

مبدل DC-DC بسیار افزایشنده بوست با سلف کوپل شده و تکنیک دیود-خازن

سید محمد مهدی میرطلائی^(۱) - رسول امانی نافچی^(۲)

(۱) استادیار - دانشکده مهندسی برق، واحد نجفآباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجفآباد، ایران

(۲) کارشناس ارشد - دانشکده مهندسی برق، واحد نجفآباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجفآباد، ایران

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۸/۳/۲

تاریخ دریافت: ۱۳۹۷/۸/۲۵

خلاصه: در سال‌های اخیر، کاهش منابع سوخت‌های فسیلی و مسائل زیست‌محیطی ناشی از آن‌ها موجب انجام پژوهش‌های بسیاری در زمینه استفاده از انرژی‌های تجدید پذیر شده است. در میان منابع انرژی تجدیدپذیر، سلول‌های خورشیدی، پیل‌های سوختی و انرژی بادی توجه بیشتری به خود جلب کرده‌اند. در نتیجه نیاز به مبدل‌های DC-DC بسیار افزایشنده بیشتر از قبل احساس می‌شود. در این مقاله تمرکز بر روی مبدل DC-DC با توان ۲۰۰ وات و با بهره ولتاژ بالا می‌باشد. چنین مبدلی ولتاژ خروجی یک تا چند سلول خورشیدی که سطح ولتاژ DC پایینی را دارا می‌باشند، به ولتاژ DC با سطح بالاتر و مناسب برای استفاده به‌عنوان ورودی یک مبدل DC/AC تبدیل می‌نماید. در این مقاله یک مبدل بوست غیر ایزوله با سلف کوپل شده ارائه و تلاش می‌گردد با کاهش تلفات سوئیچینگ و تلفات هدایتی بازده مبدل بهبود یابد. در نهایت علاوه بر تشریح عملکرد مدار و ارائه تحلیل‌ها، صحت عملکرد مدار از طریق شبیه‌سازی نرم‌افزاری نشان داده شده و یک نمونه عملی از مبدل پیشنهادی در توان ۲۰۰ وات و فرکانس ۵۰ کیلوهرتز پیاده‌سازی گردیده است. نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی و نمونه عملی نشان‌دهنده صحت عملکرد مبدل پیشنهادی می‌باشد.

کلمات کلیدی: مبدل بوست، سلف‌های کوپل شده، مبدل DC-DC بهره بالا، دیود-خازن.

Boost High Step-Up DC/DC Converter with Coupled Inductors and Diode-Capacitor Technique

Seyed Mohammadmehdi Mirtalaei⁽¹⁾ - Rasool Amani Nafchi⁽²⁾

(1) Assistant Professor – Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

mirtalaei.iaun@gmail.com

(2) MSc - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

am_rasol@yahoo.com

Abstract: In recent years, the limitations of fossil fuel resources and the environmental issues, lead to a broad research in the field of renewable energies. Among renewable energy resources, solar cells, fuel cells, and wind turbines are more dominant. Therefore, the existence of a high step-up DC-DC converter is necessary. In this paper, we focus on DC-DC converter with high voltage gain and output power of 200 watts. The proposed converter can convert the output voltage of one or more solar cells with low voltage to higher DC voltage and suitable for the input of a DC-AC converter. In this paper, the boost converter is combined with the coupled inductors and the capacitor-diode technique. This design aims to reduce the switching loss and conductive loss to improve the performance of the converter. The performance of proposed converter evaluated by simulation results and a prototype of the proposed converter with 200 W and 50 kHz. The results from simulation and the prototype depict the performance and accuracy of the proposed converter.

Index Terms: Boost converter, Coupled inductors, high step-up DC/DC converter, Diode-capacitor.

نویسنده مسئول: سیدمحمد مهدی میرطلائی، استادیار - دانشکده مهندسی برق، واحد نجفآباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجفآباد، ایران،
mirtalaei.iaun@gmail.com

۱- مقدمه

امروزه با اتمام سوخت‌های فسیلی که باعث کمبود انرژی برای مصارف خانگی و صنعتی می‌گردد رو به رو هستیم. همچنین استفاده بی‌رویه از این نوع سوخت منجر به تولید گازهای گلخانه‌ای مانند انتشار گاز کربن در محیط زیست شده که این روند باعث تخریب آن می‌گردد. برای جبران کمبود انرژی و داشتن یک محیط زیست پاکیزه و پایدار نیازمند استفاده از منابع انرژی سبز هستیم که منابع انرژی تجدیدپذیر را شامل می‌شود. منابع انرژی تجدیدپذیر از قبیل انرژی خورشیدی، پیل سوختی و انرژی باد می‌باشد. انرژی خورشیدی توسط سلول‌های فتوولتاییک (PV) جذب شده و ولتاژی بین ۱۲ تا ۴۸ ولت تولید می‌کند. پیل سوختی نیز با ولتاژهای DC خروجی در حد ۲۵ تا ۵۰ ولت کار می‌کند که این سطح ولتاژ تولیدی از انرژی‌های تجدیدپذیر و منابع جایگزین پایین است. برای رسیدن به سطح ولتاژ مطلوب و استاندارد بین ۳۸۰ و ۴۰۰ ولت استفاده از مبدل‌های DC/DC بسیار افزاینده غیر ایزوله در بسیاری از کاربردها ضروری است [۱]-[۵]. معمولاً مبدل بوست DC/DC برای کاربردهای ولتاژ بهره بالا مورد استفاده قرار می‌گیرد و در این مورد، عملکرد این مبدل در ضریب وظیفه‌های بسیار بالا برای رسیدن به بهره ولتاژ بسیار افزاینده خواهد بود [۶]. در کاربردهای بهره بالا، از مبدل بوست مرسوم معمولاً بدلیل شکل ساده و بازده مطلوب استفاده می‌گردد. بعلاوه، زمانی که نسبت تبدیل بسیار بالا مورد نیاز است، استفاده از مبدل بوست می‌تواند بدلیل بازده پایین مطلوب نباشد [۷]. مبدل‌های DC/DC شامل بوست از نوع کسکود، بوست از نوع چهارگانه، نوع سلف سویچ شونده، نوع ولتاژ لیفت، نوع ولتاژ دابلر، نوع خازن-ولتاژ دیود-چند برابر کننده و نوع بوست تلفیق شده در تکنیک خازن سویچ شونده استفاده شده است [۸] و [۹].

