

حذف جریان چرخان مد مشترک در مبدل چند سطحی پیمانه‌ای تک‌فاز با روش کنترل پهنای پالس سینوسی تغییر فاز با موج حامل جدید

حامد نژادخاتمی^۱، داریوش نظریپور^۲، ابراهیم بابایی^۳ و امین حاجی زاده^۴
گروه مهندسی برق - قدرت دانشگاه ارومیه، h.nejadkhatami@urmia.ac.ir
گروه مهندسی برق - قدرت دانشگاه ارومیه، d.nazarpour@urmia.ac.ir
گروه مهندسی برق - قدرت دانشگاه تبریز، e-babei@tabrizu.ac.ir
گروه تکنولوژی انرژی دانشگاه آلبورگ، aha@au.dk

چکیده - در این مقاله، برای کنترل مبدل چند سطحی پیمانه‌ای به روش پهنای پالس سینوسی تغییر فاز، از سیگنال حامل جدیدی بهره گرفته شده است. حامل جدید از ترکیب موج مثلثی و سینوسی هم‌فراکانس، هم‌فاز و هم‌دامنه با ضریب مدولاسیون ۰.۶ به جای حامل‌های مثلثی رایج با ضریب مدولاسیون ۰.۹ حاصل شده است که در میکروکنترلر یا DSP به راحتی قابل پیاده‌سازی است و موجب حذف جریان چرخان مد مشترک در آغاز کلیدزنی و کاهش تعداد نوسانات در ولتاژ خروجی در حامل مثلثی می‌شود که در ولتاژهای ۱۰۰۰ تا ۲۰۰۰ ولت و ۱۰۰۰ تا ۲۰۰۰- ولت در شرایط مقاله رخ می‌دهد؛ همچنین، توزیع طیف هارمونیک و کاهش هارمونیک سوم ولتاژ و جریان خروجی را به ترتیب به مقدار ۰.۶۳٪ و ۰.۳۷٪ در پی دارد. ولتاژ و جریان خروجی و هارمونیک‌های آن‌ها، جریان چرخان و جریان چرخان مد مشترک شبیه‌سازی گردیده و با تحلیل نتایج، نشان داده می‌شود موارد ذکر شده تأمین می‌گردد. کلید واژه- پهنای پالس سینوسی تغییر فاز، سیگنال حامل، مبدل چندسطحی پیمانه‌ای، جریان چرخان

وجود دارد که از دو بازوی^۴ بالا و پایین تشکیل شده است. هر بازو دارای تعدادی زیرماژول^۵ بوده و زیرماژول‌ها با روش‌های مختلفی کلیدزنی^۶ می‌شوند. کلیدزنی زیرماژول نیم‌پل و وضعیت شارژ و دشارژ خازن‌ها در شکل ۲ آورده شده است. [۴] از جمله این روش‌ها، روش‌های مدولاسیون پهنای پالس^۷ است که در این مقاله از PWM نیز برای اشاره به آن، بهره خواهیم برد. روش‌های مبتنی بر مدولاسیون پهنای پالس به منظور کاهش اعوجاج هارمونیک کل^۸ یا THD ولتاژ خروجی و افزایش دامنه ولتاژ خروجی در یک فرکانس مشخص طراحی می‌گردند. شکل ۳ نشان‌دهنده روش‌های مبتنی بر مدولاسیون پهنای پالس است. [۴] برخی پژوهش‌ها با تغییر در روش‌های کنترلی بر پایه تولید سیگنال‌ها در PWM، به دنبال بهبود کیفیت خروجی هستند. [۵] استراتژی‌های مختلفی برای کنترل

1- مقدمه

مبدل‌های چند سطحی، کاربردهای مختلفی در سیستم‌های انتقال، فیلترهای فعال، محرک‌های الکتریکی و انرژی‌های تجدیدپذیر دارند. [۱] بهره‌گیری از مبدل‌های چندسطحی در صنایع، رو به گسترش است. از جمله این مبدل‌ها، مبدل‌های چندسطحی پیمانه‌ای^۱ است که در این مقاله MMC نامیده خواهد شد. مبدل‌های چندسطحی پیمانه‌ای، نویدبخش‌ترین توپولوژی مبدل برای کاربردهای توان متوسط و بالا به دلیل بازده بالا، مقیاس‌پذیری^۲ یا قابلیت پیمانه‌ای، تحقق ساده تکرار در جلوگیری از خطا و عملکرد هارمونیک عالی است. [۲-۵] شکل ۱ پیکربندی یک مبدل چندسطحی پیمانه‌ای را نشان می‌دهد. [۳] در مبدل تک‌فاز مد نظر این مقاله، یک شاخه^۳

⁵ submodule

⁶ switching

⁷ Pulse Width Modulation

⁸ Total Harmonic Distortion

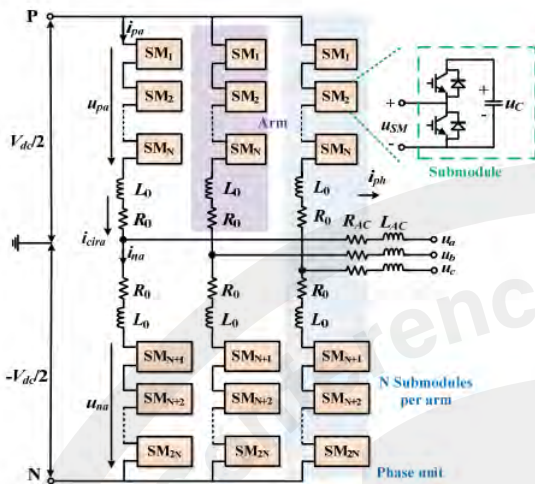
¹ Modular Multilevel Converter

² scalability

³ leg

⁴ arm

و تعداد مبدل‌های بسیار زیاد، تلفات را به شدت افزایش خواهد داد.



