

پیاده‌سازی روش مدولاسیون په‌نای پالس جهت افزایش بهره و لتاژ و متعادل‌سازی استرس و لتاژ المان‌ها در مبدل A-source

فاطمه ظه‌رابی، ابراهیم عبیری و امیرحسین رجائی

عنوان پارامترهای کنترلی در بهره مبدل Z-source می‌باشند و باعث موازنه بین کیفیت توان خروجی و قابلیت افزایش بهره سیستم می‌شوند، یعنی افزایش ضریب بوست با کاهش ضریب مدولاسیون همراه است [۲]. در کاربردهایی نظیر سیستم فوتوولتائیک متصل به شبکه تک‌مرحله‌ای برای رسیدن به ولتاژ شبکه معمولاً بهره و لتاژ بالا نیاز است. ولتاژ خروجی شبکه فوتوولتائیک می‌تواند با افزایش تعداد ماژول‌های سری افزایش یابد. این روش قابل اطمینان نیست چون خراب‌شدن یکی از ماژول‌های شبکه فوتوولتائیک منجر به تلفات زیادی می‌شود [۳].

به منظور افزایش ولتاژ می‌توان یک مبدل افزایش‌دهنده به سیستم فوتوولتائیک اضافه نمود و بنابراین سیستم فوتوولتائیک دومرحله‌ای به وجود خواهد آمد که نیازمند مدار کنترلی اضافی است. در این روش، سیستم تبدیل پیچیده‌تر می‌شود و سخت‌افزار سیستم نیز افزایش می‌یابد [۴].

در سال‌های اخیر، محققان ساختارهای مختلفی از مبدل Z-source را مطرح نموده‌اند. برخی از آنها مطالعات خود را بر روی مدل‌سازی، کنترل، کاربردها و روش‌های مدولاسیون مبدل Z-source متمرکز نموده‌اند [۱] و [۵] تا [۹].

دیگران بر روی ساختارهای جدید از مبدل Z-source متمرکز نموده‌اند [۱۰] تا [۱۲]. مطالعاتی بر روی بهبود توان مبدل و کاهش استرس خازن، سلف و کلیدها صورت گرفته است. برخی از مطالعات بر روی روش‌های مدولاسیون په‌نای پالس برای کنترل مدت زمان اتصال کوتاه به منظور رسیدن به بهره بالا و محدودکردن استرس و لتاژ کلیدها متمرکز شده‌اند [۱]، [۵] و [۶]. برخی از محققان تلاش کرده‌اند که ساختارهای مختلفی از شبکه امپدانس را گسترش دهند تا استرس و لتاژ کلیدها را کاهش و بهره و لتاژ را افزایش دهند [۱۱] و [۱۳].

روش کنترلی بوست ساده در [۱] بیان شده است. در این روش کنترلی، استرس و لتاژ کلیدها بالاست که باعث محدودشدن بهره و لتاژ می‌شود. روش کنترلی ماکسیمم بوست برای رسیدن به کمترین استرس و لتاژ کلیدها در [۵] آمده است. در روش کنترلی MSVPWM، مدولاسیون په‌نای پالس بردار فضایی اصلاح‌شده، بیان شده است [۱۴].

روش مدولاسیون بردار فضایی در مقایسه با روش‌های بوست ساده، ماکسیمم بوست و ماکسیمم بوست ثابت در محدوده وسیع‌تری از ضریب مدولاسیون دارای بهره مساوی می‌باشد اما استرس و لتاژ کلیدها بیشتر از روش کنترلی بوست ساده است. بررسی کاملی از روش مدولاسیون په‌نای پالس در [۷] و [۸] بیان شده است. ایراد تمامی روش‌های گفته‌شده این است که محدوده وسیعی از بهره و لتاژ بالا در محدوده کوچکی از ضریب مدولاسیون به دست می‌آید که ناشی از رابطه بین بهره و لتاژ و ضریب مدولاسیون و مدت زمان اتصال کوتاه می‌باشد.

به منظور افزایش بهره و لتاژ مبدل Z-source، شبکه امپدانس با کوپلینگ مغناطیسی تحت عنوان trans-Z-source پیشنهاد شد. اساس

چکیده: مبدل Z-source به عنوان یک مبدل توان DC به AC باک-بوست تک‌مرحله‌ای در سال ۲۰۰۳ مطرح شد. ساختارهای متفاوتی از مبدل‌های منبع امپدانس برای بهبود عملکرد مبدل‌های توان در مقاله‌های مختلف معرفی شده‌اند. این مبدل‌ها با ساختار خاصی که دارند از اتصال کوتاه برای افزایش ولتاژ خروجی استفاده می‌کنند و بنابراین ضمن بالابردن قابلیت اطمینان سیستم، تبدیل DC به AC تک‌مرحله‌ای را با قابلیت افزایش و کاهش ولتاژ ایجاد می‌کنند. یکی از مبدل‌های منبع امپدانس جدیدی که اخیراً معرفی شده است، مبدل A-source می‌باشد. برای بهبود توانایی افزایش بهره و کاهش تلفات کلیدزنی، روش جدیدی از مدولاسیون په‌نای پالس معرفی می‌گردد. در این روش با تزریق هارمونیک سوم و تولید ولتاژهای مرجع جدید در مبدل A-source سه‌فاز، مدت زمان اتصال کوتاه، کنترل می‌گردد. روش مدولاسیون پیشنهادی، تلفات کلیدزنی را کاهش و بهره و لتاژ را افزایش می‌دهد، بدون این که سخت‌افزار اضافی به ساختار مبدل اضافه کند. در این روش، همچنان ساختار تک‌مرحله‌ای باک-بوست بودن مبدل حفظ شده است. در این مقاله، روش پیشنهادی تحلیل و با روش مدولاسیون په‌نای پالس مرسوم مقایسه می‌شود. همچنین با تزریق هارمونیک سوم، ضریب مدولاسیون به ۱/۱۵ افزایش می‌یابد که باعث کاهش استرس و لتاژ کلیدها می‌شود. شبیه‌سازی روش پیشنهادی، روش‌های مرسوم، نتایج آن و تحلیل‌های صورت گرفته، توانایی سیستم ارائه‌شده را اثبات می‌کند.

کلیدواژه: تزریق هارمونیک سوم، ضریب بوست، ضریب مدولاسیون، مبدل منبع امپدانس.

۱- مقدمه

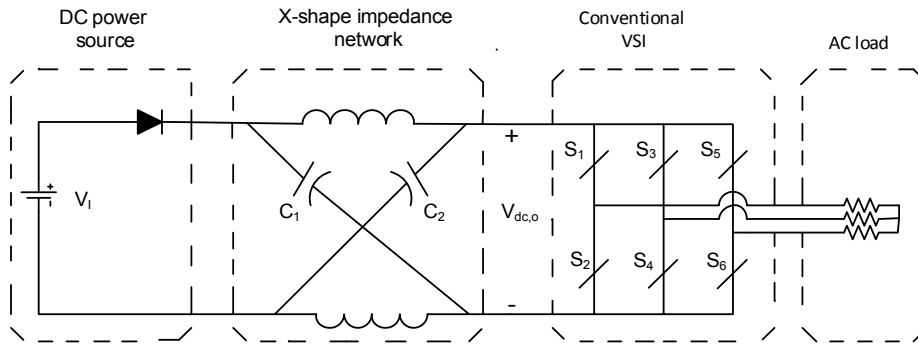
مبدل منبع ولتاژ مرسوم به عنوان مبدل کاهنده در تبدیل DC به AC و مبدل منبع جریان به عنوان مبدل افزایش‌دهنده در تبدیل DC به AC می‌باشد. این مبدل‌ها نمی‌توانند همزمان هم افزایش‌دهنده و هم کاهنده ولتاژ باشند و بنابراین در کاربردهایی که نیاز است بتوان ولتاژ ورودی را افزایش و یا کاهش داد از مبدل Z-source استفاده می‌شود [۱]. شکل ۱ ساختار کلی این مبدل را نشان می‌دهد. از نظر تئوری، مبدل Z-source می‌تواند بهره و لتاژ نامحدودی تولید کند اما از لحاظ عملی اثر قسمت‌های پارازیتی باعث محدودشدن بهره می‌گردد. به عبارت دیگر در تمامی روش‌های مدولاسیون این مبدل، بین مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب مدولاسیون وابستگی وجود دارد. ضریب مدولاسیون و مدت زمان اتصال کوتاه به

این مقاله در تاریخ ۱۰ شهریور ماه ۱۳۹۶ دریافت و در تاریخ ۲۸ بهمن ماه ۱۳۹۶ بازنگری شد.

