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

فاطمه ظهرابی، ابراهیم عبیری و امیرحسین رجائی

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 ولتاژ را افزایش می‌دهد، بدون این که سخت‌افزار اضافی به ساختار مبدل اضافه کند. در این روش، همچنان ساختار تک‌مرحله‌ای باک- بوست‌بودن 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 ولتاژ کلیدها می‌شود. شبیه‌سازی روش پیشنهادی، روش‌های مرسوم، نتایج آن و تحلیل‌های صورت‌گرفته، 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 افزاینده در تبدیل DC به AC می‌باشد. این مبدل‌ها نمی‌توانند همزمان هم افزاینده 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 ولتاژ 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 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 ولتاژ 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 افزاینده 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 تمرکز 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 ولتاژ کلیدها متمرکز شده‌اند [۱]، [۵] و [۶]. برخی از محققان تلاش کرده‌اند که ساختارهای مختلفی از شبکه امپدانسی را گسترش دهند تا استرس ولتاژ کلیدها را کاهش و بهره ولتاژ را افزایش دهند [۱۱] و [۱۳].

روش کنترلی بوست ساده در [۱] بیان شده است. در این روش کنترلی، استرس ولتاژ کلیدها بالاست که باعث محدودشدن بهره ولتاژ می‌شود. روش کنترلی ماکسیمم بوست برای رسیدن به کمترین استرس ولتاژ 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 ولتاژ 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 ولتاژ بالا در محدوده کوچکی از ضریب مدولاسیون به دست می‌آید که ناشی از رابطه بین بهره ولتاژ و ضریب مدولاسیون و مدت زمان اتصال کوتاه می‌باشد.

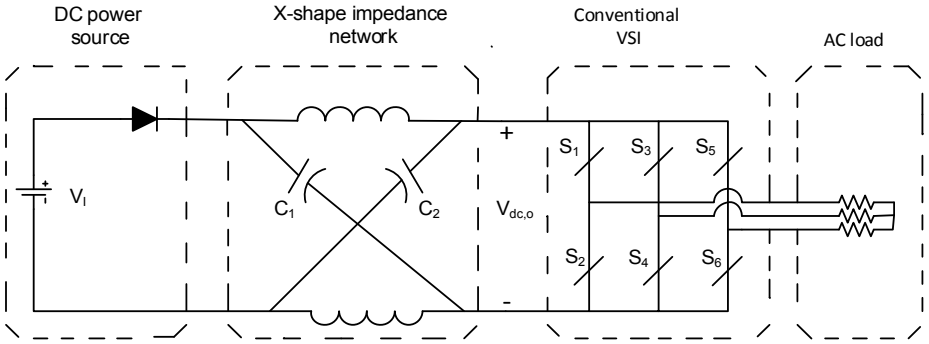
به منظور افزایش بهره ولتاژ مبدل Z-source، شبکه امپدانسی با کوپلینگ مغناطیسی تحت عنوان trans-Z-source پیشنهاد شد. اساس

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

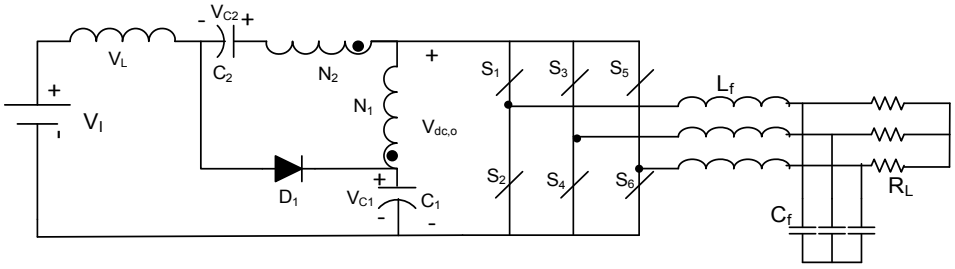
فاطمه ظهرابی (نویسنده مسئول)، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه صنعتی شیراز، شیراز، ایران، (email: fa_zohrabi@yahoo.com).

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: مبدل Z-source.



شکل ۲: مبدل A-source سه‌فاز.

این طرح، شبکه Z-source با پایه ترانسفورمری است. در تمامی طرح‌های پیشنهادی برای trans-Z-source، شبکه امپدانسی، شامل یک ترانسفورمر و یک خازن است. اگر نسبت دور ترانس از یک بیشتر شود، مبدل trans-Z-source بهره ولتاژ بالایی تولید خواهد کرد. مبدل‌های trans-Z-source و T-source، شبکه امپدانسی با ترانسفورمر دو سیم‌پیچی می‌باشند که با تعداد دور سیم‌پیچی کوچک، بهره ولتاژ بالایی دارند. مبدل‌های دوسیم‌پیچی ذکرشده با جابه‌جاکردن مکان سیم‌پیچ در ترانسفورمر کوپل‌شده، ایجاد می‌شوند. برای رسیدن به شبکه‌ای که همه خواص و مزیت‌های شبکه‌های ذکرشده را داشته باشد، شبکه Y-source با سه سیم‌پیچ کوپل‌شده پیشنهاد شد. این شبکه نسبت به شبکه‌های ذکرشده دارای درجه آزادی بیشتری برای تغییر بهره ولتاژ است و همچنین با نسبت دور کوچک، بهره ولتاژ بالایی دارد [۱۵] و [۱۶].

