

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد

بهبود عملکرد مبدل چند سطحی پل متوالی در شرایط عدم قطعیت ولتاژهای DC ورودی

نگارنده: امید ذوالفقاریان

استاد راهنما

دکتر علی دستفان

استاد مشاور

دکتر محمد حسین تبار مرزبالی

مهر ۹۹

شماره: ۶۱، ۱۷، ۱۸
تاریخ: ۹۹، ۷، ۱۵

باسمه تعالی



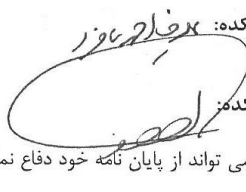
مدیریت تحصیلات تکمیلی

فرم شماره (3) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد آقای امید ذوالفقاریان با شماره دانشجویی 9634094 رشته مهندسی برق- قدرت گرایش (الکترونیک قدرت و ماشین های الکتریکی) تحت عنوان: بهبود عملکرد مبدل چندسطحی پل متوالی در شرایط عدم قطعیت ولتاژهای DC ورودی که در تاریخ 99/7/15 با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید به شرح ذیل اعلام می گردد:

☒ الف) درجه عالی: نمره 19-20	☐ ب) درجه خیلی خوب: نمره 18-18/99
☐ ج) درجه خوب: نمره 16-17/99	☐ د) درجه متوسط: نمره 14-15/99
☐ ه) کمتر از 14 غیر قابل قبول و نیاز به دفاع مجدد دارد	
☐ نوع تحقیق: نظری	☒ عملی

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
1- استاد راهنمای اول	علی دستفان	دانشیار	
3- استاد مشاور	محمد حسین تبار مرزبالی	استادیار	
4- نماینده تحصیلات تکمیلی	مجتبی شیوایی	استادیار	
5- استاد ممتحن اول	امیر حسن نیا خیبری	استادیار	
6- استاد ممتحن دوم	سید میثم سید برزگر	استادیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده: 
تاریخ و امضاء و مهر دانشکده: 

تبصره: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیل) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید زودتر از 4 ماه برگزار شود).

پروردگار!

نه می توانم موایشان را که در راه عزت من سفید شد، سیاه کنم و نه برای دست

های پنه بسته شان که ثمره تلاش برای افتخار من است، مرهمی دارم. پس توفیقم ده

که هر خط شکر گزارشان باشم و ثانیه های عمرم را در عصای دست بودشان بگذرانم.

بانشکر از استادان فرزانه و فرهیخته ام

جناب دکتر علی دستقان و دکتر محمد حسین تبار مرزبالی

که در راه کسب علم و معرفت مرا یاری نمودند.

تعهد نامه

اینجانب امید ذوالفقاریان دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه بهبود عملکرد مبدل چند سطحی پل متوالی در شرایط عدم قطعیت ولتاژهای DC ورودی تحت راهنمایی دکتر علی دستفان متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است.
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید.
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت های آن ها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است.

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود . استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

در سال‌های اخیر به دلیل نیاز به توان بالاتر و استفاده از انرژی‌های نو، بکارگیری مبدل‌های پل متوالی در صنعت گسترش یافته‌است. از آنجا که امکان رخداد عدم تعادل در منابع **DC** ورودی از مبدل‌های چند سطحی وجود دارد، نیاز است تا حد امکان این عدم تعادل را جبران کرده تا از افت ولتاژ در خروجی جلوگیری شود. کنترل مبدل‌های چند سطحی آبشاری سه فاز در شرایط متعادل کار نسبتاً آسانی است. پیچیدگی کار زمانی آغاز می‌گردد که ولتاژهای منابع **DC** ورودی مقدارهای مختلفی داشته باشند و یا به عبارت دیگر عدم تعادل در منابع **DC** ورودی وجود داشته باشد. در این پایان‌نامه، غلبه بر نامتعادلی ولتاژ ورودی با ارائه الگوریتمی ساده بیان شده است. معیاری برای میزان نامتعادلی در ولتاژ خط مطابق استاندارد **ANSI C184/1** در نظر گرفته شده است و محاسبه زوایای کلیدزنی برحسب این معیار انجام گرفته است. روش ارائه شده در این پایان‌نامه بهبود عملکرد روش مدولاسیون برداری **SHM** برای شرایط نامتعادلی ولتاژهای **DC** ورودی می‌باشد. از آنجا که نامتعادلی ولتاژهای **DC** ورودی می‌تواند تعداد حالت‌های مختلفی داشته باشد، با ارائه سیگنال‌های کلیدزنی مناسب با تقارن یک چهارم سیکل برای هر سلول و ارائه روش مقدار میانگین برای منابع **DC** موجود در هر فاز این تعداد حالات مختلف را کاهش داده و از محاسبه زوایای کلیدزنی جدید برای برقراری تعادل در ولتاژ خط جلوگیری شده است. همچنین در این پایان‌نامه رنج وسیعی از هارمونیک‌های مرتبه فرد، به جز مرتبه سوم، از طریق بهینه‌سازی زوایای کلیدزنی کاهش یافته‌است. در سیستم نامتعادل هارمونیک سوم به خودی خود حذف نمی‌شود که با ارائه روشی، هارمونیک سوم کاهش داده شده و در نهایت ولتاژ خط متعادل تولید می‌شود. در پایان، با شبیه‌سازی اینورتر هفت سطحی از نوع پل متوالی در نرم افزار **MATLAB/ Simulink** صحت روابط و کارایی روش‌های ارائه شده در صورت عدم تعادل ولتاژهای **DC** ورودی نشان داده شده است. همچنین نتایج بدست آمده از نمونه آزمایشگاهی اینورتر هفت سطحی از نوع پل متوالی صحت نتایج شبیه‌سازی آن را تایید می‌کند.

کلمات کلیدی: مبدل چند سطحی - کاهش هارمونیک‌های انتخابی - بهینه‌سازی - عدم تعادل ولتاژهای **DC** ورودی

پیش‌گفتار

امروزه مبدل‌های چند سطحی کاربردهای فراوانی در توان‌های متوسط و توان‌های بالا پیدا کرده‌اند. استفاده وسیع از این‌گونه مبدل‌ها در صنعت درایو، ادوات FACTS و HVDC از جمله مهم‌ترین کاربردها هستند. افزایش ولتاژ خروجی در این نوع مبدل‌ها با اضافه کردن مازول H-bridge به راحتی انجام می‌پذیرد و میزان THD ولتاژ خروجی در این نوع مبدل‌ها نسبت به مبدل‌های معمولی کمتر است. با توجه به تعداد زیاد کلیدها و نیمه هادی‌های استفاده شده در این مبدل‌ها، احتمال وقوع خطا در آن افزایش می‌یابد. و همچنین استفاده از تعداد منابع DC زیاد در این نوع مبدل‌ها و عدم قطعیت ولتاژ در منابع ورودی از مشکلاتی است که سبب عدم تعادل در ولتاژ خروجی مبدل می‌شود. کنترل مبدل‌های سه فاز چند سطحی در شرایط متقارن کار نسبتاً آسانی است. پیچیدگی کار زمانی آغاز می‌گردد که عدم تعادل در اندازه ولتاژهای ورودی رخ دهد. روش‌های گوناگونی جهت کنترل مبدل‌های چند سطحی پل متوالی ارائه شده است که می‌توان این روش‌های کنترلی را به دو روش‌های آنالین و روش‌های آفلاین تقسیم بندی کرد. روشی برای کنترل مبدل‌های چند سطحی در شرایط عدم تعادل مناسب است که قادر به تولید ولتاژ خط متعادل با کمترین اعوجاج هارمونیک و حداکثر جبران از دامنه ولتاژ افت کرده را داشته باشد. روش‌های کنترلی آنالین به دلیل این که مدولاسیون کاری آن‌ها محدود است روش‌های مناسبی جهت جبران افت ولتاژ در شرایط عدم تعادل نیستند. و در عوض روش‌های مدولاسیون آفلاین به دلیل قابلیت عملکرد مبدل در ناحیه مدولاسیون مازاد، امکان جبران افت ولتاژ ناشی از عدم تعادل منابع ورودی وجود دارد.

فهرست مطالب

فصل اول: مقدمه

- ۱-۱- مقدمه ۲
- ۲-۱- اهداف پروژه ۴

فصل دوم: مروری بر مبدل‌های چند سطحی و روش‌های جبران خطا

- ۱-۲- مروری بر مبدل‌های چند سطحی ۹
- ۱-۱-۱- مبدل‌های چند سطحی از نوع کلمپ دیودی ۱۱
- ۲-۱-۲- مبدل‌های چند سطحی از نوع خازن شناور ۱۲
- ۳-۱-۲- مبدل‌های چند سطحی از نوع پل متوالی ۱۳
- ۴-۱-۲- مقایسه مبدل‌های چند سطحی ۱۴
- ۲-۲- روش‌های مدولاسیون برای کنترل مبدل‌های چند سطحی ۱۶
- ۱-۲-۲- پردازش سیگنال‌های مدولاسیون پهنای پالس (PWM) بر اساس محاسبات همزمان ۱۷
- ۲-۲-۲- پردازش سیگنال‌های مدولاسیون پهنای پالس (PWM) بر اساس محاسبات غیر همزمان ۱۷
- ۳-۲- مدولاسیون SPWM ۱۸
- ۱-۳-۲- ملاحظات و تعاریف PWM ۱۸
- ۲-۳-۲- مدولاسیون SPWM جهت کنترل مبدل‌های چند سطحی ۲۱
- ۴-۲- مدولاسیون حذف هارمونیک انتخابی SHE ۲۲
- ۱-۴-۲- شکل موج دو سطحی (دو قطبی) ۲۴
- ۲-۴-۲- شکل موج سه سطحی (تک قطبی) ۲۵
- ۳-۴-۲- شکل موج ولتاژ چند سطحی ۲۶
- ۵-۲- مدولاسیون کاهش هارمونیک انتخابی SHM ۲۸
- ۱-۵-۲- معادلات SHM برای یک فاز از مبدل چند سطحی ۲۹
- ۶-۲- طبقه بندی کلی روش‌های تحمل خطا در مبدل‌های الکترونیک قدرت ۳۱
- ۱-۶-۲- بازسازی خطا به روش مازول محور ۳۳
- ۱-۶-۲- الف- جابجایی نقطه خنثی و تزریق هارمونیک سوم ۳۳

۳۶..... ۲-۶-۱-ب- بازسازی ولتاژ باس DC

فصل سوم: روش پیشنهادی

- ۳-۱- مبدل‌های چند سطحی پل متوالی و الگوریتم کلیدزنی آن ۴۰
- ۳-۱-۱- مبدل‌های چند سطحی پل متوالی ۴۱
- ۳-۱-۲- الگوریتم کلیدزنی ۴۱
- ۳-۲- روش پیشنهادی در برابر خطای تک سلولی ۴۵
- ۳-۲-۱- حفظ زوایای کلیدزنی مربوط به سلول خطادار ۴۷
- ۳-۲-۲- استفاده از حداکثر ظرفیت منابع DC ۴۸
- ۳-۲-۳- بررسی هارمونیک سوم در سیستم نامتعادل سه فاز ۵۱
- ۳-۳- روش پیشنهادی در برابر عدم تعادل منابع ورودی ۵۵
- ۳-۳-۱- نحوه کنترل ولتاژ خروجی در شرایط عدم تعادل ولتاژهای ورودی ۵۸
- ۳-۳-۲- استراتژی ارائه شده برای متعادل سازی ولتاژ خط نامتعادل ۵۹

فصل چهارم: نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

- ۴-۱- مشخصات مبدل آزمایشگاهی ۶۲
- ۴-۲- ولتاژهای فاز خروجی " V_{aN} "، " V_{cN} " و " V_{bN} " در شرایط پس از خطا ۶۳
- ۴-۳- ولتاژهای خط خروجی " V_{ac} "، " V_{bc} " و " V_{ab} " در شرایط پس از خطا ۶۵
- ۴-۴- ولتاژهای دوسر بار " V_{an} "، " V_{bn} " و " V_{cn} " در شرایط پس از خطا ۶۷
- ۴-۵- حداکثر ولتاژهای خط خروجی " V_{ac} "، " V_{bc} " و " V_{ab} " در شرایط پس از خطا ۶۹
- ۴-۶- ولتاژهای فاز و خط خروجی " V_{aN} "، " V_{cN} " و " V_{bN} " در شرایط عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی ۷۱

فصل پنجم: نتیجه‌گیری

- ۵-۱- نتیجه‌گیری ۸۰

۸۳

پیوست

۹۵

مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل ۲-۱: نمودار تقسیم بندی مبدل‌های قدرت DC/AC ۹
- شکل ۲-۲: الف) یک مبدل چند سطحی از نوع کلمپ دیودی ب) تحلیل برای یک نیمه مدار به ازای $V_a = 2V_{DC}$ ج) به ازای $V_a = 0$ د) به ازای $V_a = V_{DC}$ ۱۰
- شکل ۲-۳: الف) یک مبدل چند سطحی از نوع خازن شناور ب) تحلیل برای یک نیمه مدار به ازای $V_a = V_{DC}$ ج) به ازای $V_a = 0$ د) به ازای $V_a = -V_{DC}$ ۱۲
- شکل ۲-۴: الف) یک مبدل چند سطحی از نوع پل متوالی ب) تحلیل به ازای $V_{AB} = V_{DC}$ ج) به ازای $V_{AB} = 0$ د) به ازای $V_{AB} = -V_{DC}$ ۱۳
- شکل ۲-۵: مبدل ۵ سطحی پل متوالی ۱۴
- شکل ۲-۶: نمودار تقسیم بندی روش‌های مختلف مدولاسیون مبدل‌های چند سطحی ۱۶
- شکل ۲-۷: شکل موج‌های حامل مثلثی و سینوسی مرجع در مدولاسیون PD-PWM ۲۰
- شکل ۲-۸: شکل موج‌های حامل مثلثی و سینوسی مرجع در مدولاسیون POD-PWM ۲۰
- شکل ۲-۹: شکل موج‌های حامل مثلثی و سینوسی مرجع در مدولاسیون APOD-PWM ۲۰
- شکل ۲-۱۰: شکل موج دوسطحی (دو قطبی) با k زاویه کلیدزنی در ربع سیکل اول ۲۴
- شکل ۲-۱۱: شکل موج سه سطحی (تک قطبی) با k زاویه کلیدزنی در ربع سیکل اول ۲۵
- شکل ۲-۱۲: شکل موج ولتاژ چند سطحی با فرکانس کلیدزنی پایین ۲۶
- شکل ۲-۱۳: شکل موج ولتاژ چند سطحی با فرکانس کلیدزنی بالا ۲۷
- شکل ۲-۱۴: نمودار طبقه بندی روش‌های تحمل خطا ۳۱
- شکل ۲-۱۵: الف) قطع مازول‌های هم شماره ب) روش جابه‌جایی نقطه خنثی ۳۴
- شکل ۲-۱۶: الف) بسط روش جابه‌جایی نقطه خنثی ب) حاصل روش جابه‌جایی نقطه خنثی مرسوم ج) حاصل بسط روش جابه‌جایی نقطه خنثی ۳۵
- شکل ۲-۱۷: الف) نقص یکی از مازول‌ها در فاز b ؛ ب) نمودار برداری پس از خطا ۳۶
- شکل ۲-۱۸: بازسازی ولتاژ باس DC؛ الف) وقوع خطا؛ ب) روش ۱؛ ج) روش ۲ ۳۷
- شکل ۳-۱: ساختار اینورتر هفت سطح ۴۰

- شکل ۳-۲: شکل موج ولتاژهای خروجی ۴۱
- شکل ۳-۳: دیاگرام فازوری مولفه اصلی ولتاژهای فاز مربوط به مبدل CHB در شرایط عملکرد عادی و در شرایط خطا؛ الف) مبدل CHB بدون خطا ب) اتصال کوتاه سلول خطادار و ولتاژهای خطبه خط نامتعادل می‌شوند ج) راه حل سنتی خارج کردن یک سلول سالم در دو فاز بدون خطا د) اصلاح زوایای فاز با توجه به روش پیشنهادی برای تولید ولتاژ خطبه خط متعادل که نسبت به حالت سنتی باعث کاهش کمتر ولتاژ می‌شود..... ۴۵
- شکل ۳-۴: شکل موج ولتاژ خروجی در شرایط خطای تک کلید ۴۶
- شکل ۳-۵: شکل موج ولتاژ خروجی در شرایط خطای تک کلید ۴۸
- شکل ۳-۶: نمودار زوایای کلیدزنی به ازای مدولاسیون‌های مختلف در فاز سالم ۵۲
- شکل ۳-۷: نمودار زوایای کلیدزنی به ازای مدولاسیون‌های مختلف در فاز خطادار ۵۲
- شکل ۳-۸: نمایش حالت‌های مختلف چینش ولتاژهای DC ورودی مربوط به حالت (۱۲۷، ۱۲۷، ۸۷)..... ۵۵
- شکل ۴-۱: مبدل آزمایشگاهی سه فاز ۷ سطحی ۶۲
- شکل ۴-۲: الف) شکل موج ولتاژ خروجی فازهای a، b، c در شرایط خطای تک کلید بر روی فاز a ب) طیف هارمونیک V_{aN} ج) طیف هارمونیک V_{cN} ۶۵
- شکل ۴-۳: الف) شکل موج ولتاژ خطبه خط خروجی شرایط خطای تک کلید بر روی فاز a ب) طیف هارمونیک V_{ab} ج) طیف هارمونیک V_{ca} ۶۷
- شکل ۴-۴: الف) شکل موج ولتاژ بارهای خروجی فازهای a، b، c در شرایط خطای تک کلید بر روی فاز a ب) طیف هارمونیک V_{an} ج) طیف هارمونیک V_{cn} ۶۹
- شکل ۴-۵: الف) شکل موج حداکثر ولتاژ خطبه خط خروجی شرایط خطای تک کلید بر روی فاز a ب) طیف هارمونیک V_{ab} ج) طیف هارمونیک V_{bc} ۷۱
- شکل ۴-۶: الف) شکل موج ولتاژ خط و فاز خروجی مبدل در حالت عدم تعادل در تک فاز مربوط به حالت (۸۷، ۸۷، ۸۷) ب) شکل موج ولتاژ خط و فاز خروجی مبدل در حالت عدم تعادل مربوط به حالت (۱۲۷، ۰۷، ۱۲۷)..... ۷۳
- شکل ۴-۷: الف) شکل موج ولتاژ خط و فاز خروجی مبدل در حالت عدم تعادل در تک فاز مربوط به حالت (۱۰۷، ۱۰۷، ۱۰۷) ب) شکل موج ولتاژ خط و فاز خروجی مبدل در حالت عدم تعادل مربوط به حالت (۱۲۷، ۱۲۷، ۰۷)..... ۷۵

فهرست جدول ها

جدول ۱-۲: تعداد حالت‌های کلیدزنی برای تولید ۵ سطح ولتاژ مختلف	۱۵
جدول ۲-۲: مقایسه سه ساختار اینورتر چندسطحی از نظر تعداد المان‌های قدرت مورد نیاز در هر فاز ۱۶	
جدول ۱-۳: مقایسه محاسبات سه فاز مربوط به روش سنتی با روش پیشنهادی	۴۹
جدول ۲-۳: تعداد حالات ولتاژهای سه فاز برای تولید ولتاژ خروجی ۶۳ ولت	۵۳
جدول ۳-۳: مدولاسیون‌های سه فاز برای تولید ولتاژ خروجی ۶۳ ولت	۵۳
جدول ۴-۳: عدم تعادل سه فاز بر حسب میانگین ولتاژهای DC سه فاز	۵۵
جدول ۱-۴: توصیف مبدل سه فاز ۷ سطحی آزمایشگاهی	۶۲
جدول ۲-۴: زوایای کلیدزنی سه فاز برای تولید ولتاژ خط ۶۳ ولت در شرایط عدم تعادل منابع	
ورودی.....	۷۶

فهرست علائم

Abbreviation	Complete expression	معادل فارسی
THD	Total Harmonic Distortion	اعوجاج هارمونیکی کل
HVDC	High-Voltage Direct Current	ولتاژ بالا جریان مستقیم
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	ترانزیستور دو قطبی با گیت عایق
MOSFET	Metal–oxide Semiconductor Field Effect Transistor	ترانزیستور اثر میدانی نیمه رسانا
CMC	Cascaded Multilevel Converters	مبدل‌های چند سطحی آبشاری
MMC	Modular Multilevel Converters	مبدل‌های چند سطحی ماژولار
NPC	Neutral Point Clamped	نقطه خنثی برش داده‌شده
FCM	Flying Capacitor Multilevel Converters	مبدل‌های چند سطحی خازن شناور
PF	Power Factor	ضریب توان
CHB-MI	Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter	اینورتر چند سطحی پل-اچ آبشاری
SVM	Space Vector Modulation	مدولاسیون بردار فضایی
SHE	Selective Harmonic Elimination	حذف هارمونیک انتخابی
SHM	Selective Harmonic Mitigation	کاهش هارمونیک انتخابی
PSO	Particle Swarm Optimization	بهینه‌سازی ازدحام ذرات
CFPSO	Constriction Factor PSO	ضریب فشار برای PSO
MPSO	Modified Technique Based On PSO	تکنیک اصلاح شده مبتنی بر PSO
MOPSO	Multi Objective PSO	بهینه‌سازی چند هدفه PSO
FPSC	Fundamental Phase-Shift Compensation	جابه‌جایی مولفه اصلی برای جبران خطا
PWM	Pulse Width Modulation	مدولاسیون پهنای پالس

فصل اول

مقدمه

۱-۱- مقدمه

اخیرا استفاده از مبدل‌های چند سطحی به دلیل استفاده از چندین سلول مشابه به منظور ولتاژ خروجی مطلوب در مقایسه با مبدل‌های سنتی رایج به طور چشم‌گیری افزایش یافته‌است. مبدل‌های چند سطحی دارای مشخصه بهبود یافته بهتری مثل راندمان بالاتر، اعوجاج هارمونیکی (THD) پایین‌تر و تنش‌های کلیدزنی پایین‌تری در ازای افزایش تعداد کلیدهای الکترونیک قدرت، نسبت به مبدل‌های سنتی رایج هستند. از این رو افزایش تعداد قطعات الکترونیک قدرت احتمال وقوع خطا را افزایش می‌دهد و عدم قطعیت ولتاژ در منابع DC ورودی باعث بروز مشکلاتی همچون عدم تعادل در ولتاژ خروجی می‌شود. از طرفی بهبود خطا بدون استفاده از مازول‌های رزروی به دلیل هزینه کمتر همواره مورد علاقه محققین بوده و مورد استقبال قرار گرفته است. در سال‌های اخیر روش‌های زیادی در برابر خطاهای متعدد ارائه شده است و به طور کلی روش‌های تحمل خطا در مبدل‌های الکترونیک قدرت را به دو دسته کلی: ۱- نرم افزاری ۲- سخت افزاری می‌توان تقسیم کرد. روش‌های نرم افزاری روش‌های بدون هزینه هستند و در اینورترهای چند سطحی قابل استفاده هستند. روش‌های نرم افزاری شامل حالت کلیدزنی مازاد^۱ (کلیدزنی در ناحیه دامنه مدولاسیون بیشتر از یک)، جابه‌جایی نقطه خنثی و افزایش ولتاژ باس DC که همه این موارد جهت بهبود عملکرد و کیفیت توان خروجی بکار گرفته می‌شوند. البته باید این را متذکر شد که افزایش ولتاژهای DC مازول‌های باقی‌مانده در فاز خطا دار موجب تنش در کلیدهای قدرت شده که باید از کلیدها با توان نامی بزرگ‌تری استفاده شود. همچنین در سیستم‌های فتوولتایک قادر به تنظیم اختیاری ولتاژ DC نخواهید بود و باید در صورت خطا بر روی یک کلید بتوان از ولتاژهای DC باقی‌مانده در همان فاز، حداکثر استفاده را کرد تا بتوان شرایط قبل از خطا را تا حد امکان حفظ کرد. در بخش‌های بعدی به روش پیشنهادی ارائه شده امکان

¹ Total Harmonic Distortion

² Over-Modulation

استفاده حداکثر از منابع DC باقی مانده گفته خواهد شد. حالت کلیدزنی مازاد در روش‌های برداری¹ SVM، SHE² و SHM³ قابل پیاده سازی است که در مقالات متعدد به آن پرداخته شده است.

ضرورت انجام این پایان نامه را دلایل زیر می توان عنوان کرد:

از آنجا که در مبدل‌های چند سطحی پل متوالی تعداد کلیدهای قدرت و منابع DC زیادی به کار رفته است. بنابراین امکان وقوع خطا بر روی هر یک از کلیدهای قدرت و عدم تعادل بر روی هر یک از منابع DC متصل به پل‌ها وجود دارد. منابع متعددی به جبران این خطاها و عدم تعادل‌ها پرداخته اند که به دو دسته کلی روش‌های سخت افزاری و نرم افزاری می توان تقسیم بندی کرد. روش‌های سخت افزاری به دلیل هزینه مازاد و مشکلات پیاده سازی به طور کمتر مورد استقبال قرار گرفته‌اند. روش‌های نرم افزاری به دلیل هزینه کمتر و پیاده سازی آسان تر بر روی مبدل بیشتر مورد استقبال قرار گرفته‌اند. در این پایان نامه نیز از روش نرم افزاری بر پایه SHM جهت جبران عدم تعادل و تولید ولتاژ خط خروجی با کمترین دامنه تغییرات استفاده شده است.

کنترل مبدل‌های سه فاز چند سطحی در شرایط متقارن کار نسبتاً آسانی است. پیچیدگی کار زمانی آغاز می گردد که عدم تعادل در اندازه ولتاژهای ورودی رخ دهد. روش‌های گوناگونی جهت کنترل مبدل‌های چند سطحی پل متوالی ارائه شده است که می توان این روش‌های کنترل را به دو روش‌های محاسبات همزمان⁴ و محاسبات غیر همزمان⁵ تقسیم بندی کرد. روشی برای کنترل مبدل‌های چند سطحی در شرایط عدم تعادل مناسب است که قادر به تولید ولتاژ خط متعادل با کمترین اعوجاج هارمونیک و حداکثر جبران از دامنه ولتاژ افت کرده را داشته باشد. روش‌های کنترلی آنلاین به دلیل این که دامنه مدولاسیون آن‌ها محدود است روش‌های مناسبی جهت جبران افت

¹ Space Vector Modulation

² Selective Harmonic Elimination

³ Selective Harmonic Mitigation

⁴ On-line

⁵ Off-line

ولتاژ در شرایط عدم تعادل نیستند. در عوض روش‌های مدولاسیون آفلاین به دلیل قابلیت عملکرد مبدل در ناحیه مدولاسیون مازاد، امکان جبران افت ولتاژ ناشی از عدم تعادل منابع ورودی وجود دارد.

۱-۲- اهداف پروژه

در این پایان‌نامه از یک مبدل هفت سطحی سه فاز از نوع پل متوالی با کمترین فرکانس کلیدزنی و تقارن یک چهارم سیکل جهت تولید ولتاژ خروجی در هر فاز استفاده شده است. استفاده از کمترین تعداد زوایای کلیدزنی و همچنین تقارن یک چهارم سیکل در سیگنال‌های کلیدزنی، سبب کاهش تعداد جملات سری فوریه در ولتاژ فاز می‌شود. کاهش جملات سری فوریه، تاثیر مستقیمی بر کاهش و آسان سازی معادلات سه فاز دارد. از آنجا که نامتعادلی در ولتاژهای DC ورودی می‌تواند حالت‌های مختلفی داشته باشد با ارائه روشی مناسب، می‌توان این تعداد حالات کاهش داد و به حالت‌های مشابه تبدیل کرد. در این روش از حداکثر دامنه مدولاسیون برای جبران عدم تعادل استفاده شده است که موجب جبران رنج وسیعی از عدم تعادل در ورودی می‌شود به گونه‌ای که حالت خطای تک سلولی را پوشش می‌دهد. بهره بردن از مدولاسیون‌های متفاوت برای فازهای مختلف سبب می‌شود که از ظرفیت غنی ولتاژهای DC در یک فاز به طور کامل استفاده شود و افت ولتاژ در خروجی به خوبی جبران شود. در این پایان‌نامه سعی شده است که با بهینه‌سازی زوایای کلیدزنی رنج وسیعی از هارمونیک‌ها مرتبه فرد به غیر از مرتبه سوم کاهش یابد. از آنجا که برای جبران عدم تعادل استفاده از حداکثر دامنه مدولاسیون ضرورت دارد در این روش از تابع هدف مناسبی جهت دسترسی به حداکثر دامنه مدولاسیون استفاده شده است. از آنجا که در مبدل سه فاز نامتعادل، هارمونیک سوم به خودی خود حذف نمی‌شود، روشی جهت کاهش هارمونیک سوم در شرایط عدم تعادل بیان شده است.

در فصل دوم به مروری از انواع مبدل‌های چند سطحی و روش‌های مختلف مدولاسیون‌های آن‌ها جهت کنترل مبدل‌ها پرداخته شده است. همچنین کارهای انجام شده توسط محققان در زمینه بهبود راندمان مبدل در شرایط پس از خطا و همچنین بهبود عملکرد مبدل در شرایط عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی پرداخته شده است. در

فصل سوم به نحوه انتخاب کمترین تعداد زوایای کلیدزنی و بهینه‌سازی زوایای آتش آن‌ها جهت تولید ولتاژ خروجی با دامنه مورد نظر و با اعوجاج هارمونیکی مطلوب پرداخته شده است و استراتژی جهت جبران خطا و ثابت نگه داشتن ولتاژ خروجی در شرایط عدم تعادل ولتاژهای مربوط به منابع DC ورودی ارائه شده است. در فصل چهارم نیز به ارائه و مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی در نرم افزار MATLAB و نتایج بدست آمده از نمونه آزمایشگاهی پرداخته شده است. در این فصل نتایج مربوط ولتاژهای خط، فاز و بار در حالت خطای تک سلولی و عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی ارائه شده است. زوایای کلیدزنی سه فاز جهت ثابت نگه داشتن ولتاژ خط خروجی در شرایط عدم تعادل منابع DC ورودی در پایان این فصل ارائه شده است.

فصل دوم

مروری بر مبدل‌های چند سطحی و روش‌های جبران خطا

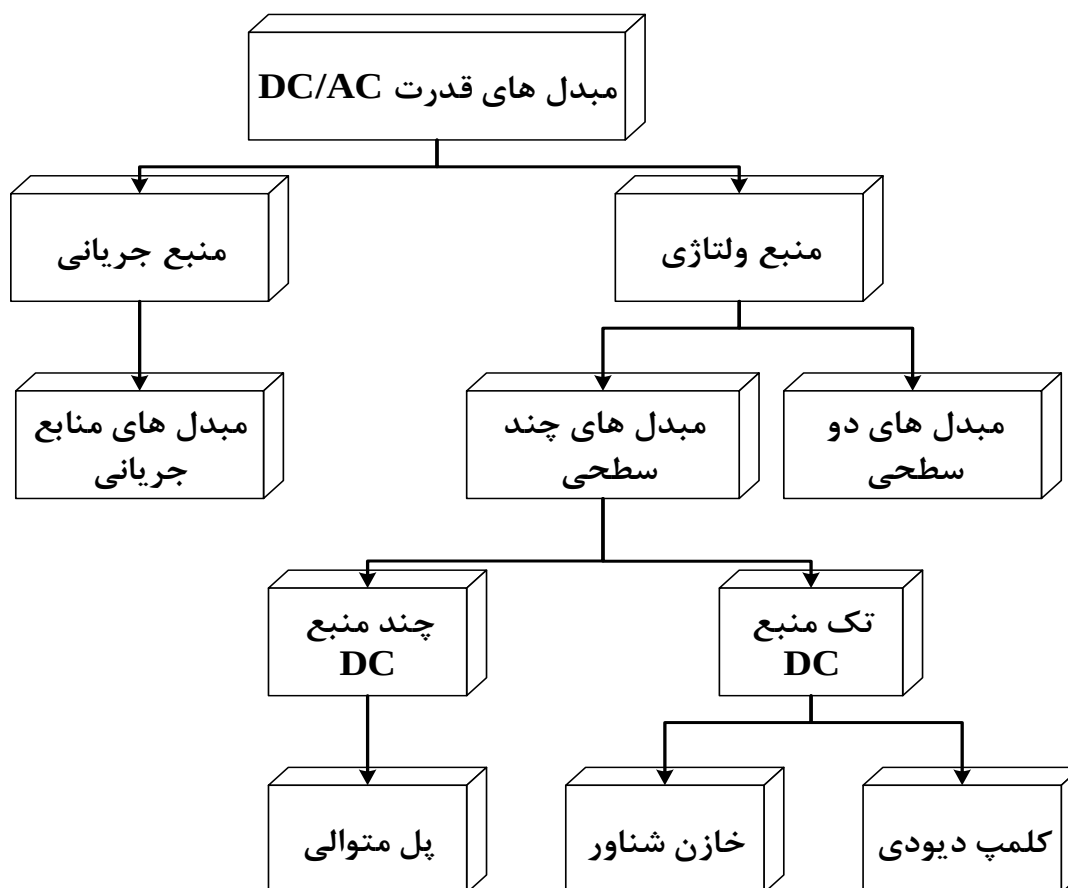
مبدل‌های الکترونیک قدرت نقش بسیار مهمی در صنعت دارند. از جمله کاربردهای آن می‌توان به خودروهای برقی، سیستم‌های خورشیدی، سیستم‌های انتقال^۱ HVDC و درایو موتورهای اشاره کرد. تحقیقات نشان می‌دهد که خازن‌های الکتrolیتی و المان‌های کلیدزنی مانند^۲ IGBTها و^۳ MOSFETها بیشترین عناصر آسیب پذیر هستند و حدود ۴۰٪ از خطای مربوط به مبدل‌ها را شامل می‌شوند. از آنجایی که بیشتر مبدل‌های الکترونیک قدرت دارای واحد رزروی نیستند، هرگونه خطایی که در اجزای مبدل اتفاق بیافتد، منجر به اختلال در عملکرد سیستم خواهد شد. در کاربردهای حساس مانند ارتش، بیمارستان‌ها و... اختلال در سیستم می‌تواند منجر به خسارت‌های اقتصادی جبران ناپذیری شود. بنابراین، بحث در مورد سیستم‌های با قابلیت تحمل خطا و قابلیت اطمینان بالا، توجه پژوهشگران را به خود جلب کرده‌است. یکی از مبدل‌های پرکاربردی که امروزه مورد استفاده قرار می‌گیرد مبدل‌های چند سطحی هستند. با توجه به این که این مبدل‌ها تعداد المان‌های زیادی در ساختار خود دارند در نتیجه قابلیت اطمینان پایین تری دارند که این امر موجب افزایش احتمال معیوب شدن آن‌ها می‌گردد.

برای یک سیستم با قابلیت تحمل خطا، نخستین گام تشخیص خطا است. تشخیص و حفاظت به موقع و صحیح می‌تواند از گسترش خطا و پیامدهای فاجعه بار پیشگیری کند. عملکرد تحمل خطا شامل ایزوله کردن خطا و بازسازی مجدد، قدم بعدی است. به طور کلی روش‌های بازسازی مجدد خطا در مبدل‌های الکترونیک قدرت را به دو دسته کلی: الف- سخت افزاری ب- نرم افزاری می‌توان تقسیم کرد. روش‌های سخت افزاری با اضافه کردن کلیدها، ساق‌ها و ماژول‌ها به صورت سری و یا موازی با اجزا معیوب مشابه خود قادر به بهبود عملکرد مبدل در شرایط خطا هستند. روش‌های سخت افزاری به طور کامل می‌تواند خطا را جبران کند ولی به دلیل هزینه‌ی بالا همواره مورد استقبال محققین قرار نگرفته است. روش‌های نرم افزاری مثل جابه‌جایی نقطه خنثی و تزریق هارمونیک سوم هستند. این دو روش به دلیل پیاده سازی آسان بر روی مبدل مورد استفاده قرار گرفته است.

^۱ High-Voltage Direct Current

^۲ Insulated Gate Bipolar Transistor

^۳ Metal-oxide Semiconductor Field Effect Transistor



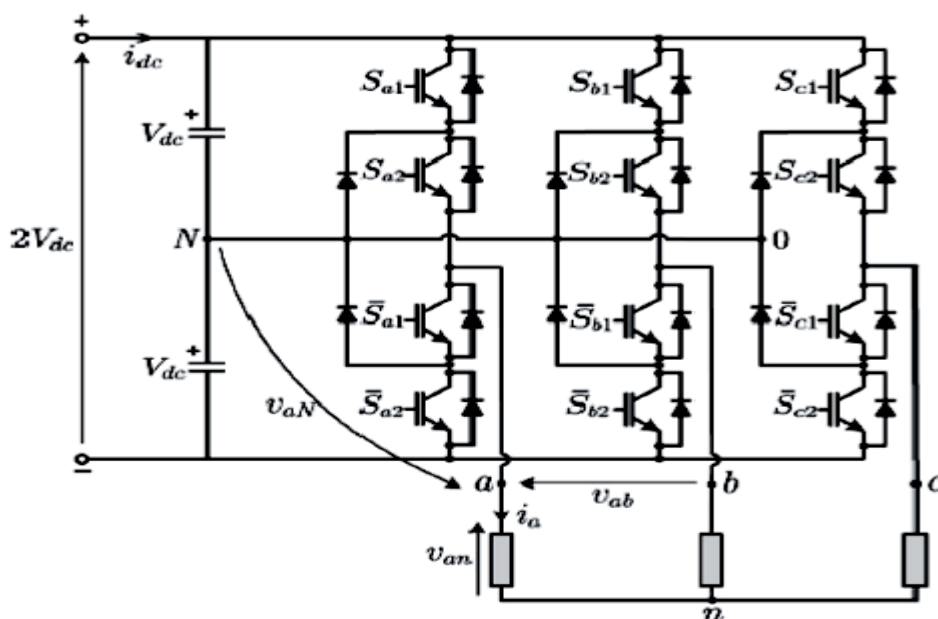
شکل ۲-۱: نمودار تقسیم بندی مبدل‌های قدرت DC/AC [۱]

اگرچه در این دو روش خطا به صورت کامل جبران نمی‌شود ولی از آنجا که بدون هزینه مقدار قابل توجهی از خطا جبران می‌شود مورد استقبال محققین قرار گرفته است. در ادامه راجع به انواع مبدل‌های چند سطحی و نحوه مدولاسیون‌های آن‌ها به طور مفصل مطالبی ارائه خواهد شد. همچنین طبقه بندی کلی از روش‌های تحمل خطا در مبدل‌های الکترونیک قدرت بیان شده است.