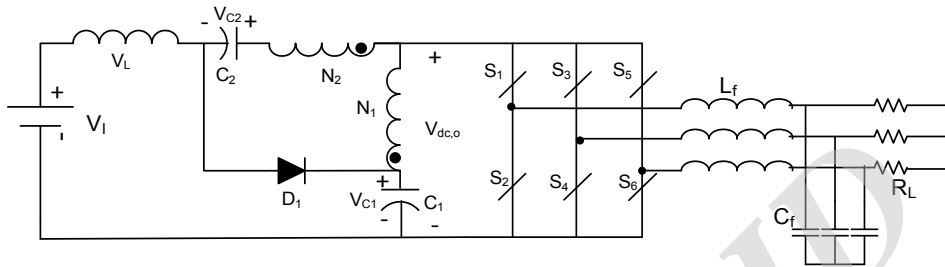
فاطمه ظه‌رابی (نویسنده مسئول)، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران، (email: fa_zohrabi@yahoo.com).

ابراهیم عبیری، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران، (email: abiri@sutech.ac.ir).

امیرحسین رجائی، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران، (email: a.rajaei@sutech.ac.ir).



شکل ۱: مدل Z-source.



شکل ۲: مدل A-source سه فاز.

برای تولید مدت زمان اتصال کوتاه، به کارگیری منحنی پوش برای ثابت نگه داشتن مدت زمان اتصال کوتاه استفاده شده است اما از طرف دیگر استرس ولتاژ کلیدها افزایش می یابد.

برای غلبه بر نقاط ضعف روش های مدولاسیون مطرح شده، پیرامون وابستگی بین مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب مدولاسیون و حساسیت بهره ولتاژ بالا به هر تغییر کوچکی در ضریب مدولاسیون، در این مقاله روش مدولاسیون جدیدی برای مدل منبع امپدانس A-source سه فاز پیشنهاد شده است. در روش پیشنهادی، وابستگی بین مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب مدولاسیون حذف شده است، ضریب مدولاسیون در مقدار ماکسیمم خود ثابت نگه داشته می شود و ضریب بوست به پارامترهای N و K که در ادامه بررسی می شود وابسته است. روش مدولاسیون پیشنهادی از روش کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس گسسته [۱۸] الهام گرفته شده و برای تعیین ولتاژهای مرجع از روش بیان شده در [۱۹] و [۲۰] استفاده گردیده است.

روش پیشنهادی قادر است با قابلیت اطمینان بالا و بدون اضافه کردن بخش های اضافی در محدوده وسیعی ولتاژ را افزایش دهد. برخلاف روش های مدولاسیون مرسوم که در آن مدت زمان اتصال کوتاه به ضریب مدولاسیون وابسته است، روش مدولاسیون پیشنهادی، وابستگی بین مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب مدولاسیون را از بین می برد. ضریب مدولاسیون را در مقدار ماکسیمم خود نگه می دارد و مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب بوست به پارامتر جدیدی غیر از ضریب مدولاسیون وابسته می شود.

مهم ترین اهداف این مقاله به صورت زیر خلاصه می شود:

- ۱) از بین بردن وابستگی بین مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب مدولاسیون در تمامی روش های مدولاسیون مرسوم برای مدل A-source با امکان نگه داشتن ضریب مدولاسیون در مقدار حداکثر خود.
- ۲) دست یافتن به بهره ولتاژ بالا در محدوده وسیعی از پارامتر کنترلی مدت زمان اتصال کوتاه با بهبود قابلیت اطمینان و متعادل کردن استرس ولتاژ کلیدها در مقایسه با تکنیک های مدولاسیون مرسوم.

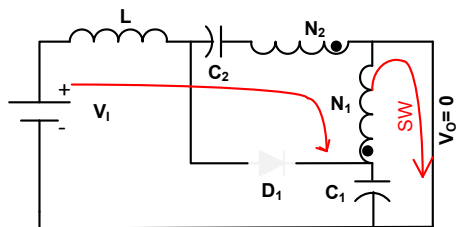
این طرح، شبکه Z-source با پایه ترانسفورمری است. در تمامی طرح های پیشنهادی برای trans-Z-source، شبکه امپدانس، شامل یک ترانسفورمر و یک خازن است. اگر نسبت دور ترانس از یک بیشتر شود، مدل trans-Z-source بهره ولتاژ بالایی تولید خواهد کرد. مدل های trans-Z-source و T-source، شبکه امپدانس با ترانسفورمر دو سیم پیچی می باشند که با تعداد دور سیم پیچی کوچک، بهره ولتاژ بالایی دارند. مدل های دوسیم پیچی ذکر شده با جابه جاکردن مکان سیم پیچ در ترانسفورمر کوپل شده، ایجاد می شوند. برای رسیدن به شبکه ای که همه خواص و مزیت های شبکه های ذکر شده را داشته باشد، شبکه Y-source با سه سیم پیچ کوپل شده پیشنهاد شد. این شبکه نسبت به شبکه های ذکر شده دارای درجه آزادی بیشتری برای تغییر بهره ولتاژ است و همچنین با نسبت دور کوچک، بهره ولتاژ بالایی دارد [۱۵] و [۱۶].

بعد از مدل Y-source، مدل جدیدی تحت عنوان A-source پیشنهاد شد. در مدل A-source از یک اتوترانسفورمر استفاده شده تا بتوان از این مدل به عنوان مدل بهره ولتاژ DC بسیار بالا استفاده نمود [۱۷]. طرح کلی مدل DC به AC، در شکل ۲ نشان داده شده است. جریان ورودی این مدل پیوسته است و بنابراین برای استفاده در بسیاری از منابع انرژی نو مناسب می باشد.

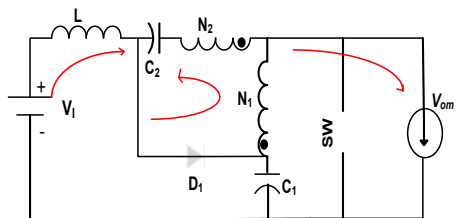
برخی از مشکلات روش های مدولاسیون مرسوم عبارتند از:

در [۱] از روش مدولاسیون بوست ساده برای تولید مدت زمان اتصال کوتاه استفاده شده است. بر اساس اصول عملکرد این روش، ولتاژ خروجی متناسب با میزان کاهش ضریب مدولاسیون M افزایش می یابد و بنابراین برای رسیدن به بهره ولتاژ بالا باید ضریب مدولاسیون را کاهش داد، در نتیجه با کاهش ضریب مدولاسیون، استرس ولتاژ کلیدها افزایش می یابد.

بعد از روش بوست ساده، روش مدولاسیون ماکسیمم بوست برای تولید مدت زمان اتصال کوتاه در [۵] مطرح شد. در این روش در مقایسه با روش بوست ساده برای رسیدن به بهره ولتاژ مساوی، به ضریب مدولاسیون بالاتری نیاز است و بنابراین در این روش، استرس ولتاژ کلیدها کاهش می یابد. در [۶] از روش مدولاسیون ماکسیمم بوست ثابت



شکل ۴: وضعیت اتصال کوتاه مبدل A-source.



شکل ۵: وضعیت غیر اتصال کوتاه مبدل A-source.

$$V_o = V_{C_1} - V_{L_1} \quad (8)$$

قانون توازن ولتاژ برای L_1 عبارت است از

$$V_{C_1} D_{st} - \frac{V_{C_r}}{1 + \frac{N_r}{N_1}} (1 - D_{st}) = 0 \quad (9)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{C_1}}{V_{C_r}} = \frac{1 - D_{st}}{D_{st} (1 + \frac{N_r}{N_1})} \quad (10)$$

در معادلات داده‌شده، مدت زمان اتصال کوتاه کلید را نشان می‌دهد. قانون دوم توازن ولتاژ برای L عبارت است از

$$V_I + [(\frac{N_r}{N_1} + 1) D_{st} - 1] V_{C_1} + D_{st} V_{C_r} = 0 \quad (11)$$

با استفاده از معادلات به دست آمده، ولتاژ خازن C_1 و C_r از (۱۲) و (۱۳) به دست می‌آیند

$$V_{C_1} = \frac{1 - D_{st}}{1 - (1 + N) D_{st}} V_I \quad (12)$$

$$V_{C_r} = \frac{D_{st} N}{1 - (1 + N) D_{st}} V_I \quad (13)$$

در معادلات بیان‌شده، N نسبت دور سیم‌پیچی اتوترانسفورمر است و با رابطه $N = (N_1 + N_r) / N_1$ بیان می‌شود.

