

بررسی مبدل بوست - فلای بک بهره بالا در کاربرد سیستم‌های خورشیدی

سید محمد مهدی میرطلائئی^(۱) - راضیه جابری^(۲)

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

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

تاریخ دریافت: ۱۳۹۶/۴/۲۹ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۴/۲۶

خلاصه: در این مقاله یک مبدل بوست- فلای بک اینترلیوید، که برای اتصالات شبکه‌ای منابع انرژی تجدیدپذیر مناسب بوده، ارائه شده است. به دلیل اینکه در کاربردهای سیستم خورشیدی اختلاف سطح ولتاژ ورودی و خروجی مبدل زیاد است، نمی‌توان از مبدل بوست استفاده کرد. چون مبدل بوست دارای، مشکلاتی نظیر کلیدزنی سخت و استرس ولتاژ برابر با ولتاژ خروجی است. با توجه به اینکه در مبدل‌های الکترونیک قدرت تمایل به سمت افزایش فرکانس کلیدزنی به منظور بهبود پاسخ‌گذاری مبدل و افزایش چگالی توان آن می‌باشد، کلیدزنی سخت موجب کاهش بازده مبدل می‌شود. همچنین استرس ولتاژ بالای قطعات، طراح را مجبور به استفاده از المان‌های نیمه‌هادی با توانایی تحمل ولتاژ بالا می‌کند که باعث افزایش بیشتر تلفات در مبدل و کاهش بیشتر بازده آن می‌شود. مبدل پیشنهادی با استفاده از تانک رزونانسی LC و سوئیچ کمکی، شرایط سوئیچینگ نرم (ZCS) را برای مبدل اصلی فراهم می‌کند. از تکنیک اینترلیوید برای کاهش ریبیل جریان ورودی و افزایش اندازه خازن خروجی و همچنین مبدل بوست- فلای بک به منظور افزایش بهره مبدل و کاهش استرس ولتاژ قطعات نیمه‌هادی استفاده شده است. اصول عملکرد مبدل پیشنهادی در این مقاله ارائه شده است.

کلمات کلیدی: مبدل بوست- فلای بک، اینترلیوید، کلیدزنی در جریان صفر.

Analysis of a High Step-up Boost-Flyback Converter for Solar Energy Applications

Seyyed Mohammad Mehdi Mirtalaei⁽¹⁾ – Razieh Jabery⁽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

razieh.jabery@gmail.com

In this paper an interleaved boost-flyback converter which was suitable for network connections of renewable energy sources is presented. Since in the solar system applications, level difference of the converter input and output voltage is high, boost converter cannot be used. Due to problems of the boost converter such as hard switching, voltage stress is equal to the output voltage. As regards in electronic converters, the power tends to increase the switching frequency to improve the converter response and increase its power density, hard switching caused to reduce converter efficiency. Also high voltage stresses of components have forced the designer to use semiconductor elements which can withstand in high voltage which will increase the losses in the converter and reduce its output. The proposed converter using LC resonant tank and auxiliary switches provides soft switching condition (ZCS) for the main converter. Interleaved techniques have been used for reducing input current ripple and increasing the size of the output capacitor and also boost-flyback converter have been used to enhance converter gain and reduction of voltage stress of semiconductor components. The operating principles of the proposed converter are presented in this paper.

Index Terms: Boost- flyback converter, interleaved, zero-current switching.

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

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر در میان روش‌های تأمین انرژی از منابع تجدیدپذیر، آرایه‌های خورشیدی (PV)، پیل‌های سوختی و توربین‌های بادی بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌اند. در آرایه‌های خورشیدی سطح ولتاژ خروجی کم است به همین دلیل برای افزایش سطح ولتاژ خروجی به مبدل‌های DC-DC مانند مبدل بوست، بوست- فلای‌بک، ... نیاز است تا بتوان به سطح ولتاژ مطلوب برای اینورتر دست یافت [۱]، [۲].

انرژی خورشید یکی از مواردی است که نقش بسزایی در سرمایه‌گذاری انرژی دارد و بیشترین اهمیت را در تولید انرژی الکتریکی در بین تمام انرژی‌های تجدیدپذیر دارا است. چرا که این انرژی تجدیدپذیر، بدون آلاینده‌گی و دارای قابلیت اطمینان بالایی است. امروزه در کشورهای پیشرفته سیستم‌های فتوولتائیک در مصارف خانگی و صنعتی بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرد.

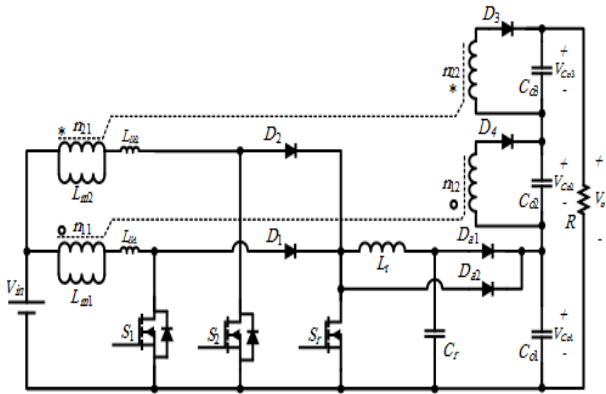
یک سلول فتوولتائیک منحصر به فرد کوچک، نیرویی در حدود ۱ تا ۲ وات تولید می‌کند. برای افزایش انرژی سلول‌های فتوولتائیک، آنها را به هم متصل می‌کنند تا واحد بزرگی که ماژول نامیده می‌شود ایجاد گردد. با توجه به اینکه ولتاژ خروجی ماژول‌های فتوولتائیک هم تقریباً پایین است، با اتصال ماژول‌ها به هم، واحد بزرگتری به نام آرایه شکل می‌گیرد که قابلیت تولید انرژی بیشتری را دارد. برای داشتن ولتاژ بالا، پیکر بندی اتصال سری ماژول‌ها، راه حل بسیار مناسبی است. مهمترین عیب پیکر بندی اتصال سری کاهش نیروی تولید شده به علت پوشانده شدن آرایه‌های فتوولتائیک توسط سایه‌ها است. در این شرایط ساختار موازی آرایه‌های فتوولتائیک، به دلیل عملکرد بهتر آنها، بازده بالاتری نسبت به ساختار سری دارد. جریان خروجی می‌تواند به میزان بالاتری با ساختار موازی آرایه‌های فتوولتائیک برسد، از طرف دیگر ولتاژ تولید شده با ساختار موازی پایین است، بنابراین این ساختار را نیز نمی‌توان به تنهایی بکار برد. از سری و موازی کردن سلول‌های خورشیدی به جریان و ولتاژ قابل قبولی دست می‌یابیم. ولتاژ خروجی آرایه‌های فتوولتائیک با ساختار اتصال سری- موازی نسبتاً کم است، که باعث می‌شود ایمنی تجهیزات الکتریکی، به آسانی در کاربردهای خانگی فراهم شود. برای برطرف کردن مشکل پایین بودن ولتاژ خروجی آرایه‌های فتوولتائیک با ساختار اتصال سری - موازی نیاز به استفاده از مبدل‌های DC-DC افزایشنده بهره و بازده بالا است تا ولتاژ پایین آرایه‌های فتوولتائیک را به ولتاژ بالاتری تبدیل کند. زمانی که ولتاژ تولیدی از آرایه فتوولتائیک ضعیف می‌شود از باطری و مبدل DC-DC دو طرفه به عنوان منبع پشتیبان استفاده می‌کنیم.

