

# طراحی، شبیه‌سازی و پیاده‌سازی یک مبدل بوست سه‌سطحی بهره بالا با سلف کوپل شده و مدار کلمپ پسیو

محسن سلطانی<sup>(۱)</sup> - سید محمد مهدی میرطلاتی<sup>(۲)</sup>

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

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

تاریخ دریافت: ۱۳۹۵/۹/۲۱ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۶/۷/۵

**خلاصه:** پیشرفت‌های اخیر در منابع انرژی تجدید پذیر نیاز به مبدل‌های DC-DC بهره بالا و بازده بالا را ایجاد کرده است. در این مقاله در ابتدا به بررسی برخی از ساختارهایی که تاکنون به هدف دستیابی به یک مبدل بهره بالا ارائه شده‌اند، پرداخته و در مورد معایب و مزایای هر کدام، بحث شده است. مبدل پیشنهادی در راستای کاهش استرس ولتاژ مبدل‌های بهره بالای مبتنی بر سلف کوپل شده و مدار کلمپ پسیو ارائه شده است. استرس ولتاژ سوئیچ این مبدل پیشنهادی در شرایط یکسان از استرس ولتاژ مبدل بوست عادی کمتر می‌باشد. همچنین در این ساختار با استفاده از مدار کلمپ پسیو نوسانات دو سر سوئیچ به مقدار محدودی کلمپ می‌شود و در نهایت با استفاده از این تکنیک می‌توان به بهره و بازده بالا با انتخاب مناسب ضریب وظیفه دست یافت. برای بررسی درستی تحلیل‌های نظری نتایج شبیه‌سازی مبدل در نرم‌افزار OrCAD PSpice، ارائه شده و یک نمونه ۲۰۰ وات آزمایشگاهی ۳۰-۳۰۰ ولت با نتایج تجربی آن پیاده سازی شده است.

**کلمات کلیدی:** مبدل بوست، مبدل باک-بوست، مبدل‌های بهره بالا، سلف‌های کوپل شده، استرس ولتاژ

## Design, Simulation and Implementation of a High Step-up Three Level Boost Converter with Coupled-Inductor and Passive Clamp

Mohsen Soltani<sup>(1)</sup> – Seyyed Mohammad Mehdi Mirtalaei<sup>(2)</sup>

(1) MSc. - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran  
mswelcome@gmail.com

(2) Assistant Professor – Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University,  
Najafabad, Iran  
mirtalaei.iaun@gmail.com

Recent developments in renewable energy sources has created demands for High Step-up and high efficiency DC-DC converters. In this paper some of structures reviewed that have been proposed to achieve a high step-up converter and the advantages and disadvantages of these converters are discussed. The proposed converter is provided in order to reduce the voltage stress of High Step-up converters based on coupled inductor and passive clamping circuit. The voltage stress of switches in the proposed converter is less than a simple boost converter also in this structure with using passive clamping circuit the oscillation of both sides of the switches is a little clamped and finally by using this technique it can achieve high gain by selecting the appropriate duty cycle. In this paper to review the principle of operation of the proposed converter theoretical analysis are provided and to verify the results of theoretical analysis of the proposed converter, OrCAD PSpice simulations is presented and a 200W laboratory prototype 30–300 V is implemented with its experimental results.