شکل ۱: پیکربندی یک MMC سه‌فاز [۳]

پژوهش [۱۱] جریان چرخان را با استفاده از روش حلقه بسته جبران‌سازی ولتاژ لینک DC در مبدل‌های چندسطحی پیمانه‌ای مبتنی بر PWM ارائه کرده است ولی این روش دارای ساختار حلقه بسته^{۱۵} نمونه‌برداری و اصول پیش‌بینی ولتاژ لینک DC زیرماژول‌ها است که سیستم را پیچیده و پیاده‌سازی دیجیتالی آن را نسبت به روش‌های حلقه باز بدون کنترل پیش‌بین سخت‌تر می‌کند.

روش تولید تنها یک موج حامل در PDPWM در [۱۲] ارائه شده است که برای هر تعداد زیرماژول کاربرد دارد اما بهبود چندانی در ریبیل جریان خروجی ندارد همچنین بر روی جریان چرخان نیز چندان موثر نیست.

در [۱۳] روشی برای محدود کردن ریبیل جریان لینک DC با استراتژی کنترلی بر پایه تولید حامل به روش PDPWM ارائه شده است اما جریان چرخان همچنان مقادیر بالایی دارد و روش ارائه شده در سرکوب یا کنترل آن ناتوان است.

در این مقاله از روش مبتنی بر پهنای پالس تغییر فاز با حاملی که ترکیب موج‌های مثلثی و سینوسی هم‌فرکانس، هم‌فاز با ضریب مدولاسیون ۰.۶ و هم‌دامنه است، بهره می‌بریم؛ به جای بهره‌گیری از سیگنال حامل مثلثی مرسوم با ضریب مدولاسیون ۰.۹ برای تولید پالس گیت‌ها. سرکوب جریان چرخان مد مشترک در ابتدای کلیدزنی

مولفه‌های مهم MMC یعنی توازن ولتاژ خازن‌های^۹ زیرماژول‌ها از جمله روش ارائه شده در [۶]، کنترل جریان خروجی و سرکوب جریان چرخان ارائه شده است. روش مورد استفاده در مقاله، مدولاسیون پهنای پالس تغییر فاز^{۱۰} PSC-PWM است که در زیرمجموعه روش‌های مدولاسیون با فرکانس کلیدزنی بالا قرار می‌گیرد. ویژگی‌های PSC-PWM را می‌توان چنین برشمرد: تعادل طبیعی ولتاژ خازن زیرماژول‌ها را در فرکانس کلیدزنی بالا (فرکانس حامل) تامین می‌کند، فشار نیم‌رسانا و توان مرتبط با هر زیرماژول به طور یکنواخت توزیع شده است و ریبیل جریان لینک DC را کمینه می‌کند. [۷] بر اساس [۳-۸] روش‌های PSPWM در شرایط نرمال نسبت به روش‌های PDPWM^{۱۱} دارای هارمونیک ولتاژ خروجی خط به خط کمتری هستند در حالی که نوسان ولتاژ خازن بیشتری دارند. در [۹] روش‌های PDPWM، PSPWM و NLM^{۱۲} از نظر تلفات توان و بارگذاری گرمایی تحلیل شده و PSPWM در عین پروفایل دمای ادوات کلیدزنی بالاتر، دارای اعوجاج جریان خروجی کمتری است. روش‌های مختلفی برای بهبود عملکرد از جمله حذف یا سرکوب^{۱۳} جریان چرخان در پژوهش‌ها مطرح گردیده است. از زنجیره‌ای از زیرماژول‌های نیم-پل ولتاژ متوسط و تمام-پل ولتاژ پایین در بازوهای بالا و پایین در [۹] استفاده شده است که گذار بین پله‌های بزرگ ولتاژی نیم-پل ولتاژ متوسط را بهبود بخشیده و منجر به خروجی با وضوح بالا و هارمونیک کمتر می‌گردد. اما این ساختار با افزایش تعداد ادوات کلیدزنی با استفاده از زیرماژول تمام-پل به جای نیم-پل منجر به افزایش تلفات خواهد شد همچنین روش کنترلی پیچیده‌تری نسبت به ساختار کنترلی یکپارچه در مقایسه با زیرماژول‌های یکسان خواهد داشت.