در کل، همان‌طور که اشاره شد، ولتاژ خروجی سیستم‌های فتوولتائیک پایین بوده و به همین خاطر به مبدل‌های DC-DC افزایشنده بهره و راندمان بالا نیاز است تا این ولتاژ پایین آرایه‌های فتوولتائیک را به ولتاژ بالایی که مورد نیاز می‌باشد، تبدیل کنند. در نتیجه در سیستم‌های فتوولتائیک لازم است که ولتاژ ثابت DC، که مقدار کمی می‌باشد به سطح دیگری از ولتاژ DC تغییر کند که مناسب با کاربرد مورد نظر

باشد. در سال‌های اخیر، مبدل‌های زیادی برای این منظور طراحی شده‌اند که در ادامه به بعضی از آنها اشاره می‌کنیم. مبدل‌های بوست مرسوم نمی‌توانند بهره ولتاژ بالایی را، به علت تلفات ناشی از سلف، خازن فیلتری، سوئیچ و دیود خروجی تهیه کنند. از طرفی افزایش بیش از اندازه دوره وظیفه، موجب می‌شود که پدیده بازبایی معکوس به طور جدی نمایان شده و نرخ توان نامی دیود خروجی نیز افزایش یابد. همچنین این افزایش بیش از اندازه، فرکانس سوئیچینگ و اندازه سیستم را محدود می‌کند. بنابراین تحت این شرایط، بازده بسیار کم است و مشکل تداخل الکترومغناطیسی نیز شدید می‌باشد [۳]، [۴].

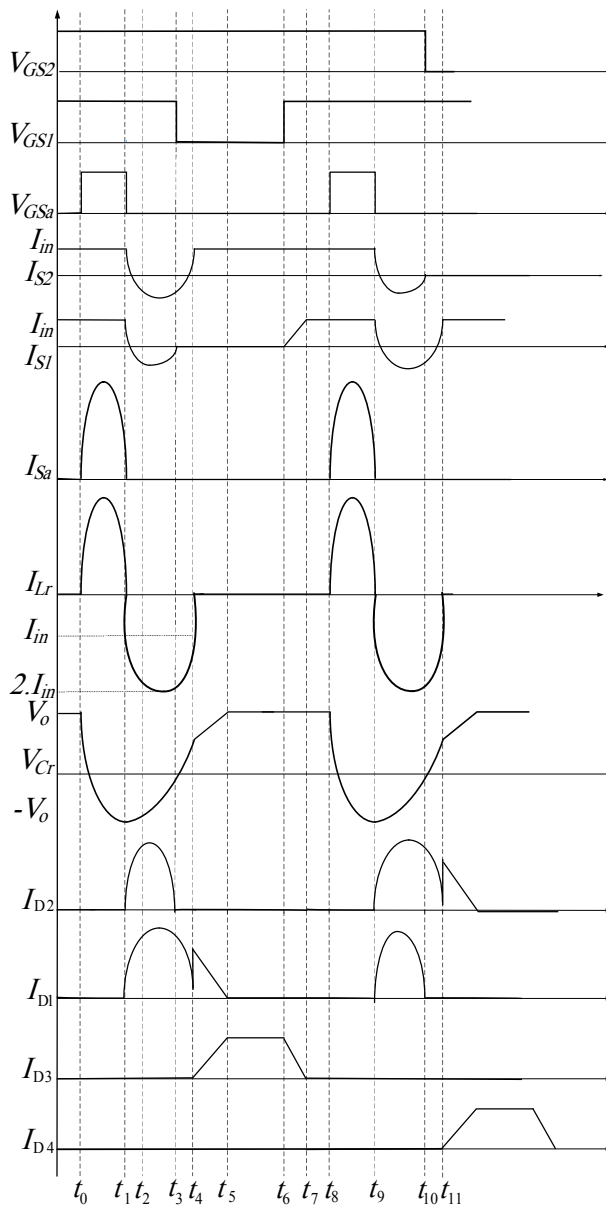
به منظور افزایش بهره و بازده مبدل، ساختارهای جدیدی از مبدل‌های بوست و همچنین دیگر مبدل‌هایی که قابلیت افزایش ولتاژ را دارند، ارائه شده است. برای برطرف کردن مشکل بازبایی معکوس دیودها در مبدل‌های بوست می‌توان از سلف‌های تزویج استفاده کرد، که استرس ولتاژ سوئیچ آنها کمتر از ولتاژ خروجی است و با توجه به افزایش نسبت دور سیم‌پیچ‌ها بهره مبدل نیز افزایش می‌یابد که افزایش نسبت دور سیم‌پیچ‌ها باعث افزایش حجم هسته مبدل می‌شود [۵]. یک نمونه این مبدل در [۶] ارائه شده است. مبدل‌های بوست سه سطحی ساختار دیگری برای افزایش بهره مبدل بوست پایه است. در این مبدل‌ها ولتاژ روی همه المان‌های نیمه‌هادی برابر نصف ولتاژ خروجی است [۱]، [۷]. یک مبدل فلای‌بک پایه با استفاده از یک سلف تزویج می‌تواند به بهره بالا دست پیدا کند اما بدلیل وجود اندوکتانس سلف نشستی راندمان کاهش می‌یابد، به همین خاطر از این مبدل در توان‌های ضعیف استفاده می‌شود. برای برطرف کردن این مشکل می‌توان خروجی مبدل فلای‌بک را با خروجی مبدل بوست با هم متصل کرد تا به بهره ولتاژ بالا دست پیدا کنیم. در مبدل بوست- فلای‌بک استرس ولتاژ سوئیچ اصلی به نسبت تبدیل سلف تزویج وابسته است [۸]. برای کاهش ریپل جریان در مبدل بوست می‌توان از تکنیک اینترلیود استفاده کرد، که یکی از کاربردهای دیگر آن کاهش تلفات سوئیچینگ در مبدل است. این مبدل دارای فرکانس جریان ورودی دو برابر مبدل بوست معمول است. بنابراین اندازه هر کدام از سلف‌ها کمتر از مبدل بوست معمول است. به همین دلیل تقسیم جریان بین دو سلف ورودی، باعث کاهش ریپل جریان ورودی مبدل نسبت به مبدل بوست معمول می‌شود. از این ساختار می‌توان در کاربردهای توان- بالا و ولتاژ- بالا استفاده نمود چون این مبدل از ویژگی توزیع توان در بین دو ساختار استفاده می‌کند. به دلیل افزایش فرکانس، اندازه‌های المان‌های پسیو در این مبدل از مبدل بوست معمول کمتر است. در مقاله [۹] یک مبدل اینترلیود دو فاز با استفاده از دو برابر کننده ولتاژ ارائه شده است و در مقاله [۱۰] مبدل بوست اینترلیود چهار ربعی دو فاز ارائه شده است.

در این مقاله یک مبدل بوست- فلای‌بک اینترلیود جهت برطرف کردن مشکلات مبدل بوست پایه در کاربردهای بهره بالا پیشنهاد شده است.



