

Discontinuous PWM Modulation Strategy for Multi-Level Four-Leg Inverter with Capacitor Voltage Self-Balancing

Hoda Ghoreishy¹

¹ Associate Professor, Department of Electrical and Computer Engineering, Babol Noshirvani University of Technology, Babol, Iran
ghoreishy@nit.ac.ir

Abstract:

This paper proposes a simple and fast-processing modulation strategy for three-level four-leg neutral-point-clamped (NPC) inverter. Despite the conventional modulation methods which have considerable disadvantages such as complicated digital logic, the proposed strategy can be implemented with a simple logic and can be processed very quickly. This superiority is due to this fact that the presented technique can decouple the four-leg NPC inverter into 3 three-level buck converters in each defined operating section. Moreover, the switching loss is reduced substantially and the dc-link capacitors' voltages balance is also achieved without any feedback control. Analysis and simulations are carried out on a three-level four-leg NPC inverter. Experimental verifications also validate the simulation results. The results demonstrate that the proposed strategy is capable of delivering power to all sorts of loads, linear/nonlinear and balanced/unbalanced

Keywords: Multil-level inverter; Discontinuous PWM; Self voltage balancing; Switching loss

Article Type: Research

Received: 16. 09. 2023

Revised: 02. 07. 2024

Accepted: 12. 12. 2024

Corresponding author: H.Ghoreishy

Corresponding author's address: Department of Electrical and Computer Engineering, Babol Noshirvani University of Technology, Babol, Iran



1. Motivation of the work

Three-phase four-wire inverters are suitable for supplying power to single-phase and three-phase loads. In such distribution systems, due to the diversity of consumers, unbalanced load currents are drawn from the system, causing negative and zero sequence components in these currents. Considering the number of power switches and the components used in inverter topologies, the use of four-leg multi-level inverters, with the neutral point connected to its fourth leg output, is the best candidate for supplying unbalanced loads in three-phase four-wire systems. This reduces voltage distortions and achieves a more stable output. However, all previously proposed methods have significant disadvantages, such as complex digital and computational burdens, as well as low DC-bus utilization. Additionally, neutral point voltage control in all these methods requires additional sensors and control loops.

In this paper, a discontinuous pulse width modulation method based on a single carrier wave is proposed for a three-level, four-leg NPC inverter with capacitor voltage self-balancing capability. In this strategy, in every 60 degrees of the fundamental cycle, only two legs of the inverter's three main legs are switched, while the third leg, depending on the position, is continuously connected to the upper or lower DC link. This reduces the switching loss and, due to the simplification of the structure, only one carrier is needed for control. This capability allows for capacitor voltage self-balancing without the need for sensors and control loops.

2. Contributions

In this paper, a discontinuous PWM strategy is proposed for the four-leg NPC inverter. By using the proposed strategy, the NPC is converted into three three-level buck converters every 60 degrees of the fundamental voltage cycle. The advantages of the proposed control method are as follows:

- 1- Fast processing: The modulator structure is simple, and the algorithm can be implemented easily using only one carrier wave.
- 2- Neutral point voltage balancing: Achieved without the need for any feedback or additional control loops.
- 3- High-quality output: Capable of producing balanced three-phase output voltage under balanced/unbalanced and linear/nonlinear load conditions.
- 4- Reduced switching losses: Achieved by not switching the phases with the highest or lowest voltage.

The experimental results of applying the proposed control method to the four-leg inverter demonstrate the verification of the theoretical analyses presented in this paper. Additionally, this method can be generalized and applied to inverters or rectifiers with a larger number of levels.

3. Procedures

The effectiveness of the proposed modulation technique has been proven through the results obtained from the operation on a laboratory prototype of a three-level four-leg NPC inverter. The practical results were extracted when the prototype was operated under a balanced resistive load and a modulation index of 0.8. The output phase voltage, output line voltage and three-phase sinusoidal output voltages were shown. The output voltage THD was measured and compared with the conventional method, it was shown that it met the requirements of the IEEE-519 standard and thus the output filter parameters are not affected. Considering the negligible increase in THD, the quality of the output voltage is guaranteed and the priority of the proposed method is justified.

The proposed system response under an unbalanced resistive load was also investigated. The waveforms of the three-phase voltages and currents were also shown. In addition, the response of the circuit where one phase and then two phases were completely disconnected has been analyzed. In both cases, the output voltage waveform showed a high-quality sinusoidal shape. The system's ability to handle unbalanced and non-linear loads in the presence of the proposed modulation strategy was also demonstrated. Three single-phase non-linear loads, characterized by diode rectifiers terminated with 400V/330mF capacitors and parallel resistors, were connected to the inverter output. Practical results with two-phase non-linear loads while the other phase is open and experimental results with one-phase non-linear loads while the other two phases are open are shown. The results show that the non-linearity as well as the loads unbalance do not affect the performance of the circuit controlled by the proposed method.

4. Findings

Despite the conventional modulation methods that have significant disadvantages such as complex digital logic, the proposed strategy can be implemented using a simple logic and fast processing. The advantages mentioned are because the proposed technique allows the four-leg NPC inverter to be converted into three three-level buck converters in any given operating region. In addition, the switching loss is significantly reduced and the capacitor voltage balancing is also achieved without the need for an additional control loop. The analysis and simulation of the proposed method is performed on a four-leg NPC three-level converter and laboratory tests confirm the accuracy of the simulation results. The results show that the proposed strategy is capable of delivering power with desired quality to all linear/nonlinear and balanced/unbalanced loads.

5. Conclusion

In this paper, a discontinuous PWM strategy is proposed for the four-leg NPC inverter. By using the proposed strategy, the NPC is converted into three three-level buck converters every 60 degrees of the fundamental voltage cycle. The main advantages of the proposed control method are switching loss reduction and capacitor voltage balancing without using any additional control loop.



مدولاسیون پهنای پالس ناپیوسته برای اینورتر چندسطحی چهارساق با قابلیت خود متعادل سازی ولتاژ خازنها

هدی قریشی^۱

۱- دانشیار- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل- بابل- ایران

ghoreishy@nit.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک استراتژی مدولاسیون ساده و سریع برای اینورتر سه سطحی چهارساق NPC پیشنهاد شده است. علی‌رغم روش‌های مدولاسیون متعارف که معایب قابل توجهی نظیر منطق دیجیتالی پیچیده دارند، راهبرد پیشنهادی قابلیت پیاده‌سازی با استفاده از یک منطق ساده و پردازش سریع را دارا می‌باشد. مزایای ذکر شده به این دلیل است که تکنیک پیشنهادی این امکان را فراهم می‌آورد که اینورتر NPC چهارساق در هر ناحیه عملکردی تعیین شده، به سه مبدل باک سه سطحی تبدیل گردد. علاوه بر آن، تلفات کلیدزنی به طرز قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته و متعادل سازی ولتاژ خازنها نیز بدون نیاز به حلقه کنترل اضافی محقق می‌شود. تحلیل و شبیه سازی روش پیشنهادی بر روی مبدل سه سطحی چهارساق NPC انجام پذیرفته و تست‌های آزمایشگاهی صحت نتایج شبیه سازی را تأیید می‌نماید. نتایج نشان می‌دهد که استراتژی پیشنهادی قابلیت تحویل توان با کیفیت مطلوب را به تمامی بارهای خطی/غیرخطی و متعادل/نامتعادل دارا می‌باشد.

کلمات کلیدی: اینورتر چندسطحی، مدولاسیون پهنای پالس ناپیوسته، خود متعادل سازی ولتاژ، تلفات کلیدزنی

نوع مقاله: پژوهشی

دریافت: ۱۴۰۲/۰۶/۲۵

بازنگری: ۱۴۰۳/۰۴/۱۲

پذیرش: ۱۴۰۳/۰۹/۲۲

نام نویسنده‌ی مسئول: هدی قریشی

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

۱- مقدمه

اینورترهای منبع ولتاژ سه فاز چهار سیمه (VSI^1) گزینه‌های مناسبی برای رساندن توان به بارهای تک فاز و سه فاز می‌باشند. در چنین سیستم توزیعی، به دلیل تنوع مصرف کننده‌ها، جریان‌های بار نامتعادلی از سیستم کشیده می‌شود که منجر به بروز مولفه‌های توالی منفی و صفر در این جریان، حفظ تقارن ولتاژ خروجی سه فاز صرف‌نظر از تغییرات منبع (های) dc ورودی یا شرایط بار است [۱-۳].

سه روش جهت تامین یک اتصال خنثی به منظور تعدیل عدم تعادل بارها برای VSI های سه فاز چهار سیمه پیشنهاد شده است: (۱) استفاده از ترانسفورماتور زیگ‌زاگ برای تضعیف جریان نقطه نول که روشی کم هزینه، ساده و با قابلیت اطمینان بالا می‌باشد [۴ و ۵]. (۲) اتصال نقطه نول بار به نقطه وسط دو خازنی که به صورت سری در سمت dc مبدل قرار گرفته‌اند. نقطه وسط خازن‌ها را می‌توان مستقیماً به عنوان مسیر برگشت زمین مورد استفاده قرار داد. با این وجود، نیاز به خازن‌های بزرگ و بهره‌برداری کم از ولتاژ dc ورودی به همراه نوسانات ولتاژ نقطه خنثی (NP^2) که کارایی سیستم را کاهش می‌دهند، از معایب اصلی ساختار مذکور می‌باشند [۶-۸] و (۳) اتصال نقطه نول بار به خروجی ساق چهارم مبدل [۹-۱۳].

با توجه به تعداد کلیدهای قدرت و همچنین اجزای مورد استفاده در ساختارهای پیشنهادی فوق، ساختار چهارساق بهترین گزینه جهت تامین بارهای نامتعادل در سیستم‌های سه فاز چهار سیمه است. این ساختار نیاز به استفاده از خازن‌های حجیم را مرتفع می‌سازد. علاوه بر آن، استفاده از یک ساق اضافه به دلیل افزایش درجات آزادی امکان کنترل بهتر ولتاژ NP را فراهم می‌آورد. این امر باعث کاهش اعوجاجات ولتاژ و دستیابی به خروجی پایدارتری می‌گردد.