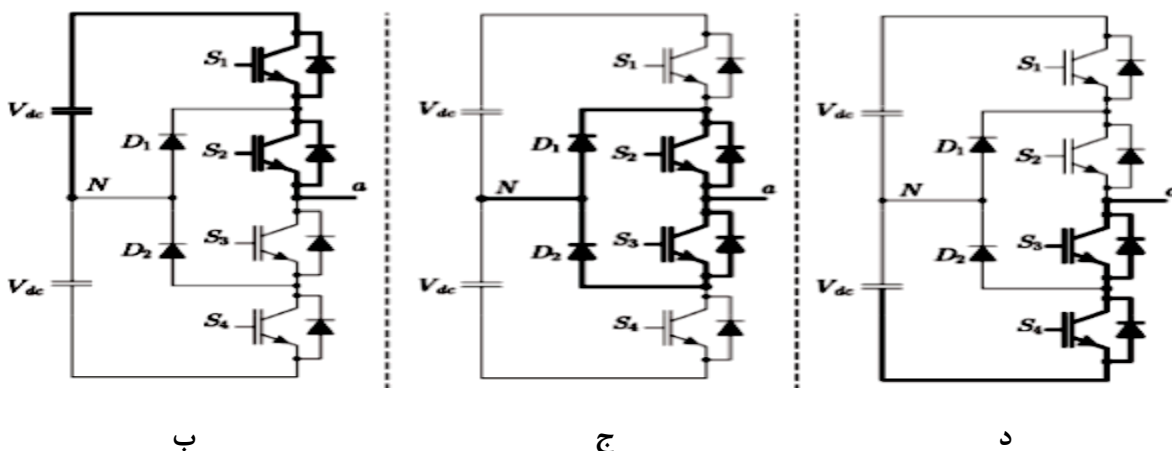
۲-۱- مروری بر مبدل‌های چند سطحی

در سال‌های اخیر ضرورت افزایش سطح توان در صنعت برق مانند کاربردهایی در ادوات^۱ FACTS، جبران سازه‌های توان راکتیو و کاربردهای انرژی‌های نو، منجر به ابداع مبدل‌های چندسطحی شده است. پیشرفت سریع این

^۱ Flexible AC Transmission System



الف



ب

ج

د

شکل ۲-۲: الف) یک مبدل چند سطحی از نوع کلمپ دیودی (ب) تحلیل برای یک نیمه مدار به ازای $V_a = V_{DC}$ (ج) به ازای $V_a = 0$ (د) به ازای $V_a = -V_{DC}$ [۲].

مبدل‌ها، به دلیل توانایی تولید توان بالا در حد چند مگاوات، تولید سطوح متعدد ولتاژ، تداخل الکترومغناطیسی پایین و بازده بالای آن‌ها با روش‌های کنترلی مناسب برای کلیدزنی فرکانس پایین، شده است. مبدل‌های قدرت مطابق شکل ۱-۲ به دو دسته کلی مبدل‌های منبع ولتاژی و منبع جریانی تقسیم بندی می‌شوند [۱].

از آنجا که مبدل‌های منبع ولتاژی دارای کاربرد گسترده‌ای هستند در این پایان‌نامه به بررسی مبدل‌های چند سطحی از نوع منبع ولتاژی پرداخته می‌شود. مبدل‌های چند سطحی را به سه دسته کلی می‌توان تقسیم بندی کرد که عبارتند از:

۱- مبدل‌های چند سطحی از نوع کلمپ دیودی (NPC-MLCs)

۲- مبدل‌های چند سطحی از نوع خازن شناور (FC-MLCs)

۳- مبدل‌های چند سطحی از نوع پل متوالی (CHB-MLCs)

در ادامه به بررسی نحوه عملکرد هر یک از این سه مبدل پرداخته می‌شود.

۲-۱-۱- مبدل‌های چند سطحی از نوع کلمپ دیودی

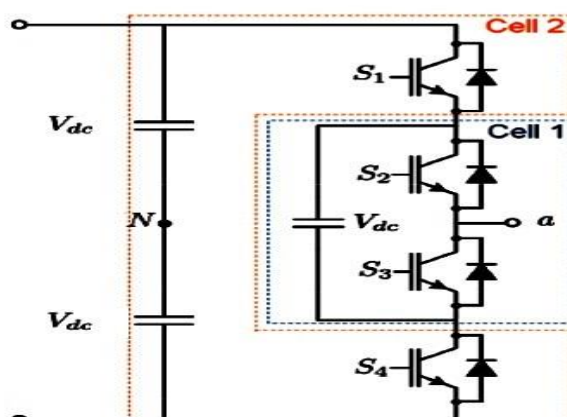
مبدل چند سطحی از نوع کلمپ دیودی دارای مزیت استفاده از یک منبع DC را به جای چند منبع DC دارد. برای تولید m سطح از ولتاژ فاز در یک مبدل از نوع کلمپ دیودی به $m-1$ خازن بر روی باس DC نیاز است. نمایی از یک مبدل ۵ سطحی از نوع کلمپ دیودی در شکل ۲-۲ نشان داده شده است. در این مدار، منبع ولتاژ DC به دو خازن سری متصل می‌گردد و هر کدام به اندازه‌ی V_{DC} شارژ می‌شوند. تحلیلی که در ادامه ارائه می‌شود، نشان می‌دهد که ولتاژ خروجی دارای سطوح V_{DC} ، 0 ، $-V_{DC}$ می‌باشد [۲].

به منظور تحلیل مدار، تنها نیمه چپ پل را که در شکل‌های (۲-۲-ب، ج و د) نشان داده شده است در نظر بگیرید. با بسته شدن کلیدهای S_1 و S_2 و باز شدن S_3 و S_4 ، $V_a = V_{DC}$ خواهد شد (شکل (۲-۲-ب)). برای این حالت دیودها خاموش می‌باشند. با بسته شدن کلیدهای S_2 و S_3 در شکل (۲-۲-ج) و باز شدن S_1 و S_4 ، $V_a = 0$ خواهد شد. برای این حالت دیودها روشن می‌باشند. به منظور تولید ولتاژ $V_a = -V_{DC}$ ، S_3 و S_4 بسته می‌شوند و S_1 و S_2 باز می‌شوند (شکل (۲-۲-د)). با استفاده از خازن‌ها و کلیدهای اضافی به سطوح ولتاژ خروجی بیشتری می‌توان دست

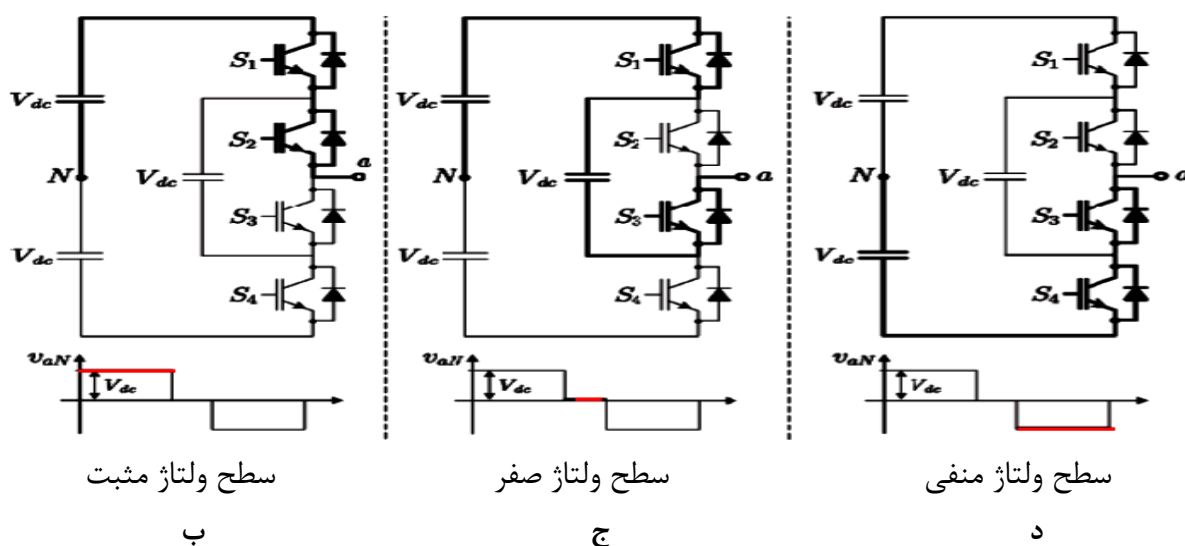
¹ Neutral-Point Clamped Multilevel Converters

² Flying Capacitor Clamped Multilevel Converters

³ Cascade H-bridge Multilevel Converters



الف

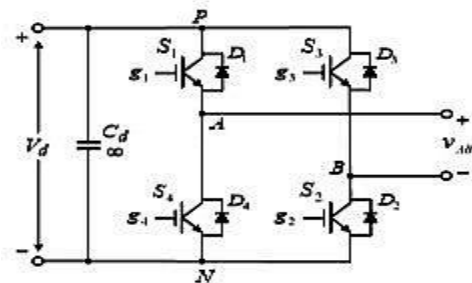


شکل ۲-۳: الف) یک مبدل چند سطحی از نوع خازن شناور (ب) تحلیل برای یک نیمه مدار به ازای $V_a = V_{DC}$ (ج) به ازای $V_a = 0$ (د) به ازای $V_a = -V_{DC}$ [۳].

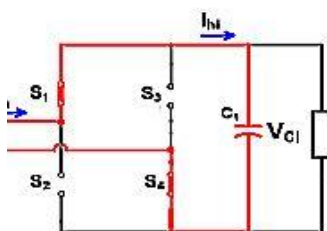
یافت. باید توجه داشت برای افزایش تعداد سطوح ولتاژ تعداد دیودها و کلیدها به صورت نمایی افزایش می‌یابند. که باعث پیچیدگی طرح و گران شدن آن‌ها می‌شود.

۲-۱-۲- مبدل‌های چند سطحی از نوع خازن شناور

عملکرد مبدل خازن شناور مشابه مبدل از نوع کلمپ دیودی است با این تفاوت که به جای دیودهای کلمپ از خازن استفاده می‌شود. در شکل ۲-۳-الف یک فاز از مبدل سه سطحی خازن شناور را مشاهده می‌کنید. هر سلول

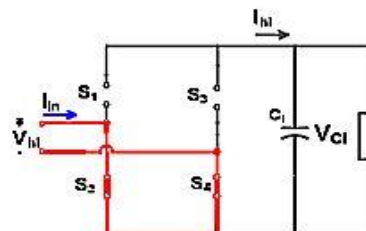


الف



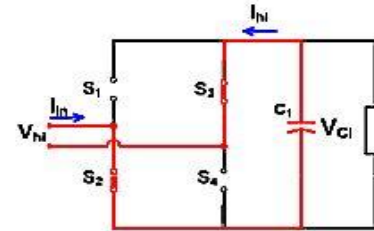
$$V_{AB} = V_c$$

ب



$$V_{AB} = 0$$

ج



$$V_{AB} = -V_c$$

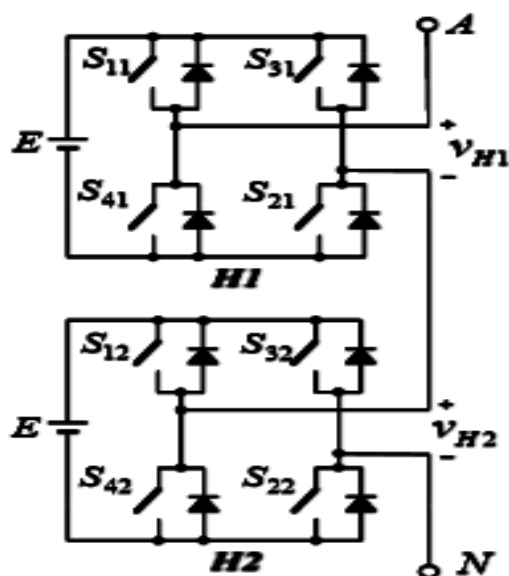
د

شکل ۲-۴: الف) یک مبدل چند سطحی از نوع پل متوالی (ب) تحلیل به ازای $V_{AB} = V_{DC}$ (ج) به ازای $V_{AB} = 0$ (د) به ازای $V_{AB} = -V_{DC}$ [۴].

این مبدل شامل دو کلید و یک خازن است از این جهت به مبدل‌های خازن شناور مبدل‌های چند سلولی نیز گفته می‌شود و با اتصال سری سلول‌ها به یکدیگر، تعداد سطوح ولتاژ افزایش می‌یابد. فرمان‌های کلیدهای واقع در یک سلول، مکمل هم می‌باشند. نحوه تولید سطوح ولتاژ در مبدل خازن شناور در شکل‌های ۲-۳، ج و د نشان داده شده است. در یک مبدل m سطحی نیاز به $2(m-1)$ کلید در هر ساق $(m-1)(m-2)/2$ خازن می‌باشد [۳].

۲-۱-۳- مبدل‌های چند سطحی از نوع پل متوالی

یک روش مبدل چند سطحی استفاده از منابع DC مستقل می‌باشد که هر کدام با یک پل متوالی همراه هستند هر پل متوالی شامل ۴ کلید و یک لینک DC است که در شکل ۲-۴ الف نشان داده شده است [۴]. مطابق شکل ۲-۴، ج و د، خروجی هر پل متوالی برابر V_{DC} و $-V_{DC}$ می‌باشد. یک مدار با دو منبع ولتاژ DC در شکل ۲-۵ نشان داده شده است. ولتاژ کل خروجی V_{aN} مبدل چند سطحی برابر ترکیب لحظه‌ای ولتاژ هر یک از پل‌ها



شکل ۲-۵: مبدل ۵ سطحی پل متوالی [۵].

می‌باشد که به ازای حالت‌های مختلف کلیدزنی در جدول ۲-۱ نشان داده شده است. مزیت این نوع مبدل نسبت به مبدل‌های دیگر استفاده از تعداد عناصر پسیو کمتر و همچنین ساختار فیزیک ساده و ماژولار آن‌ها است و کمک می‌کند تا به راحتی با سری کردن ماژول‌ها ولتاژ خروجی را افزایش دهد. در هنگام بروز خطا بر روی مبدل به راحتی سلول خطادار را جدا کرده و سلول دیگری را جایگزین سلول معیوب شود. از معایب مبدل‌های پل متوالی نسبت به سایر مبدل‌های دیگر استفاده از تعداد منابع DC زیاد است [۵].

۲-۱-۴- مقایسه مبدل‌های چند سطحی

برای مقایسه کلی بین سه ساختار معرفی شده، می‌توان به موارد زیر اشاره کرد [۶]:

- در مبدل‌های چند سطحی از نوع کلمپ دیودی و مبدل‌های چند سطحی خازن شناور، اندازه شوک ولتاژ بر روی کلیدها به نسبت تعداد سطوح ولتاژ کم می‌شود. این اندازه برابر $(m-1)V_{DC}$ است. در مبدل‌های چند سطحی پل متوالی اندازه شوک ولتاژ بر روی کلیدها برابر V_{DC} است.

جدول ۱-۲: تعداد حالت‌های کلیدزنی برای تولید ۵ سطح ولتاژ مختلف

Output Voltage (V_{aN})	Switching State				V_{H1}	V_{H2}
	S_{11}	S_{31}	S_{12}	S_{32}		
$2E$	۱	۰	۱	۰	E	E
E	۱	۰	۱	۱	E	۰
	۱	۰	۰	۰	E	۰
	۱	۱	۱	۰	۰	E
	۰	۰	۱	۰	۰	E
۰	۰	۰	۰	۰	۰	۰
	۰	۰	۱	۱	۰	۰
	۱	۱	۰	۰	۰	۰
	۱	۱	۱	۱	۰	۰
	۱	۰	۰	۱	E	-E
	۰	۱	۱	۰	-E	E
-E	۰	۱	۱	۱	-E	۰
	۰	۱	۰	۰	-E	۰
	۱	۱	۰	۱	۰	-E
	۰	۰	۰	۱	۰	-E
$-2E$	۰	۱	۰	۱	-E	-E

• در مبدل‌های از نوع کلمپ دیودی خازن‌ها قادر به شارژ شدن اولیه به صورت گروهی هستند، در صورتی

که انجام این امر در مبدل‌های خازن شناور قدری پیچیده است.

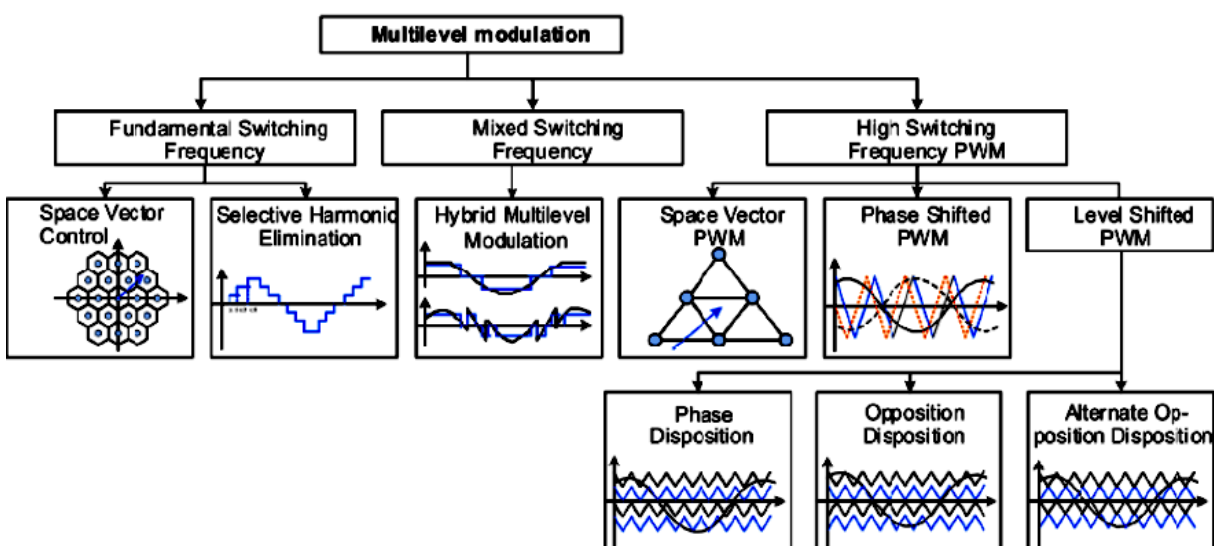
جدول ۲-۲: مقایسه سه ساختار اینورتر چند سطحی از نظر تعداد المان‌های قدرت مورد نیاز در هر فاز

ساختار	مبدل چند سطحی از نوع کلمپ دیودی	مبدل چند سطحی از نوع خازن شناور	مبدل چند سطحی از نوع پل متوالی
کلیدهای اصلی	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$4(m-1)$
دیودهای اصلی	$2(m-1)$	$2(m-1)$	$4(m-1)$
دیودهای کلمپ	$2(m-2)$	.	.
خازن‌های باس DC	$(m-1)$	$(m-1)$	$\frac{(m-1)}{2}$
خازن‌های متعادل کننده ولتاژ	.	$\frac{(m-1)(m-2)}{2}$	.

- مساله عدم تعادل خازن‌های باس DC در ساختار مبدل‌های پل متوالی به دلیل مستقل بودن منابع DC وجود ندارد.

در جدول ۲-۲ مقایسه ای بین تعداد المان‌های استفاده شده در هر فاز از سه ساختار معرفی شده ارائه شده است.

۲-۲- روش‌های مدولاسیون برای کنترل مبدل‌های چند سطحی



شکل ۲-۶: نمودار تقسیم بندی روش‌های مختلف مدولاسیون مبدل‌های چند سطحی [۷].

به طور کلی خروجی یک مبدل چند سطحی اعم از هارمونیک و دامنه خروجی به استراتژی کلیدزنی مبدل وابسته است. محققان متعددی همواره به دنبال ارائه الگوریتم کلیدزنی مناسب جهت کاهش اعوجاج هارمونیک خروجی و افزایش راندمان مبدل بوده‌اند. روش‌های کنترلی متعددی نیز برای کنترل انواع مبدل‌های چندسطحی ارائه شده اند که هر کدام از دیدگاه‌های مختلف عملکرد مبدل را کنترل می نمایند شکل ۲-۶ روش‌های مختلف مدولاسیون در اینورترهای چند سطحی نشان می‌دهد. به طور کلی روش‌های مدولاسیون را به دو دسته کلی محاسبات همزمانی و محاسبات غیر همزمانی می‌توان تقسیم بندی کرد [۷].

۲-۲-۱- پردازش سیگنال‌های مدولاسیون پهنای پالس (PWM) بر اساس محاسبات همزمان

برای بدست آوردن پاسخ گذرای مناسب همراه با پاسخ دایمی مطلوب، لازم است تا خروجی مبدل به صورت پیوسته کنترل شود. با تغییرات در خروجی مبدل لازم است تا سیگنال‌های کلیدزنی نیز تغییر کنند تا خروجی مطلوب حاصل شود. مدولاسیون‌های عرض پالس سینوسی (SPWM) و مدولاسیون بردارفضایی (SVM) دو روش اصلی در پردازش سیگنال‌ها PWM به صورت همزمان هستند [۸]-[۹].

۲-۲-۲- پردازش سیگنال‌های مدولاسیون پهنای پالس (PWM) بر اساس محاسبات غیر همزمان

در این روش با استفاده از محاسبات آفلاین، زوایای کلیدزنی برای حالت‌های مختلف خروجی محاسبه می‌شوند. روش مدولاسیون‌ها با حذف هارمونیک انتخابی (SHE-PWM) و کاهش هارمونیک انتخابی (SHM-PWM) جزو این دسته از روش‌های PWM، آفلاین هستند. از مزیت روش‌های مدولاسیون آفلاین نسبت به روش‌های مدولاسیون

¹ Pulse Width Modulation

² Sine Pulse PWM

³ Space Vector Modulation

⁴ Selective Harmonic Elimination-PWM

⁵ Selective Harmonic Mitigation-PWM

آنلاین می‌توان به قدرت حذف و یا کاهش هارمونیک‌های مرتبه پایین بدون استفاده از فرکانس کلیدزنی بالا و فیلترها اشاره کرد. همچنین در آفلاین بر روی پهنای پالس سیگنال کنترل مناسبی وجود دارد که به ما این امکان را می‌دهد تا دامنه ولتاژ خروجی را بر روی هر مقدار دلخواه تنظیم کنیم [۱۰].

۲-۳- مدولاسیون SPWM

این روش یکی از قدیمی‌ترین و شناخته شده‌ترین روش‌های پردازش PWM می‌باشد، به دلیل ویژگی هم‌چون سادگی ساختار، خطی بودن مشخصه ورودی و خروجی و ایجاد طیف هارمونیک‌ی مطلوب کاربردهای بسیار زیادی در سیستم‌های آنالوگ دارند. در ادامه به مروری از تعاریف و ملاحظات برای استفاده از PWM پرداخته می‌شود.

۲-۳-۱- ملاحظات و تعاریف PWM

۱- نسبت مدولاسیون فرکانس (m_f): سری فوریه ولتاژ PWM خروجی دارای یک فرکانس اساسی است که برابر با فرکانس سیگنال مرجع می‌باشد. فرکانس‌های هارمونیک‌ی نیز در اطراف و به صورت مضربی از فرکانس کلیدزنی وجود دارند. دامنه بعضی از هارمونیک‌ها نسبتاً بزرگ بوده، به گونه‌ای که حتی از فرکانس اساسی نیز بزرگ‌تر می‌باشند. حال آن‌که این هارمونیک‌ها در فرکانس‌های بالا قرار دارند و می‌توان به راحتی با یک فیلتر پایین گذر ساده به طور مؤثری آن‌ها را حذف کرد. جزئیات هارمونیک‌های PWM در بخش بعد ارائه می‌شوند. نسبت مدولاسیون فرکانس (m_f) به صورت نسبت فرکانس حامل به فرکانس مرجع تعریف می‌شود و داریم:

$$m_f = \frac{f_{\text{carrier}}}{f_{\text{reference}}} = \frac{f_{\text{tri}}}{f_{\text{sin}}} \quad (1-2)$$

افزایش فرکانس حامل افزایش (m_f)، فرکانس هارمونیک‌ها را افزایش خواهد داد. البته از معایب اساسی افزایش فرکانس کلیدزنی، افزایش تلفات کلیدهای استفاده شده در اینورتر می‌باشد.

¹ Frequency Modulation ratio

۲- نسبت مدولاسیون (m_a): دامنه نسبت دامنه مدولاسیون (m_a) به صورت نسبت دامنه سیگنال مرجع به دامنه سیگنال حامل تعریف می‌شود و داریم:

$$m_a = \frac{V_{m, \text{refrence}}}{V_{m, \text{carrier}}} = \frac{V_{m, \text{sin}}}{V_{m, \text{tri}}} \quad (2-2)$$

اگر $m_a \leq 1$ باشد، دامنه ولتاژ خروجی در فرکانس اساسی (V_1) به صورت خطی با m_a متناسب است و داریم:

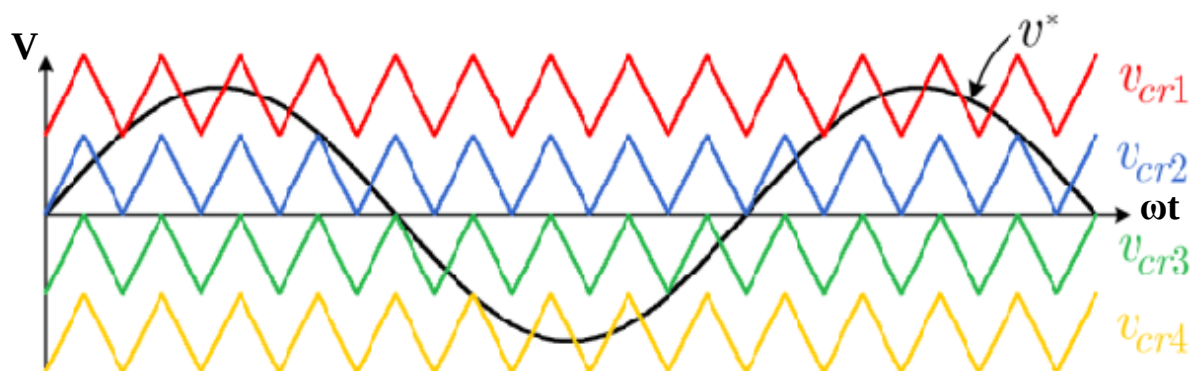
$$V_1 = m_a V_{DC} \quad (3-2)$$

بنابراین دامنه فرکانس اساسی در PWM خروجی توسط m_a کنترل می‌شود. این پارامتر در شرایط تنظیم نبودن ولتاژ تغذیه DC ورودی از اهمیت بسیار زیادی برخوردار می‌باشد، چرا که می‌توان به منظور دستیابی به یک ولتاژ خروجی با دامنه ثابت، m_a را متناسب با تغییرات منبع ولتاژ DC تنظیم کرد. همچنین می‌توان به منظور ولتاژ خروجی متغیر از m_a استفاده کرد. اگر m_a بزرگ‌تر از یک انتخاب شود، دامنه خروجی با افزایش m_a افزایش می‌یابد، اما این رابطه خطی نخواهد بود.

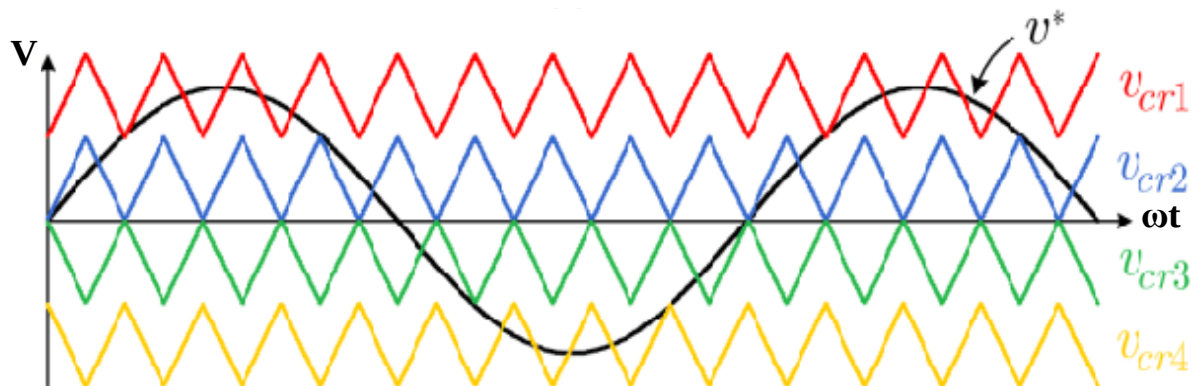
کلیدها: کلیدها در مدار تمام پل باید قابلیت حمل جریان در دوجت را داشته باشند. دیودهای موازی و معکوس در دوسر کلیدهای کلیدزنی ضروری است. از دیگر پیامدهای کلیدهای واقعی این است که آن‌ها به صورت لحظه ای روشن و خاموش نمی‌شوند. بنابراین در نظر گرفتن زمان کلیدزنی به منظور کنترل کلیدها ضروری است.

ولتاژ مرجع: ولتاژ مرجع سینوسی باید توسط مدار کنترلی اینورتر با یک مرجع خروجی تولید شود. مشخص است که عملکرد اینورتر به تنهایی امکان پذیر نیست و این ولتاژ سینوسی باید قبل از عملکرد آن وجود داشته باشد تا بتواند ولتاژ خروجی سینوسی را تولید کند. این در حالی است که توان بسیار کمی برای سیگنال مرجع مورد نیاز می‌باشد. توان تحویلی به بار AC توسط منبع DC فراهم می‌شود و این در واقع هدف اینورتر می‌باشد. البته

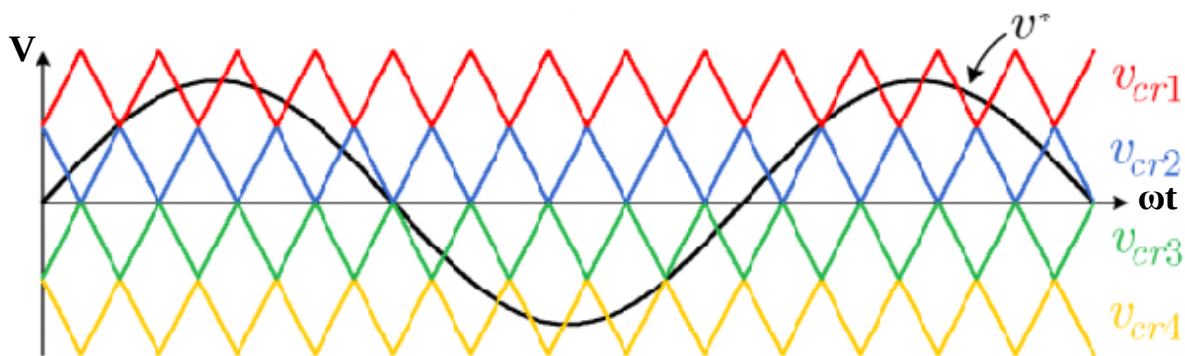
¹ Amplitude Modulation ratio



شکل ۲-۷: شکل موج‌های حامل مثلثی و سینوسی مرجع در مدولاسیون PD-PWM [۱۱].



شکل ۲-۸: شکل موج‌های حامل مثلثی و سینوسی مرجع در مدولاسیون POD-PWM [۱۲].



شکل ۲-۹: شکل موج‌های حامل مثلثی و سینوسی مرجع در مدولاسیون APD-PWM [۱۳].

سیگنال مرجع تنها به سینوسی محدود نمی‌شود و شکل موج‌های دیگری نیز می‌توانند به عنوان سیگنال مرجع عمل کنند.

۲-۳-۲- مدولاسیون SPWM جهت کنترل مبدل‌های چند سطحی

روش مدولاسیون SPWM در مبدل‌های چند سطحی مبتنی بر چندین موج حامل مثلثی می‌باشد. برای یک مبدل m سطحی به $(m-1)$ موج حامل مثلثی با فرکانس f_{tri} نیاز است. با مقایسه موج مرجع با موج مثلثی متناظر، سطوح متمایز ولتاژ خروجی بدست می‌آید. مدولاسیون SPWM در مبدل‌های چند سطحی به چند روش زیر قابل اجرا هستند.

- روش $PD-PWM^1$
- روش $POD-PWM^2$
- روش $APOD-PWM^3$

اساس مدولاسیون هر سه این روش‌ها مشابه هم هستند و فقط در وضعیت قرارگیری موج‌های حامل مثلثی با هم تفاوت دارند. تفاوت این موج‌های مثلثی باعث بوجود آمدن PWM‌های متفاوت می‌شود که در THD شکل موج خروجی تاثیر گذارند.

مطابق شکل ۲-۷، اگر سیگنال‌های حامل مثلثی با هم هم‌فاز باشند به این روش مدولاسیون $PD-PWM$ گفته می‌شود [۱۱].

مطابق شکل ۲-۸، اگر سیگنال‌های حامل مثلثی مثبت با هم هم‌فاز باشند و با حامل‌های منفی در فاز مخالف قرار داشته باشند به این روش مدولاسیون $POD-PWM$ گفته می‌شود [۱۲].

مطابق شکل ۲-۹، اگر سیگنال‌های حامل مثلثی یک در میان باهم در فاز مخالف باشند به این روش مدولاسیون $APOD-PWM$ گفته می‌شود [۱۳].

¹ Phase Disposition

² Phase Opposition Disposition

³ Alternative Phase Opposition Disposition

مطابق نتایج بدست آمده از ، کیفیت و میزان THD ولتاژ خروجی در روش PD-PWM نسبت به سایر روش‌های دیگر بهتر است.

۲-۴- مدولاسیون حذف هارمونیک انتخابی SHE

اساس روش‌های کلیدزنی SHE و SHM بر اساس مدولاسیون پالس مربعی است. از آنجا که نحوه کلیدزنی دو روش SHE و SHM مشابه هم هستند روش کلیدزنی به روش SHE ابتدا توضیح داده می‌شود و در انتها تفاوت بین روش کلیدزنی SHE و SHM گفته می‌شود. در روش کلیدزنی SHE که در بیان شده است، زوایای کلیدزنی با محاسبه مولفه اصلی مطلوب و حذف مولفه های هارمونیک نامطلوب به طور دقیق محاسبه می‌شوند. در این روش، فرکانس کلیدزنی ثابت و وابسته به تعداد زوایای کلیدزنی می‌باشد که معمولاً فرکانس کلیدزنی در این تکنیک مدولاسیون زیر ۱ KHz (با فرض فرکانس پایه ۵۰ تا ۶۰ Hz) روش SHE، بر مبنای سری فوریه شکل موج ولتاژ خروجی می‌باشد. با در نظر گرفتن مقادیر متفاوت برای اندیس دامنه مدولاسیون و حل معادلات SHE به صورت آفلاین مقادیر مختلفی برای زوایای کلیدزنی حاصل می‌شود. معمولاً در معادلات SHE زوایای کلیدزنی به عنوان متغیر در نظر گرفته می‌شود اما در مواردی اندازه ولتاژ ورودی نیز در معادلات به عنوان متغیر فرض می‌شود که در مجموع به متغیرهای (زاویه کلیدزنی و اندازه ولتاژ منبع DC) معادلات SHE درجات آزادی می‌گویند. واضح است که تعداد معادلات SHE باید با تعداد مجهولات (درجات آزادی) متناسب باشد. از این رو با فرض این که k درجات آزادی وجود داشته باشد و صرف نظر از هارمونیک اول که صرف تنظیم مولفه اصلی مطلوب می‌شود، $k-1$ هارمونیک را می‌توان از سیستم حذف کرد. بنابراین برای بدست آوردن معادلات SHE به منظور محاسبه زوایای کلیدزنی نیاز به بسط سری فوریه ولتاژ خروجی می‌باشد. در حالت کلی سری فوریه یک شکل موج متناوب به صورت زیر است [۱۴]:

$$V(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos\left(\frac{n\pi}{T}t\right) + b_n \sin\left(\frac{n\pi}{T}t\right) \right) \quad (4-2)$$

که $2T$ دوره تناوب شکل موج $V(t)$ که برابر با 2π می‌باشد و ضرایب a_n و b_n به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$a_n = \frac{1}{T} \int_{-T}^T V(t) \cos\left(\frac{n\pi}{T}t\right) dt \quad (5-2)$$

$$b_n = \frac{1}{T} \int_{-T}^T V(t) \sin\left(\frac{n\pi}{T}t\right) dt \quad (6-2)$$

از آنجایی که در معادلات SHE شکل موج ولتاژ خروجی به صورت فرد متقارن با تقارن نیم موج و ربع موج فرض می‌شود، بنابراین ضرایب a_n و همچنین ضرایب زوج b_n صفر می‌شوند ($a_n=0$ و $b_{2n}=0$) و سری فوریه برابر خواهد بود با [۱۵]:

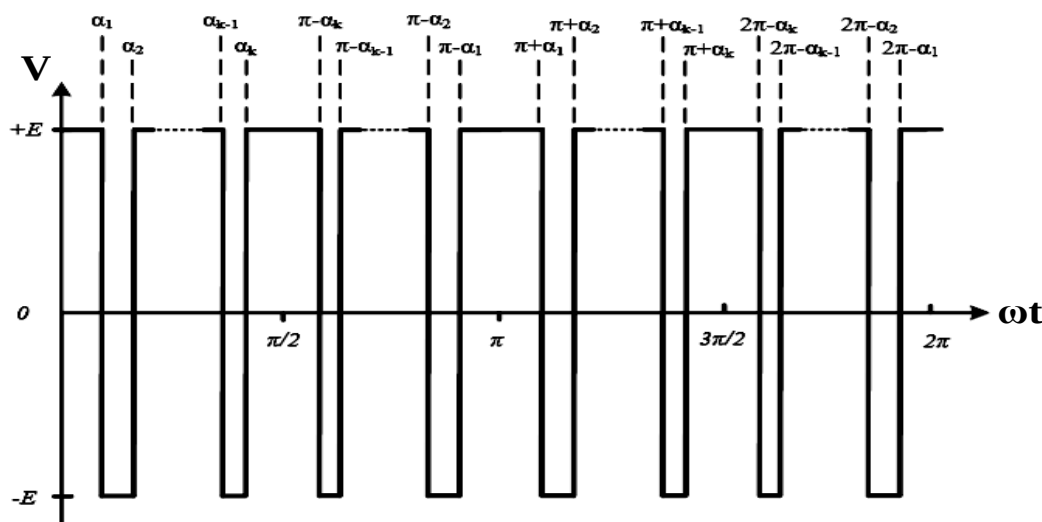
$$V(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(b_{2n-1} \sin\left(\frac{(2n-1)\pi}{T}t\right) \right) \quad \forall n=1,2,3,4,\dots \quad (7-2)$$

ضرایب فرد b_n نیز در حالت کلی شکل موج ولتاژ خروجی به صورت فرد متقارن با تقارن نیم موج و ربع موج به صورت زیر بدست خواهد آمد:

$$b_{2n-1} = \frac{4}{T} \int_0^T V(t) \sin\left(\frac{(2n-1)\pi}{T}t\right) dt \quad \forall n=1,2,3,\dots \quad (8-2)$$

معادلات حذف هارمونیک انتخابی براساس ضرایب فرد b_n می‌باشد به این صورت در معادلات SHE، n امین هارمونیک با صفر قرار دادن ضریب b_n مربوطه حذف خواهد شد. همچنین هارمونیک‌های مضرب سه به دلیل این که در سیستم سه فاز در ولتاژ خط حذف می‌شوند، در معادلات SHE لحاظ نمی‌گردند. در نتیجه هارمونیک‌هایی که باید حذف شوند هارمونیک‌های فرد غیر مضرب سه می‌باشد که شامل هارمونیک‌های مرتبه ۵، ۷، ۱۱، ۱۳ و ... است.

