولتاژ باس DC و توان راکتیو در شرایط نامتعادلی خفیف ولتاژ ورودی، روش کنترلی مبتنی بر قاب abc ارائه شده است. در روش موردنظر، جریان مرجع به‌طور مستقیم توسط حلقه کنترل جریان و با استفاده از پارامترهای مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی ولتاژ تولید می‌گردد. در [۱۹]، به‌منظور کنترل ولتاژ باس DC و تصحیح ضریب توان ورودی یکسوساز وینا، از کنترل مد لغزشی در شرایطی که ولتاژ سمت شبکه نامتعادل و دچار اعوجاج می‌باشد، استفاده شده است.

در سال‌های اخیر، یکسوسازهای فعال چندسطحی به دلیل برتری مشهود نسبت به سایر انواع یکسوسازها، به‌طور روزافزون در کاربردهای توان بالا و ولتاژ متوسط مورد توجه قرار گرفته‌اند [۱۲ و ۱]. در میان یکسوسازهای فعال، یکسوساز سه‌فاز-سه‌سطحی-سه‌کلیده موسوم به یکسوساز وینا، به عنوان یکی از ساختارهای مطلوب در کاربردهای یک‌سویه متصل به شبکه و با ضریب توان واحد از قبیل سیستم‌های مخابرات راه دور و سیستم‌های تبدیل توان بادی و... بیش از پیش مورد استفاده قرار گرفته‌است. این ساختار، دارای مزایای متعددی نظیر تعداد کلیدهای فعال کمتر، تنش ولتاژ پایین‌تر، اعوجاج هارمونیک پایین‌تر، قابلیت افزایش ولتاژ بیشتر و از همه مهم‌تر ساختار مداری و کنترلی ساده‌تر نسبت به سایر ساختارهای سه‌فاز و سه‌سطحی می‌باشد [۴، ۳]. با این وجود، این یکسوساز به منظور دستیابی به عملکرد مطلوب در شرایط مختلف با چالش‌های متعددی مواجه می‌باشد. لذا، روش‌های متعارف به‌کاررفته برای یکسوسازهای فعال سه‌سطحی، به‌طور مستقیم قابل‌اعمال به یکسوساز وینا نبوده و می‌بایست اصلاحاتی در آن‌ها ایجاد گردد. از بارزترین اهداف کنترلی که در مقالات متعدد مورد بررسی قرار گرفته‌اند، می‌توان به رفع محدودیت "الزام مهم" (IR'<sup>۱</sup>) در یکسوساز، حذف اعوجاج ناشی از نقاط عبور از صفر جریان ورودی و متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌های باس DC اشاره نمود [۵]. از طرفی، در این یکسوساز، نامتعادلی کم در ولتاژ ورودی سبب تخریب عملکرد مبدل از طریق ایجاد مؤلفه‌های مرتبه دوم فرکانس خط در ولتاژ باس DC و افزایش توان راکتیو ورودی می‌شود [۶]، درحالی‌که نامتعادلی شدید در ولتاژ ورودی، عملکرد یکسوساز را از ناحیه کار پایدار خارج نموده و حتی ممکن است سبب از کار افتادن آن گردد. علاوه بر آن، با توجه به تأثیر مؤلفه توالی منفی ولتاژ شبکه، سیگنال مرجع مدولاسیون یکسوساز نسبت به جریان ورودی پیش‌فاز یا پس‌فاز می‌شود که به دنبال آن، جریان ورودی دچار اعوجاج خواهند شد [۸، ۷].

از آنجا که روش‌های کنترلی یکسوساز وینا در شبکه نامتعادل با الهام از مفاهیم کنترلی در شرایط متعادل طراحی می‌گردند، بررسی کلیه روش‌های موجود، مستقل از شرایط شبکه، مفید به نظر می‌رسد. در [۹]، تکنیک دیگری از CBPWM با تکیه بر تحلیل فضای حالت ارائه شده که در آن ارتباط بین سیکل کاری کلیدها و ولتاژ نقطه خنثی باس DC استخراج گردیده است. بر طبق این تکنیک، مؤلفه توالی صفر ولتاژ جهت بهینه‌سازی تعادل ولتاژ خازن‌های باس DC محاسبه می‌گردد. در [۱۰]، روش مدولاسیون CBPWM برای یکسوساز وینا و تحت ضریب توان متغیر ارائه شده است. چنانچه حوزه کاربرد یکسوساز گسترش یابد، عملکرد تحت ضریب توان متغیر مورد نیاز خواهد بود. در این مقاله، با هدف دستیابی به جریان ورودی سینوسی، یک مؤلفه جبران‌ساز ولتاژ با توجه به ضریب توان مورد نیاز (پیش‌فاز و یا پس‌فاز) به ولتاژهای مرجع سه‌فاز تزریق می‌گردد.

ناشی از جریان ورودی می‌باشد، پیشنهاد داده است. در [۲۷]، برای کاهش اعوجاج هارمونیک جریان ناشی از روش DPWM و کاهش تلفات کلیدزنی یکسوساز وینا، یک روش مدولاسیون اصلاح شده DPWM با حداقل تلفات کلیدزنی معرفی گردیده است. کاهش هارمونیک جریان، از طریق تزریق مولفه توالی صفر بهینه به شکل موج‌های مدولاسیون سه‌فاز حاصل می‌گردد. در [۲۸]، روش DPWM مبتنی بر موج حامل برای یکسوساز وینا ارائه شده است. در این روش ولتاژ مرجع هر فاز از طریق تزریق ولتاژ آفست که با در نظر گرفتن (IR) محاسبه می‌شود، تغییر یافته و در حین محاسبه ولتاژ آفست، از مقدار جریان استفاده نمی‌گردد. لذا، روش ارائه‌شده به اندازه روش‌های کلیدزنی دیگر نسبت به مقدار جریان حساس نیست.

نویسندگان در [۲۹]، راهبرد کنترلی مدولاسیون پهنای پالس ناپیوسته‌ای مبتنی بر مفهوم تجزیه مدار پایه ( $CLD-DPWM^1$ ) را ارائه نموده‌اند. براساس این روش، ساختار یکسوساز وینا در هر ۶۰ درجه از ولتاژ ورودی به دو مبدل بوست دوسطحی تجزیه شده که هر یک به طور مستقل کنترل می‌گردند. لذا، طراحی کنترل‌کننده بر مبنای روش‌های به‌کاررفته برای مبدل‌های DC-DC انجام خواهد شد. توجه به این نکته حائز اهمیت است که رفع چالش‌ها و دستیابی به اهداف کنترلی موردنظر برای یکسوساز وینا بدون نیاز به اتخاذ تمهیدات جانبی نظیر به‌کارگیری حلقه فیدبک اضافی، استفاده از حسگر اضافی و همچنین طراحی جدول کلیدزنی مجزا محقق شده، که بالتبع کاهش پیچیدگی کنترل‌کننده را به دنبال داشته است. به طور کلی، از مزایای روش مذکور می‌توان به کاهش تلفات کلیدزنی، کاهش پیچیدگی استراتژی مدولاسیون، سرعت پردازش بالا و قابلیت خودمتعادلسازی ولتاژ خازن‌های باس DC اشاره نمود.

روش‌های ناپیوسته فوق‌الذکر، تحت شرایط نامتعادلی شبکه از عملکرد مطلوب برخوردار نمی‌باشند. این بدان معناست که افزایش اعوجاج هارمونیکی جریان ( $THD^1$ ) و همچنین کاهش کیفیت توان در چنین سیستم‌هایی اجتناب‌ناپذیر خواهد بود.

در این مقاله، یک روش CLD-DPWM تعمیم‌یافته جهت کار تحت شرایط نامتعادلی شبکه پیشنهاد گردیده است. کاهش نوسانات ولتاژ خروجی، حذف مولفه DC توان راکتیو و دستیابی به جریان سه‌فاز سینوسی و متعادل، از مهمترین اهداف کنترلی روش ارائه‌شده به شمار می‌روند. در روش پیشنهادی، یک پارامتر جبران‌ساز به نام  $\beta$  معرفی شده، که مقدار آن متناسب با درجه نامتعادلی شبکه و هدف کنترلی مطلوب (که در این مقاله، دستیابی به جریان‌های سه‌فاز متعادل است) محاسبه و تنظیم می‌گردد. پارامترهای جبران‌ساز متشکل از مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی ولتاژهای مرجع مدولاسیون می‌باشند که توسط فیلترهای میان‌گذر استخراج شده‌اند. پس از تعریف مقدار  $\beta$  و تزریق آن به سیگنال‌های مرجع مدولاسیون به دست آمده در CLD-DPWM متعارف [۲۹]، روابط تعمیم‌یافته بین سیگنال‌های کنترلی و جریان‌های ورودی ایجاد شده و فرایند

به‌منظور تولید ولتاژ مرجع مناسب، ولتاژ نمونه‌برداری شده به سیستم متعادل اعمال شده که هدف آن حذف اعوجاج در ولتاژ ورودی و تولید مرجع ولتاژ سینوسی خالص می‌باشد. در [۲۰]، به هدف دستیابی به توان ورودی ثابت و حذف نوسانات ولتاژ باس DC، یک روش کنترل جریان مبتنی بر قاب abc تحت شرایط نامتعادلی در شبکه ارائه شده است. در روش مذکور، با معرفی یک پارامتر کنترلی که مقدار آن متناسب با مقدار نوسانات توان ورودی تعیین می‌گردد، جریان مرجع ورودی در هر لحظه تولید شده و در نتیجه تعادلی بین ناحیه کار پایدار یکسوساز و نوسانات ولتاژ خروجی تحت نامتعادلی شدید در شبکه ایجاد گردیده است. مرجع [۲۱]، یک استراتژی کنترل ترکیبی را برای یکسوساز وینا تحت نامتعادلی شبکه پیشنهاد می‌کند. در این استراتژی، کنترل مدل پیش‌بین با مجموعه ورودی متناهی مبتنی بر کنترل مستقیم توان در حلقه جریان داخلی استفاده می‌شود. با معرفی یک توان راکتیو بازتعریف شده، این روش می‌تواند همزمان هارمونیک دوم توان اکتیو لحظه‌ای و هارمونیک دوم توان راکتیو لحظه‌ای را به طور موثر کنترل کند و عملکرد عادی یکسوساز وینا را در شرایط شبکه نامتعادل محقق کند. در [۲۲]، به منظور حذف نوسانات توان اکتیو، یک روش کنترل مد لغزشی مبتنی بر کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی-رزونانسی ارائه گردیده است که در آن جهت ساختن سطح لغزش، از ترکیب کنترل رزونانسی و کنترل مد لغزشی استفاده می‌شود.