**Index Terms:** Boost converter, three level converter, high step-up converters, coupled inductors, voltage stress.

۱- مقدمه

روند رو به رشد مصرف انرژی در جهان، محدود بودن سوخت‌های فسیلی، آلودگی‌های زیست محیطی ناشی از مصرف بیش از اندازه سوخت‌های فسیلی و مسئله‌ی گرم شدن زمین، پژوهشگران را بر آن داشته که به دنبال جایگزینی مناسب برای انرژی‌های تجدید پذیر باشند. از این رو، در سالیان اخیر پژوهش‌های زیادی در زمینه‌ی انرژی‌های تجدیدپذیر صورت گرفته است. بهره‌گیری از انرژی باد، پیل‌های سوختی، سلول‌های خورشیدی و مولدهای تبدیل گرما به الکتریسته از جمله مهم‌ترین روش‌هایی هستند که برای تولید برق توسط انرژی‌های تجدیدپذیر مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این میان استفاده از سلول‌های خورشیدی برای تولید برق توجه واقع شده است، چرا که انرژی خورشید دائمی است، آلودگی تولید نمی‌کند، همه جا در دسترس است و بدون صدا می‌باشد [۵]-[۱۱]. به‌منظور تولید برق با استفاده از انرژی خورشید از آرایه‌های خورشیدی استفاده می‌گردد. آرایه‌های خورشیدی معمولاً از تعداد زیادی سلول خورشیدی کوچک‌تر تشکیل شده‌اند. هر کدام از این سلول‌های کوچک خورشیدی ولتاژ بسیار کمی تولید می‌کنند، اما مجموع آن‌ها در یک آرایه خورشیدی تولید ولتاژ بزرگ‌تری می‌نماید. ولتاژ تولید شده توسط آرایه‌های خورشیدی نسبتاً کم است و در حدی نیست که بتوان آن‌ها را مستقیماً از طریق یک اینورتر به شبکه متصل نمود. لذا ابتدا باید به طریقی ولتاژ خروجی آرایه‌های خورشیدی به سطح بالاتری افزایش یابد. یک راهکار سری کردن آرایه‌های خورشیدی با یکدیگر برای رسیدن به ولتاژ مورد نظر است؛ اما عملکرد این ترکیب می‌تواند به راحتی توسط افتادن سایه روی یکی از ماژول‌ها و یا عدم همسانی بین ماژول‌های مختلف مختل گردد [۸]-[۶]. همچنین کابل‌کشی بین ماژول‌ها علاوه بر افزایش هزینه تلفات را نیز افزایش می‌دهد. راه‌حل بهتر آن است که ولتاژ خروجی آرایه‌های خورشیدی توسط یک مبدل DC-DC با بهره‌ی ولتاژ بالا به سطح مطلوب رسانده شود. با توجه به اهمیت مبدل‌های DC-DC خیلی افزایش‌دهنده در کاربردهای ذکر شده، به مبدلی نیاز است که در عین داشتن ساختاری ساده بتواند با بازده بالا بهره‌ی ولتاژ بزرگی را فراهم آورد [۱۲]-[۹]. در مبدل بوست پایه بهره مبدل برابر با رابطه زیر می‌باشد.

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

اگرچه با نزدیک کردن ضریب وظیفه به یک در رابطه ۱، مقدار بهره به سمت بی‌نهایت میل می‌کند ولی در عمل تلفات هدایتی المان‌ها باعث می‌شوند که حداکثر بهره ولتاژ مبدل بوست در حدود ۴ باشد و با افزایش بیشتر ضریب وظیفه، بهره مبدل کاهش می‌یابد. بنابراین یک مبدل بوست پایه به تنهایی قادر به ایجاد بهره بزرگتر از ۴ نمی‌باشد. علاوه بر مسئله بهره، در مبدل بوست پایه کلیدزنی مبدل به‌صورت سخت انجام می‌شود و این قضیه باعث افزایش تلفات مبدل در فرکانس‌های بالا می‌شود. همچنین به دلیل بالا بودن استرس ولتاژ دیود و سوئیچ مبدل، المان‌های با قیمت مناسب عموماً کیفیت مناسبی

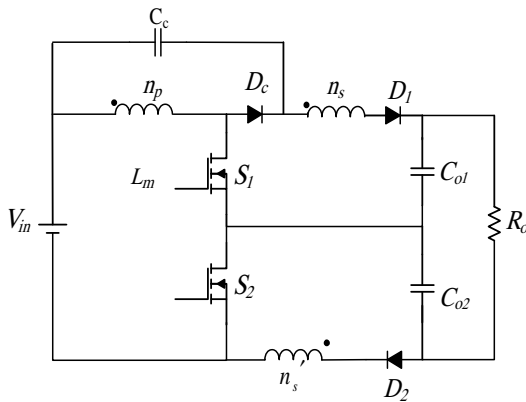
ندارند و تلفات هدایتی و بازیابی معکوس دیودها هم مشکل‌ساز خواهد شد. مسئله بعدی موجود در مبدل بوست پایه، مشکل تداخلات الکترومغناطیسی در این مبدل است که علت اصلی آن نرخ زیاد  $\frac{dv}{dt}$  ولتاژ در خاموش شدن سوئیچ و همچنین نرخ شدید  $\frac{di}{dt}$  جریان در روشن شدن سوئیچ می‌باشد [۱۳].