در سیستم تک فاز معادلات SHE شامل هارمونیک‌های مضرب سه و غیر مضرب سه می‌باشد. مشابه دیگر تکنیک های کلیدزنی، این تکنیک را می‌توان جهت کنترل اینورترهای منبع ولتاژ دو سطحی و بیشتر به کار برد. در این



شکل (۲-۱۰): شکل موج دوسطحی (دو قطبی) با k زاویه کلیدزنی در ربع سیکل اول [۱۴]

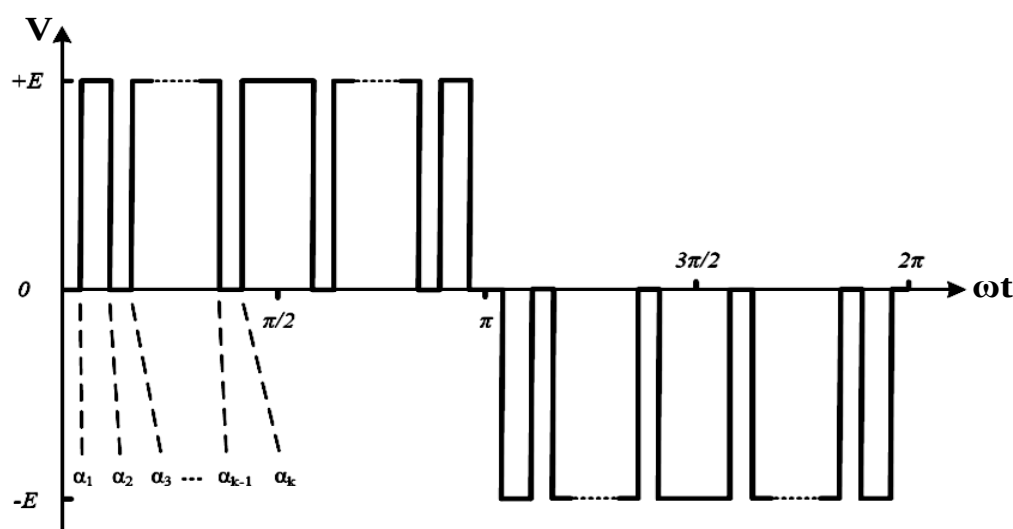
رابطه با توجه به این که روش کلیدزنی SHE وابسته به سری فوریه ولتاژ خروجی است و از طرفی دیگر سری فوریه نیز با تغییر شکل موج ولتاژ تغییر می‌کند، لذا در ادامه به بررسی سری فوریه انواع شکل موج‌های ولتاژ که اینورترهای چند سطحی تولید می‌کنند، پرداخته شده است.

۲-۴-۱- شکل موج دو سطحی (دو قطبی):

همان طور که در ابتدای فصل نیز بیان شد، اینورتر منبع ولتاژ دو سطحی دو سطح ولتاژ (+E و -E) در خروجی خود تولید می‌کند. از آنجا که در ولتاژ دو سطحی دائماً دو سطح ولتاژ متضاد هم ایجاد می‌گردد به نوع شکل موج، شکل موج دو قطبی هم گفته می‌شود.

شکل (۲-۱۰) شکل ولتاژ دو سطحی از پیش تعریف شده با k زاویه کلیدزنی در ربع سیکل اول را نشان می‌دهد. با توجه به شکل (۲-۱۰) و رابطه (۲-۸)، ضریب سری فوریه شکل موج دو سطحی برابر است با [۱۶]:

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \left(\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos \alpha_i \right) \quad \forall n=1, 2, 3, 5, 7, 9, 11, \dots \quad (2-9)$$



شکل (۲-۱۱): شکل موج سه سطحی (تک قطبی) با k زاویه کلیدزنی در ربع سیکل اول [۱۶]

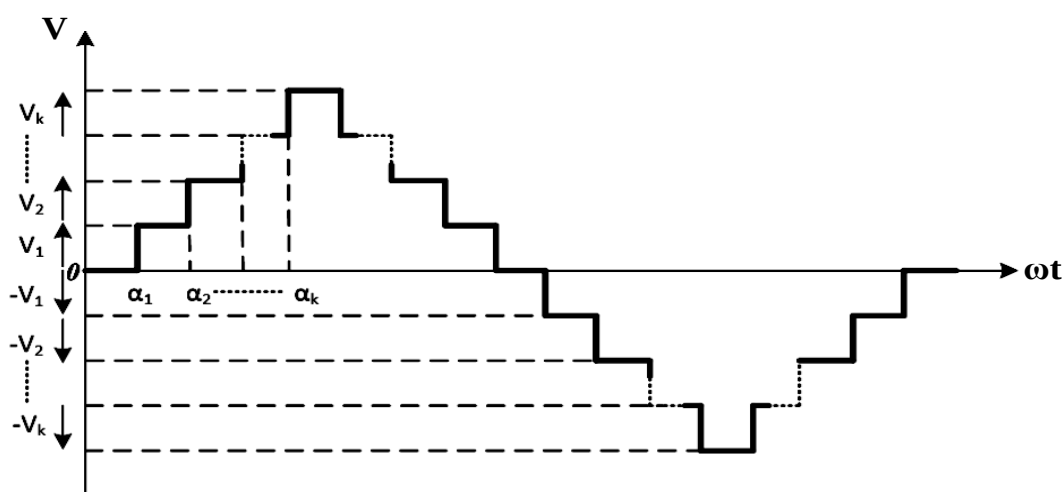
با حذف هارمونیک‌های نامطلوب غیر مضرب سه و محاسبه مولفه اصلی مطلوب زوایای کلیدزنی بدست خواهد آمد. بنابراین معادلات SHE به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} b_1 = \frac{4E}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos \alpha_i \right) = m_a \\ b_n = \frac{4E}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos n \alpha_i \right) = 0 \quad \forall n=5, 7, 11, \dots \\ \alpha_1 > \frac{\delta}{2}, \alpha_k - \alpha_{k-1} > \delta, \frac{\pi}{2} - \alpha_k > \frac{\delta}{2}, \delta = 0 \end{cases} \quad (2-10)$$

در رابطه فوق، δ حداقل عرض پالس مجاز و m_a اندیس دامنه مدولاسیون می‌باشد. که در این رابطه معادلات فوق به ازای اندیس مدولاسیون‌های مختلف حل می‌شود.

۲-۴-۲- شکل موج سه سطحی (تک قطبی):

ولتاژ سه سطحی بر خلاف دو سطحی، نیم سیکل سطح ولتاژ $+E$ و نیم سیکل دیگر سطح ولتاژ $-E$ و نیم سیکل دیگر سطح تولید می‌کند. از همین رو به شکل موج سه سطحی شکل موج تک قطبی نیز می‌گویند. شکل (۲-۲)



شکل (۲-۱۲): شکل موج ولتاژ چند سطحی با فرکانس کلیدزنی پایین [۱۷]

(۱۱)، شکل موج ولتاژ سه سطحی از پیش تعریف شده به همراه k زاویه کلیدزنی در ربع سیکل اول را نشان می‌دهد و بسط فوریه ولتاژ سه سطحی از رابطه [۱۷]:

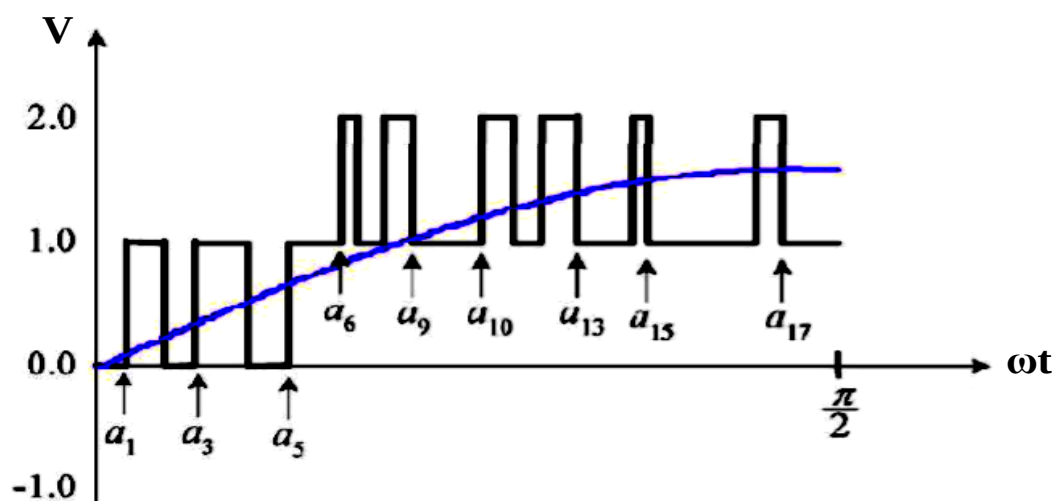
$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i+1} \cos n\alpha_i = 0 \quad \forall n=1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots \quad (11-2)$$

همانند حالت دو سطحی، معادلات SHE شامل هارمونیک غیر مضرب سه به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$\begin{cases} b_1 = \frac{4E}{\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i+1} \cos \alpha_i = m_a \\ b_n = \frac{4E}{\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i+1} \cos n\alpha_i = 0 \quad \forall n=5, 7, 11, \dots \\ 0.01 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 \dots < \alpha_k < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (12-2)$$

۲-۴-۳- شکل موج ولتاژ چند سطحی:

به منظور تعریف معادلات SHE برای اینورترهای چند سطحی، دو حالت مختلف برای شکل موج‌های چند سطحی می‌توان در نظر گرفت. در این رابطه شکل موج‌های چند سطحی به دو دسته با فرکانس کلیدزنی بالا و پایین تقسیم می‌شوند. در حالت اول که در شکل (۲-۱۲) نشان داده شده است، با افزایش تعداد سطوح تعداد زوایای کلیدزنی افزایش می‌یابد در واقع این‌گونه ولتاژهای چند سطحی به دلیل پایین بودن زوایای کلیدزنی به شکل موج‌های با



شکل (۲-۱۳): شکل موج ولتاژ چند سطحی با فرکانس کلیدزنی بالا [۱۸].

فرکانس کلیدزنی پایین معروف هستند. در حالت دوم که در شکل (۲-۱۳) مشخص شده است، افزایش زوایای کلیدزنی وابسته به افزایش تعداد سطوح ولتاژ خروجی نمی باشد به همین خاطر این گونه شکل موج‌ها به دلیل زیاد بودن زوایای کلیدزنی فرکانس کلیدزنی بالاتری دارند [۱۸].

شکل (۲-۱۲) ولتاژ چند سطحی با فرکانس کلیدزنی پایین و با k زاویه کلیدزنی در ربع سیکل اول را نشان می‌دهد. بنابراین ضرایب سری فوریه شکل (۲-۱۲) برابر است با :

$$b_n = \frac{4E}{n\pi} \sum_{i=1}^k V_i \cos \alpha_i = 0 \quad \forall n=1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots \quad (2-13)$$

معادلات SHE نیز در این شرایط به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{cases} b_1 = \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^k V_i \cos(\alpha_i) = m_a \\ b_n = \frac{4}{n\pi} \sum_{i=1}^k V_i \cos(\alpha_i) = 0 \quad \forall 5, 7, 11, \dots \\ 0.01 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 \dots < \alpha_k < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2-14)$$

شکل (۲-۱۳) شکل نمونه ای از ولتاژ پنج سطحی با فرکانس کلیدزنی بالا را نشان می‌دهد. با فرض k زاویه کلیدزنی میان سطوح صفر و یک، m زاویه کلیدزنی میان سطوح یک و دو (در شکل (۲-۱۲)، $k=5$ و $m=12$ در نظر گرفته شده است)، ضرایب سری فوری به صورت زیر می‌باشد:

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^k ((-1)^{i-1}) \cos(n\alpha_i) \right) + \sum_{i=k+1}^{k+m} ((-1)^{i-(1+k+m)}) \cos(n\alpha_i) \quad \forall n=1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots \quad (2-15)$$

در این حالت معادلات SHE نیز برابر است با :

$$\begin{cases} b_1 = \frac{4}{\pi} \left(\sum_{i=1}^k ((-1)^{i-1}) \cos(\alpha_i) \right) + \sum_{i=k+1}^{k+m} ((-1)^{i-(1+k+m)}) \cos(\alpha_i) = m_a \\ b_n = \frac{4}{n\pi} \left(\sum_{i=1}^k ((-1)^{i-1}) \cos(n\alpha_i) \right) + \sum_{i=k+1}^{k+m} ((-1)^{i-(1+k+m)}) \cos(n\alpha_i) = 0 \quad \forall n=5, 7, 11, \dots \\ 0.01 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 \dots < \alpha_k < \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2-16)$$

در این حالت معادلات SHE که ماهیت غیرخطی دارند روش‌های مختلفی بکار گرفته شده است اما در میان آن‌ها استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی آسان‌ترین راه به حساب می‌آید. در واقع با تبدیل معادلات SHE به یک مسئله بهینه‌سازی و استفاده از الگوریتم‌های بهینه‌سازی نظیر GA، PSO و... زوایای کلیدزنی به سادگی قابل محاسبه است که در فصل بعد راجع به انتخاب الگوریتم مناسب برای بهینه‌سازی به طور مفصل بحث شده است.

۲-۵- مدولاسیون کاهش هارمونیک انتخابی SHM

اگرچه در روش کلیدزنی SHE فرکانس کلیدزنی به اندازه دلخواه کاهش می‌یابد و هارمونیک‌های مشخص مرتبه پایین نیز به طور کامل از طریق محاسبه دقیق زوایای کلیدزنی از ولتاژ خروجی حذف می‌شوند. اما از طرفی دیگر دامنه هارمونیک‌های حذف نشده بدون کنترل باقی می‌مانند. علاوه بر این در روش SHE مقدار THD نیز در نظر گرفته نمی‌شود. از این رو در روش دیگری بر مبنای روش SHE به منظور محاسبه زوایای کلیدزنی پیشنهاد شده

است. در روش پیشنهادی که روش کاهش هارمونیک انتخابی (SHE-PWM) نام دارد دامنه هارمونیک‌های مشخص مرتبه پایین به جای حذف به زیر مقدار مجاز کاهش می‌یابد. استفاده از روش SHM در مقایسه با SHE علاوه بر این که سبب کاهش قابل توجه THD و لتاژ خروجی می‌گردد، دامنه هارمونیک‌های باقی‌مانده در روش SHM نسبت به SHE مقدار کمتری نیز خواهند داشت. در روش SHM تعداد معادلات از تعداد متغیرها (زوایای کلیدزنی) بیشتر است این در صورتی است که در روش SHE تعداد معادلات با تعداد متغیرها برابر هستند. بنابراین در روش SHE در صورت معادلات با تعداد متغیرهای کم می‌توان بدون بهینه‌سازی نیز به جواب رسید.

۲-۵-۱- معادلات SHM برای یک فاز از مبدل چند سطحی

معادلات SHM برای ساق‌های اصلی مطابق با تعریفی که برای روش SHM ارائه شد و به کمک بازنویسی معادلات SHE به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{cases} f_1 = |m_a - h_1| \ll L_1 \\ F_H = \frac{1}{|h_1|} \frac{4}{h\pi} \sum_{i=1}^k (-1)^{i+1} \cos(h\alpha_i) \ll L_h \\ \text{where } h=5, 7, 11, \dots, 49 \end{cases} \quad (17-2)$$

در معادلات فوق دامنه اولین هارمونیک همانند معادلات SHE برابر با مقدار مشخص اندیس دامنه مدولاسیون (m_a) قرار می‌گیرد (مقدار L_1 نزدیک به صفر در نظر گرفته می‌شود). و هارمونیک غیر مضرب سه باقی‌مانده باید کمتر از مقدار مجاز برای هر هارمونیک (L_h) که توسط استانداردهای صنعت برق تعیین می‌گردد، شوند. همان طور که از معادلات SHM مشهود است صرفه نظر از تعداد زوایای کلیدزنی، معادلات در برگیرنده اولین هارمونیک (مولفه اصلی ولتاژ خروجی) و هارمونیک‌های غیر مضرب سه ۵ام تا ۴۹ام می‌باشد. از این رو اگر تعداد معادلات از تعداد متغیرها (زوایای کلیدزنی) پیشی گیرد در این صورت معادلات (۲-۱۷) ممکن است به گونه‌ای حل شوند که دامنه هارمونیک‌های غیر مضرب سه از مرتبه بالا بیشتر از هارمونیک‌های مرتبه پایین کاهش یابند. لذا معادلات SHM باید به نحوی حل شوند که دامنه هارمونیک‌های مرتبه پایین که از اهمیت بیشتری برخوردارند در مقابل

هارمونیک‌های مرتبه بالا کاهش بیشتری داشته باشند. در واقع در روش SHM نیز همانند روش SHM تعداد هارمونیک‌های کاهش یافته به زیر سطح مجاز متناسب با تعداد زوایای کلیدزنی می‌باشد. از این رو اولویت کاهش به زیر مقدار مجاز در روش کلیدزنی SHM نیازمند یک تابع هدف می‌باشد تا بتوان به هر هارمونیک با توجه به اهمیت مرتبه آن ضریب متناسب به آن را اختصاص داد. علاوه بر این که می‌توان مقدار THD هارمونیک‌های غیر مضرب سه ۵ام تا ۴۹ام را به ضریب متفاوت در تابع هدف SHM در نظر گرفت تا مقدار THD نیز قابل کنترل باشد. تابع هدف مسئله SHM از طریق بازنویسی معادلات (۲-۱۷) بدست خواهد آمد. با تعریف تابع هدف، معادلات SHM تبدیل به مسئله بهینه‌سازی می‌شوند که از طریق روش‌های نظیر الگوریتم ژنتیک، اجتماع ذرات و ... قابل حل خواهد بود. تابع هدف معادلات SHM به صورت زیر خواهد بود [۱۹].

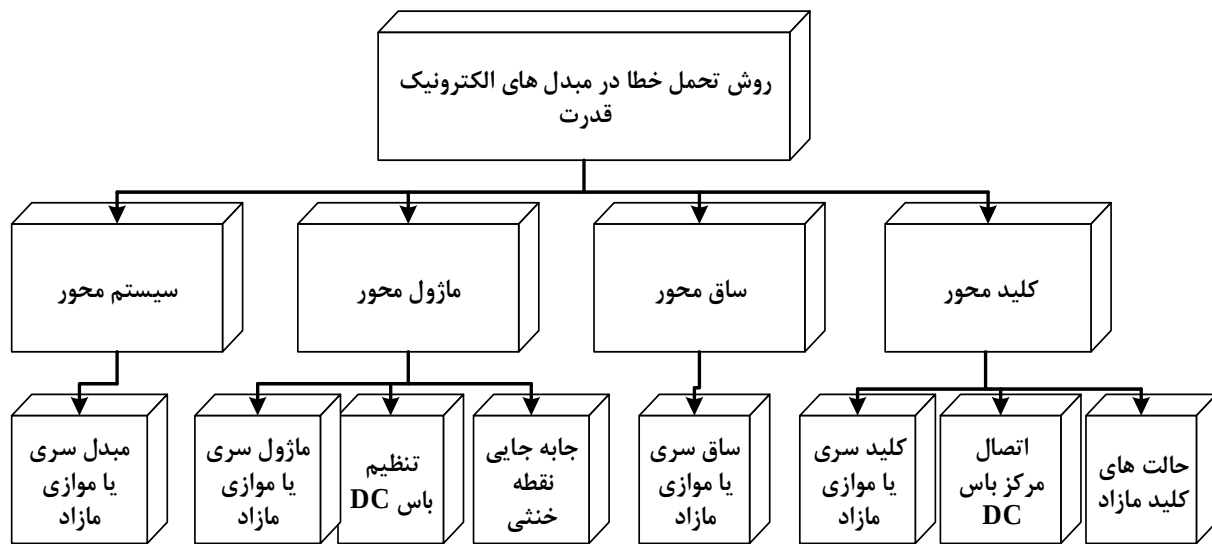
$$Of(\alpha_1, \dots, \alpha_k) = \sum_{h=1, 5, 7, \dots, 49} c_h f_h^2 + C_{THDH} THD \quad (18-2)$$

همچنین در معادله فوق مقدار THD با توجه به هارمونیک‌های ۵ام تا ۴۹ام به صورت زیر تعریف خواهد شد:

$$THD = \sqrt{\frac{H_5^2 + H_7^2 + \dots + H_{49}^2}{H_1^2}} \quad (19-2)$$

همان طور که بیان شد، کاهش هارمونیک‌ها به زیر مقدار مجاز باید در هارمونیک‌های مرتبه پایین اتفاق بیافتد، لذا، ضرایب هارمونیک‌های غیر مضرب سه نیز در تابع هدف براساس اهمیت مرتبه هارمونیکی مشخص می‌گردد. در این راستا، اولین هارمونیک که باید برابر مقدار m_a تنظیم شود بالاترین مقدار ضریب را در تابع هدف خواهد داشت و به همین صورت ضریب هارمونیک مرتبه پایین از ضریب هارمونیک‌های مرتبه بالاتر بیشتر خواهد بود تا شانس کاهش بیشتری داشته باشند. بنابراین ضرایب هارمونیک‌ها در تابع هدف SHM به صورت زیر مدل می‌شوند.

$$c_1 > c_5 > \dots > c_{49} \quad (20-2)$$



شکل ۲-۱۴: نمودار طبقه بندی روش‌های تحمل خطا [۲۰]

همچنین از آنجا که اهمیت مقدار THD از هارمونیک‌های کاهش نیافته بیشتر است، مقدار ضریب THD از مقدار ضریب اولین هارمونیک کاهش نیافته بیشتر در نظر گرفته می‌شود. بنابراین ضریب THD در تابع هدف به صورت زیر تعیین می‌شود.

$$\begin{cases} c_{3k-1} > c_{THD} > c_{3k+1} & k=1, 3, 5, \dots \\ c_{3k-2} > c_{THD} > c_{3k+2} & k=1, 3, 5, \dots \end{cases} \quad (21-2)$$

با در نظر گرفتن ضرایب مناسب مطابق (۲۰-۲) و (۲۱-۲) برای هارمونیک‌ها و THD و حل تابع هدف مند SHM زوایای کلیدزنی یک فاز بدست خواهد آمد.

۲-۶- طبقه بندی کلی روش‌های تحمل خطا در مبدل‌های الکترونیک قدرت

روش‌های رایج تحمل خطا در مبدل‌های الکترونیک قدرت در شکل ۲-۱۴ آورده شده است.

بسیاری از مبدل‌های چند سطحی مدارهای مازاد کلید محور در نظر گرفته می‌شوند، زیرا در مقایسه با مبدل‌های دو سطحی پایه، تعدادی کلید اضافه شده دارند. بنابراین تحمل خطا، با مطالعه حالت‌های کلیدزنی مازاد قابل درک خواهد بود. روش دوم بازسازی کلید محور، اتصال مبدل معیوب به مرکز باس DC با کلیدهای کمکی اضافی است.

کنترل دو فاز به منظور متعادل ماندن خروجی در طی عملکردهای پس از خطا به دو فاز باقی‌مانده اعمال می‌شود. سناریوهای دیگری بر اساس اتصال کلیدهای مازاد به صورت سری یا موازی به کلیدهای اصلی وجود دارد. براساس این که کلید کمکی در حالت عادی عمل می‌کند یا خیر، دو طرح ارائه شده‌اند: روش آنلاین و روش آفلاین برای سناریوهای ساق محور، یک راه حل مناسب که مورد استفاده قرار می‌گیرد اعمال ساق‌های اضافی به صورت موازی با ساق اصلی است. از آنجایی که ساق مازاد می‌تواند جایگزین ساق معیوب شود، عملکرد عادی پس از خطا تضمین شده است. همچنین، ساق‌های مازاد می‌توانند به صورت اتصال سری به ساق اصلی در بازسازی خطا باشند. مشابه روش‌های کلید محور، بر اساس کاربردهای مختلف ساق مازاد می‌تواند برای حالت آنلاین یا آفلاین طراحی گردد [۲۰].

روش‌های مازول محور در درجه اول برای اینورترهای چند سطحی آبشاری و اینورترهای چند سطحی مازولار هستند. روش نخست روش جابه‌جایی نقطه خنثی (FPSC) است. پس از خطا، تعداد مازول‌های قابل استفاده در هر فاز نابرابر هستند؛ جابه‌جایی فازی یا جابه‌جایی نقطه خنثی بین منابع ولتاژ تنظیم می‌شوند تا ولتاژهای خطبه‌خط متعادل بمانند. روش دیگر، روش ساختار ولتاژ باس DC است، به طوری که هدف ثابت نگه داشتن ولتاژ خروجی با افزایش ولتاژ ورودی است. ولتاژ افزوده شده نیز به کمک سناریو جابه‌جایی نقطه خنثی بین سه فاز به اشتراک گذاشته می‌شود. بهترین راه حلی که در حال حاضر مورد استفاده قرار می‌گیرد، اعمال مازول‌های اضافه به صورت سری با مازول‌های دیگر است. مازول مازاد با حفظ خروجی، جایگزین مازول معیوب می‌شود. به طور مشابه، مازول مازاد حسب کاربرد، می‌تواند برای حالت آنلاین یا آفلاین طراحی گردد. روش‌های پرهزینه‌ای، مانند استفاده از مبدل اضافه رزرو شده برای بازسازی پس از خطا در سیستم، در برخی کاربردهای صنعتی به کار می‌روند. به منظور ارزیابی روش‌های فوق، معیارهای مقایسه مورد استفاده در این فصل به شرح زیر ارائه شده است.

¹ Fundamental Phase-Shift Compensation

(۱) هزینه: در صورت اضافه شدن فیوز و المان‌های دیگر به سیستم با قابلیت تحمل خطا، هزینه افزایش خواهد یافت. علاوه بر این ممکن است المان‌های نیمه هادی در برخی ساختارهای اصلی نیازمند طراحی مجدد برای عملکرد در سیستم با قابلیت تحمل خطا باشند که این امر نیز موجب افزایش هزینه خواهد بود.

(۲) عملکرد خروجی: نخست ظرفیت خروجی باید محاسبه گردد. همچنین موارد دیگر مانند THD ولتاژ و جریان خروجی، بازده سیستم و نیز پاسخ دینامیکی باید در نظر گرفته شود. یک ساختار با قابلیت تحمل خطا باید قادر باشد پس از وقوع خطا همانند حالت عادی عمل کند.

(۳) قابلیت اطمینان: این که چند نوع خطا قابل پوشش هستند و این که چقدر قابلیت اطمینان افزایش پیدا کرده است، از معیارهای مهم برای محاسبه عملکرد کلی ساختار تحمل خطا هستند.

با توجه به این که روش‌های سخت افزاری ذکر شده از جمله کلیدها، ساق‌ها و ماژول‌های رزروی هزینه بر هستند در ادامه راجع به روش‌های نرم افزاری مثل کلیدزنی در ناحیه مازاد و جابه‌جایی نقطه خنثی بحث شده است.

۲-۶-۱- بازسازی خطا به روش ماژول محور

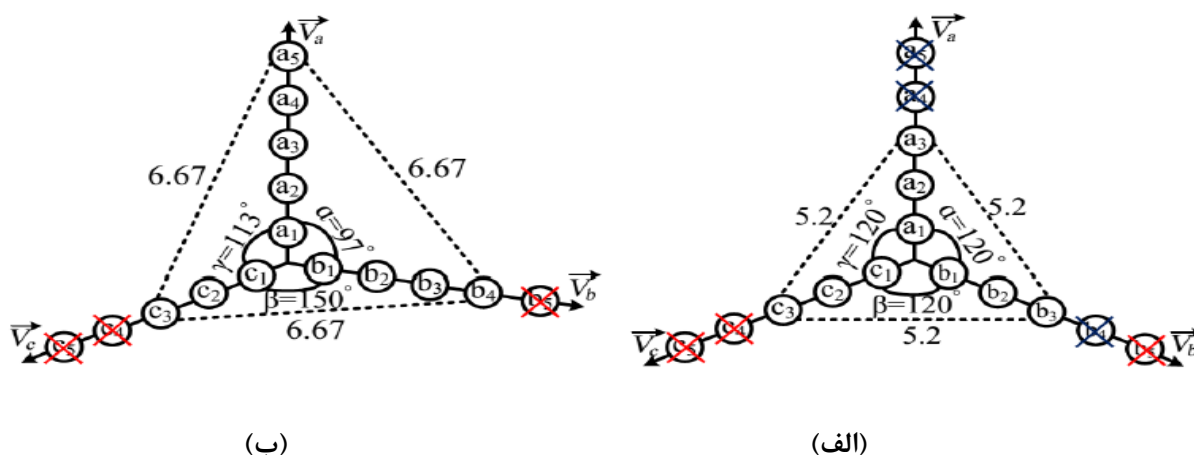
مبدل‌های CMC^1 و MMC^2 مدارهای رایج با واحد مازاد ماژول محور هستند. اگر تعدادی از ماژول‌ها دچار خطا شوند، ماژول‌های دیگر سیستم را به منظور تحمل خطا و عملکرد پیوسته مدار بازسازی می‌کنند. سه روش اصلی در این قسمت جابه‌جایی نقطه خنثی، تنظیم ولتاژ باس DC و نصب ماژول مازاد هستند.

۲-۶-۱-الف - جابجایی نقطه خنثی و تزریق هارمونیک سوم

پس از وقوع خطا، تعداد ماژول‌های سالم در فازهای سه گانه نامتعادل می‌شود. بنابراین این روش به منظور تنظیم جابه‌جایی فازی بین بردارهای مرجع ولتاژ به کار برده می‌شود تا در شرایط پس از خطا ولتاژهای خطبه‌خط متعادل

¹ Cascaded Multilevel Converters

² Modular Multilevel Converters



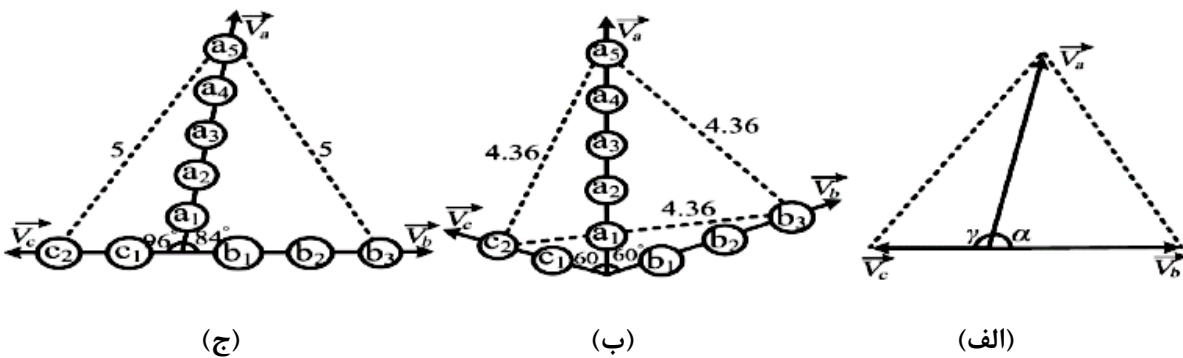
شکل ۲-۱۵: (الف) قطع ماژول‌های هم شماره (ب) روش جابه‌جایی نقطه خنثی [۲۱]

باقی بمانند. از آنجایی که نقطه خنثی پس از خطا جابجا می‌شود، لذا به این روش، جابه‌جایی نقطه خنثی (NS) گفته می‌شود. به عنوان مثال در یک مبدل CMC ۵ ماژوله ۱۱ سطحی، که دو ماژول تحت خطا در فاز b و یک ماژول تحت خطا در فاز c است، ولتاژهای خطبه‌خط نامتعادل خواهند بود. ساده‌ترین راه حل، همانطور که در شکل ۲-۱۵-الف نشان داده شده است، برابر کردن تعداد ماژول‌ها با جداسازی ماژول‌های متناظر در هر فاز است. اما این روش منجر به ولتاژهای خروجی بسیار پایین می‌شود. بنابراین مرجع [۲۱] یک روش جابه‌جایی نقطه خنثی برای افزایش ولتاژ خطبه‌خط معرفی می‌کند، به طوری که زاویه ولتاژهای فاز، پس از خطا مجدداً محاسبه می‌شود [۲۲]. زاویه‌های جابه‌جایی فاز برای خطاهای مختلف از حل (۲-۲۲) حاصل می‌گردد.

$$\begin{cases} V_{aN}^2 + V_{bN}^2 - 2V_{aN}V_{bN}\cos(\theta_{ab}) = V_{bN}^2 + V_{cN}^2 - 2V_{bN}V_{cN}\cos(\theta_{bc}) \\ V_{bN}^2 + V_{cN}^2 - 2V_{bN}V_{cN}\cos(\theta_{bc}) = V_{cN}^2 + V_{aN}^2 - 2V_{cN}V_{aN}\cos(\theta_{ca}) \\ \theta_{ab} + \theta_{bc} + \theta_{ca} = 360^\circ \end{cases} \quad (2-22)$$

V_a و V_b و V_c دامنه ولتاژهای سه فاز هستند.

مطابق رابطه (۲-۲۲)، ولتاژ خروجی بر اساس روش جابه‌جایی نقطه خنثی در شکل ۲-۱۵-ب نشان داده شده است در مقایسه با روش شکل ۲-۱۵-الف، ولتاژ خطبه‌خط خروجی ۲۸٪ افزایش یافته‌است. در این خصوص نکات زیر مطرح هستند:



شکل ۲-۱۶: (الف) بسط روش جابه‌جایی نقطه خنثی (ب) حاصل روش جابه‌جایی نقطه خنثی مرسوم (ج) حاصل بسط روش جابه‌جایی نقطه خنثی [۲۳]–[۲۴]

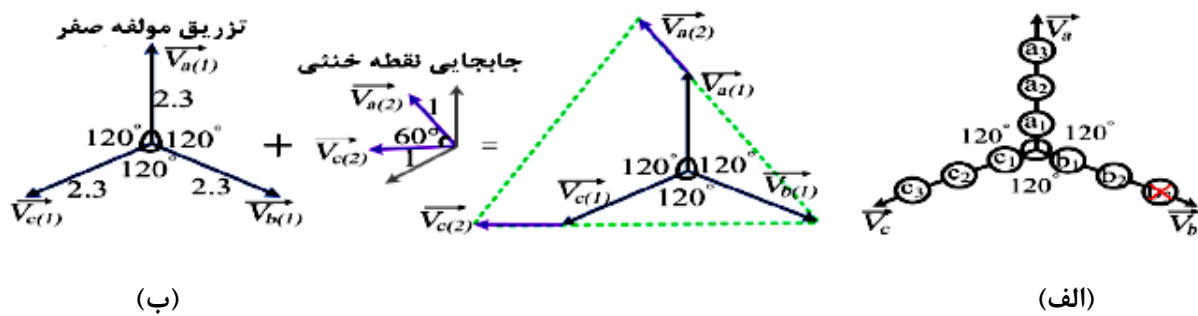
(۱) از آنجایی که (۲-۲۲) غیرخطی است و تعداد خطاهای ممکن محدود است، استفاده از جدول پیش محاسبه شده در [۲۳] توصیه شده است تا از محاسبات پیچیده جلوگیری شود.

(۲) مطابق [۲۳]، (۲-۲۲) برای برخی شرایط وقوع خطا ممکن است چند پاسخ داشته باشد.

برای برطرف شدن برخی اشکالات، بسط روش جابه‌جایی نقطه خنثی ارائه شده است. در این روش زاویه بین دو ولتاژ با دامنه‌های کوچکتر را به 180° درجه رسانده و هر دوی دامنه و زاویه ولتاژ در فاز دیگر طوری تنظیم می‌شود که حداکثر ولتاژ خروجی حاصل شود. در شکل ۲-۱۵ الف این امر نشان داده شده است. در شکل ۲-۱۶ ب و ۲-۱۶ ج یک نمونه با ۳ مازول معیوب در فاز c و ۲ مازول معیوب در فاز d، با دو روش ارائه داده شده است. روش جابه‌جایی نقطه خنثی بسط یافته در مقایسه با حالت مرسوم آن، می‌تواند ولتاژ خروجی ۱۵٪ افزایش دهد [۲۴].

