

طراحی و بهبود یک مبدل بوست بهره بالا با مدار چند برابر کننده ولتاژ

صادق حیدری بنی^(۱) - سید محمد مهدی میرطلائی^(۲)

(۱) کارشناس ارشد شرکت مدیریت تولید برق اصفهان، اصفهان، ایران

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

تاریخ دریافت: ۱۳۹۶/۲/۲۴ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۶/۱۰/۱۱

خلاصه: از آنجا که انرژی فسیلی سنتی تجدیدپذیر نیست جوامع امروزی با مشکل کمبود انرژی مواجه می‌باشند. در نتیجه باید انرژی جدید توسعه داده شود که پاک و تجدیدپذیر باشد. انرژی خورشیدی و انرژی هیدروژنی نویدبخش هستند و تولید توان فتوولتائیک و پیل سوختی به عنوان روش‌های مورد استفاده برای دو منبع انرژی در مقیاس بزرگی مورد استفاده قرار گرفته‌اند. در یک سیستم تک فاز با ساختار دو مرحله‌ای اگر ولتاژ خط ۲۲۰ ولت باشد ولتاژ باس اینورتر متصل به شبکه لازم است که در حدود ۳۸۰ ولت باشد. هر چند ولتاژ خروجی سلول‌های فتوولتائیک و سلول‌های سوختی به طور کلی بین ۲۵ تا ۴۰ ولت است که این ولتاژ بسیار کمتر از ولتاژ باس می‌باشد. بنابراین یک مبدل DC-DC بهره بالا لازم است تا ولتاژ خروجی پیل‌های سوختی و سلول‌های فتوولتائیک را تقویت کند. در این مقاله، ساختار بهبود یافته‌ای تحت عنوان مبدل بوست بهره بالا به همراه مدار چندبرابر کننده ولتاژ برای کاربردهای سلول خورشیدی ارائه خواهد شد. در ساختار پیشنهادی برای افزایش بهره از تکنیک مدار چندبرابر کننده ولتاژ و سلف کوپل شده استفاده شده است. به طور کلی مزایای مبدل پیشنهادی شامل بهره ولتاژ و راندمان بالا، استرس ولتاژ پایین برای سوئیچ‌ها و دیودها، فراهم آوردن شرایط سوئیچینگ نرم و نهایتاً کاهش حجم المان‌های مغناطیسی و حجم کلی مدار می‌باشد. در این پژوهش علاوه بر تشریح عملکرد مدار و ارائه‌ی تحلیل‌های تئوری، صحت عملکرد مدار از طریق شبیه‌سازی نرم‌افزاری بررسی خواهد شد و در انتها با پیاده‌سازی عملی نمونه آزمایشگاهی، نتایج شبیه‌سازی مورد ارزیابی قرار می‌گیرد.

کلمات کلیدی: مبدل بوست، چندبرابر کننده ولتاژ، مبدل‌های بهره بالا، سلف‌های کوپل شده، استرس ولتاژ

Design and Implement of a High Step-Up Boost Converter with Voltage Multiplier

Sadeq Heidari Beni⁽¹⁾ – Seyed Mohammad Mehdi Mirtalaei⁽²⁾

(1) Isfahanps, Isfahan, Iran

sadeq.heidari@yahoo.com

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

mirtalaei.iaun@gmail.com

Abstract

Because the traditional fossil energy is not renewable modern societies, are facing energy shortages. As a result, it is necessary to develop new energy that is clean and renewable to replace of fossil fuels. Solar energy, photovoltaic power generation, fuel cell and hydrogen energy are methods used to big - scale energy sources. In a mono - phase system with two - step structure if the line voltage is 220 volts, bus inverter voltage that connected to network, should be about 380 volts. However, the output voltage of the photovoltaic cells and fuel cells are generally between 25 to 40 volts this voltage is much lower than the bus voltage. So a high efficiency DC-DC converter output voltage is required to boost fuel cells and photovoltaic cells. In this research, will be presented an improved structure as high efficiency voltage boost converter with a voltage multiplier circuit for solar cell applications. In the proposed structure for efficiency improvement, used voltage multiplier circuit techniques and coupled inductors. We have the proposed converter using the active clamp circuit to achieve soft switching conditions and reduce switching losses. generally, the advantages of the proposed converter are high step-up voltage and high efficiency, low voltage stress for switches and diodes, providing soft switching conditions, and ultimately reducing the number of magnetic elements and the circuit's size. In this paper, in addition to describing the operation of the circuit and provide theoretical analyzes, validity of circuit performance will be evaluated through simulation software.

Index Terms: Boost converter, voltage multiplier, high efficiency converters, coupled inductors, voltage stress

نویسنده مسئول: سیدمحمد مهدی میرطلائی، استادیار، دانشکده مهندسی برق، واحد نجفآباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجفآباد، ایران
mirtalaei@pel.iaun.ac.ir

۱- مقدمه

استفاده بهینه از منابع متنوع انرژی تجدیدپذیر یکی از چالش‌های اصلی در زمینه قدرت و انرژی است. به منظور اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر به شبکه استفاده از مدارات واسط الکترونیک قدرت ضروری است. سیستم‌های سلول خورشیدی به دلیل در دسترس بودن پرتوهای خورشیدی و انعطاف‌پذیری در نصب پنل‌ها یکی از مطلوب‌ترین منابع انرژی تجدیدپذیر می‌باشند. برای افزایش راندمان پنل‌های فتولتائیک و غلبه بر مشکلاتی همچون سایه افتادن روی پنل‌ها و عدم تطابق بین آنها استفاده از سیستم‌های فتولتائیک ماژولار ترجیح داده می‌شود [۱-۲]. در این سیستم‌ها برای افزایش ولتاژ خروجی سلول‌های فتولتائیک و اتصال آنها به باس ولتاژ بالا، از یک مبدل بسیارافزاینده DC-DC با راندمان بالا استفاده می‌شود [۳]. علاوه بر این، این دسته مبدل‌ها در بسیاری از کاربردها از جمله سیستم‌های برق اضطراری، پیل سوختی، منابع تغذیه سرور و لامپ‌های تخلیه با شدت بالا مورد استفاده قرار می‌گیرند [۴-۵].

مبدل‌های ایزوله معمولاً راندمان پایینی دارند. در این مبدل‌ها با تنظیم صحیح نسبت دور ترانسفورمر بهره ولتاژ بالا ایجاد می‌شود. مبدل‌های غیرایزوله به دلیل راندمان بالا، چگالی توان بالا و هزینه پایین در توانهای متوسط و پایین ساختارهایی پرکاربرد هستند [۶].

در مرجع [۷] یک مبدل بوست سه‌سطحی معرفی شده است. مبدل بوست سه‌سطحی می‌تواند استرس ولتاژ قطعات نیمه‌هادی را در مقایسه با مبدل بوست پایه به نصف کاهش دهد که برای کاربردهای با ولتاژ خروجی بالا مناسب است. تلفات سوئیچینگ و تداخل‌های الکترومغناطیسی به علت استرس ولتاژ پایین بهبود می‌یابد. با این وجود، قطعات نیمه‌هادی به صورت سخت عمل می‌کنند و مشکل بازیابی دیود خروجی یکی از جدی‌ترین مشکلات این مبدل است. در مرجع [۸] یک مبدل تک‌سوئیچ بسیار افزاینده مبتنی بر سلف کوپل شده معرفی شده است. در این مبدل، انرژی سلف ناشی سلف‌های کوپل شده توسط مدار کلمپ بازیافت شود که موجب کاهش پخش ولتاژ بر روی سوئیچ و دیودها می‌گردد. در نتیجه می‌توان از سوئیچ با مقاومت زمان روشن بودن کوچک استفاده نمود که منجر به بهبود راندمان مبدل می‌شود. ولی باید توجه داشت که این مبدل دارای ساختار پیچیده‌ای می‌باشد. در مرجع [۹] یک مبدل بوست اینترلیود مبتنی بر سلف‌های کوپل شده معرفی شده است. به دلیل استفاده از چند برابر کننده ولتاژ و سلف‌های کوپل شده بهره ولتاژ بسیارافزاینده حاصل شده است. در این مبدل، به دلیل استفاده از سلف‌های ضربدری کوپل شده و ساختار اینترلیود ریپل جریان ورودی کاهش یافته است. همچنین، با استفاده از مدارات کلمپ فعال، انرژی سلف‌های ناشی بازیافت شده و شرایط سوئیچینگ نرم برای سوئیچ‌های اصلی ایجاد شده است. از جمله معایب این مبدل استرس ولتاژ بالای دیودهای خروجی است که استفاده از دیودهای ولتاژ بالا را اجباری می‌کند. در مرجع [۱۰] یک مبدل اینترلیود نا متقارن با بهره بالا ارائه شده است. در این ساختار از دو هسته فریت برای دو سلف استفاده می‌شود. به دلیل استفاده از دو