از طرفی، مبدل‌های چندسطحی چهارساق به منظور استفاده در کاربرد فیلترهای فعال و همچنین کاربرد یکسوسازهای سه فاز مقاوم در برابر خطا با قابلیت متعادل سازی بار و کاهش اعوجاج، توجه زیادی را به خود جلب نموده‌اند. این مبدل‌ها قادرند تا تقاضای فزاینده بهبود کیفیت توان منتج از کاهش اعوجاج هارمونیک و تداخل‌های الکترومغناطیسی (EMI^3) را برآورده سازند [۱۴-۱۶]. اینورتر چندسطحی دیود-محدودکننده با نام دیگر اینورتر (NPC^4) پرکاربردترین مبدل حال حاضر بوده و اینورتر NPC چهارساق یک ساختار امیدوارکننده در سیستم‌های سه فاز چهار سیمه به شمار می‌آید [۱۷-۱۹].

به منظور کنترل مبدل‌های NPC چهارساق، چندین روش مدولاسیون در مقالات ارائه شده است که می‌توان آنها را عمدتاً به تکنیک‌های فرکانس بالا و فرکانس پایین تقسیم کرد. در [۲۰-۲۳] روش‌های فرکانس پایین شامل حذف هارمونیک‌های انتخابی (SHE^5) و کاهش هارمونیک‌های انتخابی (SHM^6) پیشنهاد گردیده است. از آنجایی که این رویکردها ذاتاً کند هستند، به کاربردهایی با دینامیک کند محدود می‌شوند.

روشهای مدولاسیون فرکانس بالا برای اینورترهای چهارساق عمدتاً به دو دسته مدولاسیون پهنای پالس مبتنی بر حامل ($CBPWM^7$) و مدولاسیون بردارهای فضائی (SVM^8) تقسیم می‌گردند.

استراتژی‌های $CBPWM$ که به‌طور مستقل برای هر ساق اعمال می‌گردند، در مقالات متعددی مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. باید توجه داشت روش‌های متعارفی که بر مبنای این استراتژی مورد استفاده قرار می‌گیرند، امکان ارائه طرح پالسی برای بهبود محتوای هارمونیک و کاهش تلفات را نخواهند داشت. همچنین استفاده بهینه از لینک dc نیز در این روشها صورت نمی‌پذیرد [۶ و ۸].

در مرجع [۲۴] از یک مبدل NPC سه‌سطحی چهارساق به عنوان مدار واسط میان سیستم ذخیره‌ساز ترکیبی و ریزشکه به منظور بهبود کیفیت توان شبکه استفاده شده است. یک کنترل کننده مدل‌غزشی مرتبه دوم برای کنترل شارش توان سیستم ذخیره‌ساز ترکیبی پیشنهاد گردیده است. مدولاسیون بردار فضائی سه بعدی و یک کنترل سمت ac مبتنی بر تجزیه توالی به اینورتر این امکان را می‌دهد تا در شرایط بار نامتعادل به عملکرد خود ادامه دهد و در عین حال ولتاژ ac متعادل را نیز در نقطه کوپلینگ مشترک حفظ می‌کند. هارمونیک‌های جریان dc ناشی از بار نامتعادل و ولتاژ نقطه خنثی مبدل، همراه با محدودیت‌های تقسیم توان، در این مقاله به دقت مورد بررسی قرار گرفته‌اند.

در [۲۵] یک الگوریتم ساده شده از مدولاسیون بردار فضائی برای مبدل‌های NPC چهارساق پیشنهاد گردیده است که جستجو میان بردارهای مدولاسیون از فضای سه‌بعدی $\alpha\beta\gamma$ را به فضای ساده دوبعدی $\alpha\beta$ تقلیل می‌دهد. علاوه بر آن، این الگوریتم بهره‌برداری کامل از ولتاژ لینک dc و همچنین بردارهای تکراری را فراهم آورده و قابل اعمال به ساختارهای دیگر مبدل‌های چهارساق نیز می‌باشد.

در [۲۶] با استفاده از یک روش جدید مدولاسیون بردار فضائی امکان متعادل سازی ولتاژ خازن‌های لینک dc با استفاده از حالات تکراری مبدل چهارساق NPC فراهم آمده و یک کنترل کننده رزونانسی جهت اعتبارسنجی به عملکرد الگوریتم پیشنهادی انتخاب گردیده است.

از طرفی روش‌های کنترل غیرخطی مانند کنترل پیش‌بین در سال‌های اخیر توجه زیادی را به خود جلب کرده است که از مزایای آن می‌توان به مفهوم ساده و پاسخ دینامیکی سریع اشاره کرد. با توجه به ماهیت گسسته مبدل‌های قدرت، عملکرد این تکنیک نسبت به استراتژی‌های PWM معمولی برتری دارد [۱۳، ۲۷-۳۰].

در مرجع [۲۸] یک کنترل مستقیم توان پیش‌بین ساده شده برای مبدل NPC سه‌فاز سه‌سطحی چهارساق متصل به شبکه پیشنهاد گردیده است. در این روش توان‌های اکتیو و راکتیو در عوض جریان‌های مبدل به عنوان متغیرهای کنترلی مورد استفاده قرار می‌گیرند. بدین ترتیب که از طریق ارزیابی یک تابع هزینه، بردارهای کلیدزنی مبدل مستقیماً بر مبنای توان‌های اکتیو و راکتیو آینده با

موقعیت و طول سه خط مستقل تعیین شود، بقیه خطوط در مثلث به طور خودکار جایابی می شوند.

این بدان معنی است که کنترل فعال هر دو ولتاژ از سه ولتاژ خط به همراه ولتاژ یک فاز می تواند منجر به کنترل کامل یک اینورتر NPC چهارساق سه فاز شود. همانطور که در شکل (۲) نشان داده شده است، یک دوره از سیکل پایه را می توان به شش ناحیه تقسیم کرد. با بررسی شکل موج های ولتاژ سه فاز در هر ناحیه، یک واقعیت مشترک به دست می آید که در مناطق I، III و V (مناطق فرد) دو ولتاژ فاز همیشه مثبت و دیگری منفی و در مناطق II، IV و VI (مناطق زوج) دو ولتاژ فاز همیشه منفی و دیگری مثبت است. این واقعیت می تواند منجر به این قضیه شود که در هر ناحیه، فازهایی که دارای علامت یکسان می باشند با تکنیک PWM کلیدزنی شوند و فاز دیگر بسته به موقعیت، به طور پیوسته به بالا یا پایین لینک dc متصل گردد. بر این اساس در مناطق فرد می توان از روش کلیدزنی زیر استفاده نمود:

(۱) کمترین ولتاژ فاز به همراه ولتاژهای خط متناظر با آن به عنوان ولتاژهای فعال تحت کنترل انتخاب می شوند.

(۲) کلیدهای T_{i3} و T_{i4} ($i=a, b, c$) برای فاز با کمترین ولتاژ همیشه روشن هستند و کلیدهای T_{i1} و T_{i2} مربوط به این فاز همیشه خاموش هستند.

(۳) کلیدهای دو فاز دیگر و همچنین فاز خنثی توسط SPWM کنترل می شوند. با این روش، شکل (۱) معادل شکل (۴-الف) در ناحیه I است که می توان آن را ساده تر و به شکل (۴-ب) مدل سازی کرد. در این شکل، S_{TLi} ($i=1,2,3$) معادل یک کلید سه حالتی برای مدار نیم پل هر فاز می باشد. همین مدار معادل برای مناطق III و V نیز قابل استفاده است.

به همین ترتیب در مناطق زوج نیز می توان از روش کلیدزنی زیر استفاده نمود:

(۱) بیشترین ولتاژ فاز به همراه ولتاژهای خط متناظر با آن به عنوان ولتاژهای فعال تحت کنترل انتخاب می شوند.

(۲) کلیدهای T_{i1} و T_{i2} ($i=a, b, c$) برای فاز با بیشترین ولتاژ همیشه روشن هستند و کلیدهای T_{i3} و T_{i4} مربوط به این فاز همیشه خاموش هستند.

(۳) کلیدهای دو فاز دیگر و همچنین فاز خنثی توسط SPWM کنترل می شوند.

در ناحیه II، اینورتر چهارساق در شکل (۱) معادل شکل (۵-الف) است که می توان آن را ساده تر و به شکل (۵-ب) مدل سازی کرد. به طور مشابه، همان مدار معادل برای مناطق IV و VI نیز قابل اعمال است.

مراجع آینده آنها ارزیابی می گردند. ایده اصلی این راهبرد پیشنهادی، کاهش بار محاسباتی الگوریتم کنترل تنها با استفاده از بردارهای کلیدزنی ناحیه ۱ برای بهینه سازی تابع هزینه می باشد. روش کنترلی پیشنهادی می تواند کنترل دقیق توان های اکتیو و راکتیو، کنترل جریان توالی صفر و همچنین تعادل ولتاژ خازن dc را بدون استفاده از هیچ گونه ضرایب وزنی تضمین کند.