محدودیت‌های دیگر روش جابه‌جایی نقطه خنثی مرسوم می‌توان به ضریب توان خروجی (PF) مبدل اشاره کرد که آن را تحت تاثیر قرار می‌دهد. بنابراین، در برخی انواع خطا، زوایای ضریب توان بیش از 90° درجه می‌شوند. در این مورد، اینورتر به جای تغذیه بار، توان را جذب می‌کند که ممکن است منجر به خرابی آن شود. مرجع یک روش ترکیبی از روش‌های جابه‌جایی نقطه خنثی و تزریق مؤلفه صفر پیشنهاد داده است. پس از رخداد خطا، مبدل

¹ Power Factor



شکل ۲-۱۷: (الف) نقص یکی از مازول‌ها در فاز b ؛ (ب) نمودار برداری پس از خطا [۲۵].

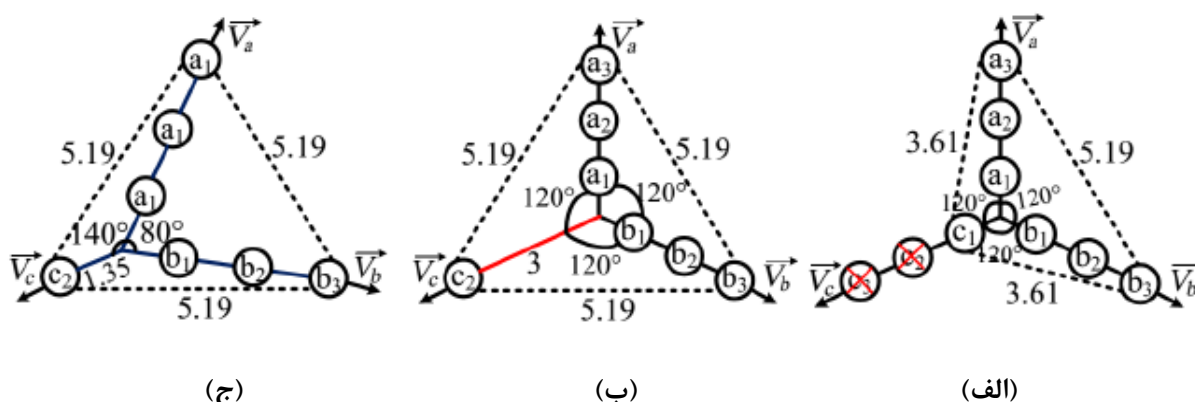
به عنوان دو سیستم مجزا تحلیل می‌شود. بخش نخست به عنوان یک سیستم متعادل سه فاز با تزریق هارمونیک سوم برای افزایش $1/15$ برابری ضریب مدولاسیون عمل می‌کند و بخش دوم نیز با روش جابه‌جایی نقطه خنثی عمل می‌کند تا ولتاژ سه فاز متعادل حاصل شود. شکل ۲-۱۷ یک نمونه خطا در مازول فاز b را نشان می‌دهد. حاصل ضریب مدولاسیون می‌تواند به 0.83 ، پریونیت برسد [۲۵].

به طور خلاصه پیاده سازی روش جابه‌جایی نقطه خنثی آسان است. با این حال، معایب اصلی این روش به شرح زیر است:

- (۱) این روش در کاربردهای سه فاز چهار سیمه نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد.
- (۲) ولتاژ کامل در طی شرایط پس از خطا همانند شرایط عادی حاصل نخواهد شد.
- (۳) در شرایط پس از خطا، ضریب توان بار تنها به مشخصه بار بستگی ندارد، بلکه به این که نقطه خنثی چقدر جابه‌جایی یافته‌است نیز بستگی دارد.

۲-۶-۱-ب- بازسازی ولتاژ باس DC

همانطور که در بخش قبل به آن اشاره شد اشکال روش قبل در کاهش دامنه ولتاژ خروجی در شرایط پس از خطا بود. بنابراین یک راه حل برای جلوگیری از کاهش ولتاژ خروجی، افزایش ولتاژ باس DC ورودی است. بازسازی



شکل ۲-۱۸: بازسازی ولتاژ باس DC؛ (الف) وقوع خطا؛ (ب) روش ۱؛ (ج) روش ۲ [۲۶].

ولتاژ باس DC حسب این که اضافه ولتاژ تنها توسط فاز معیوب تحمل شود یا بین سه فاز به اشتراک گذاشته شود، دسته بندی می‌شود.

در کاربردهای جبران سازه‌های استاتیکی مازول‌های پل متوالی در مبدل‌های CMC به عنوان یکسوسازهای فعال به کار می‌روند. وقتی خطا رخ می‌دهد، ولتاژ لینک DC مازول‌های باقی‌مانده در فاز معیوب افزایش می‌یابند تا ولتاژ کل را بدون تغییر نگه دارند. به عنوان مثال شکل ۲-۱۸-الف نشان دهنده وقوع خطا در تعدادی از مازول‌های فاز c است [۲۶].

نکته قابل ذکر این که در این حالت تنش ولتاژ در المان‌های نیمه هادی باقی‌مانده ۲۰۰٪ افزایش می‌یابد (شکل ۲-۱۸-ب).

برخلاف روش قبل، با این روش ولتاژ لینک DC مازول‌های باقیمانده، تنها ۳۵٪ افزایش می‌یابد.

اگرچه در این روش‌ها سطح ولتاژ خروجی برابر مقدار آن در شرایط پیش از خطا خواهد بود، اما اشکالات روش بازسازی ولتاژ باس DC به صورت زیر خواهد بود:

۱) ولتاژ باس DC افزایش یافته می‌تواند منجر به افزایش تنش در المان‌های مدار شده و در نتیجه نیاز به نیمه هادی‌های بزرگ باشد.

۲) ترکیب بازسازی باس DC و جابه‌جایی نقطه خنثی تنها در سیستم‌های سه فاز سه سیمه می‌تواند اعمال شود. در سال‌های اخیر مقالات متعددی در زمینه عدم تعادل ولتاژهای منابع ورودی و خطا به چاپ رسیده اند از جمله: در مقاله [۴]، مبدل ۵ سطحی ارائه شده است. در این مقاله رنج عدم تعادل بین ۰ تا ۱۰٪ گزارش شده است و مدولاسیون کاری آن نیز بین ۰/۲ تا ۰/۸ است. از آنجا که رنج عدم تعادل در ورودی مشخص نیست یعنی امکان صفر شدن ولتاژ در ورودی نیز وجود دارد. بنابراین این رنج عدم تعادل در این مقاله محدود است. همچنین برای جبران کاهش ولتاژ ناشی از عدم تعادل نیاز به افزایش مدولاسیون مبدل است. از آنجا که رنج مدولاسیون در این مبدل بین ۰/۲ تا ۰/۸ است و ناحیه مدولاسیون مازاد (مدولاسیون بیشتر از یک) در آن وجود ندارد. بنابراین قادر به جبران افت ولتاژ ناشی از عدم تعادل نخواهد بود.

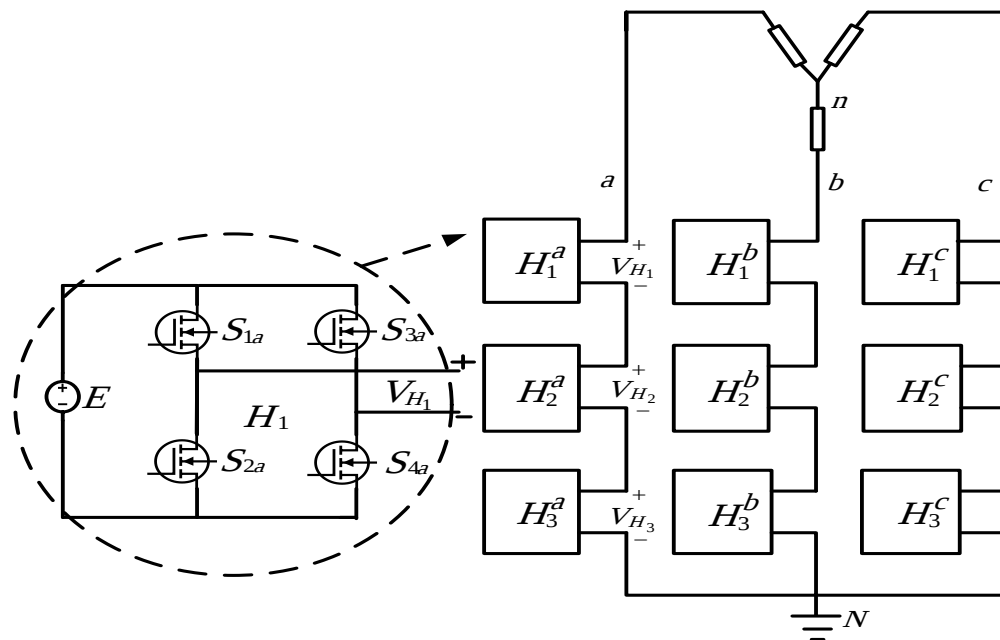
در مقاله [۲۷]، روش ارائه شده در این مقاله بر پایه SHM_PWM است. در روش ارائه شده در این مقاله ولتاژهای DC متغیر بوده‌اند. و تغییرات ولتاژهای DC نسبت به هم برابر است. در شرایط عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی امکان این‌که تغییرات آن‌ها نسبت به هم برابر نباشند نیز وجود دارد که در این مقاله بررسی نشده است. همچنین در این روش از بهینه‌سازی به روش^۱ MPSO استفاده شده است که تابع هدف آن در این روش از بهینه‌سازی به گونه‌ای تعریف می‌شود که حداکثر مدولاسیون بدست آمده از این روش برابر یک است و در مدولاسیون کمتر از یک امکان جبران ولتاژ نیز وجود نخواهد داشت.

مرجع [۲۸]، جدیدترین مقاله ارائه شده در زمینه خطا به روش آفلاین است، که در این مقاله از روش برداری SHE برای جبران خطا استفاده شده است. زوایای کلیدزنی ارائه شده در این مقاله تقارن نیم موج دارند و تعداد زوایای کلیدزنی ارائه شده در این مقاله بهینه نشده‌اند. کاهش تعداد زوایای کلیدزنی موجب کاهش تلفات کلیدزنی و کاهش حجم محاسبات می‌شود.

^۱ Modified Technique Based On Particle Swarm Optimization

فصل سوم

روش پیشنهادی



شکل ۳-۱: ساختار اینورتر هفت سطحی سه فاز از نوع پل متوالی

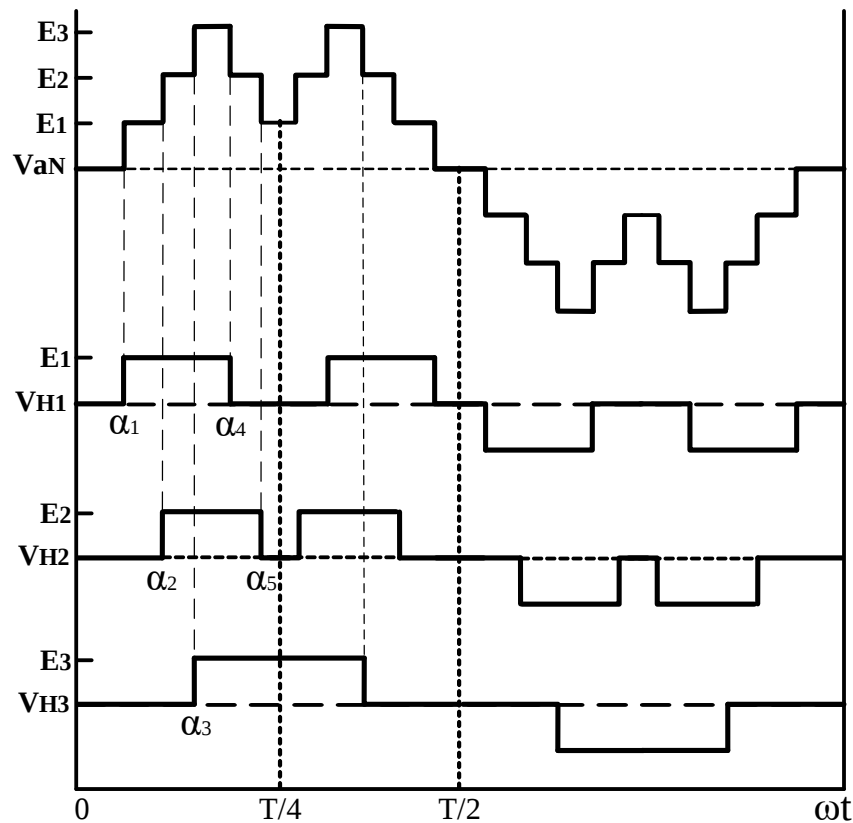
۳-۱-۱- مبدل‌های چند سطحی پل متوالی و الگوریتم کلیدزنی آن

۳-۱-۱-۱- مبدل‌های چند سطحی پل متوالی

همانطور که در شکل ۳-۱ نشان داده شده است مبدل ارائه شده در این پایان‌نامه یک مبدل هفت سطحی سه فاز که هرفاز این مبدل از سه پل متوالی تشکیل شده است. هر پل متوالی (سلول) شامل ۴ کلید از نوع MOSFET و سیگنال‌های کلیدزنی به صورت $S_1 = \text{NOT}(S_2)$ و $S_3 = \text{NOT}(S_4)$ می‌باشد. و دارای دو ترمینال dc و ac می‌باشد در ترمینال ac می‌توان سه سطح مختلف ولتاژ را تولید نمود و در آن سطح ولتاژ صفر را به دو صورت می‌توان تولید نمود. نحوه عملکرد مبدل چند سطحی پل متوالی به طور مفصل در فصل ۲ بیان شده است.

۳-۱-۲- الگوریتم کلیدزنی

الگوریتم کلیدزنی مبدل ارائه شده بر مبنای SHM است و زوایای کلیدزنی آن دارای تقارن یک چهارم سیکل هستند. حداقل تعداد زوایای مورد نیاز برای یک مبدل شامل P سلول، برابر P است. از آنجا که انتخاب سه و یا



شکل ۳-۲: شکل موج ولتاژهای خروجی در یک فاز

چهار زاویه برای کلیدزنی مبدل، THD ولتاژ خروجی مطلوبی را ارائه نمی‌دهد. بنابراین در این پایان‌نامه از پنج زاویه کلیدزنی $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5)$ برای کلیدزنی هر فاز از مبدل سه فاز استفاده شده است. دو زاویه α_1 و α_2 برای کلیدزنی سلول H_2 ، دو زاویه α_3 و α_4 برای کلیدزنی سلول H_1 که مجموع این چهار زاویه وظیفه‌ی کاهش هارمونیک‌های مرتبه فرد به جز هارمونیک سوم را دارند و یک زاویه α_5 برای سلول H_1 ، که وظیفه این زاویه کاهش هارمونیک مرتبه سوم است (شکل ۳-۲). سیگنال‌های مربوط به سه سلول به طور مشابه فرض شده است که در شرایط عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی، اثر جایگشت ولتاژهای DC ورودی بین ۳ سلول تاثیری در ولتاژ خط خروجی نداشته باشد. سیگنال‌های کلیدزنی ارائه شده در این پایان‌نامه دارای تقارن یک چهارم سیکل هستند و برای محاسبه ضرایب سری فوریه از رابطه (۳-۱) استفاده شده است. شکل (۳-۲) ولتاژهای خروجی (V_{H1}, V_{H2}, V_{H3}) به همراه V_{an} را نشان می‌دهد و از سری فوریه‌های زیر قابل محاسبه هست.

$$\begin{cases} V_{Hi} = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} C_n \sin(n\omega t + \theta_n), \quad C_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \\ A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \cos x \, dx, \quad B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin x \, dx, \quad \theta_n = \tan^{-1} \frac{A_n}{B_n} \end{cases} \quad (1-3)$$

$$V_{H1} = \frac{4E_1}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} [\cos(n\alpha_3)] \sin(n\omega t) \quad (2-3)$$

$$V_{H2} = \frac{4E_2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} [\cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_5)] \sin(n\omega t) \quad (3-3)$$

$$V_{H3} = \frac{4E_3}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} [\cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_4)] \sin(n\omega t) \quad (4-3)$$

در نتیجه ولتاژ فاز (۵-۳) از مجموع روابط (۲-۳) و (۳-۳) و (۴-۳) بدست می‌آید:

$$V_{ph} = \sum_{n=\text{odd}} \frac{4}{n\pi} \begin{pmatrix} e_1 \left({}^+\cos(n*\theta_1) {}^+\cos(n*\theta_2) {}^+\dots {}^+\cos(n*\theta_{n1}) \right) \\ + e_2 \left({}^+\cos(n*\theta_{n1+1}) {}^+\cos(n*\theta_{n1+2}) {}^+\dots {}^+\cos(n*\theta_{n1}) \right) \\ + \\ \vdots \\ e_n \left({}^+\cos(n*\theta_{n1} + \theta_{n2} + \dots \theta_{nn}) \right) \end{pmatrix} \quad (5-3)$$

$$e_1 = \frac{E_1}{V_{DC}} \cdot e_2 = \frac{E_2}{V_{DC}} \cdot \dots \cdot e_i = \frac{E_i}{V_{DC}}$$

E_i : اندازه ولتاژ DC متصل به هر پل متوالی

n : مرتبه‌های هارمونیک

V_{DC} : حداکثر ولتاژ منبع DC

$$V_{ph} = \left(\frac{4 * E_{ave}}{\pi} \left(\sum_{n=5, 7, \dots}^{19} \frac{1}{n} \left(\frac{\cos(n * \alpha_1) + \cos(n * \alpha_2)}{+ \cos(n * \alpha_3) - \cos(n * \alpha_4)} \right) \right) \right) + \left(\frac{4 * E_{ave}}{\pi} \left(\frac{\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2)}{+ \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4)} \right) \right) \quad (6-3)$$

سیگنال‌های مربوط به سه سلول به طور مشابه فرض شده است که در شرایط عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی، اثر جایگشت ولتاژهای DC ورودی بین سه سلول تاثیری در ولتاژ خط خروجی نداشته باشد. توجه داشته باشید که سیگنال کلیدزنی ارائه شده در سلول H_1 با دو سیگنال دیگر کمی متفاوت است که دلیل تفاوت آن کاهش هارمونیک سوم است. اندازه ولتاژی که با سیگنال‌های دو سلول H_2 یا H_3 می‌توان ساخت با سلول H_1 هم می‌توان ساخت. بنابراین جایگشت ولتاژهای DC تاثیری در دامنه ولتاژ فاز ندارد و فقط تاثیر آن در THD ولتاژ فاز است. از آنجا که میان این سه سلول یک سلول وظیفه کاهش هارمونیک سوم را دارد. بنابراین با صفر شدن ولتاژ سلول H_1 در مورد خاص، افزایش THD ولتاژ خط حداکثر تا ۲/۵٪ وجود دارد که اثر آن در نتایج آزمایشگاهی دیده نمی‌شود. در رابطه (۵-۳) فرمولاسیون سنتی SHM برای مبدل با منابع DC نامتعادل ارائه شده است. همانطور که مشاهده می‌کنید در روش‌های قدیمی، محاسبات زوایای کلیدزنی هر فاز به ازای تغییرات ولتاژهای DC هر سلول در آن فاز انجام می‌گرفت که باعث بوجود آمدن تعداد حالات بسیار زیادی می‌شد. در این پایان نامه ضرایب مربوط به دامنه ولتاژ هر سه سلول (e_1, e_2, e_3) در رابطه (۵-۳) به دلیل ارایه سیگنال‌های کلیدزنی مشابه حذف شده و از میانگین ولتاژهای DC در یک فاز (E_{ave}) به جای (e_1, e_2, e_3) در رابطه (۶-۳) می‌توان استفاده کرد با این روش محاسبه زوایای کلیدزنی مربوط به هر فاز به ازای میانگین ولتاژهای DC سلول‌های مربوط به همان فاز صورت می‌پذیرد.

هدف بعدی این است که هارمونیک‌های ولتاژ فاز را کاهش داده و بر روی دامنه مولفه اصلی آن کنترل وجود داشته باشد تا امکان کنترل بر روی دامنه ولتاژ فاز خروجی را علاوه بر کاهش هارمونیک‌ها، وجود داشته باشد.

برای انجام این امر نیاز به تابع هدفی است که در رابطه (۷-۳) آورده شده است. در این تابع هدف هارمونیک‌های مرتبه ۵،۷،۱۱،۱۳،۱۷،۱۹ کاهش داده شده است و با کنترل بر روی دامنه مدولاسیون (M) دامنه مولفه اصلی ولتاژ به مقدار دلخواه تنظیم شود. همانطور که مشاهده می‌کنید از آنجا که سیستم سه فاز ارائه شده سه سیمه است. بنابراین هارمونیک سوم به خودی خود حذف می‌شود و نیازی به اعمال آن در تابع هدف جهت کاهش آن وجود ندارد. برای بهینه‌سازی این تابع هدف از روش PSO استفاده شده است نحوه انتخاب ضرایب الگوریتم بهینه‌سازی به طور مفصل در پیوست آورده شده است.

$$OF(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5) = k_5 \cdot V_{aN5}^2 + k_7 \cdot V_{aN7}^2 + k_{11} \cdot V_{aN11}^2 + k_{13} \cdot V_{aN13}^2 + k_{17} \cdot V_{aN17}^2 + k_{19} \cdot V_{aN19}^2 + k_1 (V_{aN1} - M \cdot P \cdot E)^2 \quad (7-3)$$

با اعمال قید:

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \alpha_4 \leq \alpha_5 \leq \frac{\pi}{2} \quad (8-3)$$

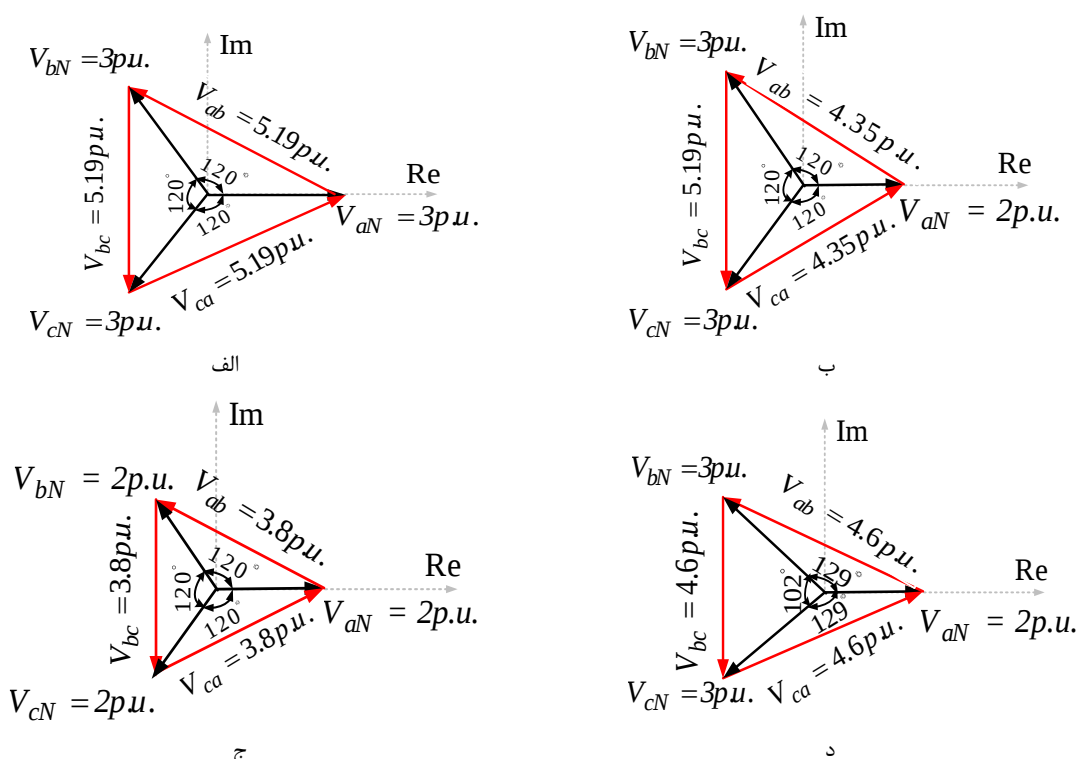
k_n ضرایب وزنی برای هارمونیک‌ها هستند که برای کاهش بیشتر هارمونیک‌های مرتبه پایین نسبت به مرتبه‌های بالا این ضریب وزنی در تابع هدف بزرگتر انتخاب می‌شوند [۲۹]. بازه‌ی تغییرات ضرایب وزنی بین [۰، ۱] است. ترتیب ضرایب وزنی انتخاب شده به شرح زیر است:

$$k_5=0.9, k_7=0.8, k_{11}=0.7, k_{13}=0.6, k_{17}=0.5, k_{19}=0.4$$

در ابتدا به بررسی عملکرد مبدل در شرایط خطای تک سلولی و سپس به بررسی عملکرد مبدل در شرایط عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی پرداخته می‌شود.

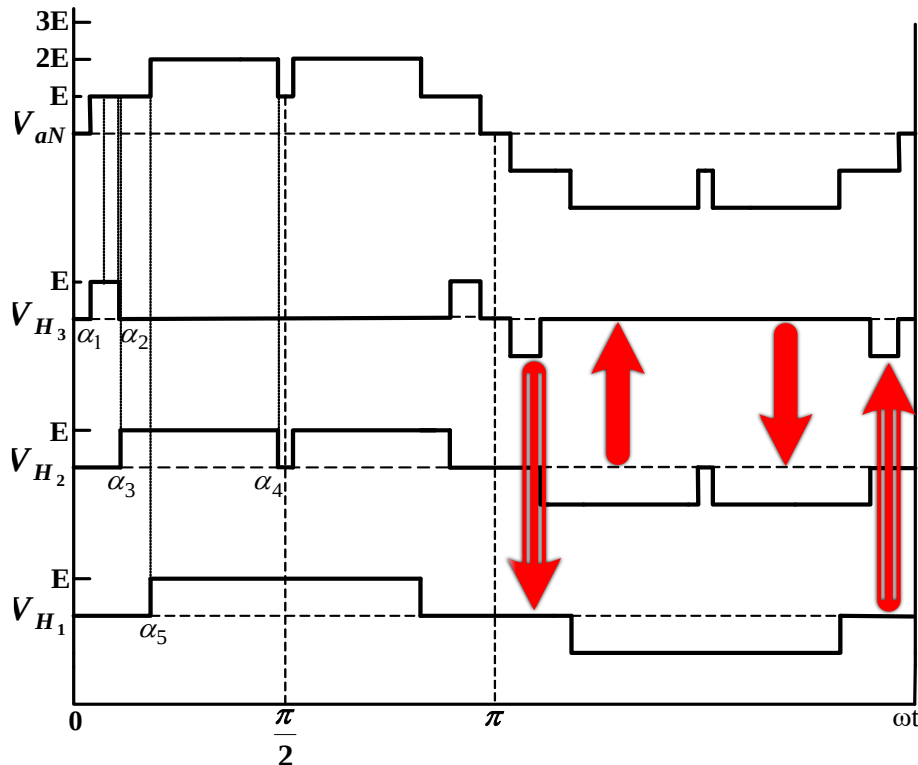
۳-۲- روش پیشنهادی در برابر خطای تک سلولی

در یک مبدل هفت سطحی سه فاز در صورت بروز خطا بر روی یک کلید، سلول مربوط به آن کنار گذاشته می‌شود که در این صورت مبدل قادر به تولید پنج سطح ولتاژ در فاز است. در یک مبدل هفت سطحی هر فاز مبدل در حالت سالم قادر به تولید ولتاژ ۳E (که از این به بعد ۳p.u نامیده می‌شود) در حالی که دامنه ولتاژ تولید شده توسط فاز خطادار به ۲E (که از این به بعد ۲p.u نامیده می‌شود) کاهش پیدا می‌کند. در شکل ۳-۳-الف دیاگرام



شکل ۳-۳: دیاگرام فازوری مولفه اصلی ولتاژهای فاز مربوط به مبدل CHB در شرایط عملکرد عادی و در شرایط خطا؛ الف) مبدل CHB بدون خطا؛ ب) اتصال کوتاه سلول خطادار و ولتاژهای خطبه خط نامتعادل می شوند؛ ج) راه حل سنتی خارج کردن یک سلول سالم در دوفاز بدون خطا؛ د) اصلاح زوایای فاز با توجه به روش پیشنهادی برای تولید ولتاژ خطبه خط متعادل که نسبت به حالت سنتی باعث کاهش کمتر ولتاژ می شود.

فازوری مربوط به یک مبدل سه فاز در شرایطی که همه فازهای آن در حالت سالم کار می کنند نشان می دهد. در شکل ۳-۳-ب دیاگرام فازوری مربوط به یک مبدل سه فاز در شرایط خطایی تک سلولی را نشان می دهد همانطور که مشاهده می کنید ولتاژ یکی از فازهای آن از $3p.u$ به $2p.u$ کاهش پیدا کرده است و ولتاژهای خط مبدل در وضعیت نامتعادلی قرار دارند. برای متعادل کردن ولتاژ خط دو راهکار وجود دارد اول این که بقیه فازهای سالم مبدل نیز همانند فاز خطادار ولتاژ تولیدی خود را از $3p.u$ به $2p.u$ کاهش دهند تا هر سه فاز ولتاژ خروجی $2p.u$ را تولید کرده و ولتاژهای خط متعادل شوند که دیاگرام فازوری در شکل ۳-۳-ج این راهکار را نشان می دهد. راهکار دوم برای متعادل سازی ولتاژ خط همانطور که در فصل دوم بیان شد روش FPSC است که در این روش برای متعادل سازی ولتاژ خط، زاویه بین مولفه های اصلی ولتاژ تغییر پیدا می کنند تا ولتاژ خط متعادل تولید



شکل ۳-۴: شکل موج ولتاژ خروجی در شرایط خطای تک سویچ

می‌شود (شکل ۳-۳-د). همانطور که در شکل ۳-۳-د مشاهده می‌کنید دامنه ولتاژ خط خروجی نسبت به شکل ۳-۳-ج افزایش چشم‌گیری را داشته است. بنابراین راهکار مناسبی جهت جبران افت ولتاژ خط است. ولی در مقایسه با عملکرد حالت سالم (شکل ۳-۳-الف) جبران صد در صدی ولتاژ خط صورت نگرفته است که در ادامه به بیان افزایش ولتاژهای فاز پرداخته می‌شود تا بتوان افت ولتاژ را به طور کامل جبران کرد. به طور کلی برای جبران افت ولتاژ خط باید از تمام ظرفیت منابع DC موجود در فازها استفاده شود تا بتوان کمبود ولتاژ در خروجی مبدل را جبران کرد.

۳-۲-۱- حفظ زوایای کلیدزنی مربوط به سلول خطادار

در این روش در صورت بروز خطا بر روی سلول، سلول مربوطه اتصال کوتاه شده ولی زوایای کلیدزنی آن بر خلاف روش‌های سنتی کنار گذاشته نمی‌شود. با اعمال شرایطی بر روی زوایای کلیدزنی مربوط به فاز خطادار، به سلول‌های سالم باقی‌مانده در همان فاز منتقل می‌شود. از آنجا که از عملکرد دو سلول سالم باقی‌مانده در فاز

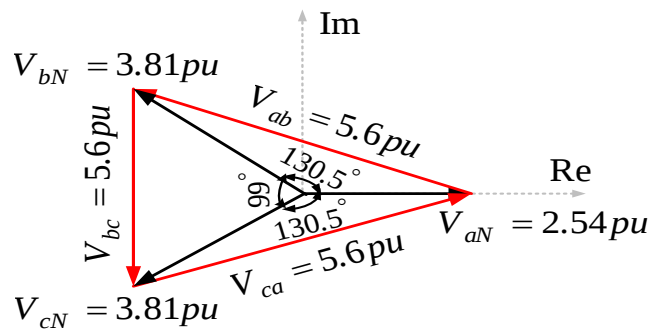
خطادار اطلاعاتی وجود ندارد که سیگنال‌های ولتاژ تولیدی آن‌ها به چه شکلی هستند. بنابراین امکان جابه‌جایی سیگنال ولتاژ مربوط به سلول خطادار به سلول‌های سالم وجود ندارد. زیرا باید از میان دو سلول سالم، سلولی انتخاب شود که سیگنال ولتاژ آن با سیگنال ولتاژ سلول خطادار هیچ نقطه اشتراکی نداشته باشد تا بتوان سیگنال ولتاژ (زوایای کلیدزنی) مربوط به فاز خطادار را به یکی از سلول‌های سالم در همان فاز منتقل کرد.

$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \alpha_4 \leq \alpha_5 \leq \frac{\pi}{2} \quad (9-3)$$

برای برقراری این شرایط ذکر شده باید قید (۹-۳)، بر روی زوایای سوئیچینگ مربوط به فاز خطادار اعمال شود (شکل (۴-۳)). در صورت مقایسه قید (۸-۳) با قید (۹-۳) متوجه میشوید که این محدودیت بر روی زوایای کلیدزنی سلول H_3 اعمال شده است. این محدودیت سبب می‌شود که سلول H_3 نقش میزبان را برای پذیر سیگنال‌های کلیدزنی سلول‌های H_1 یا H_2 ایفا کند (شکل (۴-۳)). بدین معنا که اگر خطا بر روی هر یک از سلول‌های H_1 یا H_2 اتفاق بیافتد می‌توان سیگنال مربوط به سلول خطادار را به سلول H_3 منتقل کرد و در صورت بروز خطا بر روی سلول H_3 می‌توان سیگنال ولتاژ مربوط به آن را به یکی از دو سلول H_1 یا H_2 منتقل کرد. در این صورت زوایای کلیدزنی مربوط به سلول خطادار حفظ می‌شود و از آنجا که افزایش تعداد زوایای کلیدزنی تاثیر مستقیمی بر کاهش هارمونیک‌ها دارند، در این روش قدرت کاهش هارمونیک افزایش می‌یابد و برای مبدل‌های فرکانس پایین با تعداد سطوح ولتاژ بالا می‌تواند کارآمدتر واقع شود.

۳-۲-۲- استفاده از حداکثر ظرفیت منابع DC

برای تولید حداکثر ولتاژ خطبه‌خط متعادل در شرایط خطا، نیاز به استفاده از حداکثر ظرفیت منابع DC موجود در فازهای سالم و خطادار است. همانطور که قبلاً گفته شد از M برای کنترل دامنه مولفه اصلی ولتاژ در هر فاز استفاده می‌شد. در این قسمت به حداکثر دامنه مدولاسیون قابل دستیابی برای هر فاز در شرایط خطا و سالم بررسی می‌شود. در صورت بروز خطا بر روی یکی از سلول‌های فاز a ، حداکثر ولتاژ قابل دستیابی در این فاز



شکل ۳-۵: شکل موج ولتاژ خروجی در شرایط خطای تک کلید

خطادار با توجه به رابطه (۱۰-۳) برابر $2/54 p.u$ و حداکثر مدولاسیون در فاز a طبق رابطه (۱۱-۳) برابر 0.84 است. به طور مشابه حداکثر ولتاژ و مدولاسیون قابل دستیابی در فازهای سالم b و c به ترتیب با در نظر گرفتن رابطه (۱۲-۳) و (۱۳-۳) برابر $3/8 p.u$ و $1/27$ است. در روش‌های SHM و SHE از آنجا که سیگنال‌های کلیدزنی مربعی شکل هستند حداکثر مدولاسیون قابل دستیابی در این روش‌ها نسبت به روش‌های کنترلی آنالین بیشتر است. همچنین در این روش‌ها کنترل مناسب تری بر روی زوایای آتش در کلیدزنی هر سلول وجود دارد که برتری روش‌های آنالین را نسبت به روش‌های آنالین نشان می‌دهد.

$$\begin{cases} V_{H2} = \frac{4E}{\pi} (\cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4)), \alpha_3 = 0^\circ, \alpha_4 = 90^\circ \\ V_{H3} = \frac{4E}{\pi} (\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2)), \alpha_1 = 0^\circ, \alpha_2 = 90^\circ \\ V_{aN1} = V_{H2} + V_{H3} = \frac{4E}{\pi} + \frac{4E}{\pi} = \frac{8E}{\pi} \end{cases} \quad (10-3)$$

$$V_{aN1} = M_a * P * E \quad (11-3)$$

$$\begin{cases} V_{H1} = \frac{4E}{\pi} (\cos(\alpha_5)), \alpha_5 = 0^\circ \\ V_{H2} = \frac{4E}{\pi} (\cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4)), \alpha_3 = 0^\circ, \alpha_4 = 90^\circ \\ V_{H3} = \frac{4E}{\pi} (\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2)), \alpha_1 = 0^\circ, \alpha_2 = 90^\circ \\ V_{bN} = V_{H1} + V_{H2} + V_{H3} = \frac{4E}{\pi} + \frac{4E}{\pi} + \frac{4E}{\pi} = \frac{12E}{\pi}, V_{bN1} = V_{cN1} \end{cases} \quad (12-3)$$

$$V_{bN1} = M_b * P * E \quad (13-3)$$

جدول ۳-۱: مقایسه محاسبات سه فاز مربوط به روش سنتی با روش پیشنهادی

روش سنتی	روش پیشنهادی
محاسبات مربوط به ولتاژ سه فاز $a \text{ فاز} \Rightarrow V_{aN} \begin{cases} V_{H1} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \\ V_{H2} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \\ V_{H3} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \end{cases} \quad \text{فاز خطادار}$ $b \text{ فاز} \Rightarrow V_{bN} \begin{cases} V_{H1} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \\ V_{H2} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \\ V_{H3} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \end{cases} \quad \text{فاز سالم}$ $c \text{ فاز} \Rightarrow V_{cN} \begin{cases} V_{H1} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \\ V_{H2} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \\ V_{H3} \begin{Bmatrix} A_n \\ B_n \end{Bmatrix} \end{cases} \quad \text{فاز سالم}$ $\text{Arctg} \left(\frac{B_{b1}}{A_{b1}} \right) - \text{Arctg} \left(\frac{B_{a1}}{A_{a1}} \right) = 0$ $\text{Arctg} \left(\frac{B_{c1}}{A_{c1}} \right) - \text{Arctg} \left(\frac{B_{a1}}{A_{a1}} \right) = 0$	$a \text{ فاز} \Rightarrow V_{aN} \begin{cases} V_{H1} \{B_n\} \\ V_{H2} \{B_n\} \\ V_{H3} \{B_n\} \end{cases} \quad \text{فاز خطادار}$ $b \text{ فاز} = c \text{ فاز} \Rightarrow V_{bN} \begin{cases} V_{H1} \{B_n\} \\ V_{H2} \{B_n\} \\ V_{H3} \{B_n\} \end{cases} \quad \text{فاز سالم}$ $A_{abcn}=0 \Rightarrow \text{Arctg} \left(\frac{B_{abcn}}{A_{abcn}} \right) = \frac{\pi}{2}$
محاسبات مربوط به کاهش هارمونیک سوم $\sqrt{A_{a3}^2 + B_{a3}^2} = \sqrt{A_{b3}^2 + B_{b3}^2} = \sqrt{A_{c3}^2 + B_{c3}^2}$ $\text{Arctg} \left(\frac{B_{b3}}{A_{b3}} \right) - \text{Arctg} \left(\frac{B_{a3}}{A_{a3}} \right) = 360 - 3 * \Theta_{ab}$ $\text{Arctg} \left(\frac{B_{c3}}{A_{c3}} \right) - \text{Arctg} \left(\frac{B_{a3}}{A_{a3}} \right) = 360 - 3 * \Theta_{ca}$	$B_{b3} = B_{c3} \Rightarrow B_{a3 \& 9} = B_{b3 \& 9}$ $A_{abcn}=0 \Rightarrow \text{Arctg} \left(\frac{B_{abcn}}{A_{abcn}} \right) = \frac{\pi}{2}$
محاسبات مربوط به کاهش یا حذف هارمونیک های مرتبه فرد $\sqrt{A_{an}^2 + B_{an}^2} = \sqrt{A_{bn}^2 + B_{bn}^2} = \sqrt{A_{cn}^2 + B_{cn}^2}$ $n = 5, 7, 11, 13, \dots$	$B_{bn} = B_{cn} \Rightarrow B_{an} = B_{bn}$ $n = 5, 7, 11, 13, \dots$
محاسبات مربوط به تابع هدف $\text{minimize } F(c_n, \alpha_i) = \sum_{n=5.7.11} \frac{A_n^2 + B_n^2}{n^2}$	$\text{minimize } F(c_n, \alpha_i) = \sum_{n=5.7.11} \frac{B_n^2}{n^2}$

با افزایش مدولاسیون‌های مربوط به فاز خطا دار و دو فاز سالم می‌توان ولتاژ فاز خروجی را افزایش داده و به جبران کمبود ولتاژ خط ناشی از خطا پرداخته که در شکل (۳-۵) دیاگرام فازوری آن نشان داده شده است. همانطور که در شکل (۳-۵) مشاهده می‌کنید ولتاژ خط به طور قابل ملاحظه‌ای نسبت به ولتاژ خط در حالت سنتی بهبود یافته‌است که در جبران خطا موثر واقع خواهد شد. توجه داشته باشید که مدولاسیون‌ها و زوایای کلیدزنی بدست آمده در روابط بالا بدون درنظر گرفتن شرایط تساوی هارمونیک سوم در سه فاز مختلف و همچنین بهینه‌سازی زوایای کلیدزنی جهت کاهش هارمونیک‌های مرتبه فرد هستند.