۳-۲ نسبت انتقال ولتاژ DC در مبدل A-source

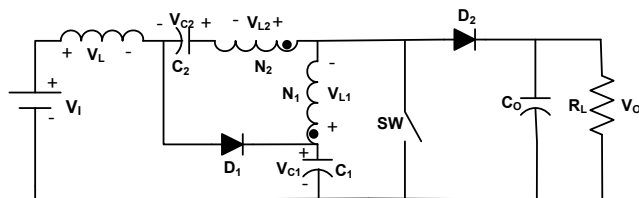
ماکسیمم ولتاژ خروجی، طی فرایند غیر اتصال کوتاه با استفاده از (۱۴) و (۱۵) به دست می‌آید

$$V_{om} = V_{C_1} - V_{L_1} \quad (14)$$

$$V_{om} = \frac{V_I}{1 - (1 + N) D_{st}} \quad (15)$$

در شبکه داده‌شده، بهره ولتاژ به صورت $G = V_{om} / V_I$ و ضریب افزایشده ولتاژ به شکل $B = 1 / (1 - (1 + N) D_{st})$ تعریف می‌شود. با توجه به (۱۵)، محدوده تغییرات مدت زمان اتصال کوتاه به فرم (۱۶) مشخص می‌شود

$$0 \leq D_{st} \leq D_{st,max} = \frac{1}{1 + N} \quad (16)$$



شکل ۳: طرح کلی مبدل منبع امیدانس A-source (DC-DC).

۲- بررسی ساختار و عملکرد مبدل منبع امیدانس A-SOURCE

شکل ۳ طرح کلی مبدل A-source، DC به DC را نشان می‌دهد. این شبکه در مقایسه با دیگر شبکه‌های امیدانسی از تعداد دور کمتری برای رسیدن به بهره برابر استفاده می‌کند. همچنین با توجه به جریان ورودی پیوسته، برای بسیاری از منابع انرژی نو مناسب است. عملکرد این شبکه به این صورت است که با وصل شدن کلید، دیودهای D_1 و D_r بایاس معکوس می‌شوند. سلف مغناطیس‌کنندگی اتوترانسفورمر از طریق خازن‌های C_1 و C_r شارژ می‌شود و خازن خروجی C_o به بار خروجی، توان می‌دهد. با خاموش شدن کلید، دیودهای D_1 و D_r روشن می‌شود و منبع ولتاژ ورودی، خازن‌های C_1 و C_r را دوباره شارژ می‌کند. منبع ولتاژ ورودی و اتوترانسفورمر، انرژی را به خازن خروجی منتقل می‌کنند تا بار تغذیه شود. زمانی که کلید دوباره روشن شود، فرایند تکرار می‌شود. با روشن و خاموش شدن کلید به صورت متناوب، ولتاژ خازن خروجی تا بیشترین مقدار خود یعنی V_{om} افزایش می‌یابد. این مبدل دارای دو وضعیت کاری، حالت اتصال کوتاه و حالت غیر اتصال کوتاه می‌باشد [۱۷].

۱-۲ حالت اتصال کوتاه

در این حالت با روشن شدن کلید، دیود D_1 بایاس معکوس می‌شود. شکل ۴ وضعیت اتصال کوتاه مبدل را نشان می‌دهد. با نوشتن KVL در این حالت، معادلات زیر به دست می‌آیند

$$V_I - V_L + V_{C_r} + \frac{N_r}{N_1} V_{L_1} + V_{L_1} - V_{C_1} = 0 \quad (1)$$

$$V_{L_1} = V_{C_1} \quad (2)$$

با مرتب کردن (۱)، (۳) به دست می‌آید

$$V_L = V_I + V_{C_r} + (1 + \frac{N_r}{N_1}) V_{L_1} - V_{C_1} \quad (3)$$

با استفاده از (۲) و (۳)، ولتاژ سلف ورودی به صورت (۴) به دست می‌آید

$$V_L = V_I + V_{C_r} + \frac{N_r}{N_1} V_{C_1} \quad (4)$$

$$V_o = 0 \quad (5)$$

۲-۲ حالت غیر اتصال کوتاه

در این حالت، مانند شکل ۵ کلید خاموش و دیود D_1 بایاس مستقیم می‌شود. معادلات در این حالت به صورت زیر است

$$V_{L_1} + \frac{N_r}{N_1} V_{L_1} + V_{C_r} = 0 \quad (6)$$

$$V_L = V_I - V_{C_1} \quad (7)$$

بوست، ماکسیمم بوست ثابت و روش مدولاسیون بردار فضایی می‌باشد. برای تمامی این روش‌ها بهره ولتاژ از (۲۳) به دست می‌آید

$$G = \frac{2V_{oac}}{V_I} = MB \quad (23)$$

در (۲۳)، مقدار پیک ولتاژ فاز خروجی، V_I ولتاژ DC ورودی، M ضریب مدولاسیون و B ضریب بوست است که برای مبدل A-source از (۲۴) به دست می‌آید

$$B = \frac{1}{1 - (1 + N)D_{st}} \quad (24)$$

در (۲۴)، D_{st} مدت زمان اتصال کوتاه کلیدها، N ضریب سیم‌پیچی ترانس، N_1 تعداد دور سیم‌پیچی اولیه ترانس و N_2 تعداد دور سیم‌پیچی ثانویه ترانس می‌باشد.

۴-۱- تزریق هارمونیک سوم و تعیین ولتاژهای مرجع سه‌فاز جدید

در این روش به منظور افزایش ضریب مدولاسیون، تزریق هارمونیک سوم به شکل موج سینوسی سه‌فاز صورت می‌گیرد. شکل ۶ ولتاژهای سه‌فاز ایجادشده با تزریق هارمونیک سوم را نشان می‌دهد. ولتاژهای سه‌فاز مرجع و V_{zs} به ترتیب به صورت (۲۵) و (۲۶) تعریف می‌شوند

$$V_{ao}^* = M \sin(\omega t) + \frac{1}{6} M \sin(3\omega t)$$

$$V_{bo}^* = M \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} M \sin(3\omega t) \quad (25)$$

$$V_{co}^* = M \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6} M \sin(3\omega t)$$

$$V_{zs} = \frac{1}{3} (1 - \text{sgn}(\frac{d}{dt} \max(V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*))) \cdot \max(V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*) +$$

$$\frac{1}{3} (1 - \text{sgn}(\frac{d}{dt} \min(V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*))) \cdot \min(V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*) \quad (26)$$

که در آن V_{zs} ولتاژ توالی صفر نامیده می‌شود [۱۹]. در روش پیشنهادی بر اساس مطالب بیان شده در [۱۹] و همچنین بر اساس ولتاژهای سه‌فاز مرجع تعریف شده در [۲۰]، ولتاژ V_{zs} برای رسیدن به سیگنال‌های مدولاسیون مورد نیاز و در نتیجه به دست آوردن منحنی‌های پوش مطلوب تعریف می‌شود.

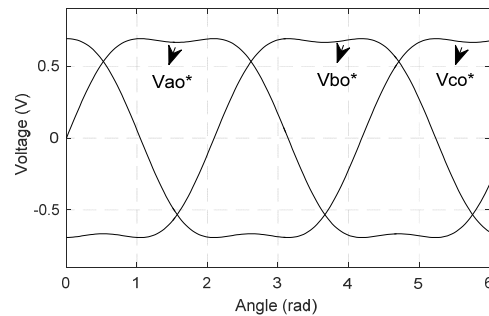
در (۲۶)، sgn تابع علامت است که برای مقادیر مثبت، مقدار آن ۱ و برای مقادیر منفی، مقدار آن -۱ می‌باشد. مجموعه جدیدی از ولتاژهای مرجع، تحت عنوان سیگنال‌های مدولاسیون از (۲۷) به دست می‌آیند

$$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{zs}}{3}$$

$$V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{zs}}{3} \quad (27)$$

$$V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{zs}}{3}$$

شکل ۷ تولید سیگنال‌های مدولاسیون را در روش مدولاسیون پیشنهادی بر اساس (۲۵)، (۲۶) و (۲۷) نشان می‌دهد. بخش‌های مختلف سیگنال‌های مدولاسیون مطابق با جدول ۱ هر ۳۰ درجه تغییر می‌کند. مقدار ماکسیمم سیگنال‌های مدولاسیون جدید (V_a^*, V_b^*, V_c^*) برابر با



شکل ۶: تزریق هارمونیک سوم به ولتاژهای مرجع سه‌فاز.