در پژوهش [۱۰] از استراتژی نوین کنترل مدل پیش‌بین^{۱۴} استفاده شده است که با تعریف یک تابع هزینه و تعیین ضرایب وزن‌دهی آن می‌توان نتایج مناسبی برای کنترل متحد فاکتورهای کنترلی به جای کنترل مستقل آن‌ها حاصل کرد. اما در روش پیشنهادی پژوهش مذکور، از مبدل‌های DC/DC بسیاری برای هر زیرماژول که به یک آرایه فتوولتائیک متصل است به جای یک مبدل DC/DC اصلی بهره گرفته شده تا قابلیت اطمینان افزایش یابد در حالی که حجم ساختار

¹³ suppression

¹⁴ Model Predictive Control

¹⁵ closed-loop

⁹ capacitors voltage balance

¹⁰ Phase-shifted carrier pulse width modulation

¹¹ Phase-disposition carrier pulse width modulation

¹² Nearest level method

2- دینامیک مبدل‌های چندسطحی پیمانه‌ای

شکل ۴ مدار معادل تک‌فاز یک MMC را نشان می‌دهد. با توجه به شکل، جریانی که در بازوهای بالا و پایین شاخه‌های MMC جریان دارد را می‌توان چنین مدل کرد:

$$i_{xu} = \frac{1}{3} i_{dc} + i_{xz} + \frac{1}{2} i_{xi} \quad (1)$$

$$i_{xl} = \frac{1}{3} i_{dc} + i_{xz} - \frac{1}{2} i_{xi} \quad (2)$$

که i_{xu} ، i_{xl} ، i_{dc} ، i_{xz} و i_{xi} به ترتیب جریان بازوی بالا، جریان بازوی پایین، جریان لینک dc، جریان چرخان AC و جریان خروجی AC می‌باشند که با توجه به آن‌ها، جریان چرخان مد مشترک را که در هر پایه شارش می‌کند، چنین بیان می‌شود:

$$i_{xzf} = \frac{1}{2} (i_{xu} + i_{xl}) = \frac{1}{3} i_{dc} + i_{xz} \quad (3)$$

ولتاژهای بازوهای بالا و پایین برابر است با:

$$v_{xu} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{xi} - L \frac{di_{xu}}{dt} - r \cdot i_{xu} \quad (4)$$

$$v_{xl} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{xi} - L \frac{di_{xl}}{dt} - r \cdot i_{xl} \quad (5)$$

از (۳) و (۴) و (۵) معادله جریان مد مشترک چنین خواهد بود:

$$v_{xl} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{xi} - L \frac{di_{xl}}{dt} - r \cdot i_{xl} \quad (6)$$

جریان چرخان مد مشترک نیز از رابطه زیر حاصل می‌گردد:

$$2L \frac{di_{xzf}}{dt} + 2r \cdot i_{xzf} = V_{dc} - (v_{xu} - v_{xl}) \quad (7)$$

از (۳) و (۷) مدل ریاضی جریان چرخان مد مشترک می‌آید:

$$L \frac{di_{xzf}}{dt} + r \cdot i_{xzf} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{2} (v_{xu} - v_{xl}) - r \cdot \frac{i_{dc}}{3} \quad (8)$$

جریان لینک DC نشان‌دهنده توان متوسط تأمین‌کننده منبع DC برای بار و خازن زیرمژول‌ها است. برای ساده‌سازی عبارت شامل جریان DC از رابطه بالا حذف شده و مدل جریان چرخان ساده‌شده چنین خواهد بود: [۴]

$$L \frac{di_{xzf}}{dt} + r \cdot i_{xzf} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{1}{2} (v_{xu} - v_{xl}) \quad (9)$$

نمودار بلوکی تولید پالس و مونیتور نتایج در این مقاله در تصویر ۵ نمایش داده شده است.

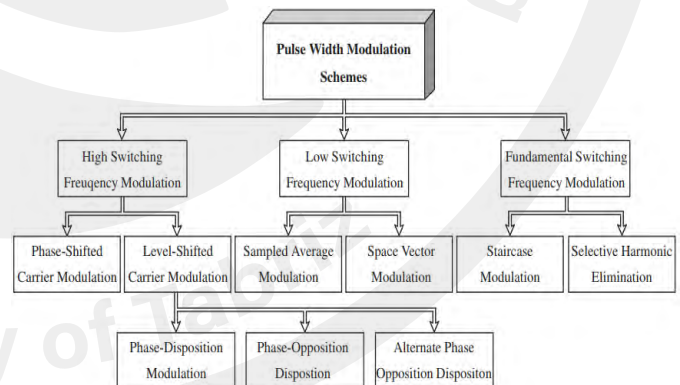
و شرایط پایدار، کاهش برخی مولفه‌های هارمونیک فرد به خصوص هارمونیک سوم در طیف ولتاژ و جریان خروجی در عین نزدیک بودن اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ و جریان خروجی نسبت به حالت حامل مثلی بر اساس شبیه‌سازی به اثبات می‌رسد.