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

برخی از مشکلات روش‌های 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 می‌یابد و بنابراین برای رسیدن به بهره ولتاژ بالا باید ضریب مدولاسیون را کاهش داد، در نتیجه با کاهش ضریب مدولاسیون، استرس ولتاژ کلیدها افزایش می‌یابد.

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 می‌یابد. در [۶] از روش مدولاسیون ماکسیمم بوست ثابت برای تولید مدت زمان اتصال کوتاه، به کارگیری منحنی پوش برای ثابت نگه‌داشتن مدت زمان اتصال کوتاه استفاده شده است اما از طرف دیگر استرس ولتاژ کلیدها افزایش می‌یابد.

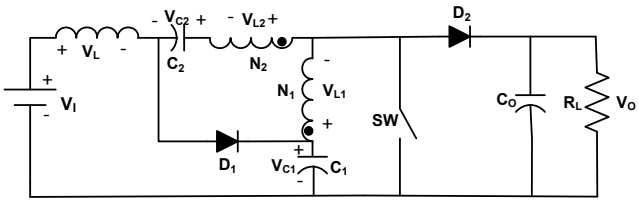
برای غلبه بر نقاط ضعف روش‌های مدولاسیون مطرح‌شده، پیرامون وابستگی بین مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب مدولاسیون و حساسیت بهره ولتاژ بالا به هر تغییر کوچکی در ضریب مدولاسیون، در این مقاله روش مدولاسیون جدیدی برای مبدل منبع امپدانس A-source سه‌فاز پیشنهاد شده است. در روش پیشنهادی، وابستگی بین مدت زمان اتصال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

روش پیشنهادی قادر است با قابلیت اطمینان بالا و بدون اضافه‌کردن بخش‌های اضافی در محدوده وسیعی ولتاژ را افزایش دهد. برخلاف روش‌های 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 می‌برد. ضریب مدولاسیون را در مقدار ماکسیمم خود نگه می‌دارد و مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب بوست به پارامتر جدیدی غیر از ضریب مدولاسیون وابسته می‌شود.

مهم‌ترین اهداف این مقاله به صورت زیر خلاصه می‌شود:

۱) از بین بردن وابستگی بین مدت زمان اتصال کوتاه و ضریب مدولاسیون در تمامی روش‌های مدولاسیون مرسوم برای مبدل A-source با امکان نگه‌داشتن ضریب مدولاسیون در مقدار خداکثر خود.

۲) دست‌یافتن به بهره ولتاژ بالا در محدوده وسیعی از پارامتر کنترلی مدت زمان اتصال کوتاه با بهبود قابلیت اطمینان و متعادل‌کردن استرس ولتاژ کلیدها در مقایسه با تکنیک‌های مدولاسیون مرسوم.



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

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

شکل ۳ طرح کلی مبدل A-source، DC به DC را نشان می‌دهد. این شبکه در مقایسه با دیگر شبکه‌های امپدانسی 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 وصل‌شدن کلید، دیودهای D_1 و D_2 بایاس معکوس می‌شوند. سلف مغناطیس‌کنندگی اتوترانسفورمر از طریق خازن‌های C_1 و C_2 شارژ می‌شود و خازن خروجی C_O به بار خروجی، توان می‌دهد. با خاموش‌شدن کلید، دیودهای D_1 و D_2 روشن می‌شود و منبع ولتاژ ورودی، خازن‌های C_1 و C_2 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 خاموش‌شدن 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].

