

High-Stability and Cost-effective Ultra High Step-Up DC-DC Converter for Solar-Powered DC Microgrids

Hamed Abdi, Naghi Rostami*, Ali Nadermohammadi

Department of Electrical and Computer Engineering, Tabriz University, Tabriz, Iran.
E-mails: abdiamed1401@ms.tabrizu.ac.ir; n-rostami@tabrizu.ac.ir; a.nadermohammadi1401@ms.tabrizu.ac.ir
*Corresponding Author

Abstract

In solar-powered DC microgrids, utilization of a high-voltage-gain and stable DC-DC converter is essential. This paper proposes an ultra-high step-up DC-DC converter by combining voltage-boosting structures, an improved switched-capacitor (SC) cell, and a three-winding coupled inductor. The proposed converter not only achieves ultra-high voltage gain but also features low voltage stress on semiconductor elements, continuous input current with minimal ripple, low cost, high power density, common ground between input and output, and high efficiency. Additionally, the application of the pole placement control strategy and the appropriate positioning of system poles enhance the converter's stability. A detailed analysis of the proposed converter is provided, covering its operational principles, mathematical derivations, and element design. A comparative evaluation is conducted based on key performance criteria for DC microgrids and solar energy systems, demonstrating the advantages of the proposed topology. Finally, a 200 W experimental prototype is developed to validate the theoretical findings, and the corresponding results are presented.

Keywords

Ultra-high step-up DC-DC converters, DC microgrids, photovoltaic energy, common ground, cost-effective converters.

Introduction

The integration of solar energy into DC microgrids enhances efficiency by reducing the number of conversion stages, but it requires high-voltage-gain DC-DC converters due to the large voltage difference between the panels and busbars. Isolated converters provide high efficiency but suffer from transformer saturation and complex control. Non-isolated types are simpler and cheaper, achieving high gain via cascaded or hybrid designs with coupled inductors and voltage-boosting cells. However, some face low reliability, poor voltage gain, discontinuous input current, and reduced efficiency. Hence, developing compact, high-gain converters with improved dynamic performance remains a vital research direction for DC microgrid applications.

Proposed Work and Methodology

In this paper, considering the limitations of recent designs and the necessary conditions for converters used in photovoltaic systems and DC microgrids, a non-isolated ultra-high step-up DC-DC converter is proposed for the mentioned application. As shown in the paper (Fig.2), the input stage of the proposed converter utilizes the circuit from the input stage of the converter presented in [18] to achieve a continuous input current with minimal ripple. Additionally, the output stage combines a three-winding coupled inductor with an improved SC cell, as used in the structure presented in [15], to enhance the voltage gain. The method used for combining the output section of this converter follows the hybrid approach utilized in [19]. Additionally, by applying the pole-placement control strategy, the stability of the proposed converter is improved to better suit the intended application. The proposed converter is compared in terms of voltage gain, power density, converter cost (in dollars), stability, semiconductor voltage stress, input current ripple, and common ground with other converters presented in this field. The superiority of the proposed converter in these aspects is demonstrated. In addition, a laboratory prototype of the proposed converter with a power range of 200 W was developed. The results for capacitor voltages, input and output voltages and currents, inductor voltages, and currents, as well as the voltages and currents of semiconductor elements, are obtained and included in the paper. In fact, the results obtained from the laboratory tests confirmed the accuracy of the relationships derived from the analysis of the converter's operating modes and validated the claims regarding its advantages.

Conclusion

This paper presents a non-isolated ultra-high step-up DC-DC converter for solar-powered DC microgrids. Using a three-winding coupled inductor and a switched-capacitor cell, it achieves up to $24\times$ voltage gain at a 0.5 duty cycle and a turns ratio of 1. The design reduces voltage stress on switches and capacitors, lowering overall cost while reaching a power density of 2.38 mW/m^3 . It features continuous low-ripple input current and a common ground, ideal for solar systems. A pole placement control strategy ensures high stability, confirmed by 78.43° phase and 20.94 dB gain margins. A 200 W prototype validates its superior performance experimentally.

مبدل DC-DC فوق افزاینده با پایداری بهبود یافته و هزینه پایین برای ریز شبکه های تغذیه شونده با انرژی خورشیدی

حامد عبدی

کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران

نقی رستمی

دانشیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران

علی نادر محمدی

دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه تبریز، تبریز، ایران

چکیده

در ریز شبکه های CD تغذیه شونده با پنل های خورشیدی، استفاده از یک مبدل CD-CD افزاینده با بهره ولتاژ و پایداری بالا ضروری می باشد. در این مقاله یک مبدل CD-CD فوق افزاینده با ترکیب ساختارهای افزاینده ولتاژ، سلول خازن کلید زنی شده بهبود یافته و سلف تزویج سه سیم پیچ ارائه شده است. مبدل پیشنهادی علاوه بر بهره ولتاژ فوق بالا، دارای تنش ولتاژ پایین روی عناصر نیمه هادی، جریان ورودی پیوسته با ریپل کم، هزینه پایین، چگالی توان بالا و بازده بالا می باشد. همچنین استفاده از روش کنترلی جاگذاری قطب و جاگذاری مناسب قطب های سیستم باعث بهبود پایداری مبدل پیشنهادی شده است. در بخش های مختلف مقاله مبدل پیشنهادی مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفته و روابط مربوطه استخراج شده و عناصر آن طراحی شده اند. همچنین با انجام یک مقایسه بر مبنای ویژگی های مورد نیاز برای ریز شبکه های CD و سیستم های انرژی خورشیدی، مزایای مبدل پیشنهادی مورد بررسی قرار گرفته است. در نهایت یک نمونه آزمایشگاهی در محدوده توان ۰۰۲ وات برای اعتبار سنجی نتایج بدست آمده از تحلیل ها ایجاد و مورد آزمایش قرار گرفته و نتایج آن ارائه شده است.

کلمات کلیدی

مبدل DC-DC فوق افزاینده، ریز شبکه های DC، انرژی فتوولتائیک، زمین مشترک، مبدل اقتصادی.

نام نویسنده مسئول: نقی رستمی

ایمیل نویسنده مسئول: n-rostami@tabrizu.ac.ir

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۱۲/۱۲

تاریخ (های) اصلاح مقاله: ۱۴۰۴/۰۲/۰۷

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۴/۰۳/۰۶

۱- مقدمه

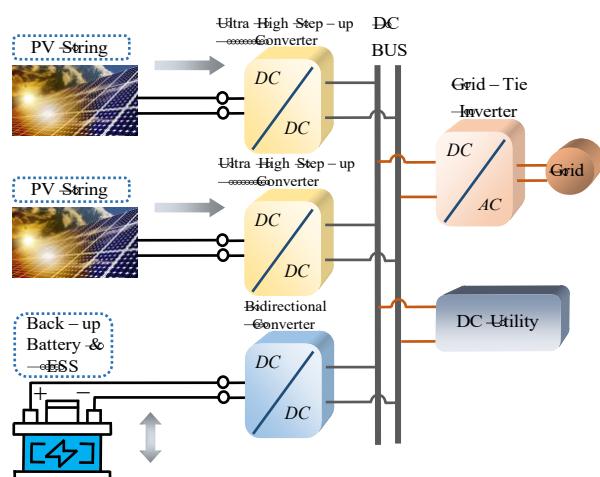
خورشیدی نشان می دهد. از جمله ویژگی های مبدل های CD-CD به کار رفته در بخش نشان داده شده از سیستم علاوه بر بهره ولتاژ بالا، شامل استرس ولتاژ پایین عناصر نیمه هادی، وجود زمین مشترک بین ورودی و خروجی، هزینه پایین، چگالی توان بالا، پایداری بالا و ریپل پایین جریان ورودی می باشد [۴]. مبدل های DC-DC افزاینده و فوق افزاینده از نظر ساختاری به دو دسته ایزوله و غیرایزوله تقسیم می شوند [۵]. در بسیاری از مطالعات، مبدل های رزونانسی ایزوله به عنوان راهکاری با بازده بالا برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا معرفی شده اند [۶]. با این حال، این ساختارها با چالش هایی مانند اشباع هسته ترانسفورماتور، نیاز به کنترل پیچیده و طراحی دشوار ترانسفورماتور ایزوله مواجه هستند. بنابراین، استفاده از ساختارهای ایزوله ای مانند فوروارد، فلائی بک، فوروارد-فلائی بک، نیم پل دوگانه فعال و پل کامل دوگانه فعال [۷] تنها در شرایطی که ایزولاسیون گالوانیکی به طور ضروری مورد نیاز باشد، توجیه پذیر است [۸].

با تغییر الگوی سنتی تولید و توزیع انرژی، رویکردهای نوینی برای بهره گیری مستقیم از منابع تجدیدپذیر در شبکه های توزیع شکل گرفته است [۱]. در این میان، استفاده از انرژی خورشیدی^۱ در ریز شبکه های^۲ CD نه تنها وابستگی به شبکه های سراسری را کاهش می دهد، بلکه به واسطه حذف مراحل تبدیل غیر ضروری، بازده کلی سیستم را افزایش می دهد [۲]. این مزیت، همراه با رشد روزافزون زیرساخت های ذخیره سازی و مدیریت هوشمند انرژی، میکروگریدهای CD را به گزینه ای جذاب برای تأمین برق پایدار در کاربردهای صنعتی و شهری تبدیل کرده است. با این حال، با توجه به اختلاف بالا در سطح ولتاژ با سایر CD و پنل خورشیدی، بهره برداری مؤثر از این سیستم ها نیازمند مبدل های CD-CD با بهره ولتاژ بالا است تا امکان یکپارچه سازی بهینه منابع خورشیدی فراهم شود و قابلیت اطمینان شبکه افزایش یابد [۳]. شکل ۱ ساختار یک ریز شبکه CD را در حضور مبدل های CD-CD و رشته های

¹ DC microgrids

² Photovoltaic energy

³ Forward, Flyback, Forward-Flyback, Dual active (half / full) bridge



شکل ۱- ساختار یک ریز شبکه DC در حضور مبدل های DC-DC.

پیشنهادی بهره برده شده است. روش استفاده شده برای ترکیب بخش خروجی این مبدل مطابق با روش هیبرید به کار رفته در [۱۹] می باشد. در بخش زیر چند مورد از مزایای کلیدی مبدل پیشنهادی با توجه به شکل ۱ لیست شده است:

- ✓ بهره ولتاژ فوق بالا و مناسب بودن آن برای اتصال رشته‌های خورشیدی ولتاژ پایین به باسبار CD ولتاژ بالا.
 - ✓ استرس ولتاژ پایین دیودها و کلیدها و بالا بودن قابلیت اطمینان مبدل.
 - ✓ هزینه کم مبدل پیشنهادی و چگالی توان بالای آن در مقایسه با مبدل های افزایشده و فوق افزایشده ارائه شده در سایر مراجع.
 - ✓ زمین مشترک بین ورودی و خروجی و کاهش تداخلات الکترو مغناطیسی^۵.
 - ✓ پیاده سازی روش کنترلی جاگذاری قطب برای افزایش پایداری مبدل و سازگار کردن آن با کاربرد های حساس نظیر ریز شبکه های DC.
 - ✓ جریان ورودی پیوسته و سازگاری مبدل با سیستم های فتوولتائیک.
- در بخش‌های بعدی مقاله ابتدا مبدل پیشنهادی معرفی شده و نحوه کلیدزنی و همچنین حالت‌های کاری آن بیان شده است. سپس با توجه به حالت‌های کاری ایجاد شده تحیل‌های مربوط به ولتاژ و جریان کلیدی اجزای آن انجام شده و روابط مربوط به طراحی آن اجزاء نیز ذکر شده است. همچنین در ادامه این بخش نتایج مربوط به بررسی تلفات مبدل پیشنهادی درج شده است. در بخش بعدی تحلیل مربوط به سیگنال کوچک مبدل پیشنهادی انجام شده و روش کنترلی ارائه شده است. علاوه بر آن مقایسه مبدل پیشنهادی و جداول مربوط به هزینه و حجم آن در بخش بعدی ارائه گردیده است. در نهایت نتایج آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی و بخش نتیجه گیری مقاله درج شده است.