با توجه به مشکلات بیان شده برای مبدل بوست پایه، در مقالات مختلف عمده‌تاً روش‌هایی جهت کاهش استرس ولتاژ المان‌ها، کاهش استرس جریان المان‌ها و افزایش بهره این مبدل ارائه کرده‌اند. در مرجع [۱۴]، یک مبدل DC-DC تک سوئیچ بسیار افزایش‌دهنده با استرس ولتاژ پایین معرفی شده است. در این مبدل یک سلف کوپل‌شده و خازن سوئیچ شونده باهم تلفیق شده‌اند که نه تنها به بهره ولتاژ بالایی دست پیدا می‌کند بلکه انرژی سلف ناشی را بازیافت می‌کند. بر این اساس بالازدگی‌های ولتاژ روی سوئیچ‌ها و دیودها می‌تواند به مقادیر حتی-الامکان کوچک کلمپ شود. به‌علاوه به‌صورت مشابه با مبدل بوست پایه‌ی سورس ماسفت به زمین متصل است. در نتیجه احتیاج به گیت-درايو ایزوله وجود ندارد. در مرجع [۱۵]، یک مبدل بسیار افزایش‌دهنده برای کاربردهای منابع انرژی پیل سوختی معرفی می‌شود. مبدل بسیار افزایش‌دهنده پیشنهادی از طریق سلف‌های تزویج‌شده با سه سیم‌پیچی و مدار دو برابر کننده ولتاژ به بهره ولتاژ بالایی بدون استفاده از ضریب وظیفه‌های بزرگ دست پیدا می‌کند. مدار کلمپ پسیو غیرتلفاتی نه تنها انرژی سلف ناشی را برای بهبود بازده دریافت می‌کند بلکه پرش-های بزرگ ولتاژ را جهت کاهش استرس ولتاژ مهار می‌کند. در مرجع [۱۶]، یک مبدل بوست سه‌سطحی معرفی شده است. مبدل بوست سه-سطحی می‌تواند استرس ولتاژ ادوات نیمه‌هادی را در مقایسه با مبدل بوست دوسطحی مرسوم نصف کند که در کاربردهای ولتاژ خروجی بالا مناسب است. تلفات سوئیچینگ و نویز تداخلات الکترومغناطیسی به علت استرس ولتاژ پایین کاهش پیدا می‌کند. با این حال، ادوات نیمه هادی تحت شرایط سوئیچینگ سخت عمل می‌کنند و مشکل بازیابی دیود خروجی جدی است. در مرجع [۱۷]، یک مبدل DC-DC بهره بالا مبتنی بر ضرب‌کننده ولتاژ ارائه شده است. این مبدل بهره ولتاژ بالا را بدون نیاز به ترانسفورمر فراهم می‌کند. ساختار این ضرب‌کننده، استرس ولتاژ را در تمامی قسمت‌ها محدود می‌کند و این امکان را فراهم می‌آورد که قطعات با رنج ولتاژ مشابه برای تمامی قسمت‌ها فارغ از تعداد طبقه‌ها و یا ولتاژ خروجی مبدل مورد استفاده قرار گیرد. همچنین این مبدل از عملکرد چندگانه ورودی پشتیبانی می‌کند بدون آنکه نیاز به اصلاح و تغییر توپولوژی باشد. این امکان به‌ویژه مبدل را برای کاربردهای انرژی خورشیدی که در آن بهره‌ی ولتاژ بالا و بازده بالا و اندازه‌ی کوچک مبدل و ردیابی نقطه توان ماکزیمم مورد نیاز است مناسب می‌سازد. در مرجع [۱۸]، یک مبدل بوست دوگانه سوئیچینگ نرم مبتنی بر سلف کوپل‌شده معرفی شده است. این مبدل از ترکیب یک مبدل فوروارد و فلائی‌بک می‌باشد که این امکان را فراهم می‌آورد