شکل (۱): مبدل بوست-فلای بک اینترلیوید پیشنهادی

Fig. (1): The proposed interleaved boost- flyback converter



شکل (۲): شکل موج‌های مبدل پیشنهادی

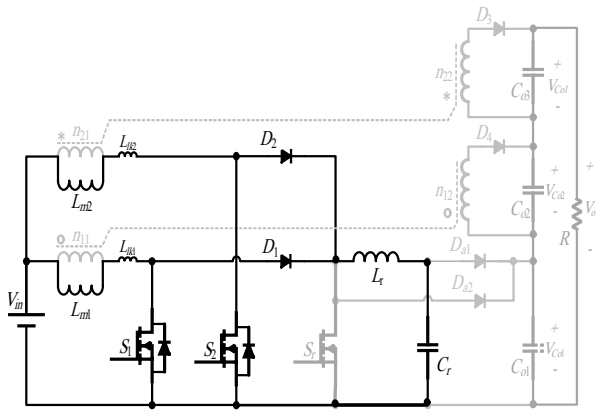
Fig. (2): The proposed converter waveforms

در مرجع [۳] یک مبدل بوست اینترلیوید با یک مدار کمکی شامل تانک رزونانسی LC و یک سوئیچ کمکی ارائه شده است. با توجه به المان‌های این مدار و مدار کمکی و تکنیک اینترلیوید این مبدل را به یک مبدل بوست-فلای بک اینترلیوید با مدار کمکی شامل تانک رزونانسی LC و یک سوئیچ کمکی تعمیم داده‌ایم تا بتوانیم بهره مبدل را افزایش دهیم. مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل مرجع [۳] دارای تعداد المان‌های بیشتری است. مبدل پیشنهادی از مزایایی نظیر شرایط سوئیچینگ نرم و کاهش ریپل جریان ورودی و افزایش اندازه خازن خروجی برخوردار است. در این مبدل از یک سوئیچ کمکی و یک تانک رزونانسی LC جهت ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم و از تکنیک اینترلیوید برای کاهش ریپل جریان ورودی و افزایش اندازه خازن خروجی استفاده شده است. مبدل پیشنهادی ابتدا توسط روابط نظری بیان شده و سپس برای ولتاژ ۴۰ ولت ورودی و ۴۰۰ ولت خروجی و سطح توان ۲۰۰ وات در نرم‌افزار ORCAD شبیه‌سازی شده است. به منظور بررسی قابلیت پیاده‌سازی عملی مبدل پیشنهادی یک نمونه آزمایشی از مبدل ساخته شده است. در انتها نیز از مطالب و نتایج بیان شده، یک نتیجه‌گیری کلی بیان خواهد شد.

۲- عملکرد مبدل پیشنهادی

برای تحلیل عملکرد مبدل پیشنهادی دوم ابتدا فرض‌های زیر در نظر گرفته شده است.

- ❖ المان‌های مبدل ایده‌آل در نظر گرفته شده‌اند.
 - ❖ ضریب وظیفه کلیدهای S_1 و S_2 برابر با یکدیگر می‌باشند و دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز می‌باشند.
 - ❖ نسبت دوره‌های n_{12}/n_{11} و n_{22}/n_{21} برابر با یکدیگر می‌باشند.
 - ❖ مقادیر سلف‌های مغناطیس‌کنندگی L_{m1} و L_{m2} با یکدیگر برابر می‌باشند و مقدار سلف‌های نشتی L_{lk1} و L_{lk2} نیز با یکدیگر برابر می‌باشند. همچنین مقادیر سلف‌های L_{m1} و L_{m2} بسیار بزرگتر از سلف‌های نشتی L_{lk1} و L_{lk2} می‌باشند.
 - ❖ خازن‌های C_{o1} ، C_{o2} و C_{o3} به اندازه کافی بزرگ می‌باشند، لذا از ریپل ولتاژ آنها صرف‌نظر شده است.
- با توجه به فرضیات بیان شده، مبدل در یک سیکل کلیدزنی دارای ۱۶ وضعیت مختلف عملکردی است. با توجه به تقارن موجود در عملکرد مبدل‌های اینترلیوید، ۸ وضعیت عملکرد مبدل مربوط به سوئیچ S_1 بررسی شده است و هشت وضعیت مربوط به سوئیچ S_2 مشابه با سوئیچ S_1 می‌باشد. مبدل پیشنهادی در شکل (۱) نشان داده شده است. شکل (۲) شکل موج‌های کلیدی عملکرد مبدل پیشنهادی را نمایش می‌دهد. در ادامه نحوه عملکرد مبدل در هر یک از بازه‌های مختلف عملکردی بیان شده است.

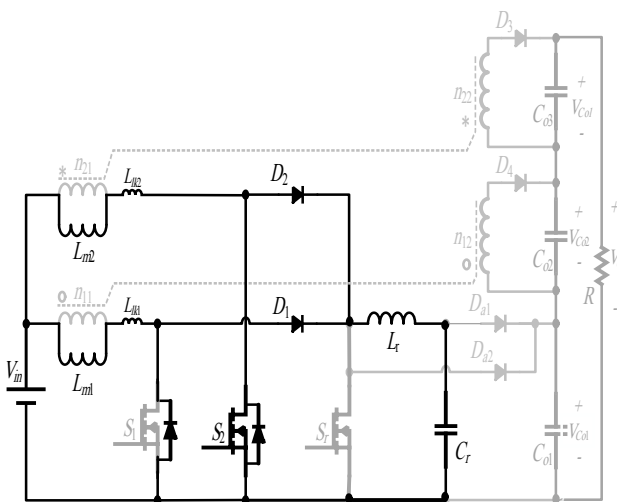


شکل (۴): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی دوم

Fig. (4): Equivalent circuit of the proposed converter in the second mode

$$t_2 - t_1 = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{I_{in} Z_o}{2V_o}\right)}{\omega_r} \quad (2)$$

بازه زمانی سوم $/t_2-t_3/$: با صفر شدن جریان سوئیچ‌های اصلی این وضعیت آغاز می‌شود. در این وضعیت دیود موازی معکوس سوئیچ‌ها روشن می‌شود. همچنین رزونانس بین L_r و C_r در حال انجام می‌باشد. در انتهای این وضعیت سوئیچ S_1 خاموش و سوئیچ S_2 روشن است.



شکل (۵): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی سوم

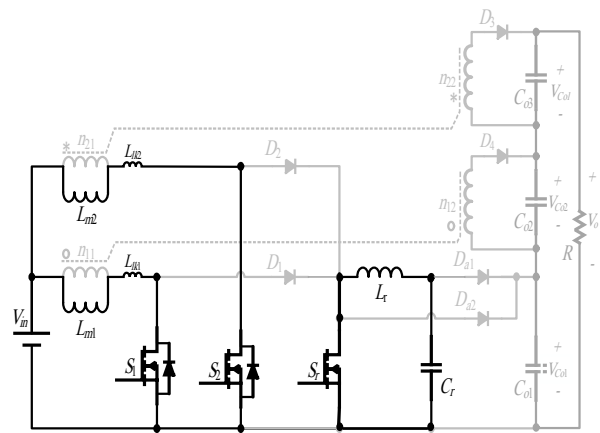
Fig.(5): Equivalent circuit of the proposed converter in the third mode

$$t_3 - t_2 = \frac{\pi - 2 \sin^{-1}\left(\frac{I_{in} Z_o}{2V_o}\right)}{\omega_r} \quad (3)$$

بازه زمانی چهارم $/t_3-t_4/$: با کاهش جریان L_r تا سطح I_{in} دیود D_2 خاموش می‌شود و این بازه زمانی آغاز می‌شود. در طی مدت زمان این وضعیت ولتاژ خازن C_r افزایش می‌یابد.