۳-۲-۳- بررسی هارمونیک سوم در سیستم نامتعادل سه فاز

از آنجا که در سیستم نامتعادل سه فاز هارمونیک سوم به خودی خود حذف نمی‌شود. بنابراین باید تمهیداتی جهت کاهش هارمونیک سوم در این سیستم نامتعادل درنظر گرفته‌شود. در روش‌های قدیمی، برای کاهش اثر هارمونیک سوم در سه فاز نامتعادل، اندازه و زاویه هارمونیک‌های سوم در سه فاز مختلف (a,b,c) باهم برابر قرار داده می‌شدند تا اثر نامتعادلی مربوط به هارمونیک سوم در ولتاژ خط کاهش یابد. ولی در این روش ضریب A_n از سری فوریه برابر صفر است در نتیجه اختلاف زوایای مربوط به تمام هارمونیک‌های مربوط به فاز خطادار با فازهای سالم باهم برابر صفر است و نیازی به محاسبه آن نیست. فقط با برابر قرار دادن اندازه هارمونیک سوم فاز خطادار با دو فاز سالم دیگر می‌توان اثر هارمونیک سوم در سیستم نامتعادل را کاهش داد (جدول (۳-۱)). توجه داشته باشید از آنجا که دامنه ولتاژ فاز a از دو فاز b و c کمتر است. بنابراین فاز a دامنه هارمونیک سوم کمتری دارد که در حله‌ی اول باید محاسبه شود و با دامنه هارمونیک سوم دو فاز b و c برابر قرار داده شوند. به دلیل حذف ضریب A_n از جملات سری فوریه، زوایای کلیدزنی دو فاز b و c باهم برابر هستند و نیاز به محاسبه‌ی جداگانه آن‌ها وجود ندارد. این در صورتی است که در روش‌های قدیمی محاسبه این زوایا به صورت جداگانه انجام می‌شد (جدول (۳-۱)).

برای فاز a داریم:

$$\begin{cases} \frac{[\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_5) - \cos(3\alpha_2) - \cos(3\alpha_4) + \cos(9\alpha_1) + \cos(9\alpha_3) + \cos(9\alpha_5) - \cos(9\alpha_2) - \cos(9\alpha_4)]}{2} \\ M_a=0.83, \quad \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \alpha_5 \leq \alpha_4 \end{cases} \quad (14-3)$$

برای فاز b داریم:

$$\begin{cases} \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_5) - \cos(3\alpha_2) - \cos(3\alpha_4) \\ M_b=1.25, \quad \alpha_1 \leq \alpha_3 \leq \alpha_5 \leq \alpha_2 \leq \alpha_4 \end{cases} \quad (15-3)$$

$$\begin{cases} V_{aN}^2 + V_{bN}^2 - 2V_{aN}V_{bN}\cos(\theta_{ab}) = V_{bN}^2 + V_{cN}^2 - 2V_{bN}V_{cN}\cos(\theta_{bc}) \\ V_{bN}^2 + V_{cN}^2 - 2V_{bN}V_{cN}\cos(\theta_{bc}) = V_{cN}^2 + V_{aN}^2 - 2V_{cN}V_{aN}\cos(\theta_{ca}) \\ \theta_{ab} + \theta_{bc} + \theta_{ca} = 360^\circ \end{cases} \quad (16-3)$$

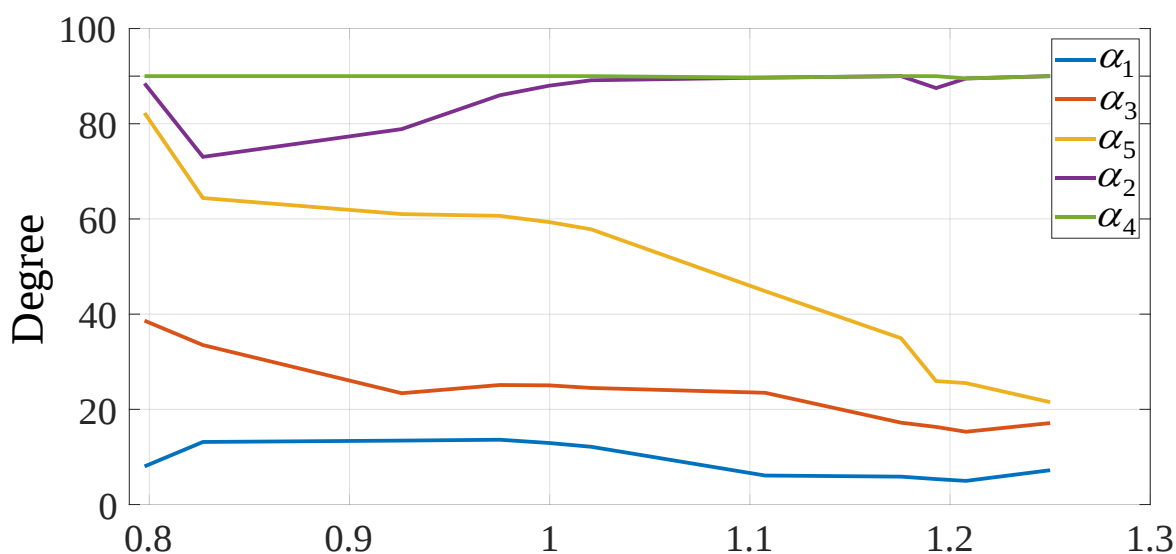
برای برقراری شرط تساوی هارمونیک سوم در مبدل سه فاز باید میانگین دامنه هارمونیک‌های مرتبه سوم و نهم مربوط به فاز خط‌دار از رابطه (۱۴-۳) محاسبه شده و با دامنه هارمونیک سوم دو فاز سالم که از رابطه (۱۵-۳) محاسبه می‌شود برابر قرار داده شود. با برابر قرار دادن این سه رابطه در تابع هدف (۷-۳) و انجام بهینه‌سازی، زوایای کلیدزنی مربوط به سه فاز بدست می‌آید که با اعمال این زوایای کلیدزنی سه فاز دامنه هارمونیک سوم در سه فاز مختلف کاهش می‌یابد.

$$\begin{cases} \frac{[\cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_5) - \cos(3\alpha_2) - \cos(3\alpha_4) + \cos(9\alpha_1) + \cos(9\alpha_3) + \cos(9\alpha_5) - \cos(9\alpha_2) - \cos(9\alpha_4)]}{2} \\ M_a=0.83, \quad \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \alpha_5 \leq \alpha_4 \end{cases} \quad (14-3)$$

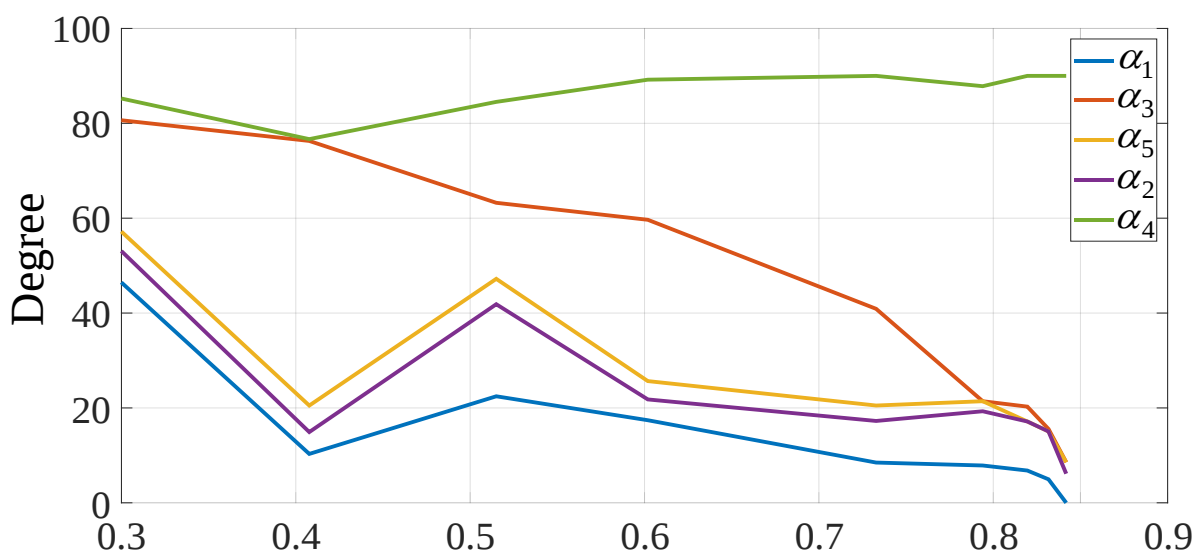
$$\begin{cases} \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_5) - \cos(3\alpha_2) - \cos(3\alpha_4) \\ M_b=1.25, \quad \alpha_1 \leq \alpha_3 \leq \alpha_5 \leq \alpha_2 \leq \alpha_4 \end{cases} \quad (15-3)$$

$$\begin{cases} V_{aN}^2 + V_{bN}^2 - 2V_{aN}V_{bN}\cos(\theta_{ab}) = V_{bN}^2 + V_{cN}^2 - 2V_{bN}V_{cN}\cos(\theta_{bc}) \\ V_{bN}^2 + V_{cN}^2 - 2V_{bN}V_{cN}\cos(\theta_{bc}) = V_{cN}^2 + V_{aN}^2 - 2V_{cN}V_{aN}\cos(\theta_{ca}) \\ \theta_{ab} + \theta_{bc} + \theta_{ca} = 360^\circ \end{cases} \quad (16-3)$$

تا به اینجای کار زوایای کلیدزنی جهت تولید ولتاژ خط با دامنه دلخواه بدست می‌آید اما برای برقراری تعادل در ولتاژهای خط باید روش FPSC اعمال شود. که برای اعمال این روش با داشتن زوایای کلیدزنی مربوط به هر فاز و با جایگذاری آن در رابطه (۱۶-۳) اختلاف زوایای بین فازهای a، b و c بدست می‌آید که با اعمال زوایای کلیدزنی و اختلاف زاویه‌ی بین سه فاز بر روی مبدل، ولتاژ خط متعادل تولید می‌شود.



شکل ۳-۶: نمودار زوایای کلیدزنی به ازای دامنه مدولاسیون‌های مختلف در فاز سالم



شکل ۳-۷: نمودار زوایای کلیدزنی به ازای دامنه مدولاسیون‌های مختلف در فاز خطادار

در شکل‌های ۳-۶ و ۳-۷ به ترتیب نمودار مربوط به پنج زاویه کلیدزنی به ازای دامنه مدولاسیون‌های مختلف در فاز سالم و فاز خطادار را نشان می‌دهند. همانطور که در شکل‌های ۳-۶ و ۳-۷ مشاهده می‌کنید هرچه از دامنه مدولاسیون‌های کمتر به سمت دامنه مدولاسیون‌های بیشتر پیش روی می‌کنید اختلاف زوایای کلیدزنی مربوط به هر سلول بیشتر می‌شود (پهنای پالس‌ها بزرگ‌تر می‌شود) تا بتواند ولتاژ فاز خروجی بیشتری را تولید کند.

جدول ۳-۲: تعداد حالات ولتاژهای سه فاز برای تولید ولتاژ خروجی ۶۳ ولت

حالت	V_{aN} (V)	V_{bN} (V)	V_{cN} (V)	θ_{ab} (Degree)	θ_{bc} (Degree)	θ_{ca} (Degree)
۱	۳۶/۳	۳۶/۳	۳۶/۴	۱۲۰/۱	۱۱۹/۸۸	۱۱۹/۹۶
۲	۳۵/۱	۳۵/۸	۳۸/۱۵	۱۲۴/۹	۱۱۶/۶	۱۱۸/۴
۳	۳۴/۲	۳۶/۲	۳۸/۷۵	۱۲۶/۶	۱۱۴/۱۶	۱۱۹/۲
۴	۳۳/۱	۳۸/۰.۱	۳۸/۱۱	۱۲۴/۳	۱۱۱/۶۸	۱۲۴/۰.۱
۵	۳۰/۸	۳۸/۸۲	۳۹/۹۷	۱۲۸/۸	۱۰۶/۱۲	۱۲۴/۹۶
۶	۲۹/۷	۳۸/۸	۴۱/۳	۱۲۳/۶۴	۱۰۳/۴۲	۱۲۳/۸۴
...	.	.	.	.	.	.
	.	.	.	.	.	.
	.	.	.	.	.	.
n	۲۰	۴۴	۴۴	۱۳۴/۴۲	۹۱/۱۴	۱۳۴/۴۲

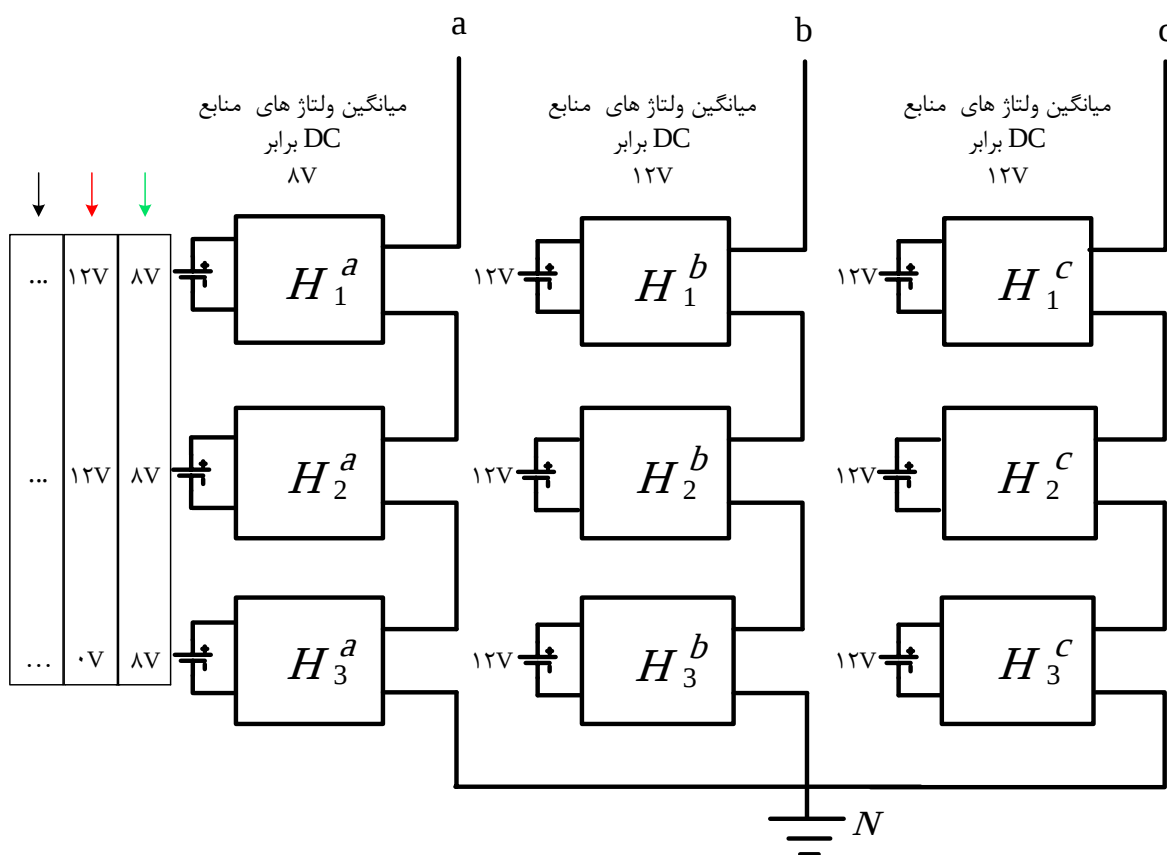
جدول ۳-۳: مدولاسیون‌های سه فاز برای تولید ولتاژ خروجی ۶۳ ولت

حالت	V_{aN} (V)	V_{bN} (V)	V_{cN} (V)	M_a	M_b	M_c
۱	۳۶/۳	۳۶/۳	۳۶/۴	۱/۰.۰۹	۱/۰.۱۰	۱/۰.۱۱
۲	۳۵/۱	۳۵/۸	۳۸/۱۵	۰/۹۷	۰/۹۹	۱/۰.۵
۳	۳۴/۲	۳۶/۲	۳۸/۷۵	۰/۹۵	۱/۰.۰۷	۱/۰.۷
۴	۳۳/۱	۳۸/۰.۱	۳۸/۱۱	۰/۹۲	۱/۰.۵۶	۱/۰.۵۸
۵	۳۰/۸	۳۸/۸۲	۳۹/۹۷	۰/۸۵	۱/۰.۷	۱/۱.۱
...	.	.	.	.	.	.
	.	.	.	.	.	.
	.	.	.	.	.	.
n	۲۰	۴۴	۴۴	۰/۵۸	۱/۲۲	۱/۲۲

۳-۳- روش پیشنهادی در برابر عدم تعادل منابع ورودی

از آنجا که مبدل‌های چند سطحی برای رنج توانی خاصی ساخته می‌شوند. بنابراین هر مبدلی دارای توان نامی و ولتاژ نامی خاصی است و قادر به تولید ولتاژ خروجی مشخصی است. مبدل استفاده شده در این پایان‌نامه یک مبدل ۳ فاز ۷ سطحی با ولتاژ خط خروجی ۶۳ ولت است. ماکسیمم ولتاژ مربوط به هر یک از سلول‌ها برابر ۱۲ ولت است و با توجه به عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی رنج ولتاژ منابع DC ورودی بین ۰ الی ۱۲ ولت قابل تغییر است. بحث حایز اهمیت دیگر این است که تلورانس مجاز ولتاژ خروجی خط چه مقدار می‌باشد؟ با توجه به استاندارد ANSI C184/1 مقدار تلورانس مجاز ولتاژ خط خروجی برابر ۵٪ است [۳۰]. در این پایان‌نامه تلورانس مجاز را ۵٪ فرض شده است که در سطح ولتاژ مبدل ارائه شده این تلورانس برابر $\pm 3V$ است.

در مرحله اول با توجه به رابطه (۳-۱۶) ابتدا باید تعداد حالت‌هایی از ولتاژ فازها، که منجر به تولید ولتاژ خروجی ۶۳ ولت می‌شود را بدست آورد. با توجه به بهینه‌سازی رابطه (۳-۱۶) تعداد حالات مختلفی که منجر به تولید ولتاژ خروجی ۶۳ ولت می‌شوند در جدول ۳-۲ آورده شده است. هرچه از حالت ۱ به سمت حالت n پیش روی کنید، شرایط عدم تعادل در ولتاژ فازها بیشتر خواهد شد. به گونه‌ای که حالت n بدترین حالت ممکن برای تولید ولتاژ ۶۳ ولت می‌باشد. اگر ولتاژ فازها از مقدار گزارش شده در حالت n، کمتر شود مبدل قادر به تامین ولتاژ خط ۶۳ ولت به صورت دقیق نخواهد بود. با توجه به رابطه (۳-۱۶) با داشتن ولتاژ فازها در جدول یک و تقسیم آن بر ولتاژ مبنا در هر فاز که برابر ۳۶ ولت است دامنه مدولاسیون مربوط به هر فاز در جدول ۳-۳ بدست می‌آید. دامنه مدولاسیون‌های بدست آمده بدون در نظر گرفتن شرایط تعادل هارمونیک سوم در سه فاز هستند. با در نظر گرفتن شرط تعادل هارمونیک سوم سه فاز، دامنه این مدولاسیون‌ها کاهش می‌یابد زیرا شرط تعادل هارمونیک سوم، موجب کاهش درجه آزادی در بهینه‌سازی می‌شود. با توجه به رابطه‌ی خطی بین دامنه مدولاسیون و میانگین ولتاژهای DC، مجموع ولتاژهای منابع DC هر فاز بدست می‌آید.



شکل ۳-۸: نمایش حالت‌های مختلف چینش ولتاژهای DC ورودی مربوط به حالت (۸V، ۱۲V، ۱۲V)

با به کارگیری روش میانگین ولتاژهای DC یک فاز تعداد حالات مختلف ولتاژهای منابع DC یک فاز به یک حالت واحد تبدیل می‌شوند. و همچنین اثر جایگشت ولتاژهای DC در یک فاز نیز حذف خواهد شد. باز نویسی جدول (۳-۲) برحسب میانگین ولتاژهای DC در جدول (۴-۳) آورده شده است که هر یک از حالت‌های آن منجر به تولید ولتاژ خط ۶۳ ولت می‌شود. از آنجا که محاسبات مربوط به زوایای کلیدزنی به میانگین ولتاژهای DC بستگی دارد، این جدول کمک بسیاری در محاسبه زوایای کلیدزنی می‌کند. همانطور که در جدول (۴-۳) مشاهده می‌کنید حالت (۸V، ۱۲V، ۱۲V) (۸ میانگین ولتاژهای DC فاز a، ۱۲ میانگین ولتاژهای DC فاز b و ۱۲ میانگین ولتاژهای DC فاز c) بدترین حالت نامتعادلی سه فاز است زیرا اختلاف میانگین ولتاژهای DC سه فاز نسبت به هم حداکثر است. نحوه چینش ولتاژهای DC مربوط به سه سلول با میانگین ولتاژهای DC ۸V، ۹V، ۱۰V و ۱۱V در فاز نامتعادل می‌تواند تعداد حالت‌های مختلفی داشته باشد. برای بیان بهتر نحوه چینش ولتاژهای DC در فاز نامتعادل

جدول ۳-۴: عدم تعادل سه فاز بر حسب میانگین ولتاژهای DC سه فاز

حالت	میانگین ولتاژهای DC فاز a				میانگین ولتاژهای DC فاز b	میانگین ولتاژهای DC فاز c																					
۱	<table><tr><td rowspan="2">۱۲۷</td><td>H₁</td><td>H₂</td><td>H₃</td></tr><tr><td>۱۲۷</td><td>۱۲۷</td><td>۱۲۷</td></tr></table>				۱۲۷	H ₁	H ₂	H ₃	۱۲۷	۱۲۷	۱۲۷	۱۲۷	۱۲۷														
۱۲۷	H ₁	H ₂	H ₃																								
	۱۲۷	۱۲۷	۱۲۷																								
۲	<table><tr><td rowspan="5">۱۱۷</td><td>حالت</td><td>H₁</td><td>H₂</td><td>H₃</td></tr><tr><td>۱</td><td>۱۱۷</td><td>۱۱۷</td><td>۱۱۷</td></tr><tr><td>۲</td><td>۱۲۷</td><td>۱۱۷</td><td>۱۰۷</td></tr><tr><td>۰</td><td colspan="3">۰</td></tr><tr><td>۰</td><td colspan="3">۰</td></tr></table>				۱۱۷	حالت	H ₁	H ₂	H ₃	۱	۱۱۷	۱۱۷	۱۱۷	۲	۱۲۷	۱۱۷	۱۰۷	۰	۰			۰	۰			۱۲۷	۱۲۷
۱۱۷	حالت	H ₁	H ₂	H ₃																							
	۱	۱۱۷	۱۱۷	۱۱۷																							
	۲	۱۲۷	۱۱۷	۱۰۷																							
	۰	۰																									
	۰	۰																									
۳	۰				۰	۰																					
۴	۰				۰	۰																					
۵	<table><tr><td rowspan="5">۸۷</td><td>حالت</td><td>H₁</td><td>H₂</td><td>H₃</td></tr><tr><td>۱</td><td>۹۷</td><td>۹۷</td><td>۹۷</td></tr><tr><td>۲</td><td>۱۲۷</td><td>۱۲۷</td><td>۰</td></tr><tr><td>۰</td><td colspan="3">۰</td></tr><tr><td>۰</td><td colspan="3">۰</td></tr></table>				۸۷	حالت	H ₁	H ₂	H ₃	۱	۹۷	۹۷	۹۷	۲	۱۲۷	۱۲۷	۰	۰	۰			۰	۰			۱۲۷	۱۲۷
۸۷	حالت	H ₁	H ₂	H ₃																							
	۱	۹۷	۹۷	۹۷																							
	۲	۱۲۷	۱۲۷	۰																							
	۰	۰																									
	۰	۰																									
۶	۱۰۷				۱۰۷	۱۲۷																					
۷	۱۱۷				۱۱۷	۱۲۷																					
۸	۹۷				۱۱۷	۱۲۷																					

در یک نگاه، به شکل (۸-۳) توجه کنید. شکل (۸-۳)، حالت خاصی از نحوه چینش ولتاژهای DC مربوط به حالت (۱۲۷، ۱۲۷، ۸۷) از جدول (۴-۳) را نشان می‌دهد. همانطور که در جدول (۴-۳) مشخص است تعداد حالت‌های چینش ولتاژهای DC مربوط به سه سلول (H_3, H_2, H_1) برای تولید میانگین ولتاژ DC، ۸ ولت بسیار زیاد است. در شکل (۸-۳) دو حالت مربوط به بهترین حالت عدم تعادل [۸۷، ۸۷، ۸۷] و بدترین حالت عدم تعادل [۰، ۰، ۰] [۱۲۷، ۱۲۷] نشان داده شده است. همانطور که حالت‌های مختلف نامتعادلی دیده می‌شود خطای تک سلولی نیز در این روش پشتیبانی می‌شود. نکته قابل اهمیت دیگر در جدول (۴-۳) قابل مشاهده است اختلاف حالت‌ها نسبت به هم برابر یک ولت است. دلیل این امر این است که تغییرات کمتر از یک ولت از میانگین ولتاژهای منابع DC در یک فاز از سه فاز، در محدوده مجاز تلورانس مربوط به استاندارد ANSI C184/1 قرار می‌گیرد که می‌توان از آن چشم پوشی کرد. به طور مثال زوایای کلیدزنی مربوط به حالت (۱۲۷، ۱۲۷، ۸۷) که منجر به تولید ولتاژ خط متعادل با دامنه ۶۳ ولت می‌شود. استفاده از همین زوایای کلیدزنی برای حالت (۱۲۷، ۱۲۷، ۹۷) و با اعمال متعادل سازی طبق رابطه (۳-۱۶)، منجر به تولید ولتاژ خط متعادل با دامنه ۶۶ ولت می‌شود، همین طور استفاده از همین زوایای کلیدزنی برای حالت (۱۲۷، ۱۲۷، ۷۷) و با اعمال متعادل سازی طبق رابطه (۳-۱۶)، منجر به ولتاژ خط متعادل با دامنه ۶۰ ولت می‌شود. چون اختلاف دامنه ولتاژهای خروجی از دامنه اصلی، در محدوده مجاز استاندارد ANSI C184/1 قرار می‌گیرد می‌توان زوایای کلیدزنی را اصلاح نکرد. در این صورت می‌توان از زوایای کلیدزنی محاسبه شده برای یک حالت از عدم تعادل برای دو حالت دیگر نیز استفاده کرد و تعداد حالت‌های مربوط به محاسبه زوایای کلیدزنی را کاهش داد. در صورتی در هر یک از حالت‌ها که قصد تولید ولتاژ خط ۶۳ ولت وجود داشته باشد باید زوایای کلیدزنی مربوط به سه فاز را اصلاح کرد.

۳-۳-۱- نحوه کنترل ولتاژ خروجی در شرایط عدم تعادل ولتاژهای ورودی

هدف این روش استفاده از حداکثر ظرفیت منابع DC در هر فاز است. هر فازی که میانگین ولتاژ DC بیشتری داشته باشد، سهم بیشتری در تولید ولتاژ خروجی دارد. بنابراین با این الگوریتم، تشخیص فازی که میانگین

ولتاژهای DC کمتری دارد آسان است. از این جهت که با توجه به جدول شماره یک مجموع ولتاژ فازهای a, b, c در تمامی حالت‌های مختلف برای تولید ولتاژ خروجی ۶۳ ولت برابر ۱۰۹ ولت و با در نظر گرفتن تلورانس مطابق استاندارد IEC 60038، که برابر $\pm 6V$ است تلورانس مجاز مجموع ولتاژ فازهای a, b, c در (۳-۱۷) آورده شده است. با اندازه گیری ولتاژ فازهای a, b, c اگر رابطه (۵-۱۶) برقرار بود نیازی به تغییر زوایای کلیدزنی نیست. با توجه به این که در جدول Look up Table زوایای کلیدزنی مربوط به سه فاز در حالت‌های مختلف آورده شده است. بنابراین با داشتن زوایای کلیدزنی ولتاژهای هر فاز قابل محاسبه هستند و در صورت عدم برقراری را (۳-۱۷)، ولتاژهای مربوط به هر فاز اندازه گیری می‌شود و نزدیک‌ترین ولتاژهای فاز در جدول Look up Table برای تولید ولتاژ خط ۶۳ ولت انتخاب می‌شود. با استفاده از این الگوریتم نیاز به سه سنسور ولتاژ در هر فاز و یک سنسور ولتاژ برای خط جهت تشخیص نامتعادلی نیاز است.

$$103 \leq V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} \leq 115 \quad (۳-۱۷)$$

۳-۳-۲- استراتژی ارائه شده برای متعادل سازی ولتاژ خط نامتعادل:

با توجه به این که در سیستم سه فاز سه سیمه متعادل، هارمونیک سوم به خودی خود حذف می‌شود. بنابراین چالشی در حذف هارمونیک سوم وجود ندارد. ولی در سیستم سه فاز نامتعادل، هارمونیک سوم به خودی خود حذف نمی‌شود که باعث نامتعادلی در ولتاژ خط می‌شود. برای حذف هارمونیک سوم باید دامنه‌های هارمونیک سوم هر یک از فازها با هم برابر قرار داده شوند. فازی که دامنه ولتاژ کمتر، دامنه هارمونیک سوم کمتری را دارد. بنابراین فازی که میانگین ولتاژهای DC کمتری را دارد میانگین دامنه هارمونیک سوم و نهم آن نیز کمتر است. برای کاهش اثر هارمونیک سوم در سیستم سه فاز نامتعادل، باید میانگین هارمونیک سوم و نهم فاز با دامنه کمتر، با دو فاز دیگری که میانگین ولتاژهای DC بیشتری دارند برابر قرار داده شوند تا اثر نامتعادلی مربوط به هارمونیک سوم در شرایط عدم تعادل کاهش یابد (۳-۱۸). با توجه به تقارن یک چهارم سیکل زوایای کلیدزنی، ضریب A_n از جملات سری فوریه حذف می‌شود. بنابراین $\tan^{-1}(\frac{B_n}{A_n}) = \frac{\pi}{2}$ و اختلاف زوایای هارمونیک سوم میان فازهای

مختلف برابر صفر می شود و برخلاف روش های قدیمی نیازی به برابر قرار دادن زوایای مربوط به هارمونیک سوم فاز خطادار با فازهای سالم نیست (۳-۱۹).

$$\sqrt{A_{a3}^2+B_{a3}^2}=\sqrt{A_{b3}^2+B_{b3}^2}=\sqrt{A_{c3}^2+B_{c3}^2} \xrightarrow{A_{a3}=A_{b3}=A_{c3}=0} |B_{a3}|=|B_{b3}|=|B_{c3}| \quad (۳-۱۸)$$

$$\tan^{-1}\left(\frac{B_{a3}}{A_{a3}}\right)-\tan^{-1}\left(\frac{B_{b3}}{A_{b3}}\right)=\tan^{-1}\left(\frac{B_{b3}}{A_{b3}}\right)-\tan^{-1}\left(\frac{B_{c3}}{A_{c3}}\right)=\tan^{-1}\left(\frac{B_{c3}}{A_{c3}}\right)-\tan^{-1}\left(\frac{B_{a3}}{A_{a3}}\right)=0 \quad (۳-۱۹)$$

تابع هدف جدید برای محاسبه زوایای کلیدزنی با اعمال شرایط حذف هارمونیک سوم مطابق روابط زیر است. با فرض این که میانگین ولتاژهای DC فاز a از دو فاز دیگر کمتر است (رابطه (۳-۲۰)):

برای فاز a:

$$OF=\left(\frac{4*E_{ave}}{\pi}\left(\sum_{n=5,7,11,13,17}^{19}\frac{1}{n}(\cos(n*\alpha_1)+\cos(n*\alpha_2)+\cos(n*\alpha_3)-\cos(n*\alpha_4)-\cos(n*\alpha_5))\right)\right)^2 + \left(\frac{4*E_{ave}}{\pi}((\cos(\alpha_1)+\cos(\alpha_2)+\cos(\alpha_3)-\cos(\alpha_4)-\cos(\alpha_5))-M*\Sigma E)\right)^2 \quad (۳-۲۰)$$

$$B_{3\&9}^a=\frac{[\cos(3\alpha_1)+\cos(3\alpha_3)+\cos(3\alpha_5)-\cos(3\alpha_2)-\cos(3\alpha_4)+\cos(9\alpha_1)+\cos(9\alpha_3)+\cos(9\alpha_5)-\cos(9\alpha_2)-\cos(9\alpha_4)]}{2} \quad (۳-۲۱)$$

بعد از بهینه سازی زوایای کلیدزنی $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5)$ به ازای دامنه مدولاسیون مورد نظر مقدار میانگین دامنه هارمونیک سوم و نهم مربوط به فاز a محاسبه می شود (رابطه (۳-۲۱)).

برای فاز b:

$$OF=\left(\frac{4*E_{ave}}{\pi}\left(\sum_{n=5,7,11,13,17}^{19}\frac{1}{n}(\cos(n*\alpha_1)+\cos(n*\alpha_2)+\cos(n*\alpha_3)-\cos(n*\alpha_4)-\cos(n*\alpha_5))\right)\right)^2 + \left(\frac{4*E_{ave}}{\pi}((\cos(\alpha_1)+\cos(\alpha_2)+\cos(\alpha_3)-\cos(\alpha_4)-\cos(\alpha_5))-M*\Sigma E)\right)^2 \quad (۳-۲۲)$$

$$B_3^b = B_{3\&9}^a$$

برای فاز c:

$$OF = \left(\frac{4 \cdot E_{ave}}{\pi} \left(\sum_{n=5, 7, 11, 13, 17}^{19} \frac{1}{n} (\cos(n \cdot \alpha_1) + \cos(n \cdot \alpha_2) + \cos(n \cdot \alpha_3) - \cos(n \cdot \alpha_4) - \right. \right. \\ \left. \left. \cos(n \cdot \alpha_5)) \right) \right)^2 + \left(\frac{4 \cdot E_{ave}}{\pi} ((\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4) - \cos(\alpha_5)) - M \cdot \Sigma E) \right)^2 \quad (23-3)$$

$$B_3^c = B_{3\&9}^a$$

سپس برای محاسبه زوایای کلیدزنی فاز b و c به ازای مدولاسیون‌های مورد نظر جهت تولید ولتاژ خط ۶۳ ولت، مقدار دامنه‌ی هارمونیک سوم آن‌ها در تابع هدفشان برابر رابطه (۲۱-۳) قرار می‌گیرد. به عبارت دیگر برای بهینه‌سازی زوایای کلیدزنی مربوط به فاز b و c که در رابطه (۲۲-۳) و (۲۳-۳) آورده شده است. از رابطه (۲۱-۳) به عنوان قیدی جهت کاهش هارمونیک سوم ولتاژ خط به کار گرفته می‌شود. باید در نظر داشت در مواقعی که میانگین ولتاژهای DC دو فاز با هم یکسان هستند محاسبات مربوط به زوایای کلیدزنی این دو فاز یک بار انجام می‌شود (رابطه (۲۲-۳) و (۲۳-۳) یکسان اند). با داشتن زوایای کلیدزنی ولتاژهای فاز نیز قابل محاسبه هستند و با داشتن مقدار ولتاژهای هر فاز و جایگذاری آن در رابطه (۱۶-۳) اختلاف زوایای بین هر فاز بدست می‌آید. در نتیجه این زوایای کلیدزنی و اختلاف زوایای بین ولتاژهای سه فاز، برای حالت‌های مختلف که در جدول (۴-۵) آورده شده است محاسبه می‌شود و از طریق جدول Look up Table بر روی پردازنده بارگذاری خواهد شد.