۲- مبدل پیشنهادی و حالت های کاری آن

همان‌طور که در شکل ۲ نشان داده شده است مبدل فوق افزایشده پیشنهادی از دو کلید قدرت (S_1 و S_2)، پنج دیود (D_1, D_2, D_3, D_4 و D_0)، شش خازن ($C_1, C_2, C_3, C_4, C_{O1}$ و C_{O2})، دو سلف (L_1 و L_2) و یک سلف تزویج سه سم پیچ با نسبت تبدیل‌های m (ثانویه به اولیه) و n (ثالثیه به اولیه) تشکیل یافته است. هر دوره تناوب کلیدزنی از مبدل پیشنهادی دارای سه بازه زمانی می باشد که بسته به وضعیت روشنی و خاموشی عناصر نیمه هادی بدست آمده است. همچنین سیگنال‌های اعمالی به گیت کلیدهای و شکل موج‌های مربوط به ولتاژ و جریان عناصر نیمه هادی و عناصر مغناطیسی در شکل ۳ رسم شده است.

در مقابل، مبدل‌های غیرایزوله DC-DC به دلیل بهره ولتاژ بالا، طراحی ساده و هزینه پایین در سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر و به خصوص سیستم‌های فتوولتائیک به طور گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرند [۹] و [۱۰]. در این ساختارها، بهره ولتاژ بالا از طریق ترکیب ساختارهای پایه با همدیگر و با سلول‌های افزایشده ولتاژ به دست می‌آیند. این ترکیب به روش‌های آبشاری کردن و هیبرید قابل پیاده سازی می باشد. از جمله ساختارهای غیر ایزوله پایه می توان به ساختارهای CIPES, tsoob, citardauQ, LSA و kuC اشاره کرد [۱۱]. همچنین می توان از سلف تزویج در ترکیب این ساختارهای پایه و سلول‌های افزایشده ولتاژ استفاده کرد تا علاوه بر چرخه کاری^۴، یک متغیر دیگر هم تحت عنوان نسب دور ترانسفورمر به عنوان درجه آزادی بیشتر در کنترل و افزایش بهره ولتاژ مبدل ایجاد گردد [۲۱].

در سال‌های اخیر، مبدل‌های افزایشده و فوق افزایشده مختلفی در مراجع ارائه شده اند که از روش‌های بیان شده برای طراحی آنها استفاده کرده اند. در مبدل CD-CD با بهره ولتاژ بالا که در [۳۱] معرفی شده است، مدارهای مربوط به سلف تزویج و سلول‌های افزایشده ولتاژ برای رسیدن به بهره ولتاژ بالا ترکیب شده‌اند. اما استفاده از این مبدل در سیستم‌های خورشیدی به علت جریان ورودی ناپیوسته چالش برانگیز می باشد. چرا که باعث کاهش عمر پل ها و بازدهی سیستم می شود. در [۴۱]، یک مبدل CD-CD با بهره ولتاژ بالا معرفی شده است که از ترکیب هیبریدی مدارهای مربوط به سلف تزویج سه سیم پیچ و سلول خازن کلید زنی شونده استفاده می‌کند. اگرچه این مبدل بهره ولتاژ بالایی را فراهم می‌کند، اما به دلیل حساسیت زیاد به نسبت دور ترانسفورماتور و اشباع هسته آن، پیچیدگی ساختار و حجم سیستم طراحی شده با آن بسیار بالا می باشد. در [۵۱]، یک مبدل فوق افزایشده CD-CD معرفی شده است که از ترکیب سلف تزویج دو سیم پیچ با سلول خازن کلید زنی شونده و همچنین ساختار پایه citardauQ برای افزایش بهره ولتاژ استفاده می‌کند. با توجه به استفاده از سلول افزایشده ولتاژ در قسمت انتهایی مبدل، تنش ولتاژ کلیدهای قدرت و دیودها پایین می باشد. با این حال، به دلیل ریپل بالای جریان ورودی که از کلید زنی کلید و دیود ورودی حاصل می شود، این مبدل برای سیستم‌های انرژی خورشیدی مناسب نیست. یک مبدل CIPES بهبود یافته در [۶۱] پیشنهاد شده است. اگرچه این مبدل بازه قابل قبولی از بهره ولتاژهای افزایشده و کاهندگی را فراهم می‌کند، اما بهره ولتاژ پایین، آن را برای کاربردهای ولتاژ بالا نامناسب می‌سازد. علاوه بر این، تنش ولتاژی بالا بر یکی از دیودهای این مبدل باعث کاهش قابلیت اطمینان آن شده و همزمان هزینه و تلفات توان را افزایش می‌دهد. در [۷۱] یک ساختار افزایشده CD-CD برای کاربردهای ولتاژ بالا مثل ریز شبکه‌های CD ارائه شده است. با توجه به استفاده از روش کلیدزنی نرم در کلید زنی عناصر نیمه هادی بازده مبدل پیشنهادی بالا می باشد. با این وجود به علت عدم وجود زمین مشترک بین ورودی و خروجی مبدل و همچنین عدم بررسی پایداری آن، کاربرد آن در ریز شبکه های CD با چالش‌هایی مواجه خواهد بود.

در این مقاله، با در نظر گرفتن محدودیت‌های موجود در طراحی‌های اخیر و همچنین شرایط لازم برای مبدل‌های به کار رفته در سیستم‌های فتوولتائیک و ریز شبکه‌های CD، یک مبدل غیر ایزوله CD-CD فوق افزایشده برای کاربرد مذکور ارائه شده است. مطابق شکل ۲ در طراحی طبقه ورودی مبدل پیشنهادی از مدار به کار رفته در ورودی مبدل ارائه شده در [۸۱] استفاده شده است تا جریان ورودی پیوسته با ریپل بسیار کمی را در ورودی داشته باشد. همچنین در قسمت خروجی از ترکیب سلف تزویج سه سیم پیچ با سلول خازن کلیدزنی شده به کار رفته در ساختار ارائه شده در [۵۱] برای افزایش بهره ولتاژ مبدل

⁵ Electromagnetic interference (EMI)

⁴ Duty cycle

۳- تحلیل مبدل پیشنهادی در حالت کاری دائم^۶

۳-۱- تحلیل روابط ولتاژ

با استفاده از روابط بدست آمده ناشی از اعمال قانون ولتاژ کیرشهف^۷ در مدار معادل‌های متناظر با حالت‌های کاری مختلف مبدل پیشنهادی و با اعمال قانون بالانس ولت-ثانیه برای عناصر مغناطیس کننده، ولتاژ متوسط خازن‌ها به صورت زیر بدست می‌آیند:

$$V_{C1} = \frac{1}{(1-d)} V_{in} \quad (1)$$

$$V_{C2} = V_{in} \quad (2)$$

$$V_{C3} = \frac{(k(n_1 + n_2) + 1)(2-d)}{(1-d)^2} V_{in} \quad (3)$$

$$V_{C4} = \frac{kn_1 d(2-d)}{(1-d)^2} V_{in} \quad (4)$$

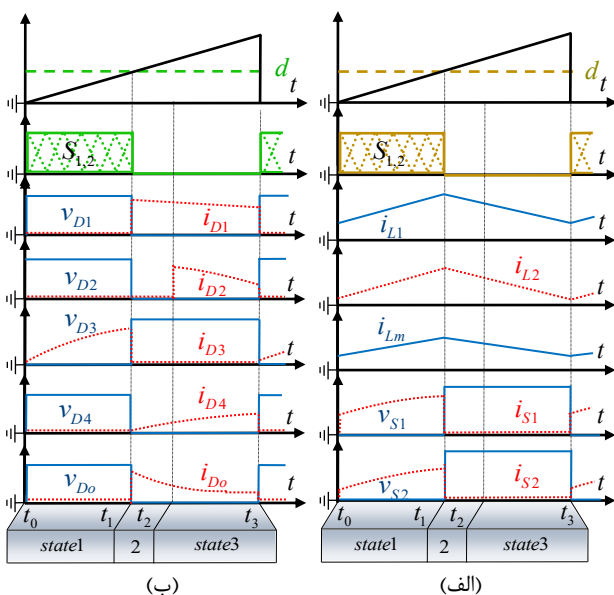
$$V_{CO1} = \frac{(n_1 k(1+d) + n_2 k(1-d) + 1)(2-d)}{(1-d)^2} V_{in} \quad (5)$$

$$V_{CO2} = \frac{d(n_2 k + 1)(2-d)}{(1-d)^2} V_{in} \quad (6)$$

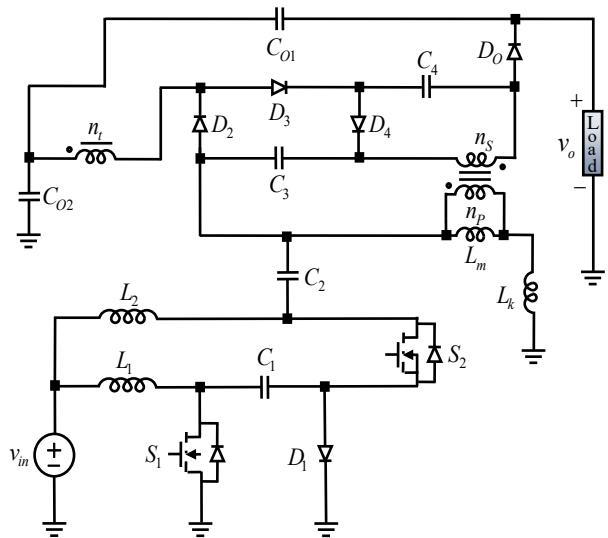
که در این روابط، d چرخه کاری مبدل و k ضریب مربوط به سلف نشتی می‌باشد. همچنین با توجه به (۱) - (۶) و با اعمال KVL در حالت‌های کاری مختلف مبدل پیشنهادی، رابطه ولتاژ خروجی با در نظر گرفتن اثر سلف نشتی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$V_o = \frac{(n_1 k(1+d) + n_2 k + d + 1)(2-d)}{(1-d)^2} V_{in} \quad (7)$$

در روابط بعدی مقاله با توجه به اینکه مقدار k خیلی به ۱ نزدیک است سلف تزویج ایده فرض شده و مقدار آن برابر با یک در نظر گرفته می‌شود و تمام روابط با این فرض نوشته می‌شود.



شکل ۳- شکل موج‌های ولتاژ و جریان مربوط به اجزاء مبدل.



شکل ۲- مبدل فوق‌افزاینده پیشنهادی.

