مجله کنترل
ISSN 2008-8345
جلد ۹، شماره ۴، زمستان ۱۳۹۴، صفحه ۶۶-۵۵

کنترل نسبت‌های وظیفه در مبدل‌های سه فازه چند سطحی بمنظور کاهش تلفات سوئیچنگ

محمد جعفر مجیبیان[۱]، محمد توکلی بینا[۲]

[۱] دانشجوی دکتری مهندسی برق، گروه قدرت، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، mojibian@ee.kntu.ac.ir

[۲] استاد دانشکده مهندسی برق، گروه قدرت، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی، tavakoli@eetd.kntu.ac.ir

(تاریخ دریافت مقاله ۱۳۹۴/۹/۱، تاریخ پذیرش مقاله ۱۳۹۴/۱۱/۰۶)

چکیده: مبدلهای چند سطحی با تولید تعداد سطوح زیاد در ولتاژ خروجی قادر به تولید ولتاژهای AC با کیفیت بالا و THD کم می‌باشند. از این رو می‌توان آن‌ها را بعنوان ولتاژ ژنراتورهای با کیفیت در کاربردهای شبکه و سیستم‌های درایو به خوبی بکار گرفت. تاکنون تعداد زیادی تکنیک‌های مدولاسیون جدید بمنظور پشتیبانی از رشد فزاینده توپولوژی‌های مبدلهای چند سطحی معرفی شده‌اندکه هر کدام از این روش‌ها دارای مزایا و معایب خاص خود می‌باشند. این مقاله به ارائه یک تکنیک مدولاسیون جدید سینوسی برای کاربرد در مبدلهای چند سطحی دیفرانسیلی می‌پردازد. این تکنیک مدولاسیون بهینه بر مبنای مدلسازی مبدلهای چند سطحی با یک مبدل buck چند سطحی بنا شده است. با کاربرد معادلات پایه حاکم بر این مبدل و حل مساله بهینه سازی عرض پالس‌های مورد نیاز برای سوئیچ‌های مبدل برای سطوح مختلف از ولتاژ خروجی کنترل می‌شود. کنترل نسبت‌های وظیفه بصورت بهینه ضمن افزایش ضریب بهره لینک DC تاثیر مثبتی بر کاهش تلفات سوئیچنگ دارد. بمنظور ارزیابی تکنیک ارائه شده، روش مدولاسیون پیشنهادی بهمراه سه روش مدولاسیون معمول بر روی یک نمونه مبدل ۱۶ سطحی سه فازه پیاده‌سازی شده است. تحلیل نتایج نشان دهنده این موضوع می‌باشد که کاربرد روش مدولاسیون بهینه پیشنهادی باعث کاهش تلفات، بهبود THD و افزایش بهره لینک DC می‌شود.

کلمات کلیدی: مبدل‌های چند سطحی، ساختارهای کاهش یافته، کنترل نسبت‌های وظیفه، مدولاسیون افست ثابت، تزریق هارمونیک.

Duty Cycles Control in Three-phase Multilevel Converters for Switching Loss Reduction

Mohammad Jafar Mojibian, Mohammad Tavakoli Bina

Abstract: There are various modulation techniques for different topologies of multilevel converters that every technique has its own advantages as well as disadvantages in practice. This paper develops a new efficient modulating technique for three-phase differential multilevel converters that is based on using the concept of offset optimization and duty cycles control in a simple buck converter. The proposed modulation technique with achievement to full DC utilization reduces switching losses. To evaluate the suggested method, the modulation technique with three other conventional methods is implemented on an asymmetric 16–level converter. Comparative analysis for the experiments confirms that applying the presented technique on multilevel converter leads lower switching losses, better THD as well as optimal usage of the DC-link.

Keywords: multilevel converter, reduced structures, duty cycles control, fix offset modulation, harmonic injection.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

۱- مقدمه

مبدلهای چند سطحی در کاربردهای مختلف صنعتی و بخصوص در کاربردهای ولتاژ متوسط و بالا در حال توسعه می‌باشند. توپولوژی‌های مختلف چند سطحی زیادی بمنظور رفع محدودیت‌های ولتاژی و جریانی سوئیچ‌های نیمه هادی ارائه شده است که نمونه‌هایی از آن‌ها را می‌توان در مراجع [۵]-[۱] مشاهده نمود. مبدل‌های چند سطحی ضمن رسیدن به سطح ولتاژهای بالا در خروجی، با داشتن تعداد سطوح زیاد، قادر به تولید شکل موج‌هایی با مشخصه‌های هارمونیکی خوب و THD پایین بدون افزایش فرکانس سوئیچنگ یا کاهش توان خروجی مبدل می‌باشند[۳]. مبدل‌های چند سطحی مبتنی بر منبع ولتاژ در بسیاری از کاربردهای صنعتی توان متوسط و بالا مانند سیستم‌های درایو با توان و سرعت بالا، انرژی‌های نو، ادوات FACTS ، منابع تغذیه کیفیت بالا، ادوات متصل شونده به شبکه و بسیاری از کاربرهای دیگر قابل استفاده می‌باشند [۷]-[۳]. همچنین مبدل‌های چند سطحی با دستیابی به توان‌های بالا قادر به اتصال منابع تجدید پذیر مانند توربین‌های بادی، پیل‌های سوختی و سلول‌های خورشیدی به شبکه می‌باشند[۳].

در سال‌های اخیر توپولوژی‌های چند سطحی زیادی مطرح شده‌اند و متناسب با آن تعداد زیادی تکنیک‌های مدولاسیون جدید بمنظور پشتیبانی از این رشد فزاینده معرفی شده است. تکنیک های LS-PWM و PS-PWM که دارای منشاء سینوسی بوده و بعنوان یک راه حل ساده برای تولید سیگنال‌های گیت درمبدل‌های چند سطحی محسوب می‌شوند یکی از تکنیک‌های مدولاسیون استفاده شده در صنعت می‌باشد که به سادگی روش‌های مبتنی برموج حامل بر می‌گردد[۳]. از دیگر روش‌های مدولاسیونی که بمنظور بهبود مشخصه های هارمونیکی معرفی شده و مبتنی بر آنالیز فوریه می باشند می‌توان به روش های SHE [۸] ، SHM [۹] و تکنیک‌های مبتنی بر بهینه سازی مدولاسیون عرض پالس [۱۰] اشاره نمود. از دیگر روش‌های مدولاسیون که دارای توانایی بکارگیری موثرتر درجات آزادی مبدلهای چند سطحی را دارد روش SVM می‌باشد[۱۱]. قابل ذکر است الگوریتم‌های مبتنی بر SVM چند سطحی خیلی در کاربردهای صنعتی بکار گرفته نشده‌اند. یک دلیل احتمالی استفاده از روش‌های PWM ، سادگی آن‌ها می‌باشد که با کاربرد یک رفرنس و سیگنال کریر و مقایسه کننده ساده قابل انجام است.(سادگی و هزینه کم) در حالی که SVM به یک الگوریتم با حداقل سه مرحله نیاز دارد[۳].

هدف اصلی این مقاله یافتن یک تکنیک مدولاسیون موثر برای مبدلهای چند سطحی DC-AC می‌باشد. مدلسازی و آنالیز مبدلهای چند سطحی سه فازه مبتنی بر منبع ولتاژ در قالب سه مبدل buck چند سطحی مستقل و کاربرد معادلات پایه حاکم بر چنین مبدلی منجر به دستیابی به یک تکنیک مدولاسیون بهینه و موثر شده است. در این مقاله ضمن ارائه تکنیک مدولاسیون پیشنهادی با نام افست بهینه شده، عملکرد آن با تکنیک مدولاسیون افست ثابت که بر مبنای روش‌های مدولاسیون کریر بیس سینوسی می‌باشد مقایسه شده است. علاوه بر آن روش مدولاسیون پیشنهادی با دیگر روش‌های مدولاسیون چند سطحی مانند SVM چند سطحی و روش تزریق هارمونیک سوم (THIPWM) مقایسه شده است.

بمنظور ارزیابی تکنیک مدولاسیون ارائه شده و مقایسه آن با سایر تکنیک‌ها، یک نمونه آزمایشگاهی از یک مبدل ۱۶ سطحی سه فاز برمبنای ساختار کاهش یافته B2 که در [۱۲] به عنوان یک ساختار بهینه کاهش یافته معرفی شده است استفاده شده است. این مبدل با ساختار نامتقارن در دو طبقه برای هر فاز طراحی شده است. تحلیل و مقایسه نتایج عملی ثبت شده نشان می‌دهد که تکنیک مدولاسیون پیشنهادی ضمن سادگی در اجرا با داشتن راندمان بالا، THD کم ، متوسط فرکانس سوئیچنگ پایین و رسیدن به ضریب بهره لینک DC حداکثری می‌تواند بعنوان یک تکنیک مدولاسیون موثر در مبدلهای چند سطحی مطرح شود.