به طور کلی، در تمامی روش‌های فوق‌الذکر، فارغ از شرایط متعادلی یا نامتعادلی شبکه و همچنین تکنیک‌های مدولاسیون اعمالی، از استراتژی‌های کلیدزنی پیوسته استفاده شده است. با این وجود، از آنجا که یکسوساز وینا در کاربردهایی که چگالی توان بالا یکی از اهداف کنترلی است به طور گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرد، اعمال فرکانس کلیدزنی بالا اجتناب‌ناپذیر می‌باشد. این امر تلفات کلیدزنی را به طرز قابل‌ملاحظه‌ای افزایش می‌دهد. لذا کاهش تلفات کلیدزنی جهت کنترل دمای قطعات ضروری می‌باشد. برای کاهش تلفات کلیدزنی، معمولاً از مدولاسیون پهنای پالس ناپیوسته (DPWM) استفاده می‌شود. با این وجود، مدولاسیون مذکور سبب افزایش اعوجاج جریان ورودی و همچنین بروز نامتعادلی در ولتاژ نقطه خنثی ( $NP^A$ ) می‌گردد. علاوه بر آن، به دلیل ماهیت یک‌سویه بودن یکسوساز وینا، جریان در اطراف نقطه تلاقی صفر نیز دچار اعوجاج می‌شود [۲۳، ۲۴].

در [۲۵]، بر اساس تبدیل مدولاسیون بردار فضایی سه‌سطحی به دوسطحی، روشی برای ارزیابی تأثیر نوسانات ولتاژ نقطه خنثی بر کیفیت جریان ورودی معرفی شده است. در این روش با ترکیب مدولاسیون دوسطحی، کنترل هیستریزس برای ساده‌سازی کنترل ولتاژ نقطه خنثی و میرا نمودن نوسانات فرکانس پایین آن اتخاذ می‌شود. مرجع [۲۶]، مدولاسیون ناپیوسته بردار فضایی پویا (DSV-DPWM) را جهت حذف انحراف بین بردارهای مرجع و واقعی که

$V_{in}$  نه تنها از طریق حالت کلیدها، بلکه براساس جهت جریان‌های فاز مربوطه تعیین می‌شود، بنابراین داریم:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= (1-S_a)Sgn(i_a) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{BN} &= (1-S_b)Sgn(i_b) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{CN} &= (1-S_c)Sgn(i_c) \frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (2)$$

در روابط فوق،  $V_{dc}$  نماینده ولتاژ خروجی باس DC و  $Sgn()$  تابع علامت به کاررفته در تعیین جهت جریان ورودی است. به علاوه، با در نظر گرفتن سمت DC یکسوساز، روابط دینامیکی خازن‌های باس DC به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$\begin{aligned} C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} &= i_{dc}^+ - I_{out} \\ C_2 \frac{dV_{C2}}{dt} &= i_{dc}^- - I_{out} \end{aligned} \quad (3)$$

که در آن:

$$\begin{aligned} i_{dc}^+ &= \sum_{i \in (A,B,C)} (1-S_i) \left[ \frac{Sgn(i_i)+1}{2} \right] \times i_i \\ i_{dc}^- &= \sum_{i \in (A,B,C)} (1-S_i) \left[ \frac{Sgn(i_i)-1}{2} \right] \times i_i \end{aligned} \quad (4)$$

در روابط فوق،  $C_1$  و  $C_2$  ظرفیت خازن‌های خروجی،  $V_{C1}$  و  $V_{C2}$  ولتاژ خازن‌های مربوطه،  $i_{dc}^+$  و  $i_{dc}^-$  به ترتیب جریان‌های عبوری از باس DC مثبت و منفی و  $I_{out}$  نیز جریان بار می‌باشد. بدین ترتیب، با توجه به حالت کلیدهای قدرت و جهت جریان‌های فاز، ولتاژ ورودی یکسوساز دارای سه مقدار  $(\frac{V_{dc}}{2}, 0, -\frac{V_{dc}}{2})$  خواهد بود. چنانچه کلید فاز مربوطه خاموش باشد، جریان مثبت از طریق دیودهای بالایی به سمت باس DC جاری شده و ولتاژ فازی معادل با  $\frac{V_{dc}}{2}$  تولید می‌شود. درحالی که، جریان‌های منفی از طریق دیودهای پایینی جاری شده و ولتاژ فازی برابر با  $-\frac{V_{dc}}{2}$  در سمت یکسوساز ایجاد می‌گردد. درنهایت، چنانچه کلید روشن باشد، جریان همواره از طریق کلید مربوطه به سمت نقطه خنثی جاری شده و ولتاژ سمت یکسوساز برابر صفر خواهد بود. حالت‌های کلیدزنی یکسوساز و مدار معادل مربوطه برای یک فاز در شکل (۲) نشان داده شده است.

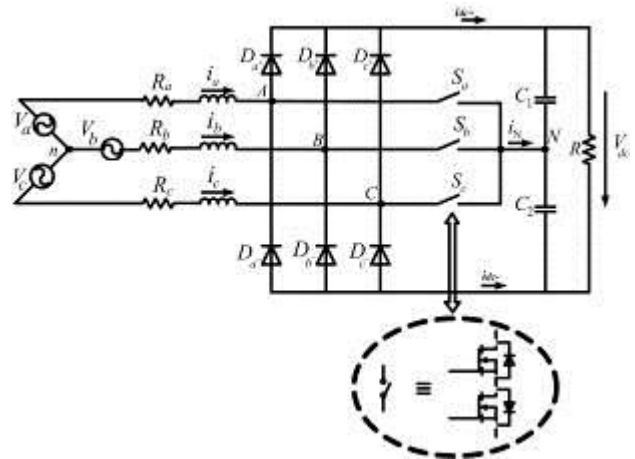
### ۳- روش مدولاسیون مبتنی بر مفهوم تجزیه سطح مدار

شکل (۳)، ولتاژهای سه‌فاز ورودی یکسوساز را نشان می‌دهد. شکل موج ولتاژهای سه‌فاز را در هر سیکل از ولتاژ خط می‌توان به ۶ ناحیه ۶۰ درجه‌ای تقسیم نمود. با ارزیابی دقیق شکل (۳)، یک حقیقت مشترک در تمامی نواحی یافت می‌شود که در هر ناحیه، در

مدولاسیون تکمیل می‌گردد. روش پیشنهادی، ضمن برخورداری از مزایای CLD-DPWM، انعطاف‌پذیری سیستم در مواجهه با شبکه نامتعادل را نیز به طرز قابل‌ملاحظه‌ای افزایش خواهد داد. به علاوه، جریان‌های مرجع در قاب abc و بدون نیاز به تبدیلات پیچیده dq تولید می‌شوند. در بخش ۲، ساختار یکسوساز وینا مورد بررسی قرار می‌گیرد. در بخش ۳، مختصراً به مرور روش کنترلی CLD-DPWM متعارف پرداخته می‌شود. روش کنترلی CLD-DPWM تعمیم‌یافته به همراه تحلیل تئوری و ویژگی خودمتعادل‌سازی این روش در بخش ۴ معرفی می‌گردد. در نهایت، نتایج شبیه‌سازی روش کنترلی پیشنهادی تحت نامتعادلی شبکه در بخش ۵ ارائه گردیده است.

### ۲- معرفی ساختار وینا

ساختار مداری یکسوساز وینا در شکل (۱) نشان داده شده است. این ساختار متشکل از یک پل دیودی سه‌فاز و سه مبدل بوست با سه کلید دوجته بوده که فازهای ورودی را به نقطه خنثی متصل می‌کنند. به منظور تسهیل در مدل‌سازی، پارامتر  $S_i (i=a,b,c)$  به عنوان حالت کلیدزنی هر کلید دوجته در نظر گرفته می‌شود.  $S_i=1$ ، به معنی روشن بودن کلید و  $S_i=0$ ، به معنی خاموش بودن آن است. همچنین،  $(R_{abc})$  و  $(L_{abc})$  به ترتیب مقاومت‌ها و اندوکتانس‌های ورودی می‌باشند.