۳- بررسی ریپل جریان سلف و ولتاژ خازن در مبدل A-SOURCE سه‌فاز

در مبدل A-source، ریپل جریان سلف به صورت (۱۷) محاسبه می‌شود

$$\Delta I_L = \int_{D_{st}T_s}^{T_s} \frac{di_L}{dt} dt = \int_{D_{st}T_s}^{T_s} \frac{V_L}{L} dt = \frac{V_L}{L} T_s (1 - D_{st}) \quad (17)$$

ولتاژ سلف ورودی طی فرایند غیر اتصال کوتاه طبق (۱۸) محاسبه می‌شود

$$V_L = V_I - V_{C_1} \quad (18)$$

معادله (۱۸) را در (۱۷) قرار می‌دهیم، ریپل جریان سلف به صورت (۱۹) به دست می‌آید

$$\Delta I_L = \frac{(1 - D_{st})T_s (V_I - V_{C_1})}{L} \quad (19)$$

ولتاژ خازن C_1 را در (۱۹) قرار می‌دهیم، بنابراین میزان ریپل جریان سلف از (۲۰) به دست می‌آید

$$\Delta I_L = \frac{-ND_{st}(1 - D_{st})T_s}{L[1 - (1 + N)D_{st}]} \quad (20)$$

برای محاسبه ریپل ولتاژ خازن در مبدل A-source، با فرض وصل بودن کلید، دیود خاموش می‌شود و بنابراین جریان خازن C_r عبارت است از

$$i_{C_r} = -I_L \quad (21)$$

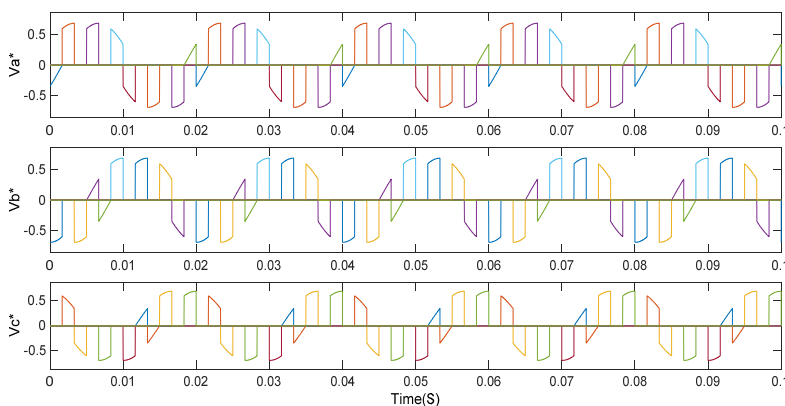
با استفاده از رابطه بین جریان و ریپل ولتاژ خازن و همچنین با صرف نظر کردن از تلفات، یعنی مساوی بودن توان خروجی با توان ورودی، ریپل ولتاژ خازن C_r به صورت (۲۲) به دست می‌آید

$$\Delta V_{C_r} = -\frac{I_L D_{st} T_s}{C_r} = -\frac{P_o}{V_I} \cdot \frac{D_{st} T_s}{C_r} \quad (22)$$

در (۲۲)، I_L جریان سلف ورودی و P_o توان خروجی مبدل است.

۴- روش مدولاسیون پیشنهادی برای مبدل A-SOURCE سه‌فاز

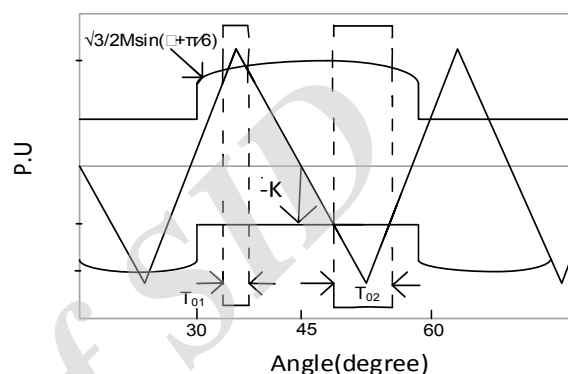
برتری روش کنترلی مدولاسیون پهنای پالس برای مبدل منبع امپدانس، توانایی ایجاد حالت اتصال کوتاه به منظور افزایش ولتاژ بالاتر از مقدار ولتاژ DC در فرایند تک‌مرحله‌ای است. عمل اتصال کوتاه با وصل کردن کلیدهای بالا و پایین در یک فاز صورت می‌گیرد. روش‌های مدولاسیون پهنای پالس مختلفی برای کنترل تولید مدت زمان اتصال کوتاه استفاده می‌شود. متداول‌ترین روش‌ها، روش بوست ساده، ماکسیمم



شکل ۷: سیگنال‌های مدولاسیون تولیدشده در روش پیشنهادی.

جدول ۱: تزریق هارمونیک سوم و تعیین V_{zs} و منحنی‌های مرجع جدید.

یک دوازدهم یک دوره	V_{zs}	سیگنال‌های مدولاسیون
$0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$	V_{co}^*	$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{co}^*}{2}, V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{co}^*}{2}, V_c^* = 0$
$\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$	V_{bo}^*	$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{bo}^*}{2}, V_b^* = 0, V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{bo}^*}{2}$
$\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$	V_{ao}^*	$V_a^* = 0, V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{ao}^*}{2}, V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{ao}^*}{2}$
$\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$	V_{co}^*	$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{co}^*}{2}, V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{co}^*}{2}, V_c^* = 0$
$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6}$	V_{ao}^*	$V_a^* = 0, V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{ao}^*}{2}, V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{ao}^*}{2}$
$\frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \pi$	V_{co}^*	$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{co}^*}{2}, V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{co}^*}{2}, V_c^* = 0$
$\pi \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6}$	V_{bo}^*	$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{bo}^*}{2}, V_b^* = 0, V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{bo}^*}{2}$
$\frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3}$	V_{ao}^*	$V_a^* = 0, V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{ao}^*}{2}, V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{ao}^*}{2}$
$\frac{4\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2}$	V_{bo}^*	$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{bo}^*}{2}, V_b^* = 0, V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{bo}^*}{2}$
$\frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{3}$	V_{ao}^*	$V_a^* = 0, V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{ao}^*}{2}, V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{ao}^*}{2}$
$\frac{5\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6}$	V_{co}^*	$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{co}^*}{2}, V_b^* = \frac{V_{bo}^* - V_{co}^*}{2}, V_c^* = 0$
$\frac{11\pi}{6} \leq \omega t \leq 2\pi$	V_{bo}^*	$V_a^* = \frac{V_{ao}^* - V_{bo}^*}{2}, V_b^* = 0, V_c^* = \frac{V_{co}^* - V_{bo}^*}{2}$



شکل ۸: محاسبه متوسط مدت زمان اتصال کوتاه با استفاده از روش مدولاسیون پیشنهادی.

می‌باشند. برای داشتن مدولاسیون مناسب باید شرط $(\sqrt{3}/2)M \leq 1$ برآورده شود، بنابراین مقدار ماکسیمم ضریب مدولاسیون به $2/\sqrt{3}$ افزایش می‌یابد که این ضریب نسبت به روش مدولاسیون مرسوم به اندازه ۱۵٪ افزایش یافته است.

۴-۲ تعیین منحنی پوش برای محاسبه مدت زمان اتصال کوتاه

دو منحنی پوش بالا و پایین، V_p و V_n ، با استفاده از بیشترین و کمترین مقدار لحظه‌ای سیگنال‌های مدولاسیون جدید (V_a^*, V_b^*, V_c^*) ، برای تولید مدت زمان اتصال کوتاه تولید می‌شوند

$$V_p = \max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + K(1 - \text{ceil}(\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*)))$$

$$V_n = \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + K(1 + \text{floor}(\min(V_a^*, V_b^*, V_c^*)))$$
(۲۸)

در (۲۸) تابع ceil و floor به ترتیب نزدیک‌ترین عدد صحیح بزرگ‌تر و نزدیک‌ترین عدد صحیح کوچک‌تر به عددی حقیقی را نشان می‌دهند. برای تولید منحنی پوش در بازه‌های زمانی که بیشترین مقدار سیگنال‌های مرجع جدید تولیدشده برابر با صفر است، مقدار منحنی پوش بالا برابر با K و در بازه‌های زمانی که کمترین مقدار سیگنال‌های مرجع تولیدشده برابر با صفر است، مقدار منحنی پوش پایین برابر با $-K$ می‌باشد. در بازه‌های زمانی که کمترین مقدار و یا بیشترین مقدار سیگنال‌های مرجع جدید تولیدشده، صفر نباشد پوش بالا برابر با $\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*)$ و منحنی پوش پایین برابر با $\min(V_a^*, V_b^*, V_c^*)$ می‌باشد. جدول ۲ منحنی‌های پوش را برای بازه‌های زمانی مختلف نشان می‌دهد.