روش به کار رفته در این پایان‌نامه، برای مبدل‌های با تعداد سطوح بالا و رنج ولتاژ خروجی مختلف نیز قابل استفاده است. مثلاً برای ولتاژ خروجی با رنج ۳۸۰ ولت تلورانس مجاز آن برابر تقریباً ۲۰ ولت خواهد بود که این رنج تلورانس باعث بوجود آمدن تعداد حالت‌های زوایای کلیدزنی یکسان برابر ولتاژ خط ۶۳ ولت دارد.

فصل چهارم

نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

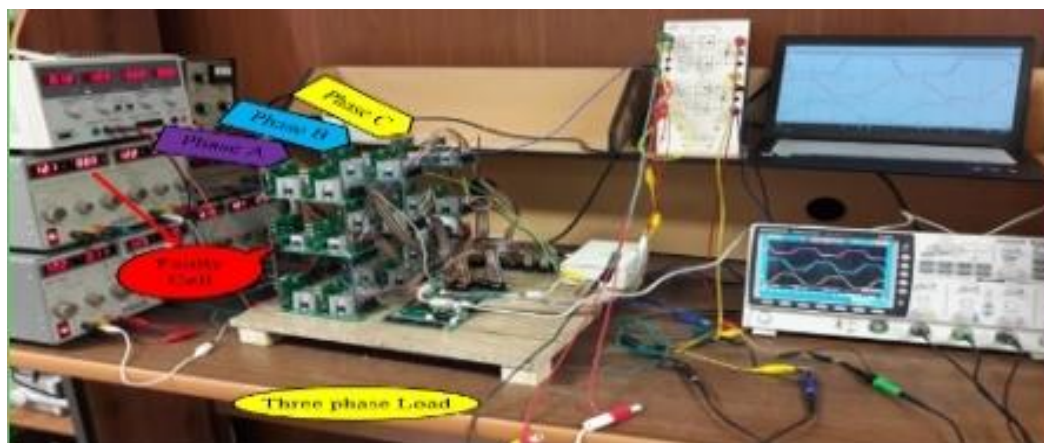
۱-۴- مشخصات مبدل آزمایشگاهی

در جدول ۱-۴ شرایط و وسایل آزمایشگاهی جهت تست آزمایشگاهی گفته شده و در شکل ۱-۴ نمایش داده شده است.

از آنجا که مدولاسیون استفاده شده در این مبدل از نوع SHM تک قطبی است. بنابراین برای کنترل چهار ماسفت در هر پل متوالی نیاز به دو سیگنال کلیدزنی است. که برای مبدل سه فاز هفت سطحی ارائه شده نیاز به نوزده

جدول ۱-۴: توصیف مبدل سه فاز ۷ سطحی آزمایشگاهی

۱۲ ولت	حداکثر ولتاژ منابع تغذیه DC
۵۰ هرتز	فرکانس خروجی مبدل
۱۰۰ هرتز و ۵۰ هرتز	فرکانس کلیدزنی
۹	تعداد کل سلول ها
IRF 640n	مدل کلید
DSP TMS320F28335	نوع پردازنده
۱۰۰ اهم	بار سه فاز

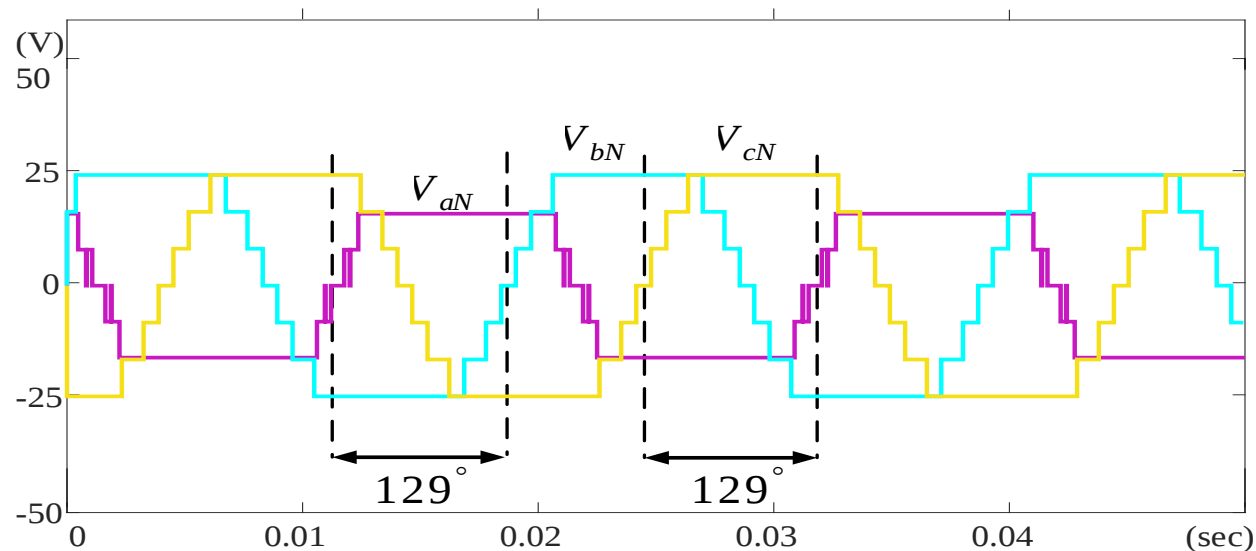


شکل ۱-۴: نمونه آزمایشگاهی از مبدل سه فاز ۷ سطحی

سیگنال کلیدزنی وجود دارد. که این سیگنال‌ها توسط پایه های ورودی یا خروجی (GPIO) از پردازنده DSP TMS320F28335 به مبدل اعمال می‌شود. سیگنال‌های کلیدزنی سه فاز از طریق بلوک MATLAB Function بر روی هر یک از پایه های GPIO از DSP بارگذاری شده و از طریق نرم افزار واسط^۲ CCS کد تولیدی از نرم افزار سیمولینک متلب به کد زبان C تبدیل شده و بر روی پردازنده DSP بارگذاری می‌شود. و شکل موج‌های ولتاژ خروجی را در ادامه مشاهده خواهید کرد. در ادامه به مقایسه نتایج بدست آمده از مبدل آزمایشگاهی با شبیه‌سازی انجام شده در نرم افزار MATLAB/Simulink پرداخته شده است.

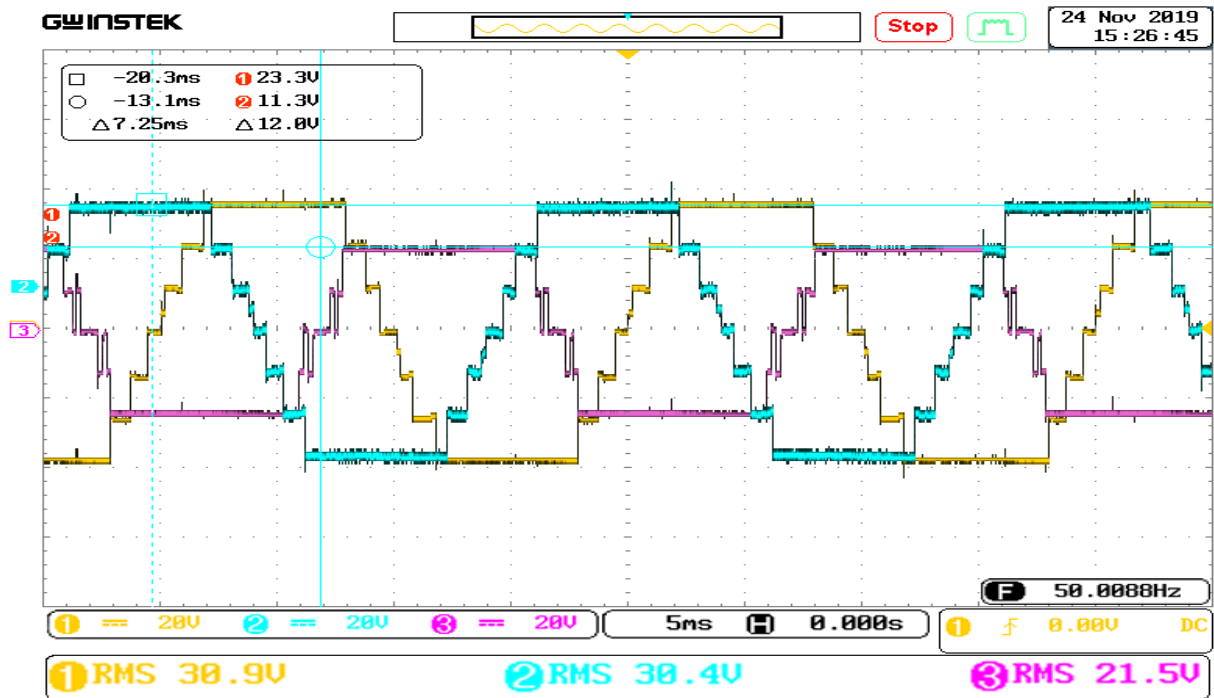
۴-۲- ولتاژهای فاز خروجی " V_{aN} "، " V_{cN} " و " V_{bN} " در شرایط پس از خطا

همانطور که در شکل ۴-۲ قابل مشاهده است ولتاژهای خط متعادل بوده و باهم اختلاف فاز 129° دارند و دامنه فازهای V_{aN} و V_{bN} ، V_{cN} به ترتیب برابر $42/3$ ، $42/3$ و $29/94$ بوده و THD آن‌ها به ترتیب برابر $17/47\%$ ، $17/47\%$ و $31/33\%$ است. به دلیل تشابه دو شکل موج V_{bN} و V_{cN} مربوط به V_{cN} در شکل ۴-۲ نمایش داده شده است.

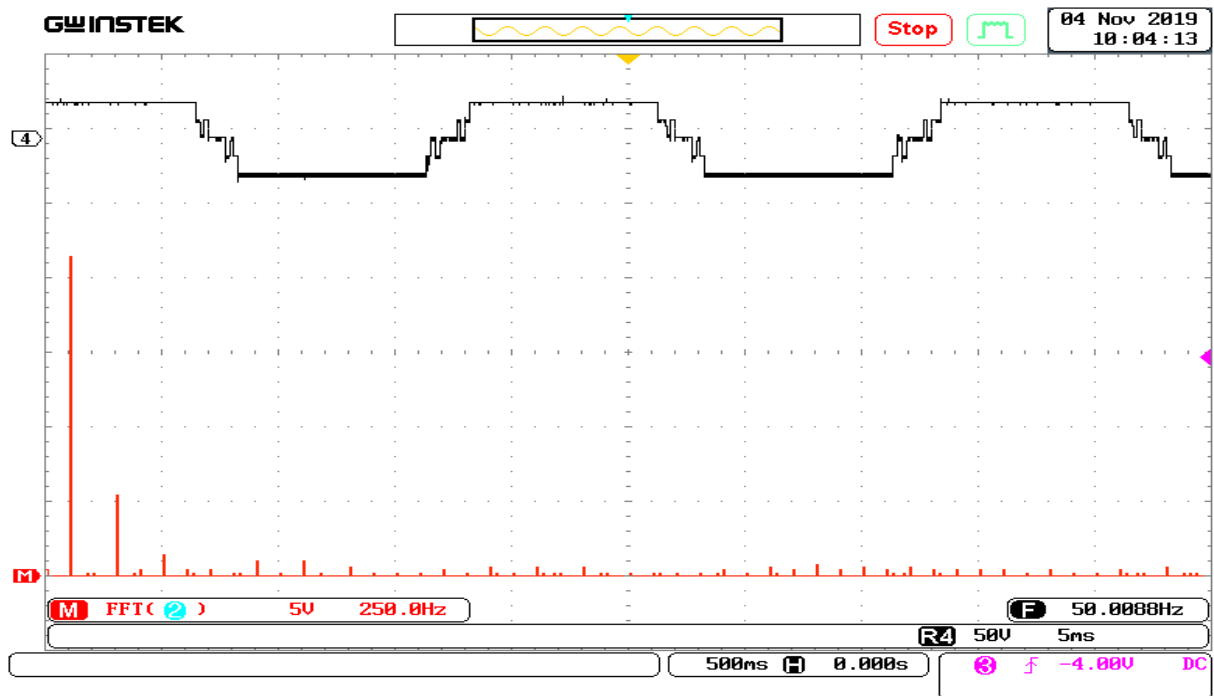


¹ General Purpose Input/Output

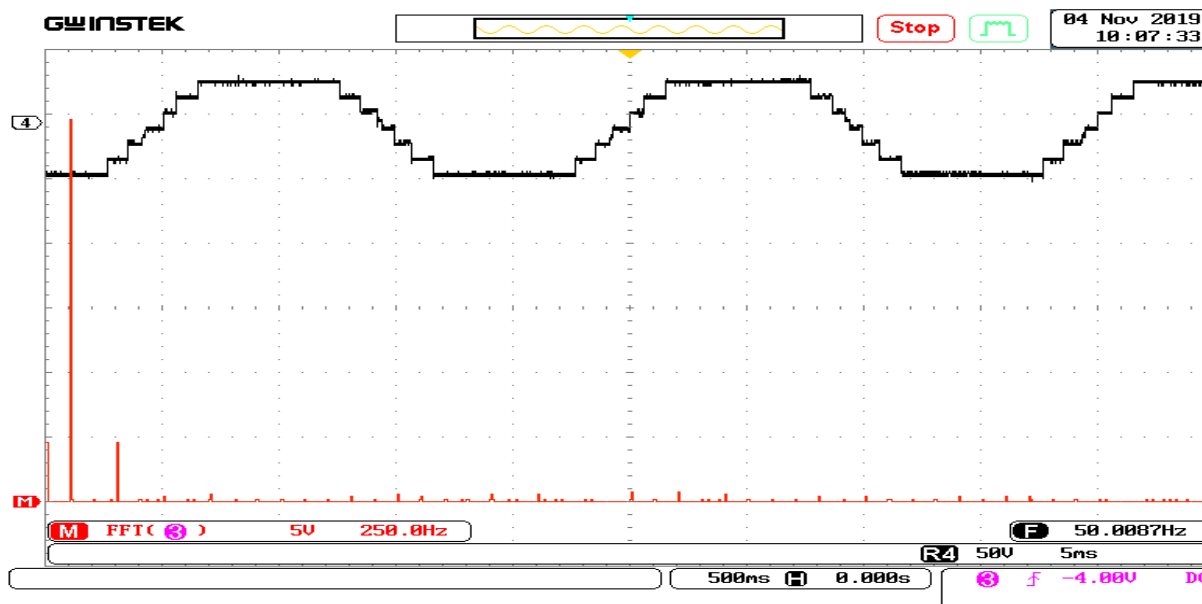
² Code Composer Studio



الف



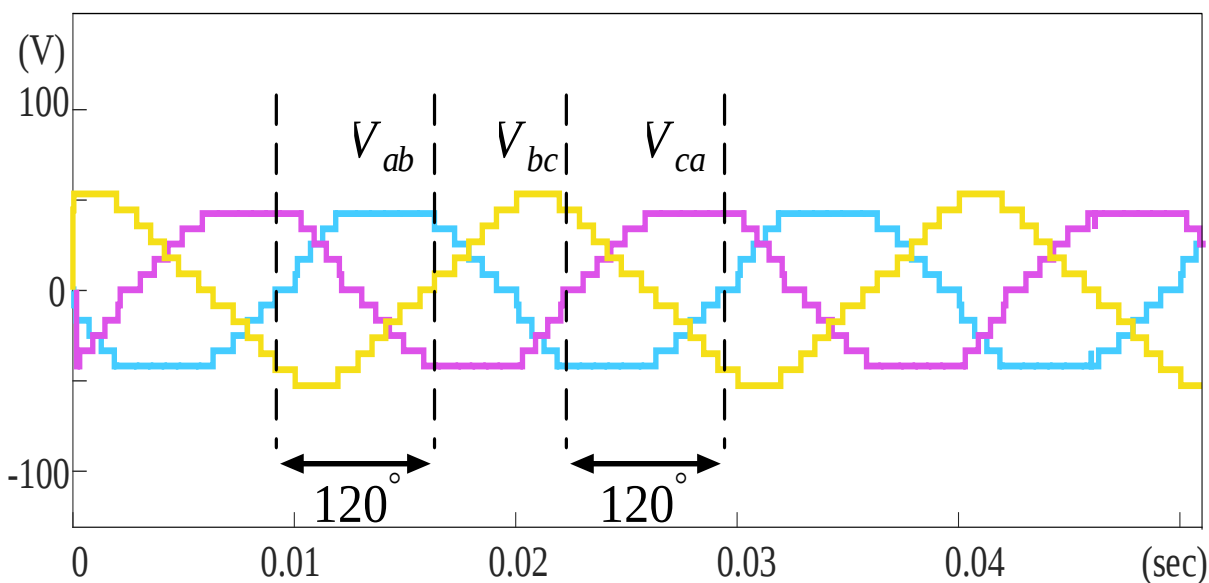
ب

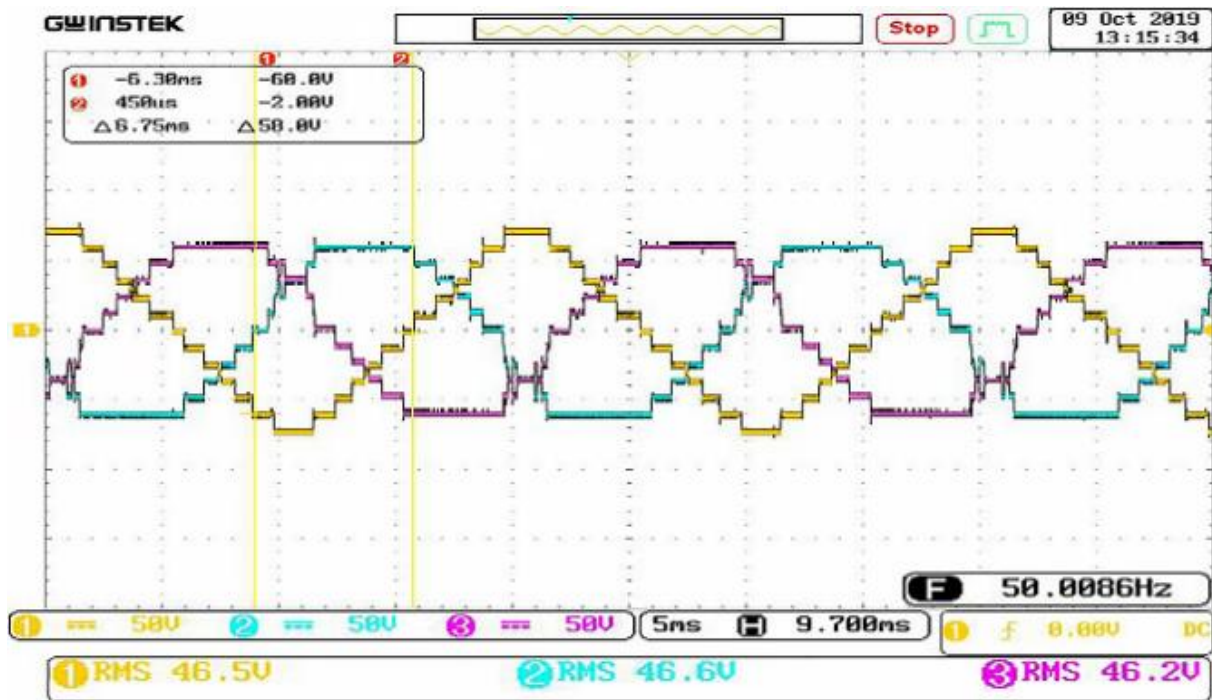


ج

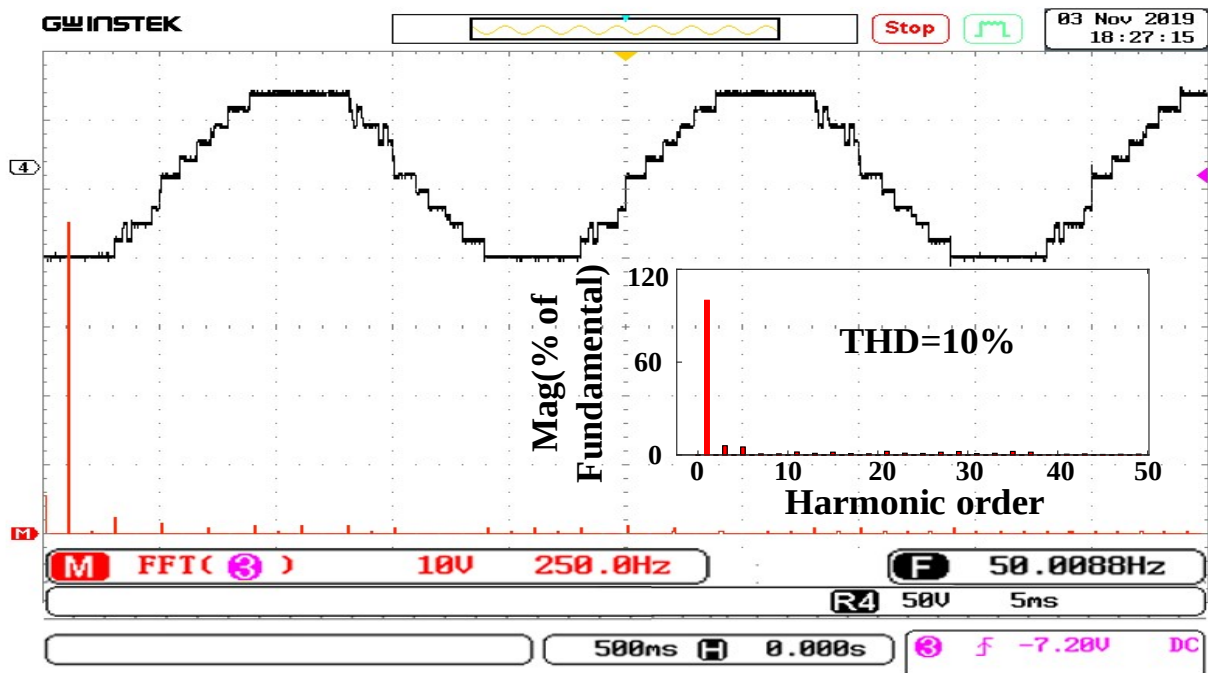
شکل ۴-۲: الف) شکل موج ولتاژ خروجی فازهای a,b,c در شرایط خطای تک کلید بر روی فاز “a” ب) طیف هارمونیک “ V_{aN} ” ج) طیف هارمونیک “ V_{cN} ”

۴-۳- ولتاژهای خط خروجی “ V_{ac} ”، “ V_{bc} ” و “ V_{ab} ” در شرایط پس از خطا

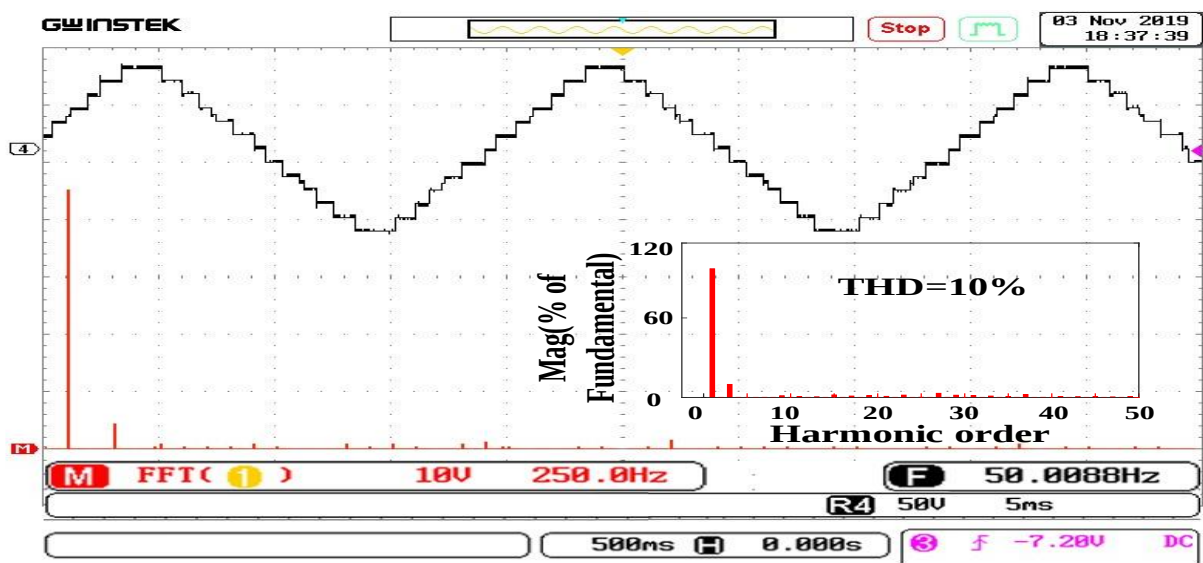




الف



ج

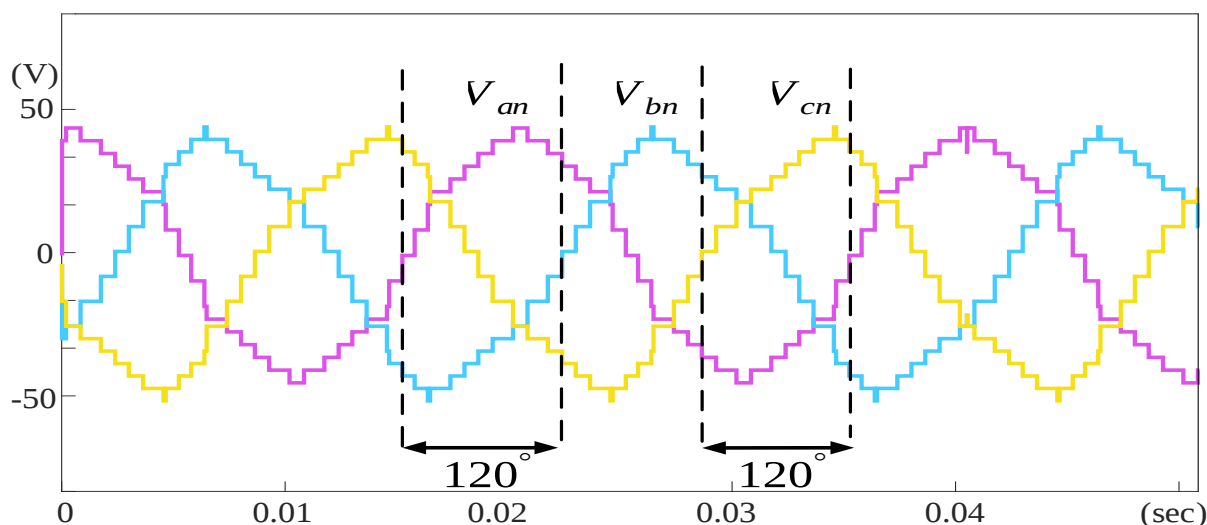


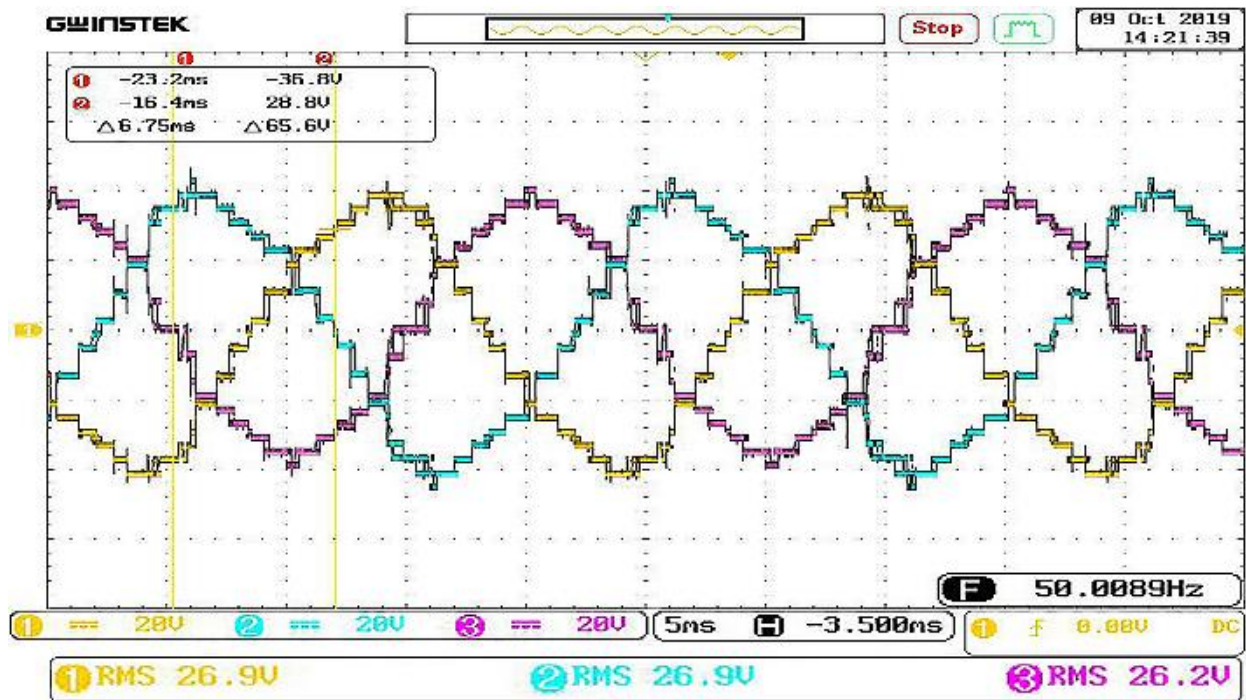
ج

شکل ۴-۳: الف) شکل موج ولتاژ خطبه خط خروجی شرایط خطای تک کلید بر روی فاز “a” ب) طیف هارمونیکی “ V_{ab} ” ج) طیف هارمونیکی “ V_{ca} ”

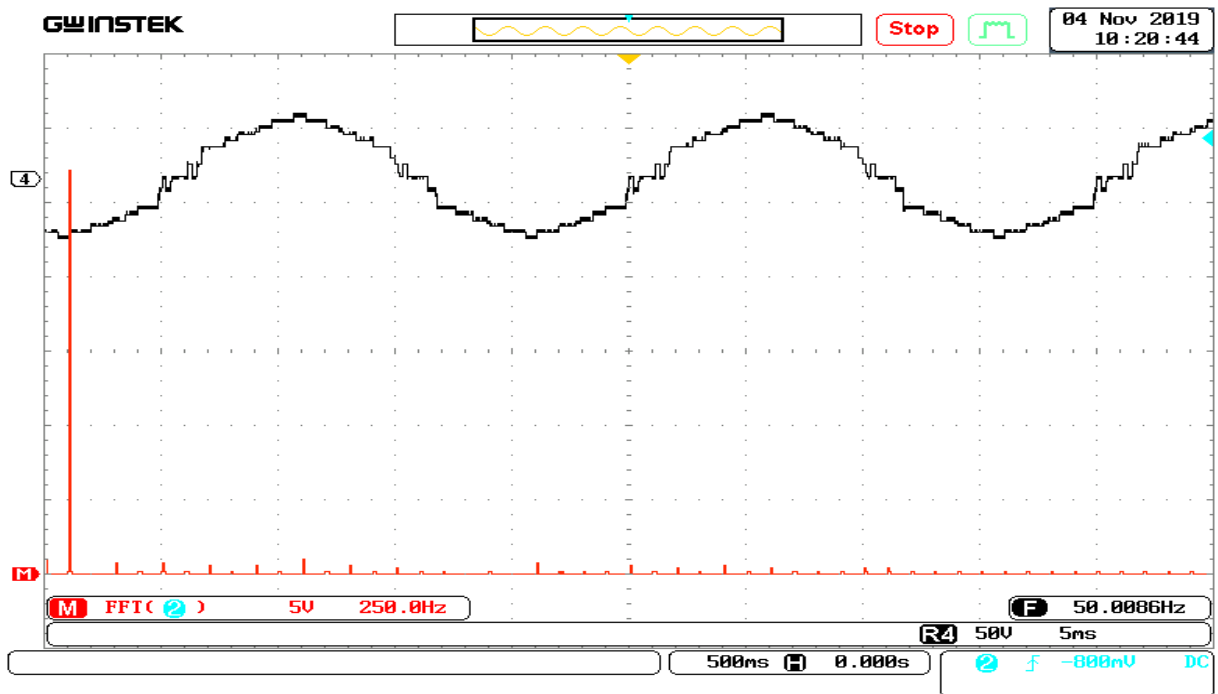
همانطور که در شکل ۴-۳ قابل مشاهده است ولتاژهای خط متعادل بوده و باهم اختلاف فاز 120° دارند و دامنه هر سه آن‌ها برابر ۶۵/۵ بوده و THD همه آن‌ها تقریباً ۱۰٪ است. به دلیل تشابه دو شکل موج “ V_{ab} ” و “ V_{ca} ” FFT مربوط به “ V_{ca} ” در شکل ۴-۳ نمایش داده شده است.

۴-۴- ولتاژهای دوسر بار “ V_{an} ”، “ V_{bn} ” و “ V_{cn} ” در شرایط پس از خطا

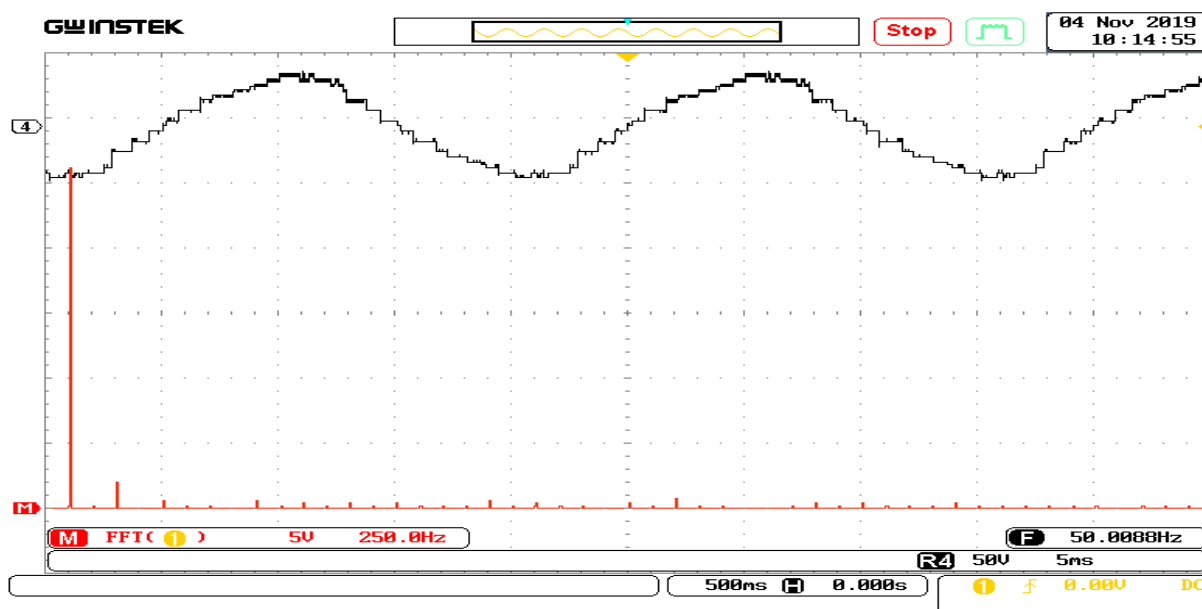




الف



ب



ج

شکل ۴-۴: الف) شکل موج ولتاژ بارهای خروجی فازهای a,b,c در شرایط خطای تک کلید بر روی فاز “a” (ب) طیف هارمونیک “ V_{an} ” (ج) طیف هارمونیک “ V_{cn} ” (د) طیف هارمونیک “ V_{bn} ”

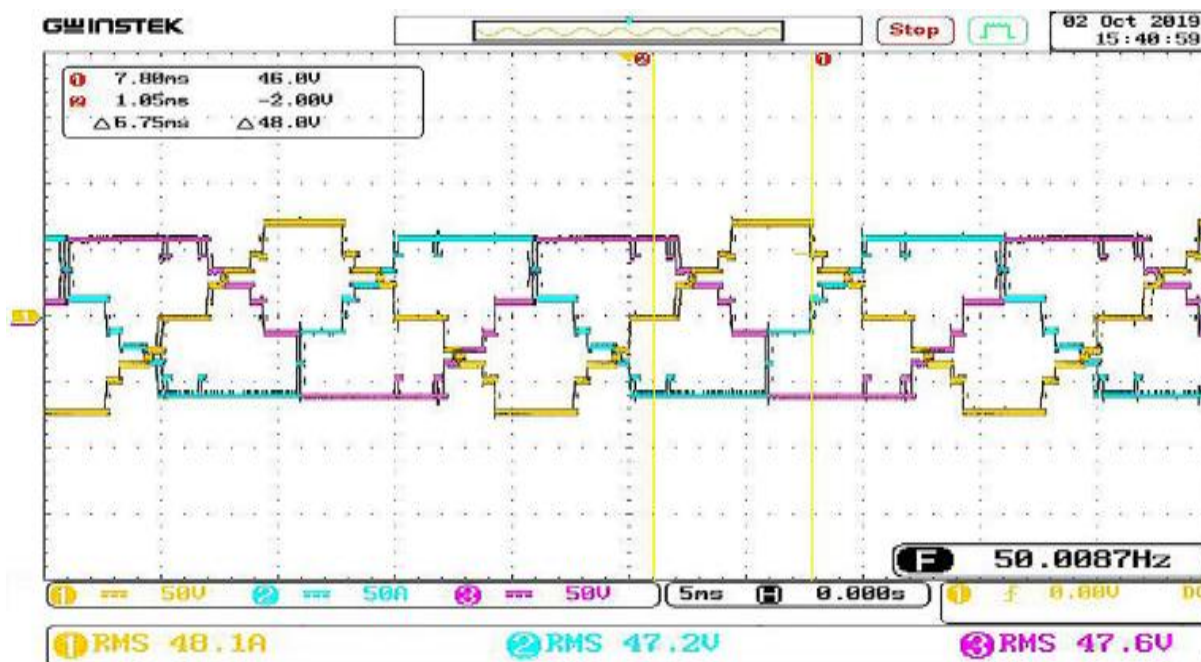
همانطور که در شکل ۴-۴ قابل مشاهده است ولتاژهای بار متعادل بوده و باهم اختلاف فاز 120° دارند و دامنه هر سه آنها برابر $37/4$ بوده و THD همه آنها تقریباً ۹٪ است.