۲-۱ حالت اتصال کوتاه

در این حالت با روشن‌شدن 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

$$V_I - V_L + V_{C2} + \frac{N_2}{N_1}V_{L1} + V_{L1} - V_{C1} = 0 \quad (1)$$

$$V_{L1} = V_{C1} \quad (2)$$

با مرتب‌کردن (۱)، (۳) به دست می‌آید

$$V_L = V_I + V_{C2} + (1+\frac{N_2}{N_1})V_{L1} - V_{C1} \quad (3)$$

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

$$V_L = V_I + V_{C2} + \frac{N_2}{N_1}V_{C1} \quad (4)$$

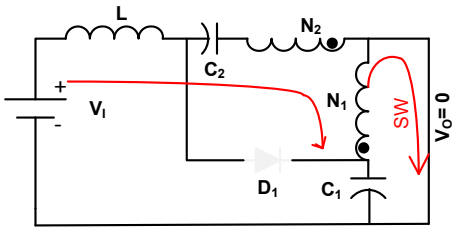
$$V_O = 0 \quad (5)$$

۲-۲ حالت غیر اتصال کوتاه

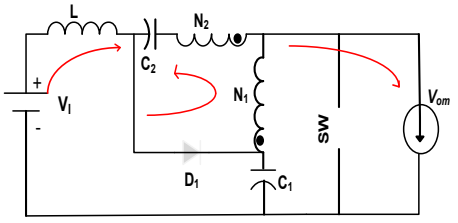
در این حالت، مانند شکل ۵ کلید خاموش و دیود D_1 بایاس مستقیم می‌شود. معادلات در این حالت به صورت زیر است

$$V_{L1} + \frac{N_2}{N_1}V_{L1} + V_{C2} = 0 \quad (6)$$

$$V_L = V_I - V_{C1} \quad (7)$$



شکل ۴: وضعیت اتصال کوتاه مبدل A-source.



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

$$V_O = V_{C1} - V_{L1} \quad (8)$$

قانون توازن ولتاژ برای L_1 عبارت است از

$$V_{C1}D_{st} - \frac{V_{C2}}{1+\frac{N_2}{N_1}}(1-D_{st}) = 0 \quad (9)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{C1}}{V_{C2}} = \frac{1-D_{st}}{D_{st}(1+\frac{N_2}{N1})} \quad (10)$$

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

$$V_I + [(\frac{N_2}{N_1}+1)D_{st} - 1]V_{C1} + D_{st}V_{C2} = 0 \quad (11)$$

با استفاده از معادلات به دست آمده، ولتاژ خازن C_1 و C_2 از (۱۲) و (۱۳) به دست می‌آیند

$$V_{C1} = \frac{1-D_{st}}{1-(1+N)D_{st}}V_I \quad (12)$$

$$V_{C2} = \frac{D_{st}N}{1-(1+N)D_{st}}V_I \quad (13)$$

در معادلات بیان‌شده، N نسبت دور سیم‌پیچی اتوترانسفورمر است و با رابطه $N = (N_1 + N_2)/N_1$ بیان می‌شود.

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

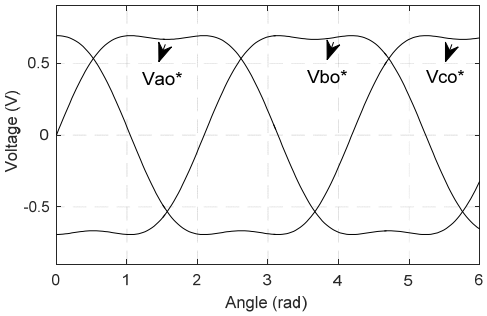
ماکسیمم ولتاژ خروجی، طی فرایند غیر اتصال کوتاه با استفاده از (۱۴) و (۱۵) به دست می‌آید

$$V_{om} = V_{C1} - V_{L1} \quad (14)$$

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

در شبکه داده‌شده، بهره ولتاژ به صورت $G = V_{om}/V_I$ و ضریب افزاینده 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

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



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

$$\Delta I_L = \int_{D_{st}T_s}^{T_s} \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t}\mathrm{d}t = \int_{D_{st}T_s}^{T_s} \frac{V_L}{L}\mathrm{d}t = \frac{V_L}{L}T_s(1-D_{st}) \qquad (۱۷)$$

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

$$V_L = V_I - V_{C1} \qquad (۱۸)$$

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

$$\Delta I_L = \frac{(1-D_{st})T_s(V_I - V_{C1})}{L} \qquad (۱۹)$$

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

$$\Delta I_L = \frac{-ND_{st}(1-D_{st})T_s}{L[1-(1+N)D_{st}]} \qquad (۲۰)$$

برای محاسبه ریپل ولتاژ خازن در مبدل A-source، با فرض وصل‌بودن کلید، دیود خاموش می‌شود و بنابراین جریان جریان خازن C_2 عبارت است از

$$i_{C2} = -I_L \qquad (۲۱)$$

با استفاده از رابطه بین جریان و ریپل ولتاژ خازن و همچنین با صرف نظر کردن از تلفات، یعنی مساوی‌بودن توان خروجی با توان ورودی، ریپل ولتاژ خازن C_2 به صورت (۲۲) به دست می‌آید

$$\Delta V_{C2} = -\frac{I_L D_{st} T_s}{C_2} = -\frac{P_o}{V_I}.\frac{D_{st}T_s}{C_2} \qquad (۲۲)$$