با توجه به مشکلات بیان شده برای مبدل بوست پایه، در مقالات مختلف عمدتاً روش‌هایی جهت کاهش استرس ولتاژ المان‌ها، کاهش استرس جریان المان‌ها و افزایش بهره این مبدل ارائه کرده‌اند. تکنیک‌های خازن سویچ شونده و لیفت ولتاژ بطور عمده‌ای برای دستیابی به بهره‌ی ولتاژ استفاده شده‌اند. هرچند در این ساختارها جریان شارژ بسیار بزرگی از سویچ‌ها جریان یافته و تلفات هدایتی را افزایش می‌دهند. مبدل‌های مبتنی بر سلف کوپل شده می‌توانند به بهره‌ی ولتاژ بالایی از طریق نسبت دور دست پیدا کنند. اما انرژی ذخیره شده در سلف ناشی باعث ایجاد پرش ولتاژ روی کلید اصلی شده و بازده را کم می‌کند که برای رفع این مشکل می‌توان از مدار کلمپ اکتیو استفاده کرد [۱۰]. در مرجع [۱۱] و [۱۲] مبدل DC/DC بسیار افزاینده جدیدی ارائه شده است که ترکیب تکنیک سلف تزویج و چند برابر کننده ولتاژ برای رسیدن به بهره ولتاژ بسیار افزاینده مورد استفاده قرار گرفته است. با آنکه سری کردن چندین مبدل بوست، بهره ولتاژ را بهبود می‌بخشد اما می‌توان با افزودن سلف کوپل شده در مبدل‌های بوست سری بهره ولتاژ بیشتری را به دست آورد. هرچند استرس ولتاژ المان‌های نیمه‌هادی همچنان یکی از نگرانی‌های عمده در این مبدل‌ها است [۱۳]. مبدل‌های بوست درهم‌تنیده همچنین می‌توانند از سلف‌های کوپل شده برای افزایش نسبت تبدیل ولتاژ استفاده کنند [۱۴]. در مبدل‌های درهم‌تنیده ریپل جریان ورودی

به شدت کاهش یافته است. در مرجع [۱۵] ساختار مبدل بوست سه‌سطحی معرفی گردیده است. این مبدل علاوه بر بهره بالا، استرس ولتاژ بسیار پایین را برای مبدل فراهم می‌سازد. از معایب این مبدل استفاده از سویچ‌های زیاد می‌باشد که این موضوع باعث می‌شود تنظیم پالس که توسط گیت درایو انجام می‌شود مشکل شود. در مرجع [۱۶] مبدل بوست سه سطحی با سلف کوپل شده و مدار کلمپ فعال برای افزایش بهره ولتاژ و بهبود بازده معرفی گردیده است. در این مبدل شرایط سوئیچینگ نرم برای سویچ‌ها محقق شده است. همچنین استرس ولتاژ المان‌های قدرت نیز پایین می‌باشد که باعث شده است از کلیدهای با نرخ ولتاژ پایین استفاده شود. از معایب این مبدل جریان ورودی بالا، تلفات هدایتی زیاد بدلیل استفاده از تکنیک مدار کلمپ فعال و همچنین نسبت دور زیاد هسته می‌باشد که باعث افزایش حجم مدار شده است. خازن سویچ شده در مبدل‌ها برای دستیابی به بهره بالا معرفی شده است [۱۷]. اما این تکنیک باعث افزایش هزینه مبدل می‌شود. مبدل‌های که از تکنیک سلول چند برابر کننده استفاده می‌کنند استرس ولتاژ را کاهش داده و بهره ولتاژ را افزایش داده‌اند. اندازه و هزینه کلی سیستم توسط تعداد زیادی سلول چند برابر کننده افزایش پیدا کرده است [۱۸]. برای غلبه بر معایب لیست شده در بحث قبلی یک مبدل DC-DC غیر ایزوله با یک کلید در این مقاله پیشنهاد شده است. مبدل پیشنهادی یک مدار خازن-دیود بصورت سری معرفی کرده و همچنین از ماسفت با نرخ ولتاژ پایین و مقاومت هدایتی کوچک استفاده می‌کند، که دلیل آن این است که استرس ولتاژ روی ماسفت و دیودها کاهش یافته و این باعث افزایش بازده تبدیل مبدل پیشنهادی می‌گردد. مبدل پیشنهادی علاوه بر داشتن ضریب وظیفه کوچک در بهره‌های بالا، از مزایایی نظیر استرس ولتاژ بسیار کمتر از ولتاژ خروجی برای سویچ و شرایط سوئیچینگ نرم نیز برخوردار است. عملکرد مبدل به صورت تحلیلی مورد بررسی قرار گرفته است. برای اثبات تحلیل‌ها، مبدل پیشنهادی برای ولتاژ ورودی ۴۰ ولت، ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت و توان ۲۰۰ وات در نرم افزار PSpice شبیه‌سازی شده و نمونه عملی نیز پیاده‌سازی شده است.

۲- معرفی مبدل پیشنهادی

شماتیک مبدل پیشنهادی بسیار افزاینده در شکل (۱) مشاهده می‌شود. مبدل پیشنهادی شامل سه دیود D_{O1} ، D_{O2} و D ، سویچ S ، خازن C_s ، خازن خروجی C_o و سلف‌های کوپل شده می‌باشد.

۲-۱- عملکرد حالت جریان گسسته

مبدل دارای شش وضعیت عملکرد در هر دوره‌ی کلیدزنی می‌باشد. مدارهای معادل برای هر کدام از زیر بازه‌ها در شکل (۲)، (۳)، (۴)، (۵)، (۶) و (۷) نشان داده شده است. عملکرد دقیق در هر مورد بیان شده است. مبدل پیشنهادی در حالت گسسته DCM عمل می‌کند، بنابراین سویچ همواره تحت جریان صفر ZCS روشن می‌شود. قبل از وضعیت اول فرض می‌شود که کلید خاموش است و همه جریان‌ها صفر هستند و ولتاژ خازن C_s تا حداکثر مقدار خود افزایش پیدا کرده است.

برای ساده‌سازی تحلیل مبدل، فرض‌های زیر در نظر گرفته شده‌اند:

- المان‌ها را ایده‌آل فرض می‌کنیم.

- از مقاومت روشن شدن کلید صرف‌نظر می‌کنیم.

در این وضعیت با صفر قرار دادن ولتاژ خازن V_{CS} در رابطه (۱)، رابطه (۳) بدست می‌آید:

$$\Delta t_1 = \frac{1}{\omega_0} \cos^{-1} \left(1 - \frac{V_C(t_0)}{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)} \right) \quad (3)$$

حال با جایگذاری زمان بدست آمده رابطه (۳) در رابطه (۲)، جریان سلف مغناطیس کنندگی $I_{L_{lik}}$ از رابطه (۴) در پایان این وضعیت بدست می‌آید.

$$I_{L_{lik}}(t_1) = \frac{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)}{Z} \times \sqrt{\frac{2V_C(t_0)}{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)} - \left(\frac{V_C(t_0)}{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)} \right)^2} \quad (4)$$

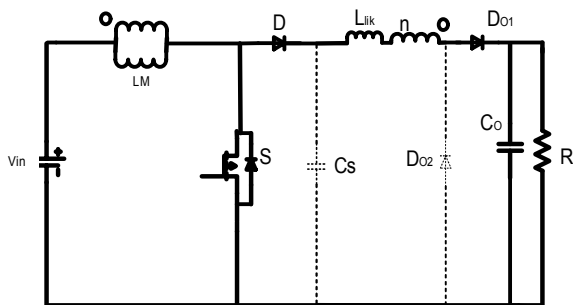
وضعیت دوم $[t_1-t_2]$:

در ابتدای این وضعیت عملکردی ولتاژ خازن V_{CS} کاملاً به صفر رسیده است. جریان سلف نشتی $I_{L_{lik}}$ در این وضعیت با اختلاف ولتاژ خروجی V_O و ولتاژ ورودی V_{in} منتقل شده به ثانویه به صورت خطی کاهش پیدا می‌کند، تا در پایان این وضعیت عملکردی به صفر برسد. شکل (۳) مسیر عبور جریان را در این مرحله نشان می‌دهد. رابطه جریان سلف نشتی $I_{L_{lik}}$ به صورت زیر بدست می‌آید:

$$I_{L_{lik}} = I_L(t_1) - \frac{(V_O - nV_{in})}{L_{lik}} (t - t_1) \quad (5)$$

در این وضعیت با صفر قرار دادن رابطه جریان سلف نشتی $I_{L_{lik}}$ در رابطه (۵)، رابطه (۶) بدست می‌آید:

$$\Delta t_2 = \frac{I_L(t_1)L_{lik}}{(V_O - nV_{in})} = \frac{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)L_{lik}}{Z(V_O - nV_{in})} \times \sqrt{\frac{2V_C(t_0)}{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)} - \left(\frac{V_C(t_0)}{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)} \right)^2} \quad (6)$$