۴-۳ محاسبه مدت زمان اتصال کوتاه در روش مدولاسیون پیشنهادی

برای به دست آوردن معادله مدت زمان اتصال کوتاه، مقدار متوسط مدت زمان اتصال کوتاه با توجه به شکل ۸ محاسبه می‌شود. از آنجایی که مدت زمان اتصال کوتاه به صورت پیرویدیک در فاصله ۳۰ درجه تکرار می‌شود، مدت زمان اتصال کوتاه در طی فرایند کلیدزنی در فاصله ۳۰ تا ۳۰ درجه از (۲۹) به دست می‌آید

$$\frac{T_{\downarrow}(\theta)}{T} = \frac{1 + \frac{\sqrt{3}}{2}M \cos \theta}{2}$$

$$\frac{T_{\uparrow}(\theta)}{T} = \frac{1 - K}{2}$$

$$\frac{T_c(\theta)}{T} = \frac{2 - [K - (\sqrt{3}/2)M \cos \theta]}{2}$$
(۲۹)

جدول ۳: مقایسه نسبت استرس ولتاژ کلیدها به ولتاژ DC در روش های مختلف.

روش مدولاسیون	نسبت استرس ولتاژ کلیدها به ولتاژ DC $(\frac{V_s}{GV_I})$
روش بوست ساده	$\frac{1+N}{N} - \frac{1}{NG}$
روش ماکسیمم بوست	$\frac{\sqrt{3}\sqrt{1+N}}{2\pi N} - \frac{1}{NG}$
روش ماکسیمم بوست ثابت	$\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{1+N}{N} - \frac{1}{NG}$
روش پیشنهادی	$\frac{\frac{\sqrt{3}}{2}(1+N)}{(\tau-K)\frac{1+N}{2}-1} - \frac{1}{G((\tau-K)\frac{1+N}{2}-1)}$

جدول ۴: مقایسه بهره ولتاژ در روش های مدولاسیون مختلف.

روش مدولاسیون	بهره ولتاژ
روش بوست ساده	$G = \frac{M}{1-(1+N)(1-M)}$
روش ماکسیمم بوست	$G = \frac{2\pi M}{\sqrt{3}\sqrt{1+N}-2\pi N}$
روش ماکسیمم بوست ثابت	$G = \frac{M}{1-(1+N)(1-\frac{\sqrt{3}}{2}M)}$
روش پیشنهادی	$G = \frac{M}{1-(1+N)[\frac{\pi(\tau-K)-\frac{\sqrt{3}}{2}M}{2\pi}]}$

با تنظیم ضرایب K ، M و N می توان به بهره ولتاژ بالا دست یافت. استرس ولتاژ کلیدها از (۳۳) به دست می آید

$$V_s = BV_I = \frac{G}{M} V_I = \frac{V_I}{\frac{\pi(\tau-K)-\frac{\sqrt{3}}{2}M}{1-(1+N)[\frac{\pi(\tau-K)-\frac{\sqrt{3}}{2}M}{2\pi}]} \quad (33)$$

معادلات (۳۴) و (۳۵) به ترتیب دامنه ولتاژ AC فاز و خط خروجی مبدل A-source سه فاز را نشان می دهند

$$V_{AC-line} = \frac{1}{1-(1+N)D_{st}} M \times \frac{V_{DC}}{2} \times \sqrt{3} \quad (34)$$

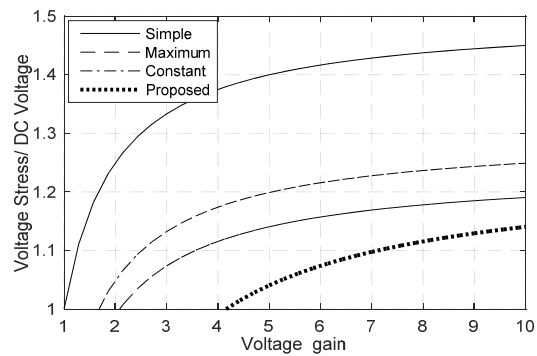
$$V_{AC-phase} = \frac{1}{1-(1+N)D_{st}} M \times \frac{V_{DC}}{2} \quad (35)$$

۶- مقایسه استرس ولتاژ کلیدها در A-SOURCE با روش پیشنهادی و سایر روش ها

معادلات نوشته شده در جدول ۳، نسبت استرس ولتاژ کلیدها به ولتاژ DC معادل در روش پیشنهادی، روش های بوست ساده، ماکسیمم بوست و ماکسیمم بوست ثابت را با هم مقایسه می کند. شکل ۹ نیز استرس ولتاژ کلیدها با تغییر بهره ولتاژ در روش های مرسوم و روش پیشنهادی را با هم مقایسه می کند. مقایسه نشان می دهد که نسبت استرس ولتاژ کلیدها به ولتاژ DC در روش پیشنهادی نسبت به روش های مرسوم، کمتر است.

۷- بهره ولتاژ در روش مدولاسیون پیشنهادی و سایر روش ها

جدول ۴ رابطه بهره ولتاژ برای مبدل A-source در روش های مرسوم



شکل ۹: مقایسه استرس ولتاژ کلیدها در روش های مدولاسیون متفاوت برای مبدل A-source.

جدول ۵: منحنی های پوش برای بازه های زمانی مختلف.

یک دوازدهم دوره تناوب	منحنی پوش بالا	منحنی پوش پایین
$0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$	K	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \theta$
$\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(\theta + \frac{\pi}{6})$	K
$\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$	K	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \sin(\theta + \frac{\pi}{6})$
$\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(\theta + \frac{\pi}{3})$	$-K$
$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6}$	K	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(\theta + \frac{\pi}{3})$
$\frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \pi$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \theta$	$-K$
$\pi \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6}$	K	$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos \theta$
$\frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{4\pi}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2} M \sin(\theta + \frac{\pi}{6})$	$-K$

مقدار متوسط مدت زمان اتصال کوتاه از (۳۰) به دست می آید

$$D_{st} = \frac{1}{\frac{\pi}{6}} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{T(\theta)}{T} d\theta = \frac{\pi(\tau-K) - \frac{\sqrt{3}}{2}M}{2\pi} \quad (30)$$

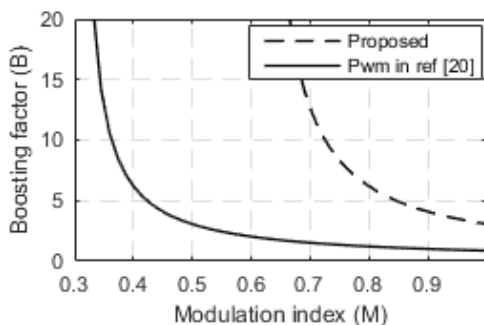
۵- ضریب بوست و استرس ولتاژ کلیدها در روش مدولاسیون پیشنهادی برای مبدل A-SOURCE

بعد از شبکه quasi-Y-source، شبکه امپدانس با بهره ولتاژ بالا تحت عنوان مبدل A-source مطرح شد [۱۷]. این شبکه امپدانس به طور کامل در بخش ۲ بررسی شد. ضریب بوست برای شبکه A-source با روش مدولاسیون پیشنهادی از (۳۱) به دست می آید

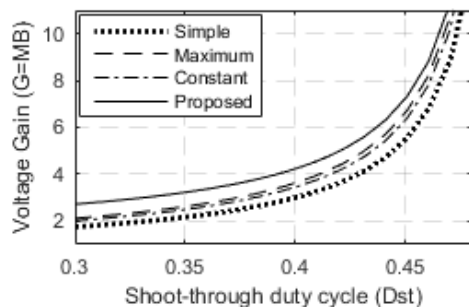
$$B = \frac{1}{\frac{\pi(\tau-K) - \frac{\sqrt{3}}{2}M}{1-(1+N)[\frac{\pi(\tau-K) - \frac{\sqrt{3}}{2}M}{2\pi}]} \quad (31)$$

همچنین بهره ولتاژ برای مبدل A-source از (۳۲) به دست می آید

$$G = \frac{M}{1-(1+N)[\frac{\pi(\tau-K) - \frac{\sqrt{3}}{2}M}{2\pi}]} \quad (32)$$



شکل ۱۲: ضریب بوست در روش مدولاسیون پیشنهادی و روش بیان شده در [۲۰] در ضریب مدولاسیون متفاوت ($K=0.5, N=1$).



شکل ۱۳: مقایسه بهره ولتاژ برای روش‌های مدولاسیون مختلف بر حسب مدت زمان اتصال کوتاه ($K=0.5$).