۲- مدلسازی مبدلهای چند سطحی دیفرانسیلی

مبدل buck معمول نشان داده شده در شکل ۱-الف را در نظر بگیرید. بمنظور استفاده از تعدادی منابع ولتاژ پایین تر ، بخش DC ورودی این مبدل را می توان همانند شکل ۱-ب با تعداد m چاپر دو سطحی جایگزین نمود که دارای نسبت‌های وظیفه D(t) مشابه می‌باشد. در این فرض تمام منابع چاپرها با هم برابر فرض شده‌اند. همچنین مجموع ولتاژ این منبع‌ها مطابق رابطه (۱) برابر با ولتاژ منبع مبدل شکل ۱-الف یعنی V_{DC} می‌باشد.

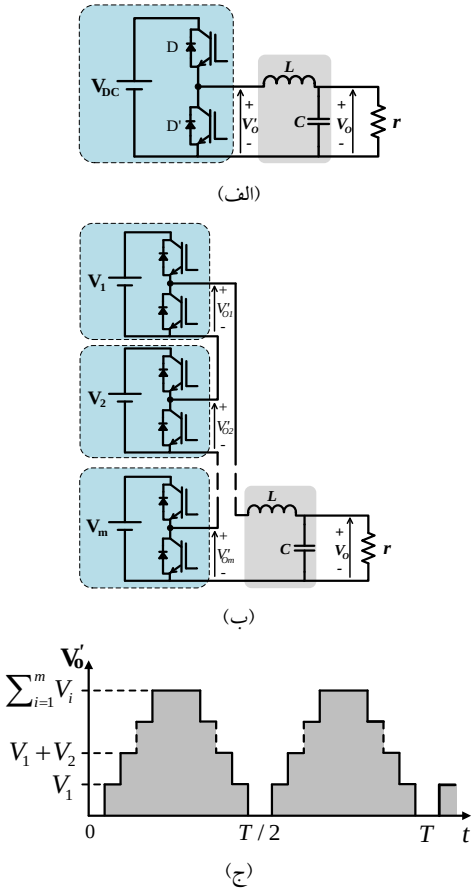
$$\begin{aligned} &V_1 = V_i = V_{dc} \qquad \text{i=2,..., m} \\ &\mathrm{V}_{DC} = \sum_{i=1}^{m} V_i = m \times V_{dc} \\ &D_1(t) = D_2(t) = \ldots = D_m(t) = D(t) \end{aligned} \tag{۱}$$

در صورتی که نسبت وظیفه چاپرها با هم برابر نباشد مبدل شکل ۱-ب قادر به تولید m+1 سطح مختلف با پله‌های V_{dc} در طرف v_o' می‌باشد. همچنین در صورت برابر نبودن منابع چاپرها می‌توان با انتخاب صحیح سطح ولتاژ منبع‌ها بصورت نامتقارن با نسبت دودویی یا سه سه‌ای تعداد بیشتری سطح DC در خروجی تولید نمود[۱۲]. بدین ترتیب طرف DC ورودی مبدل شکل ۱-ب تبدیل به یک مبدل چند سطحی می‌شود که قادر به تولید سطوح مثبت ولتاژ بوده و در مبدلهایDC-AC چندسطحی مبتنی بر منبع ولتاژ مرسوم می‌باشد.

$$\begin{cases} \dfrac{V_{aN}}{V_{DC}} = D(t) = A\sin(\omega t) + A \\ 0 \le \mathrm{D(t)} \le 1 \quad \Rightarrow \quad \mathrm{A} \le 0.5 \end{cases} \tag{۲}$$

مبدل نشان داده شده در شکل ۱-الف در صورت داشتن نسبت وظیفه مطابق با رابطه (۲) قادر به تولید یک ولتاژ سینوسی با یک مقدار افست DC در خروجی خود با استفاده از روش‌های معمول PWM دو سطحی می‌باشد.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

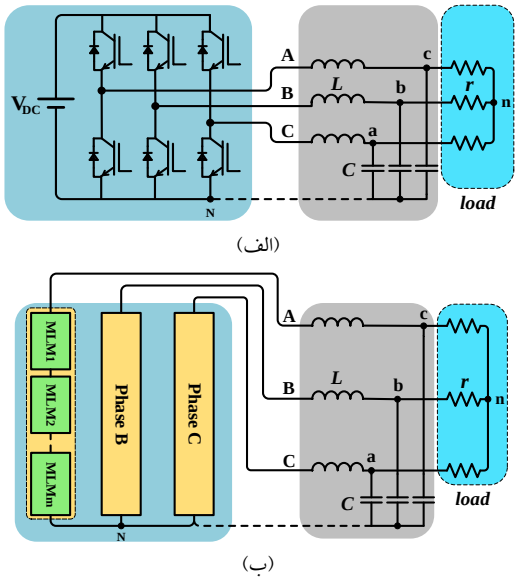


شکل۱: الف) کانورتر DC-DC معمول از نوع buck ب) کانورتر buck که بخش ورودی آن توسعه داده شده است ج) ولتاژخروجی بخشDC مبدل توسعه داده شده بصورت چند سطحی

مبدل توسعه یافته شکل ۱–ب نیز با استفاده از روش‌های PWM چند سطحی مانند تکنیک سوئیچنگ LS-PWM [۳] و یا تکنیک سوئیچنگ فاندامنتال (FFS) [۱۱] قادر به تولید ولتاژ چند سطحی با سطوح مثبت، مانند آنچه در شکل ۱–ج نشان داده شده است، در خروجی خود می‌باشد با این تفاوت که ولتاژ ورودی به فیلتر پایین گذر LC یعنی V_o' از حالت دو سطحی در مبدل buck معمول در شکل ۱– الف بصورت چند سطحی برای مبدل شکل ۱– ب تبدیل می‌شود. این امر ضمن کاهش اندازه فیلتر خروجی، فرکانس سوئیچنگ سوئیچ‌ها و تلفات را نیز کاهش می‌دهد. بنابراین می‌توان مبدل توسعه یافته نشان داده شده در شکل ۱–ب را بعنوان یک مبدل buck چند سطحی توصیف نمود که قادر به تولید شکل موج چند سطحی با اسکیل سینوسی با یک مقدار DC offset می‌باشد.

از ترکیب سه مبدل buck بصورت دیفرانسیلی مطابق شکل ۲–الف می‌توان به یک اینورتر سه فازه دست پیدا نمود. ولتاژ تحویلی به بار ناشی از تفاضل ولتاژ دو فاز می‌باشد که بدلیل مساوی بودن مقدار افست DC برای تمام فازها، بدون مقدار متوسط می‌باشد. چنین ترکیبی را نیز می‌توان برای مبدل buck چند سطحی توصیف شده نیز متصور شد. با این تفاوت که منابع DC بکار رفته برای هر فاز بجزء منابع پایین‌ترین ماژول باید از هم ایزوله باشند. چنین مبدلی در شکل ۲–ب نشان داده شده است.

قابل ذکر است که ماژول‌های چند سطحی (MLM) سری شده در هر فاز می توانند خود ترکیبی چند سطحی از چند منبع ایزوله که با سوئیچ یا دیود به خروجی هر ماژول متصل می‌شوند، باشند.



شکل۲: الف) شکل مداری اینورتر سه فازه ۲ سطحی ب) مبدل سه فازه چند سطحی دیفرانسیلی

۳- پیاده سازی تکنیک‌های مختلف مدولاسیون بر روی مبدل سه فاز

چندین تکنیک مدولاسیون برای مبدل‌های چند سطحی سه فازه معمول می‌باشد که از بین آن‌ها می‌توان به مدولاسیون سینوسی مبتنی بر سیگنال‌های حامل چند سطحی وSVM اشاره نمود. روش‌های مبتنی بر سیگنال‌های حامل بدلیل سادگی در اجرا متداول ترند ولی دارای ضعف عمده محدود بودن اندیس مدولاسیون می‌باشند. ولی مدولاسیون SVM و تکنیک تزریق هارمونیک سوم (THIPWM) می‌توانند به اندیس مدولاسیون های بالاتر تا یک نیز دست پیدا کنند. در این بخش به معرفی سه روش مدولاسیون افست ثابت اجباری[1] (FOM)، THIPWM و SVM می‌پردازیم. سپس با معرفی مدولاسیون پیشنهادی موسوم به تکنیک مدولاسیون افست بهینه[2] (OOM)، تمامی تکنیک‌های مورد بحث از نظر تئوری و شیوه اجرا بر روی مبدل‌های چند سطحی سه فازه دیفرانسیلی، مورد ارزیابی قرار می‌گیرند.

۳–۱– تکنیک مدولاسیون سینوسی با افست ثابت اجباری

مبدل سه فازه buck دیفرانسیلی نشان داده شده در شکل ۲–الف را در نظر بگیرید. این مبدل از سه چاپر مستقل تشکیل شده است. از آنجایی

[1] - Fix offset modulation
[2] - Optimum offset modulation

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

که ولتاژ خط بار از تفاضل دو ولتاژ فاز حاصل می‌گردد و با توجه به برابر بودن مقدار افست DC برای همه فازها، هیچ مقدار متوسط به بار وارد نمی‌شود. یک راه حل ساده برای مدولاسیون، تولید سه PWM سینوسی مستقل با ۱۲۰ درجه شیفت در هر فاز می‌باشد. بمنظور استفاده از تکنیک مدولاسیون افست ثابت FOM می‌توان با اضافه نمودن یک مقدار ثابت برابر با دامنه شکل موج سیسنوسی مورد نظر، مطابق با رابطه ۳ به تولید سه شکل موج سینوسی در خروجی مبدل سه فازه نشان داده شده در شکل ۲-الف دست یافت.