شکل (۳): شماتیک مبدل پیشنهادی در وضعیت دوم عملکرد

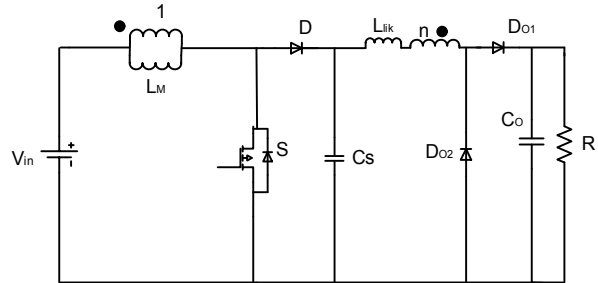
Fig. (3): Schematic of the proposed converter in the second position of performance

وضعیت سوم $[t_2-t_3]$:

در این وضعیت عملکردی سوئیچ S همچنان روشن و سلف مغناطیس کنندگی L_M در حال شارژ شدن است. جریان نیز در ثانویه ترانس صفر است. این وضعیت تا زمانی که سوئیچ روشن است ادامه پیدا می‌کند. شکل (۴) مسیر عبور جریان را در این مرحله نشان می‌دهد.

- از افت ولتاژ دیودها صرف نظر می‌کنیم.

- خازن خروجی بزرگ در نظر گرفته می‌شود تا ولتاژ آن ثابت باشد.
- سلف‌های کوپل شده با یک ترانس ایده آل با نسبت دور n و یک سلف مغناطیس کنندگی L_M در طرف اولیه و یک سلف نشتی L_{lik} در طرف ثانویه در نظر می‌گیریم.

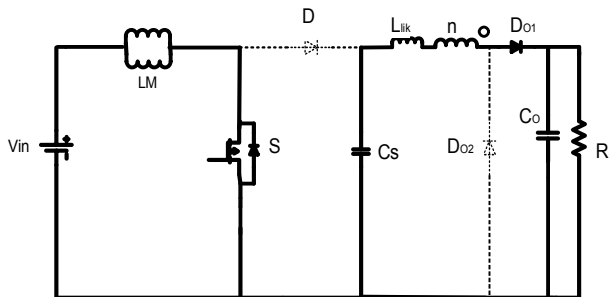


شکل (۱): شماتیک مبدل پیشنهادی بسیار افزایش دهنده

Fig. (1): Schematic of the high step-up proposed converter

وضعیت اول $[t_0-t_1]$:

این وضعیت با روشن شدن سوئیچ S در لحظه $t = t_0$ شروع می‌شود. سلف مغناطیس کنندگی با ولتاژ ورودی V_{in} شروع به شارژ شدن می‌کند. با روشن شدن سوئیچ S ، دیود D بایاس معکوس می‌شود و از تخلیه خازن C_S در سوئیچ S جلوگیری می‌کند. ولتاژ ورودی با نسبت دور n در ثانویه ترانس ظاهر می‌گردد و رزونانس بین خازن C_S و سلف نشتی L_{lik} صورت می‌پذیرد. جریان رزونانس از طریق D_{O1} به خروجی منتقل می‌شود. در لحظه رزونانس، ولتاژ خازن کاهش پیدا می‌کند. شکل (۲) مسیر عبور جریان را در این مرحله نشان می‌دهد. در پایان این وضعیت ولتاژ خازن به وسیله دیود D_{O1} به صفر می‌رسد و سوئیچ S در ولتاژ صفر کلمپ می‌شود.



شکل (۲): شماتیک مبدل پیشنهادی در وضعیت اول عملکرد

Fig. (2): Schematic of the proposed converter in the first state of performance

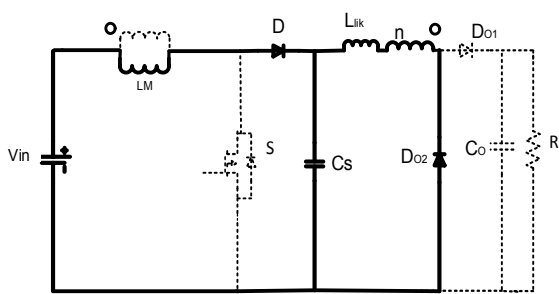
روابط ولتاژ خازن V_{CS} و جریان سلف $I_{L_{lik}}$ در این رزونانس به صورت زیر هستند.

$$V_{CS} = V_C(t_0) - \left(\frac{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)}{(1 - \cos \omega_0(t - t_0))} \right) \quad (1)$$

$$I_{L_{lik}} = \frac{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)}{Z} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (2)$$

که در روابط (۱) و (۲)،

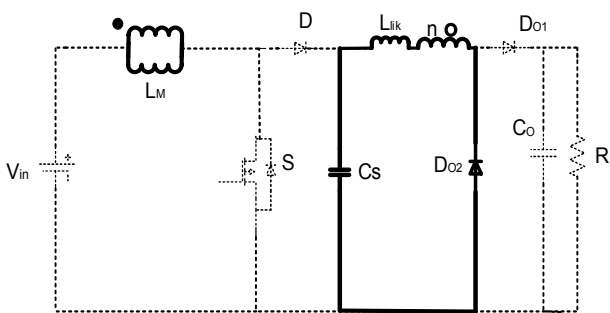
$$Z = \sqrt{\frac{L_{lik}}{C_S}} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{lik}C_S}}$$



شکل (۶): شماتیک مبدل پیشنهادی در وضعیت پنجم عملکرد
Fig. (6): Schematic of the proposed converter in the fifth position of performance

وضعیت ششم $[t_5-t_6]$:

در این وضعیت جریان سلف نشستی I_{Llik} به اولیه منتقل شده است و به مقدار جریان سلف مغناطیس‌کنندگی I_{LM} می‌رسد و دیود D خاموش می‌شود. در واقع انرژی خازن C_s به سلف مغناطیس‌کنندگی L_M منتقل شده است و جریان سلف مغناطیس‌کنندگی I_{LM} باعث شارژ سلف کوپل شده سمت ثانویه می‌شود. شکل (۷) مسیر عبور جریان را در این مرحله نشان می‌دهد.