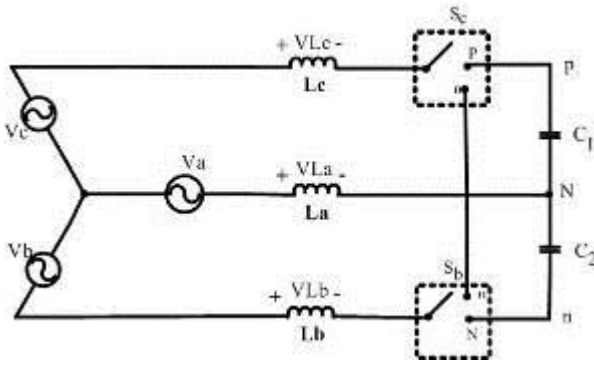


شکل (۱): ساختار مداری یکسوساز وینا

در سمت AC یکسوساز، معادلات ورودی به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= V_{an} - V_{AN} - V_{Nn} \\ L \frac{di_b}{dt} &= V_{bn} - V_{BN} - V_{Nn} \\ L \frac{di_c}{dt} &= V_{cn} - V_{CN} - V_{Nn} \end{aligned} \quad (1)$$

که در آن‌ها،  $V_{in}(i=a,b,c)$  به ترتیب ولتاژ و جریان‌های فاز شبکه می‌باشند.  $V_{in}(i=A,B,C)$ ، ولتاژهای قابل کنترل دو سر کلیدها و  $V_{Nn}$  ولتاژ توالی صفر است. به دلیل ماهیت ساختاری یکسوساز وینا،



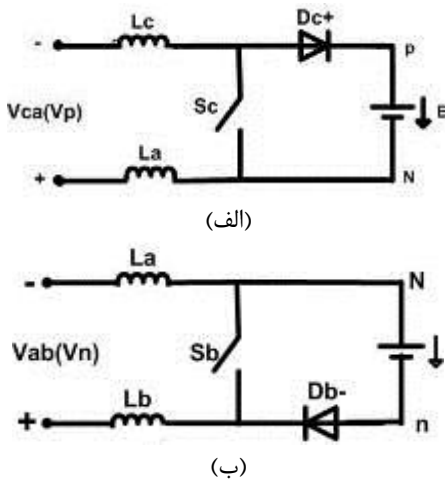
شکل (۴): مدار معادل یکسوساز ویبنا در ناحیه ۱

با اعمال اصل تعادل ولتاژ بر روی القاگرها، طی یک سیکل کلیدزنی به ازای (dn < dp) خواهیم داشت:

$$\begin{cases} V_a d_n + \left(V_a - \frac{1}{3}E\right)(d_p - d_n) + (V_a - E)(1 - d_p) = 0 \\ V_b d_n + \left(V_b + \frac{2}{3}E\right)(d_p - d_n) + (V_b + E)(1 - d_p) = 0 \\ V_c d_n + \left(V_c - \frac{1}{3}E\right)(d_p - d_n) + V_c(1 - d_p) = 0 \end{cases} \quad (5)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} d_p = \frac{E - (2V_a + V_b)}{E} \\ d_n = \frac{E - (-V_a - 2V_b)}{E} \end{cases}$$

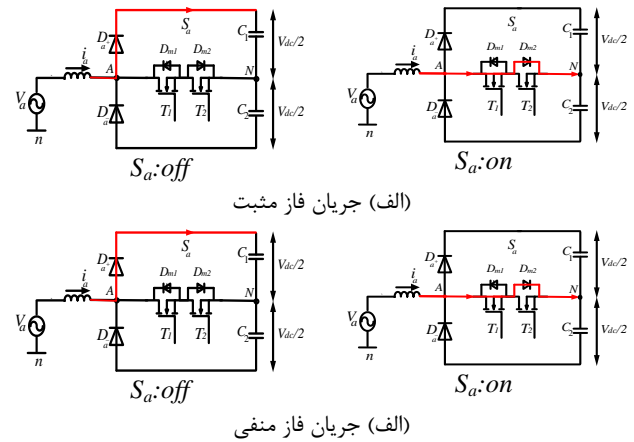
با توجه به رابطه (۵)، مدار معادل شکل (۴)، قابل تجزیه به دو مبدل بوست دوسطحی، مطابق شکل (۵)، می باشد.  $d_p$  و  $d_n$  به ترتیب سیگنال های سیکل کاری هر یک از مبدل های بوست تجزیه شده مثبت و منفی می باشند.



شکل (۵): مبدل های بوست دوسطحی تجزیه شده در ناحیه ۱؛ (الف) مبدل بوست مثبت، (ب) مبدل بوست منفی

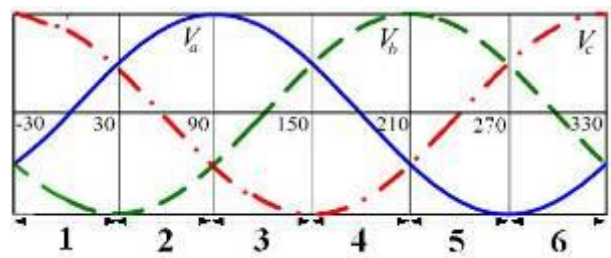
تحلیل عملکرد مبدل های تجزیه شده در نواحی شش گانه به همراه مراحل استخراج سیگنال های کلیدزنی در مرجع [۲۹] تحت شبکه متعادل به تفصیل مورد بررسی قرار گرفته و روابط استخراج شده، مجدداً در قالب جدول (۱) به طور خلاصه آورده شده اند. در جدول

ولتاژ یک فاز از سه فاز، تغییر علامت رخ داده و علامت ولتاژهای دو فاز دیگر بدون تغییر باقی می ماند.



شکل (۶): مدهای عملکردی یکسوساز ویبنا، (الف) جریان فاز مثبت (ب) جریان فاز منفی

از سویی دیگر، در هر یک از نواحی ۶۰ درجه ای، ولتاژ یک فاز همواره منفی و ولتاژ فاز دیگر همواره مثبت می باشد. با توجه به تفسیر فوق و بر اساس روش تجزیه سطح مدار، کلید مربوط به فازی که علامت ولتاژ آن دچار تغییر شده است، در کل ناحیه روشن نگه داشته می شود. در حالی که سایر کلیدها تحت فرکانس کلیدزنی مشخص به طور پیوسته در کل ناحیه، کلیدزنی می شوند. لازم به ذکر است که با به کارگیری این الگوریتم کلیدزنی، چالش وابستگی ولتاژهای فاز یکسوساز به علامت جریان های ورودی (IR)، به طور ذاتی مرتفع خواهد شد. که این مسئله به عنوان یکی از مهم ترین مزایای روش پیشنهادی در مقایسه با سایر روش های متعارف ارائه شده برای یکسوساز ویبنا به شمار می رود.



شکل (۷): شکل موج ولتاژهای سه فاز ورودی

بر اساس راهبرد پیشنهادی و الگوریتم فوق، ساختار یکسوساز در هر ناحیه ۶۰ درجه ای به صورت یک مبدل بوست دوتایی مدل می گردد. این مدل سازی برای ناحیه ۱ در شکل (۴) نشان داده شده است.

مربوطه،  $d_i$  سیکل کاری مربوط به کلید فازی است که دچار تغییر علامت شده و همواره برابر با ۱ می باشد.  $Cont_p$  و  $Cont_n$  نیز سیگنال های مرجع مدولاسیون هستند. بدیهی است در شرایط نامتعادلی شبکه رفتار مبدل های تجزیه شده و به تبع آن سیگنال های کلیدزنی

جدول (۱): روابط سیکل کاری به همراه سیگنال های کلیدزنی در روش متعارف [۲۹]

توزیع سیگنال کلیدزنی			روابط سیکل کاری		محاسبه سیگنال مرجع مدولاسیون		$V_n$	$V_p$	ناحیه
$d_i =$	PWM ( $d_n$ )	PWM ( $d_p$ )	سیکل کاری مبدل بوست منفی ( $d_n$ )	سیکل کاری مبدل بوست مثبت ( $d_p$ )	$Cont_p$	$Cont_n$			
$S_a$	$S_b$	$S_c$	$d_n = \frac{E - (-V_c - 2V_b)}{E}$	$d_p = \frac{E - (2V_c + V_b)}{E}$	$E - (2V_c + V_b)$	$E - (-V_c - 2V_b)$	$V_{ab}$	$V_{ca}$	۱
$S_c$	$S_b$	$S_a$	$d_n = \frac{E - (-V_a - 2V_b)}{E}$	$d_p = \frac{E - (2V_a + V_b)}{E}$	$E - (2V_a + V_b)$	$E - (-V_a - 2V_b)$	$V_{cb}$	$V_{ac}$	۲
$S_b$	$S_c$	$S_a$	$d_n = \frac{E - (-V_a - 2V_c)}{E}$	$d_p = \frac{E - (2V_a + V_c)}{E}$	$E - (2V_a + V_c)$	$E - (-V_a - 2V_c)$	$V_{bc}$	$V_{ab}$	۳
$S_a$	$S_c$	$S_b$	$d_n = \frac{E - (-V_b - 2V_c)}{E}$	$d_p = \frac{E - (2V_b + V_c)}{E}$	$E - (2V_b + V_c)$	$E - (-V_b - 2V_c)$	$V_{ac}$	$V_{ba}$	۴
$S_c$	$S_a$	$S_b$	$d_n = \frac{E - (-V_b - 2V_a)}{E}$	$d_p = \frac{E - (2V_b + V_a)}{E}$	$E - (2V_b + V_a)$	$E - (-V_b - 2V_a)$	$V_{ca}$	$V_{bc}$	۵
$S_b$	$S_a$	$S_c$	$d_n = \frac{E - (-V_c - 2V_a)}{E}$	$d_p = \frac{E - (2V_c + V_a)}{E}$	$E - (2V_c + V_a)$	$E - (-V_c - 2V_a)$	$V_{ba}$	$V_{cb}$	۶

#### ۴- روش CLD-DPWM تعمیم یافته

ارتباط بین جریان های سه فاز نامتعادل با ولتاژهای مجموع صفر متناظرشان را نشان می دهد:

$$V_{i_s} (i = a, b, c) = \beta_i R_e i_i \quad (7)$$

$$V_{i_s} (i = a, b, c) = V_i - V_i^0 = V_i^p + V_i^n$$

که در آن،  $V_i$  و  $V_{i_s}$  به ترتیب ولتاژهای ورودی نامتعادل شبکه و ولتاژهای مجموع صفر سه فاز،  $\beta_i$  پارامترهای کنترل جریان،  $i_i$  جریان های ورودی یکسوساز،  $V_i^0$  ولتاژهای توالی صفر و  $R_e$  مقاومت معادل یکسوساز وینا می باشند. با توجه به ساختار یکسوساز وینا با صرف نظر کردن از افت ولتاژ ایجاد شده در دو سر القاگرهای ورودی ( $j\omega L_i$ )، ولتاژ گره های A و B و C نسبت به نقطه خنثی (n) به صورت زیر داده می شوند:

$$\begin{aligned} V_{An} &\approx V_a \\ V_{Bn} &\approx V_b \\ V_{Cn} &\approx V_c \end{aligned} \quad (8)$$

با توجه به روابط موجود برای یکسوساز وینا، رابطه بین ولتاژهای ( $V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}$ ) و ولتاژهای فاز به صورت زیر می باشد [۳۰]:

در این بخش، روش کنترلی تعمیم یافته تجزیه سطح مدار شامل الگوریتم کلیدزنی و روابط ریاضی مربوطه به منظور دستیابی به عملکرد مطلوب یکسوساز وینا تحت نامتعادلی در ولتاژ ورودی طراحی و ارائه می گردد.