از این ضریب برای تولید منحنی‌های پوش بالا و پایین در روش مدولاسیون استفاده می‌شود و بنابراین کنترل‌کننده، پالس‌های مناسبی برای تولید ولتاژ مطلوب تولید می‌کند و به اینورتر منبع ولتاژ اعمال می‌نماید. شکل ۱۵ تغییرات بهره ولتاژ با تغییر ضریب مدولاسیون برای روش‌های مدولاسیون مرسوم و همچنین تغییر بهره ولتاژ با تغییر ضریب K با روش مدولاسیون پیشنهادی را نشان می‌دهد. با توجه به شکل ۱۵، حساسیت بهره ولتاژ بالا نسبت به تغییرات ضریب K در روش مدولاسیون پیشنهادی از حساسیت بهره ولتاژ در روش‌های مدولاسیون مرسوم، نسبت به تغییرات ضریب مدولاسیون K کمتر است.

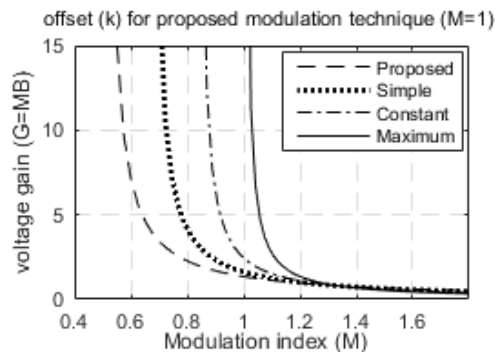
۹- محاسبه تلفات کلیدزنی

برای محاسبه تلفات کلیدزنی در زمان روشن شدن کلید باید مدت زمانی که طول می‌کشد تا کلید وصل شود (t_{on}) و همچنین جریان گذرنده از کلید در زمان روشن شدن کلید (I_{on}) محاسبه شوند.

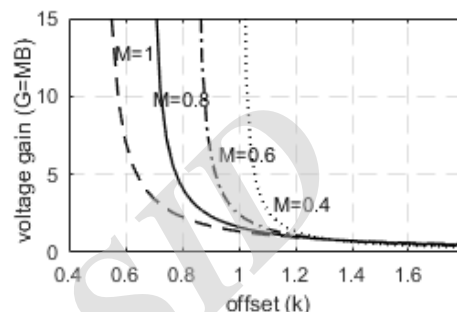
همچنین برای محاسبه تلفات کلیدزنی در زمان خاموش شدن کلید، باید مدت زمان خاموش شدن کلید (t_{off}) و همچنین ولتاژ دو سر کلید در زمان خاموش بودن کلید (V_s) محاسبه شوند. شکل ۱۶ وضعیت کلید در زمان روشن و خاموش شدن را نشان می‌دهد. تلفات کلیدزنی در یک دوره برابر است با مجموع انرژی تلف شده در زمان خاموش شدن کلید و انرژی تلف شده در زمان روشن شدن کلید در یک دوره کاری و بنابراین تلفات کلیدزنی از (۳۶) به دست می‌آید.

$$P_{sw} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{V_s I_{on}}{\epsilon} t_{on} + \frac{V_s I_{on}}{\epsilon} t_{off} \right) = \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{\epsilon} \right) f_s V_s I_{on} \quad (36)$$

تلفات کلیدزنی به فرکانس کلیدزنی وابسته است و با افزایش فرکانس کلیدزنی، این تلفات افزایش می‌یابند. شکل ۱۷ تغییرات تلفات کلیدزنی را با تغییر ولتاژ خروجی در مبدل A-source با روش پیشنهادی نشان می‌دهد.



شکل ۱۰: بهره ولتاژ بر حسب ضریب مدولاسیون در روش بوست ساده، ماکسیمم بوست، ماکسیمم بوست ثابت و روش پیشنهادی.

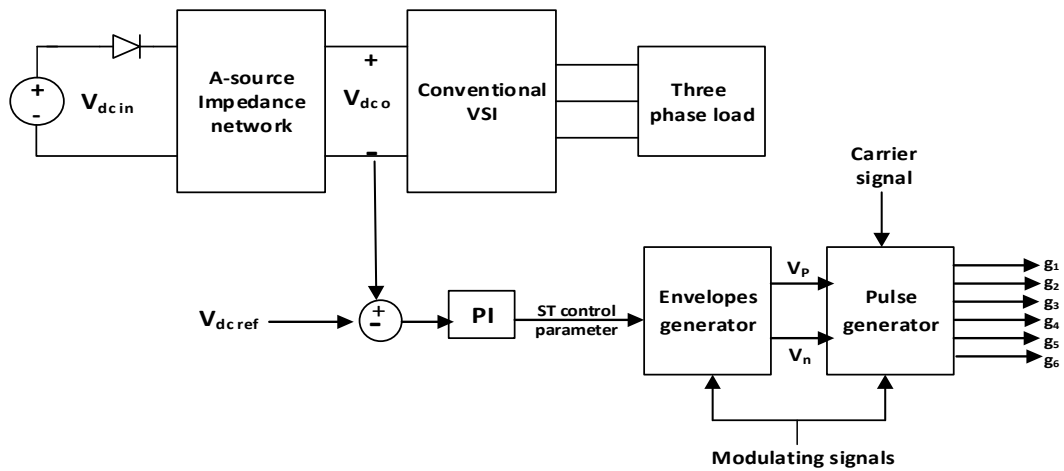


شکل ۱۱: بهره ولتاژ مبدل A-source در روش مدولاسیون پیشنهادی با پارامتر کنترلی K در ضریب مدولاسیون متفاوت.

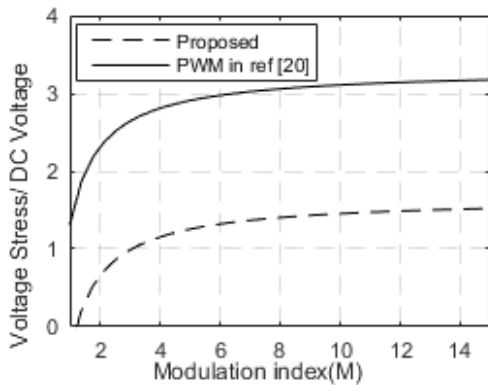
روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. شکل ۱۰ بهره ولتاژ بر حسب ضریب مدولاسیون برای مبدل A-source در روش بوست ساده، ماکسیمم بوست، ماکسیمم بوست ثابت و روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. شکل ۱۱ بهره ولتاژ در روش مدولاسیون پیشنهادی با پارامتر کنترلی K در ضریب مدولاسیون متفاوت را نشان می‌دهد. با توجه به شکل، شیب منحنی با افزایش ضریب مدولاسیون، کاهش می‌یابد. همچنین با توجه به (۳۳)، استرس ولتاژ در روش پیشنهادی در بهره ثابت با افزایش ضریب مدولاسیون کاهش می‌یابد. در روش پیشنهادی با تزریق هارمونیک سوم، ضریب مدولاسیون نسبت به روش پیشنهادی در [۲۰] افزایش یافته و در نتیجه استرس ولتاژ کلیدها نیز کاهش می‌یابد. با توجه به شکل ۱۲ ضریب بوست برای مبدل Z-source در روش مدولاسیون پیشنهادی نسبت به روش بیان شده در [۲۰] با فرض $K=0.5$ بیشتر است. شکل ۱۳ بهره ولتاژ برای روش‌های مدولاسیون مختلف بر حسب مدت زمان اتصال کوتاه را نشان می‌دهد. مقایسه نشان می‌دهد که بهره ولتاژ برای مدت زمان اتصال کوتاه مساوی در روش مدولاسیون پیشنهادی نسبت به روش‌های بوست ساده، ماکسیمم بوست و ماکسیمم بوست ثابت، بیشتر است.

۸- کنترل ولتاژ DC خروجی مبدل منبع امپدانس

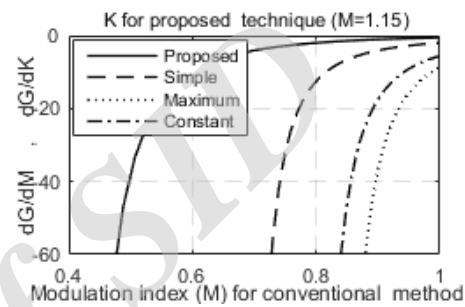
در روش مدولاسیون پیشنهادی برای مبدل A-source، یک کنترل‌کننده برای کنترل ولتاژ DC خروجی مبدل منبع امپدانس طراحی شده است. در این روش کنترلی از کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی (PI) استفاده شده است. شکل ۱۴ طرح کلی این کنترل‌کننده را نشان می‌دهد. در این روش کنترلی، ولتاژ افزایش یافته خروجی مبدل منبع امپدانس با ولتاژ مرجع مقایسه می‌شود. برای رسیدن به ولتاژ مطلوب، کنترل‌کننده PI مدت زمان اتصال کوتاه را محاسبه می‌کند و سپس با توجه به رابطه بین مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب K ، ضریب K مناسب تولید می‌شود.