شکل (۷): شماتیک مبدل پیشنهادی در وضعیت ششم عملکرد
Fig. (7): Schematic of the proposed converter in the sixth position of performance

روابط ولتاژ خازن V_{CS} و جریان سلف مغناطیس‌کنندگی I_{LM} در این رزونانس به صورت روابط (۹) و (۱۰) هستند.

$$V_{CS} = \frac{nV_{in}}{(n-1)} (1 - \cos\omega_2(t-t_5)) - \frac{nV_{in}}{(n-1)} + I_{LM}(t_5)Z_2 \sin\omega_2(t-t_5) \quad (9)$$

$$I_{LM} = I_{LM}(t_5) \cos\omega_2(t-t_5) - \frac{nV_{in}}{Z_2(n-1)} \sin\omega_2(t-t_5) \quad (10)$$

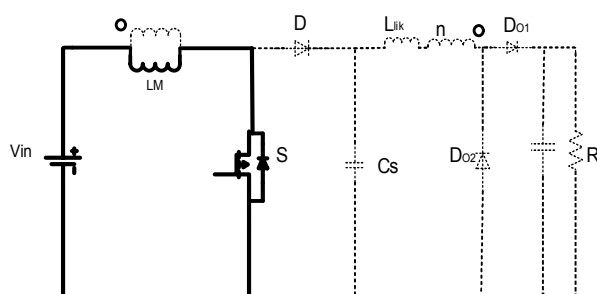
که در روابط (۹) و (۱۰)،

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_M}{n^2 C_s}}, \omega_2 = \frac{1}{n\sqrt{L_M C_s}}$$

در این وضعیت با صفر قرار دادن رابطه جریان سلف نشستی I_{LM} در رابطه (۱۰)، رابطه (۱۱) بدست می‌آید:

$$\Delta t = \tan^{-1} \left(\frac{Z_2(n-1)I_{LM}}{nV_{in}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{Z_2(n-1)DT}{n2L_M} \right) \quad (11)$$

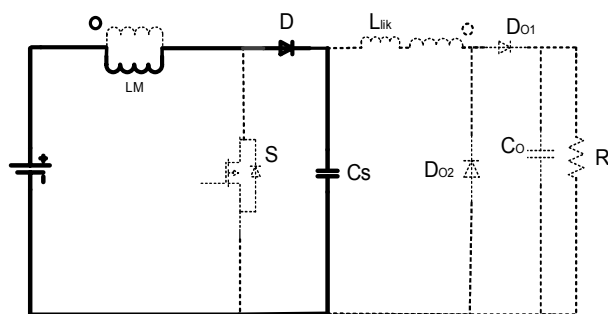
برای ساده کردن حالت DCM تمام سلف نشستی سلف‌های تزویج شده صرف‌نظر شده است. سلف تزویج شده بصورت یک سلف مغناطیس‌کنندگی L_M و یک ترانس ایده‌آل مدلسازی شده است. شکل موج کلیدی مبدل پیشنهادی در شکل (۸) نشان داده شده است.



شکل (۴): شماتیک مبدل پیشنهادی در وضعیت سوم عملکرد
Fig. (4): Schematic of the proposed converter in the third position of performance.

وضعیت چهارم $[t_3-t_4]$:

در ابتدای این وضعیت عملکردی سوئیچ خاموش می‌شود و در این وضعیت رزونانس بین خازن C_s و سلف مغناطیس‌کنندگی L_M شکل می‌گیرد و ولتاژ خازن C_s شروع به افزایش می‌کند. شکل (۵) مسیر عبور جریان را در این مرحله نشان می‌دهد. زمانی که ولتاژ خازن V_{CS} به $nV_{in}/(n-1)$ رسید، ولتاژ دو سر دیود D_{O2} مثبت و دیود روشن می‌شود، و این وضعیت در لحظه $t=t_4$ به پایان می‌رسد.



شکل (۵): شماتیک مبدل پیشنهادی در وضعیت چهارم عملکرد
Fig. (5): Schematic of the proposed converter in the fourth position of performance

روابط ولتاژ خازن V_{CS} و جریان سلف مغناطیس‌کنندگی I_{LM} در این رزونانس به صورت زیر هستند.

$$V_{CS} = V_{in} (1 - \cos\omega_1(t-t_3)) + \frac{V_{in}DT}{L_M} Z_1 \sin\omega_1(t-t_3) \quad (7)$$

$$I_{LM} = \frac{V_{in}}{Z_1} \sin\omega_1(t-t_3) + \frac{V_{in}DT}{L_M} \cos\omega_1(t-t_3) \quad (8)$$

که در روابط (۷) و (۸)،

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_M}{C_s}}, \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_M C_s}}$$

وضعیت پنجم $[t_4-t_5]$:

در این وضعیت عملکردی خازن C_s توسط جریان سلف نشستی I_{Llik} و جریان سلف مغناطیس‌کنندگی I_{LM} شارژ می‌شود. این وضعیت تا زمانی ادامه پیدا می‌کند که جریان سلف نشستی I_{Llik} به اولیه منتقل شده به جریان سلف مغناطیس‌کنندگی I_{LM} برسد. شکل (۶) مسیر عبور جریان را در این مرحله نشان می‌دهد.

$$\left(\frac{l}{M}\right)^2 \frac{D^2 T}{2L_M} + \frac{n\left(\frac{l}{M}\right)}{R} = \frac{l}{R} \quad (16)$$

با حل کردن معادله درجه ۲ رابطه (۱۶)، رابطه (۱۷) بدست می‌آید:

$$\Delta = b^2 - 4ac = \left(\frac{n}{R}\right)^2 + 4\frac{l D^2 T}{R 2L_M} \quad (17)$$

مشاهده می‌شود که رابطه (۱۷) یک عبارت مثبت است. پس معادله دارای دو جواب بصورت رابطه (۱۸) می‌باشد:

$$\frac{l}{M_{1,2}} = \frac{\frac{n}{R} \pm \sqrt{\left(\frac{n}{R}\right)^2 + 4\frac{l D^2 T}{R 2L_M}}}{\frac{D^2 T}{L_M}} \quad (18)$$

پس رابطه بهره ولتاژ به صورت رابطه (۱۹) بدست می‌آید:

$$M = \frac{\frac{D^2 T}{L_M}}{\frac{n}{R} + \sqrt{\left(\frac{n}{R}\right)^2 + 4\frac{l D^2 T}{R 2L_M}}} \quad (19)$$

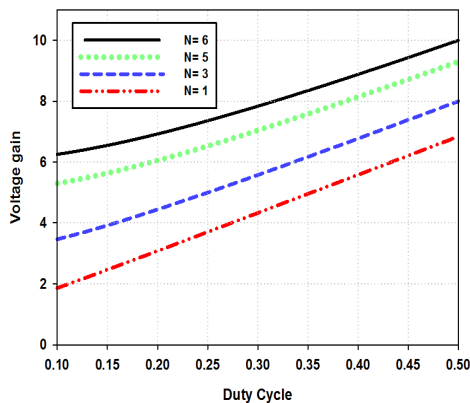
برای ضریب دو محدودیت باید نظر گرفته شود. اول اینکه در مدت زمان روشن شدن کلید باید خازن C_S کاملاً تخلیه شود و سپس جریان سلف ناشی I_{Llik} به صفر برسد. پس حداقل ضریب وظیفه باید به اندازه مدت زمان وضعیت‌های اول و دوم باشد.

$$D_{min} > \frac{1}{\omega_0} \left(I - \frac{V_C(t_0)}{V_C(t_0) + nV_{in} - V_O} \right) + \frac{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O) I_{Llik}}{Z_2(V_O - nV_{in})} \times \quad (20)$$

دوم اینکه در مدت زمان خاموش بودن کلید باید جریان سلف مغناطیس کنندگی I_{LM} کاملاً به صفر برسد. عمده زمان وضعیت‌ها زمانی که کلید S خاموش است مربوط به وضعیت ششم است. بنابراین خواهیم داشت:

$$(1 - D_{max}) > \tan^{-1} \left(\frac{Z_2(n-1)DT}{n2L_M} \right) \quad (21)$$

در شکل (۹) بهره مبدل پیشنهادی به ازای ضریب وظیفه‌های مختلف برای سه نسبت دور متفاوت نشان داده شده است.