ولتاژهای نامتعادل را می توان به دو بخش مؤلفه های توالی صفر ( $V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}$ ) و مؤلفه های مجموع صفر ( $V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$ ) دسته بندی نمود. لذا، در شرایط عدم تعادل ولتاژهای ورودی، به علت وجود مؤلفه های توالی صفر در ولتاژهای فاز داریم؛  $V_a + V_b + V_c \neq 0$ . بدین جهت، روابط استخراج شده در روش CLD-DPWM متعارف نیازمند بازنویسی مجدد می باشند. از آنجا که یکسوساز وینا دارای ساختار سه فاز/ سه سیمه با قابلیت تصحیح ضریب توان می باشد، لذا جریان های سه فاز باید همواره متعادل بوده و از رابطه زیر تبعیت کنند:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (6)$$

در این مقاله، به منظور متعادل سازی جریان های سه فاز ورودی در مواجهه با نامتعادلی ولتاژ شبکه، پارامتری به نام ( $i = a, b, c$ )  $\beta_i$  معرفی می گردد. به واسطه پارامتر مذکور سیگنال های مرجع مدولاسیون، متناسب با اهداف کنترلی تغییر می یابند. رابطه (۷)،

جایگذاری (۱۲) در (۵)، ارتباط تعمیم یافته بین سیگنال های سیکل کاری ( $d_p$  و  $d_n$ ) هر یک از میدل های بوست تجزیه شده را با جریان های فاز مربوطه، به دست می دهد:

$$1: \begin{cases} d_p = 1 - \frac{R_e}{E} [(\beta_c + \beta_a)i_c + (\beta_a)i_b] \\ d_n = 1 - \frac{R_e}{E} [(-\beta_a)i_c + (\beta_b + \beta_a)i_b] \end{cases} \quad (15)$$

به طریق مشابه، سیگنال های سیکل کاری برای سایر نواحی نیز از رابطه کلی زیر به دست می آیند:

$$\begin{bmatrix} 1 - d_p \\ 1 - d_n \end{bmatrix} = \frac{R_e}{E} [\beta] \begin{bmatrix} i_p \\ i_n \end{bmatrix} \quad (16)$$

در رابطه فوق، ماتریس  $[\beta]$  ماتریس کنترل جریان بوده که برای شش ناحیه مشخص شده در جدول (۲) ارائه گردیده است.

جدول (۲): ماتریس های کنترلی برای شش ناحیه کاری تعیین شده

ناحیه	$[\beta]$
۱	$\begin{bmatrix} \beta_c + \beta_a & \beta_a \\ -\beta_a & -\beta_b - \beta_a \end{bmatrix}$
۲	$\begin{bmatrix} \beta_c + \beta_a & \beta_c \\ -\beta_c & -\beta_c - \beta_b \end{bmatrix}$
۳	$\begin{bmatrix} \beta_a + \beta_b & \beta_b \\ -\beta_b & -\beta_c - \beta_b \end{bmatrix}$
۴	$\begin{bmatrix} \beta_a + \beta_b & \beta_a \\ -\beta_a & -\beta_c - \beta_a \end{bmatrix}$
۵	$\begin{bmatrix} \beta_c + \beta_b & \beta_c \\ -\beta_c & -\beta_c - \beta_a \end{bmatrix}$
۶	$\begin{bmatrix} \beta_b + \beta_c & \beta_b \\ -\beta_b & -\beta_b - \beta_a \end{bmatrix}$

با توجه به جدول فوق و ماتریس های کنترلی استخراج شده برای شش ناحیه، روابط سیکل کاری برای باقی نواحی قابل بازنویسی است:

$$2: \begin{cases} d_p = 1 - \frac{R_e}{E} [(\beta_c + \beta_a)i_a + (\beta_c)i_b] \\ d_n = 1 - \frac{R_e}{E} [(-\beta_c)i_a + (\beta_c + \beta_b)i_b] \end{cases} \quad (17)$$

$$3: \begin{cases} d_p = 1 - \frac{R_e}{E} [(\beta_b + \beta_a)i_a + (\beta_b)i_c] \\ d_n = 1 - \frac{R_e}{E} [(-\beta_b)i_a + (\beta_b + \beta_c)i_c] \end{cases} \quad (18)$$

$$4: \begin{cases} d_p = 1 - \frac{R_e}{E} [(\beta_b + \beta_a)i_b + (\beta_a)i_c] \\ d_n = 1 - \frac{R_e}{E} [(-\beta_a)i_b + (\beta_c + \beta_a)i_c] \end{cases} \quad (19)$$

$$V_a = V_{AN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) = \frac{2}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}V_{BN} - \frac{1}{3}V_{CN} \quad (9)$$

$$V_b = V_{BN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) = -\frac{1}{3}V_{AN} + \frac{2}{3}V_{BN} - \frac{1}{3}V_{CN}$$

$$V_c = V_{CN} - \frac{1}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) = -\frac{1}{3}V_{AN} - \frac{1}{3}V_{BN} + \frac{2}{3}V_{CN}$$

بر همین اساس و با در نظر گرفتن مدار معادل شکل (۳-۱)،

رابطه (۱۰) حاصل می گردد:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ca} \\ V_{ba} \end{bmatrix} \quad (10)$$

با در نظر گرفتن (۱۰)، برای ناحیه ۱ و در شرایط نامتعادلی ولتاژ

شبکه می توان نوشت:

$$V_c = \frac{2}{3}V_{ca} - \frac{1}{3}V_{ba} = \frac{2}{3}V_{c_s} - \frac{1}{3}V_{b_s} - \frac{1}{3}V_{a_s} \quad (11)$$

$$V_b = -\frac{1}{3}V_{ba} + \frac{2}{3}V_{ca} = +\frac{2}{3}V_{b_s} - \frac{1}{3}V_{c_s} - \frac{1}{3}V_{a_s}$$

با جایگذاری روابط (۶) و (۷) در (۱۱)، ارتباط بین ولتاژ و

جریان های فازها تحت نامتعادلی ولتاژ استخراج می شود:

$$V_c = \frac{R_e}{3} [ (2\beta_c + \beta_a)i_c + (\beta_a - \beta_b)i_b ] \quad (12)$$

$$V_b = \frac{R_e}{3} [ (\beta_a - \beta_c)i_c + (2\beta_b + \beta_a)i_b ]$$

به منظور استخراج سیگنال های مرجع مدولاسیون تعمیم یافته،

پارامترهای کنترلی ( $\beta_c, \beta_b, \beta_a$ ) متناسب با هدف کنترلی مطلوب

تنظیم و تعیین می گردند. از آنجا که در این مقاله، دستیابی به

جریان های سه فاز متعادل تحت نامتعادلی ولتاژ شبکه مدنظر می باشد،

فرض می شود که جریان ها متناسب و هم فاز با ولتاژهای توالی مثبت

هستند:

$$i_a = V_a^p / R_e$$

$$i_b = V_b^p / R_e \quad (13)$$

$$i_c = V_c^p / R_e$$

با جایگذاری (۷) در (۱۳)، شرط دستیابی به جریان های متعادل

به صورت زیر حاصل می گردد:

$$\beta_a = 1 + \frac{V_a^p}{V_a^n} \quad (14)$$

$$\beta_b = 1 + \frac{V_b^p}{V_b^n}$$

$$\beta_c = 1 + \frac{V_c^p}{V_c^n}$$

نقطه خنثی در طول یک سیکل از ولتاژ ورودی در حضور شبکه متعادل برابر صفر بوده و روش متعارف بدون نیاز به الگوریتم خاصی، قادر به متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌ها می‌باشد. شایان ذکر است که تحت شرایط نامتعادلی ولتاژ شبکه و با وجود اعمال روش پیشنهادی، ویژگی خودمتعادل‌سازی ولتاژ خازن‌های باس DC همچنان حفظ می‌گردد که از مشخصه‌های ذاتی روش GCLD-DPWM به شمار می‌رود. در ادامه، ویژگی مذکور مورد تحلیل و ارزیابی قرار گرفته است. با استفاده از تئوری مؤلفه‌های متقارن در نمایش پارامترهای ورودی، جریان و ولتاژ هر فاز برای یکسوساز وینا به صورت زیر نمایش داده می‌شوند:

$$\begin{aligned} i_a &= i_a^p + i_a^n \\ i_b &= a^2 i_b^p + a i_b^n \\ i_c &= a i_c^p + a^2 i_c^n \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} V_a &= V_a^p + V_a^n \\ V_b &= a^2 V_b^p + a V_b^n \\ V_c &= a V_c^p + a^2 V_c^n \end{aligned} \quad (23)$$