۴-۵- حداکثر ولتاژهای خط خروجی “ V_{ac} ”، “ V_{bc} ” و “ V_{ab} ” در شرایط پس از خطا

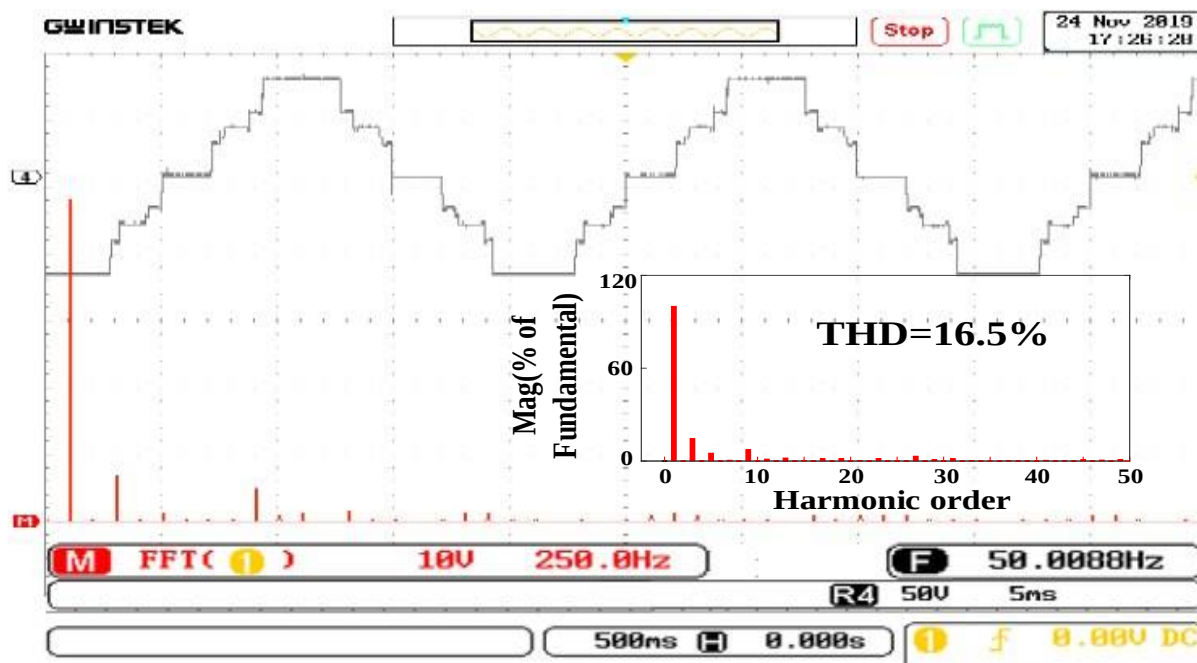
حداکثر ولتاژ خروجی بدست آمده در این روش در شکل ۴-۵ نشان داده شده است. این حالت به گونه‌ای است که اگر مبدل در حالت عملکرد عادی در مدولاسیون مازاد تا حداکثر مدولاسیون $1/1$ کار کند. در اثر وجود خطا بر روی یک سلول امکان جبران ولتاژ خط در هنگام خطا وجود خواهد داشت. دامنه ولتاژهای خط خروجی در این حالت $67,5$ ولت است. و اعوجاج هارمونیک آنها برابر $16/5$ ٪ است. با توجه به شکل ۴-۵ از آنجا که شکل موج مربوط به دو ولتاژ خروجی مشابه هم هستند. بنابراین THD یکی از این شکل‌های موج آورده شده است. با توجه

فصل چهارم: نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی

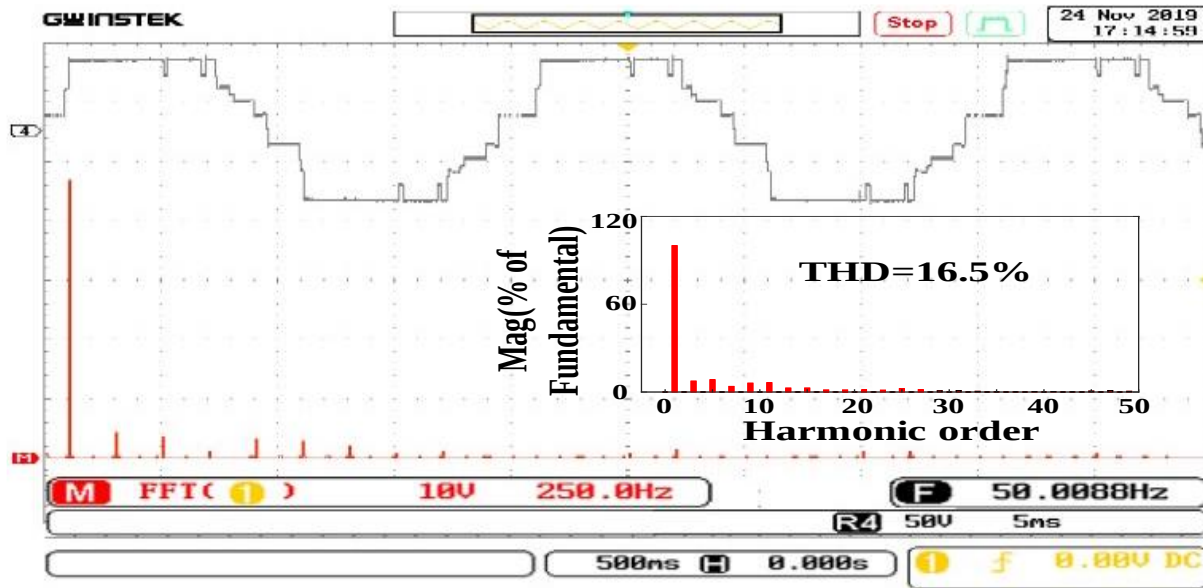
به مطابقت شکل موج ولتاژهای خروجی شبیه سازی و آزمایشگاهی در نتایج گذشته در این حالت فقط شکل موج آزمایشگاهی مربوط به ولتاژ خط قرار داده شده است.



الف



ب



ج

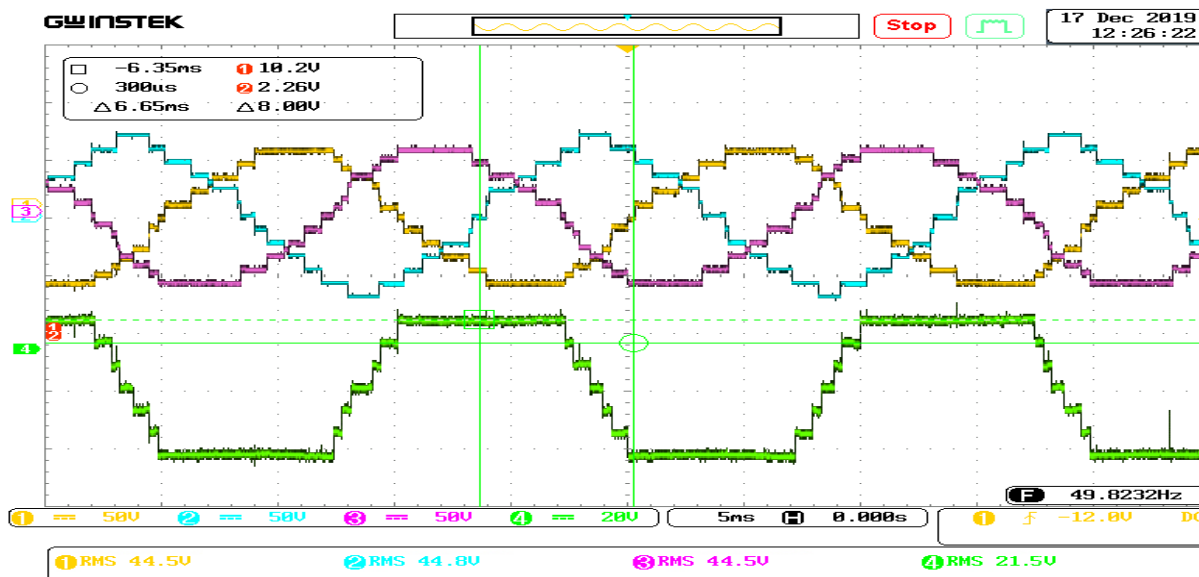
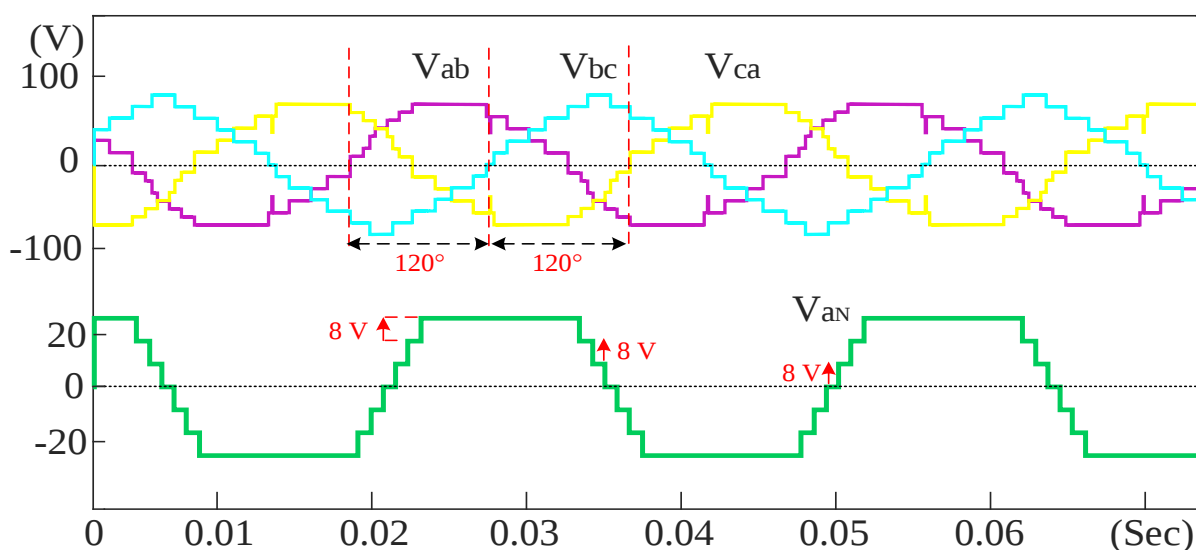
شکل ۴-۵: الف) شکل موج حداکثر ولتاژ خط به خط خروجی شرایط خطای تک کلید بر روی فاز “a” (ب) طیف هارمونیک “ V_{ab} ” (ج) طیف هارمونیک “ V_{bc} ”

۴-۶- ولتاژهای فاز و خط خروجی “ V_{aN} ”، “ V_{cN} ” و “ V_{bN} ” در شرایط عدم تعادل ولتاژهای DC ورودی

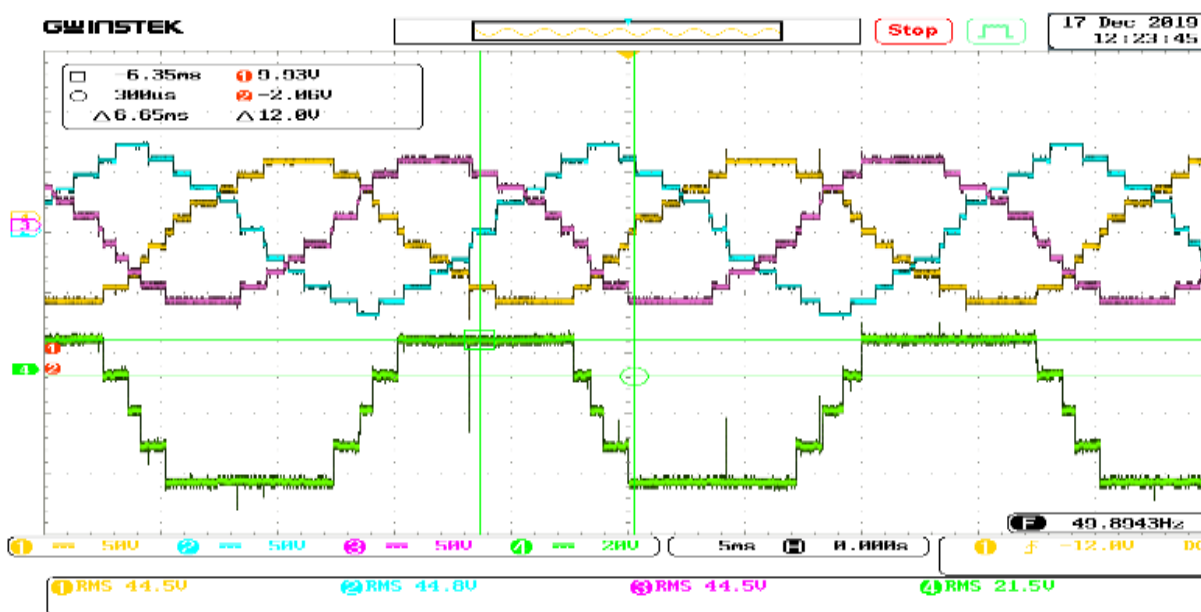
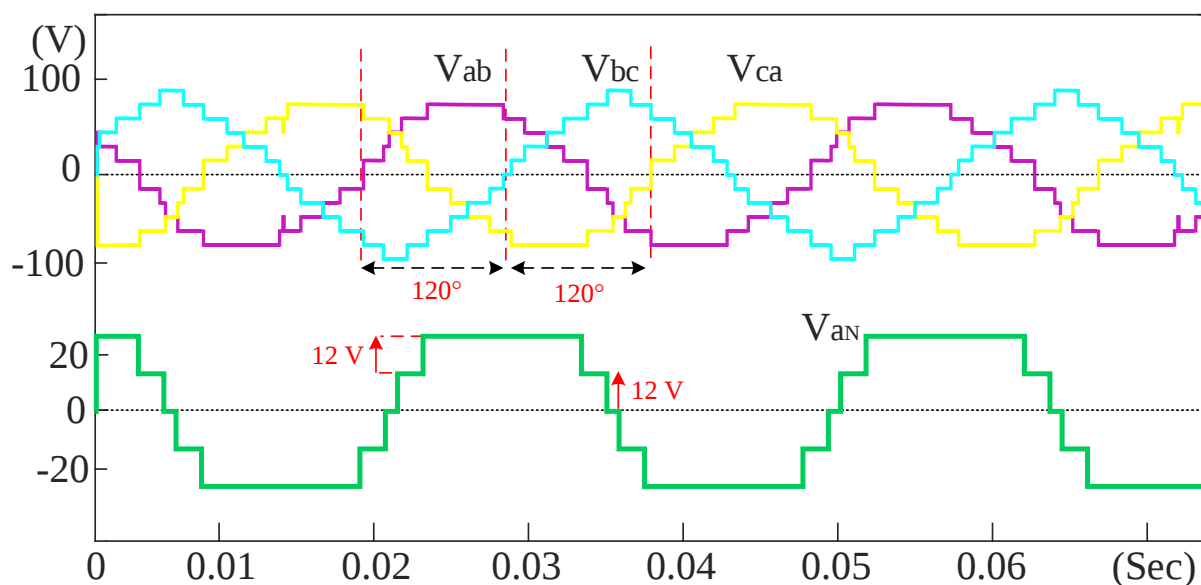
در این بخش به مقایسه نتایج آزمایشگاهی بدست آمده، با نتایج شبیه سازی شبیه سازی بدست آمده در سیمولینک متلب پرداخته شده است. در این قسمت نتایج آزمایشگاهی مربوط به دو حالت ۵ و ۶ از جدول ۳-۴ ارائه شده است و زوایای کلیدزنی مربوط به بقیه حالت ها در جدولی در انتهای این بخش ارائه شده است.

با توجه به شکل ۴-۶ پوش سبز رنگ نشان دهنده ولتاژ فاز در حالت نامتعادلی است. این شکل مربوط به بدترین حالت نامتعادلی که همان حالت ۵ در جدول ۳-۴ است. میانگین ولتاژهای DC ورودی مربوط به فاز نامتعادل برابر ۸ ولت بوده و دو فاز دیگر برابر ۱۲ ولت هستند. از آنجا که میانگین ولتاژ ۸ ولت برای سه سلول در یک فاز تعداد حالات مختلفی می تواند داشته باشد در شکل ۴-۶ دو حالت (۸V، ۸V، ۸V) که با توجه به آنچه در فصل سوم

گفته شد بهترین حالت عدم تعادلی است و حالت $(0V, 12V, 12V)$ بدترین حالت عدم تعادلی نتایج مربوط به این دو حالت به ترتیب در شکل ۴-۶ الف و ۴-۶ ب آورده شده است. دامنه ولتاژهای خط خروجی در هر دو حالت باهم برابر هستند و این نشان می‌دهد که با مقدار میانگین ولتاژهای DC ورودی در این روش تعداد حالات مختلف کاهش یافته است. لازم به ذکر است که در هر دو حالت این حالت‌ها از زوایای کلیدزنی مشابه استفاده شده است.



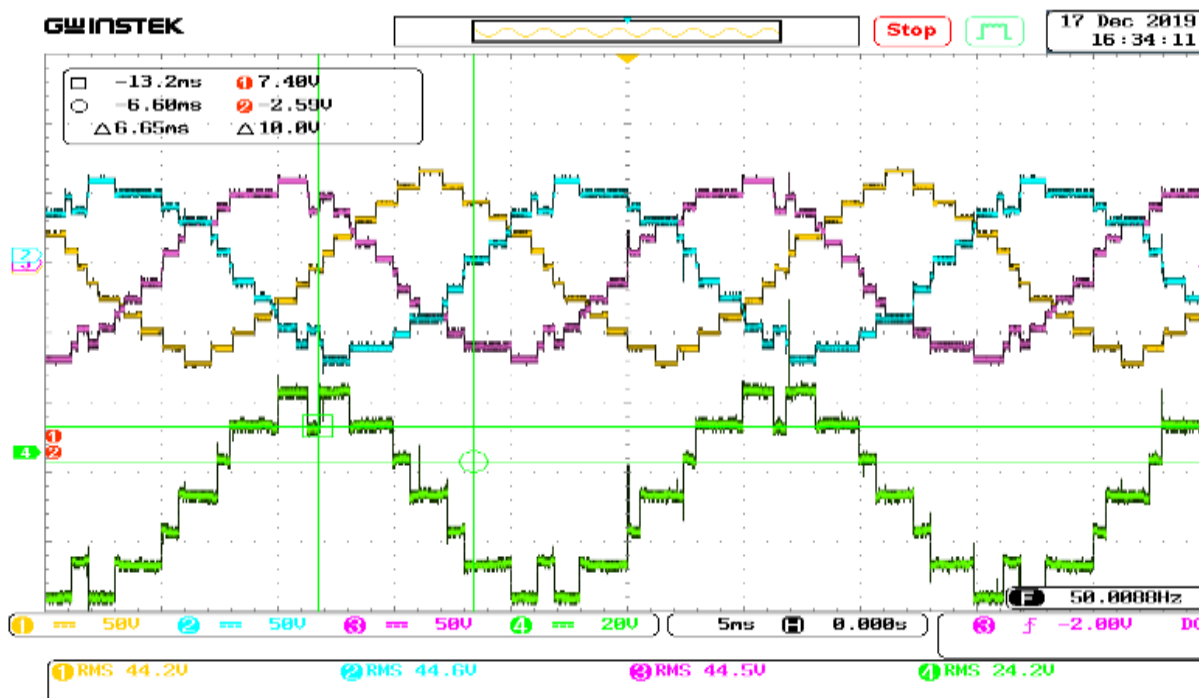
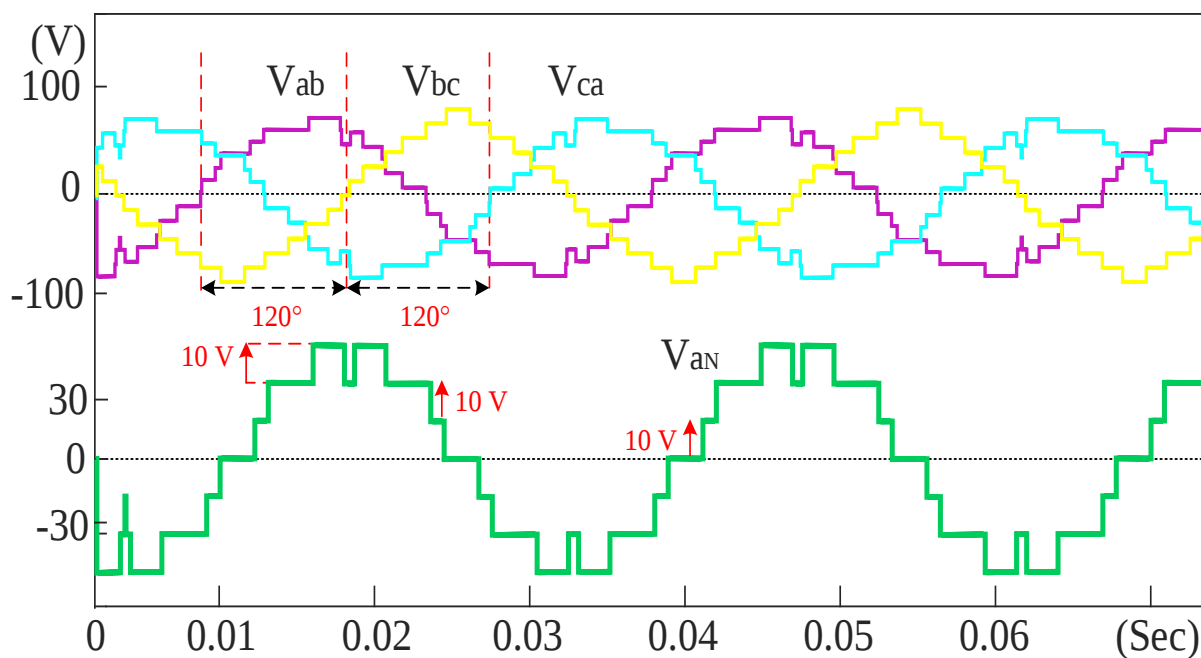
الف



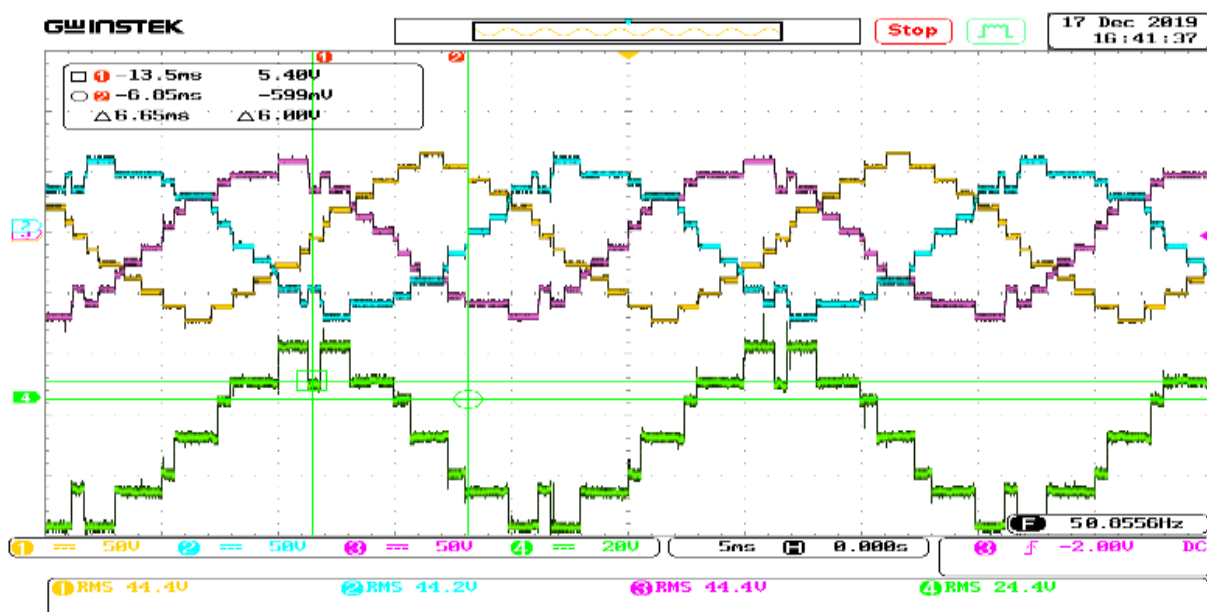
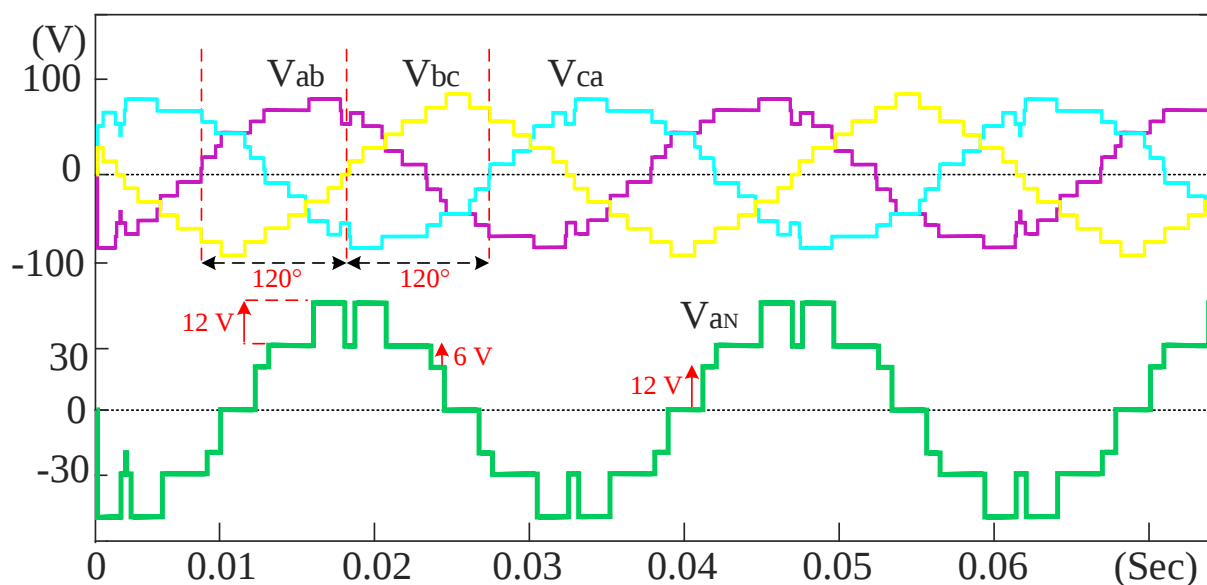
ب

شکل ۴-۶: الف) به ترتیب شکل موج ولتاژ خط و فاز خروجی مبدل در حالت عدم تعادل در تک فاز مربوط به حالت (۸۷، ۸۷، ۸۷) ب) شکل موج ولتاژ خط و فاز خروجی مبدل در حالت عدم تعادل مربوط به حالت (۱۲۷، ۱۲۷، ۱۲۷) با توجه به شکل ۴-۷ پوش سبز رنگ نشان دهنده ولتاژ فاز در حالت نامتعادلی است. این شکل مربوط به حالت ۴ از جدول ۳-۴ است. میانگین ولتاژهای DC ورودی مربوط به فاز نامتعادل برابر ۱۰ ولت بوده و دو فاز دیگر برابر ۱۲ ولت هستند. زوایای کلیدزنی نسبت به حالت قبلی (۸۷، ۸۷، ۸۷) اصلاح شده‌اند. اگر با همان زوایای کلیدزنی

به کار با مبدل ادامه داده شود ولتاژ خروجی کمی بیشتر از ولتاژ ۶۳ ولت می شود به همین دلیل زوایای کلیدزنی اصلاح شده اند تا به بتوان به ولتاژ خط برابر با ۶۳ ولت دست یافت.



الف



ب

شکل ۴-۷: الف) شکل موج ولتاژ خط و فاز خروجی مبدل در حالت عدم تعادل در تک فاز مربوط به حالت (۱۰V، ۱۰V)، ب) شکل موج ولتاژ خط و فاز خروجی مبدل در حالت عدم تعادل مربوط به حالت (۱۲V، ۶V، ۱۲V) در جدول (۴-۲)، زوایای کلیدزنی سه فاز برای حالت‌های مختلف نامتعادلی آورده شده است. با توجه به این که اختلاف میانگین ولتاژهای DC حالت (۱۲V، ۱۲V، ۸V) نسبت به دو حالت (۱۲V، ۱۲V، ۷V) و (۱۲V، ۱۲V، ۹V) ... برابر یک ولت است. از آنجا که اختلاف میانگین ولتاژهای DC برابر یک ولت است، تاثیر آن را در ولتاژ

جدول ۴-۲: زوایای کلیدزنی سه فاز برای تولید ولتاژ خط ۶۳ ولت در شرایط عدم تعادل منابع ورودی

حالت‌های متعادلی و نامتعادلی سه فاز (c, b, a)		زوایای کلیدزنی فاز a بر حسب درجه α_1 α_2 α_3 α_4 (α_5)	زوایای کلیدزنی فاز b بر حسب درجه α_1 α_2 α_3 α_4 (α_5)	زوایای کلیدزنی فاز c بر حسب درجه α_1 α_2 α_3 α_4 (α_5)	V_{line}	THD
عدم تعادل بر روی تک فاز	(۱۲، ۱۲، ۱۰)	۴/۶۲۲°	۷/۸۱۳°	۷/۸۱۳°	۶۳۷	٪۱۰
		۱۳/۱۳۴°	۲۱/۷۵۵°	۲۱/۷۵۵°		
		۲۳/۱۲۵°	۵۲/۸۲۳°	۵۲/۸۲۳°		
		۹۰°	۸۵/۳۳۲°	۸۵/۳۳۲°		
		۹۰°	۹۰°	۹۰°		
	(۱۲، ۱۲، ۸)	۴/۹۷۱°	۶/۹۳۰°	۶/۹۳۰°	۶۳۷	٪۱۰
		۱۵/۲۹۱°	۲۵/۲۰۸°	۲۵/۲۰۸°		
		۲۵/۵۱۶°	۴۱/۸۴۷°	۴۱/۸۴۷°		
		۸۹/۵۱۰°	۹۰°	۹۰°		
		۸۹/۵۱۰°	۹۰°	۹۰°		
عدم تعادل بر روی دو یا سه فاز	(۱۲، ۱۱، ۹)	۴/۵۹۶°	۷/۰۸۶°	۶/۷۷۸°	۶۳۷	٪۱۰
		۱۲/۸۲۴°	۲۳/۱۰۰°	۲۳/۴۳۸°		
		۲۲/۷۵۴°	۳۹/۰۴۰°	۴۰/۷۵۳°		
		۹۰°	۹۰°	۹۰°		
		۹۰°	۹۰°	۹۰°		

خط خروجی را می توان به دلیل تلورانس مجاز در استاندارد ANSI C184/1 نادیده گرفت. بنابراین به جای استفاده از سه زاویه کلیدزنی مجزا می توان از یک زاویه کلیدزنی مربوط به حالت (۸۷، ۱۲۷، ۱۲۷) برای هر سه حالت استفاده کرد. برای برقراری تعادل در ولتاژ خط، با داشتن زوایای کلیدزنی ولتاژ فازها محاسبه شده و سپس اختلاف زوایای بین فازها نیز از رابطه (۳-۱۶) محاسبه می شود و با اعمال آن، ولتاژ خط متعادل تولید می شود. بنابراین هر زاویه کلیدزنی قادر به پشتیبانی سه حالت با اختلاف میانگین ولتاژهای DC یک ولت می باشد به طوری که در هر حالت با توجه به رابطه (۳-۱۶) زوایای بین فازها بازیابی و محاسبه شود تا ولتاژ خط متعادل تولید شود. حالت (۱۲۷، ۱۱۷، ۹۷)، حالتی است که در آن میانگین ولتاژهای DC سه فاز باهم متفاوت هستند و همانطور که در جدول (۴-۲) مشاهده می کنید زوایای کلیدزنی سه فاز با هم متفاوت است. بنابراین مدولاسیون های سه فاز نیز با هم متفاوت هستند. و در مجموع با زوایای کلیدزنی جدول (۴-۲) می توان ولتاژ خط متعادل را در شرایط عدم تعادل منابع DC ورودی تولید کرد.

فصل پنجم

نتیجہ گیری

۵-۱- نتیجه گیری

امروزه کاربرد گسترده سیستم‌های الکترونیک قدرت در بسیاری از صنایع موجب مطالعاتی در زمینه قابلیت اطمینان این سیستم‌ها شده است. از این رو محققان پژوهش‌هایی در زمینه ایجاد قابلیت تحمل خطا و افزایش قابلیت اطمینان در مبدل‌های الکترونیک قدرت انجام داده اند. عموم پژوهش‌ها در زمینه بازسازی سیستم پس از وقوع خطا در مبدل‌ها به دو دسته عمده سخت افزاری و نرم افزاری تقسیم شده‌اند. در انجام مطالعات انجام شده محققان برای هر یک از این موردها روش‌های مختلفی جهت افزایش قابلیت اطمینان و تحمل خطا ارائه شده است. به طور کلی نتایج بدست آمده از این پایان نامه را به چهار دسته زیر می توان تقسیم بندی کرد:

الف- استفاده از مدولاسیون چندگانه

در این پایان‌نامه از مدولاسیون‌های دامنه متفاوت و یکسان برای سه فاز (a, b, c) استفاده شده است. که سبب می شود از حداکثر ظرفیت منابع DC در هر فاز استفاده شود. استفاده از حداکثر ظرفیت منابع، سبب می شود که رنج بیشتری از عدم تعادل در ورودی بهبود ببخشد. در این روش با به کارگیری مدولاسیون چندگانه ولتاژ خط نسبت به روش های قدیمی ۱۵٪ بهبود یافته است.

ب- کاهش فرکانس کلیدزنی

در این روش از کمترین تعداد زوایای کلیدزنی استفاده شده است. این امر سبب می شود که تلفات کلیدزنی و امواج EMI کاهش یابد و راندمان مبدل افزایش یابد. حداکثر فرکانس کلیدزنی در این روش برابر ۱۰۰ HZ است که نسبت به مبدل‌های هفت سطحی تا به حال ارایه شده کمترین فرکانس کلیدزنی را داراست.

ج- کاهش حجم محاسبات

استفاده از تقارن یک چهارم سیکل سبب شده است که حجم محاسبات مربوط به محاسبه زوایای کلیدزنی به طور قابل توجهی کاهش یابد. این امر سبب ساده سازی تابع هدف و کاهش خطای مربوط به محاسبه زوایای کلیدزنی می شود.

د- استفاده از میانگین ولتاژهای DC

استفاده از میانگین ولتاژهای DC سبب می شود که محاسبه زوایای کلیدزنی مربوط به تعداد حالت های مختلف ولتاژ ورودی به تعداد حالت های محدود کاهش پیدا کند. در روش های قدیمی تعداد حالت های مختلف سبب بوجود آمدن تعداد زوایای کلیدزنی بسیار زیادی می شد که محاسبه این تعداد زوایای کلیدزنی بسیار زیاد امری غیر ممکن بود به همین دلیل بحث عدم تعادل به صورت نامتوازن در سه فاز مطرح نشده است.

پوست

۶-۱- الگوریتم PSO

در این بخش به نحوه حل مساله کمینه‌سازی پرداخته می‌شود.

$$\text{Min } f(x), \quad X^{(l)} \leq X \leq X^{(u)} \quad (۱-۶)$$

را که در آن $X^{(l)}$ و $X^{(u)}$ به ترتیب بیانگر کران بالا و پایین بردار X هستند، با استفاده از الگوریتم PSO شرح می‌دهیم. برای این منظور مراحل زیر را به ترتیب انجام دهید:

۱- تعداد ذرات را برابر با N در نظر بگیرید. بدیهی است که با کاهش تعداد ذرات بار محاسباتی الگوریتم کاهش خواهد یافت، ولی اگر تعداد ذرات بیش از اندازه کم باشد در آن صورت ممکن است، یافتن جواب بهینه توسط الگوریتم بسیار زمان‌بر شود و یا احتمال یافتن جواب بهینه توسط الگوریتم بسیار کاهش یابد. به تجربه دیده شده که در اکثر مسائل استفاده از ۲۰ الی ۵۰ ذره مصالحه مناسبی بین سرعت اجرای الگوریتم و کارایی آن برقرار می‌کند [۳۱].

۲- جمعیت اولیه‌ای از N بردار (موقعیت تصادفی) در محدوده $X^{(l)}$ و $X^{(u)}$ تولید کنید. در ادامه برای سادگی بردار موقعیت و سرعت ذره j ام در تکرار i ام را به ترتیب با $X_j(i)$ و $V_j(i)$ نمایش خواهیم داد. با استفاده از این قرارداد، بردارهای موقعیت تصادفی اولیه به صورت $X_1(0), X_2(0), \dots, X_N(0)$ قابل نمایش دادن خواهند بود. مقدار تابع هدف در بردارهای تصادفی اولیه، یعنی مقادیر $f[X_1(0)], f[X_2(0)], \dots, f[X_N(0)]$ را محاسبه کنید.

۳- سرعت هر یک از ذرات را تعیین کنید. در الگوریتم PSO هر یک از ذرات با سرعت معینی به سمت جواب بهینه حرکت می‌کند. در آغاز اجرای الگوریتم سرعت تمامی ذرات را برابر با صفر در نظر می‌گیریم. شمارنده تکرار یعنی i را برابر با یک قرار داده شود ($i = 1$).