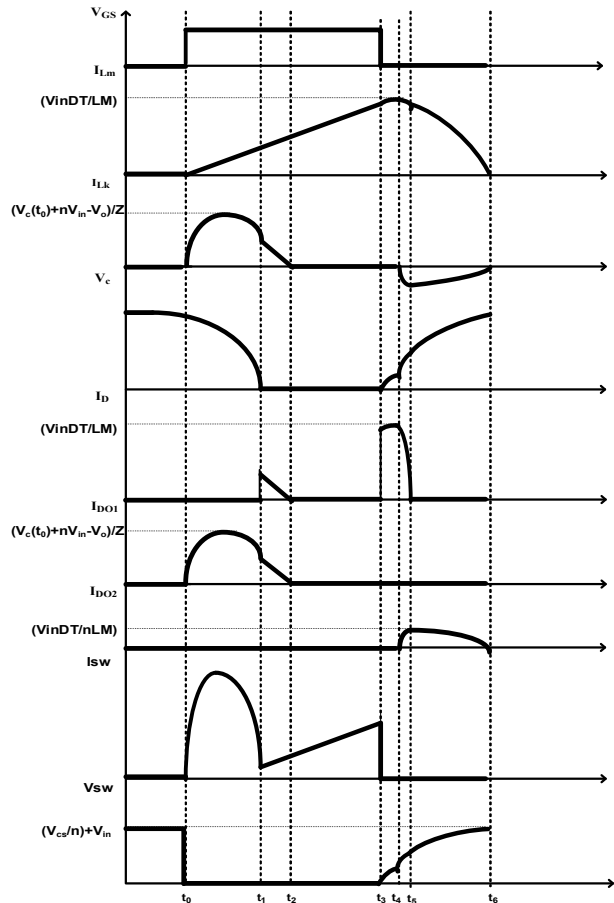


شکل (۹): نمودار بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی برحسب تغییرات ضریب وظیفه به ازای نسبت دورهای متفاوت

Fig. (9): Chart of the proposed converter voltage gain based on the duty cycle changes for the different conversion ratio

۴- مراحل طراحی مبدل پیشنهادی

روابط مورد استفاده برای طراحی مبدل DC-DC غیرایزوله برای عملکرد DCM، بصورت زیر می‌باشد:



شکل (۸): شکل موج‌های کلیدی حالت گسسته (DCM) مبدل پیشنهادی
Fig. (8): Discrete mode key waveform (DCM) of the proposed converter

۳- تحلیل عملکرد مبدل پیشنهادی

آنالیز حالت پایدار و معادلات طراحی مبدل پیشنهادی در این قسمت معرفی شده‌اند.

بهره ولتاژ را از رابطه توان ورودی و خروجی بدست می‌آوریم. جریان ورودی I_{in} در مدت زمان وضعیت‌های اول و دوم به خروجی منتقل می‌شود و از طرفی همین جریان با تقسیم بر نسبت دور از ورودی نیز کشیده می‌شود. قسمت دیگر جریان ورودی I_{in} ، جریان متوسط سلف مغناطیس-کنندگی I_{LM} است. بنابراین جریان ورودی I_{in} به صورت زیر خواهد بود.

$$I_{in} = I_{LM} + nI_O \quad (12)$$

پس حال با رابطه تعادل توان ورودی و خروجی خواهیم داشت.

$$V_{in} \left(\frac{V_{in} D^2 T}{2L_M} + nI_O \right) = I_O V_O \quad (13)$$

جریان خروجی I_O را می‌توان برحسب ولتاژ خروجی V_O و بار خروجی R نوشت:

$$I_O = \frac{V_O}{R} \quad (14)$$

با جایگذاری رابطه (۱۴) در رابطه (۱۳)، رابطه (۱۵) به صورت زیر بدست می‌آید:

$$V_{in} \left(\frac{V_{in} D^2 T}{2L_M} + \frac{nV_O}{R} \right) = \frac{V_O^2}{R} \quad (15)$$

کل رابطه (۱۵) را بر عبارت V_O^2 تقسیم می‌کنیم در این صورت رابطه (۱۶) به صورت یک زیر بدست می‌آید:

۴-۱ مقدار حداکثر ولتاژ خازن V_{CS}

زمانی که سلف مغناطیس‌کنندگی L_M انرژی خود را به خازن C_S انتقال می‌دهد. خازن C_S تا ولتاژ $nV_{in}/n-1$ شارژ می‌شود. انرژی سلف مغناطیس‌کنندگی L_M کاملاً به خازن C_S انتقال پیدا می‌کند. سلف مغناطیس‌کنندگی L_M هم تا جریان $V_{in}DT/L_M$ شارژ می‌شود، بنابراین رابطه (۲۲) بصورت زیر بدست می‌آید.

$$\frac{1}{2} C_S V_{CS}^2 - \frac{1}{2} C_S \left(\frac{nV_{in}}{n-1} \right)^2 = \frac{1}{2} L_M \left(\frac{V_{in}DT}{L_M} \right)^2$$

$$V_{CS} = \sqrt{\frac{L_M}{C_S} \left(\frac{V_{in}DT}{L_M} \right)^2} = V_{in} \sqrt{\left(\frac{DT}{C_S L_M} \right)^2 + \left(\frac{n}{n-1} \right)^2} \quad (22)$$

۴-۲ استرس ولتاژ سویچ S

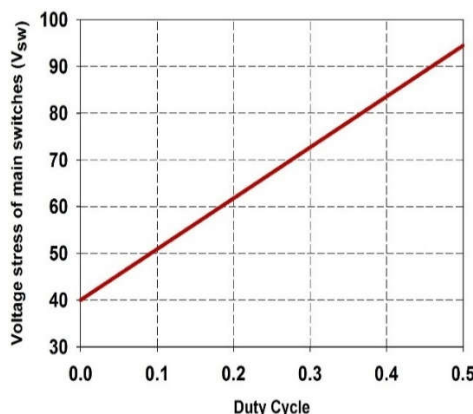
استرس ولتاژ بر روی سویچ S بصورت رابطه (۲۳) بیان می‌شود:

$$V_{stress-s} = \left(\frac{V_{CS}}{n} \right) + V_{in} \quad (23)$$

استرس جریان بر روی سویچ S بصورت رابطه (۲۴) بیان می‌شود:

$$I_{stress-s} = \frac{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)}{Z} . n + \frac{n \sqrt{\frac{\pi \sqrt{L_{lk} C_S}}{2}}}{L_M} \quad (24)$$

در شکل (۱۰) نمودار تغییرات استرس ولتاژ سوئیچ بر حسب دیوتی سایکل‌های متفاوت مشاهده می‌شود.



شکل (۱۰): نمودار تغییرات استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی بر حسب تغییرات ضریب وظیفه

Fig. (10): main switch voltage stress changes chart based on duty cycle changes

۴-۳ استرس ولتاژ دیودها

استرس ولتاژ بر روی دیودهای D ، $Do1$ و $Do2$ به ترتیب بصورت رابطه‌های (۲۵)، (۲۶) و (۲۷) بیان می‌شود:

$$V_{stress-D} = V_C \quad (25)$$

$$V_{stress-D} = V_C \quad (26)$$

$$V_{stress-Do1} = V_O \quad (27)$$

استرس جریان بر روی دیودهای D ، $Do1$ و $Do2$ به ترتیب بصورت رابطه‌های (۲۸)، (۲۹) و (۳۰) بیان می‌شود:

$$I_{stress-D} = \frac{V_{in}DT}{L_M} \quad (28)$$

$$I_{stress-Do1} = \frac{(V_C(t_0) + nV_{in} - V_O)}{Z} \quad (29)$$

$$I_{stress-Do2} = \frac{V_{in}DT}{nL_M} \quad (30)$$

استرس جریان سویچ $I_{stress-S}$ و پیک رزونانس در وضعیت اول زمانی که به اولیه انتقال پیدا می‌کند از سویچ S عبور می‌کند و البته این مقدار با جریان سلف مغناطیس‌کنندگی I_{LM} جمع می‌شود.