که در روابط فوق، عملگر 'a' به صورت '1∠120°' تعریف می‌شود. لازم به یادآوری است که در یکسوساز وینا از آنجا که ارتباط الکتریکی بین نقطه خنثی شبکه و باس DC برقرار نمی‌باشد، مؤلفه‌های توالی صفر در جریان‌های ورودی حضور ندارند.

$$5: \begin{cases} d_p = 1 - \frac{R_e}{E} [(\beta_c + \beta_b)i_b + (\beta_c)i_a] \\ d_n = 1 - \frac{R_e}{E} [(-\beta_c)i_b + (\beta_c + \beta_a)i_a] \end{cases} \quad (20)$$

$$6: \begin{cases} d_p = 1 - \frac{R_e}{E} [(\beta_c + \beta_b)i_c + (\beta_b)i_a] \\ d_n = 1 - \frac{R_e}{E} [(-\beta_b)i_c + (\beta_b + \beta_a)i_a] \end{cases} \quad (21)$$

همانطور که پیش‌تر بیان گشت، عامل اصلی تفاوت میان سیگنال‌های سیکل کاری در دو روش متعارف و تعمیم‌یافته پارامتر کنترل جریان  $\beta$  می‌باشد، در نتیجه، سیگنال‌های مرجع مدولاسیون ( $Cont_p$  و  $Cont_n$ ) نیز نسبت به حالت متعارف دستخوش تغییرات خواهند شد. جدول (۳) سیگنال‌های کلیدزنی و همچنین سیگنال‌های مرجع مدولاسیون تعمیم‌یافته را برای نواحی شش‌گانه نشان می‌دهد. بلوک دیاگرام کنترلی به‌همراه روش کلیدزنی GCLD-DPWM، در شکل (۶) نشان داده شده است. در مقایسه با روش متعارف، مشاهده می‌شود که تفاوت دو الگوی کنترلی در نحوه محاسبه و تعیین سیگنال‌های  $cont_n$  و  $cont_p$  بوده و سایر مراحل اجرای روش‌های مزبور حتی تحت نامتعادلی در ولتاژ مشابه می‌باشند.

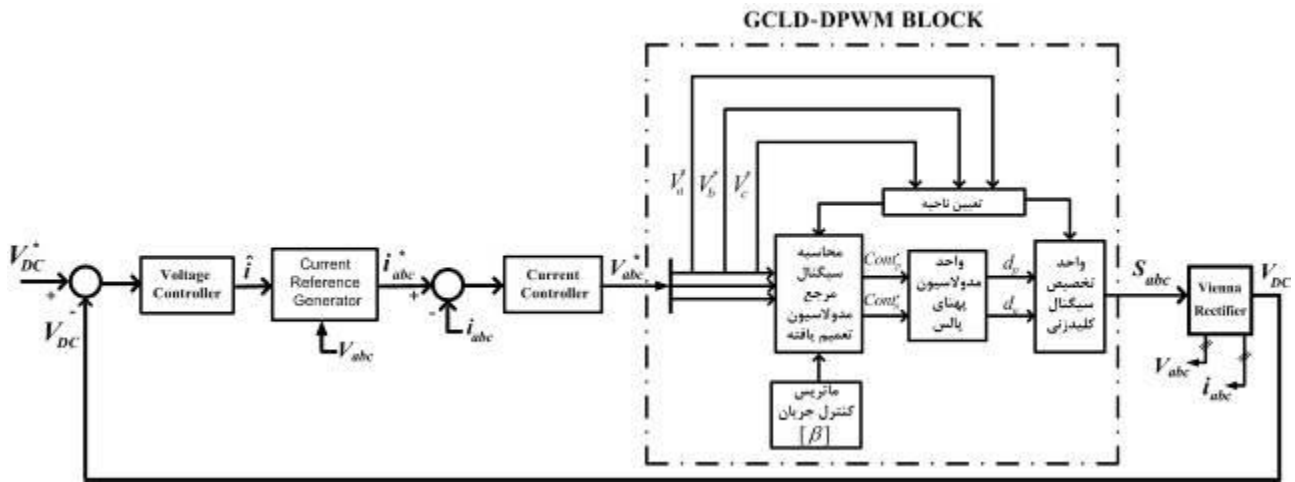
#### ۴-۱- تحلیل ویژگی خودمتعادل‌سازی روش GCLD – DPWM پیشنهادی

همان‌طور که در بخش قبل مشاهده شد، در روش تعمیم‌یافته هیچ تمهیدی جهت متعادل‌سازی ولتاژ خازن‌های باس DC در شرایط نامتعادلی ورودی در نظر گرفته نشده است. در [۲۹]، نشان داده شد که با به‌کارگیری روش CLD-DPWM متعارف، مقدار متوسط جریان

جدول (۳): سیگنال‌های کلیدزنی و سیگنال‌های مرجع مدولاسیون تعمیم‌یافته

توزیع سیگنال کلیدزنی			محاسبه سیگنال مرجع مدولاسیون		$V_n$	$V_p$	ناحیه
$d_i=1$	$d_n$	$d_p$					
$S_a$	$S_b$	$S_c$	$E - [(\beta_c + \beta_a)i_c + \beta_a i_b]$	$E + [\beta_a i_c + (\beta_b + \beta_a)i_b]$	$V_{ab}$	$V_{ca}$	۱
$S_c$	$S_b$	$S_a$	$E - [(\beta_a + \beta_c)i_a + \beta_c i_b]$	$E + [\beta_c i_a + (\beta_c + \beta_b)i_b]$	$V_{cb}$	$V_{ac}$	۲
$S_b$	$S_c$	$S_a$	$E - [(\beta_a + \beta_b)i_a + \beta_b i_c]$	$E + [\beta_b i_a + (\beta_c + \beta_b)i_c]$	$V_{bc}$	$V_{ab}$	۳
$S_a$	$S_c$	$S_b$	$E - [(\beta_a + \beta_b)i_b + \beta_a i_c]$	$E + [\beta_a i_b + (\beta_c + \beta_a)i_c]$	$V_{ac}$	$V_{ba}$	۴
$S_c$	$S_a$	$S_b$	$E - [(\beta_c + \beta_b)i_b + \beta_c i_a]$	$E + [\beta_c i_b + (\beta_c + \beta_a)i_a]$	$V_{ca}$	$V_{bc}$	۵
$S_b$	$S_a$	$S_c$	$E - [(\beta_b + \beta_c)i_c + \beta_b i_a]$	$E + [\beta_b i_c + (\beta_b + \beta_a)i_a]$	$V_{ba}$	$V_{cb}$	۶





شکل (۶): بلوک دیگرام کنترلی به همراه روش کلیدزنی GCLD-DPWM

$$i_{N_5} = d_p \times i_b + 1 \times i_c + d_n \times i_a = [1 - (2V_b + V_a)] \times i_b + 1 \times i_c + [1 - (-V_b - 2V_a)] \times i_a \quad (29)$$

$$i_{N_6} = d_p \times i_c + 1 \times i_b + d_n \times i_a = [1 - (2V_c + V_a)] \times i_c + 1 \times i_b + [1 - (-V_c - 2V_a)] \times i_a \quad (30)$$

مقدار متوسط جریان نقطه خنثی در طول یک دوره مدولاسیون (یک سیکل کلیدزنی) به صورت رابطه زیر داده می شود:

$$i_N = d_a i_a + d_b i_b + d_c i_c \quad (24)$$

که در آن  $d_i (i=a,b,c)$  سیکل کاری کلید مربوط به هر فاز می باشد. با در نظر گرفتن جدول (۱) و رابطه (۲۴)، می توان نوشت:

$$i_{N_1} = d_p \times i_c + 1 \times i_a + d_n \times i_b = [1 - (2V_c + V_b)] \times i_c + 1 \times i_a + [1 - (-V_c - 2V_b)] \times i_b \quad (25)$$

رابطه فوق برای نواحی (۶-۲) نیز قابل تعمیم بوده و به صورت زیر بازنویسی می گردند:

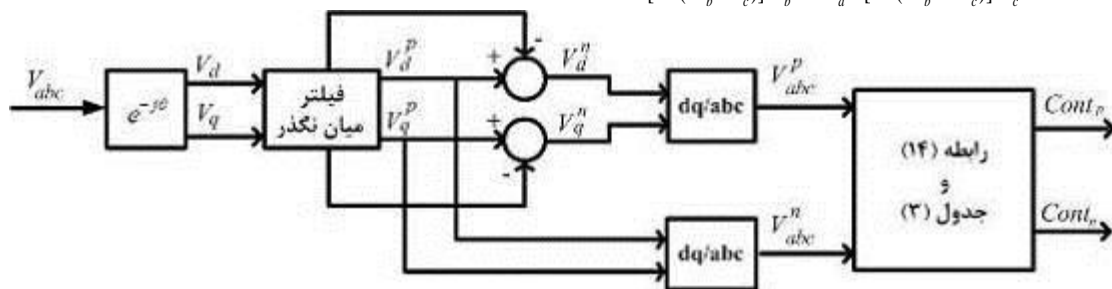
$$i_{N_2} = d_p \times i_a + 1 \times i_c + d_n \times i_b = [1 - (2V_a + V_b)] \times i_a + 1 \times i_c + [1 - (-V_a - 2V_b)] \times i_b \quad (26)$$

$$i_{N_3} = d_p \times i_a + 1 \times i_b + d_n \times i_c = [1 - (2V_a + V_c)] \times i_a + 1 \times i_b + [1 - (-V_a - 2V_c)] \times i_c \quad (27)$$

$$i_{N_4} = d_p \times i_b + 1 \times i_a + d_n \times i_c = [1 - (2V_b + V_c)] \times i_b + 1 \times i_a + [1 - (-V_b - 2V_c)] \times i_c \quad (28)$$