در سخت‌افزارهای پردازش دیجیتال چون DSP^{۱۶}، پیاده‌سازی روش‌های دارای کنترل حلقه-بسته، در عین حال که روشی کنترلی برای پایش هر لحظه مشخصه‌ها از جمله جریان چرخان و تثبیت آن در مقایسه با مرجع صفر دارد، نیاز به پیچیدگی و عملیات ریاضی بیشتری نسبت به روش‌های مبتنی بر پهنای پالس سینوسی دارد و در نتیجه سرعت عملکرد سیستم با افزایش پیچیدگی ساختاری و محاسباتی، کاهش می‌یابد. در روش این مقاله، با تغییر شکل موج حامل و در ساختار حلقه-باز^{۱۷}، جریان چرخان در ابتدای کلیدزنی حذف می‌گردد چنان که در روش نزدیک‌ترین سطح^{۱۸} هم که روش پیچیده‌تری نسبت به PWM هست، رخ می‌دهد اما در روش PS-PWM با موج مثلی رایج چنین شرایطی اتفاق نمی‌افتد. همچنین امکان تولید پالس سینوسی و پیاده‌سازی روش در زمان ساخت، با افزودن یک آی‌سی^{۱۹} ساده از جمله مبدل دیجیتال به آنالوگ DAC0808 در میکروکنترلر^{۲۰} بسیار آسان است. نتایج شبیه‌سازی برای حامل مثلی و جدید در بخش نتایج آورده شده است.

State	S_1	v_H	$i_{xy} > 0$	$i_{xy} \leq 0$
②	1	v_C	$v_C \uparrow$	$v_C \downarrow$
①	0	0	$v_C \approx$	$v_C \approx$

\approx = No change, \uparrow = Increasing, \downarrow = Decreasing

شکل ۲: حالات کلیدزنی زیرمژول نیم‌پل [۴]



شکل ۳: روش‌های مدولاسیون پهنای پالس برای MMC [۴]

¹⁹ Integrated Circuit

²⁰ Microcontroller

¹⁶ Digital signal processor

¹⁷ Open-loop

¹⁸ Nearest Level Method

جدول ۲ و ۳ به ترتیب نمایش ضریب مدولاسیون‌های مختلف و تاثیر آن بر هارمونیک ولتاژ و جریان خروجی با حامل مثلثی و حامل پیشنهادی است؛ بهترین عملکرد برای حامل مثلثی در ضریب مدولاسیون ۰.۹ و بهترین عملکرد برای حامل پیشنهادی در ضریب مدولاسیون ۰.۶ رخ می‌دهد؛ به این منظور این دو حالت را برای مقایسه و تحلیل نتایج در نظر می‌گیریم.

جدول ۱ پارامترهای MMC تحت شبیه‌سازی

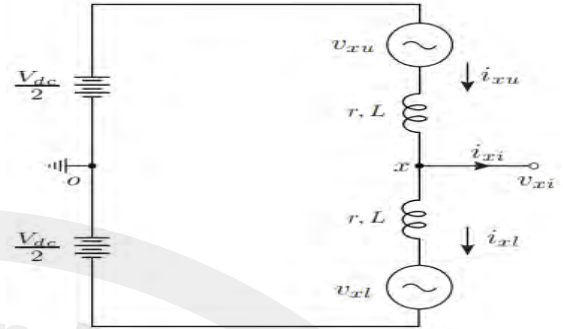
مقدار	پارامتر
۸ کیلوولت	ولتاژ لینک DC
۴	تعداد زیرماژول در هر بازو
۱.۲۵ کیلوولت	ولتاژ خازن
۳.۳ میلی فاراد	خازن زیرماژول
۱۰ میلی هانری	مقدار سلف بار
۲۰ اهم	مقدار مقاومت بار
۱ میلی هانری	سلف سمت DC
۰.۱ اهم	مقاومت معادل سمت DC
۱۰ میلی هانری	سلف بازو سمت AC
۱ اهم	مقاومت معادل بازو سمت AC
۲ کیلوهرتز	فرکانس حامل
۰.۶	ضریب مدولاسیون
۵۰ هرتز	فرکانس ولتاژ

جدول ۲ تاثیر ضریب مدولاسیون بر هارمونیک در حامل مثلثی

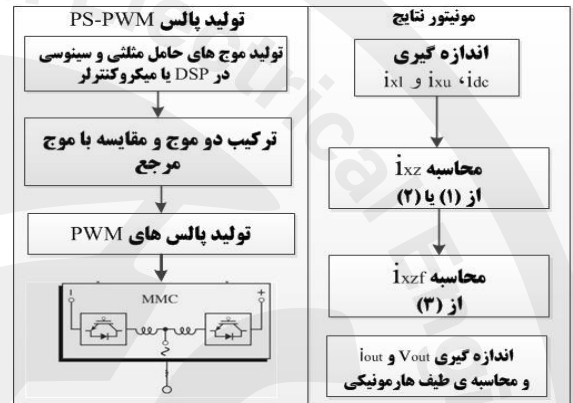
ضریب مدولاسیون	درصد هارمونیک جریان	درصد هارمونیک ولتاژ
۰.۶	۱۶.۲۹	۲۰.۱۱
۰.۷	۱۲.۳۹	۱۷.۳۵
۰.۸	۸.۳۶	۱۵.۵۸
۰.۹	۵.۷۴	۱۵.۸۱
۱.۰	۴.۰۹	۱۸.۳۵