استرس ولتاژ مربوط به وضعیت ششم برابر با ولتاژ خازن منتقل شده به اولیه و ولتاژ ورودی V_{in} است.

استرس جریان دیود $I_{stress-D}$ برابر با جریان سلف مغناطیس‌کنندگی I_{LM} زمانی که سویچ خاموش می‌شود است و استرس ولتاژ آن برابر با پیک ولتاژ خازن است که در وضعیت اول زمانی که سویچ روشن می‌شود دو سر آن قرار می‌گیرد.

استرس جریان دیود $I_{stress-Do1}$ برابر با پیک جریان رزونانس در وضعیت اول است و استرس ولتاژ آن برابر با ولتاژ خروجی است. بدلیل اینکه به وسیله دیود $Do2$ به ولتاژ خروجی کلمپ می‌شود.

استرس جریان $I_{stress-Do2}$ برابر با پیک جریان سلف مغناطیس‌کنندگی منتقل شده به ثانویه در وضعیت پنجم می‌باشد. استرس ولتاژ نیز همان ولتاژ خروجی است.

۵- نتایج شبیه‌سازی و پیاده‌سازی مبدل پیشنهادی

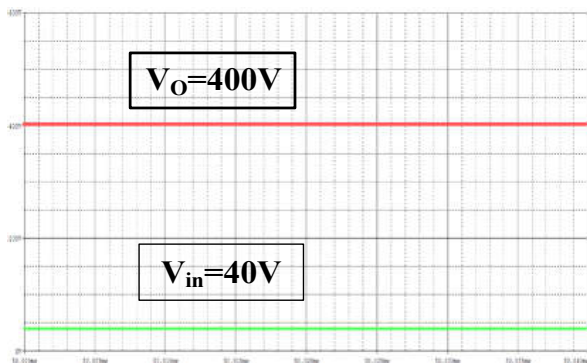
شکل (۱۱)، مدار ترسیم شده در نرم افزار PSPICE را نمایش می‌دهد. لازم به ذکر است که جهت ایجاد ترویج بین سلف‌ها در این نرم‌افزار از المان K_Linear استفاده شده است. شکل (۱۲) نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی را برای تأیید نتایج تئوری و عملکرد مدار نشان می‌دهد. مبدل پیاده‌سازی شده در فرکانس ۵۰ کیلو هرتز، برای ولتاژ ورودی ۴۰ ولت به ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت و تأمین توان ۲۰۰ وات برای بار ۸۰۰ اهم شبیه‌سازی و پیاده‌سازی شده است. همانطور که از شکل مشخص است سعی بر آن شده است که مبدل پیاده‌سازی شده در ابعاد بسیار پایین پیاده‌سازی شود تا علاوه بر صرفه‌جویی در هزینه‌ها، تأثیر المان‌های پارازیتی کم شده و این موضوع به بهبود راندمان مبدل پیشنهادی کمک کند. جدول (۱) پارامترهای پیشنهادی مبدل را گزارش می‌دهد.

جدول (۱): عناصر و پارامترهای مبدل پیشنهادی

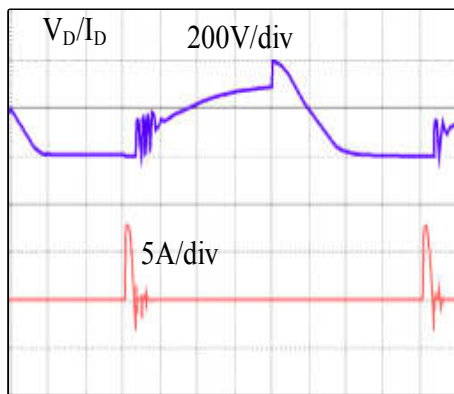
Table (1): The proposed converter elements and parameters

عناصر	پارامترها
ماکزیم توان خروجی P_O	۲۰۰ W
ولتاژ ورودی V_{in}	۴۰ V
ولتاژ خروجی V_o	۴۰۰ V
فرکانس سویچینگ f_s	۵۰ KHz
نسبت دور n_2/n_1 سلف کوپل شده (N)	۶
سلف ورودی L_1	۵۰ μ H
سلف کوپل شده L_2	۱۸۰۰ μ H
سلف نشستی L_{lk}	۳ μ H
ماسفت قدرت Q	IRFP 260
دیودهای D ، $Do1$ ، $Do2$	MUR460
خازن C_S	۳۰ μ F
خازن C_o	۴۷ μ F

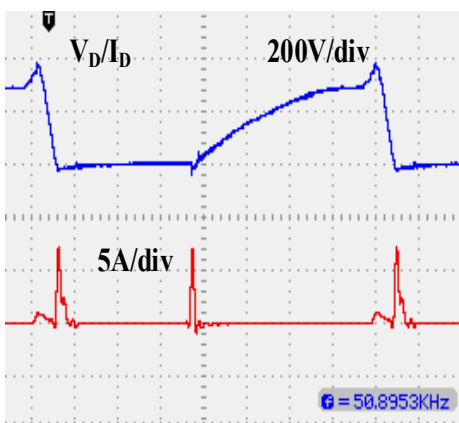
دیودها بسیار پایین می‌باشد. استرس ولتاژ جریان این دیودها نیز بدلیل خاموش شدن در جریان صفر (ZCS) کاهش پیدا کرده که به کاهش مشکل بازیابی معکوس دیود کمک خواهد کرد و این امر در کاهش تلفات هدایتی نقش به‌سزایی خواهد داشت.



شکل (۱۳): شکل موج ولتاژ ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی
Fig. (13): The input and output voltage waveforms of the proposed converter

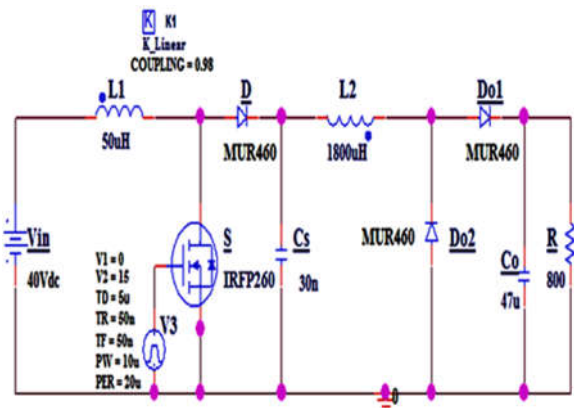


(شبیه‌سازی شده)

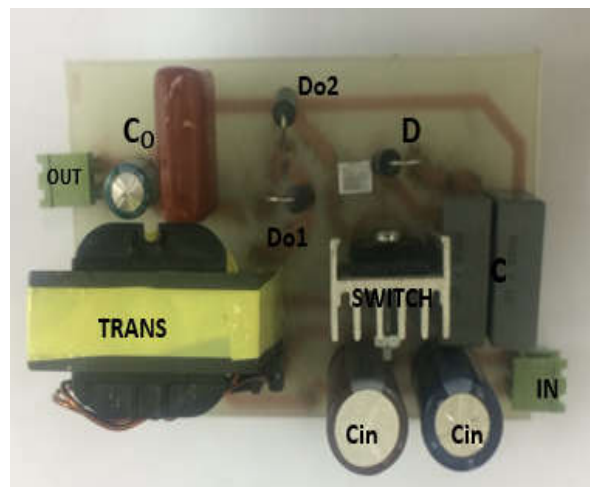


(پیاپی‌سازی شده)