قبل از وضعیت اول هر دو سوئیچ اصلی مبدل روشن هستند و سوئیچ کمکی مبدل خاموش می‌باشد. همچنین همه دیودهای مبدل نیز خاموش می‌باشد. ولتاژ خازن C_r برابر با ولتاژ V_{Co1} می‌باشد و جریان L_r صفر است.

بازه زمانی اول $/t_0-t_1/$: در لحظه t_0 سوئیچ کمکی مبدل روشن می‌شود و این وضعیت آغاز می‌شود. با روشن شدن S_r رزونانس بین L_r و C_r از طریق این سوئیچ آغاز می‌شود. به دلیل افزایش آرام جریان سوئیچ کمکی، روشن شدن این سوئیچ تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر انجام می‌شود. در طی مدت زمان این وضعیت ولتاژ خازن C_r کاهش می‌یابد تا در انتهای این وضعیت ولتاژ این خازن معکوس شده و به مقدار $-V_o$ برسد. همچنین در انتهای این وضعیت جریان سلف رزونانس به صفر باز می‌گردد.

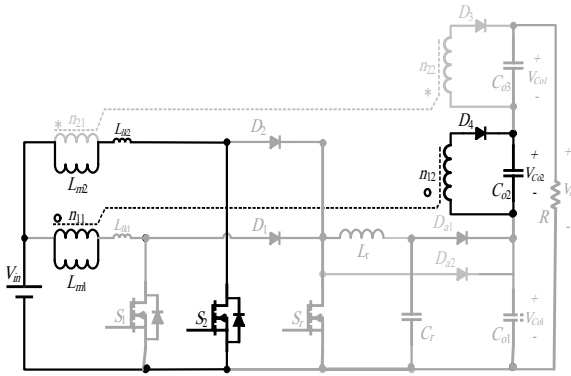


شکل (۳): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی اول

Fig. (3): Equivalent circuit of the proposed converter in the first mode

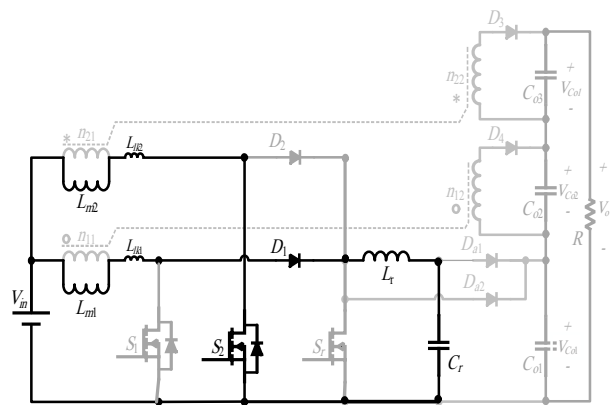
$$t_1 - t_0 = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{2I_{in} Z_o}{V_o}\right)}{\omega_r} \quad (1)$$

بازه زمانی دوم $/t_1-t_2/$: با صفر شدن جریان سوئیچ S_a در آغاز این وضعیت این سوئیچ تحت شرایط کلیدزنی در جریان و ولتاژ صفر خاموش می‌شود. دیودهای D_1 و D_2 روشن می‌شوند و رزونانس بین L_r و C_r از طریق این دیودها و سوئیچ‌های اصلی مبدل ادامه می‌یابد. در طی مدت زمان این وضعیت جریان سوئیچ‌های S_1 و S_2 کاهش می‌یابد تا در انتهای این وضعیت به صفر برسد.



شکل (۸): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی ششم
 Fig. (8): Equivalent circuit of the proposed converter in the sixth mode

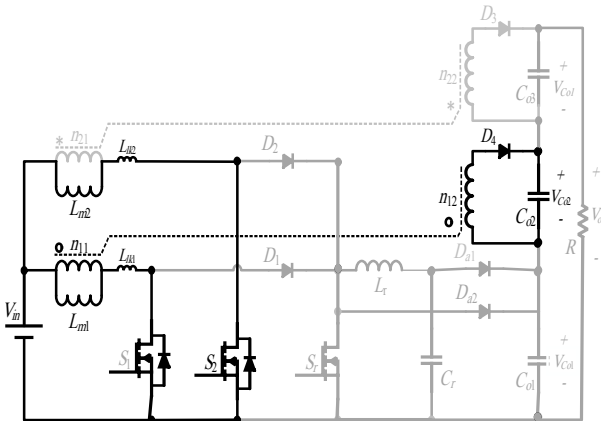
بازه زمانی هفتم $[t_6-t_7]$: در لحظه t_6 سوئیچ S_1 روشن می‌شود و این بازه زمانی آغاز می‌شود. در لحظه روشن شدن سوئیچ جریان سلف ناشی L_{lk1} که سری با آن قرار دارد صفر می‌باشد، بنابراین سوئیچ S_1 تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر روشن می‌شود. با روشن شدن S_1 ولتاژ $V_{in} + V_{Co2}/n$ دو سر سلف ناشی قرار می‌گیرد و جریان آن را به صورت خطی افزایش می‌دهد. بنابراین جریان D_3 نیز به صورت خطی کاهش می‌یابد تا در انتهای این وضعیت دیود D_3 خاموش شود.



شکل (۶): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی چهارم
 Fig. (6): Equivalent circuit of the proposed converter in the fourth mode

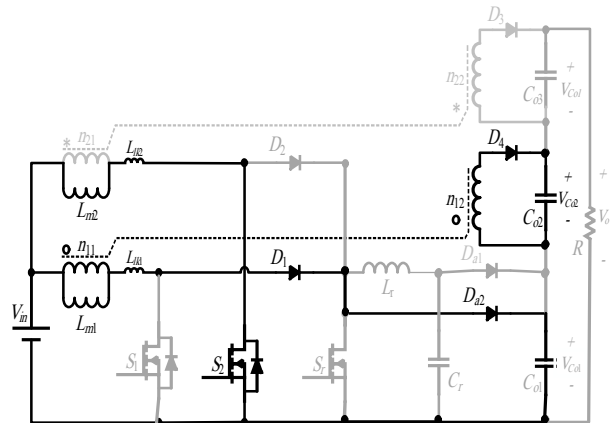
$$\alpha = t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{I_{in} Z_o}{2V_o}\right)}{\omega_r} \quad (۴)$$

بازه زمانی پنجم $[t_4-t_5]$: در ابتدا این وضعیت دیود D_{a2} روشن می‌شود و ولتاژ سوئیچ S_1 به ولتاژ V_{o1} محدود می‌نماید. همچنین D_3 نیز روشن می‌شود و جریان L_{m1} شروع به شارژ کردن C_{o2} از طریق ترانسفورمر می‌نماید. طی این وضعیت جریان L_{lk1} کاهش می‌یابد و جریان D_3 در حال افزایش می‌باشد. در انتهای این وضعیت D_{a2} تحت جریان صفر خاموش می‌شود.