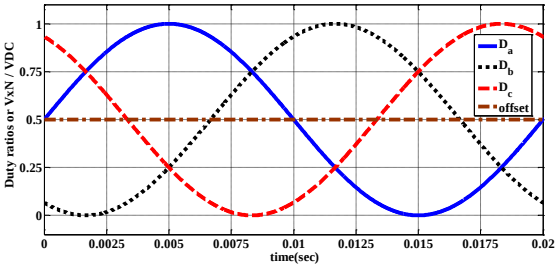
$$\begin{cases} \frac{V_{aN}}{V_{DC}} = D_a(t) = A\sin(\omega t) + A \\ \frac{V_{bN}}{V_{DC}} = D_b(t) = A\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + A \\ \frac{V_{cN}}{V_{DC}} = D_c(t) = A\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + A \\ 0 \le D(t) \le 1 \quad \Rightarrow \quad A \le 0.5 \end{cases} \qquad (۳)$$

$$D(t) = \frac{\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{n_i} V_{ij} \times d_{ij}}{V_{DC}} \qquad (۴)$$

$$V_{DC} = \sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{n_i} V_{ij} \qquad (۵)$$

با توجه به مباحث مطرح شده در بخش ۲ و با مدل نمودن مبدل‌های سه فازه چند سطحی دیفرانسیلی بعنوان سه مبدل DC به DC چندسطحی ، رابطه (۳) را نیز می‌توان برای مبدل‌های چند سطحی سه فازه نیز در نظر گرفت. با ماژولار بودن طرف DC مبدل‌های چند سطحی، نسبت های وظیفه ماژول ها با هم متفاوت می‌باشند و نسبت وظیفه کل یعنی D(t) مطابق رابطه ۴ حاصل جمع نسبت های وظیفه تمام ماژول‌ها با هم سری شده در طرف DC می‌باشد. در (۴) V_{ij} ولتاژ منبع jام از ماژول چند سطحی iام و d_{ij} نسبت وظیفه مربوط به این منبع می باشد. m تعداد ماژول‌ها یا طبقات و n_i تعداد منابع موجود در ماژول چند سطحی iام می‌باشد. همچنین ولتاژ V_{DC} در رابطه ۳ جمع جبری ولتاژ تمامی منابع DC ایزوله بکار رفته در تمام ماژول‌های سری شده در یک فاز مطابق رابطه ۵ می‌باشد.

بر اساس محدودیت نسبت وظیفه بین ۰ و ۱ مقدار افست A به مقدار حداکثری ۰/۵ محدود می‌شود. در این صورت حداکثر دامنه ولتاژ خط که بر حسب V_{DC} نرمالیزه شده است به مقدار ۰/۸۶ محدود می‌شود. واضح است که کم شدن حدود ۱۳/۴ درصد از اندیس مدولاسیون بعنوان یک عیب عمده برای این تکنیک مدولاسیون مطرح می‌باشد. نسبت‌های وظیفه سه فازه با استفاده از روش افست ثابت اجباری طبق رابطه ۳ برای رسیدن به حداکثر اندیس مدولاسیون در$A=۰/۵$ در شکل ۳ نشان داده شده است. همانگونه که مشاهده می‌شود شکل موج‌ها دارای مقدار DC ثابت برابر با ۰/۵ می‌باشند. شکل موج‌های مرجع تولید شده با این روش را می‌توان برای تولید پالس سوئیچ‌ها با کاربرد یک سیگنال موج حامل برای مبدل دیفرانسیلی دو سطحی نشان داده شده در شکل ۲-الف و یا با کاربرد روش‌های چند سیگناله موج حامل مانند LS-PWM برای مبدل دیفرانسیلی چند سطحی نشان داده شده در شکل ۲-ب بکار برد.



شکل۳ : نسبت‌های وظیفه محاسبه شده از رابطه (۳) در روش مدولاسیون افست ثابت اجباری با حداکثر اندیس مدولاسیون (A=0.5)

۳-۲- تکنیک مدولاسیون تزریق هارمونیک سوم

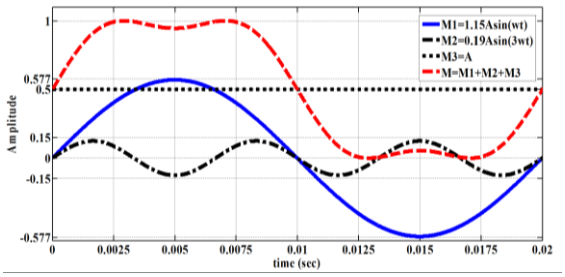
با توجه به محدودیت اندیس مدولاسیون در روش‌های سینوسی SPWM و بمنظور افزایش بهره بری مبدل‌های سه فازه تکنیک تزریق هارمونیک سوم معرفی شده است [۱۳] . در این روش بمنظور افزایش ضریب بهره استفاده از منابع طرف DC، در اندیس‌های مدولاسیون بالا، بجای استفاده از یک مرجع سیسنوسی برای مقایسه با شکل موج های مثلثی در روش‌های مبتنی بر سیگنال حامل، از ترکیب یک شکل موج سیسنوسی فاندامنتال با یک مولفه از هارمونیک سوم آن استفاده می‌شود. بمنظور استفاده از این تکنیک مدولاسیون در مبدل سه فازه دیفرانسیلی مورد بحث، با اضافه نمودن یک مقدار ثابت برابر با دامنه شکل موج سیسنوسی فاندامنتال، مطابق رابطه ۶ نسبت‌های وظیفه سه فازه بدست می‌آید. معادله ۶ درواقع شکل تغییر یافته معادله ۳ می باشد که در آن فقط یک جمله با هارمونیک سوم اضافه شده است. نحوه اضافه نمودن این مولفه در شکل ۴-الف نشان داده شده است. در واقع با اضافه نمودن مولفه هارمونیک سوم به مولفه اصلی اجازه داده می شود تا با رعایت محدودیت نسبت های وظیفه بین ۰ و ۱ به میزان ۱۵ درصد افزایش یابد.

$$\begin{cases} \frac{V_{aN}}{V_{DC}} = D_a(t) = 1.155A\sin(\omega t) + 0.192A\sin(3\omega t) + A \\ \frac{V_{bN}}{V_{DC}} = D_b(t) = 1.155A\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + 0.192A\sin(3\omega t) + A \\ \frac{V_{cN}}{V_{DC}} = D_c(t) = 1.155A\sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + 0.192A\sin(3\omega t) + A \\ \frac{V_{ab}}{V_{DC}} = D_a(t) - D_b(t) = 1.155A\sqrt{3}\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \\ 0 \le D_{a,b,c}(t) \le 1 \quad \Rightarrow \quad A \le 0.5 \end{cases} \qquad (۶)$$

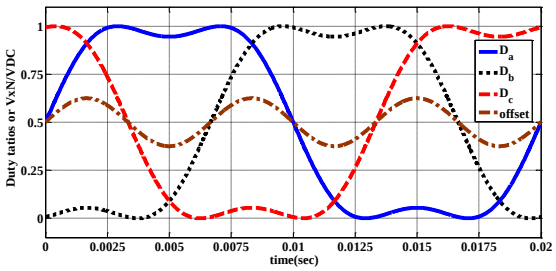
از آنجایی که ولتاژ خط در طرف بار از تفاضل دو ولتاژ فاز حاصل می‌گردد و با توجه به برابر بودن مقدار افست DC برای همه فازها و همچنین هم فاز و هم دامنه بودن مولفه هارمونیک سوم تزریق شده به هر سه فاز، هیچ مقدار متوسط و یا هارمونیک سومی به بار اعمال نمی‌شود

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

که در این صورت ولتاژهای بار سیسنوسی خالص می‌باشند. با در نظر گرفتن A=۰/۵ بمنظور رسیدن به حداکثر ضریب بهره از رابطه (۶) ولتاژهای مرجع نرمالیزه شده (نسبت‌های وظیفه) جهت تولید در خروجی هر یک از فازها مبدل نسبت به نقطه N در شکل ۲ برای یک سیکل در روش مدولاسیون THIPWM در شکل ۴-ب نشان داده شده است. پر واضح است که رابطه ۶ یک افست متغییر با ضابطه‌ای سینوسی نسبت به مقدار افست ثابت که در روش FOM بکار برده می‌شود نشان می‌دهد.