سوئیچ علاوه بر کاهش استرس جریان سوئیچ‌ها ریپل جریان ورودی نیز محدود خواهد شد. از جمله معایب این مبدل ایجاد شرایط کلیدزنی سخت می‌باشد که باعث افزایش حجم المان‌های مغناطیسی و حجم کلی مدار خواهد شد.

در یک مبدل بوست پایه رسیدن به بهره ولتاژ بالا به دلایل راندمان پایین و تلفات هدایتی و بازیابی معکوس بالا امکان پذیر نیست. در بین مبدل‌های بسیار افزاینده معرفی شده، مبدل‌های مبتنی بر سلف کوپل شده ساختارهای مورد پسند هستند. در این ساختارها، به سادگی با تنظیم نسبت دور سلف‌های کوپل شده بهره ولتاژ بالا ایجاد می‌شود. همچنین، می‌توان اسپایک‌های ولتاژ روی سوئیچ اصلی مبدل که در اثر سلف ناشی ایجاد می‌شود، را با استفاده از مدارات کلمپ پسیو بدون اتلاف [۱۱] یا مدارات کلمپ فعال [۱۲-۱۳] حذف نمود. مشکل اصلی این مبدل‌ها استرس ولتاژ زیاد دیود خروجی است که همواره به یک مدار اسنابر یا دیود ولتاژ بالا نیاز دارند [۱۴]. در مرجع [۱۵] یک مبدل بوست تلفیق شده با مبدل فلائی‌بک برای بدست آوردن بهره ولتاژ بسیارافزاینده معرفی شده است. در این ساختار، مبدل بوست مانند یک مدار کلمپ پسیو عمل کرده و انرژی سلف ناشی را بازیافت می‌کند.

در مرجع [۱۶] یک مبدل بوست مبتنی بر سلف کوپل شده معرفی شده است. در این مبدل خازن کلمپ در مسیر شارژ خازن خروجی قرار گرفته است و علاوه بر جذب انرژی سلف ناشی باعث افزایش بهره ولتاژ مبدل نیز می‌شود.

در مبدل پیشنهادی توانسته‌ایم علاوه بر بهره بالا، استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها را کاهش دهیم که این امر موجب می‌شود بتوانیم از سوئیچ‌های با نرخ ولتاژ پایین و ارزان قیمت استفاده نماییم. همچنین توانسته‌ایم با استفاده از مدار کلمپ‌اکتیو به شرایط سوئیچینگ نرم دست پیدا کنیم و تلفات سوئیچینگ را کاهش و بازده مبدل پیشنهادی را افزایش دهیم.

۲- مبدل‌های بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی

۲-۱- مقدمه

با توجه به مطالب بیان شده در مقدمه می‌توان دریافت که در سیستم‌های خورشیدی به یک مبدل سوئیچینگ نیاز می‌باشد که استرس ولتاژ MOSFET‌ها کم باشد تا بتوان از MOSFET‌های با کیفیت و ارزان قیمت استفاده کرد و مبدل مورد نیاز باید دارای بازده بالا نیز باشد. در راستای رسیدن به این اهداف در این قسمت مبدل بهره بالای پیشنهادی معرفی می‌شود که بتواند این نیازها را برآورده کند. مطالب ارائه شده در این قسمت بدین صورت می‌باشد که در ابتدا مبدل پیشنهادی معرفی می‌شود و نحوه عملکرد آن بیان خواهد شد. در ادامه ویژگی‌های این مبدل و روند طراحی آن مورد بررسی قرار خواهد گرفت. سپس نتایج شبیه‌سازی مبدل نشان داده خواهد شد. در انتها یک جمع بندی کلی از مطالب بیان شده انجام می‌شود.

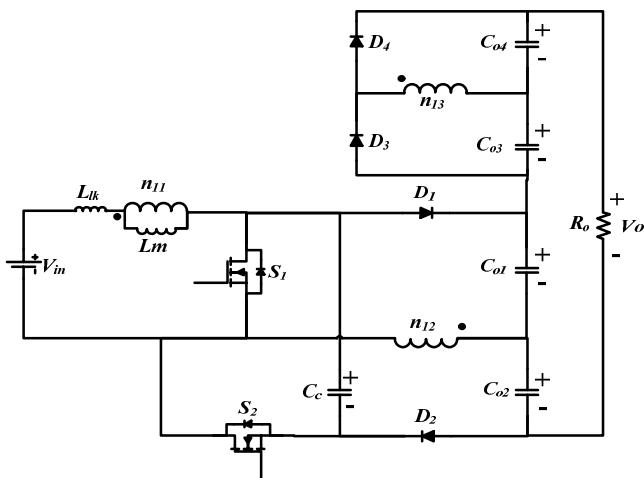
۲-۲- معرفی مبدل بوست بهره بالا سوئیچینگ نرم پیشنهادی

شکل (۱) مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. این مبدل پیشنهادی از ترکیب سه تکنیک مدار چندبرابر کننده، استفاده از سلف‌های کوپل شده و

۳-۲- مقدمه

برای بیان نحوه عملکرد مبدل، در شکل مبدل مدل سلف‌های کوپل شده قرار داده شده است تا مبدل به صورت نشان داده شده در شکل درآید. مبدل در هر دوره کلیدزنی دارای ۵ وضعیت عملکرد می‌باشد برای بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی، فرض‌های زیر در نظر گرفته می‌شوند.

- ۱- خازن‌های مبدل ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند. همچنین $C_{O1}=C_{O2}=C_{O3}=C_{O4}$
- ۲- سلف‌های کوپل شده مبدل به صورت نشان داده شده در شکل در نظر گرفته می‌شود و از دیگر المان‌های پارازیتی آن صرف نظر می‌شود.
- ۳- دیودها و سوئیچ‌های مبدل ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند و از سایر المان‌های پارازیتی آنها و همچنین افت ولتاژ آنها صرف نظر می‌شود.



شکل (۲): مبدل بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی با مدار معادل سلف‌های کوپل شده

Fig. (2): The equivalent schematic of the proposed converter.