## ۲-۲- معرفی مبدل بوست سه سطحی بهره بالای پیشنهادی

شکل (۱) مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. این مبدل پیشنهادی از ترکیب سه تکنیک سه سطحی کردن، استفاده از سلف‌های کوپل شده و مدار کلمپ پسیو تشکیل شده است. در مبدل‌های سه سطحی استرس ولتاژ سوئیچ‌ها نصف مبدل‌های دو سطحی پایه خواهد بود و همچنین فرکانس ریپل جریان ورودی و خروجی مبدل‌های سه سطحی نیز دو برابر فرکانس ریپل جریان ورودی و خروجی مبدل‌های دو سطحی پایه خواهد بود که این باعث کوچک شدن اندازه فیلتر مبدل خواهد شد. در مبدل‌های دارای سلف کوپل شده نیز می‌توان با تنظیم نسبت دور ترانس به بهره ولتاژ زیاد دست یافت. اجزا تشکیل دهنده مبدل عبارتند از دو سوئیچ اصلی  $S_1$  و  $S_2$ ، سه سلف کوپل شده با یکدیگر  $L_1$ ،  $L_2$  و  $L_3$  و دو دیود مبدل بوست سه سطحی  $D_1$  و  $D_2$ ، دو خازن خروجی  $C_{O1}$  و  $C_{O2}$  و یک خازن کلمپ  $C_C$  که در شکل نشان داده شده است.

نحوه کلیدزنی سوئیچ‌های اصلی مبدل به صورت درهم تنیده است و در واقع مبدل با دو پالس با ضرایب وظیفه بزرگتر از یک و دارای اختلاف فاز برابر  $180^\circ$  درجه کنترل می‌شوند. مدت زمان روشن بودن سوئیچ‌ها برابر با  $(\frac{2D-1}{2})T$  و مدت زمان خاموش بودن آن‌ها نیز برابر با  $(1-D)T$  می‌باشد.



شکل (۱): مبدل بوست سه سطحی بهره بالای پیشنهادی

Fig. (1): Schematic of proposed three level high step-up boost converter

## ۲-۳- بیان نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی

مزیت مهم مبدل سه سطحی این است که ذاتاً استرس ولتاژ المان‌هایش پایین است و لازم نیست با تمهیدات گیت درایو استرس ولتاژ المان‌ها را پایین بیاوریم. در مبدل‌های دارای سلف تزویج شده نیز می‌توان با تنظیم نسبت دور ترانس به بهره ولتاژ زیاد دست یافت. در واقع سلف تزویج شده که در سمت ثانویه قرار می‌گیرد مانند یک منبع ولتاژی عمل می‌کند که با ولتاژ خروجی سری شده و ولتاژ کل را افزایش می‌دهد. ولی در این مبدل‌ها اندوکتانس نشستی ترانس مسئله‌ساز می‌باشد. که می‌توان با استفاده از تکنیک کلمپ پسیو مشکلات ناشی از سلف نشستی را برطرف کرد.

که از یک هسته‌ی مغناطیسی برای دو سلف تزویج شده استفاده گردد که موجب افزایش چگالی توان می‌شود. همچنین در این مبدل سلف نشستی شرایط سوئیچینگ نرم را توسط محدود کردن شیب جریان دیودها در طول خاموش شدن آن‌ها فراهم می‌کند. در مرجع [۱۹]، یک مبدل بهره بالای بسیار افزایش دهنده نوین را با شبکه‌ی فعال سلف تزویج شده معرفی می‌کند. این مبدل شامل دو سلف تزویج شده است که می‌تواند در یک هسته‌ی مغناطیسی به همراه دو سوئیچ تلفیق شوند. طرف‌های اولیه سلف‌های تزویج شده به صورت موازی توسط منبع ورودی شارژ می‌شوند و هر دو سلف تزویج شده به صورت سری با منبع ورودی برای دستیابی به بهره ولتاژ بسیار افزایش دهنده با ضریب وظیفه‌ی مناسب دشارژ می‌شوند. همچنین مدار کلمپ غیرتلفاتی پسیو نه تنها انرژی سلف نشستی سلف‌های کوپل شده را به منظور بهبود بازده بازیافت می‌کند بلکه پرش‌های ولتاژ شدید را نیز برای محدود کردن استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی بهبود می‌دهد. در نهایت در مرجع [۲۰]، یک مبدل DC-DC افزایشی جدید با سلف تزویج شده و مدارهای چند برابر کننده ولتاژ پیشنهاد شده است. در این مبدل بهره ولتاژ بالا با انتخاب ضریب وظیفه مناسب و استرس ولتاژ پایین در سوئیچ‌های قدرت به دست می‌آید. همچنین انرژی ذخیره شده در سلف نشستی سلف تزویج شده می‌تواند به خروجی بازگردانده شود.