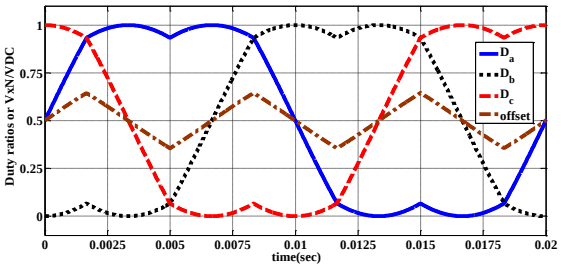


(الف)



(ب)

شکل۴ : تکنیک مدولاسیون THIPWM الف) چگونگی تزریق هارمونیک سوم به ولتاژ فاندامنتال مرجع ب) نسبت‌های وظیفه محاسبه شده از رابطه (۶) برای دستیابی به حداکثر اندیس مدولاسیون (A=0.5)



شکل۵ : ولتاژهای مرجع تولید شده با روش SVM برای دستیابی به حداکثر ضریب بهره در روش

۳-۳- تکنیک مدولاسیون مبتنی بر فضای برداری

یکی دیگر از روش‌های مدولاسیون که بمنظور پوشش دادن عیوب روش‌های معمول SPWM ارائه شده است روش مدولاسیون برداری می‌باشد که قادر به تولید حداکثر اندیس مدولاسیون می‌باشد. شاید بتوان مدولاسیون برداری را یکی از کارآمدترین روش‌های بهره برداری از مبدل‌های منبع ولتاژی سه فاز دانست. شکل موج های مرجع برای تولید حداکثر اندیس مدولاسیون در این روش مدولاسیون در شکل ۵ در یک سیکل نشان داده شده است [۱۴]. شکل موج های بدست آمده در این روش با آنچه که از طریق روش THIPWM حاصل شد دارای شباهت عمده با اندکی تفاوت در مولفه‌های هارمونیکی می‌باشند. این شکل موج‌های مرجع را همانند دو روش مدولاسیون قبل می‌توان برای تولید در مبدلهای چند سطحی سه فازه دیفرانسیلی با استفاده از تکنیک‌های سوئیچنگ مبتنی بر موج حامل بکار برد.

۳-۴- تکنیک مدولاسیون پیشنهادی: افست بهینه

۳-۴-۱- نیاز به پیشنهاد یک تکنیک مدولاسیون جدید و کارآمد

رابطه (۳) یک افست ثابت برای روش FOM با کاهش حدود ۱۴ درصد در ضریب بهره لینک DC نشان می‌دهد. در حالیکه روش‌های مدولاسیون THIPWM و SVM افست‌های غیر ثابت متغییر با زمان برای دستیابی به حداکثر ضریب بهره معرفی می‌کنند. بنابراین جستجوی یک روش مدولاسیون با افست متغییر با زمان می‌تواند مفید واقع شود. یک ایده ممکن است این باشد که این روش مدولاسیون فرضی را با شروطی بهینه نمود. مزایای بکارگیری این افست متغییر با زمان بهینه به شروط بهینه سازی و محدودیت‌های اعمالی و شرایط کنترلی بستگی دارد. برای مثال هنگامی که شکل موج افست کنترل می‌شود کاهش تلفات می‌تواند بعنوان یک هدف تعیین کننده بکار برود. بر همین اساس در ادامه یک روش مدولاسیون بهینه بر مبنای بهینه سازی و کنترل افست در مبدل سه فازه دیفرانسیلی مورد بحث بمنظور برآورده نمودن دو شرط افزایش ضریب اندیس مدولاسیون و کاهش تلفات سوئیچنگ ارائه می‌شود.

۳-۴-۲-پیشنهاد یک تکنیک مدولاسیون جدید افست بهینه

همانگونه که در بخش قبل ذکر شد کلید یافتن یک روش مدولاسیون بهینه، متغییر فرض نمودن مقدار افست و سپس کنترل آن با شروط مورد نظر می‌باشد. فرض کنید در رابطه ۳ بجای بخش افست ثابت A از یک مقدار نامشخص که نسبت به زمان متغییر است با نام X(t) استفاده شده است. در اینصورت رابطه ۳ را می توان به شکل (۷) بازنویسی نمود. حاصل جمع سه رابطه اول در (۷) منجر به رابطه ۸ می‌شود که از آن مشخص است که X(t) متناسب با متوسط نسبت های وظیفه در سه فاز می‌باشد.

$$\begin{cases} V_{aN}/V_{DC} = D_a(t) = A\sin(\omega t) + X(t) \\ V_{bN}/V_{DC} = D_b(t) = A\sin(\omega t - 2\pi/3) + X(t) \\ V_{cN}/V_{DC} = D_c(t) = A\sin(\omega t + 2\pi/3) + X(t) \\ 0 \le D_j(t) \le 1,\ j = a,b,c \end{cases} \quad (۷)$$

$$X(t) = \frac{D_a(t) + D_b(t) + D_c(t)}{3} = \frac{V_{aN}(t) + V_{bN}(t) + V_{cN}(t)}{3} \quad (۸)$$

در صورت مینیمم سازی تابع X(t) می‌توان مجموع تعداد سوئیچنگ‌ها را کنترل نمود که در این حالت تلفات سوئیچنگ نیز

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

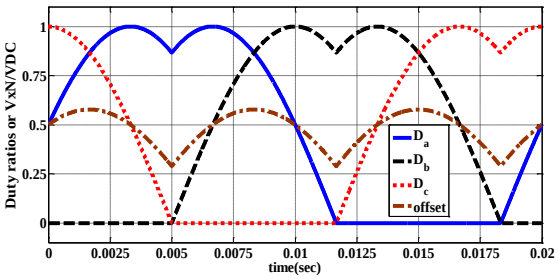
حداقل خواهد شد. همچنین با مینیمم شدن X(t) سهم بیشتری از نسبت های وظیفه در هر فاز به جمله سینوسی داده می شود که نتیجه آن افزایش ضریب بهره طرف DC می باشد. بدین ترتیب تابع هدف مساله بهینه سازی ، مطابق رابطه ۹، مینیمم نمودن جمع ولتاژهای سه فازه خروجی مبدل نسبت به پلاریته منفی پایین ترین منبع DC یعنی N در شکل ۲ و یا کنترل مجموع نسبت های وظیفه در سه فاز بمنظور مینیمم سازی می‌باشد. شروط این بهینه سازی تولید ولتاژهای سینوسی سه فاز در خروجی مبدل و داشتن ماکزیمم دامنه ولتاژخروجی مطابق با (۱۰) می‌باشد.

$$Minmize \quad Z(t)=D_a(t)+D_b(t)+D_c(t) \tag{۹}$$

$$\begin{cases} D_a(t)-D_b(t)=m\sin(\omega t+\frac{\pi}{6}) \\ D_a(t)-D_b(t)=m\sin(\omega t-\frac{\pi}{2}) \\ 0\le D_j(t)\le 1,\ j=a,b,c \\ m=\sqrt{3}A\ ,\quad A\ge 0.5 \end{cases} \tag{۱۰}$$

جدول۱ : پارامترهای وابسته و مقادیر بهینه شده حاصل از حل مساله بهینه سازی ۹ در ۸ نقطه از پریود T

زمان (ثانیه)	$\frac{D_a(t)}{A}$	$\frac{D_b(t)}{A}$	$\frac{D_c(t)}{A}$	$\frac{X(t)}{A}$
۰	۰/۸۶۶	۰	۱/۷۳	۰/۸۶۶
۰/۰۰۲۵	۱/۶۷۳	۰	۱/۲۲۴	۰/۹۴۷
۰/۰۰۵	۱/۵	۰	۰	۰/۵
۰/۰۰۷۵	۱/۶۷۳	۱/۲۲۴	۰	۰/۹۴۷
۰/۰۱	۰/۸۶۶	۱/۷۳	۰	۰/۸۶۶
۰/۰۱۲۵	۰	۱/۶۷۳	۰/۴۴۹	۰/۷۰۷
۰/۰۱۵	۰	۱/۵	۱/۵	۱
۰/۰۱۷۵	۰	۰/۴۴۹	۱/۶۷۳	۰/۷۰۷



شکل۶ : نسبت‌های وظیفه سه فازه محاسبه شده در تکنیک مدولاسیون افست بهینه در حداکثر اندیس مدولاسیون

مساله بهینه سازی ۹ برای هر لحظه از زمان t دارای جوابی منفرد می-باشد که باید برای تعدادی نقطه از سیکل فرکانس قدرت f_p حل شود. پارامترهای وابسته و مقادیر بهینه شده در حل مساله مینیمم سازی (۹) برای تعداد ۸ نقطه از سیکل قدرت با پریود T در جدول ۱ آورده شده است. بمنظور داشتن رزولیشن مناسب برای نسبت های وظیفه محاسبه شده ، کافیست تا برای یکبار مساله بهینه سازی برای تعداد نقاط کافی در یک سیکل قدرت انجام پذیرد. حل مساله بهینه سازی (۹) بمنظور داشتن دقت بالا در ۴۰۰۰ نقطه از سیکل قدرت با پریود T=0.02sec انجام شده است. نسبت های وظیفه محاسبه شده برای یک سیکل قدرت با فرکانس 50Hz و برای رسیدن به حداکثر بهره در شکل ۶ نشان داده شده است.