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

$$G = \frac{2V_{oac}}{V_I} = MB \qquad (۲۳)$$

در (۲۳)، V_{oac} 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

$$B = \frac{1}{1-(1+N)D_{st}} \qquad (۲۴)$$

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

$$\begin{aligned}
V_{ao}^* &= M\sin(wt) + \frac{1}{6}M\sin(3wt)\\
V_{bo}^* &= M\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6}M\sin(3wt)\\
V_{co}^* &= M\sin(wt + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{6}M\sin(3wt)
\end{aligned} \qquad (۲۵)$$

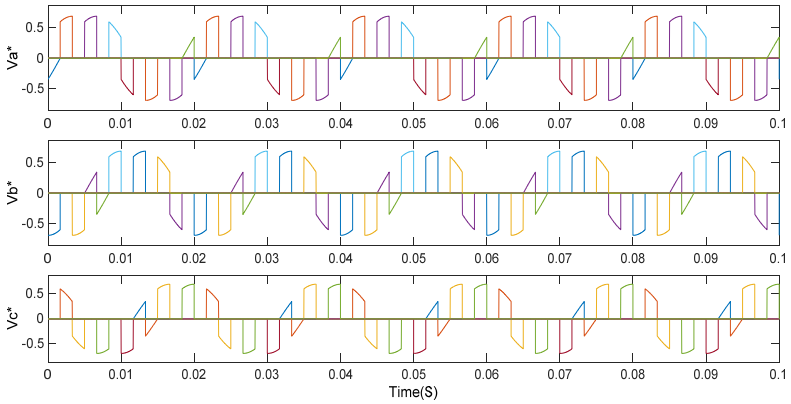
$$\begin{aligned}
V_{zs} = {} & \frac{1}{2}(1-\mathrm{sgn}(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\max(V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*))).\\
& \max(V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*) +\\
& \frac{1}{2}(1-\mathrm{sgn}(\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\min(V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*))).\min(V_{ao}^*, V_{bo}^*, V_{co}^*)
\end{aligned} \qquad (۲۶)$$

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

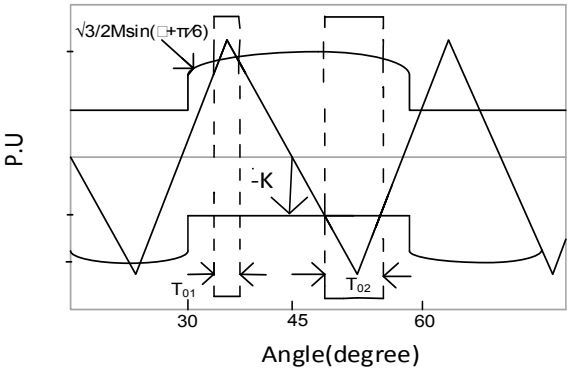
در (۲۶)، sgn تابع علامت است که برای مقادیر مثبت، مقدار آن ۱ و برای مقادیر منفی، مقدار آن ۱- می‌باشد. مجموعه جدیدی از ولتاژهای مرجع، تحت عنوان سیگنال‌های مدولاسیون از (۲۷) به دست می‌آیند

$$\begin{aligned}
V_a^* &= \frac{V_{ao}^* - V_{zs}}{2}\\
V_b^* &= \frac{V_{bo}^* - V_{zs}}{2}\\
V_c^* &= \frac{V_{co}^* - V_{zs}}{2}
\end{aligned} \qquad (۲۷)$$

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 ۷: سیگنال‌های مدولاسیون تولیدشده در روش پیشنهادی.



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

$(\sqrt{3}/2)M$ می‌باشند. برای داشتن مدولاسیون مناسب باید شرط $(\sqrt{3}/2)M \le 1$ 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

$$\begin{aligned} V_p &= \max(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + \\ &\quad K(1 - ceil(\max(V_a^*, V_b^*, V_c^*))) \\ V_n &= \min(V_a^*, V_b^*, V_c^*) + \\ &\quad K(1 + floor(\min(V_a^*, V_b^*, V_c^*))) \end{aligned} \quad (۲۸)$$

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 منحنی 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.

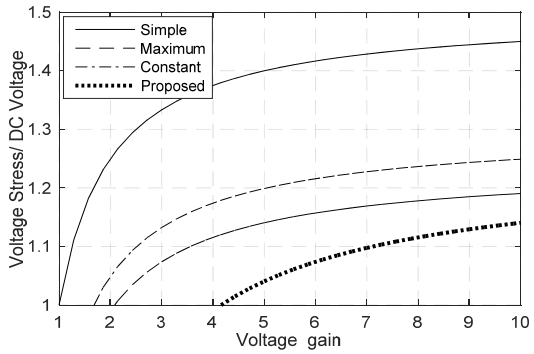
جدول ۱: تزریق هارمونیک سوم و تعیین V_{zs} و منحنی‌های مرجع جدید.