علاوه بر آن مدار معادل مربوط به حالت‌های کاری سه‌گانه مبدل پیشنهادی در شکل ۴ رسم شده است. در بخش بعدی توضیحات و معرفی مربوط به حالت‌های کاری مبدل پیشنهادی و همچنین نحوه شارژ و دشارژ عناصر آن بیان شده است.

۲-۱- حالت کاری اول ($t_0 - t_1$) (شکل ۴.الف)

در این حالت کاری، مطابق شکل ۳، در لحظه $t = t_0$ کلید‌های قدرت با اعمال پالس به گیت آنها روشن می‌شوند. این الگوی کلید زنی باعث بایاس مستقیم شدن دیود D_3 شده و همچنین باعث بایاس معکوس شدن دیودهای D_1, D_2, D_4, D_0 می‌شود. در این حالت کاری منبع ورودی و خازنهای C_1 و C_2 در حال شارژ سلف‌های L_1 و L_2 می‌باشند. علاوه بر آن خازنهای C_4 و C_{O2} در حال شارژ خازن C_3 بوده و خازن C_{O1} بار خروجی مبدل پیشنهادی را تغذیه می‌کند.

۲-۲- حالت کاری دوم ($t_1 - t_2$) (شکل ۴.ب)

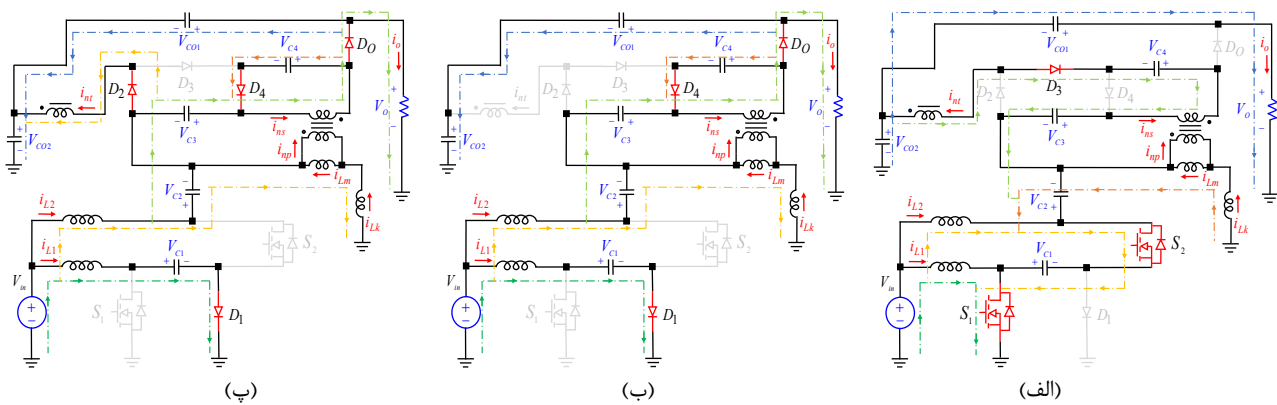
در این حالت کاری، مطابق شکل ۳، در لحظه $t = t_1$ کلید‌های قدرت با قطع پالس اعمالی به گیت آنها خاموش می‌شوند. این کار باعث بایاس مستقیم شدن دیودهای D_0 و D_4 شده و همچنین باعث بایاس معکوس شدن دیودهای D_1, D_2, D_3 می‌شود. در این حالت کاری منبع ورودی و سلف‌های L_1 و L_2 در حال شارژ خازن‌های C_1 و C_2 می‌باشند. علاوه بر آن خازن‌های C_{O1} و C_{O2} در حال شارژ شدن توسط خازن C_3 بوده و سلف مغناطیس کننده L_m در حال شارژ خازن C_4 می‌باشد.

۲-۳- حالت کاری سوم ($t_2 - t_3$) (شکل ۴.پ)

در این حالت کاری، مطابق شکل ۳، در لحظه $t = t_2$ کلید‌های همچنان خاموش می‌باشند. این کار باعث بایاس مستقیم شدن دیودهای D_0 و D_4 شده و همچنین باعث بایاس معکوس شدن دیودهای D_1 و D_3 می‌شود. در این حالت کاری منبع ورودی و سلف‌های L_1 و L_2 در حال شارژ خازن‌های C_1 و C_2 می‌باشند. علاوه بر آن خازن C_{O1} در حال تغذیه بار خروجی بوده و سلف مغناطیس کننده L_m در حال شارژ خازن‌های C_4 و C_{O2} می‌باشد. همچنین روابط ولتاژ و جریان که در حالت اول برقرار بودند برای این حالت کاری نیز برقرار هستند.

⁷ Kirshihfs Voltage Law (KVL)

⁶ Steady-state



شکل ۴- مدار معادل مربوط به مبدل پیشنهادی در حالت های کاری: (الف) اول، (ب) دوم و (پ) سوم.

۳-۲- تحلیل روابط جریان

با صرف نظر از عناصر پارازیتی متناظر با اجزاء مختلف مبدل پیشنهادی، می توان از طریق برابر قرار دادن توانهای ورودی و خروجی جریان ورودی را به شکل زیر بدست آورد:

$$I_m = \frac{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(2-d)}{(1-d)^2} I_o \quad (8)$$

با توجه به (۸) و با استفاده از قانون جریان کیرشهف^۸، جریان متوسط عناصر مغناطیس کننده به صورت زیر محاسبه می شود:

$$I_{L1} = \frac{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)}{(1-d)^2} I_o \quad (9)$$

$$I_{L2} = \frac{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)}{(1-d)} I_o \quad (10)$$

$$I_{Lm} = (1+n_1)I_o \quad (11)$$

با توجه به روابط بدست آمده برای جریان متوسط سلف ها و با اعمال KCL در مدار معادل های مربوطه، جریان های لحظه ای مربوط به خازن ها و سیم پیچی های سلف تزویج محاسبه شده و در جدول ۱ درج شده اند.

۳-۳- تنش ولتاژ و جریان عناصر نیمه هادی

تنش ولتاژ روی یک عنصر نیمه هادی برابر با مقدار ولتاژی است که در هنگام خاموشی آن در دو سر عنصر قرار می گیرد. با استفاده از (۱) - (۷) و با اعمال KVL در مدار معادل های مربوطه، حداکثر ولتاژ معکوس نرمالیزه شده^۹ روی کلید های قدرت و دیود ها محاسبه شده و در جدول ۲ درج گردیده است. همچنین تنش جریان این عناصر و جریان متوسط آنها نیز در جدول ۲ ذکر شده است. علاوه بر آن، نمودارهای مربوط به مقادیر بدست آمده، به ازای چرخه های کاری متوسط، در شکل ۵ رسم شده اند.

۳-۴- طراحی مقادیر سلف های و خازن ها

با توجه به مقدار ریپل مجاز در ولتاژ خازن ها (%RC) و جریان سلف ها (%RL)، و همچنین با استفاده از روابط موجود در جدول ۱ و (۹) - (۱۱)، روابط مربوط به طراحی سلف ها و خازن های مبدل پیشنهادی محاسبه و در در جدول ۳ درج شده اند.

۳-۵- شرایط کاری مبدل پیشنهادی در حالت جریان پیوسته

برای این که مبدل پیشنهادی در حالت هدایت پیوسته کار کند، باید

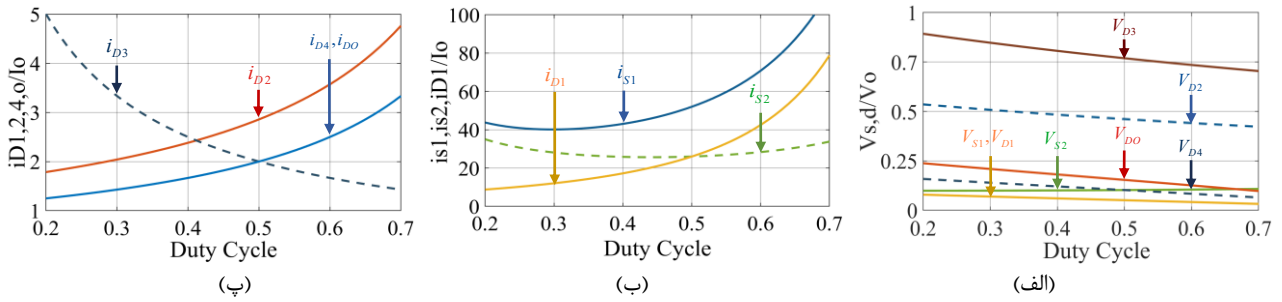
جدول ۲- تنش ولتاژ و جریان عناصر نیمه هادی

اجزا	تنش ولتاژ	تنش جریان	جریان متوسط
S_1	$\frac{(1-d)V_o}{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(2-d)}$	$\begin{cases} \frac{n_1(1+d)}{d(1-d)^2} I_o + \\ \frac{n_2 + d + 1}{d(1-d)^2} I_o \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{n_1(1+d)}{(1-d)^2} I_o + \\ \frac{n_2 + d + 1}{(1-d)^2} I_o \end{cases}$
S_2	$\frac{V_o}{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(2-d)}$	$\begin{cases} \frac{n_1(1+d)}{d(1-d)} I_o + \\ \frac{n_2 + d + 1}{d(1-d)} I_o \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{n_1(1+d)}{(1-d)} I_o + \\ \frac{n_2 + d + 1}{(1-d)} I_o \end{cases}$
D_1	$\frac{(1-d)V_o}{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(2-d)}$	$\begin{cases} \frac{n_1(1+d)}{(1-d)^2} I_o + \\ \frac{n_2 + d + 1}{(1-d)^2} I_o \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{n_1(1+d)}{(1-d)} I_o + \\ \frac{n_2 + d + 1}{(1-d)} I_o \end{cases}$
D_2	$\frac{(1+n_1)V_o}{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)}$	$\frac{I_o}{0.7(1-d)}$	I_o
D_3	$\frac{(1+n_1+n_2)V_o}{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)}$	$\frac{I_o}{d}$	I_o
D_4	$\frac{n_1 V_o}{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)}$	$\frac{I_o}{(1-d)}$	I_o
D_o	$\frac{(1+n_1)V_o}{(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)}$	$\frac{I_o}{(1-d)}$	I_o

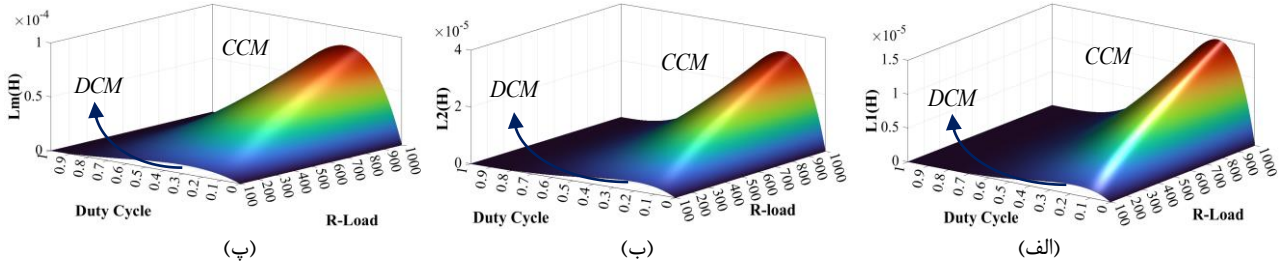
جدول ۱- جریان لحظه ای خازن ها و سیم پیچی های سلف تزویج