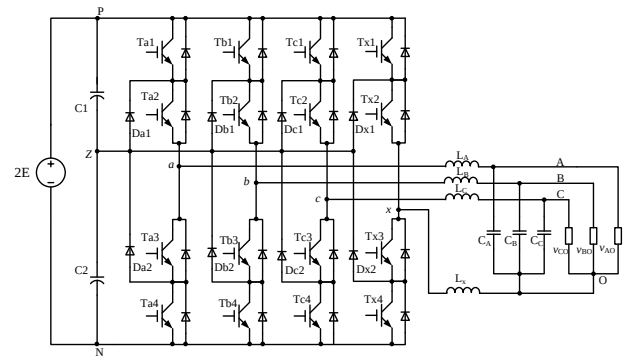
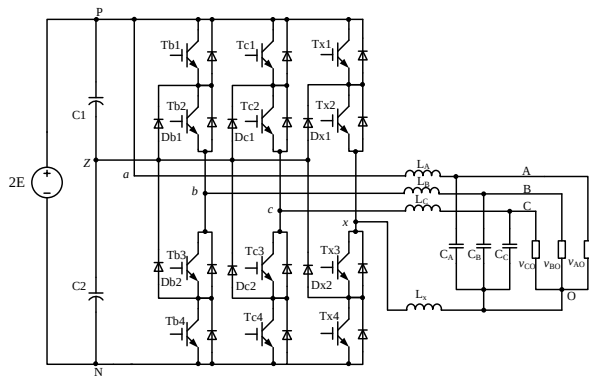
با توجه به مطالعات فوق، ساختار NPC چهارساق و روش های کنترلی آن همچنان مورد توجه است. با این حال، تمامی روش های پیشنهادی قبلی دارای معایب قابل توجهی مانند منطق دیجیتالی پیچیده و بار محاسباتی زیاد در روش های SVM سه بعدی و کنترل پیش بین و همچنین عدم استفاده کامل از ظرفیت اینورتر در روش PWM سینوسی (*SPWM) هستند. از طرفی کنترل ولتاژ نقطه خنثی در تمامی این روشها به سنسورهای اضافی و حلقه های کنترلی نیاز دارد.

در این مقاله یک روش مدولاسیون پهنای پالس ناپیوسته بر مبنای تنها یک موج حامل برای اینورتر سه سطحی چهارساق NPC با قابلیت خودمتعادل سازی ولتاژ خازنها پیشنهاد گردیده است. در این راهبرد، در هر ۶۰ درجه از سیکل پایه، تنها دو ساق از سه ساق اصلی اینورتر کلیدزنی می شوند و ساق سوم بسته به موقعیت، به طور پیوسته به بالا یا پایین لینک dc متصل می گردد. این امر کاهش تلفات کلیدزنی را به دنبال داشته و از طرفی به دلیل ساده شدن ساختار مدار تنها به یک موج حامل برای کنترل نیاز می باشد. این قابلیت، خودمتعادل سازی ولتاژ خازنها را بدون نیاز به سنسور و حلقه کنترلی اضافی نیز امکانپذیر می سازد.

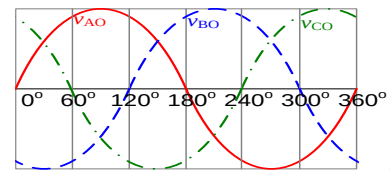
اصول مدولاسیون پهنای پالس ناپیوسته پیشنهادی به همراه تحلیل خودمتعادل سازی ولتاژ خازنها و همچنین محاسبه تلفات در بخش ۲ مورد بررسی قرار می گیرد. سپس در بخش ۳ به پیاده سازی مدولاتور و تحلیل سیگنالهای مدولاسیون پرداخته می شود. نتایج عملی اعمال روش پیشنهادی بر مبدل چهارساق NPC در حضور بارهای نامتعادل و غیرخطی در بخش ۴ نشان داده می شود.

۲- اصول عملکردی استراتژی پیشنهادی

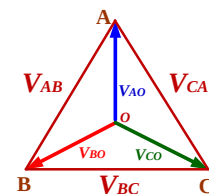
اینورتر NPC سه سطحی چهارساق در شکل (۱) نشان داده شده است. با اعمال یک استراتژی کنترلی مناسب، اینورتر قادر است ولتاژهای خروجی ac متعادل و با کیفیت بالا را (همانطور که در شکل (۲) نشان داده شده است) بدون توجه به شرایط بار تولید کند. این ولتاژهای مورد انتظار معادل یک مثلث متساوی الاضلاع در صفحه برداری هستند که در شکل (۳) نشان داده شده است. سه خط بیرونی ولتاژهای خط V_{AB} ، V_{BC} و V_{CA} را نشان می دهند و سه خط داخلی مربوط به ولتاژهای فاز V_{AO} ، V_{BO} و V_{CO} هستند. با توجه به شکل بدیهی است که فقط سه خط مستقل در این مثلث وجود دارد. به عبارت دیگر، اگر



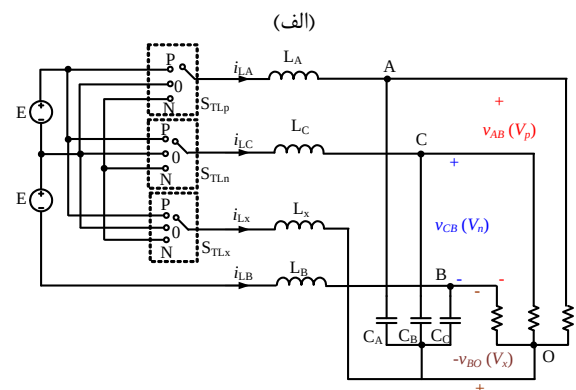
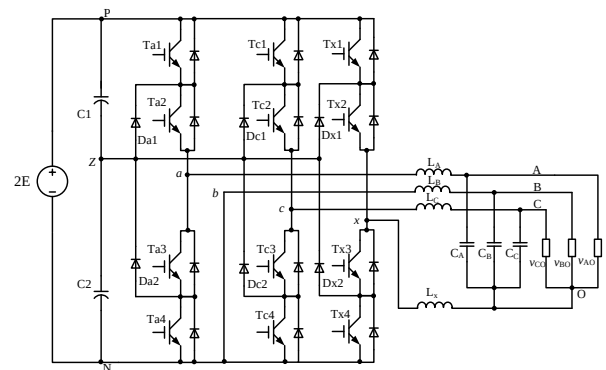
شکل (۱): ساختار اینورتر NPC سه سطحی چهارساق



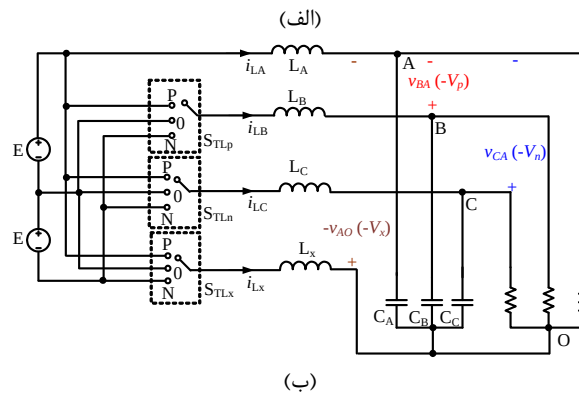
شکل (۲): شکل موج ولتاژهای خروجی سه فاز



شکل (۳): دیاگرام برداری ولتاژهای خروجی سه فاز



شکل (۴): مدار معادل اینورتر NPC چهارساق در ناحیه I



شکل (۵): مدار معادل اینورتر NPC چهارساق در ناحیه II

به منظور تحلیل بیشتر در مورد اصول عملکردی روش پیشنهادی، ابتدا فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شود: $C_A=C_B=C_C$, $L_A=L_B=L_C=L_x$. فرکانس کلیدزنی بسیار بیشتر از فرکانس اصلی است. همانطور که در شکل (۴) مشاهده می‌شود، در ناحیه I، $V_n=V_{CB}$, $V_p=V_{AB}$. بدین ترتیب، هنگامی که $V_m(m=p,n,x) \geq E$ باشد، کلید مربوطه $STLm(m=p,n,x)$ با سیکل کاری تعریف شده به صورت $V_x=V_{OB}$ می‌باشد. $d_{m(m=p,n,x)}=T_{onP,m(m=p,n,x)}/T_s$ بین سرهای P و O کلیدزنی می‌شود. مدت زمان اتصال به سر P و $T_{onP,m(m=p,n,x)}$ دوره تناوب کلیدزنی می‌باشد. طبق اصل تعادل ولت-ثانیه در سلف‌ها در یک سیکل کامل کلیدزنی، روابط زیر استخراج می‌شوند:

$$(2E - V_p).d_p + (E - V_p).(1 - d_p) = 0 \quad (1)$$

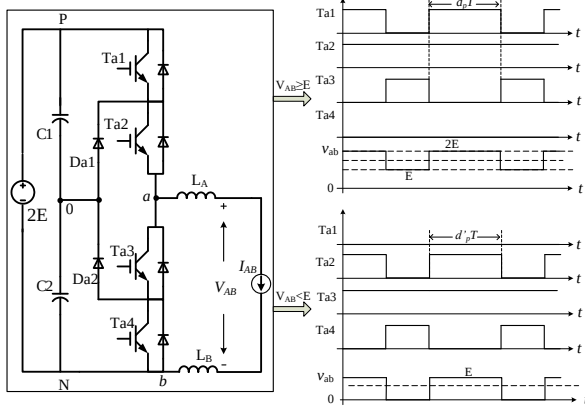
$$(2E - V_n).d_n + (E - V_p).(1 - d_n) = 0 \quad (2)$$

$$(2E - V_x).d_x + (E - V_x).(1 - d_x) = 0 \quad (3)$$

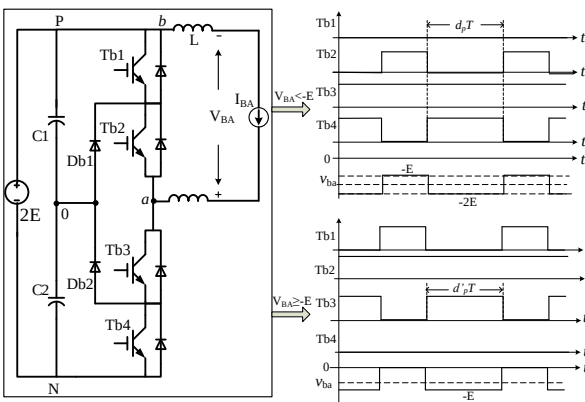
سیس سیکل‌های کاری به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$d_p = \frac{V_p - E}{E}; \quad d_n = \frac{V_n - E}{E}; \quad d_x = \frac{V_x - E}{E} \quad (4)$$

در مقابل، هنگامی که $V_m(m=p,n,x) < E$ باشد، کلید مربوطه $STLm(m=p,n,x)$ با سیکل کاری تعریف شده به صورت $d'_{m(m=p,n,x)}=T_{onO,m(m=p,n,x)}/T_s$ بین سرهای O و N کلیدزنی می‌شود. مدت زمان



شکل (۶): مدار معادل، استراتژی کنترلی و شکل موجهای نوعی برای ولتاژ خروجی $V_{AB} (V_p)$ در ناحیه I



شکل (۷): مدار معادل، استراتژی کنترلی و شکل موجهای نوعی برای ولتاژ خروجی $V_{BA} (-V_p)$ در ناحیه II

با اعمال تحلیلی مشابه برای یک سیکل کامل از موج پایه، مبدل‌های باک سه‌سطحی تشکیل شده در هر ناحیه ۶۰ درجه برای اینورتر NPC چهارساق به دست می‌آید. همچنین طراحی کنترل‌کننده و انتخاب پارامترهای فیلتر خروجی L و C نیز می‌تواند از قوانین مشابه برای مبدل‌های dc - dc پیروی کنند.