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

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 پریودیک در فاصله ۳۰ درجه تکرار می‌شود، مدت زمان اتصال کوتاه در طی فرایند کلیدزنی در فاصله ۰ تا ۳۰ درجه از (۲۹) به دست می‌آید

$$\begin{aligned} \frac{T_{on1}(\theta)}{T} &= \frac{1 + \frac{\sqrt{3}}{2} M \cos\theta}{2} \\ \frac{T_{on2}(\theta)}{T} &= \frac{1 - K}{2} \\ \frac{T_{on}(\theta)}{T} &= \frac{2 - [K - (\sqrt{3}/2) M \cos\theta]}{2} \end{aligned} \quad (۲۹)$$



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

جدول ۲: منحنی‌های پوش برای بازه‌های زمانی مختلف.

یک‌دوازدهم دوره تناوب	منحنی پوش بالا	منحنی پوش پایین
$0 \le wt \le \frac{\pi}{6}$	K	$-\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos\theta$
$\frac{\pi}{6} \le wt \le \frac{\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta+\frac{\pi}{6})$	K
$\frac{\pi}{3} \le wt \le \frac{\pi}{2}$	K	$-\frac{\sqrt{3}}{2}M\sin(\theta+\frac{\pi}{6})$
$\frac{\pi}{2} \le wt \le \frac{2\pi}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta+\frac{\pi}{3})$	$-K$
$\frac{2\pi}{3} \le wt \le \frac{5\pi}{6}$	K	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos(\theta+\frac{\pi}{3})$
$\frac{5\pi}{6} \le wt \le \pi$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos\theta$	$-K$
$\pi \le wt \le \frac{7\pi}{6}$	K	$\frac{\sqrt{3}}{2}M\cos\theta$
$\frac{7\pi}{6} \le wt \le \frac{4\pi}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}M\sin(\theta+\frac{\pi}{6})$	$-K$

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

$$D_{st} = \frac{1}{\frac{\pi}{6}}\int_{0}^{\frac{\pi}{6}} \frac{T_z(\theta)}{T}\,d\theta = \frac{\pi(2-K)-\frac{3\sqrt{3}}{2}M}{2\pi} \qquad (30)$$

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

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

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

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

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

جدول ۳: مقایسه نسبت استرس ولتاژ کلیدها به ولتاژ DC در روش‌های 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	$\frac{3\sqrt{3}(1+N)}{2\pi N}-\frac{1}{NG}$
روش ماکسیمم بوست ثابت	$\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{1+N}{N}-\frac{1}{NG}$
روش پیشنهادی	$\frac{\frac{3\sqrt{3}}{4\pi}(1+N)}{(2-K)\frac{1+N}{2}-1}-\frac{1}{G((2-K)\frac{1+N}{2}-1)}$

جدول ۴: مقایسه بهره ولتاژ در روش‌های مدولاسیون مختلف.

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

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

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

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

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

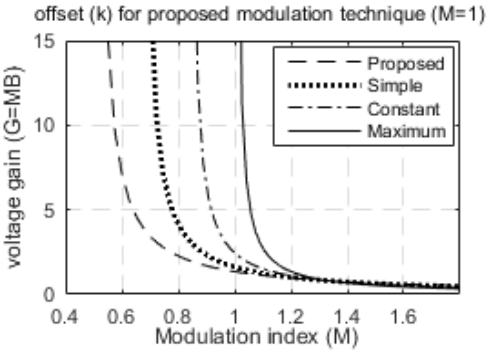
$$V_{AC-phase} = \frac{1}{1-(1+N)D_{st}}M\times\frac{V_{DC}}{2} \qquad (35)$$

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

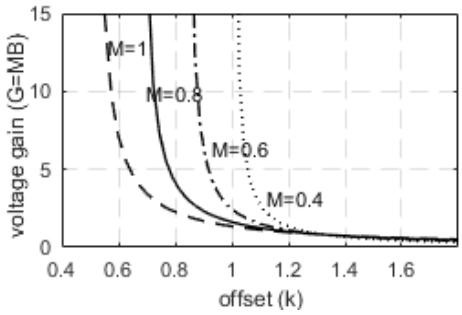
معادلات نوشته‌شده در جدول ۳، نسبت استرس ولتاژ کلیدها به ولتاژ DC معادل در روش پیشنهادی، روش‌های بوست ساده، ماکسیمم بوست و ماکسیمم بوست ثابت را با هم مقایسه می‌کند. شکل ۹ نیز استرس ولتاژ کلیدها با تغییر بهره ولتاژ در روش‌های مرسوم و روش پیشنهادی را با هم مقایسه می‌کند. مقایسه نشان می‌دهد که نسبت استرس ولتاژ کلیدها به ولتاژ DC در روش پیشنهادی نسبت به روش‌های مرسوم، کمتر است.