اجزا	حالت کاری ۱	حالت کاری ۲	حالت کاری ۳
C_1	$\frac{n_1(1+d) + n_2 + d + 1}{d(1-d)} I_o$	$\frac{n_1(1+d) + n_2 + d + 1}{(1-d)^2} I_o$	$\frac{n_1(1+d) + n_2 + d + 1}{(1-d)^2} I_o$
C_2	$\frac{n_1(1+d) + n_2 + d + 1}{d} I_o$	$\frac{n_1(1+d) + n_2 + d + 1}{(1-d)} I_o$	$\frac{n_1(1+d) + n_2 + d + 1}{(1-d)} I_o$
C_3	$\frac{I_o}{d}$	$-\frac{I_o}{(1-d)}$	0
C_4	$-\frac{I_o}{d}$	$\frac{I_o}{(1-d)}$	$\frac{I_o}{(1-d)}$
C_{O1}	$-I_o$	$\frac{d}{(1-d)} I_o$	$\frac{d}{(1-d)} I_o$
C_{O2}	$-\frac{1+d}{d} I_o$	$\frac{(1+d)}{(1-d)} I_o$	$\frac{(1+d)}{(1-d)} I_o$
n_p	$-(n_1 + n_2) \frac{I_o}{d}$	$-\frac{2n_1}{(1-d)} I_o$	$\frac{1.4n_1 + n_2}{0.7(1-d)} I_o$
n_s	$-\frac{I_o}{d}$	$\frac{2}{(1-d)} I_o$	$\frac{2}{(1-d)} I_o$
n_t	$-\frac{I_o}{d}$	0	$\frac{I_o}{0.7(1-d)}$

⁸ Kirshihfs Curren Law (KCL)



شکل ۵- استرس ولتاژ و جریان نرمالیزه شده عناصر نیمه هادی.



شکل ۶- شرایط مرزی برحسب مقادیر سلف های مبدل پیشنهادی در $n = 2$.

۴- نتایج مربوط به تحلیل تلفات مبدل پیشنهادی برای محاسبه بازده مبدل پیشنهادی، مطابق با آنچه در [۹] انجام شده است، تلفات هدایتی و کلیدزنی عناصر نیمه هادی، تلفات هدایتی و هسته عناصر مغناطیسی، و همچنین تلفات هدایتی خازن‌ها در نظر گرفته است. همچنین، برای محاسبه تلفات هدایتی از مقادیر جریان rms استفاده شده و از مقادیر ذکر شده در زیر که از مشخصات عناصر استفاده شده در نمونه آزمایشگاهی بدست آمده است در محاسبه تلفات استفاده شده اند:

- مقاومت داخلی ماسفت ها (R_{ON}) : 0.08 اهم
- مقاومت داخلی دیودها (R_{OV}) : 0.07 اهم
- ولتاژ هدایت مستقیم ماسفت ها (V_{FS}) : 0.3 ولت
- ولتاژ هدایت مستقیم دیودها (V_{FD}) : 0.7 ولت
- زمان روشنی و خاموشی ماسفت ها (t_{off}, t_{on}) : 10.5 و 74 نانو ثانیه
- زمان بازیابی معکوس دیودها (t_b) : 35 نانو ثانیه
- جریان بازیابی معکوس دیودها (I_{rr}) : 20 میلی آمپر
- مقاومت سیم پیچ های سلف توزیع (r_{W1}, r_{W2}, r_{W3}) : $0.042, 0.022, 0.042$ اهم و 0.043 اهم
- مقاومت سیم پیچی سلف ورودی (r_{W}) : 0.052 اهم
- حج هسته های استفاده شده $(Volume)$: 1836×10^{-9} متر مکعب
- مقاومت داخلی خازن $(r_{C1}, r_{C2}, r_{C3}, r_{C4}, r_{CO1}, r_{CO2})$: $0.15, 0.18, 0.23$ اهم

در نهایت با استفاده از رابطه زیر بازده مبدل محاسبه شده است:

$$\eta(\%) = \frac{(P_{out}) \times 100}{(P_{out} + (P_{cond,L} + P_{core,L} + P_{cond,S,D} + P_{SW,S,D} + P_{cond,C}))} \quad (16)$$

در این رابطه منظور از P_{out} توان خروجی مبدل پیشنهادی بر حسب وات می باشد. همچنین $P_{cond,L}$ تلفات هدایتی عناصر مغناطیسی می باشد که در اثر خاصیت اهمی سیستم پیچ های ایجاد می شود. $P_{core,L}$ تلفات هسته عناصر مغناطیسی می باشد که ناشی از تلفات فوکو و هیستریزس می باشد. همچنین $P_{cond,S,D}$ تلفات ناشی از مقاومت داخلی و ولتاژ هدایت کلید ها و دیود های مبدل پیشنهادی می باشد و $P_{SW,S,D}$ تلفات ناشی از کلید زنی این عناصر می باشد. در نهایت $P_{cond,C}$ نیز تلفات ناشی از مقاومت داخلی خازن ها است.

جریان حداقل سلف همیشه بزرگتر از صفر باشد. بنابراین، طراحی سلف های مبدل برای عملکرد در CCM باید شرط زیر را برآورده کند:

$$I_{L,min} \geq \frac{I_{L,average}}{2} \quad (12)$$

با در نظر گرفتن این موضوع و با استفاده از (۹) - (۱۱)، برای عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت CCM، علاوه بر روابط درج شده در جدول ۳ باید شروط زیر نیز در طراحی هر سه سلف در نظر گرفته شود:

$$L_1 \geq \frac{d(1-d)^4 R_o}{2(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)^2 (2-d) f_s} \quad (13)$$

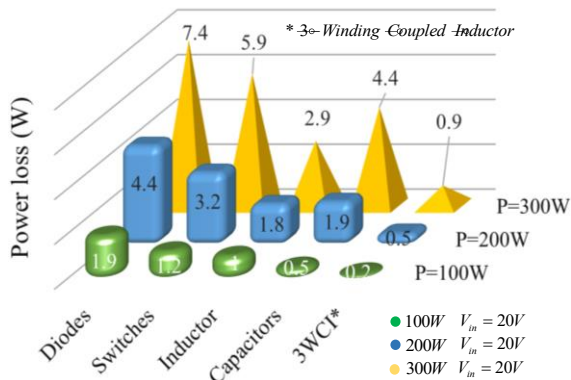
$$L_2 \geq \frac{d(1-d)^3 R_o}{2(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)^2 f_s} \quad (14)$$

$$L_m \geq \frac{d(1-d)^2 R_o}{2(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(1+n_1) f_s} \quad (15)$$

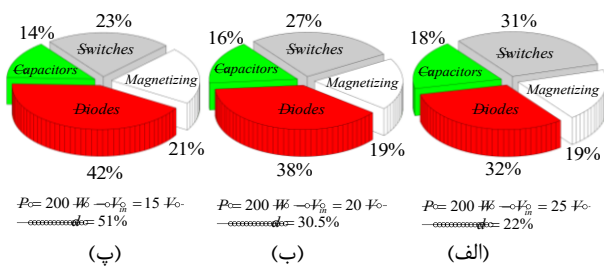
همچنین نمودار های مربوط به این روابط بر حسب مقاومت های خروجی و چرخه های کاری مختلف در شکل ۶ رسم شده اند.

جدول ۳- طراحی عناصر پسبو مبدل پیشنهادی

$L_1 \geq \frac{100d(1-d)^2 R_o}{\%R_{L1}(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(2-d) f_s}$	$L_2 \geq \frac{100d(1-d) R_o}{\%R_{L2}(n_1(1+d) + n_2 + d + 1) f_s}$
$L_m \geq \frac{100d(1-d) R_o}{\%R_{Lm}(n_1(1+d) + n_2 + d + 1) f_s}$	
$C_1 \geq \frac{100(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)^2 (2-d)}{\%R_{C1}(1-d)^2 f_s R_o}$	$C_2 \geq \frac{100(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)^2 (2-d)}{\%R_{C2}(1-d)^2 f_s R_o}$
$C_3 \geq \frac{100(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(2-d)}{\%R_{C3}(1-d)^2 f_s R_o}$	$C_4 \geq \frac{100(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(2-d)}{\%R_{C4}(1-d)^2 f_s R_o}$
$C_{O1} \geq \frac{100(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)d(2-d)}{\%R_{CO1}(1-d)^2 f_s R_o}$	$C_{O2} \geq \frac{100(n_1(1+d) + n_2 + d + 1)(1+d)(2-d)}{\%R_{CO2}(1-d)^2 f_s R_o}$



شکل ۸- جزئیات مربوط به تلفات اجزای مختلف مبدل پیشنهادی.



شکل ۹- درصد تلفات در عناصر مختلف مبدل پیشنهادی.

که در آن x متغیر حالت، u متغیر ورودی یا کنترلی، y سیگنال خروجی را نشان می‌دهد. پس از انجام محاسبات لازم ماتریس‌های A ، B ، C و D برای مبدل پیشنهادی استخراج شده و به صورت (۱۹) و (۲۰) نشان داده شده‌اند.

با استفاده از روش جایگذاری قطب، می‌توان محل قطب‌های حلقه بسته را به صورت انعطاف پذیر تعیین کرد، مشروط بر اینکه سیستم از قابلیت کنترل پذیری کامل برخوردار باشد. ماتریس کنترل پذیری برای مبدل پیشنهادی به صورت زیر استخراج می‌شود:

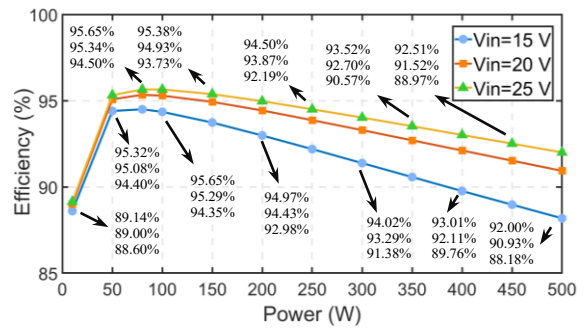
$$\Phi_C = [B; AB; A^2B; \dots; A^{n-1}B] \quad (18)$$

زمانی که مرتبه ماتریس کنترل پذیری به ۹ برسد، که برابر با تعداد متغیرهای حالت است، سیستم به عنوان یک سیستم کاملاً کنترل پذیر تأیید می‌شود. پس از آن، دو حالت انتگرالی معرفی شده و معادلات حالت و خروجی به صورت زیر