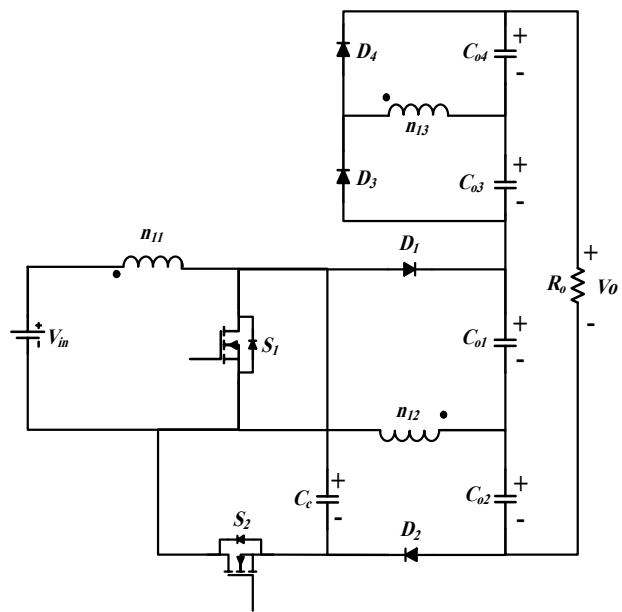
وضعیت اول ($t_0 \leq t \leq t_1$):

در این وضعیت سوئیچ S_1 و دیودهای D_4 و D_2 هدایت می‌کنند. سوئیچ S_2 خاموش است و دیود D_1 به دلیل قرار گرفتن ولتاژ معکوس و دوسران خاموش است سلف مغناطیس کنندگی L_M و $V_{Co1} + nV_{in}$ سلف نشستی L_{lk} توسط منبع ولتاژ ورودی شارژ می‌شوند. در این مدت، به دلیل قرار گرفتن ولتاژ معکوس $V_{Co3} + V_{Co4}$ دوسر دیود D_3 این دیود نیز هدایت نمی‌کند. خازن‌های خروجی C_{O4} و C_{O2} از طریق ثانویه‌های سلف‌های کوپل شده شارژ می‌شوند و خازن‌های خروجی C_{O1} و C_{O3} انرژی مورد نیاز بار را تامین می‌کنند. این وضعیت با خاموش شدن کلید S_1 به پایان می‌رسد. مدار معادل این وضعیت در شکل (۳) نشان داده شده است. روابط مهم این وضعیت به صورت زیر است:

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_0) + \frac{V_{Co4}}{nL_m}(t - t_0) \quad (1)$$

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_0) + \frac{nV_{in} - V_{Co4}}{nL_{lk}}(t - t_0) \quad (2)$$

ایجاد سوئیچینگ نرم با کلمپ‌اکتیو تشکیل شده است. به دلیل دستیابی به بهره‌ی بالا در این مبدل استرس ولتاژ سوئیچ‌ها پایین می‌باشد. در مبدل‌های دارای سلف کوپل شده با تنظیم نسبت دور ترانس بهره ولتاژ زیاد ایجاد می‌شود، ولی در این مبدل‌ها اندوکتانس نشستی ترانس مسئله ساز می‌باشد. که می‌توان با استفاده از تکنیک اکتیو کلمپ هم مشکلات ناشی از سلف نشستی را برطرف کرد و هم با استفاده از سلف نشستی شرایط کلیدزنی نرم را برای مبدل فراهم آورد. همچنین سلف نشستی سلف‌های کوپل شده باعث می‌شود که دیودها به صورت نرم خاموش شوند و مشکل بازیابی معکوس دیودها برطرف شود. اجزا تشکیل دهنده مبدل عبارتند از دو سوئیچ S_1 و S_2 ، سه سلف کوپل شده با یکدیگر L_1 ، L_2 و L_3 ، چهار دیود D_1 و D_2 و D_3 و D_4 چهار خازن خروجی C_{O1} و C_{O2} و C_{O3} و C_{O4} و یک خازن کلمپ C_C که در شکل (۱) نشان داده شده است. دیودهای موازی معکوس سوئیچ‌ها نیز در نظر گرفته شده‌اند. نحوه کلیدزنی سوئیچ‌های مبدل با دو پالس با ضرایب وظیفه بزرگتر از ۰/۵ و دارای اختلاف فاز برابر ۱۸۰ درجه کنترل می‌شود. در مدار گیت درایو آی‌سی 3225 دو پالس با دیوتی سایکل بین صفر تا ۰/۵ تولید می‌کند، که با هم (T/2) اختلاف فاز دارد. این دو پالس هر کدام جهت Not شدن به دو آی‌سی متصل می‌شوند. و امکان دریافت دیوتی‌سایکل بالای ۰/۵ فراهم می‌شود. همچنین دو مدار تاخیر پالس داریم. که به دو پالس اولیه تاخیر زمانی می‌دهد. هر کدام از این مدارهای تاخیر توسط یک آی‌سی مونواستابل ساخته می‌شود. نهایتاً چهار پالس شامل دو پالس اولیه و دو پالس دارای تاخیر خواهیم داشت. هر کدام از این پالس‌ها وارد یک آی‌سی اپتوکوپلر (HCPL3120) می‌شود، تا حالت ایزولاسیون و تقویت جریان را برای پالس‌ها ایجاد کند. در نهایت جهت تحریک سوئیچ مورد نظر از این پالس‌ها استفاده می‌شود.



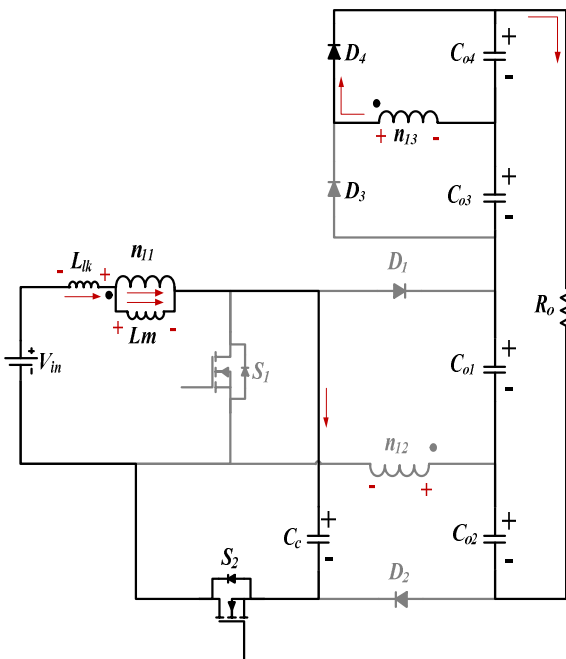
شکل (۱): مبدل بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی

Fig. (1): The proposed soft switching high step-up boost converter.

وضعیت دوم ($t_1 \leq t \leq t_2$):

با خاموش شدن سوئیچ S_1 دیود بدنه D_{S2} روشن شده و ولتاژ دوسر S_1 به ولتاژ V_{CC} محدود می‌کند. در این وضعیت، سوئیچ S_2 به صورت روشن می‌شود. ولتاژ معکوس $V_{co1} + V_{co4} - V_{cc}$ دوسر دیود D_1 قرار گرفته و باعث خاموش شدن آن می‌شود. دیود D_2 نیز به دلیل قرار گرفتن ولتاژ معکوس $V_{co2} - V_{co4}$ دوسر آن هنوز خاموش است. همچنین، ولتاژ $\frac{V_{Co4}}{n}$ دوسر سلف مغناطیس کنندگی قرار گرفته و باعث افزایش جریان آن می‌شود. همچنین، به دلیل هدایت سوئیچ S_2 پلاریته ولتاژ دوسر سلف نشستی L_{lk} تغییر جهت داده و ولتاژ بزرگ $-V_{cc} - \frac{V_{co4}}{n} + V_{in}$ دوسر آن قرار می‌گیرد که باعث کاهش سریع جریان سیم‌پیچ n_{13} و جریان دیود D_4 می‌شود. همچنین، دیود D_3 به دلیل قرار گرفتن ولتاژ معکوس $V_{co3} + V_{co4}$ دوسر آن هنوز خاموش است. در انتهای این وضعیت جریان سیم‌پیچ n_{13} به صفر رسیده و دیود D_4 در جریان صفر خاموش می‌شود. در این وضعیت رابطه زمانی جریان سلف نشستی به صورت زیر است:

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_1) - \frac{V_{CC} + \frac{V_{co4}}{n} - V_{in}}{nL_{lk}}(t - t_1) \quad (۳)$$