۳- تحلیل خودمتعادل‌سازی ولتاژ نقطه خنثی

چالش اصلی در هر کاربردی از اینورتر NPC حفظ برابری ولتاژ دو خازن سمت dc در یک سطح از پیش تعیین شده است. هنگامی که اینورتر NPC چهارساق به بار متعادل سه فاز وصل می‌شود، i_{Lx} برابر با صفر است و در نتیجه بر ولتاژ NP تأثیری نمی‌گذارد. تحت این شرایط، با بررسی موجهای مرجع در جدول I می‌توان دریافت که سیگنال‌های کنترل در دو ناحیه مجاور همیشه یکسان هستند. به عنوان مثال، در مناطق I و II ولتاژ خط V_{AB} به عنوان سیگنال CON_p در نظر گرفته می‌شود. علاوه بر آن، هر دو مبدل باک سه‌سطحی در این دو ناحیه را می‌توان در قالب یک مبدل با خازن‌های ورودی مشترک ترکیب کرد. بنابراین، با چرخش انرژی بین این خازن‌ها در نواحی

اتصال به سر N می‌باشد. طبق اصل تعادل ولت-ثانیه در سلف‌ها در یک سیکل کامل کلیدزنی، روابط زیر استخراج می‌شوند:

$$(E - V_p).d'_p + (0 - V_p).(1 - d'_p) = 0 \quad (5)$$

$$(E - V_n).d'_n + (0 - V_n).(1 - d'_n) = 0 \quad (6)$$

$$(E - V_x).d'_x + (0 - V_x).(1 - d'_x) = 0 \quad (7)$$

سپس سیکل‌های کاری به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$d'_p = \frac{V_p}{E}; \quad d'_n = \frac{V_n}{E}; \quad d'_x = \frac{V_x}{E} \quad (8)$$

ملاحظه می‌شود که روابط (۴) و (۸)، روابط مربوط به سه مبدل باک سه‌سطحی را تشکیل می‌دهند. به منظور روشن‌تر شدن این موضوع مدار معادل فاز a و شکل موجهای نوعی برای $V_{AB} (V_p)$ به عنوان یک مثال در شکل (۶) نشان داده شده‌اند.

در ناحیه II، همانطور که در شکل (۵) نشان داده شده است، ولتاژهای خط فعال و ولتاژ فاز به ترتیب $V_{BA} (-V_p)$ ، $V_{CA} (-V_n)$ و $V_{AO} (-V_x)$ هستند. بر این اساس، اگر $V_{m(m=p,n,x)} \leq -E$ باشد، کلید معادل $STLm(m=p,n,x)$ بین پایانه‌های O و N با سیکل‌کاری $d_{m(m=p,n,x)} = T_{onN,m(m=p,n,x)}/T_s$ در غیر اینصورت، اگر $V_{m(m=p,n,x)} > -E$ باشد، کلید معادل $STLm(m=p,n,x)$ بین پایانه‌های O و P با سیکل‌کاری $d_{m(m=p,n,x)} = T_{onO,m(m=p,n,x)}/T_s$ کلیدزنی می‌شود. برای به دست آوردن توابع انتقال در حالت پایدار از سیکل‌های کاری به ولتاژهای ورودی/خروجی، اصل تعادل ولت-ثانیه مجدداً لحاظ می‌شود و همان توصیفات سیکل‌های کاری ناحیه I به دست می‌آید:

$$\begin{cases} d_p = \frac{V_{BA} + E}{-E} = \frac{V_{AB} - E}{E} = \frac{V_p - E}{E} \\ d_n = \frac{V_{CA} + E}{-E} = \frac{V_{AC} - E}{E} = \frac{V_n - E}{E} \\ d_x = \frac{V_{OA} + E}{-E} = \frac{V_{AO} - E}{E} = \frac{V_x - E}{E} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} d'_p = \frac{V_{BA}}{-E} = \frac{V_{AB}}{E} = \frac{V_p}{E} \\ d'_n = \frac{V_{CA}}{-E} = \frac{V_{AC}}{E} = \frac{V_n}{E} \\ d'_x = \frac{V_{OA}}{-E} = \frac{V_{AO}}{E} = \frac{V_x}{E} \end{cases} \quad (10)$$

بدیهی است که در ناحیه II نیز اینورتر NPC چهارساق را می‌توان به سه مبدل باک سه‌سطحی جدا کرد. به عنوان مثال، مدار معادل پایه فاز b و شکل موجهای نوعی برای ولتاژ خروجی $V_{BA} (-V_p)$ در شکل (۷) نشان داده شده است.

تحت شرایط نامتعادلی، شش عدم تعادل مختلف ممکن است رخ دهد. مستقل از نوع عدم تعادل، به منظور تحلیل فرکانس ریبیل ولتاژ NP از تئوری مولفه‌های متقارن استفاده شده است. با استفاده از توالی‌های صفر، مثبت و منفی در نمایش جریان‌های بار، هر جریان فاز به صورت روابط (۱۹) تا (۲۱) نشان داده می‌شود.

$$i_a = i_a^0 + i_a^p + i_a^n \quad (19)$$

$$i_b = i_a^0 + a^2 i_a^p + a i_a^n \quad (20)$$

$$i_c = i_a^0 + a i_a^p + a^2 i_a^n \quad (21)$$

i_{an} و i_{ap} ، i_{ao} به ترتیب مولفه‌های صفر، مثبت و منفی هستند و عملگر (a) به صورت $1 \angle 120^\circ$ تعریف می‌شود. با جایگزین کردن روابط (۲۱) - (۱۹) در روابط (۱۳-۱۸) فرمول i_{Lx} برای شش ناحیه مختلف را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\vec{i}_n = 10 \vec{i}_a^0 - 2 \begin{bmatrix} a^2 \\ 1 \\ a \\ a^2 \\ 1 \\ a \end{bmatrix} \vec{i}_a^p - 2 \begin{bmatrix} a \\ 1 \\ a^2 \\ a \\ 1 \\ a^2 \end{bmatrix} \vec{i}_a^n \quad (22)$$

با نمایش توالی‌ها توسط فازورهای مربوط به آنها ($I_0 \angle \theta_0$) برای i_{ao} ، $i_{ap} \angle \theta_p$ برای i_{ap} و $i_{an} \angle \theta_n$ برای i_{an} ، تغییرات i_{Lx} در طول یک سیکل کامل آشکار می‌شود. شکل (۸) مشارکت هر مولفه متقارن را در تغییرات i_{Lx} به صورت جداگانه نشان می‌دهد.

همانطور که از شکل مشخص است، مستقل از نوع عدم تعادل، مولفه توالی مثبت باعث ایجاد ریبیل ولتاژ NP با فرکانس ۱۵۰ هرتز می‌شود درحالی‌که دو مولفه دیگر باعث ایجاد ریبیل ۵۰ هرتز می‌شوند. بنابراین فرکانس کل ریبیل ولتاژ NP برابر با ۵۰ هرتز خواهد بود.

برای تایید تحلیل فوق، اینورتر NPC چهارساق توسط نرم‌افزار متلب شبیه‌سازی شده است. پارامترهای شبیه‌سازی عبارتند از: بار اهمی - سلفی سه‌فاز $15\Omega/23\text{mH}$ با اتصال ستاره، ولتاژ خروجی ۲۵۰ ولت و ۵۰ هرتز، خازن‌های سمت dc $C_1=C_2=1000\mu\text{F}$ ، ولتاژهای اولیه خازنهای سمت dc نیز برابر $V_{C1}=250\text{V}$ و $V_{C2}=150\text{V}$ است. شکل موجهای ولتاژ خازن‌ها در حالت گذرا تا رسیدن به تعادل در حالت پایدار در شکل (۹) نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، با وجود مقادیر اولیه متفاوت، ولتاژ خازن‌ها پس از گذشت زمانی کمتر از ۵ سیکل با یکدیگر برابر می‌شوند.

۴- کاهش تلفات کلیدزنی

در این بخش، درصد کاهش تلفات کلیدزنی در روش پیشنهادی، مستقل از نوع کلید مورد محاسبه قرار گرفته است. تحت شرایط بار

مجاور، خازن‌های سمت dc به طور متوسط، مقدار مساوی انرژی را برای بار فراهم می‌کنند. این امر این امکان را فراهم می‌آورد که تعادل ولتاژ در طول زمان حفظ شود. از آنجائیکه ولتاژ خازن‌ها به طور طبیعی متعادل می‌شود، نیازی به نمونه‌برداری از آنها و استفاده از حلقه کنترل اضافی برای متعادل‌سازی نمی‌باشد. ریبیل ولتاژ NP در حضور بار متعادل برابر با ۱۵۰ هرتز است.