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_{L1} \\ \dot{\tilde{i}}_{L2} \\ \dot{\tilde{i}}_{Lm} \\ \dot{\tilde{v}}_{C1} \\ \dot{\tilde{v}}_{C2} \\ \dot{\tilde{v}}_{C3} \\ \dot{\tilde{v}}_{C4} \\ \dot{\tilde{v}}_{CO1} \\ \dot{\tilde{v}}_{CO2} \end{bmatrix} = 10^6 \times \begin{bmatrix} -0.0001 & 0 & 0 & -0.0013 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.0001 & 0 & 0.0003 & -0.0021 & -0.0002 & 0.0007 & 0.0001 & 0.0007 \\ 0 & 0 & 0 & -0.0001 & -0.0001 & -0.0004 & 0.0009 & 0.0001 & 0.0010 \\ 0.0102 & -0.0020 & 0.0005 & -0.1246 & -0.1246 & -0.0415 & 0.0415 & 0 & 0.0415 \\ 0 & 0.0184 & 0.0007 & -0.1803 & -0.1803 & -0.0601 & 0.0601 & 0 & 0.0601 \\ 0 & -0.0022 & -0.0062 & 0.0770 & 0.0770 & -0.1007 & -0.0889 & 1.2320 & 0.1007 \\ 0 & 0.0116 & 0.0094 & -0.0770 & -0.0770 & -0.2152 & -0.5430 & 0.1895 & 1.1629 \\ 0 & 0.0004 & 0.0021 & 0 & 0 & 0.0842 & 0.0421 & -0.8214 & -0.0843 \\ 0 & 0.0036 & 0.0063 & -0.0513 & -0.0513 & 0.0671 & 0.2698 & -0.0843 & -0.4884 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{v}_{C3} \\ \tilde{v}_{C4} \\ \tilde{v}_{CO1} \\ \tilde{v}_{CO2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$+ \left(10^8 \times \begin{bmatrix} 0.0005 & -0.0029 & -0.0033 & -0.0524 & -0.0771 & -5.0210 & -6.2840 & 3.3695 & 2.7561 \end{bmatrix} \right)^T \tilde{d}$$

$$I_{L1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L1} \\ \tilde{i}_{L2} \\ \tilde{i}_{Lm} \\ \tilde{v}_{C1} \\ \tilde{v}_{C2} \\ \tilde{v}_{C3} \\ \tilde{v}_{C4} \\ \tilde{v}_{CO1} \\ \tilde{v}_{CO2} \end{bmatrix}^T + [0] \tilde{d} \quad (20)$$



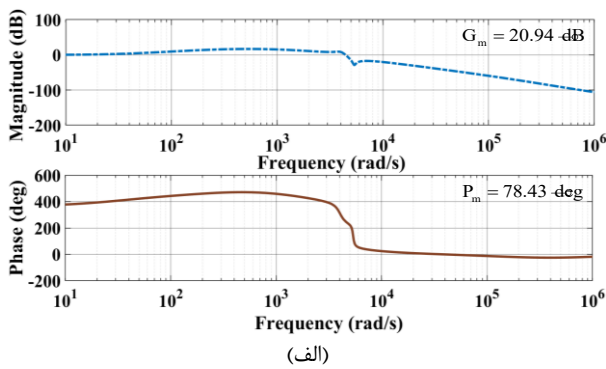
شکل ۷- بازده مبدل پیشنهادی به ازای ولتاژها و توان های مختلف

پس از محاسبه بازده مبدل پیشنهادی نمودارهای مربوط به آن در شکل های ۷-۹ رسم شده است. شکل ۷ نمودار مربوط به بازده مبدل پیشنهادی در سطوح مختلف توان خروجی را نشان می‌دهد. همچنین مقادیر بازده به ازای ولتاژهای ورودی مختلف درج شده است. به طوری که با توجه به شکل ۷، مبدل پیشنهادی به ازای ولتاژهای ورودی بالاتر مقادیر بالایی از بازده را ارائه می‌دهد. علاوه بر آن بازده حداکثر مبدل پیشنهادی در سطح توان ۸۰ وات رخ می‌دهد که به ازای ولتاژ ورودی ۲۰ ولت بازده ۹۵.۳۴٪ را دارد. همچنین شکل ۸ تلفات ایجاد شده در المان‌های مختلف مبدل پیشنهادی را به ازای سطوح تلفات در عناصر مختلف مبدل افزایش می‌یابد. همچنین بیشترین مقدار این تلفات در دیودهای مبدل می‌باشد. شکل ۹ نمودارهای دایره ای مختلفی را برای نمایش درصد توان تلف شده در عناصر مختلف مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. با توجه به شکل ۹ در همه ولتاژهای ورودی نشان داده شده، بیشترین مقادیر تلفات در دیودها و کلیدهای مبدل رخ می‌دهد.

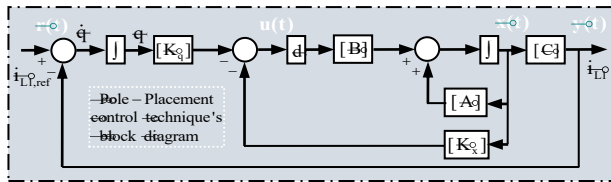
۵- مدل سیگنال کوچک مبدل پیشنهادی و ارائه روش کنترلی برای پایداری آن و ارائه کنترل کننده PI برای کنترل ولتاژ خروجی آن

به دلیل ماهیت غیرخطی مبدل‌های مبتنی بر PWM، برای تحلیل دینامیک و پایداری آن‌ها از روش میانگین‌گیری فضای حالت استفاده می‌شود. بنابراین، مدل سیگنال کوچک یک مبدل PWM، با صرف نظر از جملات درجه دوم، به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} \\ y = C\tilde{x} + D\tilde{u} \end{cases} \quad (17)$$



(الف)



(ب)

شکل ۱۰- (الف) دیاگرام بود مبدل پیشنهادی پس از اعمال روش کنترلی جاگذاری قطب و (ب) بلوک دیاگرام روش کنترلی جاگذاری قطب.

خروجی می‌باشد. علاوه بر این، شکل ۱۰. ب بلوک دیاگرام روش کنترل جاگذاری قطب را نشان می‌دهد. با توجه به این شکل از جریان سلف L_I به عنوان خروجی کنترلی استفاده شده است.

برای کنترل ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی می‌توان از کنترل‌کننده‌های ساده‌ای نیز مثل کنترل‌کننده PI بهره گرفت. در این کنترل‌کننده در واقع با تنظیم ضرایب تناسبی (K_p) و انتگرالی (K_i) به عنوان دو پارامتر اساسی کنترل‌کننده PI، می‌توان به پایداری نسبی دست یافت. لذا در این بخش در کنار روش کنترلی جاگذاری قطب که بیان گردید و برای مبدل پیشنهادی اعمال شد، از کنترل‌کننده PI برای بدست آوردن تابع تبدیل حلقه بسته مبدل پیشنهادی استفاده شده است.

در نهایت نمودار بود بدست آمده برای این کنترل‌کننده سنتی با آنچه با استفاده از روش جاگذاری قطب بدست آمده بود مقایسه شده است. برای این منظور از ماتریس‌های بدست آمده A ، B و D در بخش تحلیل سیگنال کوچک (روابط (۱۹) و (۲۰)) برای محاسبه تابع تبدیل مبدل پیشنهادی استفاده می‌شود. همچنین از ولتاژ خازن C_{OI} به عنوان خروجی کنترلی استفاده می‌شود. لذا می‌توان ماتریس C را به صورت زیر بیان کرد:

$$C = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0] \quad (28)$$

همچنین می‌توان از رابطه زیر برای محاسبه تابع تبدیل مبدل پیشنهادی استفاده کرد:

$$H(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (29)$$

در ادامه در مورد تابع تبدیل کنترل‌کننده PI می‌توان نوشت:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (30)$$

که تابع تبدیل حلقه باز مبدل پیشنهادی را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$G_{OL}(s) = C(s)H(s) \quad (31)$$

در نهایت با استفاده از این رابطه می‌توان تابع تبدیل حلقه بسته مبدل پیشنهادی را در حضور کنترل‌کننده PI به صورت زیر نوشت:

بازنویسی می‌شوند:

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ -C & \vdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \dots \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ I \end{bmatrix} r(t) \quad (21)$$

$$y(t) = [C \ \vdots \ 0] \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \dots \\ q(t) \end{bmatrix}$$

که در آن $r(t)$ بردار ورودی مرجع را نشان می‌دهد و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$r(t) = [I_{L_I,ref}]^T \quad (22)$$

مطابق با (۲۱)، ماتریس‌های F و G به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ -C & \vdots & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (23)$$

بنابراین، رابطه (۲۱) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$\bar{\Phi}_C = \begin{bmatrix} B & \vdots & A\Phi_C \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & -C\Phi_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B & \vdots & A \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & -C \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} I & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \vdots & \Phi_C \end{bmatrix}}_M \quad (24)$$

اگر تأیید شود که M دارای مرتبه کامل است، سیستم توصیف شده در رابطه (۲۱) زمانی به کنترل‌پذیری کامل دست می‌رسد که مرتبه ماتریس M برابر با $n+m$ باشد، که در آن m به ترتیب تعداد متغیرهای حالت و سیگنال‌های خروجی هستند. بنابراین، ماتریس K را می‌توان به صورت زیر تعیین کرد:

$$\tilde{u}(t) = -K \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \dots \\ q(t) \end{bmatrix} = -[K_x \ \vdots \ K_q] \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \dots \\ q(t) \end{bmatrix} \quad (25)$$

ماتریس‌های K_x و K_q به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$K_x = [K_{11} \ K_{12} \ K_{13} \ K_{14} \ K_{15} \ K_{16}] \quad (26)$$

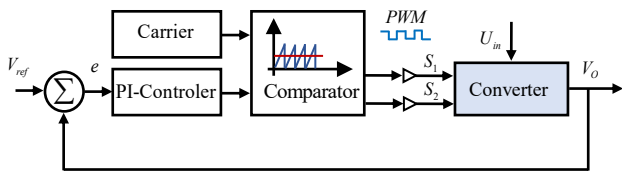
$$K_q = [K'_{11}]$$

مطابق با (۲۱) و (۲۵) می‌توان نوشت:

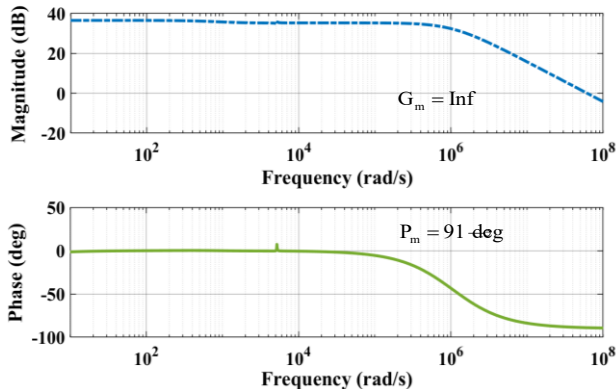
$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}(t) \\ \dot{q}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BK_x & \vdots & -BK_q \\ \dots & \dots & \dots \\ -C & \vdots & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \dots \\ q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ I \end{bmatrix} r(t) \quad (27)$$

$$y(t) = [C \ \vdots \ 0] \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ \dots \\ q(t) \end{bmatrix}$$

در نهایت برای پایدار کردن مبدل پیشنهادی در هنگام تغییرات، شروط محافظه کارانه‌ای برای حاشیه بهره و فاز در نظر گرفته شده است تا اولویت کنترل با پایداری سیستم باشد و در عین حال سرعت پاسخ دهی به تغییرات بار و ورودی نیز حفظ شود ($GM \geq 10$) و ($60 \leq PM \leq 80$). سپس از روش آزمون و خطا استفاده می‌شود تا شرایط در نظر گرفته شده بر آورده شود. در نهایت، نمودار بود سیستم کنترلی برای مبدل پیشنهادی در شکل ۱۰. الف نمایش داده شده است. با توجه به این شکل مقادیر حاشیه بهره و فاز در بازه ذکر شده قرار دارند که نشان از پایداری بالای مبدل پیشنهادی پس از اعمال روش کنترلی جاگذاری قطب و در عین حال سرعت مناسب آن برای پاسخ به اغتشاش‌های ورودی و



شکل ۱۱- بلوک دیاگرام کنترل کننده PI برای مبدل پیشنهادی.