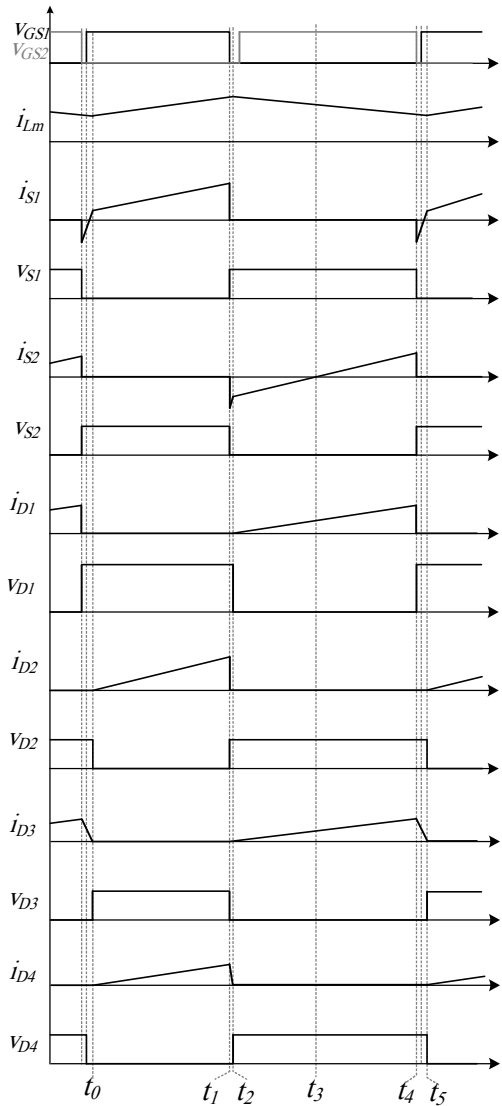


شکل (۵): مبدل بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی در وضعیت دوم عملکرد

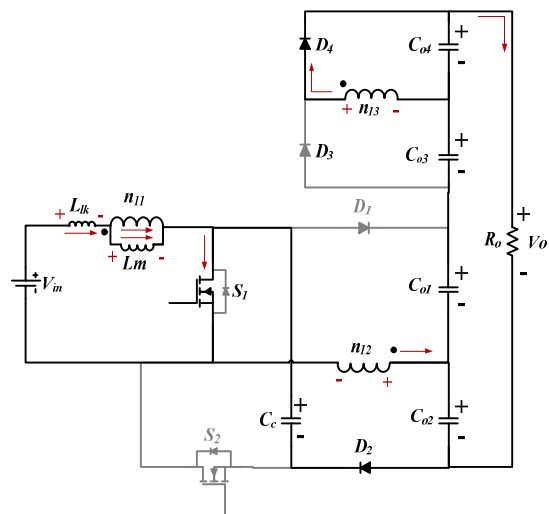
Fig. (5): The equivalent circuit of the proposed converter in each operating mode 2

وضعیت سوم ($t_3 \leq t \leq t_4$):

در ابتدای این وضعیت دیود D_3 روشن می‌شود و ولتاژ معکوس $V_{co2} + V_{co3}$ دوسر دیود D_2 و ولتاژ معکوس $V_{co3} + V_{co4}$ دوسر دیود D_4 قرار می‌گیرد. همچنین به دلیل تغییر پلاریته ولتاژ سیم‌پیچ



شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی ولتاژ و جریان مبدل پیشنهادی
Fig. (3): The key waveforms of the proposed converter.

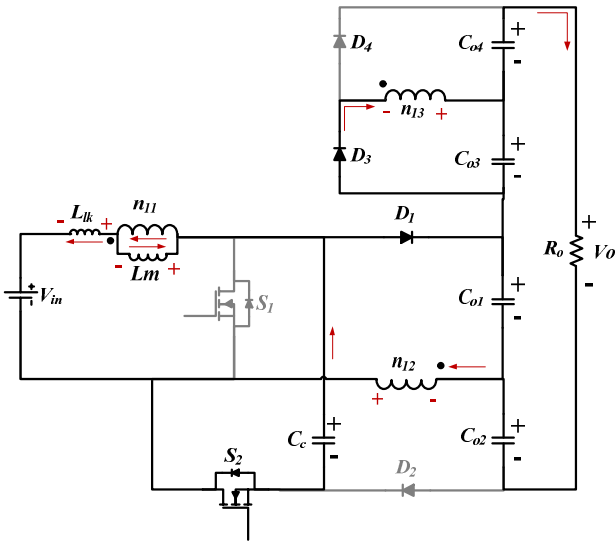


شکل (۴): مبدل بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی در وضعیت اول عملکرد

Fig. (4): The equivalent circuit of the proposed converter in each operating mode 1

افزایش یافته است. در این وضعیت رابطه زمانی جریان سلف نشستی به صورت زیر است:

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_3) - \frac{nV_{co1} - (1+n)V_{co3} - nV_{in}}{nL_{lk}}(t - t_3) \quad (۶)$$



شکل (۷): مبدل بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی در وضعیت چهارم عملکرد

Fig. (7): The equivalent circuit of the proposed converter in each operating mode 4

وضعیت پنجم ($t_4 \leq t \leq t_5$):

در ابتدای این وضعیت سوئیچ S_2 خاموش می‌شود با خاموش شدن سوئیچ S_2 مجموع جریان سلف نشستی I_{Llk} باعث هدایت دیود بدنه D_{S1} می‌شود. در این حالت می‌توان سوئیچ S_1 را به صورت ZVS روشن نمود و ولتاژ معکوس $V_{co1} - V_{co3}$ دوسر دیود خروجی D_1 قرار گرفته و باعث خاموش شدن این دیود می‌شود. همچنین، ولتاژ بزرگ با $V_{in} + \frac{V_{co3}}{n}$ دوسر سلف نشستی اولیه قرار گرفته و جریان این سلف با

شیب زیادی افزایش می‌یابد و جریان دیود خروجی D_3 به سرعت در حال کاهش است. همچنین، به دلیل قرار گرفتن ولتاژ معکوس $V_{co3} + V_{co4}$ دوسر دیود D_4 و قرار گرفتن ولتاژ معکوس $V_{co1} + V_{co2} - V_{cc}$ دوسر دیود D_2 این دیودها همچنان بایاس معکوس هستند. خازن‌های خروجی C_{03} و C_{01} از طریق ثانویه‌های سلف‌های کوپل شده شارژ می‌شوند و خازن‌های خروجی C_{04} و C_{02} نیز انرژی مورد نیاز بار را تامین می‌کنند. با رسیدن جریان سلف نشستی I_{Llk} به جریان سلف مغناطیس کنندگی I_{Lm} ، دیود خروجی D_3 به صورت ZCS خاموش می‌شود و این وضعیت پایان می‌یابد. در این وضعیت رابطه زمانی جریان سلف نشستی به صورت زیر است.