شکل (۱۴): شکل موج‌های ولتاژ و جریان دیود D
Fig. (14): Waveforms of the voltage and current of the diode Do



شکل (۱۱): مدار شبیه‌سازی شده در نرم‌افزار PSPICE
Fig. (11): Converter Simulation in the PSPICE software

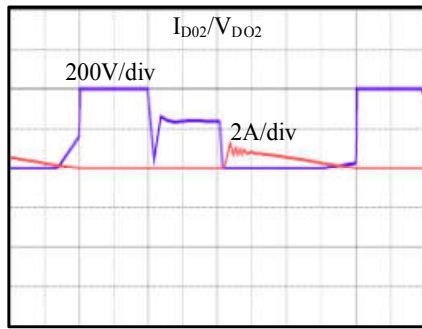


شکل (۱۲): تصویر نمونه آزمایشی مبدل پیشنهادی ساخته شده
Fig. (12): The proposed test sample image converter

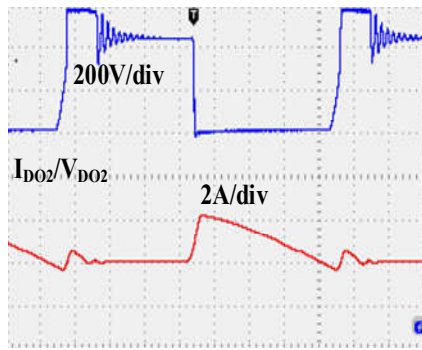
شکل (۱۳) شکل موج‌های ولتاژ ورودی و خروجی مبدل شبیه‌سازی شده را نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل می‌توان دریافت مبدل پیشنهادی به خوبی توانسته است نسبت تبدیل ولتاژ بالا را فراهم آورد. شکل (۱۴) جریان ورودی و استرس ولتاژ دیود D را نشان می‌دهد. همانطور که از شکل مشخص است دیود ورودی دارای استرس ولتاژ پایینی می‌باشد. اما با توجه به اینکه جریان دیود ورودی همان جریان منبع ورودی بوده و منبع ورودی دارای ولتاژ پایینی می‌باشد، استرس جریان دیود ورودی تا حدی بالا است.

شکل (۱۵) شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ مبدل را نشان می‌دهد. مطابق این شکل، وقتی که سوئیچ S خاموش است جریان ورودی جریان سلف LM را به سمت بار می‌کشاند. یکی از ویژگی‌های این مبدل این است که در لحظه خاموش بودن کلید ولتاژی که دو سر کلید قرار می‌گیرد بر روی یک مقدار ثابتی کلمپ می‌شود که این موضوع باعث می‌شود استرس ولتاژ کلید بسیار پایین بوده و ما بتوانیم از سوئیچ‌های با نرخ ولتاژ پایین استفاده کنیم. این موضوع علاوه بر اقتصادی بودن باعث کاهش تلفات هدایتی به صورت چشمگیری خواهد شد.

شکل‌های (۱۶) و (۱۷) به ترتیب شکل موج‌های ولتاژ و جریان دیودهای Do1 و Do2 را نشان می‌دهد. همانطور که مشخص است استرس ولتاژ

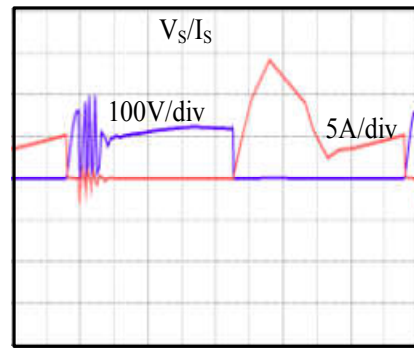


(شبیه‌سازی شده)

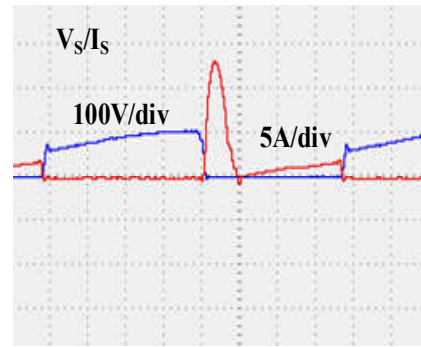


(پیاپیاده‌سازی شده)

شکل (۱۷): شکل موج ولتاژ و جریان دیود D_{O2}
Fig. (17): Waveforms of the voltage and current Of the diode D_{O2}

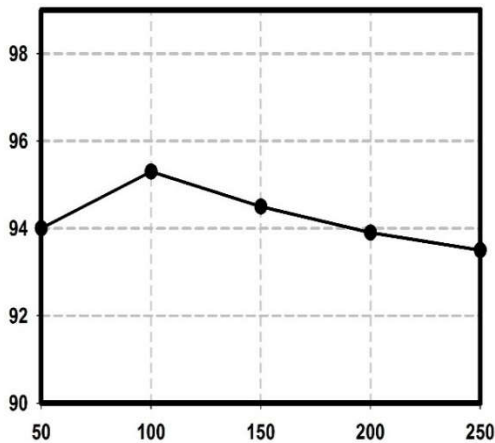


(شبیه‌سازی شده)



(پیاپیاده‌سازی شده)

شکل (۱۵): شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ S
Fig. (15): Waveforms of the voltage and current of the switch S

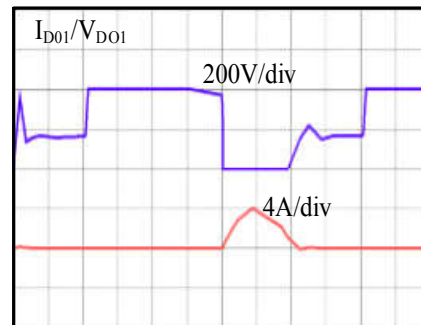


شکل (۱۸): نمودار بازده مبدل پیشنهادی بر حسب توان خروجی
Fig. (18): Graph of the efficiency of the proposed converter Vs. output power

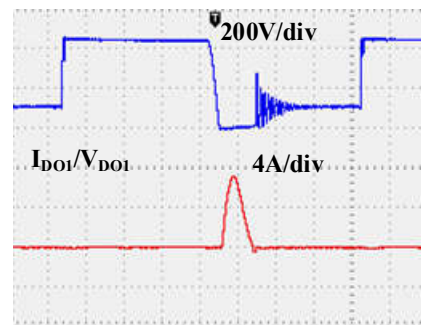
شکل (۱۸) بازده مبدل پیشنهادی شبیه‌سازی شده را برای توان‌های ۵۰ تا ۲۵۰ وات محاسبه و نشان می‌دهد. همانطور که از شکل مشخص است، راندمان ابتدا افزایش پیدا می‌کند. این امر به دلیل کم بودن تلفات هدایتی اتفاق می‌افتد ولی با افزایش توان خروجی تلفات هدایتی بر تلفات سوئیچینگ غلبه می‌کند و منجر به کاهش اندک بازده می‌گردد. مطابق شکل (۱۸) بیشترین راندمان در توان ۱۰۰ وات اتفاق می‌افتد که برابر ۹۵/۲ درصد و کمترین مقدار بازده در توان ۲۵۰ وات که برابر ۹۳/۵ درصد می‌باشد اتفاق می‌افتد.