مقدار متوسط جریان نقطه خنثی در طول یک سیکل از ولتاژ ورودی، از مجموع روابط (۲۵) الی (۳۱) حاصل می شود:

$$\vec{i}_N = \begin{bmatrix} 2a^4 - 2a^2 \\ 2a^4 - 2 \\ 2a^2 - 2 \\ -2a^4 + 2a^2 \\ -2a^4 + 2 \\ -2a^2 + 2 \end{bmatrix} \vec{V}_a^p \vec{i}_a^p + \begin{bmatrix} -2a^4 + 2a^2 \\ 2a^2 - 2 \\ 2a^4 - 2 \\ 2a^4 - 2a^2 \\ -2a^2 + 2 \\ -2a^4 + 2 \end{bmatrix} \vec{V}_a^n \vec{i}_a^n + \begin{bmatrix} -a^4 + a^2 \\ 2a^3 - a^2 + a - 2 \\ 2a^3 + a^2 - a - 2 \\ a^4 - a^2 \\ -2a^3 + a^2 - a + 2 \\ -2a^3 - a^2 + a + 2 \end{bmatrix} \vec{V}_a^p \vec{i}_a^p + \begin{bmatrix} a^4 - a^2 \\ 2a^3 + a^2 - a - 2 \\ 2a^3 - a^2 + a - 2 \\ -a^4 + a^2 \\ -2a^3 - a^2 + a + 2 \\ -2a^3 + a^2 - a + 2 \end{bmatrix} \vec{V}_a^n \vec{i}_a^n = 0 \quad (31)$$



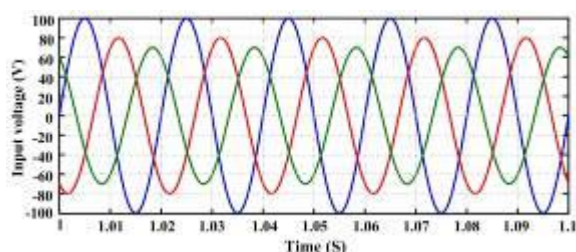
شکل (۷): محاسبه و استخراج سیگنال های مرجع مدولاسیون

### ۵- ارائه و تحلیل نتایج شبیه سازی

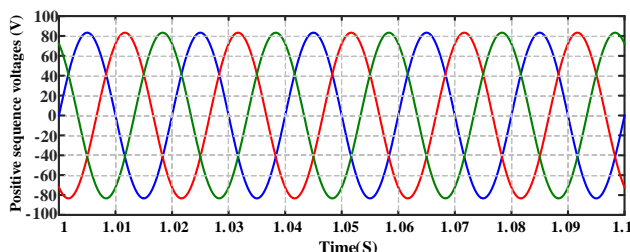
در این بخش، به منظور ارزیابی عملکرد روش کنترلی پیشنهادی در جهت متعادل سازی جریان های ورودی و کاهش نوسانات توان و ولتاژ خروجی در شرایط نامتعادلی شبکه، ساختار ارائه شده در شکل (۶)، در

با بررسی رابطه فوق مشاهده می شود که در طول یک سیکل، مقدار متوسط جریان نقطه خنثی باس DC برابر صفر بوده که این حقیقت، تصدیقی بر قابلیت خودمتعادل سازی روش GCLD پیشنهادی به شمار می رود.

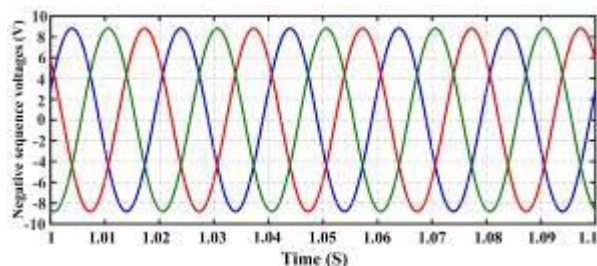
جریان‌های ورودی یکسوساز با توجه به شکل (۹-ب)، برابر ۱/۹۸ درصد بوده که طبق استاندارد IEEE519-92 مقدار آن به طور قابل ملاحظه‌ای کمتر از مقدار مجاز (حداکثر ۵ درصد) می‌باشد. این مسئله نیاز به فیلترهای اضافی در ورودی یکسوساز را مرتفع می‌سازد.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۸): استخراج مؤلفه‌های توالی مثبت - منفی ولتاژ ورودی نامتعادل توسط فیلتر میان‌گذر الف) ولتاژ ورودی ب) مؤلفه توالی مثبت ج) مؤلفه توالی منفی

واحد می‌باشد. با توجه به شکل (۱۰)، مشاهده می‌شود که روش کنترلی اعمال شده تحت نامتعادلی ولتاژ شبکه، علاوه بر متعادل‌سازی جریان‌های سه‌فاز، عملکرد خوبی در کاهش نوسانات ولتاژ و توان خروجی و همچنین توان‌های اکتیو و راکتیو ورودی ارائه کرده است. این مسئله کمک شایانی به کاهش مقادیر نامی مولفه‌های راکتیو و تلفات سیستم خواهد نمود.

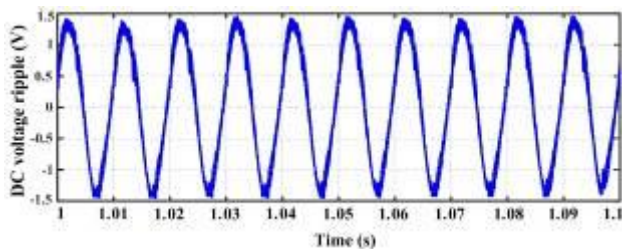
محیط نرم‌افزار متلب/سیمولینک مورد شبیه‌سازی قرار گرفته است. پارامترهای سیستم شبیه‌سازی شده در جدول (۴) ارائه شده‌اند. با توجه به روابط (۱۴) و (۱۶)، مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی ولتاژ شبکه به منظور تولید عبارات جبران‌ساز سیگنال‌های مرجع مدولاسیون به کار می‌روند. این مؤلفه‌ها به واسطه دو فیلتر میان‌گذر که در دو برابر فرکانس شبکه (۱۰۰ هرتز) تنظیم شده‌اند، استخراج می‌شوند. شکل (۷) مراحل استخراج مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی و به کارگیری آن‌ها در تولید سیگنال‌های مرجع مدولاسیون را نشان می‌دهد.

جدول (۴): مشخصات پارامترهای مدار قدرت

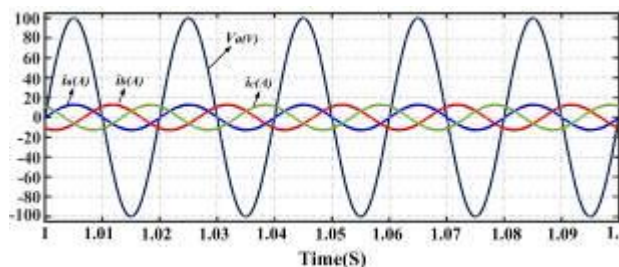
پارامترهای مدار قدرت	مقادیر	علائم اختصاری
ولتاژ خط ورودی یکسوساز	۱۲۲ ولت	$V_{L-L}$
اندوکتانس ورودی	۳ میلی‌هنری	$L_a, L_b, L_c$
خازن باس DC	۱۳۰۰ میکروفاراد	$C_1, C_2$
ولتاژ مرجع خروجی	۳۰۰ ولت	$V_{dc}$
فرکانس کلیدزنی	۱۰ کیلوهرتز	$f_{sw}$
مقاومت بار	۶۰ اهم	$R_L$

شکل موج ولتاژهای سه‌فاز نامتعادل به همراه مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی آن‌ها در شکل (۸) ارائه شده است. با توجه به شکل، ولتاژ فازهای b و c به ترتیب، به میزان ۲۰ و ۳۰ درصد دچار افت شده‌اند. تحت این شرایط، دامنه ولتاژ توالی منفی حدوداً ۱۰ درصد ولتاژ توالی مثبت است.