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_3) + \frac{nV_{in} + V_{co3}}{nL_{lk}}(t - t_3) \quad (۷)$$

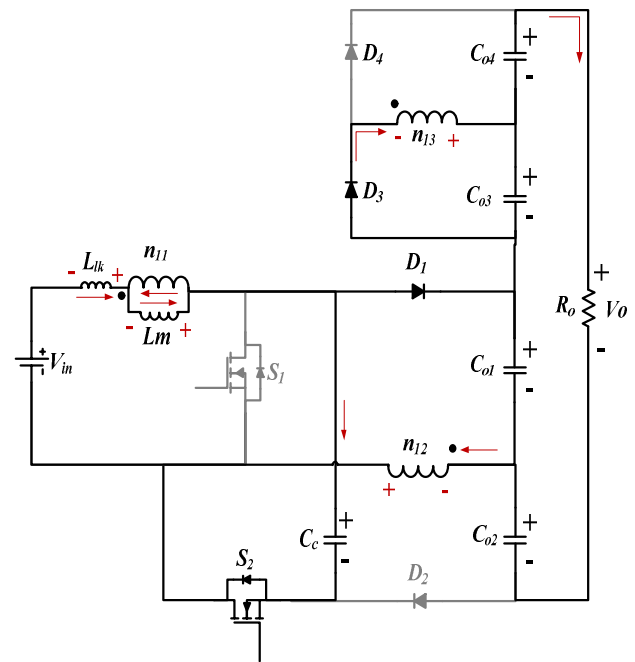
۳- بررسی مشخصات و ملاحظات طراحی مبدل پیشنهادی

در این قسمت مشخصات مبدل پیشنهادی مورد بیان گردیده است و مزایا و معایب آن مورد بررسی قرار گرفته است.

n_{12} دیود D_1 شروع به هدایت می‌کند. در این وضعیت، ولتاژ دوسر سلف مغناطیس کنندگی I_{Lm} تغییر جهت داده و جریان هر دو سلف نشستی و مغناطیس کنندگی کاهش می‌یابد. خازن‌های خروجی C_{03} و C_{01} از طریق ثانویه‌های سلف‌های کوپل شده شارژ می‌شوند و خازن‌های خروجی C_{04} و C_{02} نیز انرژی مورد نیاز بار را تامین می‌کنند. در انتهای این وضعیت دیود بدنه D_{S2} در جریان صفر خاموش می‌شود. روابط مهم این وضعیت به صورت زیر می‌باشند:

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_2) - \frac{V_{co3}}{nL_m}(t - t_2) \quad (۴)$$

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_2) - \frac{nV_{cc} - nV_{in} - V_{co3}}{nL_{lk}}(t - t_2) \quad (۵)$$



شکل (۶): مبدل بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی در وضعیت سوم عملکرد

Fig. (6): The equivalent circuit of the proposed converter in each operating mode 3

وضعیت چهارم ($t_3 \leq t \leq t_4$):

در ابتدای این وضعیت دیود بدنه D_{S2} در ولتاژ صفر خاموش می‌شود و دیودهای D_3 و D_1 همچنان هدایت می‌کنند. همچنین، به دلیل قرار گرفتن ولتاژ معکوس $V_{co3} + V_{co4}$ دوسر دیود D_4 و قرار گرفتن ولتاژ معکوس $V_{co1} + V_{co2} - V_{cc}$ دوسر دیود D_2 این دیودها همچنان بایاس معکوس هستند. در این وضعیت ولتاژ $\frac{C_{03}}{n} -$ دوسر سلف مغناطیس کنندگی L_m قرار گرفته و در نتیجه این سلف در حال شارژ می‌باشد. ولتاژ $-V_{co1} + \left(1 + \frac{1}{n}\right)V_{co3} + V_{in}$ دوسر سلف نشستی I_{Llk} قرار می‌گیرد و جریان این سلف نیز در حال کاهش است. در انتهای این وضعیت جریان سلف نشستی به صفر رسیده و در جهت منفی

در شکل (۹) بهره مبدل پیشنهادی به ازای ضریب وظیفه ($n=2$)، نشان داده شده است.



شکل (۹): نمودار بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بر حسب تغییرات ضریب وظیفه ($n=2$)

Fig. (9): The voltage gain variations of the proposed converter against different duty cycles ($n=2$).

۳-۲- استرس ولتاژ سوئیچ‌ها و دیودها

باتوجه به روابط بدست آمده برای ولتاژ خازنهای مبدل، روابط استرس ولتاژ سوئیچ و دیودهای مبدل به صورت زیر محاسبه می‌شود:

استرس ولتاژ سوئیچ S :

$$V_S = V_{CC} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (16)$$

استرس ولتاژ دیودهای D_1 و D_2 :

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{Co1} + nV_{in} = V_{Co2} + V_{Co3} = \frac{n+1}{1-D} V_{in} \quad (17)$$

استرس ولتاژ دیودهای D_3 و D_4 :

$$V_{D3} = V_{D4} = V_{Co3} + V_{Co4} = \frac{n}{1-D} V_{in} \quad (18)$$

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

۳-۳- طراحی خازن کلمپ

برای طراحی خازن از رابطه ۱۲ و جایگذاری در رابطه جریان خازن داریم:

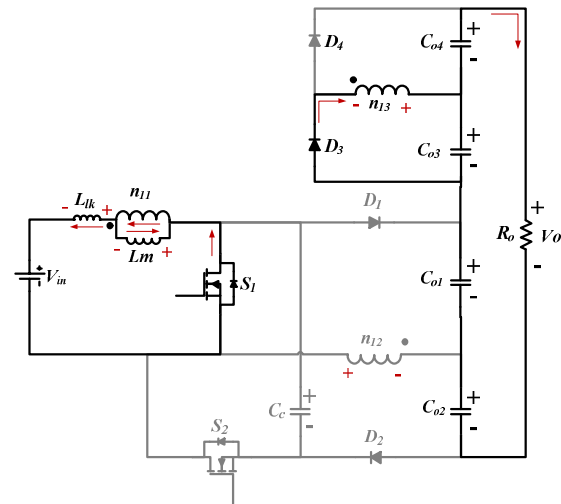
$$I_c = C \frac{dV_{cc}}{dt} \quad (19)$$

$$I_1 = C \frac{0.1V_{cc}}{(1-D)} \rightarrow C_c = I_1 \frac{(1-D)^2}{0.1FV_{in}} \quad (20)$$

که در اینجا I_1 ماکزیمم جریانی است که خازن تحویل می‌دهد.

۴- مقایسه مبدل پیشنهادی با دیگر مبدل‌ها

با مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر مبدل‌ها در جدول مقایسه (۱) مشاهده می‌شود. که مبدل پیشنهادی دارای بهره ولتاژ بزرگتری می‌باشد. همچنین استرس ولتاژ دو سر سوئیچ و دیودهای مبدل پیشنهادی کمتر از استرس ولتاژ سایر مبدل‌های مقایسه شده می‌باشد. همچنین مبدل پیشنهادی توانسته است بازده بالاتری را نسبت به دیگر مراجع ایجاد کند.



شکل (۸): مبدل بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی در وضعیت پنجم عملکرد

Fig. (8): The equivalent circuit of the proposed converter in each operating mode 5

۳-۱- بهره مبدل پیشنهادی

در مدت زمانی که سوئیچ S روشن است (وضعیت اول) خازن خروجی C_{o4} از طریق سیم‌پیچ n_{13} شارژ می‌شود. همچنین، خازن خروجی C_{o2} نیز از طریق سیم‌پیچ n_{12} و خازن C_c شارژ می‌شود. بنابراین ولتاژ این خازن‌ها به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$V_{Co4} \cong nV_{in} \quad (8)$$

$$V_{Co2} \cong nV_{in} + V_{cc} \quad (9)$$

در این رابطه n نسبت دور سیم‌پیچ‌های سلف‌های کوپل شده می‌باشد که به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$n = \frac{n_{12}}{n_{11}} = \frac{n_{13}}{n_{11}} \quad (10)$$

با اعمال بالانس ولت - ثانیه به سلف مغناطیس کنندگی L_m رابطه ولتاژ خازن خروجی C_{o1} و خازن کلمپ C_c به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$V_{Co1} = \frac{1+nD}{1-D} V_{in} \quad (11)$$

$$V_{cc} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (12)$$

در وضعیت سوم و چهارم، دیود خروجی D_4 هدایت کرده و خازن خروجی C_{o3} از طریق سیم‌پیچ n_{13} شارژ می‌شود. بنابراین با نوشتن KVL در حلقه خروجی و استفاده از روابط بالا، رابطه بهره ولتاژ این خازن به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$V_{Co3} = n(V_{cc} - V_{in}) = \frac{nD}{1-D} V_{in} \quad (13)$$

ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی برابر جمع ولتاژ خازنهای C_{o1} تا C_{o4} است. بنابراین ولتاژ خروجی و بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با جایگذاری روابط بالا به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$V_o = \frac{2(1+n)}{1-D} V_{in} \quad (14)$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2(1+n)}{1-D} \quad (15)$$



شکل (۱۰): نمودار تغییرات استرس ولتاژ سوئیچ اصلی بر حسب تغییرات ضریب وظیفه
 Fig. (10): The voltage stress across the main switch against different duty cycles

Table (1): Performance comparison of the proposed converter with the basic boost converter and converters presented in [6], [9], [10] and [16]

جدول (۱): مقایسه عملکرد مبدل پیشنهادی با مبدل بوست عادی و مبدل ارائه شده در [۶]، [۹]، [۱۰] و [۱۶]

سوئیچینگ نرم	تعداد دیود	تعداد سوئیچ	بهره ولتاژ	استرس ولتاژ دیود خروجی	استرس ولتاژ سوئیچ	
دارد	۴	۲	$\frac{2(1+n)}{1-D}$	$\frac{n}{1-D} \cdot V_{in}$	$\frac{V_o}{2(1+n)}$	مبدل پیشنهادی
ندارد	۱	۱	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D} V_{in}$	V_o	مبدل بوست عادی
ندارد	۴	۱	$\frac{2+n+nD}{1-D}$	$\frac{1+n}{1-D} \cdot V_{in}$	$\frac{V_o}{2+n+nD}$	مبدل ارائه شده در مرجع [۶]
دارد	۳	۲	$\frac{1+2n-nD}{1-D}$	$\frac{1+n}{1-D} \cdot V_{in}$	$\frac{V_o}{1+2n+nD}$	مبدل ارائه شده در مرجع [۹]
دارد	۴	۲	$\frac{1+2n}{1-D}$	$\frac{1+n}{1-D} \cdot V_{in}$	$\frac{V_o}{1+2n}$	مبدل ارائه شده در مرجع [۱۰]
ندارد	۴	۲	$\frac{2(1+n)}{1-D}$	$\frac{2n}{1-D} V_{in}$	$\frac{V_o}{2(1+n)}$	مبدل ارائه شده در مرجع [۱۶]

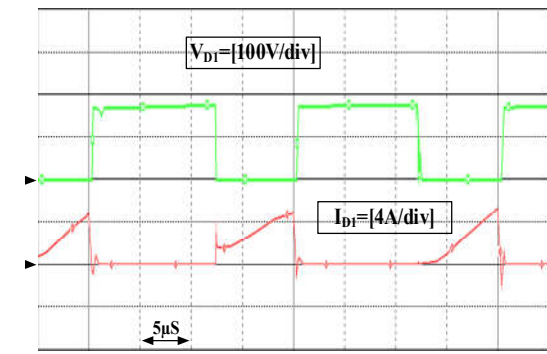
Table (2): Specifications of the laboratory prototype of the proposed converter

جدول (۲): مشخصات نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی

نماد	پارامتر	مقدار
P	توان	۲۰۰ W
V_{in}	ولتاژ ورودی	۴۰ V
V_o	ولتاژ خروجی	۴۰۰ V
F	فرکانس کلیدزنی سوئیچ اصلی	۵۰ kHz
F	فرکانس کلیدزنی سوئیچ کمکی	۵۰ kHz
L_m	سلف مغناطیس‌کنندگی	۲۰۰ μ H
L_{lk}	سلف نشستی	۳ μ H
N	نسبت دور سیم‌پیچ‌های سلف‌های تزویج شده	۱
S_1, S_2	کلید ماسفت	IRFP260
$D_1 - D_4$	دیود	MUR460
C_C	خازن	۲ μ F
$C_{O1} - C_{O4}$	خازن‌های خروجی	۴۷ μ F

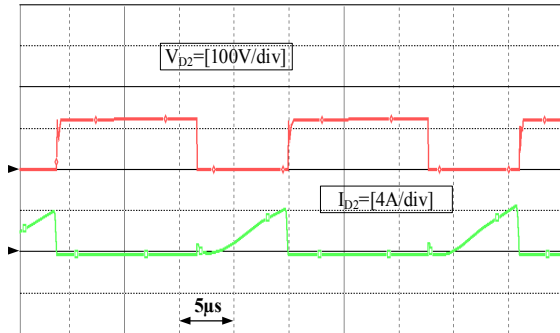
۵- نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

برای اثبات مطالب بیان شده در بخش‌های قبلی این فصل مبدل پیشنهادی در نرم افزار PSpice شبیه‌سازی شده است. این شبیه‌سازی برای ولتاژ ورودی ۴۰ ولت، ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت و سطح توان ۲۰۰ وات انجام شده است. فرکانس سوئیچینگ مبدل شبیه‌سازی شده برابر ۵۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است. سایر مشخصات مبدل طراحی و شبیه‌سازی شده در جدول (۲) گزارش شده است. شکل (۱۱) و (۱۲) نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی را برای مشخصات ذکر شده نشان می‌دهد. شکل (۱۱) مربوط سطح ولتاژ ورودی و خروجی است. همانگونه که در این شکل مشاهده می‌شود مبدل پیشنهادی بهره ولتاژ مد نظر را ایجاد کرده است.



(ت)

(د)



(د)

(ه)

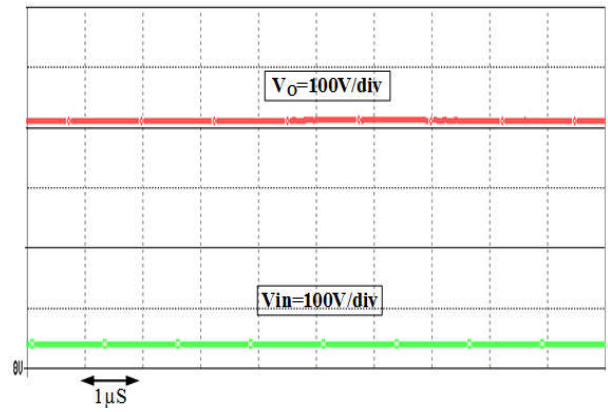
شکل (۱۲): نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی شبیه‌سازی شده (الف) پالس‌های سوئیچ‌ها (مقیاس زمان $1\mu\text{s}/\text{div}$) (ب) ولتاژ و جریان سوئیچ‌های اصلی (مقیاس زمان $2.5\mu\text{s}/\text{div}$) (پ) ولتاژ و جریان سوئیچ کمکی (مقیاس زمان $5\mu\text{s}/\text{div}$) (ت) ولتاژ و جریان دیود D_1 (مقیاس زمان $5\mu\text{s}/\text{div}$) (د) ولتاژ و جریان دیود D_2 (مقیاس زمان $5\mu\text{s}/\text{div}$)

Fig. (12): Simulation results of the proposed converter

- (a) Gate pulsating of the switches (scale 1 us/div)
- (b) Voltage and current of main switch (scale 2.5 us/div)
- (c) Voltage and current of auxiliary switch (scale 5 us/div)
- (d) Voltage and current of diode 1 (scale 5 us/div)
- (e) Voltage and current of diode 2 (scale 5 us/div)

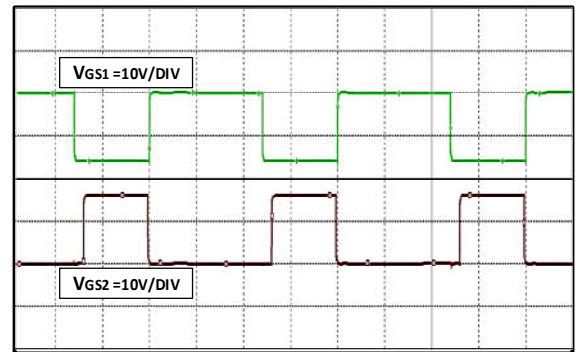
در شکل (۱۲)، شکل (الف) موج ولتاژهای مربوط به گیت سورس سوئیچ‌های مبدل را نشان می‌دهد. شکل (ب) سوئیچینگ نرم سوئیچ اصلی را نشان می‌دهد و با توجه به این شکل می‌توان دریافت روشن شدن و خاموش شدن سوئیچ اصلی به صورت ZVS صورت می‌پذیرد. شکل (پ) نیز مربوط به شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی می‌باشد. همان گونه که در این شکل مشخص است سوئیچ کمکی نیز در ولتاژ صفر کلیدزنی می‌شود. شکل (ت) و (د) نیز شکل موج جریان و ولتاژ دیود D_1 و D_2 مبدل را نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل‌ها مشخص است به خاطر وجود سلف نشستی سری با دیودهای خروجی مشکل بازایی معکوس برای این دیودها وجود ندارد و دیودها به صورت ZCS خاموش شده است.