شکل ۱۲- دیاگرام بود مبدل پیشنهادی پس از اعمال کنترل کننده PI

عامل سبب مناسب بودن آن به کاربرد مذکور بوده و همچنین هزینه و تلفات مبدل را کاهش می دهد. علاوه بر آن با توجه به جداول ۵ و ۶ مبدل پیشنهادی و مبدل ارائه شده در [۲۲] دارای کمترین هزینه و بیشترین چگالی توان می باشد. این دو ویژگی در شکل ۳.ب نیز به صورت بصری مورد مقایسه قرار گرفته اند و به عنوان دو عامل مهم در کاربرد مبدل در سیستم های انرژی، برتری مبدل پیشنهادی را برای این کاربرد نشان می دهند.

۷- نتایج آزمایشگاهی و شبیه سازی مبدل پیشنهادی

در این بخش از مقاله، نتایج حاصل از تحلیل روابط مربوط به عناصر مبدل پیشنهادی توسط ساخت نمونه آزمایشگاهی آن اعتبار سنجی شده است. نمونه آزمایشگاهی ایجاد شده در توان ۲۰۰ وات طراحی شده و آزمایشات لازم روی آن صورت گرفته است. همچنین مشخصات ذکر شده در جدول ۷ برای ساخت این نمونه مورد استفاده قرار گرفته است. در نهایت نتایج بدست آمده مرتبط با شکل های موج های عناصر مبدل در شکل های ۱۴ و ۱۵ ارائه گردیده اند.

با توجه به شکل های ۱۴.الف و ب، با اعمال ولتاژ ۲۰ ولت به ورودی و با تنظیم چرخه کاری مبدل در ۰.۳۰۵، مقدار ۴۰۲ ولت برای ولتاژ خروجی بدست آمده است که توسط رابطه ۱ این مقدار تایید می شود. همچنین شکل موج های ۱۴.پ و ت، ولتاژ و جریان سلف های L_1 و L_2 را نشان می دهند که شکل موج های جریان دارای مقادیر ۶/۴ و ۴/۳۵ آمپر هستند و مقادیر آنها توسط (۹) و (۱۰) اعتبار سنجی می شود. همچنین شکل های ۱۴.ث و ج، شکل موج های مربوط به ولتاژ و جریان کلید های مبدل را نشان می دهند که دارای مقادیر ۲۹ و ۴۲ ولت و ۲۲ و ۱۴ آمپر می باشند و مقادیر آنها توسط روابط جدول ۲ تایید می شود. در نهایت شکل ۱۵ نتایج بدست آمده برای ولتاژ خازن ها و ولتاژ و جریان دیود ها را نشان می دهد که مقادیر بدست آمده از آن ها با مقادیر بدست آمده از (۱) - (۶) و روابط جدول ۲ همخوانی دارد.

$$T(s) = \frac{C(s)H(s)}{1 + C(s)H(s)} \quad (32)$$

با استفاده از روش سعی و خطا به منظور دستیابی به حاشیه بهره و فاز مناسب مقادیر ۰/۱۸۳ برای K_p و ۰/۰۴۵ برای K_i به نحوی تنظیم گردید تا پایداری مبدل تضمین گردد. بنابراین تابع تبدیل مبدل پیشنهادی با استفاده از ماتریس های A, B, C و D محاسبه گردیده و در پایین صفحه در (۳۳) قابل مشاهده است. همچنین تابع تبدیل حلقه بسته نیز به صورت (۳۴) در پایین صفحه درج شده است.

شکل ۱۱ بلوک دیاگرام کنترل کننده PI را نشان می دهد. همان طور که از این شکل مشخص است در ورودی کنترل کننده ولتاژ های مرجع و خروجی باهم مقایسه شده و خطا به صورت ولتاژ وارد کنترل کننده می شود. سپس به منظور رفع خط چرخه کاری سیگنال های اعمال شده به ماسفت های S_1 و S_2 تنظیم شده و به آن ها اعمال می شود. علاوه بر آن شکل ۱۲ نیز نمودار های بود تابع تبدیل حلقه بسته بدست آمده توسط کنترل کننده PI را نشان می دهند. با توجه به این شکل ها حاشیه فاز تابع تبدیل حلقه بسته ۹۱ است نشان از پایداری بالای سیستم دارد در حالی که حاشیه فاز آن بی نهایت است که ضمن تضمین پایداری مبدل، سرعت آن را در پاسخ به اغتشاشات کاهش می دهد. در حالی که این مقادیر توسط روش کنترلی جاگذاری قطب ها حدود ۲۱ و ۷۸ بدست آمدند که ضمن تضمین پایداری مبدل سرعت آنرا نیز در پاسخ به اغتشاشات تقویت می کرد.

۶- مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر مبدل های ارائه شده در مراجع

در این قسمت از مقاله مبدل پیشنهادی با سایر مبدل های افزاینده و فوق افزاینده مقایسه شده است. این مقایسه به لحاظ بهره ولتاژ، بازده مبدل، تنش ولتاژ روی عناصر نیمه هادی، ریپل جریان ورودی، تعداد عناصر، هزینه مبدل، چگالی توان مبدل و پایداری مبدل صورت گرفته است. اطلاعات مربوط به خصوصیات ذکر شده در جدول های ۴-۶ درج شده است. همچنین نمودار های مربوط به مقایسه بهره ولتاژ، تنش ولتاژ عناصر نیمه هادی، هزینه و چگالی توان در شکل ۱۳ رسم شده اند. با توجه به جدول ۴ مبدل های ارائه شده در [۴]، [۱۱]، [۱۷]، [۲۱] و [۲۲] دارای زمین مشترک بین ورودی و خروجی نمی باشند. این ویژگی باعث بروز چالش هایی در کاربرد این مبدل ها در کاربردهای فتوولتائیک می شود. همچنین مبدل های ارائه شده در [۴]، [۲۰] و [۲۱] دارای بازده پایین می باشند. این موضوع کاربرد این مبدل ها را در سیستم های انرژی محدود می سازد. با توجه به جدول ۴، مبدل های ارائه شده و مبدل پیشنهادی به لحاظ پایداری در هنگام تغییرات بار و یا ورودی در سطح مناسبی قرار دارند. با توجه به اینکه سایر مبدل های مورد مقایسه این خصوصیت را بررسی نکرده اند ممکن است در شرایط تغییرات در ریز شبکه و یا تابش های متفاوت دچار ناپایداری شده و برای کاربرد ریز شبکه های DC مناسب نباشند. علاوه بر آن مبدل های [۱۲] و [۲۴] دارای ریپل بسیار بالای جریان در سمت ورودی می باشند. این عامل سبب کاهش عمر پنل های خورشیدی در کاربرد این مبدل های در سیستم های تجدید پذیر می باشد.

با توجه به شکل ۱۳، مبدل پیشنهادی در چرخه های کاری متوسط دارای بیشترین بازده و کمترین تنش ولتاژ روی عناصر نیمه هادی می باشد که این

$$H(s) = \frac{3.369 \times 10^8 s^8 + 3.922 \times 10^{14} s^7 + 7.319 \times 10^{19} s^6 + 2.558 \times 10^{22} s^5 + 4.344 \times 10^{26} s^4 - 1.38 \times 10^{29} s^3 - 4 \times 10^{34} s^2 - 6.214 \times 10^{36} s + 3.26 \times 10^{40}}{s^9 + 2.258 \times 10^6 s^8 + 1.457 \times 10^{12} s^7 + 2.305 \times 10^{17} s^6 + 7.873 \times 10^{19} s^5 + 1.324 \times 10^{24} s^4 - 6.295 \times 10^{26} s^3 - 1.283 \times 10^{32} s^2 - 1.865 \times 10^{34} s + 8.894 \times 10^{34}} \quad (33)$$

$$G_{cl}(s) = \frac{6.165 \times 10^7 s^9 + 7.177 \times 10^{13} s^8 + 1.339 \times 10^{19} s^7 + 4.684 \times 10^{21} s^6 + 7.95 \times 10^{25} s^5 - 2.523 \times 10^{28} s^4 - 7.32 \times 10^{33} s^3 - 1.139 \times 10^{36} s^2 + 5.966 \times 10^{39} s + 1.467 \times 10^{39}}{s^{10} + 2.258 \times 10^6 s^9 + 1.457 \times 10^{12} s^8 + 2.305 \times 10^{17} s^7 + 7.873 \times 10^{19} s^6 + 1.324 \times 10^{24} s^5 - 6.295 \times 10^{26} s^4 - 1.283 \times 10^{32} s^3 - 1.865 \times 10^{34} s^2 + 8.894 \times 10^{37} s} \quad (34)$$

جدول ۴- مشخصات مبدل پیشنهادی و مبدل های ارائه شده در [۳]، [۴]، [۱۱]، [۱۲]، [۱۷]، [۲۰]، [۲۱]، [۲۲]، [۲۳]، [۲۴] و [۲۵]

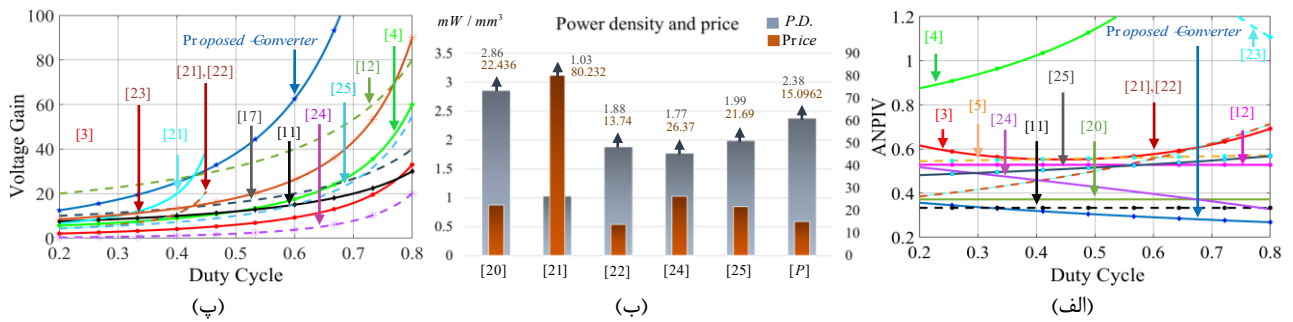
بازده (در توان نامی)	ریبل جریان ورودی	پایداری	شاخص ANPIV	زمین مشترک	بهره ولتاژ	تعداد اجزاء°				شاخص ها
						T	P	D	S	مراجع
٪۹۰	پایین	پایدار	$\frac{5+2d^2-d}{6(1+2d-2d^2)}$	بله	$\frac{1+2d-2d^2}{(1-d)^2}$	۱۶	۱۰	۵	۱	[۳]
٪۸۹	پایین	بررسی نشده	$\frac{11-6d}{14(2-d)}$	خیر	$\frac{2(2-d)}{(1-d)^2}$	۱۴	۷	۶	۱	[۴]
٪۹۱/۵	متوسط	پایدار	$\frac{1}{3}$	خیر	$\frac{6}{(1-d)}$	۱۶	۸	۷	۱	[۱۱]
۹۶	بالا	بررسی نشده	$\frac{2n^2+3n+3}{4n^2+6n+6}$	بله	$\frac{2n^2+3n+2}{(1-d)}$	۱۶	۸	۴	۴	[۱۲]
٪۹۶/۱	متوسط	بررسی نشده	$\frac{10+8n+dn}{16n+16}$	خیر	$\frac{2(n+2)}{(1-d)}$	۱۵	۶	۶	۳	[۱۷]
٪۸۹	پایین	بررسی نشده	$\frac{4n+3}{14n}$	-	$\frac{2n}{(1-2d)}$	۱۶	۹	۵	۲	[۲۰]
٪۸۸/۲	پایین	بررسی نشده	$\frac{1}{3-2d}$	خیر	$\frac{3-2d}{(1-2d)}$	۱۲	۸	۳	۱	[۲۱]
٪۹۱	ناپوسته	بررسی نشده	$\frac{1}{3-2d}$	خیر	$\frac{3-2d}{(1-2d)}$	۱۲	۷	۴	۱	[۲۲]
۹۱٪	پایین	بررسی نشده	$\frac{7-d}{7d}$	بله	$\frac{d}{(1-d)^2}$	۱۵	۸	۶	۱	[۲۳]
٪۹۴/۶	متوسط	بررسی نشده	$\frac{2d^2-19d+24}{14(3-d)}$	بله	$\frac{(3-d)}{(1-d)^2}$	۱۴	۷	۶	۱	[۲۴]
٪۹۵/۱	پایین	بررسی نشده	$\frac{7+5n-d(n+4)}{6(2-d)(1+n)}$	بله	$\frac{n_1+n_2(1-d)+2-d}{(1-d)^2}$	۱۲	۶	۵	۱	[۲۵]
٪۹۴/۴۳	پایین	پایدار	$\frac{d(2n+d-4)+6n+11}{16n(1+d)+8d+24}$	بله	$\frac{(n_1(1+d)+n_2+1+d)(2-d)}{(1-d)^2}$	۱۶	۹	۵	۲	پیشنهادی