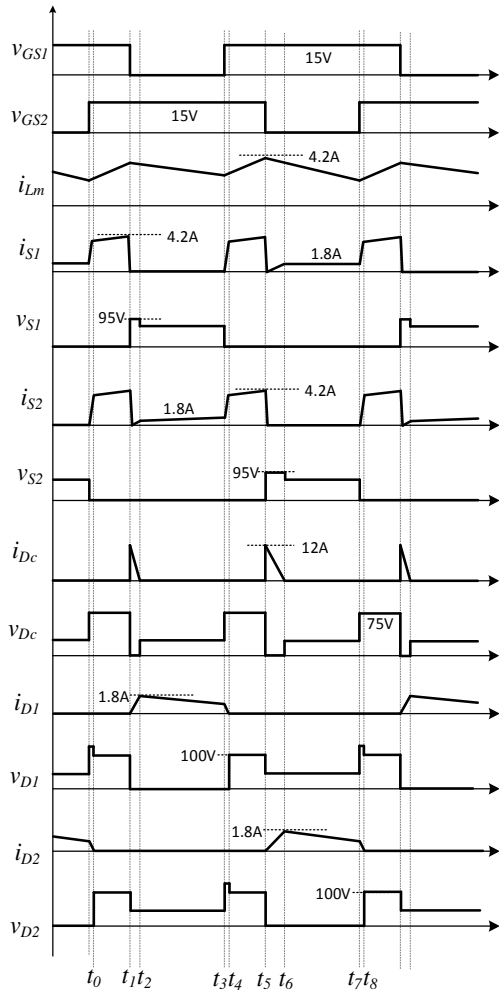
ولتاژ دو سر کلیدها در طی زمان حالت ماندگار کمتر از ولتاژ خروجی است. با این حال ولتاژ کلیدها زمانی که آن‌ها خاموش می‌شوند، دارای بالازدگی ولتاژ هستند.

با توجه به مطالب بیان شده، روند بیان مطالب در مقاله حاضر بدین صورت است که ابتدا مروری بر روی ساختارهای بهره بالای که در مقالات مختلف جهت کاربرد در سیستم‌های خورشیدی معرفی شده‌اند بررسی می‌شود. در ادامه مبدل پیشنهادی معرفی می‌شود که دارای مزایای همزمان بهره بالا، استرس ولتاژ کم و بازده بالا است. بعد از معرفی این مبدل نحوه عملکرد آن بررسی شده و روابط مربوط به آن و نیز ویژگی‌های مبدل بیان شده است.

## ۲- مبدل‌های بوست سه سطحی بهره بالای پیشنهادی

### ۲-۱- مقدمه

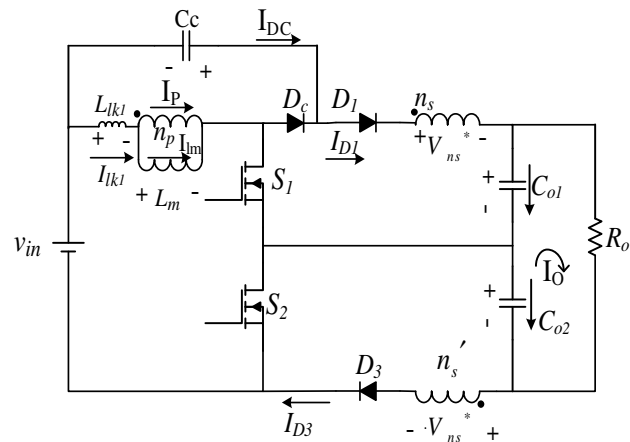
با توجه به مطالب بیان شده در مقدمه می‌توان دریافت که در سیستم‌های خورشیدی به یک مبدل سوئیچینگ نیاز می‌باشد که استرس ولتاژ MOSFETها کم باشد تا بتوان از MOSFETهای با کیفیت و ارزان قیمت استفاده کرد و مبدل مورد نیاز باید دارای بازده بالا نیز باشد. در راستای رسیدن به این اهداف در این قسمت مبدل بهره بالای 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 شبیه سازی مبدل نشان داده خواهد شد. در انتها یک جمع بندی کلی از مطالب بیان شده انجام می‌شود.



شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی عملکرد مبدل پیشنهادی  
Fig. (3): Theoretical waveforms of the converter components operating stages

برای بیان نحوه عملکرد مبدل، در شکل (۲)، مدل سلف‌های کوپل‌شده قرار داده شده است تا مبدل به صورت نشان داده شده در شکل درآید. مبدل در هر دوره کلیدزنی دارای ۸ وضعیت عملکرد می‌باشد که به دلیل تقارن موجود در مدار ۴ وضعیت مربوط به کلیدزنی یکی از کلیدهای مبدل بررسی می‌شود. برای بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی، فرض‌های زیر در نظر گرفته می‌شوند.