در شکل (۱۳) نمودار شبیه‌سازی بازده مبدل پیشنهادی دوم به ازای توان‌های مختلف نشان داده شده است. بیشترین بازده برابر با $97/7\%$ در 80% بار نامی محقق می‌شود. با افزایش توان، تلفات هدایتی المان‌ها بیشتر شده و بازده مبدل کاهش می‌یابد.



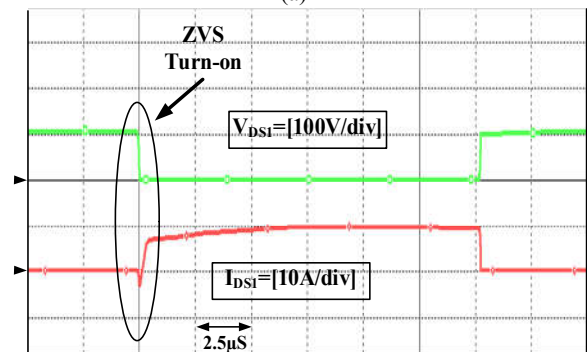
شکل (۱۱): ولتاژ ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی شبیه‌سازی شده

Fig. (11): The input and output voltage of the simulated converter



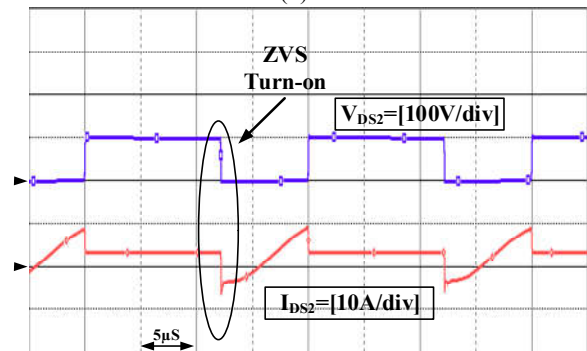
(الف)

(ا)



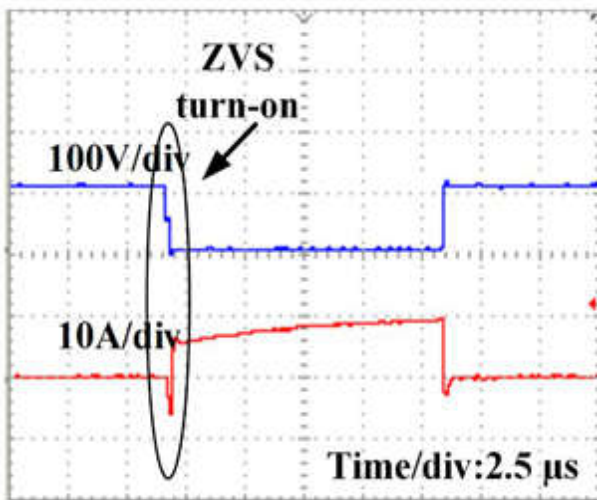
(ب)

(ب)

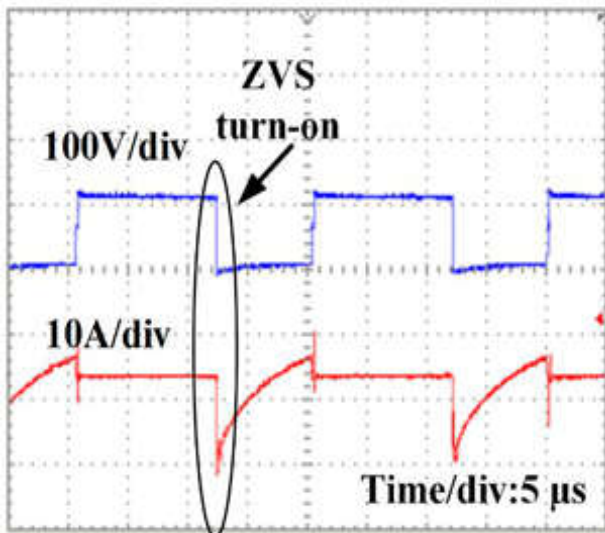


(پ)

(ج)



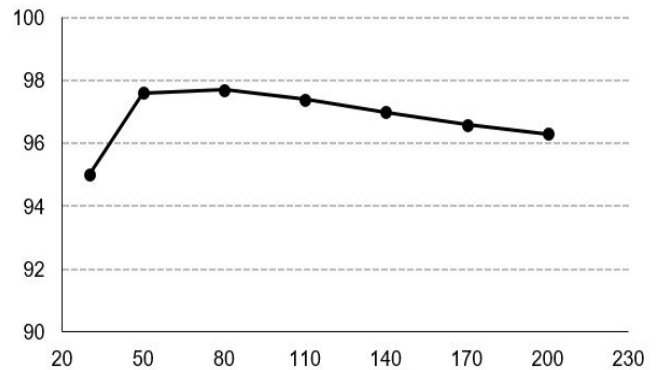
شکل (۱۵): شکل موج ولتاژ و جریان درین سورس سوئیچ اصلی مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی (مقیاس زمان $2.5 \mu\text{s}/\text{div}$)
 Fig. (15): Switch voltage and current waveform (time scale $2.5 \mu\text{s}/\text{div}$)



شکل (۱۶): شکل موج ولتاژ و جریان درین سورس سوئیچ کمکی مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی (مقیاس زمان $5 \mu\text{s}/\text{div}$)
 Fig. (16): Auxiliary Switch voltage and current waveform (time scale $5 \mu\text{s}/\text{div}$)

۷- نتیجه گیری

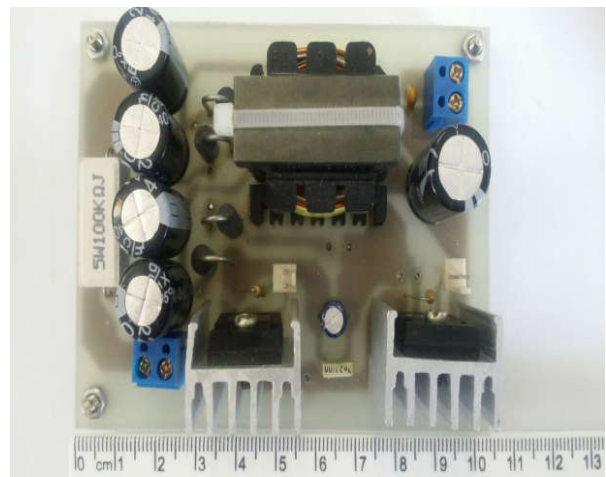
در این مقاله در ابتدا مبدل پیشنهادی که از ترکیب سه تکنیک مدار چندبرابر کننده، استفاده از سلف‌های کوپل شده و ایجاد سوئیچینگ نرم با کلمپ اکتیو تشکیل شده است، معرفی گردیده است. سپس نحوه عملکرد مبدل بیان شده است. در ادامه ویژگی‌های مبدل پیشنهادی مورد بررسی قرار گرفت و در انتها صحت مطالب بیان شده با ارائه نتایج شبیه‌سازی نشان داده شد. با توجه به مطالب بیان شده می‌توان دریافت مبدل پیشنهادی توانسته است بهره ولتاژ بالا را به همراه شرایط ZVS ایجاد کند و همچنین استرس ولتاژ کمتری بر روی ماسفت‌های قدرت داشته باشد.