۷- بهره ولتاژ در روش مدولاسیون پیشنهادی و سایر روش‌ها

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



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

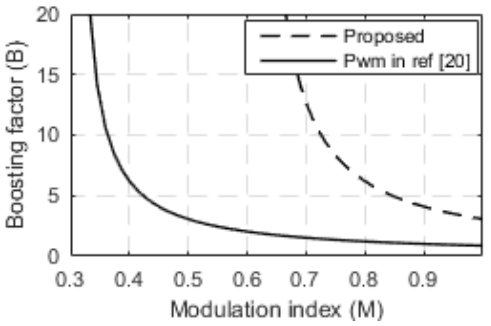


شکل ۱۱: بهره ولتاژ مبدل A-source در روش مدولاسیون پیشنهادی با پارامتر کنترلی K در ضریب مدولاسیون متفاوت.

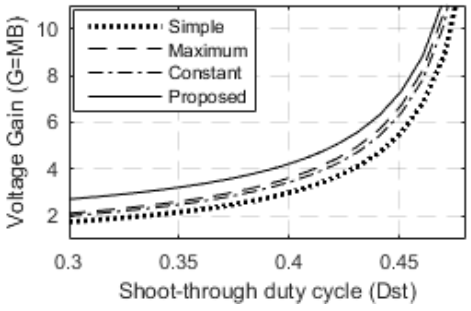
و روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. شکل ۱۰ بهره ولتاژ بر حسب ضریب مدولاسیون برای مبدل A-source در روش بوست ساده، ماکسیمم بوست، ماکسیمم بوست ثابت و روش پیشنهادی را نشان می‌دهد. شکل ۱۱ بهره ولتاژ در روش مدولاسیون پیشنهادی با پارامتر کنترلی K در ضریب مدولاسیون متفاوت را نشان می‌دهد. با توجه به شکل، شیب منحنی 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 بیان‌شده در [۲۰] با فرض $K=۰/۵$ 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 افزایش‌یافته 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 ۱۲: ضریب بوست در روش مدولاسیون پیشنهادی و روش بیان‌شده در [۲۰] در ضریب مدولاسیون متفاوت $(K=۰/۵, N=۱)$.



شکل ۱۳: مقایسه بهره ولتاژ برای روش‌های مدولاسیون مختلف بر حسب مدت زمان اتصال کوتاه $(K=۰/۵)$.

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.

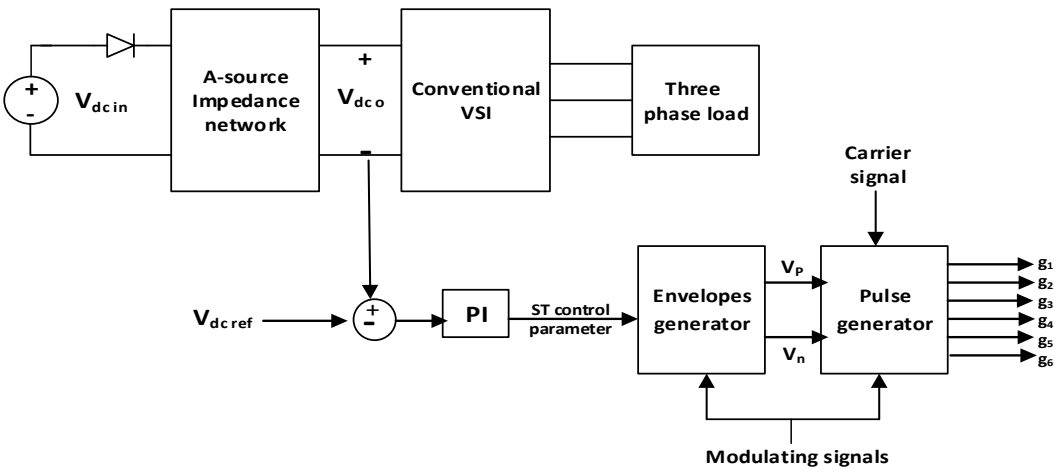
۹- محاسبه تلفات کلیدزنی

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

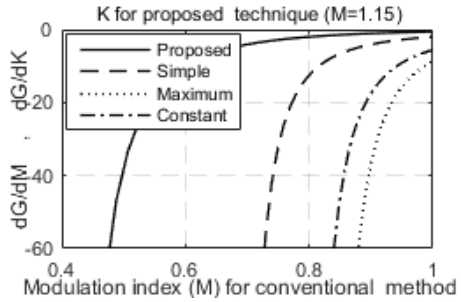
همچنین برای محاسبه تلفات کلیدزنی در زمان خاموش‌شدن کلید، باید مدت زمان خاموش‌شدن کلید (t_{off}) و همچنین ولتاژ دو سر کلید در زمان خاموش‌بودن کلید (V_S) محاسبه شوند. شکل ۱۶ وضعیت کلید در زمان روشن و خاموش‌شدن را نشان می‌دهد. تلفات کلیدزنی در یک دوره برابر است با مجموع انرژی تلف‌شده در زمان خاموش‌شدن کلید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