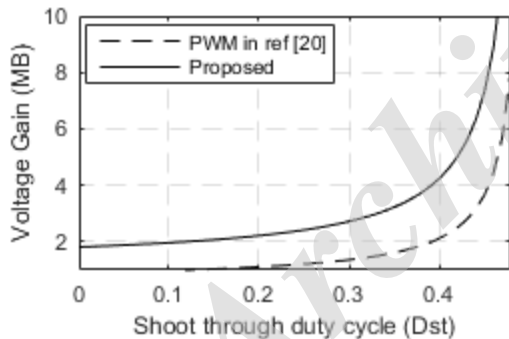
شکل ۱۴: طرح کلی کنترل کننده تناسبی- انتگرالی.



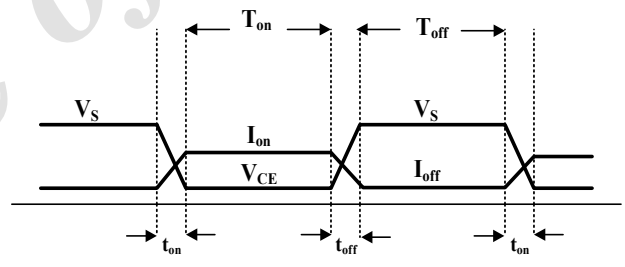
شکل ۱۸: مقایسه استرس ولتاژ کلیدها در مبدل Z-source با روش پیشنهادی و روش بیان شده در [۲۰].



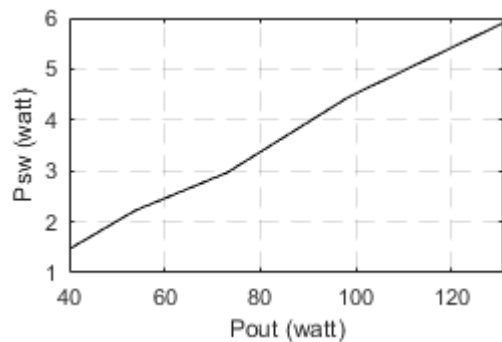
شکل ۱۵: تغییرات بهره ولتاژ با تغییر ضریب مدولاسیون برای روش مرسوم و تغییر ضریب K برای روش پیشنهادی.



شکل ۱۹: مقایسه بهره ولتاژ در روش مدولاسیون پیشنهادی و بهره ولتاژ در روش بیان شده در [۲۰].



شکل ۱۶: وضعیت کلید در زمان روشن و خاموش شدن.



شکل ۱۷: تغییرات تلفات کلیدزنی با تغییر توان خروجی.

همچنین استرس ولتاژ کلید در مبدل Z-source در روش بیان شده در [۲۰] از (۳۸)، به صورت زیر به دست می آید

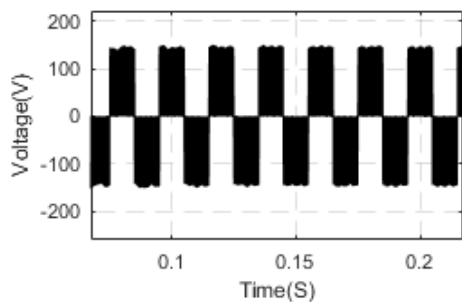
$$\frac{V_s}{GV_{dc}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi(1-K)} - \frac{1}{(1-K)G} \quad (38)$$

مقایسه (۳۷) و (۳۸) نشان می دهد که استرس ولتاژ کلیدها در روش پیشنهادی از روش بیان شده در [۲۰] کمتر است. شکل ۱۸ استرس ولتاژ کلیدها در مبدل Z-source با روش پیشنهادی و روش بیان شده در [۲۰] را مقایسه می کند. استرس ولتاژ کلیدها با تغییر ضریب مدولاسیون در روش پیشنهادی کمتر است. شکل ۱۹ بهره ولتاژ در روش مدولاسیون پیشنهادی و روش بیان شده در [۲۰] را نشان می دهد. افزایش بهره با افزایش مدت زمان اتصال کوتاه در روش پیشنهادی از روش بیان شده در [۲۰] بیشتر است.

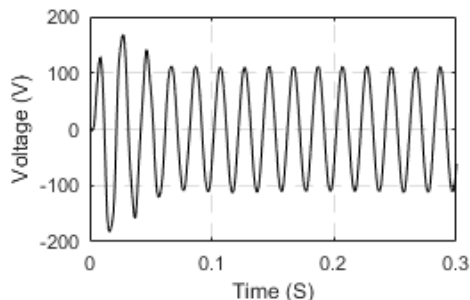
۱۰- مقایسه استرس کلیدها و بهره ولتاژ در روش مدولاسیون جدید و روش بیان شده در [۲۰]

با فرض $N=1$ ، رابطه استرس ولتاژ کلید در مبدل Z-source در روش پیشنهادی به صورت (۳۷) خواهد بود

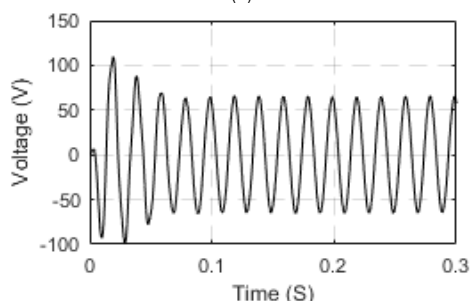
$$\frac{V_s}{GV_{dc}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi(1-K)} - \frac{1}{(1-K)G} \quad (37)$$



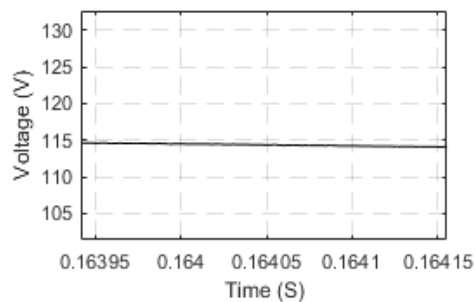
(د)



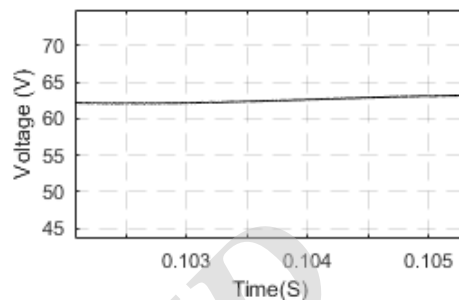
(ه)



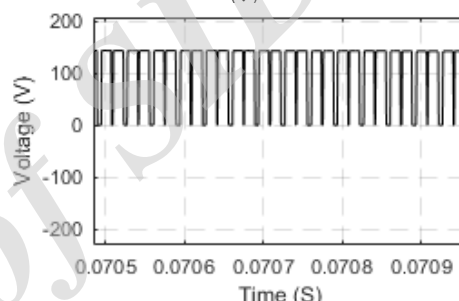
(و)



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۲۰: شبیه‌سازی مبدل A-source با روش پیشنهادی، (الف) ولتاژ خازن C_1 ، (ب) ولتاژ خازن C_2 ، (ج) ولتاژ ورودی دو سر پل مبدل (v_i) ، (د) ولتاژ خروجی مبدل (بدون فیلتر)، (ه) ولتاژ خط خروجی مبدل و (و) ولتاژ فاز خروجی مبدل.

جدول ۵: پارامترهای مبدل منبع امپدانسی A-SOURCE جریان پیوسته.

پارامترهای مبدل پیشنهادی	مقادیر پارامترها
ظرفیت خازن C_1	۱۰۰ میکروفاراد
ظرفیت خازن C_2	۲۲۰ میکروفاراد
اندوکتانس سلف ورودی	۶۳۵ میکروهانری
تعداد دور سیم‌پیچی $(N_s : N_p)$	۱:۱
فرکانس کلیدزنی	۳۰ کیلوهرتز
مقاومت بار	۲۰ اهم
ضریب K	۰٫۹

شکل ۱۹- ب برابر است. شکل ۲۰- ج ولتاژ ورودی دو سر پل مبدل را نشان می‌دهد.