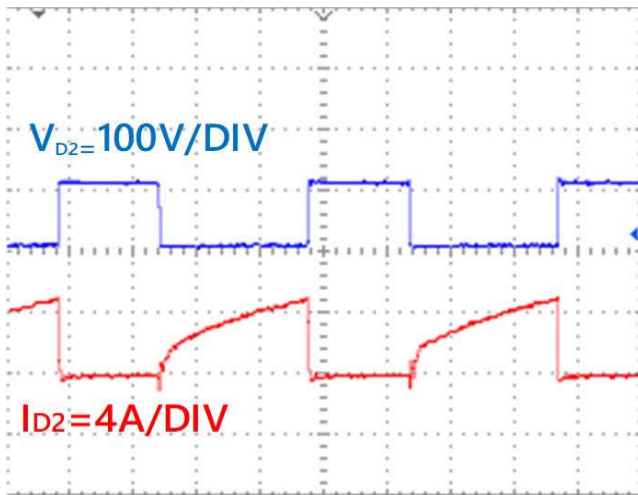
شکل (۱۳): نمودار بازده مبدل پیشنهادی اول به ازای توان‌های مختلف
 Fig. (13): The efficiency diagram of the proposed converter versus different powers

۶- نتایج پیاده‌سازی مبدل پیشنهادی

برای اثبات صحت مطالب بیان شده در قسمت‌های تحلیل‌های نظری و همچنین اثبات درستی نتایج شبیه‌سازی، مبدل پیشنهادی به صورت عملی نیز پیاده‌سازی شده است. بر این اساس مبدل پیشنهادی برای ولتاژ ورودی ۴۰ ولت، ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت، فرکانس کلیدزنی ۵۰ کیلوهرتز و سطح توان ۲۰۰ وات پیاده‌سازی گردیده است. سایر مشخصات مبدل طراحی و شبیه‌سازی و پیاده‌سازی در جدول (۲) گزارش شده است. همانطور که در شکل (۱۴) مشخص شده است برای پیاده‌سازی سلف‌های کوپل شده مبدل از یک هسته مغناطیسی EI4242 استفاده شده است. شکل موج‌های (۱۵) تا (۱۸) مربوط به نتایج پیاده‌سازی مبدل پیشنهادی به صورت عملی می‌باشد.

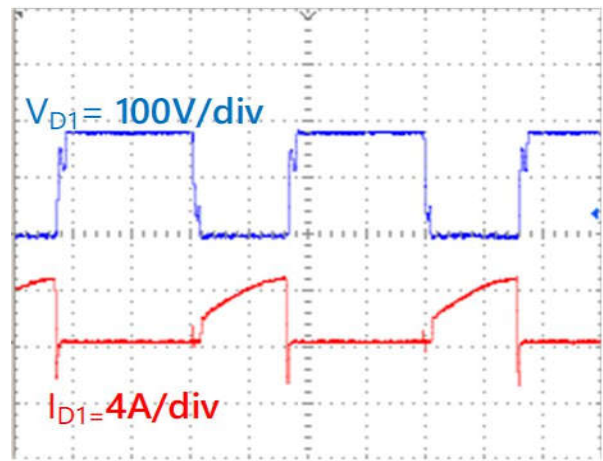


شکل (۱۴): تصویر نمونه آزمایشی مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی
 Fig. (14): Photos prototype implemented converters



شکل (۱۸): شکل موج ولتاژ و جریان دیود D_2 مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی (مقیاس زمان $5 \mu\text{s}/\text{div}$)

Fig. (18): Voltage and current of diode 2 (time scale $5\mu\text{S} / \text{div}$)



شکل (۱۷): شکل موج ولتاژ و جریان دیود D_1 مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی (مقیاس زمان $5 \mu\text{s}/\text{div}$)

Fig. (17): Voltage and current of diode 1 (time scale $5\mu\text{S} / \text{div}$)

References

- [1] J. M. Carrasco, L.G. Franquelo, J.T. Bialasiewicz, E. Galvan, R.C. PortilloGuisado, M.A.M. Prats, et al., "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 4, pp. 1002-1016, June 2006.
- [2] K. Sun, L. Zhang, Y. Xing, J. M. Guerrero, "A distributed control strategy based on dc bus signaling for modular photovoltaic generation systems with battery energy storage", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 26, pp. 3032-3045, Oct. 2011.
- [3] F.L. Tofoli, D.C. Pereira, W.J. Paula, D.S.O.Junior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter", IET Power Electronics, Vol. 8, pp. 2044-2057, Sep. 2015.
- [4] H.W. Seong, H.S. Kim, K.B. Park, G.W. Moon, M.J. Youn, "High step-Up dc-dc converters using zero-voltage switching boost integration technique and light-load frequency modulation control," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 27, No. 3, pp. 1383-1400, March 2012.
- [5] 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.
- [6] A. Ajami, H. Ardi, A. Farakhor, "A novel high step-up dc/dc converter based on integrating coupled inductor and switched-capacitor techniques for renewable energy applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 30, No. 8, pp. 4255-4263, Aug. 2015.
- [7] L.S. Yang, T.J. Liang, H.C. Lee, J.F. Chen, 'Novel high step-up DC-DC converter with coupled-inductor and voltage-doubler circuits', IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 58, No. 9, pp. 4196-4206, Sep. 2011.
- [8] M. Khalilzadeh, K. Abbaszadeh, "Non-isolated high step-up DC-DC converter based on coupled inductor with reduced voltage stress", IET Power Electronics, Vol. 8, No. 11, pp. 2184-2194, Nov. 2015.
- [9] M. Muhammad, M. Armstrong, M.A. Elgendy, "A nonisolated interleaved boost converter for high-voltage gain applications", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 4, No. 2, pp. 352-362, June 2016.
- [10] T. Kuo-Ching, C.C. Huang, W.Y. Shih, "A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 28, No. 6, pp. 3047-3057, Sep. 2012.
- [11] Y. Hu, Y. Deng, J. Long, X. Lu, "High step-up passive absorption circuit used in non-isolated high step-up converter", IET Power Electron., Vol. 7, No. 8, pp. 1945-1953, Aug. 2014.
- [12] N. Molavi, E. Adib, H. Farzanehfard, "Soft-switched non-isolated high step-up DC-DC converter with reduced voltage stress", IET Power Electronics, Vol. 9, No. 8, pp. 1711-1718, June 2016.
- [13] S. Sathyan, H.M. Suryawanshi, M.S. Ballal, A.B. Shitole, "Soft-switching DC-DC converter for distributed energy sources with high step-up voltage capability", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 62, No. 11, pp. 7039-7050, Nov. 2015.
- [14] S. Sathyan, H. Suryawanshi, B. Singh, C. Chakraborty, V. Verma, M.S. Ballal, "ZVS-ZCS high voltage gain integrated boost converter for DC microgrid", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 11, No. 2016.
- [15] K.C. Tseng, J.T. Lin, C.C. Huang, 'High step-up converter with three-winding coupled inductor for fuel cell energy source applications', IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 30, No. 2, pp. 574-581, Feb. 2015.
- [16] T. J. Liang, Y. T. Huang, J. H. Lee, L.P. Ting, "Study and implementation of a high step-up voltage DC-DC converter using coupled-inductor and cascode techniques", Proceeding of the IEEE/APEC, pp. 1900-1906, Long Beach, CA, USA, March 2016.