هنگامی که عدم تعادل بار وجود داشته باشد، جریان خنثی i_{Lx} فرکانس ریبیل ولتاژ NP و همچنین دامنه آن را تغییر می‌دهد. اما ولتاژهای خازن‌های سمت dc هنوز می‌توانند برابر باشند، زیرا سیگنال کنترل فاز خنثی CON_x در نیمه اول سیکل پایه دارای توالی ولتاژ فاز متقارن با نیمه دوم است ($-V_{CO}$ ، $-V_{AO}$ ، $-V_{BO}$ در نواحی I، II، III و V_{CO} ، V_{AO} ، V_{BO} در نواحی IV، V، VI). از این رو، فرکانس تغییرات CON_x برابر با ۵۰ هرتز است و فرکانس ریبیلی برابر با ۵۰ هرتز را برای ولتاژ NP نیز تعیین می‌کند. این واقعیت را می‌توان با استفاده از نظریه مولفه‌های متقارن تأیید کرد:

متوسط جریان خنثی، i_{Lx} ، در طول یک سیکل کلیدزنی از رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$i_{Lx} = d_{a0} \cdot i_a + d_{b0} \cdot i_b + d_{c0} \cdot i_c \quad (11)$$

که در آن d_{i0} ($i = a, b, c$) سیکل کاری اتصال نقطه خنثی به خروجی هر فاز متصل به آن است. بنابراین، تغییرات نرمالیزه شده ولتاژ NP با توجه به ولتاژ مرکزی لینک dc به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$v_n = -\frac{I_R}{2CE} \int i_{Lx} dt \quad (12)$$

در این رابطه I_R جریان نامی می‌باشد. تحلیل فوق را می‌توان برای شش ناحیه نشان داده شده در شکل (۲) انجام داد. بر این اساس، فرمول i_{Lx} برای هر ۶ ناحیه در یک NPC چهارساق به صورت زیر خواهد بود:

$$\text{I: } i_{Lx} = 4(i_a + i_c) + 2 i_b \quad (13)$$

$$\text{II: } i_{Lx} = 4(i_b + i_c) + 2 i_a \quad (14)$$

$$\text{III: } i_{Lx} = 4(i_a + i_b) + 2 i_c \quad (15)$$

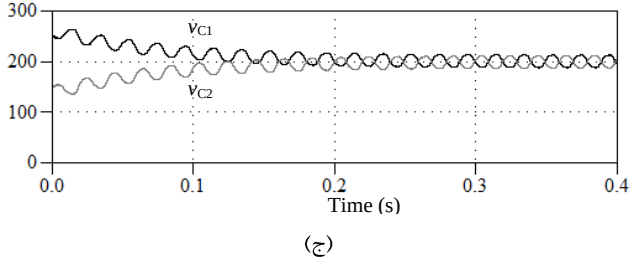
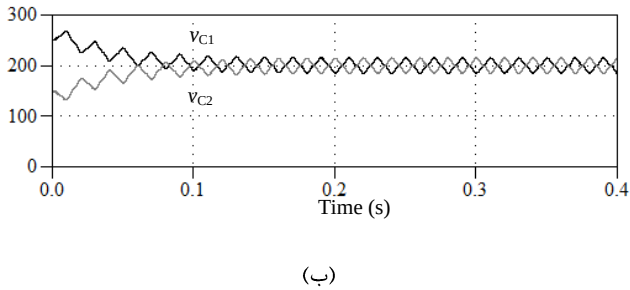
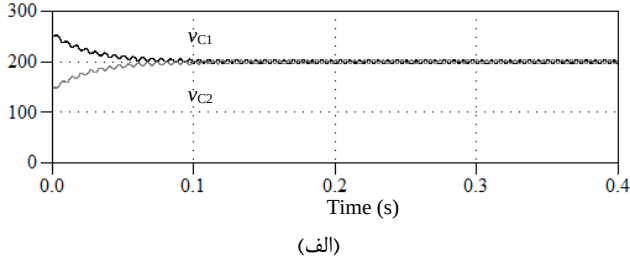
$$\text{IV: } i_{Lx} = 4(i_a + i_c) + 2 i_b \quad (16)$$

$$\text{V: } i_{Lx} = 4(i_b + i_c) + 2 i_a \quad (17)$$

$$\text{VI: } i_{Lx} = 4(i_a + i_b) + 2 i_c \quad (18)$$

اصلی به $\frac{2}{3} f_{sw}$ کاهش می‌یابد. بنابراین تلفات کلیدزنی برای هر کلید ساق اصلی طبق رابطه (۲۴) به دست می‌آید.

$$\begin{aligned} P_{sw_C} &= \frac{2}{3} f_{sw} V_{dc} I_{sw(pk)} (t_{sw(on)} + t_{sw(off)}) \\ P_{rr_C} &= 0.125 \times I_{rr} \times t_{rr} \times V_{CE(pk)} \times \frac{2}{3} f_{sw} \end{aligned} \quad (24)$$



شکل (۹): شکل موجهای شبیه‌سازی تعادل ولتاژ سمت DC (الف) در حضور بار سه‌فاز (ب) در حضور بار دوفاز (ج) صرفاً در حضور بار فاز C

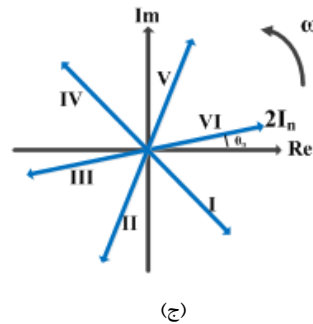
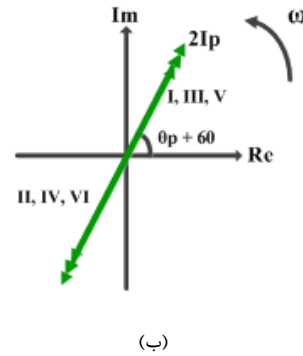
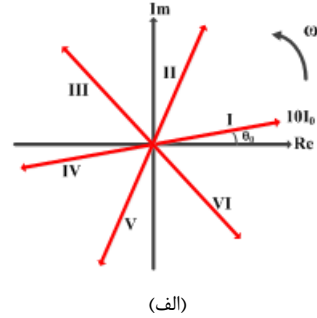
تلفات کلیدزنی برای هر کلید ساق چهارم مشابه فرمول (۲۳) می‌باشد. مطابق این روابط، درصد تغییرات تلفات کلیدزنی (V_r) زمانی که تکنیک کنترلی جدید به اینورتر اعمال می‌گردد به شرح زیر است:

$$V_r = \frac{16 \times (P_{sw_c} + P_{rr_c}) - (12 \times \frac{2}{3} \times (P_{sw_c} + P_{rr_c}) + 4 \times (P_{sw_c} + P_{rr_c}))}{(12 \times \frac{2}{3} \times (P_{sw_c} + P_{rr_c}) + 4 \times (P_{sw_c} + P_{rr_c}))} \times 100 = 33.33\% \quad (25)$$

همانطور که از رابطه (۲۵) مشخص است، در نتیجه عدم کلیدزنی فازهای با بیشترین یا کمترین ولتاژ در تکنیک پیشنهادی، کاهش قابل‌ملاحظه‌ای در تلفات کلیدزنی پدید می‌آید.

برابر، تلفات هدایتی در هر دو روش متعارف و پیشنهادی یکسان است زیرا افت ولتاژ سوئیچها و دیودها و همچنین جریان گذرنده از آنها در حالت روشن بودن با یکدیگر برابر است. زمانی که تکنیک متعارف SPWM به اینورتر اعمال می‌گردد، افت ولتاژ برای هر کلید را می‌توان از رابطه (۲۳) به دست آورد:

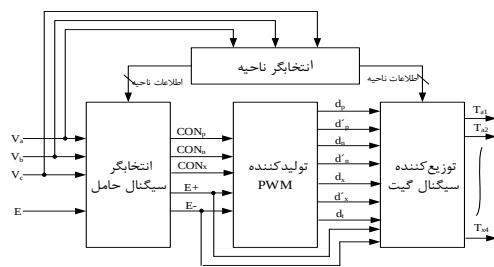
$$\begin{aligned} P_{sw_C} &= f_{sw} V_{dc} I_{sw(pk)} (t_{sw(on)} + t_{sw(off)}) \\ P_{rr_C} &= 0.125 \times I_{rr} \times t_{rr} \times V_{CE(pk)} \times f_{sw} \end{aligned} \quad (23)$$



شکل (۸): مشارکت هر مولفه متقارن در تغییرات i_{Lx} (الف) توالی صفر (ب) توالی مثبت (ج) توالی منفی

که P_{sw} تلفات کلیدزنی IGBT در حالت متعارف، V_{dc} ولتاژ لینک dc، $I_{sw(pk)}$ حداکثر جریان کلیدزنی شده توسط IGBT، $t_{sw(on)}$ و $t_{sw(off)}$ به ترتیب زمانهای روشنی و خاموشی IGBT، I_{rr} و t_{rr} به ترتیب حداکثر جریان و زمان بازبایی معکوس دیود، $V_{CE(pk)}$ حداکثر ولتاژ دو سر دیود در زمان بازبایی (عمدتاً برابر با V_{dc}) و f_{sw} فرکانس کلیدزنی می‌باشند. با این وجود، زمانی که روش کنترلی پیشنهادی به اینورتر NPC اعمال می‌گردد، از آنجائیکه تمام کلیدها در ساق‌های اصلی به مدت یک‌سوم از کل سیکل کلیدزنی نمی‌شوند، فرکانس کلیدزنی کلیدها در ساق‌های

حداکثر، توسط روشهای متعارفی مثل SVM سه بعدی یا استراتژیهای PWM با تزریق مناسب سیگنال توالی صفر نیز به دست می آید.



شکل (۱۰): بلوک دیاگرام مدولاتور پیشنهادی

شایان ذکر است که اندیس مدولاسیون m که از این پس مورد استفاده قرار می گیرد، به m_{max} نرمالیزه شده است. شکل (۱۱) سیگنالهای مدولاسیون را برای کلیدهای T_{a1} , T_{a2} , T_{x1} و T_{x2} برای ساقهای a و x به ازای اندیسهای مختلف مدولاسیون نشان می دهد. همانطور که پیشتر نیز بیان شد، ولتاژهای خط به عنوان مراجع برای کلیدزنی کلیدهای T_{a1} و T_{a2} و ولتاژهای فاز به عنوان مراجع برای کلیدزنی کلیدهای T_{x1} و T_{x2} مورد استفاده قرار می گیرند. همچنین هیچ گونه کلیدزنی در نواحی II و IV برای کلیدهای T_{a1} و T_{a2} انجام نمی پذیرد. از آنجائیکه تمامی سیگنالهای مدولاسیون در محدوده $[0, 1]$ قرار گرفته اند، می توان از یک سیگنال حامل مشترک برای تمامی موجهای مرجع استفاده نمود. بنابراین سیگنالهای مدولاسیون برای کلیدهایی که در فازهای b و c قرار گرفته اند از طریق شیفت فاز $\pm 120^\circ$ سیگنالهای مدولاسیون فاز a به دست خواهند آمد. از آنجائیکه معادلات توصیف کننده توابع نشان داده شده در شکل (۱۱) بخشهایی از امواج سینوسی هستند، علی رغم شکل پیچیده شان به سادگی قابل پیاده سازی به فرم دیجیتالی زمان حقیقی می باشند.