شکل (۹): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی هفتم
 Fig. (9): Equivalent circuit of the proposed converter in the seventh mode

بازه زمانی هشتم $[t_7-t_8]$: در این بازه زمانی هر دو سوئیچ اصلی مبدل روشن می‌باشند و همه دیودهای مبدل خاموش هستند. جریان هر دو سلف مغناطیس‌کنندگی مبدل در حال افزایش به صورت خطی می‌باشد. خازن‌های خروجی در حال تامین بار هستند. با اتمام این وضعیت مبدل نیم سیکل کلیدزنی خود را طی می‌نماید. عملکرد مبدل در نیم سیکل بعدی مشابه با وضعیت‌های بیان شده می‌باشد با این تفاوت که این بار سوئیچ S_2 خاموش می‌شود.



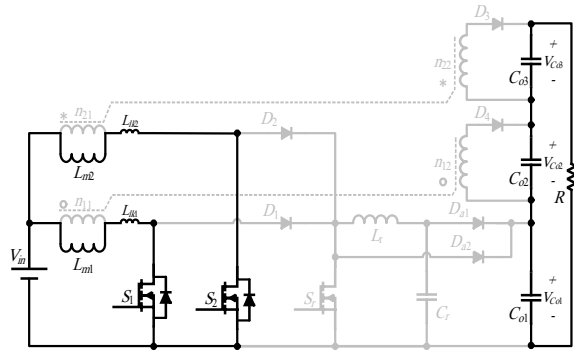
شکل (۷): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی پنجم
 Fig. (7): Equivalent circuit of the proposed converter in the fifth mode

بازه زمانی ششم $[t_5-t_6]$: با خاموش شدن دیودهای D_1 و D_{a2} این وضعیت آغاز می‌شود. در این وضعیت سوئیچ S_2 روشن می‌باشد و سوئیچ‌های S_1 و S_r خاموش هستند. همچنین بجز دیود D_3 بقیه دیودها بایاس معکوس می‌باشند. سلف L_{m2} شارژ و سلف L_{m1} دشارژ می‌شود.

Table (1): Circuit parameters

جدول (۱): پارامترهای مدار

نماد	پارامتر	مقدار
P	توان	۲۰۰W
V _{in}	ولتاژ ورودی	۴۰V
V _{out}	ولتاژ خروجی	۴۰۰V
F _{sm}	فرکانس سوئیچ‌های اصلی	۱۰۰KHz
F _{sa}	فرکانس سوئیچ‌های کمکی	۲۰۰KHz
C _r	خازن رزونانس	۶,۹nF
L _r	سلف رزونانس	۳U _H



شکل (۱۰): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی هشتم

Fig. (10): Equivalent circuit of the proposed converter in the eighth mode

۳- روند طراحی مبدل پیشنهادی

به منظور طراحی المان‌های مدار از مراحل زیر استفاده شده است:

۳-۱- طراحی المان‌های پس‌پیو

برای محاسبه خازن و سلف رزونانس از روابط زیر استفاده می‌شود:

$$Z = \frac{V_p}{I_p}, V_p = V_o \quad (5)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6)$$

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (7)$$

برای محاسبه نسبت دور n_{12}/n_{11} از رابطه (۸) و برای محاسبه نسبت دور n_{22}/n_{12} از رابطه بهره استفاده می‌کنیم.

$$\frac{n_{12}}{n_{11}} = \frac{V_{c_{o2}}}{V_{in} - V_{c_{o1}}} \quad (8)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + \left(\frac{n_{22}}{n_{12}}\right)D + \left(\frac{n_{12}}{n_{11}}\right)D}{(1-D)} \quad (9)$$

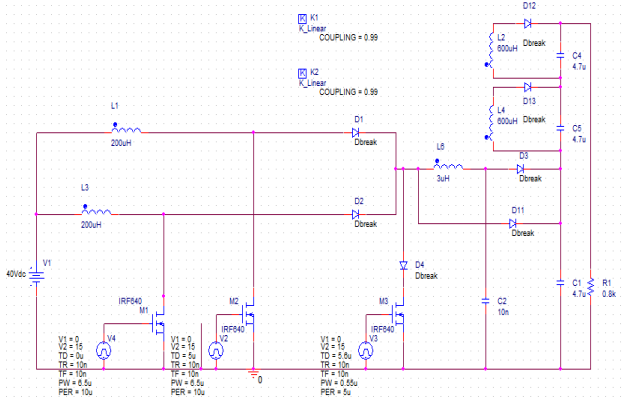
$$D = \frac{t_4 - t_3}{T} = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{I_{in}Z_o}{2V_o}\right)}{T_{w_r}} \quad (10)$$

۴- نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی با نرم‌افزار ORCAD

برای نشان دادن صحت عملکرد مبدل، مبدل برای تبدیل ولتاژ ۴۰ ولت ورودی به ۴۰۰ ولت خروجی و توان ۲۰۰ وات طراحی و شبیه‌سازی شده است. فرکانس کلیدزنی ۱۰۰kHz انتخاب شده است. مشخصات مبدل پیشنهادی در جدول (۱) گزارش شده است. شکل (۱۱)، مدار ترسیم شده در نرم‌افزار ORCAD را نمایش می‌دهد. شکل (۱۲)، 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 کند.

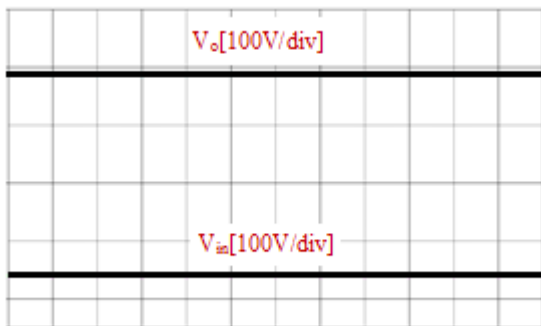
۵- نتایج ساخت

مبدل برای شرایط ولتاژ ورودی ۴۰ ولت، ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت، توان ۲۰۰ وات و فرکانس کلیدزنی ۱۰۰kHz طراحی و ساخته شده است. برای ساخت مبدل، از اطلاعات گزارش شده در جدول (۲) استفاده شده است. شکل (۱۳) نمونه آزمایشی مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. شکل‌های (۱۴)، (۱۵)، (۱۶)، (۱۷)، (۱۸) به ترتیب شکل موج‌های جریان و ولتاژ یکی از سوئیچ‌های اصلی، جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی و ولتاژ خازن رزونانس و دیود D₁، دیود D₃ را نمایش می‌دهند. در شکل (۱۴) مشخص است که استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی برابر با ولتاژ خروجی می‌باشد و روشن شدن سوئیچ‌های اصلی تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر صورت می‌گیرد. همچنین خاموش شدن



شکل (۱۱): مدار شبیه‌سازی شده در نرم‌افزار ORCAD

Fig. (11): Simulated Circuit in ORCAD software



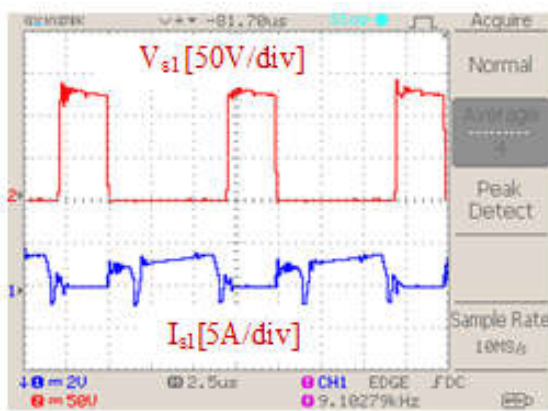
شکل (۱۲): شکل موج ولتاژ ورودی و خروجی مبدل شبیه‌سازی شده

Fig. (12): Input and output simulated converter voltage waveforms

سوئیچ شامل جریان خازن خروجی آن نیز می‌شود. ولتاژ سوئیچ محدود به ولتاژ V_{Co1} می‌باشد.