$$P_{sw}=\frac{۱}{T_s}\left(\frac{V_s I_{on}}{۶}t_{on}+\frac{V_s I_{on}}{۶}t_{off}\right)=\left(\frac{t_{on}+t_{off}}{۶}\right)f_s V_s I_{on} \quad (۳۶)$$

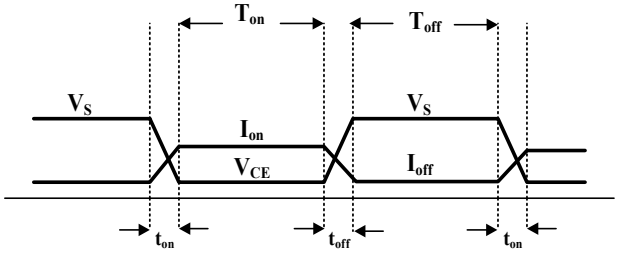
تلفات کلیدزنی به فرکانس کلیدزنی وابسته است و با افزایش فرکانس کلیدزنی، این تلفات افزایش می‌یابند. شکل ۱۷ تغییرات تلفات کلیدزنی را با تغییر ولتاژ خروجی در مبدل A-source با روش پیشنهادی نشان می‌دهد.



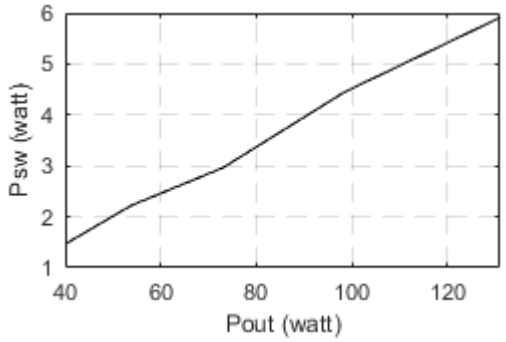
شکل ۱۴: طرح کلی کنترل‌کننده تناسبی- انتگرالی.



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



شکل ۱۶: وضعیت کلید در زمان روشن و خاموش‌شدن.

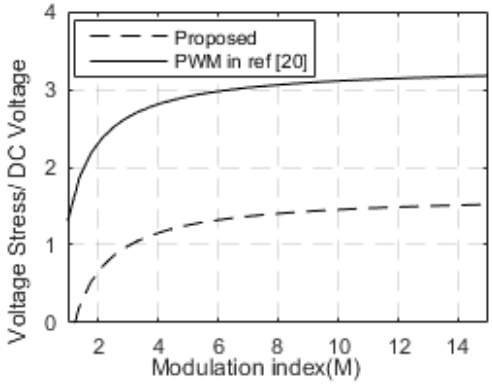


شکل ۱۷: تغییرات تلفات کلیدزنی با تغییر توان خروجی.

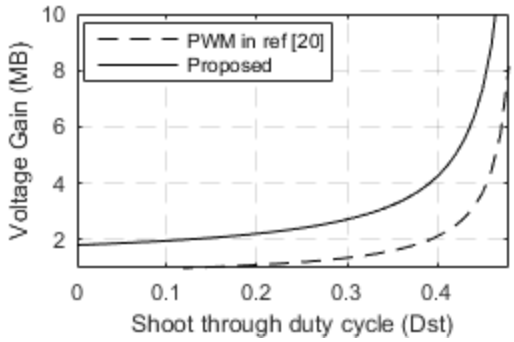
۱۰- مقایسه استرس کلیدها و بهره ولتاژ در روش مدولاسیون جدید و روش بیان‌شده در [۲۰]

با فرض $N=۱$، رابطه استرس ولتاژ کلید در مبدل Z-source در روش پیشنهادی به صورت (۳۷) خواهد بود