۶- نتایج عملی

کارائی تکنیک مدولاسیون پیشنهادی از طریق استخراج نتایج عملی بر روی نمونه آزمایشگاهی به اثبات رسیده است. پارامترهای سیستم عملی در جدول (۲) نشان داده شده است. شکل (۱۲) نتایج عملی را زمانیکه نمونه آزمایشگاهی تحت بار مقاومتی متعادل و اندیس مدولاسیون ۰.۸ کار می کند نشان می دهد. ولتاژ فاز خروجی، ولتاژ خط خروجی و ولتاژهای خروجی سینوسی سه فاز در این شکل نشان داده شده اند. مشاهده می گردد که هیچگونه عملیات کلیدزنی در طول نواحی عملکردی II و IV برای فاز a صورت نمی پذیرد. شایان ذکر است با توجه به اینکه در ساقهای a , b و c در دو بازه 60° درجه ای کلیدزنی انجام نمی شود و شکل موج مرجع در آن بازه ها صرفاً با سطوح مثبت یا منفی (به جای کلیدزنی PWM) ساخته می شود، مقدار THD ولتاژ خروجی در روش پیشنهادی بیشتر از روش متعارف می گردد. به عنوان مثال در شکل ۱۲ (ب)، این مقدار برابر با ۳.۱۱٪

۵- پیاده سازی راهبرد پیشنهادی

شکل (۱۰) مدولاتور پیشنهادی را برای اینورتر چهارساق NPC نشان می دهد. مدولاتور مذکور متشکل از یک انتخابگر ناحیه، یک انتخابگر سیگنال حامل، یک تولید کننده PWM و یک توزیع کننده سیگنال گیت می باشد. انتخابگر ناحیه، ناحیه کاری فعال را مطابق آنچه در شکل (۲) نشان داده شده است، از طریق تشخیص نقطه گذر از صفر ولتاژهای ac مرجع خروجی تعیین می کند. انتخابگر سیگنال حامل، سیگنالهای کنترل فعال (موجهای مرجع مدولاسیون) را که با CON_p ، CON_n و CON_x نشان داده می شوند و همچنین سیگنال موقعیت کلیدزنی E^+ یا E^- را (برای تعیین اینکه E از ولتاژ خط خروجی متناظر بزرگتر یا کوچکتر است) انتخاب می کند. سیگنالهای مرجع و کنترل انتخاب شده، توسط تولید کننده PWM پردازش شده و سیگنالهای مرتبط با سیکل کاری کلیدها تولید می شوند. توزیع کننده سیگنال گیت، سیگنالهای سیکل کاری مذکور را به مدارهای راه انداز گیت ارسال می کند تا مطابق با اطلاعاتی که از انتخابگر ناحیه و انتخابگر سیگنال حامل به دست آمده است، کلیدهای مناسب را از میان ۱۶ کلید موجود در اینورتر راه اندازی نماید.

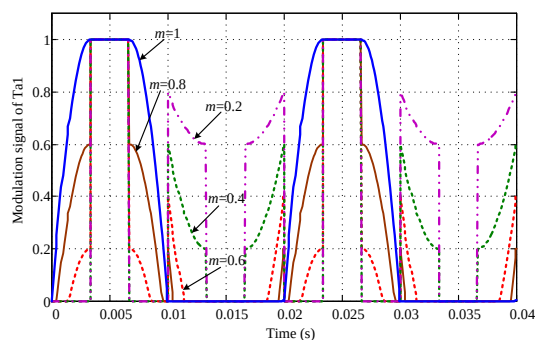
ولتاژهای خط منتخب که به عنوان خروجی مدارهای معادل در هر ناحیه عمل می کنند، در جدول (۱) فهرست شده اند. تخصیص سیکلهای کاری کلیدهای فعال (d_p , d'_p , d_n , d'_n , d_x , d'_x) نیز در جدول (۱) آمده است. $d_t = 1$ به کلیدی که در فاز غیرفعال همواره روشن است اختصاص داده می شود.

در مقایسه با روشهای مبتنی بر SVM سه بعدی، مدولاتور پیشنهادی در این مقاله می تواند صرفاً با یک منطق ساده و یک مدار آنالوگ پیاده سازی شود. الگوریتم مدولاتور ساده بوده و در نتیجه قابلیت پردازش سریع را دارا می باشد. در مورد طراحی کنترل کننده حلقه بسته (در صورت نیاز)، روشهای طراحی مبدل های $dc-dc$ سه سطحی را می توان به سادگی برای کنترل ولتاژ خروجی اینورتر NPC چهارساق بدون نیاز به یک DSP پرسرعت و یک مبدل آنالوگ به دیجیتالی با نرخ تبدیل بالا (برای دستیابی به تبدیل مختصات مناسب) پیاده سازی نمود.

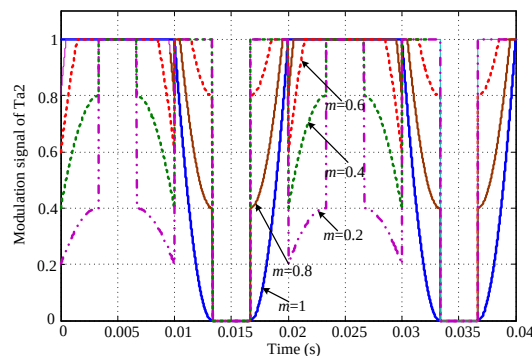
از روابط (۴)، (۸)، (۹) و (۱۰) و سیگنالهای کنترلی موجود در جدول (۱)، می توان استنباط نمود که همواره موجهای مرجع برای ساقهای اصلی برابر با ولتاژهای خط و برای ساق چهارم برابر با ولتاژهای فاز می باشند. در نقاط مرزی ($d_p=1$ یا $d_n=1$)، حداکثر مقدار ولتاژ خط خروجی برابر با $2E$ است. این بدان معناست که حداکثر اندیس مدولاسیون دامنه در روش پیشنهادی برابر است با:

$$m_{max} = \frac{V_{l-l}}{\sqrt{3} \cdot E} = \frac{2 \cdot E}{\sqrt{3} \cdot E} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.1547 \quad (26)$$

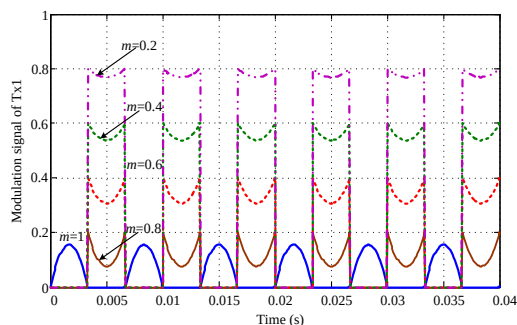
رابطه (۲۶) حداکثر اندیس مدولاسیونی را که در ناحیه خطی توسط روش پیشنهادی قابل دسترسی است نشان می دهد. این مقدار



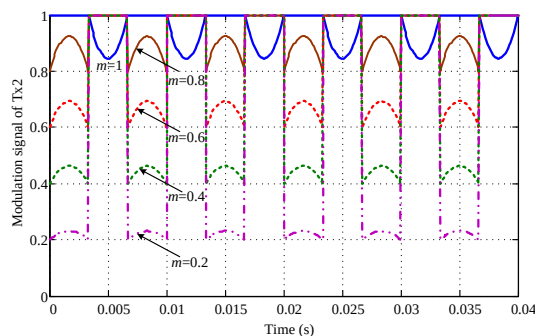
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل (۱۱): سیگنال‌های مدولاسیون T_{a1} , T_{a2} , T_{x1} و T_{x2} در حضور اندیس‌های مختلف مدولاسیون

می‌باشد. با این وجود، THD مذکور همچنان الزامات استاندارد IEEE-519 را برآورده ساخته (مقدار مجاز این استاندارد برای THD ولتاژ برابر با ۸ درصد است) و بدین طریق مقادیر مربوط به فیلتر خروجی نیز دستخوش تغییرات نگردیده است. لذا با توجه به قابل چشم‌پوشی بودن درصد افزایش THD و همچنین عدم تغییر اندازه فیلتر خروجی، کیفیت ولتاژ خروجی تضمین گردیده است و استفاده از روش پیشنهادی توجیه می‌گردد.

شکل ۱۳ (الف) و (ب) پاسخ سیستم پیشنهادی را زمانی که تحت بار مقاومتی نامتعادل قرار گرفته است، نشان می‌دهد. شکل‌موج‌های بالائی از هر دو شکل، ولتاژ خروجی V_{BO} است، در حالی که سه شکل‌موج پایینی جریان‌های بار سه فاز i_A ، i_B و i_C را نشان می‌دهند. شکل ۱۳ (الف) پاسخ مدار را هنگامی که بار، با بار دو فاز نامتعادل است (فاز B قطع شده) و شکل ۱۳ (ب) پاسخ آن را با بار یک فاز نشان می‌دهد (فاز B و C قطع شده‌اند). در هر دو مورد، شکل موج ولتاژ خروجی یک شکل سینوسی با کیفیت بالا را نشان می‌دهد.