جدول ۵- هزینه مبدل پیشنهادی و مبدل های ارائه شده در [۲۰]، [۲۱]، [۲۲]، [۲۴] و [۲۵]

هزینه کل	هزینه هسته ها	هزینه خازن ها	هزینه دیودها	هزینه کلیدها	مراجع
۲۲/۴۴۶ \$	۲۵/۰۵ \$	۱*۰/۵۹۹ \$، ۱*۰/۹۸۸ \$، ۱*۰/۵۹۹ \$ ۱*۱/۴۱۵ \$، ۲*۰/۷۹۹ \$، ۱*۱/۱۴۱ \$	۱*۱/۷۷ \$، ۴*۰/۶۸۹ \$	۲*۱/۲۲۵ \$	[۲۰]
۸۰/۲۲۲ \$	۳*۴/۲۲ \$	۳*۶/۷ \$، ۱*۷/۲۷ \$، ۲*۱۴/۴۳ \$	۴*۱/۳۵ \$	۱*۵/۹۴۲ \$	[۲۱]
۱۳/۷۴ \$	۲*۱/۸۳ \$	۵*۰/۹۸۸ \$	۴*۰/۹۹ \$	۱*۱/۱۸ \$	[۲۲]
۲۶/۳۷ \$	۱*۲/۸۳ \$، ۱*۶/۸۷ \$	۱*۱/۵۲ \$، ۱*۲/۲ \$، ۲*۱/۶۱ \$	۱*۰/۳۵۳ \$، ۱*۰/۱۶۵ \$، ۲*۰/۵۲ \$	۲*۴/۱۴ \$	[۲۴]
۲۱/۶۹ \$	۲*۳/۳۱ \$	۲*۱/۷۵ \$، ۲*۳/۶۷ \$	۳*۰/۵۲ \$، ۲*۰/۷۵ \$	۱*۱/۱۷ \$	[۲۵]
۱۵۰/۹۶۲ \$	۳*۲/۵ \$	۱*۰/۳۲۸ \$، ۱*۰/۱۷۵ \$، ۱*۰/۱۴۱۵ \$ ۱*۰/۶۸۲ \$، ۱*۰/۰۴۹۴ \$، ۱*۰/۰۸۰۳ \$	۵*۱/۰۶ \$	۲*۰/۴۲ \$	پیشنهادی

جدول ۶- چگالی توان مبدل پیشنهادی و مبدل های ارائه شده در [۲۰]، [۲۱]، [۲۲]، [۲۴] و [۲۵]

چگالی توان مبدل (mW/mm³)	حجم کل مبدل (mm³)	حجم هسته ها (mm³)	حجم خازن ها (mm³)	حجم دیودها (mm³)	حجم کلیدها (mm³)	مراجع
۲/۸۶	۸۳۶۳۰/۹۹	۲۰۸۸۰	۴۶۸۰۶/۵۷	۹۷۶۹/۵۴	۶۱۸۴/۸۸	[۶]
۱/۰۳	۳۸۵۳۱۰/۴۲	۱۰۶۸۰۰	۲۵۹۳۷۶۲	۱۵۶۳۷/۶۰	۳۴۸۰/۸۲	[۷]
۱/۸۸	۷۹۴۵۶/۸۸	۲۳۰۰۰	۴۷۵۱۶/۶	۵۹۵۵/۴۴	۲۹۸۴/۸۴	[۸]
۱/۷۷	۱۱۸۱۴۰/۳۶	۸۵۱۰۰	۲۷۸۰۱/۱	۲۴۰۳/۲۹	۲۸۳۵/۹۷	[۱۰]
۱/۹۹	۱۰۰۰۹۴/۹۹	۳۵۲۰۰	۵۴۵۳۸/۰۴	۷۲۳۳/۰۸	۳۱۲۳/۸۷	[۱۱]
۲/۳۸	۸۳۷۶۰/۲۳	۵۱۹۰۰	۱۹۳۴۴/۲۶	۹۱۹۶/۳۵	۳۳۳۰/۲۵	پیشنهادی

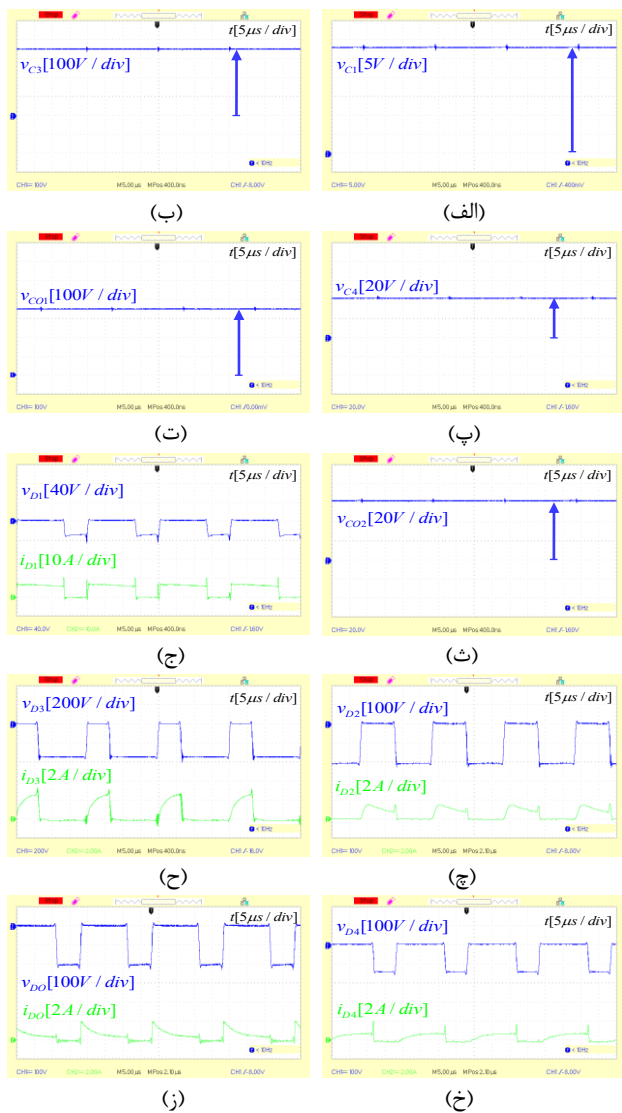


شکل ۱۳- نمودار های مقایسه بهره ولتاژ، تنش ولتاژ، هزینه و چگالی توان.

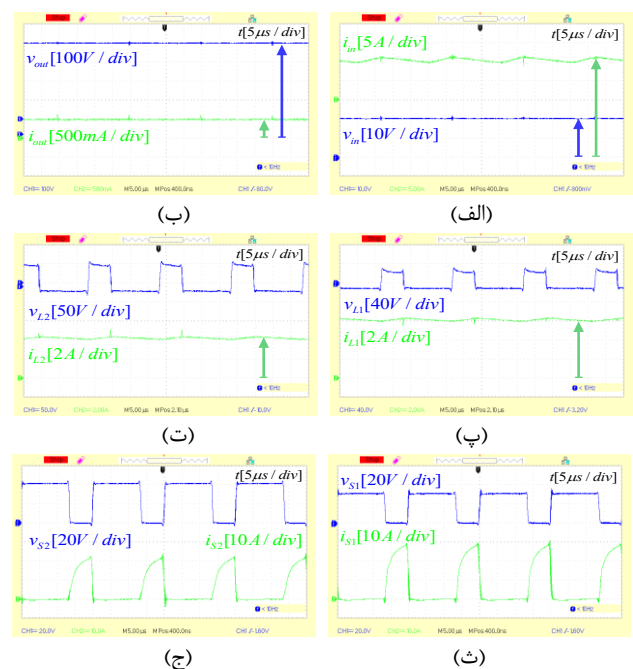
شکل های ۱۶ و ۱۷ نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در نرم افزار متلب را نشان می‌دهند. شکل ۱۶ رفتار دینامیکی مبدل پیشنهادی را در حضور تغییرات ولتاژ ورودی را نشان می‌دهد. همانطور که از این شکل ملاحظه می‌شود ولتاژ ورودی مبدل پیشنهادی طی دو مرحله تغییر داده می‌شود و از سطح ولتاژ ۲۰ ولت به ۱۵ ولت کاهش یافته و سپس به ولتاژ ۲۵ ولت افزایش داده می‌شود. در این زمان ولتاژ خروجی مبدل توسط کنترل کننده PI طراحی شده در بخش های قبلی مقاله کنترل می‌شود تا در ۴۰۰ ولت ثابت بماند. همچنین شکل ۱۷ نیز نمودار ولتاژ خروجی مبدل را در حضور تغییرات بار خروجی از

جدول ۷- خصوصیات عناصر به کار رفته در نمونه آزمایشگاهی

عناصر و متغیر های مبدل	مقادیر و خصوصیات
توان	۲۰۰ وات
ولتاژ ورودی	۲۰ ولت
ولتاژ خروجی	۴۰۰ ولت
بار خروجی /	۸۰۰ اهم
چرخه کاری	۳۰٪
فرکانس کلید زنی (f_s)	۵۰۰۰۰ هرتز
نسبت دورها (n_2 و n_1)	۲
اندوکتانس نشستی (L_k)	۱ میکرو هانری
کلید های S_2 و S_1	IRFP 4668 PbF
دیود های $D_0 - D_1$	DSEI 120-06A
خازن ها	$C_1=68\mu\text{F}/50\text{V}$
	$C_2=47\mu\text{F}/35\text{V}$
	$C_3=22\mu\text{F}/450\text{V}$
	$C_3=22\mu\text{F}/50\text{V}$
	$C_{O1}=33\mu\text{F}/450\text{V}$
	$C_{O2}=33\mu\text{F}/100\text{V}$



شکل ۱۵- نتایج آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی.