جدول ۳ تاثیر ضریب مدولاسیون بر هارمونیک در حامل پیشنهادی

ضریب مدولاسیون	درصد هارمونیک جریان	درصد هارمونیک ولتاژ
۰.۶	۸.۵۶	۱۷.۰۵



شکل ۴: مدار معادل تک‌فاز یک MMC [۴]



شکل ۵: نمودار بلوکی تولید پالس و مونیتور نتایج با حامل پیشنهادی

۳- تحلیل نتایج شبیه‌سازی

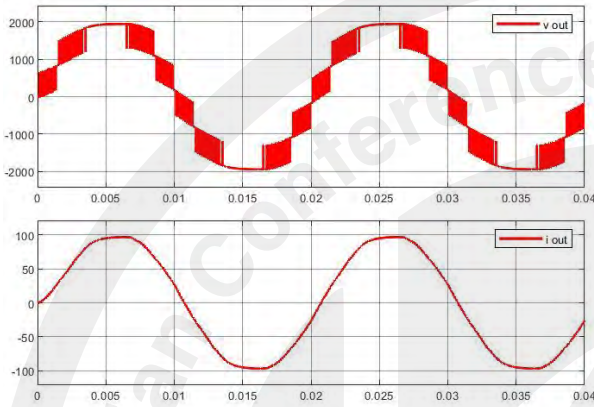
در جدول ۱ پارامترهای MMC تحت شبیه‌سازی نشان داده شده است. همچنین در شکل‌های (۶)، (۷)، (۸)، (۹) و (۱۰) به ترتیب تصاویر موج‌های حامل مثلثی و مرجع سینوسی، ولتاژ و جریان خروجی، هارمونیک ولتاژ خروجی، هارمونیک جریان خروجی و جریان چرخان و جریان چرخان مد مشترک برای موج حامل مثلثی را نمایش می‌دهند. شکل‌های (۱۱)، (۱۲)، (۱۳)، (۱۴) و (۱۵) نیز به ترتیب تصاویر موج‌های حامل پیشنهادی و مرجع سینوسی و موارد ذکر شده برای موج حامل پیشنهادی را به تصویر کشیده‌اند. فرکانس حامل را ۲ کیلوهرتز که محدوده فرکانسی روش‌های مدولاسیون فرکانس بالاست، در نظر گرفته‌ایم؛ آشکار است که با افزایش فرکانس بهبود کیفیت خروجی و کاهش THD²¹ ولتاژ و جریان را شاهد خواهیم بود. برای مقادیر بار در سمت AC، مقادیری در نظر گرفته‌ایم که نتایج شبیه‌سازی ولتاژ و جریان خروجی، وضوح و کیفیت بالاتری برای تحلیل بیابد.

²¹ Total Harmonic Distortion

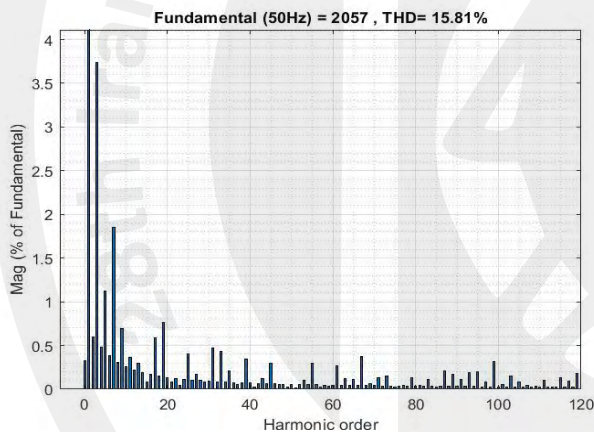
نقطه خنثی ترانسفورماتورهای سه فاز و ... اهمیت بسیاری دارد؛ مقدار مولفه هارمونیک سوم در ولتاژ خروجی با حامل پیشنهادی در شکل ۱۳ مقدار ۳.۱۱۲٪ و برای هارمونیک‌های پنجم و نهم به ترتیب ۰.۸۴۹٪ و ۳.۷۵۳٪ است که کاهش هارمونیک سوم و توزیع هارمونیک قابل مشاهده است.