شکل ۱۴ (الف) - (د) توانائی سیستم در مدیریت بار نامتعادل و غیرخطی را در حضور استراتژی مدولاسیون پیشنهادی اثبات می‌کند. سه بار غیرخطی تک‌فاز در شکل ۱۴ (الف) ارائه شده است که توسط یکسوسازهای دیودی ختم‌شده به خازنهای $400V/330\mu F$ و مقاومتهای موازی مشخص شده است. هر کدام از بارها بین یکی از پایانه‌های فازهای خروجی A، B، C و ترمینال خنثی O متصل می‌شود. در شکل‌های ۱۴ (ب) و (ج) ولتاژ خروجی فاز V_{BO} و جریان‌های خروجی i_A ، i_B و i_C آمده است. در شکل ۱۴ (د) جریان خنثی i_X را نشان می‌دهد. شکل ۱۴ (ب) نتایج عملی را با بار غیرخطی دو فاز در حالی که فاز دیگر باز است نشان می‌دهد و شکل ۱۴ (ج) نتایج آزمایشی را با بار غیرخطی یک فاز در حالیکه دو فاز دیگر باز هستند نشان می‌دهد. نتایج نشان می‌دهند که غیرخطی و همچنین نامتعادل بودن بارها، عملکرد مداری را که توسط روش پیشنهادی کنترل گردیده است، تحت تاثیر قرار نمی‌دهد.

همچنین مطابق شکل ۱۴ (د) بدیهی است که جریان نامتعادل بین فازهای خروجی از ساق چهارم اینورتر NPC عبور می‌کند.

جدول (۱): تشکیل سیگنال‌های راه‌اندازی

انتخابگر ناحیه		انتخابگر سیگنال کنترل			توزیع‌کننده سیگنال گیت			
نواحی		CON _p	CON _n	CON _x	d _p or d' _p	d _n or d' _n	d _x or d' _x	d _t
I	E ⁺	V _{AB} -E	V _{CB} -E	-V _{BO} -E	d _p =T _{a1} , T _{a2} =1	d _n =T _{c1} , T _{c2} =1	d _x =T _{x1} , T _{x2} =1	T _{b3} =T _{b4} =1
	E ⁻	V _{AB}	V _{CB}	-V _{BO}	d' _p =T _{a2} , T _{a1} =0	d' _n =T _{c2} , T _{c1} =0	d' _x =T _{x2} , T _{x1} =0	
II	E ⁺	V _{AB} -E	V _{AC} -E	V _{AO} -E	d _p =T _{b4} , T _{b3} =1	d _n =T _{c4} , T _{c3} =1	d _x =T _{x4} , T _{x3} =1	T _{a1} =T _{a2} =1
	E ⁻	V _{AB}	V _{AC}	V _{AO}	d' _p =T _{b3} , T _{b4} =0	d' _n =T _{c3} , T _{c4} =0	d' _x =T _{x3} , T _{x4} =0	
III	E ⁺	V _{BC} -E	V _{AC} -E	-V _{CO} -E	d _p =T _{b1} , T _{b2} =1	d _n =T _{a1} , T _{a2} =1	d _x =T _{x1} , T _{x2} =1	T _{c3} =T _{c4} =1
	E ⁻	V _{BC}	V _{AC}	-V _{CO}	d' _p =T _{b2} , T _{b1} =0	d' _n =T _{a2} , T _{a1} =0	d' _x =T _{x2} , T _{x1} =0	
IV	E ⁺	V _{BC} -E	V _{BA} -E	V _{BO} -E	d _p =T _{c4} , T _{c3} =1	d _n =T _{a4} , T _{a3} =1	d _x =T _{x4} , T _{x3} =1	T _{b1} =T _{b2} =1
	E ⁻	V _{BC}	V _{BA}	V _{BO}	d' _p =T _{c3} , T _{c4} =0	d' _n =T _{a3} , T _{a4} =0	d' _x =T _{x3} , T _{x4} =0	
V	E ⁺	V _{CA} -E	V _{BA} -E	-V _{AO} -E	d _p =T _{c1} , T _{c2} =1	d _n =T _{b1} , T _{b2} =1	d _x =T _{x1} , T _{x2} =1	T _{a3} =T _{a4} =1
	E ⁻	V _{CA}	V _{BA}	-V _{AO}	d' _p =T _{c2} , T _{c1} =0	d' _n =T _{b2} , T _{b1} =0	d' _x =T _{x2} , T _{x1} =0	
VI	E ⁺	V _{CA} -E	V _{CB} -E	V _{CO} -E	d _p =T _{a4} , T _{a3} =1	d _n =T _{b4} , T _{b3} =1	d _x =T _{x4} , T _{x3} =1	T _{c1} =T _{c2} =1
	E ⁻	V _{CA}	V _{CB}	V _{CO}	d' _p =T _{a3} , T _{a4} =0	d' _n =T _{b3} , T _{b4} =0	d' _x =T _{x3} , T _{x4} =0	

جدول (۲): پارامترهای مدار عملی

1.5 kW	توان خروجی
50 Hz	فرکانس پایه
250 V	ولتاژ بایس dc
20 kHz	فرکانس کلیدزنی
$L_A=L_B=L_C=120\ \mu\text{H}$, $C_A=C_B=C_C=40\ \mu\text{F}$	فیلتر پایین‌گذر خروجی

۷- نتیجه‌گیری

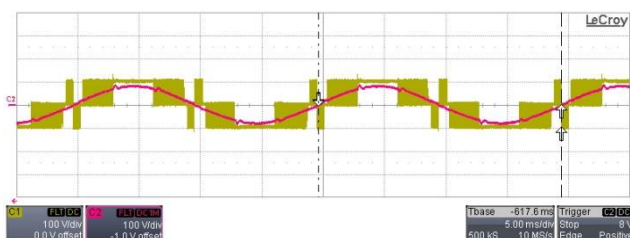
در این مقاله یک استراتژی PWM ناپیوسته برای اینورتر چهارساق NPC پیشنهاد گردید. با به‌کارگیری استراتژی پیشنهادی، مبدل مذکور در هر ۶۰ درجه از سیکل ولتاژ پایه به سه مبدل باک سه‌سطحی تبدیل می‌شود. مزایای روش کنترلی پیشنهادی به شرح زیر است:

- ۱) پردازش سریع: ساختار مدولاتور ساده است و الگوریتم را می‌توان به سادگی و تنها با استفاده از یک موج حامل پیاده‌سازی نمود.
- ۲) متعادل‌سازی ولتاژ نقطه نول بدون نیاز به هیچگونه فیدبک و حلقه کنترل اضافی.

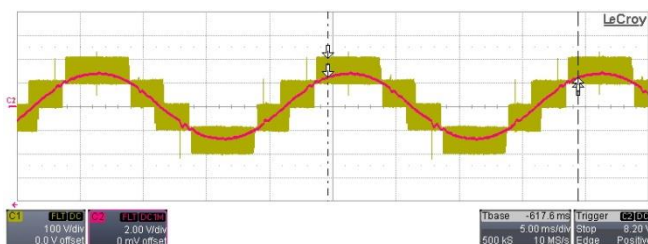
- ۳) توانایی در تولید ولتاژ خروجی سه‌فاز متعادل با کیفیت بالا تحت شرایط بارهای متعادل/نامتعادل و خطی/غیرخطی.

- ۴) کاهش قابل ملاحظه تلفات کلیدزنی از طریق عدم کلیدزنی فازهای با بیشترین یا کمترین ولتاژ.

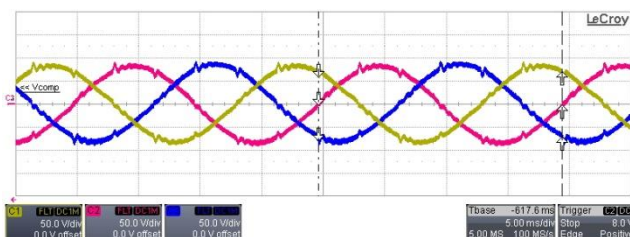
نتایج عملی اعمال روش کنترلی پیشنهادی به اینورتر چهارساق بیانگر اثبات تحلیل‌های تئوری ارائه شده در این مقاله است. علاوه بر آن، این روش قابل تعمیم و اعمال به اینورترها یا یکسوسازهایی با تعداد سطوح بیشتر نیز می‌باشد.



(الف)



(ب)



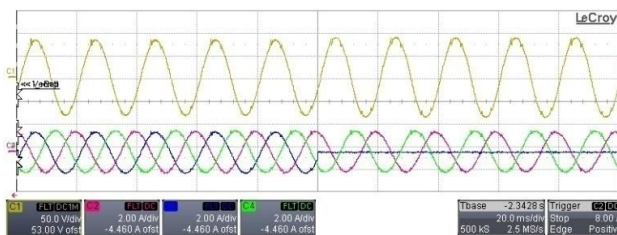
(ج)

شکل (۱۲): نتایج عملی در حضور بار مقاومتی متعادل الف) ولتاژ فاز خروجی [100 V/div] ب) ولتاژ خط خروجی [100 V/div] ج) ولتاژهای سینوسی سه‌فاز [50 V/div] (هر واحد محور زمان: 5 ms/div)

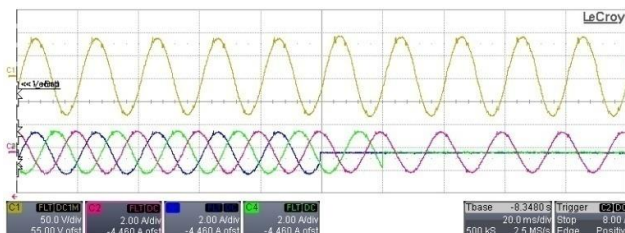
شکل (۱۴): نتایج عملی ولتاژ خروجی (v_{BO} ، [50 V/div]) و جریان i_A ، i_B ، i_C ، i_X 20 A/div، 10 A/div در حضور بار غیرخطی تک فاز (الف) مدار بار غیرخطی تک فاز، (ب) با بار دو فاز (فاز B قطع شده است)، (ج) با بار یک فاز (هر دو فاز B و C قطع شده‌اند)، و (د) جریان‌های i_A و i_X با بار یک فاز (فازهای B و C قطع شده‌اند). (هر واحد محور زمان: 20 ms/div برای (ب) و (ج)، 5 ms/div برای (د))