- ۱- خازن‌های مبدل ایده آل در نظر گرفته می‌شوند. همچنین  $n'_s = n_s$  ,  $V_{CO1} = V_{CO2} = \frac{V_o}{2}$  ,  $C_{o1} = C_{o2}$
- ۲- سلف‌های کوپل‌شده 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 ایده آل در نظر گرفته می‌شوند و از سایر المان‌های پارازیتی آن‌ها و همچنین افت ولتاژ آن‌ها صرف نظر می‌شود.



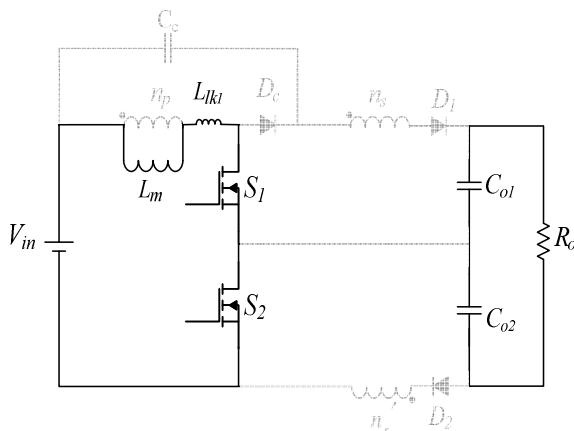
شکل (۲): مبدل بوست سه‌سطحی بهره‌برنده بالای پیشنهادی با مدار معادل سلف‌های کوپل‌شده

Fig. (2): The proposed high step-up three level boost converter with coupled-inductor

#### وضعیت اول $[t_0-t_1]$ :

در وضعیت اول، سوئیچ‌های  $S_1$  و  $S_2$  را می‌بندیم. منبع ورودی شروع به شارژ کردن سلف‌های نشستی و مغناطیس‌کنندگی می‌کند. در این وضعیت خروجی توسط خازن‌های  $C_{O1}$  و  $C_{O2}$  تأمین می‌شود. دیود  $D_{C1}$  به دلیل قرار گرفتن ولتاژ  $V_{in}+V_{cc}$  به صورت معکوس دو سر آن خاموش می‌باشد. رابطه جریان سلف نشستی در این حالت به صورت زیر است:

$$i_{L_{IK1}} = \frac{V_{in}}{L_{IK1} + L_m} \cdot (t - t_0) + i_{L_{IK1}}(t = t_0) \quad (2)$$

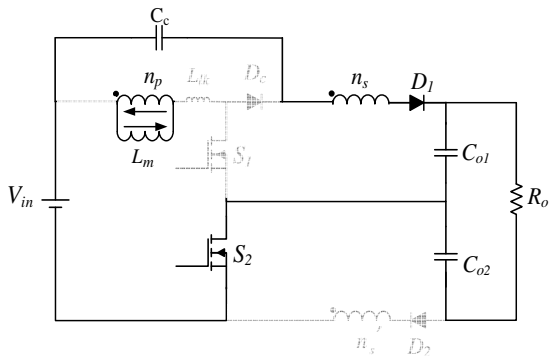


شکل (۴): مبدل بوست سه‌سطحی بهره‌برنده بالای پیشنهادی در وضعیت اول عملکرد

Fig. (4): Equivalent circuit for the proposed high step-up three level boost converter in the first interval

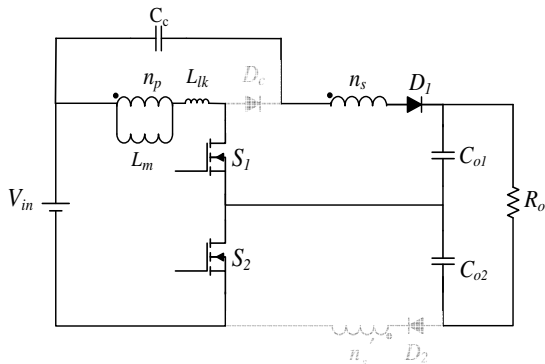
پیدا کند. شکل (۶) مدار معادل مبدل را در این وضعیت عملکرد نشان می‌دهد. معادله جریان سلف مغناطیس‌کنندگی در این وضعیت مطابق با رابطه زیر است:

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t = t_2) - \frac{(V_{Co1} - V_{in} - V_{Cc})}{nL_m} \cdot (t - t_2) \quad (۴)$$



شکل (۶): مبدل بوست سه‌سطحی بهره‌برای پیشنهادی در وضعیت سوم عملکرد

Fig. (6): Equivalent circuit for the proposed high step-up three level boost converter in the third interval



شکل (۷): مبدل بوست سه‌سطحی بهره‌برای پیشنهادی در وضعیت چهارم عملکرد

Fig. (7): Equivalent circuit for the proposed high step-up three level boost converter in the fourth interval

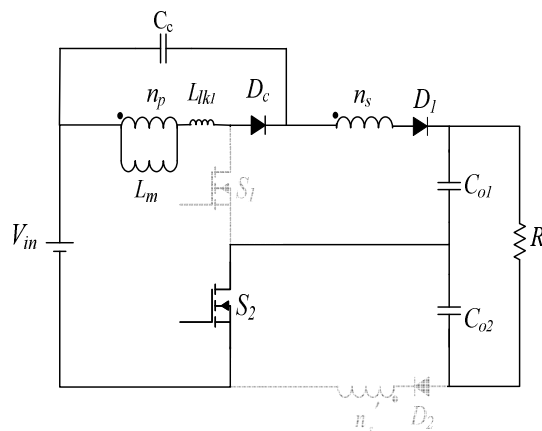
#### وضعیت چهارم [t<sub>3</sub>-t<sub>4</sub>]:

در این وضعیت هر دو سوئیچ S<sub>1</sub> و S<sub>2</sub> هدایت می‌کنند و به دلیل قرار گرفتن ولتاژ  $-\frac{V_{Co1} - V_{Cc} - V_{in}}{n}$  دو سر سلف مغناطیس‌کنندگی این سلف در حال دشارژ می‌باشد و به دلیل قرار گرفتن ولتاژ سرعت در حال کاهش می‌باشد. دیود D<sub>C</sub> به دلیل قرار گرفتن ولتاژ معکوس V<sub>in</sub>+V<sub>Cc</sub> خاموش است و خازن C<sub>O1</sub> در حال شارژ و خازن C<sub>O2</sub> در حال تأمین انرژی مورد نیاز بار می‌باشد. این وضعیت با برابر شدن جریان‌های I<sub>Lk</sub> و I<sub>Lm</sub> و صفر شدن جریان سیم‌پیچ ثانویه به پایان رسیده و دیود D<sub>2</sub> خاموش می‌شود. شکل (۷) مدار معادل مبدل را در این وضعیت عملکرد نشان می‌دهد.

#### وضعیت دوم [t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>]:

در آغاز این وضعیت سوئیچ S<sub>1</sub> خاموش می‌شود و ولتاژ آن شروع به افزایش پیدا کردن می‌کند تا به مقدار V<sub>in</sub>+V<sub>Cc</sub> برسد و دیود D<sub>C</sub> شروع به هدایت کردن می‌کند و انرژی ذخیره‌شده در سلف نشستی I<sub>Lk</sub> جذب خازن C<sub>C</sub> می‌شود. همچنین دیود D<sub>1</sub> در این وضعیت شروع به هدایت کردن می‌کند؛ و به دلیل قرار گرفتن ولتاژ  $-\frac{V_{Co1} - V_{in} - V_{Cc}}{n}$  دو سر سلف مغناطیس‌کنندگی، این سلف در حال دشارژ می‌باشد. همچنین ولتاژ قرار گرفته در دو سر سلف نشستی نیز به میزان  $-\frac{V_{Co1} - V_{in} - V_{Cc}}{n}$  است و جریان این سلف نیز در حال کاهش می‌باشد. ولتاژی که در این وضعیت دو سر سلف مغناطیس‌کنندگی قرار می‌گیرد برابر با  $(\frac{V_o}{2} - V_{in} - V_{Cc})$  است و چون این ولتاژ یک ولتاژ معکوس است انرژی سلف مغناطیس‌کنندگی نیز در حال تخلیه است. این وضعیت با خاموش شدن دیود D<sub>C1</sub> در جریان صفر به پایان می‌رسد.