نتایج حاصل از بهینه سازی و کنترل نسبت‌های وظیفه بسیار قابل توجه می باشند زیرا مشخص است که مقدار نسبت وظیفه محاسبه شده در هر فاز برای یک سوم از سیکل قدرت صفر می باشند. این امر حاصل کنترل مجموع نسبت های وظیفه سه فاز در حل مساله بهینه سازی برای داشتن کمترین میزان سوئیچنگ در سیکل قدرت می باشد. بدین ترتیب در هر لحظه حداکثر دو فاز داری نسبت وظیفه غیر صفر می باشند و بصورت کلی می‌توان گفت که در مجموع سه فاز، به میزان ۳۳ درصد از پریود قدرت تغییر وضعیت سوئیچنگ وجود ندارد. با این حساب تلفات سوئیچنگ به میزان چشمگیری کاهش پیدا می‌کند. این امر یک مزیت عمده در روش مدولاسیون پیشنهادی نسبت به دیگر روش‌های مدولاسیون ضمن رسیدن به حداکثر ضریب بهره طرف DC می‌باشد.

۴- پیاده سازی عملی

توپولوژی‌های متعدد و زیادی برای مبدل‌های چند سطحی مطرح می‌باشند که از گوناگونی و مشخصه‌های مختلفی برخوردارهستند. بر اساس کلاسه بندی مبدل‌های چند سطحی مبتنی برمنبع ولتاژ با ساختارهای کاهش یافته که در [۱۲] ارائه شده است، ساختار کاهش یافته B2 بعنوان بهینه‌ترین ساختار از نظر تعداد سوئیچ و مدارات گیت درایو معرفی شده است. ساختارهای نامتقارن نسبت به انواع متقارن خود قادر به تولید سطوح بیشتر با تعداد عناصر کمتری می‌باشند ولی در عوض دارای پیچیدگی‌های کنترلی بیشتری بوده و پیاده‌سازی روش‌های مدولاسیون برای آن‌ها پیچیده تر خواهد بود. بر این اساس به منظور اثبات کارایی روش مدولاسیون ارائه شده در این مقاله، مبدل چند سطحی مورد مطالعه از نوع ساختارهای نامتقارن و بر مبنای ساختار کاهش یافته B2 انتخاب شده است. مقایسه ساختارهای استاندارد ی مانند MMC ، CHB ، FC با ساختار B2 (که دارای تعدادی سوئیچ های دو طرفه bi-directional می باشد) نشان می دهد که ساختار های متداول به تعداد بیشتری سوئیچ و گیت درایو نیاز دارند [۱۲] جدول ۲ مبدل های متداول با تعداد ۱۵ سطح را با مبدل ۱۶ سطحی با ساختار B2 مقایسه می کند. در ادامه به طراحی یک مبدل ۱۶ سطحی سه فاز دیفرانسیلی از این ساختار می‌پردازیم.

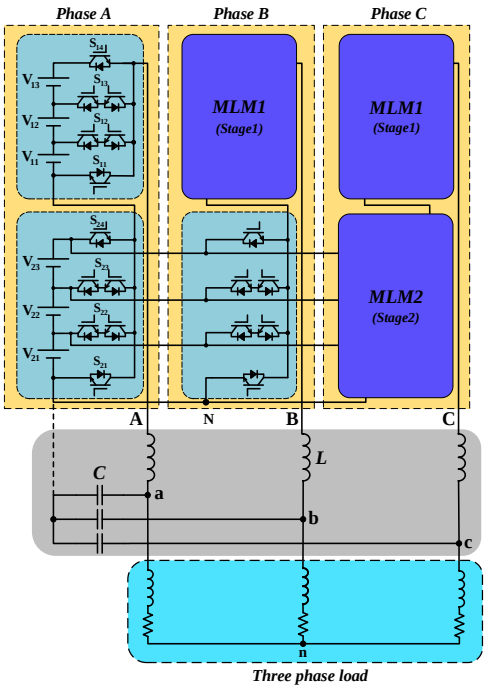
جدول ۲ : مقایسه مبدل های متداول ۱۵ سطحی با مبدل ۱۶ سطحی با ساختار کاهش یافته B2

مبدل ها	MMC	CHB	FC	B2
سوئیچ های یکطرفه	۲۸	۲۸	۲۸	۴
سوئیچ های دوطرفه	۰	۰	۰	۴
مدارات گیت درایو	۲۸	۲۸	۲۸	۸
منابع تغذیه ایزوله	۱۴	۱۴	۱۵	۸

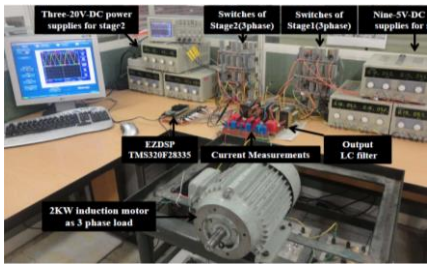
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

۴-۱- پیاده سازی مبدل سه فاز دیفرانسیلی B2

شکل ۷ یک مبدل ۱۶ سطحی طراحی شده بر اساس ساختار B2 نشان می‌دهد. هر فاز از این مبدل دارای دو ماژول چندسطحی با سه منبع مساوی بهمراه دو سوئیچ بدون جهت و دو سوئیچ تک جهت در هر ماژول می‌باشد. بمنظور تولید تعداد سطوح بیشتر ولتاژ، منابع طبقه دوم نسبت به طبقه اول بصورت نامتقارن با ضریب ۴ در نظر گرفته شده است. طبقه اول در هر فاز مبدل قادر به تولید ۴ سطح از ۰ تا $3V_{dc}$ با پله‌های V_{dc} می‌باشد. طبقه دوم نیز همین تعداد سطوح را از ۰ تا $12V_{dc}$ با پله‌های $4V_{dc}$ تولید می‌کند. بدین ترتیب در مجموع ۱۶ حالت مختلف از سطوح ولتاژ پدید می‌آید. وضعیت سوئیچ‌های هر فاز از این مبدل متناسب با هر سطح در جدول ۳ آورده شده است. لازم به ذکر است بدلیل اتصال سر منفی خروجی طبقه دوم در هر سه فاز به هم در نقطه N، منابع این طبقه می‌توانند بصورت مشترک برای هر سه فاز استفاده شوند ولی طبقه اول در هر فاز نیاز به سه منبع DC مجزا دارد. بنابراین تعداد کل منابع مورد نیاز در این طرح ۱۲ عدد خواهد بود.



شکل۷ : کانورتر سه فازه ۱۶ سطحی با استفاده از ترکیب دیفرانسیلی از ساختار B2 نامتقارن



شکل ۸ : نمونه آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده از مبدل ۱۶ سطحی سه فازه بر اساس آنچه در شکل ۷ نشان داده شده است

یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل ۱۶ سطحی سه فازه نشان داده شده در شکل ۷ جهت اجرا تکنیک‌های مدولاسیون مورد بحث و مقایسه عملکرد آن‌ها پیاده سازی شده است. در مدار قدرت این مبدل که در شکل ۸ نشان داده شده است از ۱۲ منبع تغذیه ایزوله آزمایشگاهی بعنوان منابع DC ورودی در سه فاز با دو طبقه در هر فاز، استفاده شده است، تعداد کل سوئیچ‌های بکار رفته با لحاظ نمودن دو سوئیچ در سوئیچ‌های بدون جهت، ۳۶ عدد به همراه تعداد ۲۴ عدد مدار گیت درایو ایزوله می‌باشد. با توجه به بالا بودن تعداد سطوح خروجی، یک مجموعه L-C سه فاز کوچک بعنوان فیلتر خروجی بکار رفته است و از یک موتور القایی بصورت بعنوان بار استفاده شده است. این موتور بصورت بدون بار بکار رفته است. مسلما با وجود پایین بودن سطح ولتاژ کاربردی که از منابع تغذیه آزمایشگاهی حاصل می شود موتور با سرعت کمتر از سرعت نامی و در توان مصرفی حدود ۲۰۰ کار خواهد کرد. پردازنده بکار رفته جهت محاسبه و تولید عرض پالس هر یک از سوئیچ‌ها از نوع DSP با شماره EZDSP TMS320F28335 می‌باشد. سایر جزئیات این نمونه آزمایشگاهی در جدول ۴ آورده شده است.