۴- در تکرار i ام عملیات زیر را در مورد ذره j ام انجام دهید:

- بهترین مقدار به دست آمده برای تابع هدف توسط ذره j ام در طول تکرارها را بدست آورید. این مقدار که آن را با $P_{best,j}$ نشان می‌دهیم در واقع بیشترین مقدار به دست آمده برای $f[X_i(j)]$ توسط ذره معین j در طول کل تکرارها (یعنی از آغاز اجرای برنامه تا تکرار i ام) است. بیشترین مقدار بدست آمده برای تابع هدف در طول کل تکرارها توسط تمامی ذرات را نیز بدست آورید. این مقدار که آن را با G_{best} نشان می‌دهیم در واقع بیشترین مقدار بدست آمده برای $f[X_i(j)]$ به ازای $j=1, 2, \dots, N$ از آغاز اجرای الگوریتم تا تکرار i ام است.

- سرعت ذره j ام در تکرار i ام را با استفاده از معادله زیر محاسبه کنید:

$$V_j(i) = V_j(i-1) + c_1 r_1 [P_{best,j} - X_j(i-1)] + c_2 r_2 [G_{best} - X_j(i-1)] \quad (2-3)$$

که در آن $j=1, 2, \dots, N$ و c_1 و c_2 به ترتیب ضرایب یادگیری شناختی (یا فردی) و اجتماعی (یا گروهی) و r_1 و r_2 دو عدد تصادفی با توزیع یکنواخت در بازه $[0,1]$ هستند. ضرایب c_1 و c_2 نیز به ترتیب بیانگر اهمیت نسبی موقعیت خود ذره نسبت به موقعیت کل ذرات جمعیت می‌باشند (در واقع ضرایب c_1 و c_2 بیانگر شدت هل دادن ذره j ام به ترتیب به سمت $P_{best,j}$ و G_{best} هستند). مقادیر c_1 و c_2 در اکثر کاربردها برابر با ۲ انتخاب می‌شوند. لازم به توضیح است که در معادله (۶-۱) اولین جمله در سمت راست اینرسی، دومی جمله را تاثیر فردی^۱ و سومین جمله را تاثیر اجتماعی^۲ می‌نامند.

- موقعیت ذره j ام در تکرار i ام را با استفاده از معادله زیر حساب کنید:

$$X_j(i) = X_j(i-1) + V_j(i); \quad j=1, 2, \dots, N \quad (2-6)$$

- مقدار تابع هدف در موقعیت جدید ذرات، یعنی مقادیر $f[X_1(0)], f[X_2(0)], \dots, f[X_N(0)]$ را محاسبه کنید.

¹ Personal Influence

² Social Influence

۵- شرط لازم برای پایان اجرای الگوریتم را بررسی کنید. این شرط معمولاً انجام تعداد از پیش تعیین شده‌ای از تکرارها یا رسیدن به جوابی که به اندازه کافی بهینه است، می‌باشد. در صورت عدم تامین شرط لازم مورد نیاز برای خاتمه اجرای الگوریتم، شماره تکرار را یک واحد افزایش داده ($i=i+1$) و گام ۴ را با مقادیر به روز شده $P_{best, j}$ و G_{best} تکرار نمایید.

۶-۲- نسخه بهبود یافته الگوریتم PSO

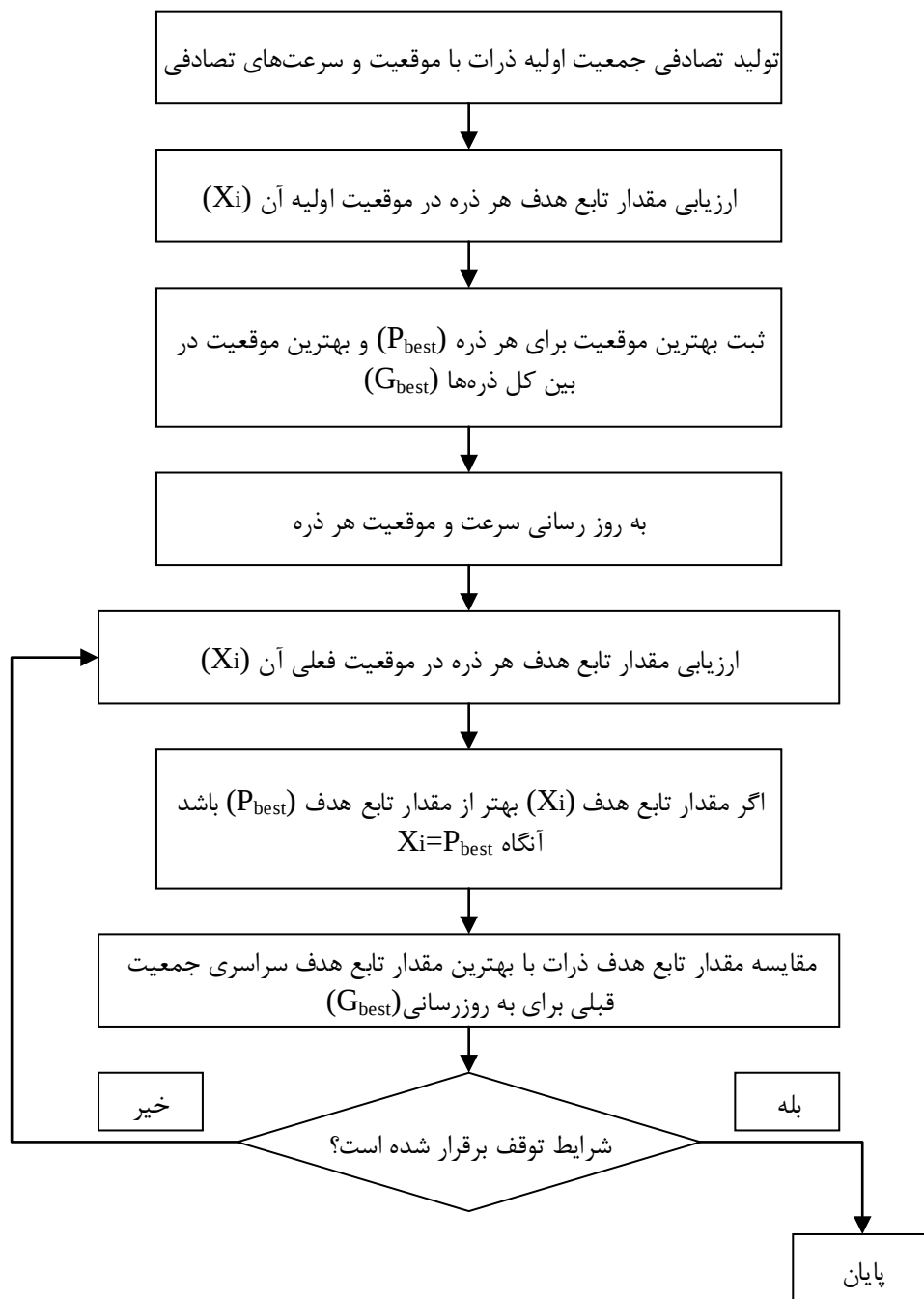
الگوریتم ارائه شده در بخش قبل از اولین نسخه‌های الگوریتم PSO است. با این حال در صورت استفاده از این الگوریتم خواهید دید که در اکثر مواقع در حین اجرای برنامه سرعت ذرات سریعاً افزایش می‌یابد و در نتیجه الگوریتم نمی‌تواند موقعیت جواب بهینه را به طور موثر و دقیق به دست آورد. روش مرسوم برای محدود کردن سرعت ذرات استفاده از پارامتری موسوم به وزن اینرسی^۱ ω است که در اکثر مواقع مقدار آن در حین اجرای برنامه با افزایش شماره تکرارها به طور خطی از ۰/۹ به ۰/۴ کاهش داده می‌شود. بنابراین تنها تفاوت نسخه بهبود یافته الگوریتم PSO با نسخه اولیه آن در این است که با لحاظ کردن تاثیر جمله اینرسی در الگوریتم ذکر شده در بخش قبل، به جای معادله (۶-۱) از معادله زیر برای به روز کردن سرعت ذره استفاده می‌شود.

$$V_j(i) = \omega(i) \cdot V_j(i-1) + c_1 r_1 [P_{best, j} - X_j(i-1)] + c_2 r_2 [G_{best} - X_j(i-1)] \quad (۶-۳)$$

که در آن $j=1, 2, \dots, N$ استفاده از وزن اینرسی اولین بار در سال ۱۹۹۸ توسط شی^۲ و ابرهارت و به منظور میرا کردن سرعت ذرات با افزایش شماره تکرارها و در نتیجه افزایش دقت همگرایی به جواب بهینه (در مقایسه با الگوریتم اولیه ارائه شده در بخش قبل) ارائه شد [۳۲]. معادله (۶-۳) در واقع یک فرمول تطبیقی برای سرعت ذرات ارائه می‌دهد که امکان جستجوی موثرتر در فضای مساله را فراهم می‌کند. با توجه به معادله (۶-۳) بدیهی است که مقادیر بزرگ ω ، منجر به یک جستجوی سراسری (یعنی جستجو با گام‌های بزرگ) و مقادیر کوچک ω

¹ Inertia Weight

² Shi



شکل ۶-۱: فلوچارت الگوریتم PSO

منجر به یک جستجوی محلی (یعنی جستجو با گام‌های کوچک) می‌شوند. بنابراین در صورت استفاده از مقادیر بزرگ، الگوریتم مرتباً فضاهای جدید را جستجو خواهد کرد، بدون آن که تمرکز چندانی بر جستجوی دقیق محلی داشته باشد. در حالی که با کاهش مقدار ω جستجو بیشتر به صورت محلی و در اطراف جواب‌های بهینه بدست

آمده در تکرارهای قبل انجام می‌شود. بنابراین برای ایجاد موازنه‌ای بین جستجوهای سراسری و محلی و در نتیجه همگرایی سریع‌تر الگوریتم به جواب بهینه سراسری لازم است که وزن اینرسی در طول اجرای الگوریتم به طور یکنواخت کاهش داده شود. روش مرسوم برای انجام این کار این است که مقدار پارامتر ω با افزایش شماره تکرارها به صورت زیر به طور خطی کاهش داده شود [۳۳]:

$$\omega(i) = \omega_{Max} - \left(\frac{\omega_{Max} - \omega_{Min}}{i_{Max}} \right) * i \quad (4-6)$$

در عبارت فوق پارامترهای ω_{Min} و ω_{Max} به ترتیب برابر با مقدار اولیه و مقدار نهایی وزن اینرسی و i_{Max} برابر با حداکثر تعداد تکرارها در الگوریتم به منظور خاتمه اجرای آن است. در اکثر مواقع از مقادیر $\omega_{Max} = 0.9$ و $\omega_{Min} = 0.4$ برای این منظور استفاده می‌شود. این مقادیر که به طور تجربی و با انجام شبیه سازی‌های بسیار زیاد و متنوع بدست آمده‌اند در اکثر مسائل منجر به نتایج رضایت بخشی می‌شوند.

در پایان باید به این نکته اشاره کرد که علاوه بر روش ارایه شده در بالا روش‌های بسیار دیگری نیز توسط محققان مختلف برای بهبود الگوریتم PSO پیشنهاد شده‌اند که برای آگاهی از این روش‌ها می‌توانید به مرجع [۳۴] مراجعه کنید. در شکل ۶-۱ فلوچارت الگوریتم PSO نمایش داده شده است.

۶-۳- پارامترهای اصلی الگوریتم PSO

همانطور که در بخش قبلی توضیح داده شد، الگوریتم PSO نیاز به تعداد کمی از پارامترها دارد که توسط کاربر تنظیم می‌شود [۳۱]. این پارامترها شامل اندازه جمعیت و ضرایب شتاب (ضرایب یادگیری فردی و جمعی) است. به منظور پایداری بیشتر الگوریتم PSO و بهبود خواص همگرایی آن، پارامترهای دیگر مانند سرعت حداکثر^۲ و وزن

¹ Acceleration Coefficients

² Maximum Velocity

اینرسی و ضرایب انقباض^۱ که در ادامه معرفی خواهد شد، بایستی به درستی تنظیم شوند. این پارامترها بر عملکرد کل الگوریتم تاثیر بسزایی دارند [۳۵].

۶-۴- اندازه جمعیت (Population Size)

در مقایسه با سایر الگوریتم‌های مبتنی بر جمعیت، به عنوان مثال الگوریتم ژنتیک، PSO نیاز به جمعیت کمتری دارد. اندازه جمعیت معمولاً به صورت تجربی و با توجه به ابعاد و دشواری مساله، انتخاب می‌شود. معمولاً برای مسائل چند منظوره، جمعیت بیشتری نیاز است؛ زیرا جمعیت کمتر در این موارد ممکن است به یک موقعیت بهینه محلی همگرا شود. از سوی دیگر، جمعیت بزرگتر برای مسائل ساده باعث افزایش هزینه و زمان محاسبات می‌شود. اندازه جمعیت در محدوده ۵۰-۲۰ معمولاً مورد استفاده قرار می‌گیرد. با در نظر گرفتن تعداد متغیرهای تصمیم‌گیری (D)، کلرک^۲ معادله زیر را برای تعیین اندازه جمعیت (S) پیشنهاد کرد [۳۱]:

$$S=10+2\sqrt{2D} \quad (۵-۶)$$

۶-۴-۱- ضرایب یادگیری فردی و اجتماعی (Acceleration Coefficients)

ضرایب شتاب c_1 و c_2 تاثیر نیروهای تصادفی بر سرعت نسبی ذره را نسبت به بهترین موقعیت خود آن ذره و بهترین موقعیت کلی، تعیین می‌کند. مقادیر آن‌ها تا حد زیادی بر حرکت کلی ذرات تاثیر می‌گذارد. مقادیر بالاتر ضرایب شتاب، باعث حرکت ناگهانی ذرات می‌شود و آن‌ها می‌توانند به راحتی در دام بهینه‌های محلی گرفتار شوند. از سوی دیگر، مقادیر کم باعث کاهش سرعت حرکت ذرات و افزایش هزینه و زمان محاسباتی الگوریتم می‌شود. در نسخه اصلی PSO کندی و ابرهات، ارزش ضرایب شتاب c_1 و c_2 را برابر با ۲ توصیه می‌کنند، که به طور متوسط باعث وزنی برابر ۱ برای بخش فردی و اجتماعی الگوریتم PSO می‌شود [۳۶].

¹ Constriction Coefficients

² Clerc

۶-۴-۲- سرعت ذرات (Velocity)

در اولین نسخه‌های الگوریتم PSO مشاهده شد که با افزایش سرعت ذرات، بدون کنترل، این سیستم ممکن است دچار ناپایداری شود. برای جلوگیری از این اختلال، مکانیزم محدود کردن سرعت، ضروری به نظر می‌رسید. این مکانیزم می‌تواند به شکل زیر تعریف شود [۳۶]:

$$\text{if } \vec{V}_{i,d} < \vec{V}_{i,d, \text{Max}} \text{ then} \quad (۶-۶)$$

$$\vec{V}_{i,d} = \vec{V}_{i,d, \text{Max}}$$

$$\text{elseif } \vec{V}_{i,d} > -\vec{V}_{i,d, \text{Max}} \text{ then}$$

$$\vec{V}_{i,d} = -\vec{V}_{i,d, \text{Max}}$$

end if

محدودیت سرعت در امتداد هر جهت از مختصات فضای پاسخ، معمولاً از محدودیت سرعت در جهت سایر مختصات در این فضا متفاوت است، به این دلیل که هر مختصات دارای محدوده دینامیکی خاص خود است که می‌تواند متفاوت از سایر محدوده‌های دینامیکی مختصات باشد. این پارامتر وابسته به مساله است و معمولاً به صورت تجربی انتخاب می‌شود. اگر فضای جستجو با محدوده $[-\vec{X}_{\text{max}}, \vec{X}_{\text{max}}]$ تعریف شود، مقدار $\vec{V}_{\text{max}}$ را معمولاً به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\vec{V}_{\text{max}} = K * \vec{X}_{\text{max}} \quad 0.1 \leq K \leq 1.0 \quad (۷-۶)$$

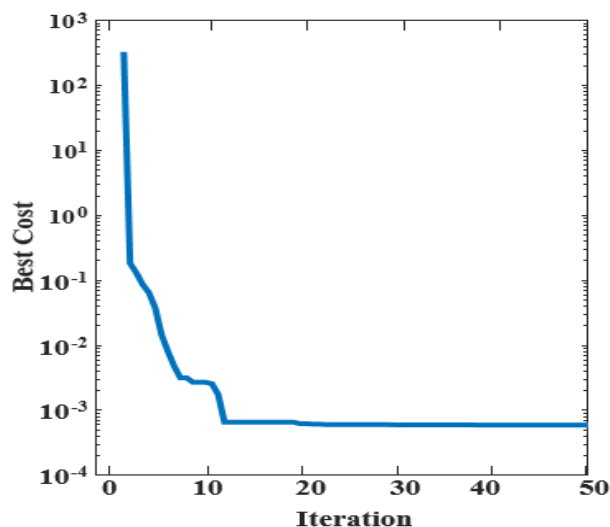
این پارامتر مقادیر $\vec{X}_t$ یا همان موقعیت ذره در تکرار t ام، را به بازه $[-\vec{V}_{\text{max}}, \vec{V}_{\text{max}}]$ محدود نمی‌کند بلکه اندازه گام هر ذره را در هر تکرار محدود می‌کند. مقادیر بزرگ از پارامتر مذکور ممکن است باعث افزایش جستجوی فضای جواب شود و سیستم ممکن است یک راه حل امکان پذیر را پیدا نکند.

۶-۴-۳- وزن اینرسی (Inertia Weight)

برای کاهش یا از بین بردن نیاز به پارامتر وابسته به مسئله V_{max} و برای افزایش قابلیت جستجو الگوریتم PSO، شی و ابرهات معادله به روزرسانی سرعت اصلاح شده، (معادله (۶-۳)) را پیشنهاد دادند: که ω به عنوان وزن اینرسی شناخته می‌شود که برای کنترل تاثیر سرعت پیشین ذرات بر سرعت فعلی آن استفاده می‌شود. این پارامتر در تلاش برای تعادل بین جستجوی سراسری و جستجوی محلی الگوریتم PSO معرفی شد. در آزمایش‌های اولیه شی و ابرهات متوجه شدند که مقدار بالاتری از وزن اینرسی ($\omega < 1/2$) الگوریتم را قادر می‌سازد اکتشافات گسترده را انجام دهد، در حالی که مقدار کوچکتر ($\omega > 0.8$) الگوریتم را بیشتر بهره‌بردار می‌کند و قادر به انجام جستجوی محلی می‌باشد. در ابتدا شی و ابرهات پیشنهاد کردند که وزن اینرسی می‌تواند یک مقدار ثابت مثبت، یا تابعی نزولی به فرم خطی یا غیر خطی از زمان باشد مانند معادله (۶-۴). کاهش وزن اینرسی در طول زمان، بهتر از وزن ثابت اینرسی بود، زیرا وزن بالاتر اینرسی در تکرارهای اولیه کمک می‌کند تا الگوریتم PSO منطقه‌ی امیدوار کننده فضای جستجو را بیابد و وزن کوچکتر آن در انتهای جستجو به جستجوی محلی کمک کند. همچنین مشخص شد که با استفاده از رویکرد مبتنی بر وزن اینرسی، مقدار V_{max} به سادگی می‌تواند به مقدار محدوده دینامیکی هر متغیر در طول هر بعد ثابت شود. شی و ابرهات، همچنین یک سیستم فازی برای تنظیم ω ما پیشنهاد کردند و بهبود قابل توجهی را گزارش کردند [۳۷].

۶-۴-۴- ضرایب انقباض (Constriction Coefficients)

هنگامی که الگوریتم PSO بدون مکانیزم کنترل سرعت ذرات اجرا می‌شود، سرعت‌ها می‌توانند به سرعت افزایش یابند و سیستم پس از چند تکرار، کاملاً از هم گسیخته شود. محققان این پدیده را در آزمایش‌های اولیه با الگوریتم شناسایی کردند، آن‌ها از V_{max} برای کاهش پویایی ذرات استفاده کردند، اما دلیل این پدیده به طور کامل درک نشد. کلرک و کندی پس از تجزیه و تحلیل مسیر یک ذره به صورت انفرادی، با استفاده از برخی از فرضیه‌های



شکل ۶-۲: نمودار تغییرات مقدار تابع هدف به ازای صد تکرار

ساده، الگوریتم PSO مبتنی بر ضرایب انقباض را پیشنهاد دادند [۳۶]–[۳۸]. این ضرایب برای جلوگیری از افزایش بی‌رویه سرعت، اطمینان از همگرایی و حذف نیاز به تنظیم پارامتر V_{max} براساس ابعاد مساله، معرفی شده است. آن‌ها اشاره کردند که ضرایب انقباض می‌تواند با استفاده از روش‌های مختلف اجرا شود. ساده‌ترین و اغلب شناخته شده‌ترین روش برای ترکیب ضرایب انقباض در معادله به روزرسانی سرعت که به نام "انقباض نوع ۱" نیز شناخته می‌شود به صورت زیر است:

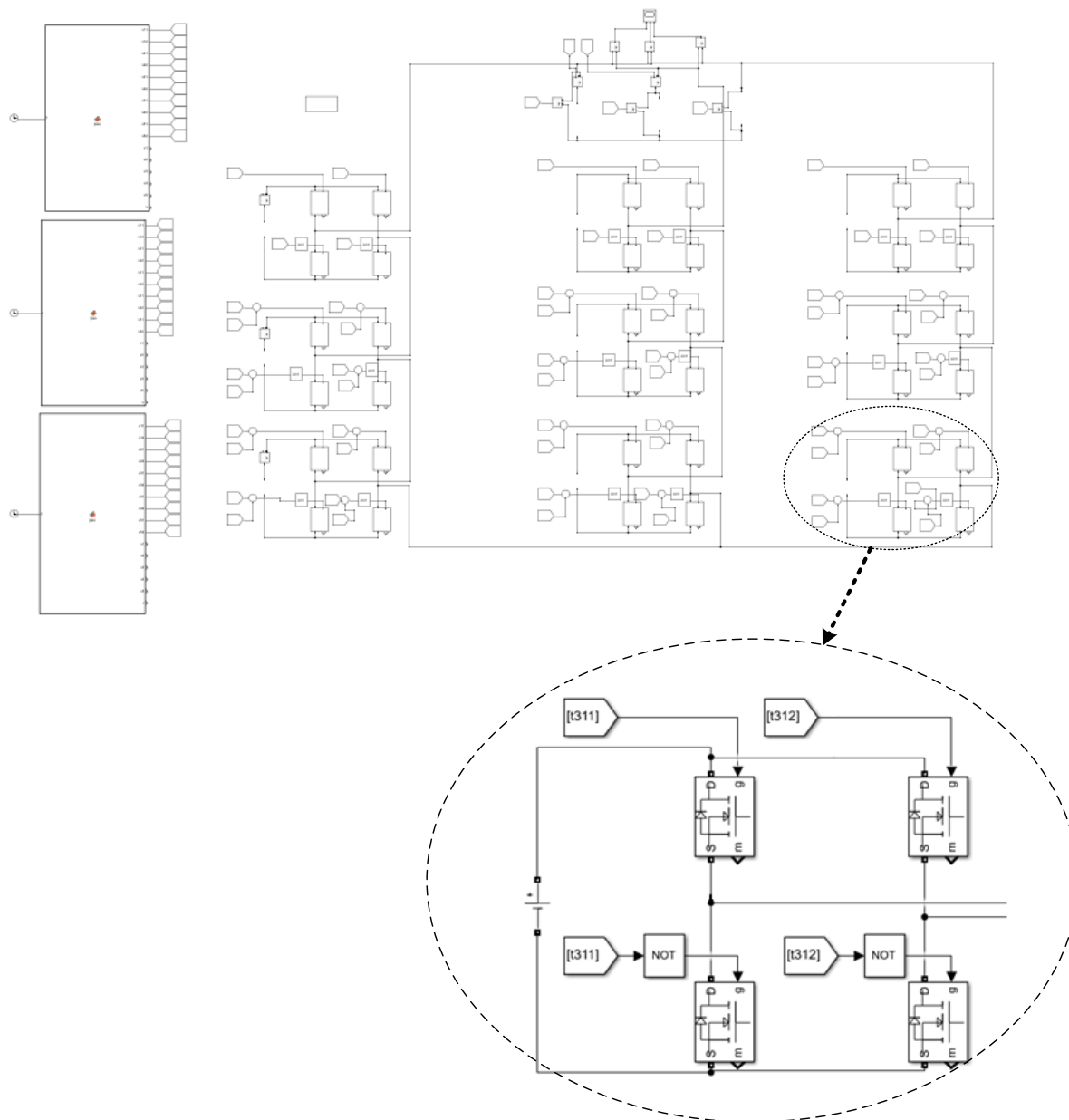
$$V_j(i) = X \cdot (V_j(i-1) + c_1 r_1 [P_{best,j} - X_j(i-1)] + c_2 r_2 [G_{best} - X_j(i-1)]) \quad (۹-۳)$$

$$X = \frac{2}{\varphi - 2 + \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}} \quad \varphi = \varphi_1 + \varphi_2 > 4$$

$$X = \frac{2}{\varphi - 2 + \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}} \quad (۱۰-۳)$$

$$c_1 = X * \varphi_1, c_2 = X * \varphi_2$$

به طور معمول، φ دارای مقدار ثابت ۴/۱ بوده و $\varphi_1 = \varphi_2 = ۲,۰۵$ که منجر به مقدار ثابت X برابر با ۰/۷۲۹۸ می‌شود، که باعث می‌شود هر دو عبارت $[P_{best,j} - X_j(i-1)]$ و $[G_{best} - X_j(i-1)]$ ضرب در مقدار ۱/۴۹۴۴۵ ضرب در مقدار تصادفی بین ۰ و ۱ شود. کندی و ابره‌ارت عملکرد PSO با استفاده از رویکرد مبتنی بر وزن اینرسی و PSO



شکل ۶-۳: اینورتر سه فاز هفت سطحی

با استفاده از رویکرد مبتنی بر ضرایب انقباض، را مقایسه کردند. آن‌ها پیشنهاد کردند که برای به دست آوردن عملکرد بهتر، از رویکرد مبتنی بر ضرایب انقباض استفاده شود، در حالی که حداکثر سرعت یا $V_{\max}$ به محدوده دینامیک هر متغیر در امتداد هر بعد از فضای جستجو محدود شود.

۶-۵- ضرایب الگوریتم PSO در این پایان نامه

در این پایان نامه ضرایب الگوریتم PSO انتخاب شده بر مبنای توضیحات ذکر شده است. ضرایب‌های مختلف برای الگوریتم PSO اعمال شده‌اند و در نهایت با توجه به نتایج تجربی، ضرایب الگوریتم انتخاب شده برای مسئله بیان شده در این پایان‌نامه به شرح زیر است:

$$nPop=50$$

$$\varphi_1=2.05, \varphi_2=2.05$$

$$X=0.7298$$

در این پایان‌نامه، جست‌وجو گسترده کاهش THD ولتاژ خروجی است و جست‌وجو محلی کاهش هارمونیک‌های مرتبه پایین است. از آن‌جا که امکان دارد زوایای کلیدزنی بهینه با THD مشخص تولید شده باشد ولی هارمونیک‌های مرتبه پایین به خوبی کاهش نیافته باشند. ضرایب بالا به گونه‌ای انتخاب شده‌اند که تعادل مناسبی بین جست‌وجو گسترده و جست‌وجو محلی برقرار شود. این روش که به $constriction coefficient$ معروف است توسط $kennedy$ و $clerc$ ارائه شد و ضرایب بالا مطابق [۳۶]–[۳۹] انتخاب شده است. شکل ۶-۲ نمودار تغییرات مقدار تابع هدف مربوط به محاسبه زوایای کلیدزنی به ازای پنجاه تکرار نشان داده شده است.

۶-۶- شبیه‌سازی در نرم افزار متلب

نمای کلی از اینورتر سه فاز پل متوالی هفت سطحی در شکل ۶-۳ نمایش داده شده است. هر فاز آن شامل سه پل متوالی است که نمای بزرگ شده یک پل متوالی در شکل ۶-۳ نمایش داده شده است. هر پل متوالی شامل دو سیگنال کلیدزنی می باشد از طریق زوایای کلیدزنی بدست آمده از تابع هدف کنترل می شوند.

مراج

- [1] G. Mohapatra, "Multilevel inverter; A review MULTILEVEL INVERTER ; A REVIEW," *ICPCSI, At CHENNAI*, no. April, pp. 2–9, 2018.
- [2] H.-C. Chen, M. Tsai, Y. Wang, and P.-T. Cheng, "A modulation technique for neutral point voltage control of the three-level neutral-point-clamped converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 3, pp. 2517–2524, 2018.
- [3] L. Xu, V. G. Agelidis, and V. G. Agelidis, "VSC transmission system using flying capacitor multilevel converters and hybrid PWM control," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 1, pp. 693–702, 2006.
- [4] J. Napoles *et al.*, "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, 2012.
- [5] C. Buccella, C. Cecati, M. G. Cimatori, and K. Razi, "Analytical method for pattern generation in five-level cascaded H-bridge inverter using selective harmonic elimination," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 11, pp. 5811–5819, 2014.
- [6] T. Porselvi and R. Muthu, "Comparison of cascaded H-Bridge, neutral point clamped and flying capacitor multilevel inverters using multicarrier PWM," in *2011 Annual IEEE India Conference*, 2011, pp. 1–4.
- [7] 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. Mag.*, vol. 2, no. 2, pp. 28–39, 2008.
- [8] J. Li, A. Q. Huang, Z. Liang, and S. Bhattacharya, "Analysis and design of active NPC (ANPC) inverters for fault-tolerant operation of high-power electrical drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 519–533, 2012.
- [9] M. Aleenejad, H. Mahmoudi, S. Jafarishiadeh, and R. Ahmadi, "Fault-tolerant space vector modulation for modular multilevel converters with bypassed faulty submodules," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 3, pp. 2463–2473, 2019.
- [10] W. Fei, B. Wu, and Y. Huang, "Half-wave symmetry selective harmonic elimination method for multilevel voltage source inverters," *IET power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 342–351, 2011.

- [11] A. O. Arslan *et al.*, “Optimal Carrier Frequency Swapping for PD-PWM in Modular Multilevel Converter,” in *2019 3rd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*, 2019, pp. 1–6.
- [12] S. Devaraj and G. S. Anitha, “Closed loop system of a flying capacitor multilevel inverter using POD-PWM,” in *2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)*, 2016, pp. 1–7.
- [13] J. Tandekar, A. Ojha, and S. Jain, “Real time implementation of multilevel converter based shunt active power filter for harmonic compensation in distribution system,” in *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 2016, no. 1, pp. 1–5.
- [14] F. Zhang and Y. Yan, “Selective harmonic elimination PWM control scheme on a three-phase four-leg voltage source inverter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1682–1689, 2009.
- [15] W. Fei, X. Ruan, and B. Wu, “A generalized formulation of quarter-wave symmetry SHE-PWM problems for multilevel inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1758–1766, 2009.
- [16] M. Sharifzade, H. Vahedi, A. Sheikholeslami, H. Ghoreishy, A.-H. Kamal, and K. Aihaddad, “Selective harmonic elimination modulation technique applied on four-leg NPC,” in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2014, pp. 2167–2172.
- [17] M. Sharifzadeh, H. Vahedi, C. Cecati, C. Buccella, and K. Al-haddad, “A generalized formulation of SHM-PAM for cascaded H-bridge inverters with non-equal DC sources,” in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2017, pp. 18–23.
- [18] N. Flourentzou, M. S. A. Dahidah, and V. G. Agelidis, “On distributing multilevel SHE-PWM waveforms in HVDC systems built with conventional three-phase VSC modules,” in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 4124–4129.
- [19] M. Sharifzadeh, H. Vahedi, R. Portillo, L. G. Franquelo, and K. Al-Haddad, “Selective Harmonic Mitigation Based Self-Elimination of Triplen Harmonics for Single-Phase Five-Level Inverters,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 86–96, Jan. 2019.
- [20] N. K. Dewangan, S. Gupta, and K. K. Gupta, “Fault-tolerant operation of some reduced-device-count multilevel inverters with improved performance,” *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 29, no. 2, p. e2731, 2019.
- [21] M. F. Aiello, P. Examiner, and J. Sterrett, “United States Patent (19),” no. 19, 1999.
- [22] S. Yu, Yifan, G. Konstantinou, B. Hredzak, and V. G. Agelidis, “Power balance of cascaded H-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration,” *IEEE Trans.*

- Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 292–303, 2015.
- [23] P. Lezana and G. Ortiz, “Extended operation of cascade multicell converters under fault condition,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2697–2703, 2009.
 - [24] F. Carnielutti, H. Pinheiro, and C. Rech, “Generalized carrier-based modulation strategy for cascaded multilevel converters operating under fault conditions,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 679–689, 2011.
 - [25] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodríguez, “Modulation strategies for fault-tolerant operation of H-bridge multilevel inverters,” *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. 2, pp. 1589–1594, 2006.
 - [26] P. Lezana, G. Ortiz, and J. Rodríguez, “Operation of regenerative cascade multicell converter under fault condition,” in *11th IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics, COMPEL 2008*, 2008, vol. 2, pp. 1–6.
 - [27] M. Najjar, A. Moeini, M. K. Bakhshizadeh, F. Blaabjerg, and S. Farhangi, “Optimal Selective Harmonic Mitigation Technique on Variable DC Link Cascaded H-Bridge Converter to Meet Power Quality Standards,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 1107–1116, 2016.
 - [28] M. Aleenejad, H. Mahmoudi, P. Moamaei, and R. Ahmadi, “A new fault-tolerant strategy based on a modified selective harmonic technique for three-phase multilevel converters with a single faulty cell,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 3141–3150, 2016.
 - [29] M. Sharifzadeh, H. Vahedi, A. Sheikholeslami, P. A. Labbé, and K. Al-Haddad, “Hybrid SHM-SHE Modulation Technique for a Four-Leg NPC Inverter With DC Capacitor Self-Voltage Balancing,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 8, pp. 4890–4899, 2015.
 - [30] Pacific Gas and Electric Company, “Voltage Tolerance Boundary,” no. c, pp. 1–6, 1999.
 - [31] J. Kennedy and R. C. Eberhart, “Discrete binary version of the particle swarm algorithm,” *Proc. IEEE Int. Conf. Syst. Man Cybern.*, vol. 5, pp. 4104–4108, 1997.
 - [32] Y. Shi and R. Eberhart, “Modified particle swarm optimizer,” *Proc. IEEE Conf. Evol. Comput. ICEC*, no. February 2015, pp. 69–73, 1998.
 - [33] J. C. Bansal, P. K. Singh, M. Saraswat, A. Verma, S. S. Jadon, and A. Abraham, “Inertia weight strategies in particle swarm optimization,” in *2011 Third world congress on nature and biologically inspired computing*, 2011, pp. 633–640.
 - [34] Z. H. Zhan, J. Zhang, Y. Li, and H. S. H. Chung, “Adaptive particle swarm optimization,” *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. Part B Cybern.*, vol. 39, no. 6, pp. 1362–1381, 2009.
 - [35] A. Rezaee Jordehi and J. Jasni, “Parameter selection in particle swarm optimisation: A

- survey,” *J. Exp. Theor. Artif. Intell.*, vol. 25, no. 4, pp. 527–542, 2013.
- [36] M. Clerc and J. Kennedy, “The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space,” *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 6, no. 1, pp. 58–73, 2002.
- [37] R. C. Eberhart and Y. Shi, “Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization,” *Proc. 2000 Congr. Evol. Comput. CEC 2000*, vol. 1, no. 7, pp. 84–88, 2000.
- [38] G. Pranava and P. V Prasad, “Constriction coefficient particle swarm optimization for economic load dispatch with valve point loading effects,” in *2013 International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, 2013, no. February 2013, pp. 350–354.
- [39] K. P. Panda and G. Panda, “Application of swarm optimisation-based modified algorithm for selective harmonic elimination in reduced switch count multilevel inverter,” *IET Power Electron.*, vol. 11, no. 8, pp. 1472–1482, 2018.

Abstract

In recent years, due to the need for high-power instruments that use new sources of energy, the usage of H-bridge converters has expanded significantly in the industrial sphere. Since there is a high possibility of unbalance in the input DC voltages of multilevel converters (MLCs), a need to compensate for this unbalance, which has a great effect on the output of the converter, has raised. Three-phase cascade h-bridge (CHB)-MLCs, when under balanced operating conditions, are relatively easy to control. However, when the voltages of the input DC sources have different values (or an unbalance happens in the input DC sources), the complexity of the issue arises. In this thesis, by using a simple algorithm a method for overcoming the input voltage unbalance is provided. With regard to the ANSI C84.1 standard, a criterion for evaluating the unbalance of line voltage and calculating the switching angles is also considered. The proposed method of this paper improves the performance of the selective harmonic mitigation (SHM) modulation method that works under unbalanced conditions of input DC voltages. The unbalanced condition in the DC input voltages can occur in numerous states. In this thesis, suitable switching signals, with symmetry of a quarter of a cycle in each cell are provided. Also an average value method for DC sources in each phase is employed. As a result, the number of the states is reduced and the need to calculate the new switching angles to balance the line voltage is avoided. By optimizing the switching angles, the wide range of odd-order harmonics, except for the third-order harmonic, is also reduced. In an unbalanced system, the third harmonic is not eliminated in a self-activating way, thus adopting an effective method for reducing the third harmonic and balancing the line voltage is necessary. In the end, by simulating the H-bridge seven-level inverter in MATLAB Simulink, the accuracy and efficiency of the presented methods in the unbalanced condition of the input DC voltages are shown. Also, the results obtained from the experimental sample of the H-bridge seven-level inverter confirm the accuracy of the simulation results.

Keywords: MLCs, SHM, Average DC voltages, Modulation index, Balanced line voltage, Third harmonic.



Shahrood University of

Technology

FACULTY OF ELECTRICAL & Robotics
ELECTRICAL POWER ENGINEERING DEPARTEMENT

THESIS FOR THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE IN POWER ELECTRICAL
ENGINEERING – POWER ELECTRONICS

TITLE

**Enhancing the Performance of the Three-Phase Multilevel
Converters Under Un-equal DC Sources**

BY

Omid Zolfagharian

SUPERVISOR

Dr. Ali Dastfan

ADVISOR

Dr. Mohammad Hoseintabar Marzebali

JULY 2020