(الف): شبیه‌سازی
a): Simulation

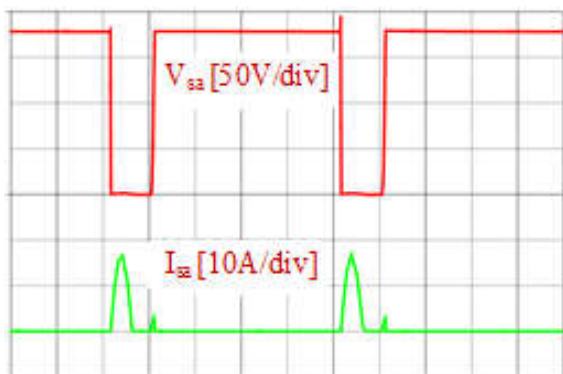


(ب): ساخته شده
b): Impelemented

شکل (۱۴): ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) S_1 ، مقیاس ولتاژ 50V/div مقیاس جریان 5A/div، زمان 2.5uS

Fig. (14): Voltage (high) and current (low) S_1 , scale of voltage 50V/div scale of current 5 A/div, Time 2.5 uS/div

شکل (۱۵) مربوط به ولتاژ و جریان سوئیچ کمکی است. کلیدزنی در جریان صفر برای روشن شدن و خاموش شدن این سوئیچ در این شکل مشخص است. استرس ولتاژ سوئیچ نیز محدود به V_{Co1} می‌باشد.



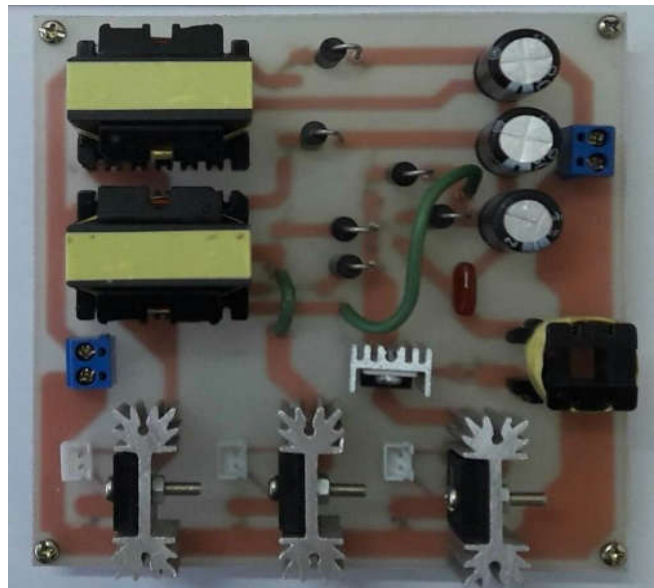
(الف): شبیه‌سازی
a): Simulation

سوئیچ‌های اصلی تحت شرایط کلیدزنی در جریان و ولتاژ صفر انجام می‌شود. شکل (۱۵) مربوط به سوئیچ کمکی می‌باشد. با توجه به این شکل استرس ولتاژ این سوئیچ نیز برابر با ولتاژ خروجی می‌باشد. همچنین روشن و خاموش شدن این سوئیچ تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر انجام می‌شود. شکل (۱۶) نیز مربوط به ولتاژ خازن رزونانس می‌باشد. همانطور که در این شکل مشخص است ولتاژ این خازن در شروع رزونانس برابر با ولتاژ خروجی می‌باشد و در پایان رزونانس به این ولتاژ باز می‌گردد. شکل (۱۹) نمودار بازده بر حسب توان خروجی را نمایش می‌دهد. به دلیل ایده‌آل نبودن المان‌های بکار رفته و وسایل آزمایشگاه و نویزهای محیطی و محل آزمایش ممکن است نتایج ساخت دارای رینگ باشند.

Table (2): Impelemented circuit parameters

جدول (۲): پارامترهای مدار ساخته شده

پارامتر	المان
سلف‌های ورودی	EI3329
سوئیچ‌ها	IRF460
دیودها	Mur460
دیود سری با سوئیچ کمکی	BYV32-200
سلف رزونانس	λu
خازن رزونانس	$10n$

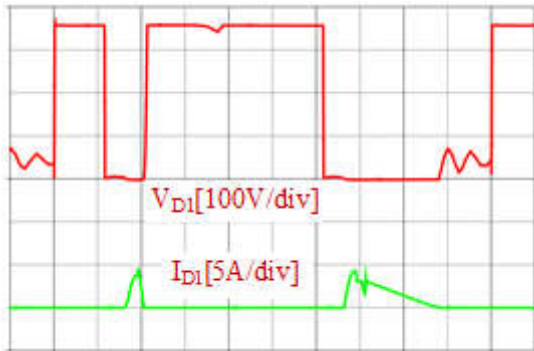


شکل (۱۳): تصویر نمونه آزمایشی مبدل پیشنهادی

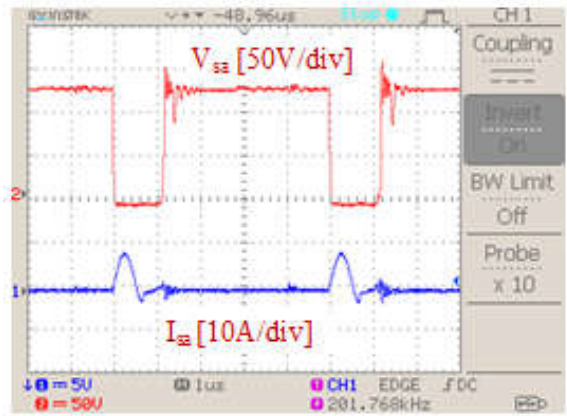
Fig. (13): Prototype image of the proposed converter

شکل (۱۴)، شکل موج جریان و ولتاژ یکی از سوئیچ‌های اصلی مبدل را نشان می‌دهد. به دلیل تشابه، شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ دیگر آورده نشده است. همانطور که در این شکل مشخص است، سوئیچ تحت جریان صفر روشن می‌شود و تحت جریان و ولتاژ صفر خاموش می‌شود. افزایش جریان سوئیچ بعد از خاموش شدن آن به دلیل شارژ شدن خازن خروجی سوئیچ می‌باشد و در شبیه‌سازی مبدل جریان

شکل‌های (۱۷) و (۱۸) مربوطه به کلیدزنی دیودهای میدل می‌باشد. مطابق با این شکل‌ها جریان دیودها در هنگام خاموش شدن با شیب آرام کاهش می‌یابد و مسئله بازیابی معکوس برای آنها برطرف شده می‌باشد.