جدول۳: وضعیت های سوئیچ‌ینگ مبدل ۱۶ سطحی نشان داده شده در شکل ۷

وضعیت سوئیچنگ								$\frac{V_{AN}}{V_{dc}}$
طبقه اول				طبقه دوم				
S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}	
۱	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰
۰	۱	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۱
۰	۰	۱	۰	۱	۰	۰	۰	۲
۰	۰	۰	۱	۱	۰	۰	۰	۳
۱	۰	۰	۰	۰	۱	۰	۰	۴
M	M	M	M	M	M	M	M	M
۰	۰	۱	۰	۰	۰	۰	۱	۱۴
۰	۰	۰	۱	۰	۰	۰	۱	۱۵

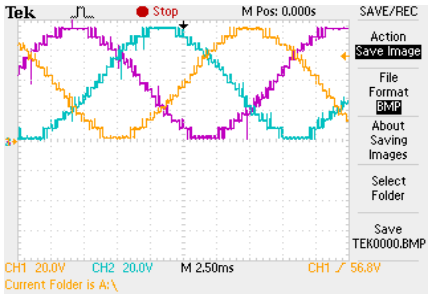
جدول ۴: مشخصات نمونه آزمایشگاهی از مبدل ۱۶ سطحی سه فازه نامتقارن

ردیف	عنوان		مشخصه	تعداد
۱	سوئیچ		IGBT- BUP314, 35 A, 1200 V	۳۶
۲	مدار گیت درایو		TLP 250, ±30 V, 1 A	۲۴
۳	پردازنده		EZDSP TMS320F28335	۱
۴	تکنیک سوئیچنگ		LS-PWM	--
۵	فرکانس کریر		3500Hz	--
۶	ولتاژ منابع تغذیه	طبقه۱	$V_{11}= V_{12}= V_{13}=V_{dc}=5V$	۹
		طبقه۲	$V_{21}= V_{22}= V_{23}=4V_{dc}=20V$	۳
۷	بار		موتور القایی	۱
۸	خازن فیلتر LC		20µF	۳
۹	سلف فیلتر LC		2mH	۳
۱۰	فرکانس فاندامنتال		50Hz	--

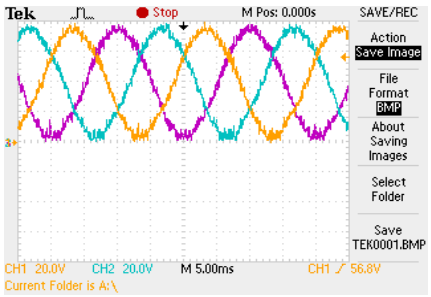
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

۴-۲- پیاده سازی تکنیک‌های مدولاسیون

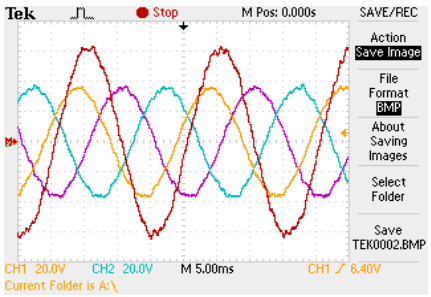
چهار روش مدولاسیون مورد بحث با کاربرد تکنیک سوئیچنگ LS-PWM بر روی نمونه آزمایشگاهی پیاده سازی شده است. با در نظر گرفتن علائم نشان داده شده در شکل ۷، شکل‌های ۹-۱۲ رفتار روش-های مدولاسیون مورد بررسی را نشان می‌دهند. هر شکل شامل چهار تصویر از شکل موج‌های سه فازه خروجی مبدل نسبت به نقطه N (V_{AN},V_{BN},V_{CN})، ولتاژهای سه فازه خروجی مبدل پس از عبور از سلف نسبت به نقطه N (V_{aN},V_{bN},V_{cN})، ولتاژهای سه فازه اعمالی به بار (V_{an},V_{bn},V_{cn}) و ولتاژ فاز به فاز بار V_{ab} به ترتیب می‌باشد. شکل موج-های نشان داده شده در قسمت (د) هر شکل ولتاژهای خروجی دو طبقه موجود در فاز A به همراه مجموع آن‌ها V_{AN} می‌باشد.



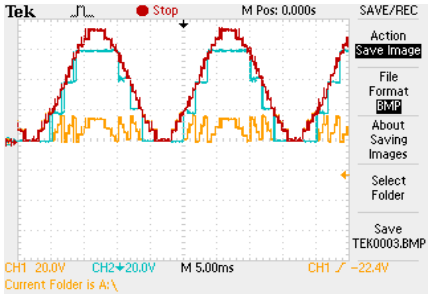
(الف)



(ب)

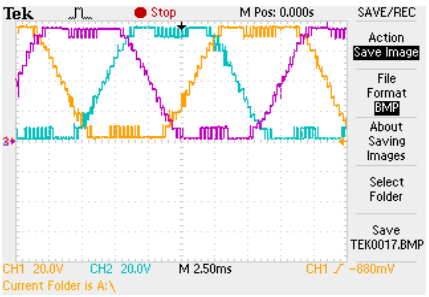


(ج)

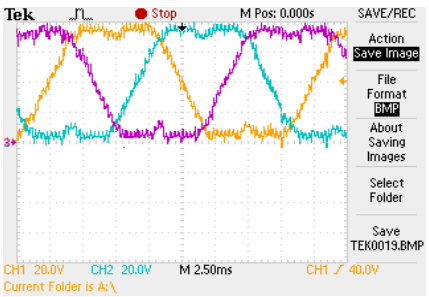


(د)

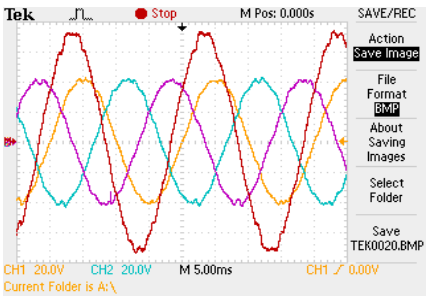
شکل۹ : نتایج عملی با کاربرد تکنیک مدولاسیون افست ثابت اجباری بر روی مبدل کلاس B2 (شکل۸) الف) V_{AN},V_{BN},V_{CN} ب) V_{aN},V_{bN},V_{cN} ج) V_{an},V_{bn},V_{cn} و V_{ab} د) ترکیب ولتاژ خروجی مبدل V_{AN} ناشی از ولتاژهای دو طبقه در فاز A



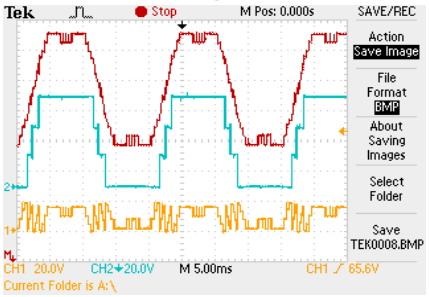
(الف)



(ب)



(ج)

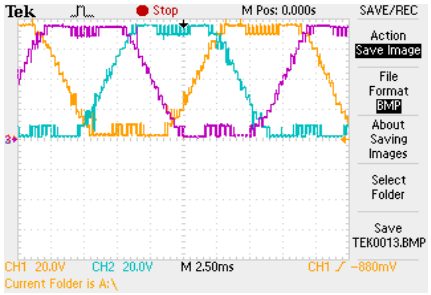


(د)

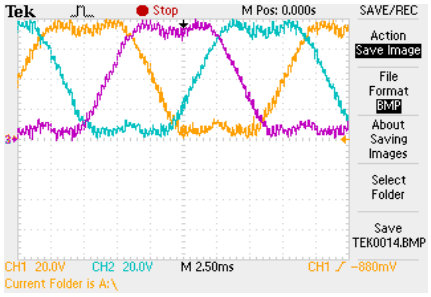
شکل۱۰ : نتایج عملی با کاربرد تکنیک مدولاسیون THIPWM الف) V_{AN},V_{BN},V_{CN} ب) V_{aN},V_{bN},V_{cN} ج) V_{an},V_{bn},V_{cn} و V_{ab}د) ترکیب ولتاژ خروجی مبدل V_{AN} ناشی از ولتاژهای دو طبقه در فاز A

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]

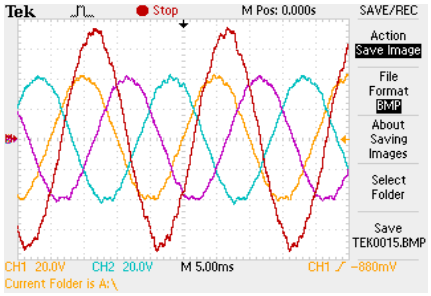
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]



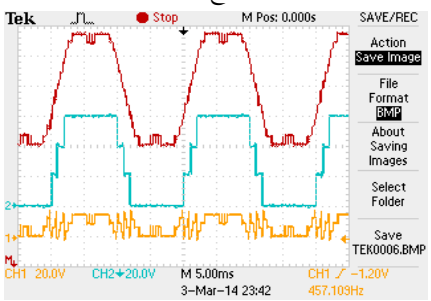
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

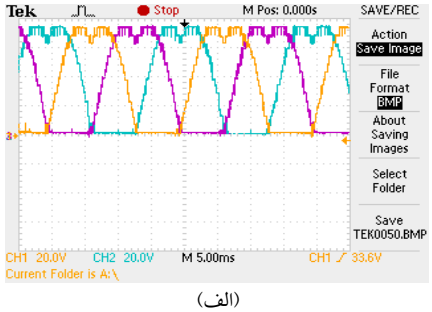
شکل۱۱ : نتایج عملی با کاربرد تکنیک مدولاسیون SVM
الف) V_{AN},V_{BN},V_{CN} ب) V_{aN},V_{bN},V_{cN} ج) V_{an},V_{bn},V_{cn} و V_{ab}
د) ترکیب ولتاژ خروجی مبدل V_{AN} ناشی از ولتاژهای دو طبقه در فاز A

۴-۳- مقایسه و بحث بر روی نتایج خروجی

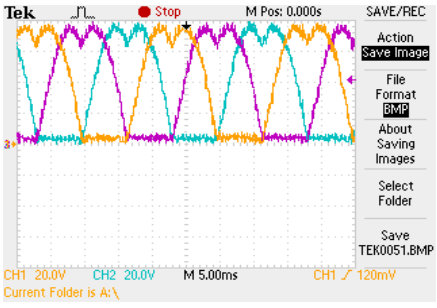
شکل‌های ۹ تا ۱۲ نتایج عملی از پیاده‌سازی تکنیک‌های مدولاسیون مورد بحث بر روی مبدل طراحی شده نشان می‌دهند، این تکنیک‌ها از نظر مواردی که در ادامه آورده خواهد شد قابل مقایسه می‌باشند.