۲۱.۵۱	۱۲.۳۴	۰.۷
۲۹.۶۳	۱۷.۵۸	۰.۸
۳۴.۵۲	۹.۴۸	۰.۹
۳۷.۷۶	۴.۹۳	۱.۰

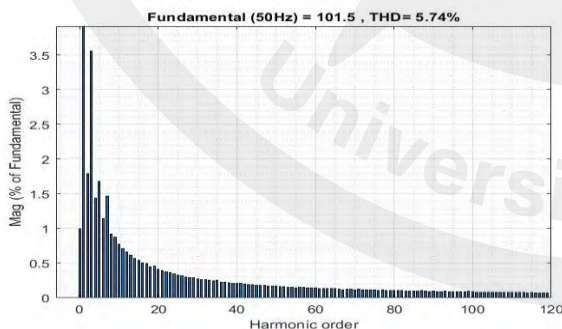
چنانچه در شکل ۱۱ مشاهده می‌شود، تولید پالس‌ها نسبت به [۱۲] بسیار آسان‌تر است. با توجه به شکل‌های ۷ و ۱۲، کیفیت شکل موج ولتاژ خروجی با توجه به تفاوت حدود ۱.۲۴ درصدی در اعوجاج هارمونیک کل، در روش با حامل مثلثی کمی بهتر است ولی در سطوح ولتاژی بین ۱۰۰۰ و ۲۰۰۰ ولت همچنین بین ۱۰۰۰- تا ۲۰۰۰- ولت، تعدد جهش‌های مثبت و منفی لحظه‌ای ولتاژ مشاهده می‌شود که این نوسانات ناشی از کلیدزنی در سطوح ولتاژی بالای مثبت و منفی ذکر شده، می‌تواند منجر به جریان‌های هجومی، ایجاد جریان چرخان و استرس بر IGBT²² ها گردد که در نهایت، منجر به کاهش طول عمر یا سوختن ادوات MMC از جمله کلیدهای قدرت و خازن می‌شود؛ نوسانات ولتاژ حاصل از کلیدزنی در شکل موج ولتاژ خروجی در ساختار پیشنهادی وجود دارد اما تعدد آن بیشتر در محدوده سطوح ولتاژ پایین ۱۰۰۰- تا ۱۰۰۰ ولت است که استرس و اثر تخریبی کمتری دارد.



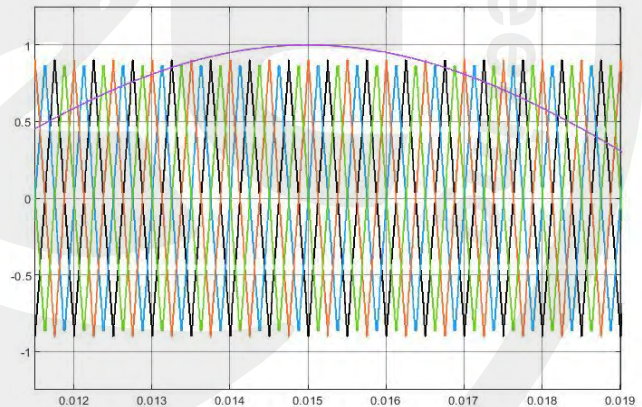
شکل ۷: ولتاژ و جریان خروجی برای موج حامل مثلثی



شکل ۸: هارمونیک ولتاژ خروجی برای موج حامل مثلثی



شکل ۹: هارمونیک جریان خروجی برای موج حامل مثلثی

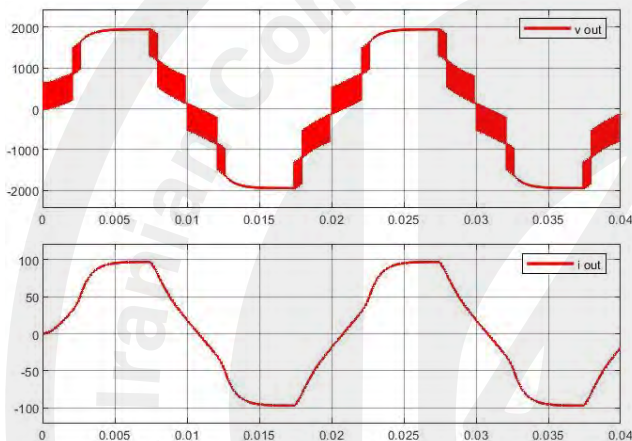


شکل ۶: شکل موج‌های حامل مثلثی و موج مرجع

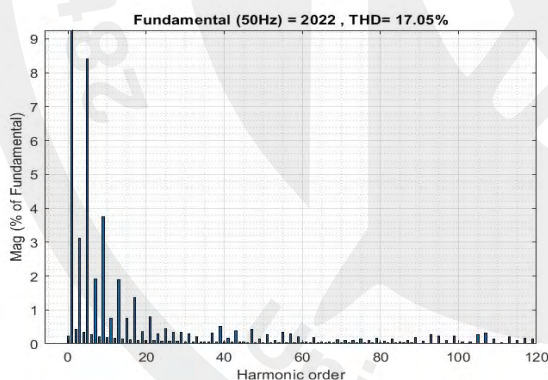
هارمونیک‌های غالب در طیف هارمونیک ولتاژ خروجی در حامل مثلثی در شکل ۸ به ترتیب: هارمونیک سوم به عنوان بزرگترین مولفه هارمونیک مقدار ۳.۷۳۸٪ دارد، هارمونیک پنجم ۱.۱۲۳٪، هارمونیک هفتم ۰.۸۴۹٪. در مورد هارمونیک سوم که حذف یا کاهش آن به دلایل مختلفی چون کاهش مقدار ولتاژهای هارمونیک‌ی مضرب ۳ در