(الف): شبیه‌سازی
a): Simulation

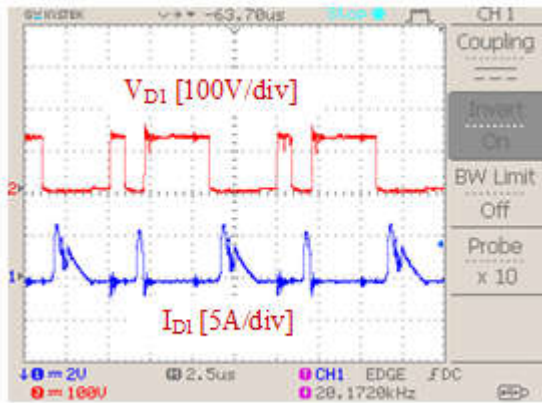


(ب): ساخته شده

b): Impelemented

شکل (۱۵): ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) S_a ، مقیاس ولتاژ 50V/div مقیاس جریان 10A/div، زمان 1uS/div

Fig. (15): Voltage (high) and current (low) S_a , scale of voltage 50V/div scale of current 10 A/div, Time 1uS/div

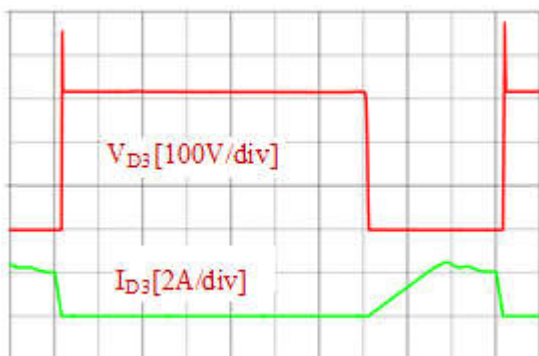


(ب): ساخته شده

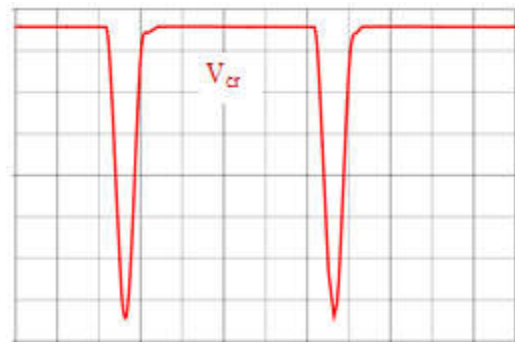
b): Impelemented

شکل (۱۷): ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) D_1 ، مقیاس ولتاژ 100V/div مقیاس جریان 5A/div، زمان 2.5uS/div

Figure (17): Voltage (high) and current (low) D_1 , scale of voltage 100 V/div scale of current 5 A/div, Time 2uS/div

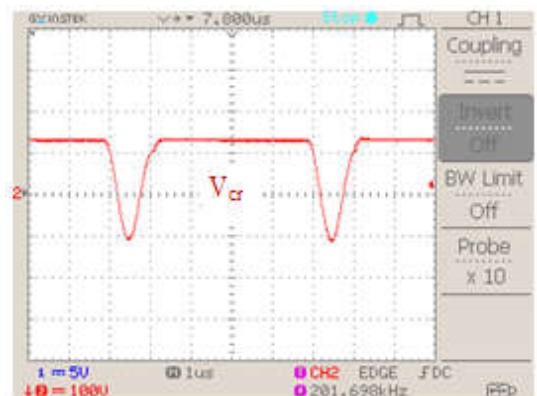


(الف): شبیه‌سازی
a): Simulation



(الف): شبیه‌سازی

a): Simulation



(ب): ساخته شده

b): Impelemented

شکل (۱۶): ولتاژ خازن C_r ، مقیاس ولتاژ 100V/div، زمان 1uS/div
Fig. (16): Capacitor voltage C_r , voltage of scale 100 V/ div, Time 1uS/div

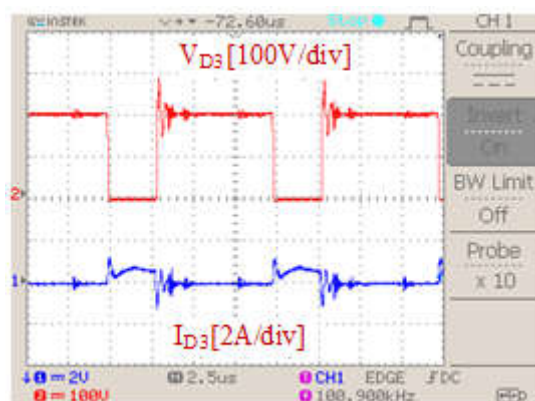
Table (3): Comparison of the proposed converter and the reference converter [3]

جدول (۳): مقایسه مبدل پیشنهادی و مبدل مرجع [۳]

پارامتر	مبدل مرجع [۳]	مبدل پیشنهادی
Vin-Vout	۷۵۰-۱۵۰	۷۴۰-۴۰۰
Pout	w۲۲۰	w۲۰۰
FS	khz۱۰۰	khz۱۰۰
Fa	khz۲۰۰	khz۲۰۰

۷- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل بوست-فلای‌بک اینترلیود که برای اتصالات شبکه‌های منابع انرژی تجدید پذیر مناسب است، مورد بررسی قرار گرفت. جهت ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم برای مبدل اصلی از تانک رزونانسی LC و سوئیچ کمکی استفاده گردید. مبدل بوست، دارای مشکلاتی نظیر کلیدزنی سخت و استرس ولتاژ برابر با ولتاژ خروجی است. کلیدزنی سخت موجب کاهش بازده مبدل می‌شود. همچنین استرس ولتاژ بالای قطعات، طراح را مجبور به استفاده از المان‌های نیمه‌هادی با توانایی تحمل ولتاژ بالا می‌کند که این قطعات دارای مشخصات ضعیفی از جمله مقاومت هدایتی بالا می‌باشند که باعث افزایش بیشتر تلفات در مبدل و کاهش بیشتر بازده آن می‌شود. به منظور برطرف کردن مشکلات بیان شده از روش‌های ایجاد شرایط کلیدزنی نرم برای کاهش تلفات کلیدزنی در این مبدل استفاده شده است. همچنین با تغییر در ساختار این مبدل استرس ولتاژ قطعات نیمه‌هادی کاهش داده شد تا مبدل با قطعات با استرس ولتاژ کمتر قابل پیاده‌سازی باشد. مبدل بوست-فلای‌بک به منظور کاهش استرس جریان قطعات از تکنیک اینترلیود استفاده می‌کند تا توان بین بخش‌های اینترلیود شده تقسیم شود و ریپل جریان ورودی در این مبدل کاهش یابد. یک نمونه آزمایشگاهی با توان ۲۰۰W حاصل شد.