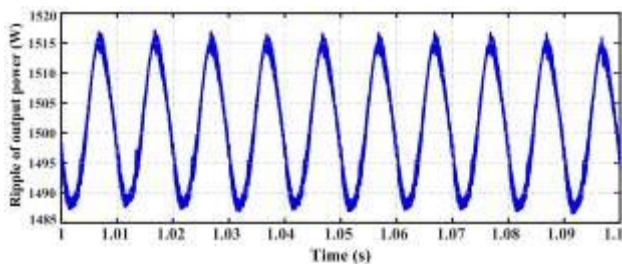
جریان‌های سه‌فاز ورودی به همراه اعوجاج هارمونیک آن‌ها در حضور کنترل‌کننده تعمیم یافته پیشنهادی، در شکل (۹) ارائه شده‌اند. با توجه به شکل (۹-الف)، ملاحظه می‌شود که جریان‌های سه‌فاز ورودی متعادل بوده و در مقداری برابر با ۱۳ آمپر کنترل می‌گردند. به علاوه، براساس شکل (۹-الف)، در حضور روش پیشنهادی، دستیابی به ضریب توان واحد نیز محقق گردیده است. اعوجاج هارمونیک در شکل (۱۰)، نوسانات ولتاژ باس DC و توان اکتیو خروجی به همراه توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای نشان داده شده است. برطبق اشکال (۱۰-الف) و (۱۰-ب)، نوسانات ولتاژ باس DC، در مقدار کمتر از ۱ درصد کنترل شده و توان خروجی انتقالی نیز دارای نوساناتی متناسب با آن می‌باشد. با توجه به شکل (۱۰-ج)، متعادل‌سازی جریان در حضور مؤلفه‌های نوسانی فرکانس پایین (بالاخص فرکانس ۱۰۰ هرتز) در توان‌های اکتیو و راکتیو ورودی حاصل گردیده است. درعین حال مقدار متوسط توان راکتیو حدوداً برابر صفر بوده که این مورد موید دستیابی به ضریب توان



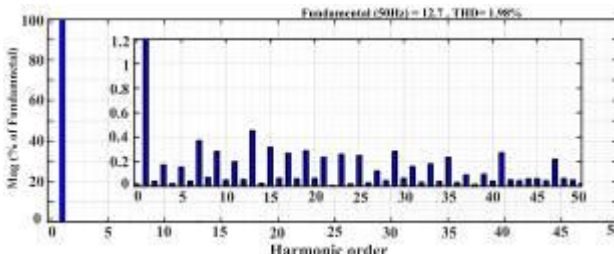
(الف)



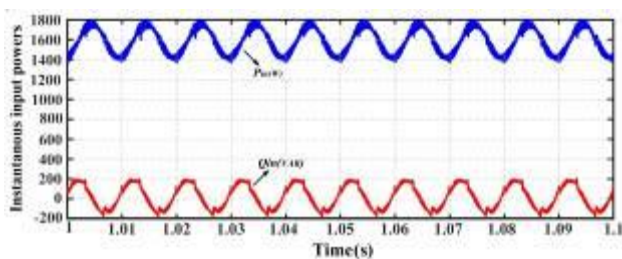
(الف)



(ب)

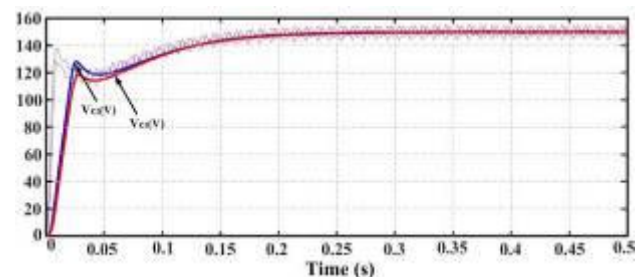


(ب)



(ج)

شکل (۱۰): نمایش لحظه‌ای نوسانات ولتاژ باس DC و توان اکتیو خروجی به همراه توان‌های اکتیو و راکتیو ورودی



شکل (۱۱): تغییرات لحظه‌ای و مقادیر متوسط ولتاژ خازن‌های باس DC تحت نامتعادلی ولتاژ ورودی.

با بررسی شکل موج‌های ارائه شده، مشاهده می‌شود که پاسخ سیستم سریع بوده و در مدت زمان کمتر از دو سیکل پس از ایجاد نامتعادلی، جریان‌های سه فاز در مقدار جدید خود متعادل و کنترل می‌شوند که این مسئله تضمین کننده اعوجاج کم در جریان ورودی یکسوساز می‌باشد. با توجه به شکل (۱۲)، مشاهده می‌شود که در شرایط مختلف نامتعادلی ولتاژ، ضریب توان واحد حاصل شده و متعادل سازی خازن‌های باس DC نیز به خوبی صورت پذیرفته است. از آنجا که یکی از اهداف کنترل کننده پیشنهادی دستیابی به جریان‌های

شکل (۹): نتایج شبیه سازی تحت ولتاژ ورودی نامتعادل در روش تعمیم یافته الف) شکل موج جریان‌های سه فاز به همراه ولتاژ فاز (a) (ب) محتوای هارمونیک جریان ورودی یکسوساز

قابلیت خودمتعادل سازی روش پیشنهادی تحت ولتاژهای ورودی نامتعادل نیز مورد ارزیابی قرار گرفته است. شکل (۱۱)، روند متعادل سازی ولتاژ خازن‌های خروجی را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، خازن‌های باس DC دارای نوسانات مشابه بوده و بدون نیاز به مدارات متعادل ساز خارجی و یا روش‌های کنترلی پیچیده، هر دو پس از گذشت کمتر از ۰/۲ ثانیه در مقادیر مطلوب خود (۱۵۰ ولت) متعادل می‌شوند.

ارزیابی نتایج شبیه سازی، عملکرد مناسب و تأثیرگذاری روش تعمیم یافته را در مواجهه با نامتعادلی در ولتاژ شبکه تأیید می‌نماید. تفاوت روش پیش رو در مواجهه با نامتعادلی ولتاژ ورودی با روش متعارف خود، در محاسبه سیگنال‌های مرجع مدولاسیون بوده و از مزایای آن نسبت به سایر روش‌های متعارف، می‌توان به حذف تبدیلات قاب مرجع برای ولتاژ و جریان و عدم نیاز به استخراج مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی جریان‌های ورودی اشاره نمود که این مسئله کاهش قابل ملاحظه در حجم محاسبات و به تبع آن افزایش سرعت پاسخ گذرای سیستم کنترلی و همچنین تسهیل در پیاده سازی الگوریتم را به دنبال خواهد داشت.

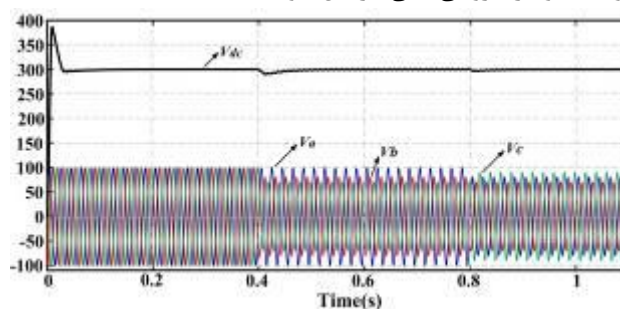
به منظور ارزیابی دقیق تر عملکرد روش پیشنهادی، رفتار دینامیکی ساختار ارائه شده تحت شرایط مختلف نامتعادلی ولتاژ ورودی مورد بررسی قرار گرفته است. بر طبق شکل (۱۲-الف)، دامنه ولتاژهای دو فاز b و c در بازه‌ی ۰/۴ الی ۰/۸ ثانیه، به ترتیب ۲۰ و ۳۰ درصد کاهش یافته و پس از ثانیه ۰/۸، دامنه ولتاژهای هر سه فاز a, b و c به ترتیب به میزان ۲۰، ۳۰ و ۱۰ درصد دچار افت می‌گردند.

کنترلی  $\beta$  مورد ارزیابی قرار گرفته است. به علاوه، محاسبات صورت گرفته در روش CLD-DPWM متعارف، براساس پارامتر  $\beta$  بازنویسی و ارائه گردیده و در نهایت، سیگنال‌های مرجع مدولاسیون جدید به منظور پیاده‌سازی فرایند کلیدزنی تولید و استخراج می‌شوند. به‌کارگیری پارامتر کنترلی  $\beta$  در مواجهه با نامتعادلی ولتاژ شبکه، انعطاف‌پذیری سیستم در کنترل جریان ورودی را افزایش داده و نیاز به تبدیلات پیچیده dq را مرتفع نموده است. این مسئله کاهش قابل‌ملاحظه در حجم محاسبات و به تبع آن افزایش سرعت پاسخ گذرای سیستم کنترلی و همچنین تسهیل در پیاده‌سازی الگوریتم را به دنبال خواهد داشت. ساختار پیشنهادی در محیط سیمولینک نرم‌افزار متلب، تحت نامتعادلی ولتاژ ورودی مورد شبیه‌سازی قرار گرفته است. ارزیابی جامع نتایج شبیه‌سازی موید عملکرد مطلوب و تاثیرگذار استراتژی کنترلی پیشنهادی در کاهش نوسانات ولتاژ و توان اکتیو خروجی، حذف مولفه DC توان راکتیو، تصحیح ضریب توان، حفظ متعادل‌سازی ذاتی ولتاژ خازن‌های باس DC و دستیابی به جریان‌های ورودی سینوسی و متعادل می‌باشد. همچنین، به منظور ارزیابی دقیق‌تر عملکرد روش پیشنهادی، رفتار دینامیکی ساختار ارائه‌شده تحت شرایط مختلف نامتعادلی ولتاژ ورودی نیز مورد شبیه‌سازی قرار گرفته و نتایج مربوطه ارائه شده‌اند.