²² Insulated Gate Binolar Transistor

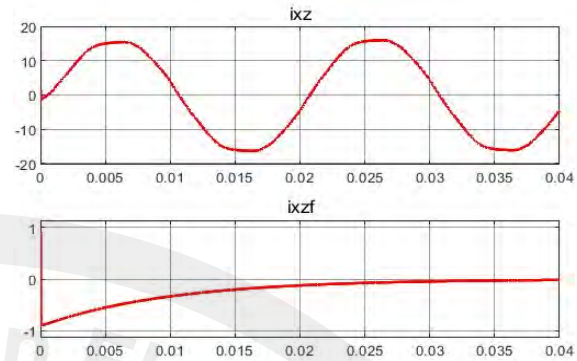
کلیدزنی مقدار ثابت و صفر است و نیازی به زمان استهلاک^{۲۳} نیست. در [۲]، [۷] و [۱۱] از آغاز کلیدزنی روش کنترلی برای حذف جریان چرخان مد مشترک فعال می‌گردد اما چنان که در شکل ۱۵ مشاهده می‌گردد، جریان چرخان مد مشترک در آغاز کلیدزنی در این روش صفر است. در [۱۳] ریپل جریان لینک DC کنترل می‌شود و در [۱۰] قابلیت اطمینان بالا می‌رود اما جریان چرخان مد مشترک مد نظر نبوده و همچنان پابرجاست. در [۱۱] مدولاسیون جابه‌جایی فاز به دلیل توازن طبیعی ولتاژ خازن و بدون نیاز به کنترل، مزیت شمرده می‌شود اما حذف جریان چرخان مد مشترک در مدولاسیون ذکر شده قابل انجام نیست.



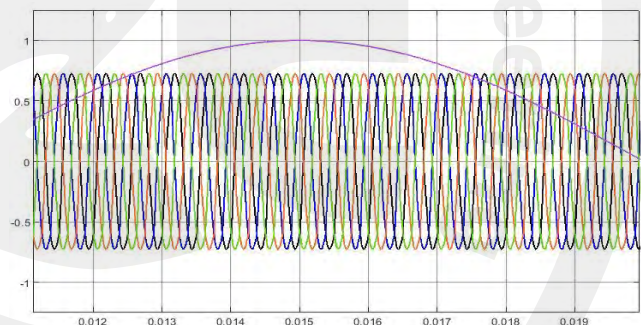
شکل ۱۲: ولتاژ و جریان خروجی برای موج حامل پیشنهادی



شکل ۱۳: هارمونیک ولتاژ خروجی برای موج حامل پیشنهادی



شکل ۱۰: جریان چرخان و جریان چرخان مد مشترک برای موج حامل مثلثی در مورد جریان خروجی، در حامل مثلثی در شکل ۹، هارمونیک کل ۵.۷۴٪ و غالب‌ترین هارمونیک‌ها، هارمونیک‌های سوم، دوم و پنجم به ترتیب با مقدار ۳.۵۵۷٪، ۱.۷۹۱٪ و ۱.۶۷۷٪ می‌باشند. در مورد حامل پیشنهادی در شکل ۱۴، هارمونیک کل برابر با ۸.۵۶٪ است و طیف هارمونیکی چنین است که هارمونیک‌های غالب پنجم، سوم و نهم بوده و مقادیر آن‌ها به ترتیب برابر ۶.۹۰۷٪، ۳.۱۹۴٪، ۲.۱۴۷٪ می‌باشد. کاهش هارمونیک سوم در حامل پیشنهادی که بیشینه مولفه‌های مضرب ۳ برای هر دو طیف هارمونیکی است، مشاهده می‌گردد.

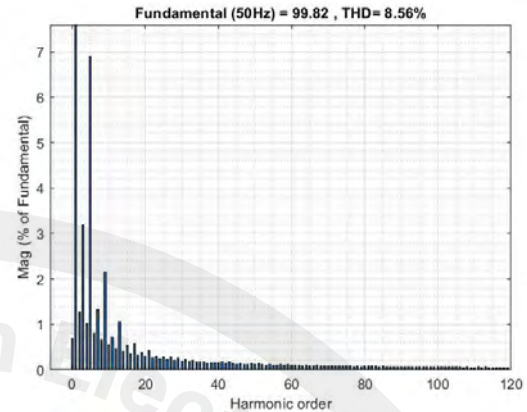


شکل ۱۱: شکل موج‌های حامل پیشنهادی و موج مرجع

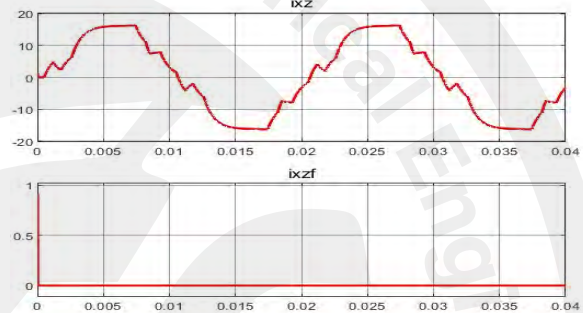
در شکل ۱۰ و ۱۵ جریان چرخان و جریان چرخان مد مشترک به ترتیب برای حامل مثلثی و حامل پیشنهادی تصویر شده است. جریان چرخان در هر دو مشابه و حدود ۱۶.۲ آمپر است که برای حذف آن باید از سیستم کنترل جریان چرخان بهره جست. اما در رابطه با جریان چرخان مد مشترک، در حامل مثلثی، در حدود ۰.۰۴ ثانیه زمان لازم است که به مقدار پایدار صفر برسد، در لحظه شروع، این مقدار ۰.۹۰۹ آمپر است؛ در صورتی که در حامل پیشنهادی، از آغاز