مراجع

- [1] B. Singh and S. Sharma, "Design and Implementation of Four-Leg Voltage-Source Converter-Based VFC for Autonomous Wind Energy Conversion System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, no. 12, pp. 4694–4703, 2012.
- [2] W. Sinsukthavorn, E. Ortjohann, A. Mohd, N. Hamsic and D. Morton, "Control Strategy for Three-/Four-Wire-Inverter-Based Distributed Generation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, no. 10, pp. 3890–3899, 2012.
- [3] S. Shokoohi, H. Bevrani, J. Moshtagh, and S. Ahmadi, "Transient Stability Enhancement in Microgrids Including Inverter Interfaced Distributed Generations", Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Vol. 12, no. 3, pp. 1-8, 2016.
- [4] H.-L. Jou, J.-C. Wu, K.-D. Wu, W.-J. Chiang, and Y.-H. Chen, "Analysis Of Zig-Zag Transformer Applying In The Three-Phase Four-Wire Distribution Power System", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 20, no. 2, pp. 1168–1173, 2005.
- [5] P. Sanchis, A. Ursua, E. Gubia, J. Lopez, and L. Marroyo, "Control of Three-Phase Stand-Alone Photovoltaic Systems with Unbalanced Loads", in Proc. IEEE ISIE, pp. 633–638, 2005.
- [6] N.-c. I. Systems, U.-m. Choi, S. Member, J.-s. Lee, and S. Member, "New Modulation Strategy to Balance the Neutral-Point Voltage for Three-Level", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 29, no. 1, pp. 91–100, 2014.
- [7] M. C. Cavalcanti, A. M. Farias, K. C. Oliveira, F. A. S. Neves, and J. L. Afonso, "Eliminating Leakage Currents in Neutral Point Clamped Inverters for Photovoltaic Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, no. 1, pp. 435–443, 2012.
- [8] M. J. Tsai, H. C. Chen, and P. T. Cheng, "Eliminating the Neutral-Point Oscillation of the Four-Wire NPC Active Power Filter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 34, no. 7, pp. 6233–6240, 2019.
- [9] Z. Liu, J. Liu and J. Li "Modeling, Analysis, and Mitigation of Load Neutral Point Voltage for Three-Phase Four-Leg Inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, no. 5, pp. 2010–2021, 2013.
- [10] G. Tan, J. Wei, W. Zhao, L. Qi and X. Sun, "Application of Three-Dimensional Unbalanced Coordinate Transformation to Stand-Alone Four-Leg Voltage-Source Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 37, no. 10, pp. 11686–11703, 2022.
- [11] Ch. An, B. Choi, H. Lee, T. Kim, K. Kang, M. Kim, Y. Lee, J. Yi and Ch. Wom, "Space Vector Pulse-Width Modulation Control Strategy for Four-Leg Inverters Under Single Line-to-Ground Faults in Islanded Microgrids", IEEE Access, Vol. 10, pp. 18557-18569, 2022.

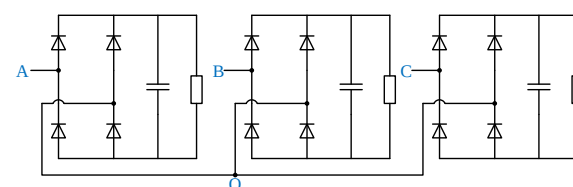


(الف)

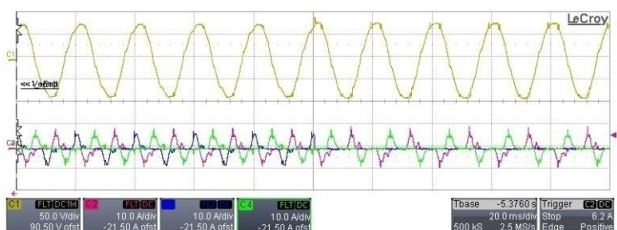


(ب)

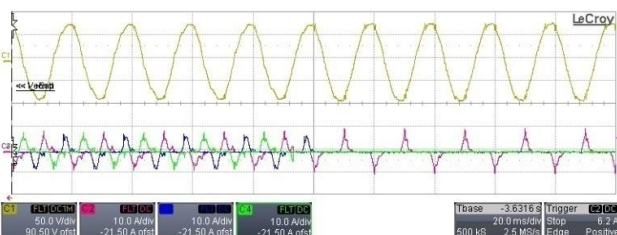
شکل (۱۳): نتایج عملی ولتاژ و جریان‌های خروجی در حضور بار مقاومتی نامتعادل (الف) با بار دو فاز (ب) با بار تنها یک فاز (2، 50 V/div، 5 ms/div)



(الف)



(ب)



(ج)



(د)

- for Four-Leg NPC Converter”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, no. 11, pp. 8371–8380, 2017.
- [26] F. Rojas, R. Kennel, R. Cardenas, R. Repenning, J. C. Clare and M. Diaz, “A New Space-Vector-Modulation Algorithm for a Three-Level Four-Leg NPC Inverter”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 32, no. 1, pp. 23-35, 2017.
- [27] Tavakoli A, khorasani F. Improvement of speed control performance sensorless Brushless DC motor with finite control set model predictive control. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2023; 20 (2) :195-203
- [28] M. Bouzidi, S. Barkat, A. Krama and H. Abu-Rub, “Simplified Predictive Direct Power Control of Three-Phase Three-Level Four-Leg Grid Connected NPC Converter”, IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, Vol. 3, pp. 448-459, 2022.
- [29] D. Xiao, K. S. Alam, R. Dutta and M. F. Rahman, “Reduced-Sensors-Based Predictive Controller for LC Filtered Four-Leg Inverters”, IEEE Open Journal of Industry Applications, Vol. 2, pp. 301-309, 2021.
- [30] Moradi M H, amiri F. Improving the stability of the power system based on static synchronous series compensation equipped with robust model predictive control. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2022; 19 (4) :291-302
- [12] X. Li, Z. Deng, Z. Chen and Q. Fei, “Analysis and Simplification of Three-Dimensional Space Vector PWM for Three-Phase Four-Leg Inverters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 58, no. 2, pp. 450–464, 2011.
- [13] Ch. Lin, J. Yu, C. A. Agustin and N. Li, “A Two-Stage Optimization Approach to Modulated Model-Free Predictive Current Control for RL-Connected Three-Phase Two-Level Four-Leg Inverter”, IEEE Access, Vol. 9, pp. 147537-147548, 2021.
- [14] L. Zhang, H. Yang, Y. Tang, J. Pou, L. M. Tolbert, “Decoupled Modulation with Common-Mode Load-Voltage Control for Three-Phase Four-Leg Three-Level Inverter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 69, no. 8, pp. 8594-8598, 2022.
- [15] Ch. Zhang, R. Zhang, X. Xing and X. Li, “Current Mitigation and Harmonic Current Compensation for Multifunction Parallel Three-Level Four-Leg Converters”, Journal of Emerging and Selected Topic in Power Electronics, Vol. 10, no. 3, pp. 2805–2818, 2022.
- [16] J. Jung, S. Huwang and J. Kim, “A Common-Mode Voltage Reduction Method Using an Active Power Filter for a Three-Phase Three-Level NPC PWM Converter”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 57, no. 4, pp. 3787–3800, 2021.
- [17] V. Jayakumar, B. Chokkalingam and J. L. Munda, “A Comprehensive Review on Space Vector Modulation Techniques for Neutral Point Clamped Multi-Level Inverters”, IEEE Access, Vol. 9, pp. 112104-112144, 2021.
- [18] D. Yang, K. Yang and F. Gao, “Topology Optimization Analysis of Leakage Current Suppression in Three-Level Four-Leg Photovoltaic Grid-Connected Inverter”, IEEE Access, Vol. 11, pp. 50145-50156, 2023.
- [19] S. R. Mohapatra and V. Agarwal, “Enhancement of Line-to-Line Voltage Support During Asymmetrical Microgrid Faults Using a Four-Leg Three-Level Inverter”, IEEE Transactions on Smart Grid, Vol. 13, no. 2, pp. 1298–1309, 2022.
- [20] M. Sharifzadeh, H. Vahedi, A. Sheikholeslami, P.-A. Labbé, and K. Al-Haddad, “Hybrid SHM-SHE Modulation Technique for Four-Leg NPC Inverter with DC Capacitors Self-Voltage-Balancing”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, no. 8, pp. 4890-4899, 2015.
- [21] M. Sharifzadeh, H. Vahedi, R. Portillo, M. Khenar, A. Sheikholeslami, L. Franquelo, and K. Al-Haddad, “Hybrid SHM-SHE Pulse Amplitude Modulation for High Power Four-Leg Inverter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. PP, no. 99, pp. 7234–7242, 2016.
- [22] M. Sharifzadeh, G. Chouinard, and K. Al-Haddad, “Compatible Selective Harmonic Elimination for Three-Phase Four-Wire NPC Inverter with DC-Link Capacitor Voltage Balancing”, IEEE Transactions on Industrial Informatics, (Early Access), 2019.
- [23] M. Sharifzadeh, M. Babaie, G. Chouinard, and K. Al-Haddad, “Hybrid SHM-PWM for Common-Mode Voltage Reduction in Three-Phase Three-Level NPC Inverter”, Journal of Emerging and Selected Topic in Power Electronics, Vol. 9, no. 4, pp. 4826–4838, 2021.
- [24] Q. Tabart, I. Vechiu, A. Etxeberria and S. Bacha, “Hybrid Energy Storage System Microgrids Integration for Power Quality Improvement Using Four-Leg Three-Level NPC Inverter and Second-Order Sliding Mode Control”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, no. 1, pp. 424–435, 2018.
- [25] F. Rojas, R. Cárdenas, R. Kennel, J. C. Clare and M. Diaz, “A Simplified Space-Vector Modulation Algorithm

زیر نویس ها

¹ Voltage Source Inverter

² Neutral Point

³ Electromagnetic Interference

⁴ Neutral Point Clamp

⁵ Selective Harmonic Elimination

⁶ Selective Harmonic Mitigation

⁷ Carrier-Based PWM

⁸ Space Vector Modulation

⁹ Sinusoidal PWM