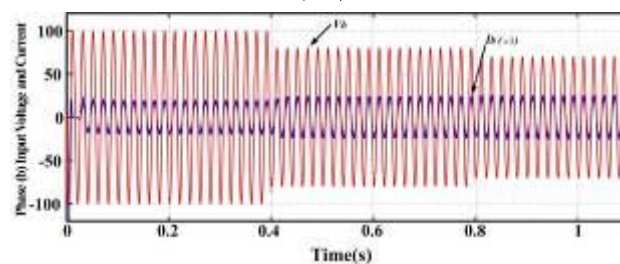
## مراجع

- [1] Tahami, F., Abedi, M.R., "Analysis and Design of Predictive Control for Sheppard-Taylor Based PFC Rectifier", Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 8, no. 1, pp. 21-29, 2012.
- [2] Abdollahi, R., Abdolhosseini, M., "A Novel 36-pulse rectifier with low kVA rate to reduce harmonic input current distortion", Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 19, no. 4, pp. 81-91, 2022.
- [3] Obdan, H., Ozkicil, M.C., "Performance comparison of 2-level and 3-level converters in a wind energy conversion system", Rev. Roum. Sci. Techn. -Électrotechn. et Énerg., Vol. 61, 4, pp. 388-393 2016.
- [4] Aiello, G., Cacciato, M., Scarcella, G., Gennaro, F., Aiello, N., "Real-time emulation of a three-phase Vienna rectifier with dc voltage control and power factor correction", Electrical Engineering, pp.1-10, 2019.
- [5] Molligoda, D., Ceballos, S., Pou, J., Satpathi, K., Sasongko, F., Gajjanayake, C. and Gupta, A., "Hybrid Modulation Strategy for the Vienna Rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 37, no. 2, pp.1283-1295, 2021.
- [6] Hang, L., Zhang, H., Liu, S., Xie, X., Zhao, C., "A novel control strategy based on natural frame for Vienna-type rectifier under light unbalanced-grid conditions", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 3, pp. 1353-1362, 2014.
- [7] Lyu, J., Shi, Z., Shen, S. and Lyu, X., "A novel suppression method for input current distortion of the Vienna rectifier under unbalanced grid conditions", Energy Reports, Vol. 8, pp.327-343, 2022.
- [8] Xu, Z., Ren, X., Zheng, Z., Zhang, Z., Chen, Q., Hao, Z., "A Quadrature Signal Based Control Strategy for Vienna

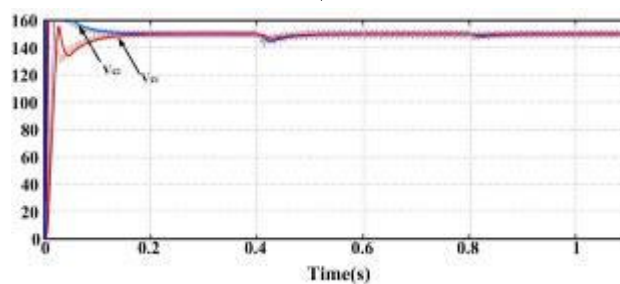
سه‌فاز متعادل می‌باشد، لذا در شرایط مختلف نامتعادلی ولتاژ ورودی، نوسانات ولتاژ خروجی کمی افزایش خواهد یافت.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱۲): رفتار دینامیکی کنترل‌کننده پیشنهادی حین تغییر سطح نامتعادلی ولتاژ ورودی. (الف) ولتاژهای سه‌فاز ورودی و ولتاژ خروجی، (ب) ولتاژ و جریان فاز (b)، (ج) ولتاژ خازن‌های باس DC

اما همانطور که در شکل (۱۲-ج) به وضوح نمایان است، مقدار این نوسانات از ۰/۵ درصد تجاوز نکرده و در عین حال، مقدار متوسط ولتاژ خروجی یکسوساز نیز همواره از مقدار مرجع ۳۰۰ ولت پیروی می‌کند. شایان ذکر است که به منظور انتقال توان ثابت به بار، دامنه جریان‌های متعادل سه‌فاز متناسب با درجه نامتعادلی ولتاژ دچار تغییر می‌شوند، که این مسئله به عنوان نمونه برای فاز (b) در شکل (۱۲-ب) قابل مشاهده می‌باشد.

## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، به منظور دستیابی به عملکرد پایدار یکسوساز وینا تحت نامتعادلی ولتاژ شبکه، روش تعمیم‌یافته GCLD-DPWM پیشنهاد گردیده است. در این روش، از یک پارامتر جبرانساز به نام  $\beta$  که متشکل از مؤلفه‌های توالی مثبت و منفی ولتاژهای مرجع مدولاسیون بوده و مقدار آن متناسب با درجه نامتعادلی شبکه و هدف کنترلی تعیین می‌شود، استفاده شده است. نحوه محاسبه و تعیین پارامتر

- mode control of VIENNA rectifier for charging station of tramcar under unbalanced power supply”, *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Vol. 30, no. 10, p.e12518, 2020.
- [23] Wang, J., Ji, S., Liu, S., Jiang, H., Jiang, W., “A discontinuous PWM strategy to control neutral point voltage for Vienna rectifier with improved PWM sequence” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021.
- [24] Song, L., Duan, S., Li, R., Liu, X., Ji, B., “A Hybrid Discontinuous PWM Strategy for Current Ripple and Neutral-Point Fluctuation Reduction of Parallel Vienna Rectifier”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 70, no. 3, pp.2531-2542, 2022.
- [25] He, Z., Ding, H., Chen, Z., Xun, Z., Liu, C., Zhang, D., Shao, J., “A novel method to evaluate the influence of Vienna rectifier neutral-point voltage fluctuation on input current quality”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36, no. 7, pp.8347-8358, 2020.
- [26] Zou, Y., Xing, Y., Zhang, L., Zheng, Z., Liu, X., Hu, H., Wang, T., Wang, Y., “Dynamic-space-vector discontinuous PWM for three-phase vienna rectifiers with unbalanced neutral-point voltage”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36, no. 8, pp.9015-9026, 2021.
- [27] Huang, H.H., Ding, C., Li, E.W., “Modified DPWM method for Vienna rectifier considering current harmonic distortions reduction and neutral point potential balance”, *IEEE Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Vol. 15, no. 8, pp.1205-1212, 2020.
- [28] Lee, J.S., Lee, K.B., “Carrier-based discontinuous PWM method for Vienna rectifiers”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, no. 6, pp. 2896-2900, 2014.
- [29] Fadaeian, T., Gholamian, S.A., Ghoreishy, H., “A Novel Discontinuous Pulse Width Modulation Strategy Based On Circuit-Level Decoupling Concept For Vienna Rectifier”, *Rev. Roum. Sci. Techn.– Électrotechn. et Énerg.* Vol. 61, no. 1, pp. 87–95, 2020.
- [30] Xu, Y., Zhang, Q., Deng, K., “One-cycle control strategy for dual-converter three-phase PWM rectifier under unbalanced grid voltage conditions”, *Journal of power electronics*, Vol. 15, no. 1, pp. 268-277, 2015.
- Rectifier Under Unbalanced Aircraft Grids”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022.
- [9] Hang, L., Li, B., Zhang, M., Wang, Y., Tolbert, L. M., “Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three-phase/wire/level Vienna rectifier and capability of unbalanced-load control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 20-28, 2013.
- [10] Lee, J.-S., Lee, K.-B., “A novel carrier-based PWM method for Vienna rectifier with a variable power factor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 3-12, 2015.
- [11] Yao, W., Lv, Z., Zhang, M., Lin, Z., “A novel SVPWM scheme for Vienna rectifier without current distortion at current zero-crossing point”, *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE): IEEE*, pp. 2349-2353, 2014.
- [12] Ma, H., Xie, Y., Sun, B., Mo, L., “Modeling and direct power control method of Vienna rectifiers using the sliding mode control approach”, *Journal of Power Electronics*, vol. 15, no. 1, pp. 190-201, 2015.
- [13] Liu, C., Xing, X., Du, C., Zhang, B., Zhang, C., Blaabjerg, F., “An Improved Model Predictive Control Method Using Optimized Voltage Vectors for Vienna Rectifier With Fixed Switching Frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 38, no. 1, pp.358-371, 2022.
- [14] Zhang, Q., Liu, F., Jiang, W., Wang, J., Yue, Y., “A Novel Modulation Method Based on Model Prediction Control with Significantly Reduced Switching Loss and Current Zero-Crossing Distortion for Vienna Rectifier”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 38, no. 2, pp.1650-1661, 2022.
- [15] Bagheri, A., Alizadeh, M., khodabakhshi, N., “The Capacitor Voltage Balancing for a four-switch three-phase rectifier using a space vector modulation technique and auxiliary signal design”, *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, Vol. 17, no. 2, pp.1-12, 2020.
- [16] Xie, S., Sun, Y., Su, M., Lin, J., Guang, Q., “Optimal switching sequence model predictive control for three-phase Vienna rectifiers”, *IET Electric Power Applications*, Vol. 12, no. 7, pp. 1006-1013, 2018.
- [17] Zhang, M., Hang, L., Yao, W., Lu, Z., Tolbert, L. M., “A novel strategy for three-phase/switch/level (Vienna) rectifier under severe unbalanced grids”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, no. 10, pp. 4243-4252, 2012.
- [18] Liu, S., Hang, L., Tolbert, L. M., Lu, Z., “A novel strategy for vienna-type rectifier with light unbalanced input voltage”, in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, IEEE, pp. 4253-4257, 2013.
- [19] Ahrabi, R. R., Ajami, A., “Controlling of a three phase Vienna rectifier under utility side distortion based on sliding mode controller”, in *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015): IEEE*, pp. 334-339, 2015.
- [20] Hang, L., Zhang, M., “Constant power control-based strategy for Vienna-type rectifiers to expand operating area under severe unbalanced grid”, *IET Power Electronics*, Vol. 7, no. 1, pp. 41-49, 2014.
- [21] Feng, X., Sun, Y., Cui, X., Ma, W., Wang, Y., “A compound control strategy of three-phase Vienna rectifier under unbalanced grid voltage”, *IET Power Electronics*, Vol. 14, no. 16, pp.2574-2584, 2021.
- [22] Zhou, Y., Zhang, A., Zhang, H., Huang, J., Yang, W., Zhang, L., “Proportional integral resonance based sliding

### زیر نویس ها

- <sup>1</sup> Important Requirement
- <sup>2</sup> Space Vector Modulation
- <sup>3</sup> Sliding Mode based Direct Power Control
- <sup>4</sup> Sliding Mode Control
- <sup>5</sup> fixed switching frequency
- <sup>6</sup> finite-set Model Predictive Control
- <sup>7</sup> Optimal Switching Sequence Model Predictive Control
- <sup>8</sup> Neutral point
- <sup>9</sup> Circuit-Level Decoupling DPWM
- <sup>10</sup> Total Harmonic Distortion