مراجع

- [1] R. Choupan, S. Golshannavaz, D. Nazarpour, and M. Barmala, "A new structure for multilevel inverters with fault-tolerant capability against open circuit faults," *Electric Power Systems Research*, vol. 168, pp. 105-116, 2019.
- [2] Q. Yang, M. Saeedifard, and M. A. Perez, "Sliding mode control of the modular multilevel converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 887-897, 2018.
- [3] X. Shi, Z. Wang, L. M. Tolbert, and F. Wang, "A comparison of phase disposition and phase shift PWM strategies for modular multilevel converters," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013: IEEE, pp. 4089-4096.
- [4] S. Du, A. Dekka, B. Wu, and N. Zargari, *Modular multilevel converters: analysis, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2017.
- [5] M. H. B. Nozadian, E. Babaei, and S. H. Hosseini, "Effect of different pulse-width modulation control methods on the behaviour of the series modified switched boost inverter," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 12, pp. 3041-3055, 2019.
- [6] S. M. Hakimi and A. Hajizadeh, "Voltage Ride through Control Strategy of Modular Multilevel Converter under Unbalanced Voltage Sag," *Applied Sciences*, vol. 9, no. 3, p. 551, 2019.
- [7] F. Deng and Z. Chen, "Elimination of dc-link current ripple for modular multilevel converters with capacitor voltage-balancing pulse-shifted carrier PWM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 284-296, 2014.
- [8] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "A comparison of multicarrier PWM strategies for cascaded and neutral point clamped multilevel inverters," in *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37018)*, 2000, vol. 2: IEEE, pp. 674-679.
- [9] H. Liu, K. Ma, and F. Blaabjerg, "Device loading and efficiency of modular multilevel converter under various modulation strategies," in *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2016: IEEE, pp. 1-7.
- [10] [10] عباس گلپای، صفتی علی‌الله‌فاده از تبدیل چن‌س‌طرحی ما. پایان‌نامه از روش کنترل لایه‌شیرین در سیستم هلیت و ولتاژ کنتمصل‌شبه‌بک، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دانشگاه تبریز، ش‌ماره 4، جلد 48، زمستان 1397 صفحات 1730-1720.
- [11] Y. Sun, C. A. Teixeira, D. G. Holmes, B. P. McGrath, and J. Zhao, "Low-order circulating current suppression of PWM-based modular multilevel converters using DC-link voltage compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 210-225, 2017.
- [12] D. Ronanki and S. S. Williamson, "New modulation scheme and voltage balancing control of modular multilevel converters for modern electric ships," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 13, pp. 3403-3410, 2019.
- [13] F. Deng, Q. Yu, Q. Wang, R. Zhu, X. Cai, and Z. Chen, "Suppression of DC-Link Current Ripple for Modular Multilevel Converters Under Phase-Disposition PWM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019.
- [14] F. Deng, Q. Yu, Q. Wang, R. Zhu, X. Cai, and Z. Chen, "Suppression of DC-Link Current Ripple for Modular Multilevel Converters Under Phase-Disposition PWM," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2019.



شکل ۱۴: هارمونیک جریان خروجی برای موج حامل پیشنهادی



شکل ۱۵: جریان چرخان و جریان مد مشترک برای موج حامل پیشنهادی

حذف جریان چرخان مد مشترک به همراه کاهش هارمونیک‌های سوم، کم‌تر بودن هارمونیک‌های مضرب ۳ در جریان خروجی و نیز حذف تعدد جهش‌ها در ولتاژهای بالای خروجی، می‌تواند امکان بهره‌گیری از حامل پیشنهادی را نسبت به حامل یا حامل‌های رایج تقویت نماید.

۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله از موج حامل ترکیب سینوسی و مثلثی هم‌فرکانس، هم‌فاز و هم‌دامنه با ضریب مدولاسیون ۰.۶ به جای موج مثلثی رایج با ضریب مدولاسیون ۰.۹ برای روش کنترلی PS-PWM در یک MMC با ۴ زیرماژول در هر بازو بهره‌برده شد؛ نتایج شبیه‌سازی نشان داد: ولتاژ و جریان خروجی و در نتیجه هارمونیک‌های ولتاژ خروجی به ترتیب با مقدار ۱۷.۰۵٪ و هارمونیک‌های جریان خروجی با مقدار ۸.۵۶٪ نسبت به موج حامل مثلثی نتایج نزدیکی دارند؛ همچنین جریان چرخان مد مشترک در آغاز کلیدزنی حذف می‌گردد که خود منجر به کاهش تلفات و کاهش ریپل در ولتاژ خازن‌های زیرماژول‌ها در ابتدای کلیدزنی می‌گردد، در عین حال تعدد نوسانات حاصل از کلیدزنی در سطوح ولتاژی بالای مثبت و منفی کاهش یافته، در نتیجه احتمال خرابی خازن‌ها کم شده، قابلیت اطمینان بالاتری حاصل می‌شود.