- تعداد سطوح ولتاژ خروجی

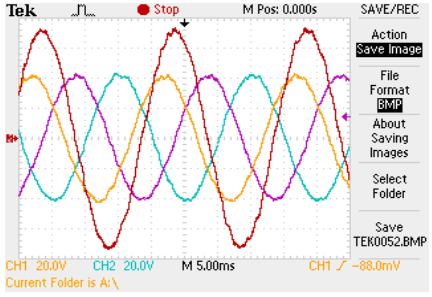
شکل‌های ۹-الف، ۱۰-الف، ۱۱-الف و ۱۲-الف بطور واضح نشاندهنده تولید ۱۶ سطح DC در خروجی مبدل می باشند. این در حالی



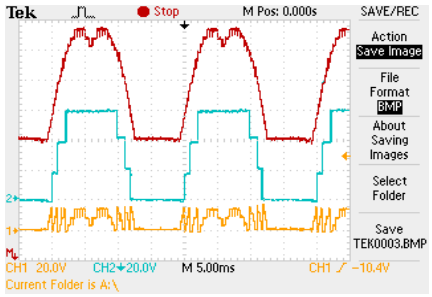
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل۱۲ : نتایج عملی با کاربرد تکنیک مدولاسیون OOM
الف) V_{AN},V_{BN},V_{CN} ب) V_{aN},V_{bN},V_{cN} ج) V_{an},V_{bn},V_{cn} و V_{ab}
د) ترکیب ولتاژ خروجی مبدل V_{AN} ناشی از ولتاژهای دو طبقه در فاز A

است که شکل‌های ۹-ب، ۱۰-ب، ۱۱-ب و ۱۲-ب ولتاژهای فیلتر شده پس از عبور از سلف L را نشان می‌دهند. تمام چهار تکنیک بخوبی موفق بتولید ۱۶ سطح خروجی شده‌اند.

- مقایسه تلفات سوئیچنگ

در جدول ۵ تعداد قطع و وصل شدن سوئیچ‌های طبقه اول و دوم به همراه مجموع آن ها برای یک سیکل قدرت با بکارگیری روش‌های مدولاسیون مورد بررسی آورده شده است. متناسب با این تعداد قطع و وصل‌ها، فرکانس سوئیچنگ متوسط نیز محاسبه گردیده است.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

جدول۵: مقایسه تعداد سوئیچنگ ها و فرکانس سوئیچنگ متوسط برای تکنیک‌های مدولاسیون مورد بررسی

تکنیک مدولاسیون		FOM	THI	SVM	OOM
تعداد سوئیچنگ	طبقه ۱	۲۷۰	۲۶۲	۲۵۴	۱۷۵
	طبقه ۲	۴۴	۲۰	۱۲	۱۲
	مجموع	۳۱۴	۲۸۲	۲۶۶	۱۸۷
فرکانس سوئیچنگ (kHz)	طبقه ۱	۱۳/۵	۱۳/۱	۱۲/۷	۸/۷۵
	طبقه ۲	۲/۲	۱	۰/۶	۰/۶
	مجموع	۱۵/۷	۱۴/۱	۱۳/۳	۹/۳۵

همانگونه که از جدول ۵ پیداست بدلیل تعداد زیاد عمل سوئیچنگ در هر سیکل و نداشتن هیچ عمل سوئیچنگ در یک سوم سیکل قدرت (وضعیت صفر) در روش مدولاسیون OOM، تعداد مجموع سوئیچنگ ها و فرکانس سوئیچنگ مجموع کمتر از ۶۶ درصد از دیگر روش های مدولاسیون مورد بررسی می باشد. این امر بدلیل تعداد سوئیچنگ زیاد در وضعیت صفر برای دیگر روش های مدولاسیون می باشد.

- توزیع ولتاژ/توان

بطور کلی در مبدل های چند سطحی با ساختارهای نامتقارن مساله تقسیم ولتاژ و توان بصورت نامساوی بین مدول ها وجود دارد و این موضوع ریشه در ذات چنین مبدل‌هایی دارد. اصولا بین میزان توزیع توان و ولتاژ طبقه رابطه‌ای مستقیم وجود دارد. مبدل انتخاب شده در این مقاله بمنظور پیاده سازی تکنیک های مدولاسیون مورد بررسی نیز از نوع نامتقارن با تعداد سوئیچ کمتر(کاهش یافته) نسبت به انواع متقارن می باشد [۱۲]. در این مبدل ولتاژ و توان در طبقه دوم بالاتر از طبقه اول می باشد. در جدول ۶ متوسط جریان و توزیع توان تمامی منابع و طبقات در یک فاز آورده شده است

جدول ۶: جریان متوسط و توزیع توان منابع تغذیه در یک فاز از مبدل ۱۶ سطحی سه فازه

پارامترها		جریان متوسط (A)	ولتاژ منبع (V)	توان متوسط (W)	توزیع توان (%)
طبقه اول	V_{11}	۰/۵۸	۵	۲/۹	۱/۷
	V_{12}	۰/۷۸	۵	۳/۹	۲/۲۷
	V_{13}	۰/۵۸	۵	۲/۹	۱/۷
	مجموع	۱/۹۴	۱۵	۹/۷	۵/۶۷
طبقه دوم	V_{21}	۲/۶۵	۲۰	۵۳	۳۰/۹
	V_{22}	۲/۷۸	۲۰	۵۵/۶	۳۲/۴۵
	V_{23}	۲/۶۵	۲۰	۵۳	۳۰/۹
	مجموع	۸/۰۸	۶۰	۱۶۱/۶	۹۴/۳۳

.همانگونه که مشاهده می شود ٪ ۹۴/۳۳ کل توان تامینی مربوط به سه منبع موجود در طبقه دوم می باشد که با فرکانس سوئیچنگ پایین کار می کند و ٪ ۵/۶۷ از کل توان سهم طبقه اول می باشد که با فرکانس سوئچینگ بالاتر کار می کند. بدین ترتیب توزیع توان و فرکانس سوئیچنگ بصورت متناسب بین دو طبقه برای تمام روش های مدولاسیون پیاده سازی شده، انجام شده است.

- ولتاژهای افست

از شکل‌های ۹-ج، ۱۰-ج، ۱۱-ج و ۱۲-ج بطور واضح مشخص است که ولتاژهای افست در شکل موج‌های الف و ب از شکل‌های ۹ تا ۱۲ در ولتاژ فاز و خط ظاهر نمی‌شود. در واقع هر چهار تکنیک مدولاسیون موفق به اعمال ولتاژهای AC به بار شده‌اند. شکل موج‌های افست نرمالیزه شده حاصل از چهار تکنیک مدولاسیون، در شکل ۱۳-الف نشان داده شده است. همانگونه که مشاهد می‌شود بجزء تکنیک FOM سه تکنیک دیگر دارای افست متغییر با زمان می‌باشند و این در حالی است که مقدار متوسط شکل موج‌های افست برای روش‌های SVPWM, THIPWM, FOM برابر با ۰/۵ می‌باشد در حالی این مقدار برای روش مدولاسیون افست بهینه کمتر از بقیه و برابر با ۰/۴۷۷۵ می-باشد. این امر خود نشان دهنده ی بهینه بودن روش مدولاسیون پیشنهادی می باشد زیرا کمتر بودن مقدار متوسط افست به معنی سهم بیشتری در اندازه ولتاژهای سینوسی خروجی می‌باشد.

- ولتاژهای common mode

شکل موج ولتاژهای common mode در خروجی مبدل، حاصل از نتایج عملی برای چهار تکنیک مدولاسیون در شکل ۱۳-ب نشان داده شده است. ولتاژ common mode تحت عنوان ولتاژ مشترکی که بر روی ترمینال سه فاز خروجی مبدل نسبت به نقطه N ظاهر می‌شود تعریف نمود[۱۵]. در حالی که دو تکنیک مدولاسیون THIPWM و SVPWM دارای ولتاژهای common mode تقریبا مشابه با مقدار متوسط برابر می-باشند، تکنیک افست بهینه از شکل موج ولتاژ common mode با شکل متفاوت و مقدار متوسط کمتر نسبت به بقیه تکنیک‌ها برخوردار است.