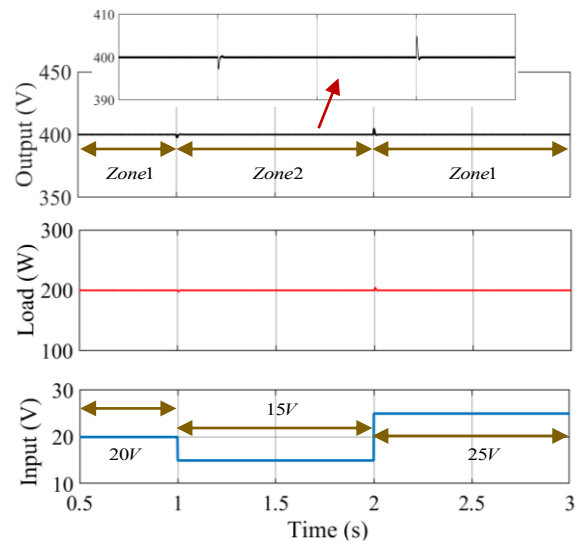


شکل ۱۴- نتایج آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی.

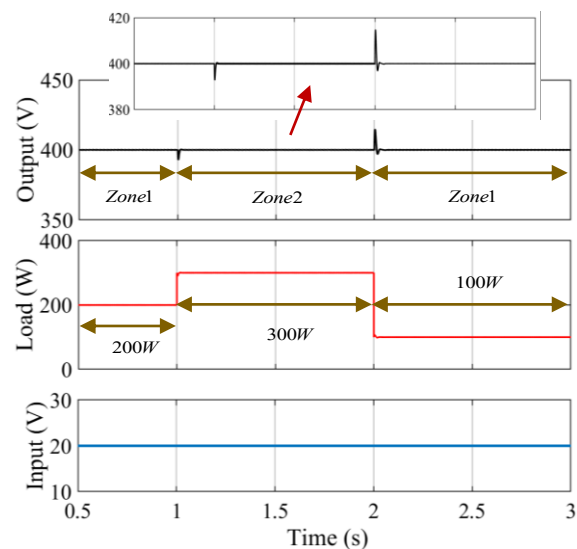
و زمین مشترک بین ورودی و خروجی از حمله ویژگی های برحسته مبدل پیشنهادی می باشد که آنرا برای کاربرد های انرژی خورشیدی مناسب می سازند. علاوه بر آن استفاده از روش کنترلی جاگذاری قطب در کنترل مبدل پیشنهادی و جاگذاری مناسب قطب های سیستم حلقه بسته در سمت چپ محور موهومی، ضمن حفظ سرعت پاسخ به اغتشاشات به وجود آمده در ورودی و خروجی آن، پایداری آنرا در سطح بالایی حفظ می کند. دستیابی به حاشیه فاز $78/43$ درجه و حاشیه بهره $20/94$ دسی بل در طراحی سیستم حلقه بسته آن گواهی بر صحت این ادعاست. مبدل پیشنهادی در حالت دائم تحلیل شده و روابط مربوطه استخراج گردید و برتریت آن در خصوصیات ذکر شده با انجام مقایسه بین آن و سایر مبدل های افزایشنده و فوق افزایشنده مورد بررسی قرار گرفت. برتری مبدل پیشنهادی در این خصوصیات، کارایی هر چه بهتر آنرا در کاربرد ریز شبکه های تغذیه شونده با انرژی خورشیدی اثبات می کند. در نهایت یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل پیشنهادی در محدوده توان 200 وات برای اعتبارسنجی روابط بدست آمده ایجاد و مورد آزمایش قرار گرفت و نتایج آن ارائه گردید.

مراجع

- [1] M. Salimi and M. Pornadem, "A Novel DC-DC Boost Converter Based on Switched-Inductor / Switched-Capacitor with Very High Voltage Gain," *TABRIZ JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING*, vol. 47, no. 1, pp. 107-121, 2017.
- [2] E. Rokrok and L. Miri, "Single Switch non-Isolated DC-DC Converter with High Gain and Efficiency and Low Input Current Ripple for Photovoltaic Applications," *TABRIZ JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING*, vol. 49, no. 1, pp. 181-190, 2019.
- [3] R. Rajesh, N. Prabakaran, and T. Santhosh, "Design and analysis of a non-isolated DC-DC converter with a high-voltage conversion ratio," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 70, no. 6, pp. 2036-2041, 2022.
- [4] A. Mahmood et al., "A non-inverting high gain DC-DC converter with continuous input current," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 54710-54721, 2021.
- [5] A. Ndermohammadi, S. M. Hashemzadeh, P. Aghakhanlou, P. Abolhassani, F. Falahi, and E. Babaei, "A Three-Winding Coupled Inductor-Based Three-Port Ultra-High Step-Up DC-DC Converter for Renewable Energy Applications," in 2024 9th International Conference on Technology and Energy Management (ICTEM), 2024: IEEE, pp. 1-6.
- [6] K. K. Gautam, A. Chatterjee, S. B. Santra, and D. Prasad, "Constant Frequency CC-CV Operation of Isolated LLC Resonant DC-DC Converter Using Switched Capacitor Network for WCS," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024.
- [7] B. Ulrich, F. Ohler, F. Schenzle, and T. Walter, "A Single Stage Dual Active Half-Bridge Single Phase Solid-State Transformer With Wide Input-Range," in 2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2024: IEEE, pp. 493-500.
- [8] K. Nallaiya Gounder, R. Murugesan, V. Madhaiyan, and O. Aldosari, "A high gain quasi Z-source based full-bridge isolated DC-DC converter with extendable structure for grid-tied/standalone PV system," *IET Power Electronics*, vol. 17, no. 14, pp. 2134-2149, 2024.
- [9] A. Nadermohammadi et al., "Cost-effective soft-switching ultra-high step-up DC-DC converter with high power density for DC microgrid application," *Scientific Reports*, vol. 14, no. 1, p. 20407, 2024.
- [10] A. Nadermohammadi, M. Maalandish, A. Seifi, P. Abolhassani, S. H. Hosseini, and M. Farsadi, "A non-isolated single-switch ultra-high step-up DC-DC converter with coupled inductor and low-



شکل ۱۶- نتایج شبیه سازی مربوط به ولتاژ و توان خروجی مبدل پیشنهادی در حضور اغتشاشات ولتاژ ورودی.



شکل ۱۷- نتایج شبیه سازی مربوط به ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در حضور اغتشاشات بار.

200 ولت به 300 وات و سپس 100 وات را نمایش می دهد. ملاحظه می شود که در طی این تغییرات ولتاژ خروجی مبدل با کمک کنترل کننده ثابت مانده است.

۸- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل غیر ایزوله فوق افزایشنده DC-DC برای کاربرد در ریز شبکه های DC تغذیه شونده با انرژی خورشیدی ارائه گردید. مبدل پیشنهادی با ترکیب سلف تزویج سه سر با سلول خازن کلیدزنی شونده، بهره ولتاژ بالایی را در بین ساختار های فوق افزایشنده و دو مرحله ای مربعی ارائه می دهد. به طوریکه که در چرخه کاری $0/5$ و در نسبت دور 1 بهره ولتاژ آن به 24 برابر می رسد. همچنین به علت ترکیب سلول های افزایشنده در طبقه خروجی تنش ولتاژ عناصر نیمه هادی و خازنهای خروجی پایین می باشد. به طوری که هزینه کل عناصر استفاده شده در مبدل پیشنهادی در مقایسه با ساختارهای دو مرحله ای و فوق افزایشنده ارائه شده اخیر پایین بوده و چگالی توان آن برابر با $2/38$ میلی وات بر متر مکعب می باشد. جریان ورودی پیوسته با رپل پایین

- inductor-based buck-boost DC-DC converter for PV applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 687-699, 2021.
- [19] P. Abolhassani, M. Maalandish, A. Nadermohammadi, M. B. B. Sharifian, M. R. Feyzi, and S. H. Hosseini, "A high step-up high step-down coupled inductor based bidirectional DC-DC converter with low voltage stress on switches," *IET Power Electronics*, vol. 17, no. 7, pp. 802-823, 2024.
- [20] A. Nafari and R. Beiranvand, "An extendable interleaved quasi Z-source high step-up DC-DC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 38, no. 4, pp. 5065-5076, 2023.
- [21] R. Rahimi, S. Habibi, M. Ferdowsi, and P. Shamsi, "Z-source-based high step-up DC-DC converters for photovoltaic applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 4783-4796, 2021.
- [22] S. Rostami, V. Abbasi, and T. Kerekes, "Switched capacitor based Z-source DC-DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 13, pp. 3582-3589, 2019.
- [23] T. Rahimi, L. Ding, H. Gholizadeh, R. S. Shahrivar, and R. Faraji, "An ultra high step-up DC-DC converter based on the boost, Luo, and voltage doubler structure: Mathematical expression, simulation, and experimental," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 132011-132024, 2021.
- [24] S. Karthikkumar, A. Sheela, M. T. Talluri, and B. Krishna, "Single Switch Hybrid Network-Based Large Step-Up DC-DC Converter for Solar PV Applications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 71, no. 7, pp. 3573-3577, 2024.
- [25] D. Alizadeh, E. Babaei, and M. Sabahi, "High step-up quadratic impedance source DC-DC converter based on coupled inductor," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 5930-5939, 2022.
- voltage stress on switch," *IET Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 251-265, 2024.
- [11] S. Khan *et al.*, "A new transformerless ultra high gain DC-DC converter for DC microgrid application," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 124560-124582, 2021.
- [12] A. Bagherian, T. Nouri, M. Shaneh, and M. Radmehr, "An interleaved high step-up DC-DC converter with ZVS capability for renewable energy systems applications," *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 15, pp. 2478-2489, 2021.
- [13] C. L. Narayana, H. Suryawanshi, P. Nachankar, P. V. V. Reddy, and D. Govind, "A quintupler boost high conversion gain soft-switched converter for DC microgrid," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 69, no. 3, pp. 1287-1291, 2021.
- [14] S. Hasanpour, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "A new high efficiency high step-up DC/DC converter for renewable energy applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 2, pp. 1489-1500, 2022.
- [15] V. Abbasi, N. Talebi, M. Rezaie, A. Arzani, and F. Y. Moghadam, "Ultrahigh Step-Up DC-DC Converter Based on Two Boosting Stages With Low Voltage Stress on Its Switches," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 12, pp. 12387-12398, 2023.
- [16] J. Wang, X. Wu, Z. Liu, X. Cui, and Z. Song, "Modified SEPIC DC-DC converter with wide step-up/step-down range for fuel cell vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022.
- [17] B. Akhlaghi, N. Molavi, M. Fekri, and H. Farzanehfard, "High step-up interleaved ZVT converter with low voltage stress and automatic current sharing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp. 291-299, 2017.
- [18] K. Yari, H. Mojallali, and S. H. Shahalami, "A new coupled-