۶- مقایسه مبدل پیشنهادی با دیگر مراجع

در جدول (۲)، مقایسه بین مبدل پیشنهادی با مبدل دیگر انجام شده است.



(شبیه‌سازی شده)



(پیاپیاده‌سازی شده)

شکل (۱۶): شکل موج ولتاژ و جریان دیود D_{O1}
Fig. (16): Waveforms of the voltage and current of the diode D_{O1}

۷- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل بوست بهره بالا معرفی شده است. در این مبدل علاوه بر استفاده از مبدل بوست از تکنیک‌های سلف کوپل شده و خازن - دیود نیز استفاده شده است. که این امر باعث دستیابی به بهره‌های بسیار بالا و همچنین منجر به کاهش استرس ولتاژ و جریان المان‌های قدرت نیز شده است. در مبدل پیشنهادی ضریب وظیفه کوچک کلید منجر به کاهش تلفات بازیافت معکوس دیود خروجی به طور عمده گردیده و منجر به بهبود بازده مبدل به دلیل کاهش تلفات توان کلید و دیودها می‌گردد. یک نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی برای توجیه تحلیل تئوری ساخته شده است و شکل موج‌های عملی برای مبدل با توان خروجی ۲۰۰ وات ارائه گردیده است.

جدول (۲): مقایسه‌ای بین مبدل پیشنهادی با مبدل مرجع [۱۹]

Table (2): Comparison between the proposed converter and the presented converter in [19]

مبدل پیشنهادی	مبدل ارائه شده در [۱۹]	مشخصه
$\frac{D^2 T}{L_M}$ $-\frac{n}{R} + \sqrt{\left(\frac{n}{R}\right)^2 + 2\frac{1}{R}\frac{D^2 T}{L_M}}$	$\sqrt{1 + \frac{2D^2}{\tau}}$	بهره‌ی ولتاژ
$\left(\frac{V_{CS}}{n}\right) + V_{in}$	$\frac{V_{in}}{1-D}$	استرس ولتاژ کلیدها
۳	۴	تعداد دیودها
V_O	$nV_{in} + V_O$	استرس ولتاژ دیودها
۵	۶	تعداد المان‌های کمکی
۱	۱	تعداد سوئیچ
۹۳/۹	۹۲/۲	بازده در بار کامل (%)

Reference

- [1] Y. Siwakoti, F., Blaabjerg, "A single switch non-isolated ultra-step-up dc-dc converter with integrated coupled inductor for high boost applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 32, No. 11, pp. 8544-8558, Nov. 2017 (doi:10.1109/TPEL.2016.2646382).
- [2] K.-C. Tseng, C.-C. Huang, C.-A. Cheng, "A single-switch converter with high step-up gain and low diode voltage stress suitable for green power-source conversion", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, No. 2, pp. 363-372, Jun. 2016 (doi:10.1109/JESTPE.2015.2462735).
- [3] L. Schmitz, D. C. Martins, R. F. Coelho, "Generalized high step-up DC-DC boost-based converter with gain cell", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, Vol. 64, No. 2, pp. 480-493, Feb. 2017 (doi: 10.1109/TCSI.2016.2603782).
- [4] G. Haghshenas, M. Mirtalaei, H. Mordmand, G. Shahgholian, "High step-up boost-flyback converter with soft switching for photovoltaic applications", Journal of Circuits, Systems, and Computers, Vol. 28, No. 1, pp. 1-16, 2019 (doi:10.1142/S0218126619500142).
- [5] H. Ajdarfaeghi, M. Banaei, "A novel transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain and low voltage stress on the switch", Vol. 7, No. 27, pp. 41-54, Autumn 2016.
- [6] D. C. Lu, K. W. Cheng, Y. S. Lee, "A single-switch continuous-conduction-mode boost converter with reduced reverse-recovery and switching losses", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 50, no. 4, pp. 767-776, Aug. 2003 (doi: 10.1109/TIE.2003.814989).
- [7] O. Abutbul, A. Gherlitz, Y. Berkovich, A. Ioinovici, "Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched-capacitor circuit", IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, Vol. 50, No. 8, pp. 1098-1102, Aug. 2003 (doi:10.1109/TCSI.2003.815206).
- [8] H. Liu, H. Hu, H. Wu, Y. Xing, I. Batarseh, "Overview of high-step-up coupled-inductor boost converters", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, No. 2, pp. 689-704, June 2016 (doi:10.1109/JESTPE.2016.2532930).
- [9] N. Salehi, S. M. M. Mirtalaei, S. H. Mirenayat, "A high step-up DC-DC soft-switched converter using coupled inductor and switched capacitor", International Journal of Electronics Letters, pp. 1-12, June 2017 (doi:10.1080/21681724.2017.1357195).
- [10] W. Li, X. He, "Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 4, pp. 1239-1250, April 2011 (doi:10.1109/TIE.2010.2049715).
- [11] C. Y. Yang, M. C. Chen, T. H. Ho, J. Y. Lin, Y. C. Hsieh, H. J. Chiu, "High step-up voltage-doubling DC-DC converter with coupled inductors", Proceeding of the IEEE/IPEMC, -ECCE Asia), pp. 429-432, Hefei, China, May 2016 (doi:10.1109/IPEMC.2016.7512324).

- [12] S. H. Beni, S. M. M. Mirtalaei, A. Kianpour, S. A. Beni, "Design and improvement of a soft switching high step-up boost converter with voltage multiplier", *IET Power Electronics*, Vol. 10, No. 15, pp. 2163-2169, April 2017 (doi:10.1049/iet-pel.2016.0389).
- [13] L. He, Z. Zheng, "High step-up dc-dc converter with switched-capacitor and its zero-voltage switching realisation", *IET Power Electronics*, Vol. 10, No. 6, pp. 630-636, May 2017 (doi:10.1049/iet-pel.2016.0389).
- [14] V. P. Galigekere, M. K. Kazimierczuk, "Analysis of PWM Z-source dc-dc converter in CCM for steady state", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, Vol. 59, No. 4, pp. 854-863, April 2012 (doi:10.1109/TCSI.2011.2169742).
- [15] Y.P. Siwakoti, F.Z. Peng, F. Blaabjerg, P.C. Loh, G.E. Town, "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 (doi:10.1109/TPEL.2014.2329859).
- [16] H. Liu, F. Li, P. Wheeler, "A family of dc-dc converters deduced from impedance source dc-dc converters for high step-up conversion", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 11, pp. 6856-6866, Nov. 2016 (doi:10.1109/TIE.2016.2582826).
- [17] R. Giral, L. M. Salameo, R. Leyva, J. Maixe, "Sliding-mode control of interleaved boost converters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 47, No. 9, pp. 1330-1339, Sep. 2000 (doi:10.1109/81.883328).
- [18] F. H. Dupont, C. Rech, R. Gulus, J. R. Pinheiro, "Reduced-order model and control approach for the boost converter with a voltage multiplier cell", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 28, No. 7, pp. 3395-3404, July 2013 (doi:10.1109/TPEL.2012.2224672).
- [19] S. Saravanan, N. R. Babu, "Design and development of single switch high step-up DC-DC converter", *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron*, Vol. 6, No. 2, pp. 2168-6777, June 2018 (doi:10.1109/JESTPE.2017.2739819).