- ضریب بهره DC

مجموع ولتاژ منابع در طرف DC برابر با ۷۵ ولت می‌باشد. ضریب بهره لینک DC (مقدار فاندامنتال ولتاژ خط به ولتاژ لینک DC) برای چهار تکنیک مدولاسیون بررسی شده در جدول ۷ آورده شده است. شکل ۹- ج حداکثر ولتاژ AC مدوله شده بر روی بار با کاربرد تکنیک افست ثابت ۶۲/۴ ولت نشان می‌دهد که معادل ضریب بهره ۸۳/۲ درصد می باشد. شکل ۱۰- ج و ۱۱-ج نشان دهنده حداکثر فاندامنتال ولتاژ خط و ضریب بهره DC ، ۷۱/۵ ولت و ۹۵/۳ درصد برای تکنیک THIPWM و ۷۳ ولت و ۹۷/۳ درصد برای تکنیک SVM به ترتیب می‌باشند. ماکزیمم ولتاژ خط برای تکنیک مدولاسیون افست بهینه بیش از سایر تکنیک های مورد بحث می‌باشد که این امر نشان دهنده بهبود ضریب بهره DC تا ۹۸ درصد می‌باشد.

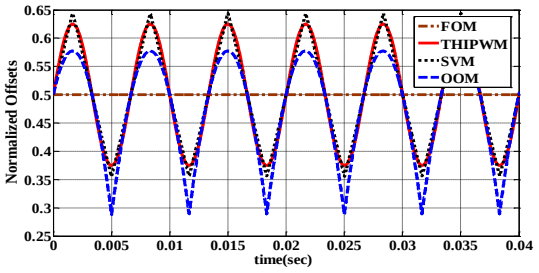
[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

جدول۷: مقایسه پارامترهای خروجی کانورتر ۱۶ سطحی حاصل از نتایج عملی

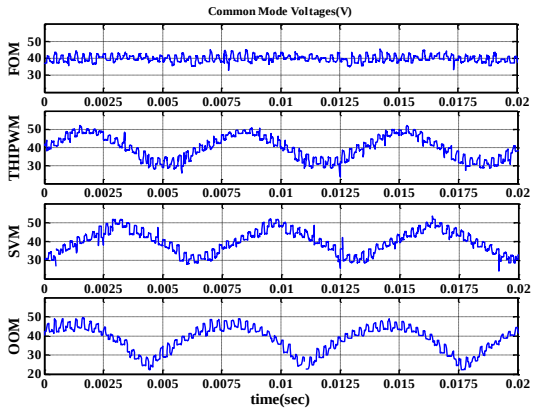
تکنیک مدولاسیون	ولتاژ فاندامنتال	THD (%)		ضریب بهره DC
		I_a	V_{ab}	
FOM	۶۲/۴	۵/۲	۴/۲	۸۳/۲
THIPWM	۷۱/۵	۶/۲	۵/۱	۹۵/۳
SVM	۷۳/۰	۵/۳	۵/۶	۹۷/۳
OOM	۷۳/۵	۳/۸	۲/۷	۹۸/۰

- اعوجاج

در جدول ۷ مقدار THD ولتاژ خروجی بر روی بار برای تمام چهار روش مدولاسیون مورد بحث آورده شده است. همچنین آنالیز هارمونیکی آن‌ها در شکل ۱۴ نشان داده شده است. پیداست که روش مدولاسیون افست بهینه بزرگترین مقدار فاندامنتال بهمراه کمترین مقدار THD را ارائه می دهد.

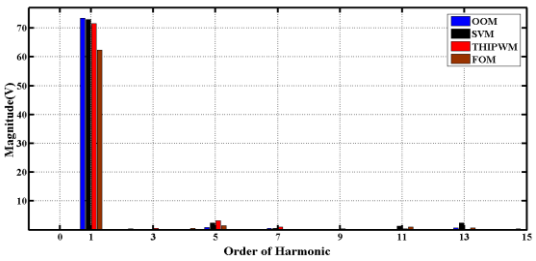


(الف)



(ب)

شکل ۱۳ : مقایسه چهار تکنیک مدولاسیون الف) افست های نرمالیزه شده ب) ولتاژ های common mode حاصل نتایج عملی



شکل ۱۴ : آنالیز هارمونیکی ولتاژ های خروجی بر روی بار (V_{ab}) حاصل از نتایج عملی

۵- نتیجه گیری

در این مقاله به آنالیز و مدل سازی مبدل‌های سه فازه چند سطحی تحت عنوان سه مبدل DC-DC چند سطحی مجزا برای تعمیم معادلات اساسی مبدل buck به آن‌ها پرداختیم. نشان داده شد که شکل موج افست نقش مهمی در تکنیک‌های مدولاسیون بازی می‌کند بطوری که اگر بتوان این پارامتر را بجای فرض مقدار ثابت با فرض متغیر با زمان در نظر گرفت و آنرا با شروطی بهینه کنترل نمود می‌توان به یک تکنیک مدولاسیون جدید و کارآمدی دست پیدا نمود. این تکنیک مدولاسیون موثر را مدولاسیون افست بهینه نام گذاری کردیم که قابل پیاده سازی بر روی تمامی مبدل‌های DC-AC سه فاز دو سطحی و چند سطحی متقارن و نامتقارن با ساختار دیفرانسیلی می باشد. از جمله مزایای این روش مدولاسیون می توان به رسیدن به اندیس مدولاسیون حداکثری، کاهش تلفات سوئیچنگ ، افزایش راندمان ضمن داشتن سادگی در اجرا و کم بودن حجم محاسبات اشاره نمود. به منظور مقایسه جامع دیگر روش‌های مدولاسیون مشابه، دو روش مدولاسیون SVM و THIPWM به همراه روش مدولاسیون افست ثابت و روش پیشنهادی بر روی یک نمونه کانورتر ۱۶ سطحی سه فازه با ساختار نامتقارن پیاده سازی شد. نتایج عملی حاکی از بهینه بودن تکنیک مدولاسیون پیشنهادی برای کانورترهای چند سطحی می باشد.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]
[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]

مراجع

[1] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Ind.Electron.*, vol. 2, no. 2, pp. 28–39, Jun. 2008.

[2] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats, and M. A. Perez, "Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications," *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786–1817, Nov. 2009.

[3] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp.2553-2580, Agu. 2010.

[4] G. P. Adam, I. A. Abdelsalam, K. H. Ahmed, B. W. Williams, "Hybrid Multilevel Converter With Cascaded H-bridge Cells for HVDC Applications: Operating Principle and Scalability," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.30, no.1, pp. 65-77, Jan. 2015.

[5] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer, M. Braun, "Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.30, no.1, pp. 349-357, Jan. 2015.

[6] M. R. Islam, Y. Guo, J. Zhu, "A High-Frequency Link Multilevel Cascaded Medium-Voltage Converter for Direct Grid Integration of Renewable Energy Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.29, no.8, pp. 4167-4182, Aug. 2014.

[7] J. Liu, K. W. E. Cheng, Y. Ye, "A Cascaded Multilevel Inverter Based on Switched-Capacitor for High-Frequency AC Power Distribution System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.29, no.8, pp. 4219-4230, Aug. 2014.

[8] M. S. A. Dahidah, G. Konstantinou, V. G. Agelidis, "A Review of Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM: Formulations, Solving Algorithms, Implementation and Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2015.

[9] J. Napoles, A. J. Watson, J. J. Padilla, J. I. Leon, L. G. Franquelo, P. W. Wheeler, M. A. Aguirre, "Selective Harmonic Mitigation Technique for Cascaded H-Bridge Converters With Nonequal DC Link Voltages," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 5, pp. 1963–1971, May. 2013.

[10] A. Edpuganti, A. K. Rathore, "Fundamental Switching Frequency Optimal Pulsewidth Modulation of Medium-Voltage Nine-Level Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4096–4104, Jul. 2015.

[11] Y. Deng, K. H. Teo, C. Duan, T. G. Habetler, R. G. Harley, "A Fast Generalized Space Vector Modulation Scheme for Multilevel Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no.10, pp. 5204-5217, Oct. 2014.

[12] M. J. Mojibian and M.T.Bina, "Classification of multilevel converters with a modular reduced structure: implementing a prominent 31-level 5 kVA class B converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 1, pp. 20–32, Jan. 2015.

[13] B. Urmila, D. Subbarayudu, "Multilevel Inverters: A comparative study of pulse width modulation techniques," *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 1, no. 3, pp. 1-5, 2010.

[14] R.S. Kanchan, M.R. Baiju, K.K. Mohapatra, P.P. Ouseph and K. Gopakumar, "Space vector PWM signal generation for multilevel inverters using only the sampled amplitudes of reference phase voltages," *IET Electric Power Application*, vol. 152, no. 2, pp. 297 – 309, 2005.

[15] S. Karugaba, A. Muetze, O. Ojo, "On the Common-Mode Voltage in Multilevel Multiphase Single- and Double-Ended Diode-Clamped Voltage-Source Inverter Systems," *IEEE Trans. Ind. Application.*, vol. 48, no. 6, pp. 2079–2091, Nov- Dec. 2012.

[Downloaded from joc-isice.ir on 2026-11-12]

[DOR: 20.1001.1.20088345.1394.9.4.6.5]