$$\frac{V_s}{GV_{dc}}=\frac{۳\sqrt{۳}}{۲\pi(۱-K)}-\frac{۱}{(۱-K)G} \qquad (۳۷)$$



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

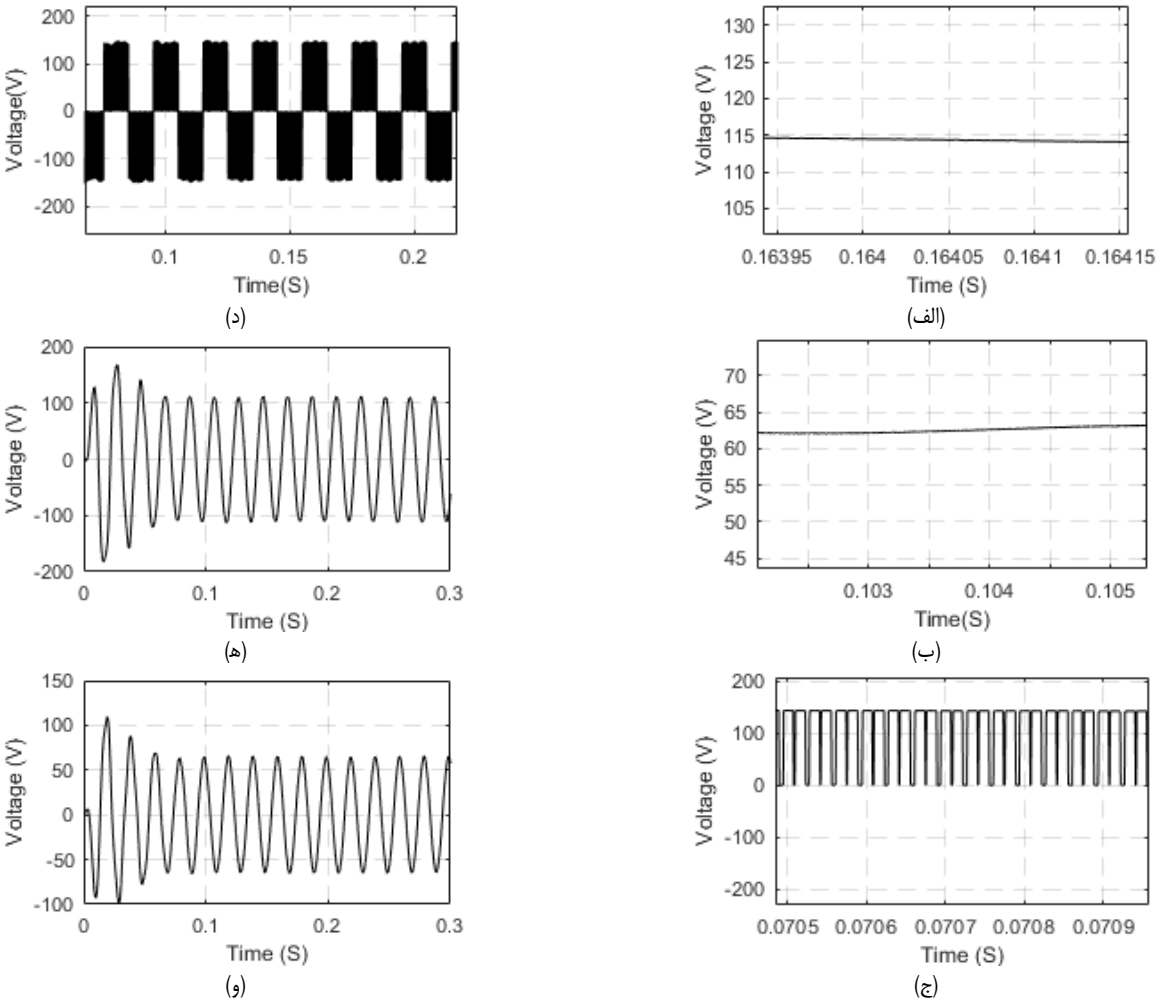


شکل ۱۹: مقایسه بهره ولتاژ در روش مدولاسیون پیشنهادی و بهره ولتاژ در روش بیان‌شده در [۲۰].

همچنین استرس ولتاژ کلید در مبدل Z-source در روش بیان‌شده در [۲۰] از (۳۸)، به صورت زیر به دست می‌آید

$$\frac{V_s}{GV_{dc}}=\frac{۳\sqrt{۳}}{\pi(۱-K)}-\frac{۱}{(۱-K)G} \qquad (۳۸)$$

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



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 $(N_1:N_2)$	۱:۱
فرکانس کلیدزنی	۳۰ کیلوهرتز
مقاومت بار	۲۰۰ اهم
ضریب K	۰٫۹

۱۱- شبیه‌سازی کامپیوتری

در روش پیشنهادی با تزریق هارمونیک سوم به موج‌های سینوسی مبنا، ضریب مدولاسیون افزایش می‌یابد. جهت شبیه‌سازی مبدل منبع امپدانس A-source از پارامترهای جدول ۵ استفاده می‌گردد. ضمن این که $M=۰٫۸$ و $D_{st}=۰٫۲۱۹$، ولتاژ ورودی برابر ۵۰ ولت و فرکانس مبنا 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- الف 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 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 $M=۲/\sqrt{۳}$ 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

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. Informat.*, 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 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 ظهرابی 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.