با جایگذاری مقادیر داده‌شده در (۳۳)، استرس ولتاژ کلیدها برابر با ۱۴۵ ولت خواهد بود که با مقدار نشان داده شده در شکل ۲۰- ج برابر است. شکل ۲۰- ه ولتاژ خط AC خروجی مبدل سه‌فاز را نشان می‌دهد. با جایگذاری مقادیر داده‌شده در (۳۴)، اندازه ماکسیمم ولتاژ AC برابر با ۱۰۰ ولت به دست می‌آید که با مقدار ماکسیمم ولتاژ در شکل ۲۰- ه برابر است. همچنین مقادیر داده‌شده را در (۳۵) جایگذاری می‌کنیم و اندازه ولتاژ فاز AC برابر با ۵۸ ولت به دست می‌آید که این اندازه با مقدار ماکسیمم ولتاژ در شکل ۲۰- و برابر است.

۱۲- نتیجه‌گیری

در این مقاله روش مدولاسیون پهنای پالس برای مبدل منبع امپدانس A-source ارائه شده که با تغییر ضرایب M ، K و N می‌توان ضریب بوست، بهره ولتاژ و تلفات کلیدزنی را کنترل کرد اما در [۲۰] تنها با تغییر ضرایب M و K می‌توان مقادیر بیان‌شده را کنترل نمود. در روش پیشنهادی، استرس ولتاژ کلیدها در مقایسه با دیگر روش‌های مدولاسیون، کاهش یافته است. با تزریق هارمونیک سوم، مقدار ماکسیمم ضریب مدولاسیون به $M = 2/\sqrt{3}$ افزایش یافته و بنابراین محدوده تغییرات بهره ولتاژ افزایش می‌یابد. استفاده از مبدل جدید A-source در مقایسه با مبدل Z-source دارای این مزیت است که در مبدل A-source

۱۱- شبیه‌سازی کامپیوتری

در روش پیشنهادی با تزریق هارمونیک سوم به موج‌های سینوسی مینا، ضریب مدولاسیون افزایش می‌یابد. جهت شبیه‌سازی مبدل منبع امپدانس A-source از پارامترهای جدول ۵ استفاده می‌گردد. ضمن این که $M = 0.8$ و $D_{st} = 0.219$ ، ولتاژ ورودی برابر ۵۰ ولت و فرکانس مینا ۵۰ هرتز می‌باشند. نتایج شبیه‌سازی این مبدل در شکل ۲۰ آمده است. شکل ۲۰- الف، ولتاژ خازن C_1 را نشان می‌دهد. با جایگذاری مقادیر داده‌شده در (۱۲)، استرس ولتاژ خازن C_1 برابر با ۱۱۴ ولت خواهد بود که با مقدار نشان داده شده در شکل ۲۰- ب برابر است. شکل ۲۰- ب، ولتاژ خازن C_2 را نشان می‌دهد. با جایگذاری مقادیر داده‌شده در (۱۳)، استرس ولتاژ خازن C_2 برابر با ۶۳ ولت خواهد بود که با مقدار نشان داده شده در

various applications and demands," *Int. J. Eng., Sci., Technol.*, vol. 2, no. 1, pp. 103-115, 2010.

- [15] Y. P. Siwakoti, "Impedance-source networks for electric power conversion part i: a topological review," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 699-716, Feb. 2015.
- [16] F. Z. Peng and F. Blaabjerg, "Impedance-source networks for electric power conversion part ii: review of control and modulation techniques," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 1887-1906, Apr. 2015.
- [17] Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, "A-source impedance network," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8081-8087, Dec. 2016.
- [18] V. G. Agelidis, P. D. Ziogas, and G. Joos, "Dead-band' PWM switching patterns," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 11, no. 4, pp. 522-531, Jul. 1996.
- [19] V. Blasko, "A hybrid PWM strategy combining modified space vector and triangle comparison methods," in *Proc. 27th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf., PESC'96*, vol. 2, pp. 1872-1878, Baveno, Italy, 23-27 Jun. 1996.
- [20] M. S. Diab and A. A. Elserougi, "A pulsewidth modulation technique for high-voltage gain operation of three-phase Z-source inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 4, no. 2, pp. 521-533, Jun. 2016.

فاطمه ظهراپی در سال ۱۳۸۳ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شهید چمران اهواز و در سال ۱۳۸۸ مدرک کارشناسی ارشد در رشته مهندسی برق-الکترونیک را از دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر دریافت نمود. در سال ۱۳۹۷ موفق به اخذ درجه دکترا در رشته مهندسی برق از دانشگاه صنعتی شیراز گردید و اینک عضو هیأت علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد زرقان می‌باشد. زمینه‌های مورد علاقه ایشان عبارتند از: مبدل‌های الکترونیک قدرت، سیستم‌های انرژی نو و الگوریتم‌های بهینه سازی.

ابراهیم عبیری در سال ۱۳۷۱ مدرک کارشناسی مهندسی الکترونیک خود را از دانشگاه علم و صنعت ایران، در سال ۱۳۷۵ مدرک کارشناسی ارشد الکترونیک و در سال ۱۳۸۶ موفق به اخذ درجه دکترا در رشته مهندسی برق-الکترونیک از دانشگاه علم و صنعت ایران گردید. ایشان هم‌اکنون دانشیار و از سال ۱۳۸۶ تا کنون عضو هیأت علمی دانشگاه صنعتی شیراز می‌باشد. زمینه‌های مورد علاقه ایشان عبارتند از: مدارهای مجتمع خطی، مبدل‌های الکترونیک قدرت، انرژی‌های تجدیدپذیر و الگوریتم‌های بهینه سازی.

امیرحسین رجائی در سال ۱۳۸۵ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه شیراز، در سال ۱۳۸۷ مدرک کارشناسی ارشد برق و در سال ۱۳۹۲ موفق به اخذ درجه دکترا در رشته مهندسی برق از دانشگاه تربیت مدرس تهران گردید. ایشان هم‌اکنون استادیار و عضو هیأت علمی دانشگاه صنعتی شیراز می‌باشد. زمینه‌های مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت، مبدل‌های الکترونیک قدرت طراحی کنترل و ساخت، انرژی‌های تجدیدپذیر.

می‌توان با افزایش تعداد دور سیم‌پیچی، بهره ولتاژ را افزایش داد در حالی که در Z-source این امکان وجود ندارد.

مراجع

- [1] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, Mar./Apr. 2003.
- [2] P. C. Loh, D. M. Vilathgamuwa, C. J. Gajanayake, Y. R. Lim, and C. W. Teo, "Transient modeling and analysis of pulse-width modulated Z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 498-507, Mar. 2007.
- [3] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems: an overview," in *Proc. IEEE 33rd Annu. Power Electron. Specialists Conf.*, vol. 4, pp. 1995-2000, Cairns, Australia, 23-27 Jun. 2002.
- [4] M. K. Mishra and K. Karthikeyan, "An investigation on design and switching dynamics of a voltage source inverter to compensate unbalanced and nonlinear loads," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 2802-2810, Aug. 2009.
- [5] F. Z. Peng, M. Shen, and Z. Qian, "Maximum boost control of the Z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 833-838, Jul. 2005.
- [6] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, "Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 3, pp. 770-778, May/Jun. 2006.
- [7] O. Ellabban, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "Comparison between different PWM control methods for different Z-source inverter topologies," in *Proc. 13th Eur. Conf. Power Electron. Appl., EPE'09*, 11 pp., Barcelona, Spain, 8-10 Sept. 2009.
- [8] M. S. Bakar, N. Rahim, K. H. Ghazali, and A. H. M. Hanafi, "Z-source inverter pulse width modulation: a survey," in *Proc. IEEE Int. Conf. Elect., Control, Comput. Eng., Pahang, Malaysia*, pp. 313-316, Pahang, Malaysia, 21-22 Jun. 2011.
- [9] I. Roasto, D. Vinnikov, J. Zakis, and O. Husev, "New shoot-through control methods for qZSI-based DC/DC converters," *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 9, no. 2, pp. 640-647, May 2013.
- [10] M. K. Nguyen, Y. G. Jung, and Y. C. Lim, "Single-phase AC-AC converter based on quasi-Z-source topology," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 8, pp. 2200-2210, Aug. 2010.
- [11] W. Qian, F. Z. Peng, and H. Cha, "Trans-Z-source inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3453-3463, Dec. 2011.
- [12] M. K. Nguyen, Y. C. Lim, and S. J. Park, "Improved trans-Z-source inverter with continuous input current and boost inversion capability," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4500-4510, Oct. 2013.
- [13] C. J. Gajanayake, F. L. Luo, H. B. Gooi, P. L. So, and L. K. Siow, "Extended-boost Z-source inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 10, pp. 2642-2652, Oct. 2010.
- [14] S. Thangaprakash and A. Krishnan, "Comparative evaluation of modified pulse width modulation schemes of Z-source inverter for