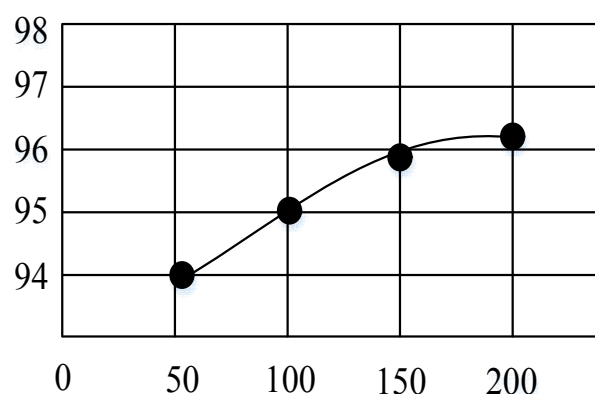


(ب): ساخته شده

b): Impelemented

شکل (۱۸): ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) D_3 ، مقیاس ولتاژ 100V/div مقیاس جریان 2A/div، زمان 2.5uS/div

Fig. (18): Voltage (high) and current (low) D_3 , scale of voltage 100 V/div scale of current 2A/div, Time 1uS/div



شکل (۱۹): نمودار بازده بر حسب تغییرات توان خروجی

Fig. (19): Curve of efficiency in terms of power output changes

۶- مقایسه

در جدول (۳) مقایسه‌ای بین مبدل پیشنهادی و مبدل مرجع [۳] انجام شده است. باید توجه کرد که مبدل مرجع [۳] برای ولتاژ ورودی ۵۰۷ و ولتاژ خروجی ۱۵۰۷ شبیه‌سازی شده است.

References

- [1] Huawu Liu, Haibing Hu, Hongfei Wu and Yan Xing, "Overview of High-Step-Up Coupled-Inductor Boost Converters", IEEE Personal use is permitted Vol. 4, No. 2, pp. 689-704, Feb. 2015.
- [2] W. Li, X. He, "Review of nonisolated high-step-up dc-dc converter in photovoltaic grid-connected application", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 58, No. 4, pp. 1239-1250, April 2011.
- [3] M. Rezvanyvardom, E. Adib, H. Farzanehfard, "New interleaved zero-current switching pulse-width modulation boost converter with one auxiliary switch", IET Power Electronics, Vol. 4, No. 9, pp.979-983, Nov. 2011.
- [4] C.M. Wang, C.H. Lin, S.Y. Hsu, C.M. Lu, J.C. Li, "Analysis, design and performance of a zero-current-switching pulse-width-modulation interleaved boost dc-dc converter", IET Power Electronics, Vol. 7, No. 9, pp. 2437-2445, Sep. 2014.

- [5] F.L. Tofoli, D.d.C. Pereira, W.J.d. Paula, D.d.S.O.J. xfa, nior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc-dc topologies based on the boost converter", IET Power Electronics, Vol. 8, No. 10, pp. 2044-2057, Sep. 2015.
- [6] Xi Zhang, Senior Member, IEEE, Lei Jiang, Student Member, IEEE, Junjun Deng, Siqi Li, and Zheng Chen, Member, IEEE "Analysis and Design of a New Soft-Switching Boost Converter With a Coupled", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol, 29, No. 8, pp. 4270-4277, August 2014.
- [7] Y. m. Ye and K. W. E. Cheng, "Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress", IET Power Electronics, Vol. 7, No. 5, pp. 1162-1170, May. 2014.
- [8] K. Moon-Hwan, C. Yoon, H. Sang-Kyoo, and K. Jeong-Il, " High efficiency voltage-clamped coupled-inductor boost converter", Proceeding of the IEEE/IECON, pp. 828-833, Vienna, Austria, Nov. 2013.
- [9] Y. Jang and M. M. Jovanoic, "New two-inductor boost converter with auxiliary transformer", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 1, pp. 169-175, Jan. 2004.
- [10] B. Gu, J. Dominic, J.S. Lai, Z. Zhao, C. Liu "High boost ratio hybrid transformer DC-DC converter for photovoltaic module applications", IEEE Trans. Power. Electron., Vol. 28, No. 4, pp. 2048–2058, Apr. 2013.
- [11] Y.P. Hsieh, J.F. Chen, T.J. Liang, Y.L. -Sheng, "Analysis and implementation of a novel single-switch high step-up dc-dc converter", IET Power Electron., Vol. 5, No. 1, pp. 11–21, Jan. 2012.
- [12] 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. Power Electron., Vol. 27, No. 3, pp. 1383–1399, Mar. 2012.
- [13] J.W. Baek, M.H. Ryoo, T.J. Kim, D.W. Yoo, J.S. Kim, "High boost converter using voltage multiplier", in Proc. IEEE /IECON, pp. 567–572, Raleigh, NC, USA, Jan 2005.
- [14] T.J. Liang, S.M. Chen, L.S. Yang, J.F. Chen, A. Ioinovici, "Ultra large gain step-up switched-capacitor DC-DC converter with coupled inductor for alternative sources of energy", IEEE Trans. On Circuit and System, Vol. 59, No. 4, pp. 864-874, Apr.2012.
- [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] S.M. Chen, T.J. Liang, L.S. Yang, J.F. Chen, "A cascaded high step-up dc-dc converter with single switch for microsource applications", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 4, pp. 1146– 1153, Apr. 2011.
- [17] Y. Deng, Q. Rong, W. Li, Y. Zhao, J. Shi, X. He, "Single-switch high step-up converters with built-in transformer voltage multiplier cell", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 27, No. 8, pp. 3557–3567, Aug. 2012.
- [18] K.B. Park, G.W. Moon, M.J. Youn, "Nonisolated high step-up boost converter integrated with sepic converter", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 25, No. 9, pp. 2266-2275, Sept. 2010.
- [19] W. Li, Y. Zhao, Y. Deng, X. He, "Interleaved converter with voltage multiplier cell for high step-up and high-efficiency conversion", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 25, No. 9, pp. 2397–2408, Sep. 2010.
- [20] K.C. Tseng, C.C. Huang, W.Y. Shih, "A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 28, No. 6, pp. 3047–3057, Jun. 2013.
- [21] S. Dwari, L. Parsa, "An efficient high-step-up interleaved dc-dc converter with a common active clamp", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 26, No. 1, pp. 66–78, Jan. 2011.
- [22] C. Olalla, R. Leyva, I. Queinnec, D. Maksimovic, "Robust gain scheduled control of switched-mode DC-DC converters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 27, No. 6, pp. 3006–3019, Jun. 2012.
- [23] C.Y. Chan, "Analysis and experimental study of an output feedback controller for a high-order boost dc-dc converter", IET Power Electron., Vol. 6, No. 7, pp. 1279–1287, Aug. 2013.
- [24] K.I. Hwu, W.Z. Jiang, Y.T. Yau, "Ultrahigh step-down converter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 30, No. 6, pp. 3262–3274, Jun. 2015.
- [25] J. Yao, A. Abramovitz, K.M. Smedley, "Steep gain bidirectional converter with a regenerative snubber", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 30, No. 12, pp. 6845-6856, Dec. 2015.
- [26] Y. Tang, D. Fu, J. Kan, T. Wang, "Dual switches DC/DC converter with three-winding-coupled inductor and charge pump", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 31, No. 1, pp. 461–469, Jan. 2016.