$$i_{Lk} = \frac{V_{Co1} - V_{in} - (1+n) \cdot V_{Cc}}{n \cdot L_{lk}} \cdot (t - t_1) + i_{Lk}(t = t_1) \quad (۳)$$

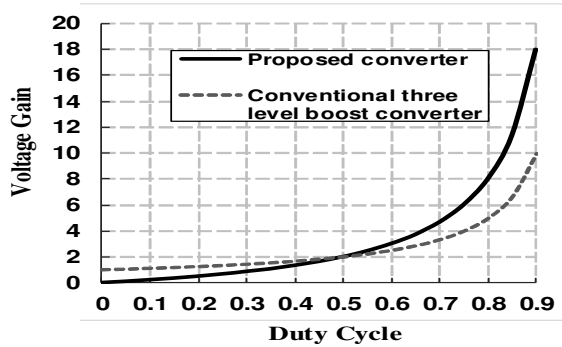


شکل (۵): مبدل بوست سه‌سطحی بهره‌برای پیشنهادی در وضعیت دوم عملکرد

Fig. (5): Equivalent circuit for the proposed high step-up three level boost converter in the second interval

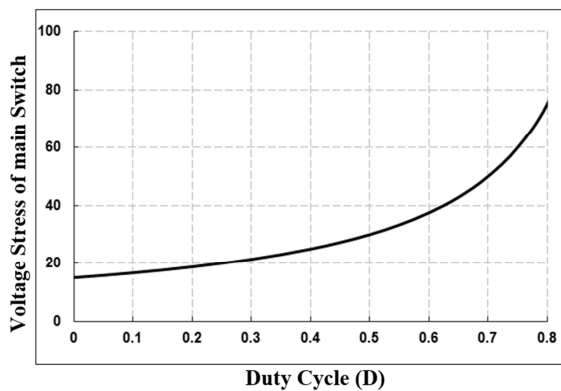
#### وضعیت سوم [t<sub>2</sub>-t<sub>3</sub>]:

در این وضعیت، جریان سلف نشستی به صفر می‌رسد و اتفاقی که در این وضعیت عملکردی رخ می‌دهد این است که جریان در سلف مغناطیس‌کنندگی به‌صورت هرزگرد در سیم‌پیچ اولیه می‌چرخد. جریان در سمت اولیه از طریق خازن کلمپ جذب خروجی شده و دیود D<sub>C</sub> به دلیل قرار گرفتن ولتاژ معکوس دو سرش از مدار خارج می‌شود. همچنین در این وضعیت جریان در ثانویه به دلیل خاموش بودن دیود D<sub>C</sub> نمی‌تواند معکوس شود و برای همین سلف نشستی در این وضعیت نمی‌تواند جریان



شکل (۸) نمودار بهره - ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل بوست سه سطحی معمول

Fig. (8): Voltage gain of the proposed converter vs. conventional three level boost converter



شکل (۹): نمودار استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی در مبدل پیشنهادی

Fig. (9): Voltage stress of the main switches in proposed converter

$$\overline{V_{s_1, s_2}} = \frac{V_o}{2} - \frac{n}{n+1} \left( \frac{V_o}{2} - \frac{1-D}{2 \cdot n \cdot D + 1 - n} \cdot V_o \right) \quad (9)$$

استرس ولتاژ دیودها نیز برابر رابطه زیر می‌باشد.

$$\overline{V_{D_1, D_2}} = n \cdot V_{in} + \frac{V_o}{2} \quad (10)$$

#### ۲-۴-۳- روابط طراحی سلف‌ها و خازن‌ها:

در این ساختار سلف مغناطیس‌کنندگی  $200 \mu\text{H}$  به ازای نسبت دور ۲ برای اینکه مبدل در مد CCM کار کند، از رابطه  $V_L = L(di/dt)$  با سعی و خطا به دست آورده می‌شود. خازن کلمپ با توجه به مقالات مشابه و خازن‌های خروجی نیز مقادیر بزرگی انتخاب شده‌اند تا بتوانند ریبیل ولتاژ خروجی را کاهش داده و به یک مقدار DC مناسب برسانند و همچنین با توجه به فراوانی، به میزان  $47 \mu\text{F}$  طراحی شده‌اند. همانطور که اشاره شد، سلف مغناطیس‌کنندگی در مدت زمان  $\left(\frac{2D-1}{2}\right)T$  از طریق منبع ولتاژ ورودی شارژ می‌شود. بنابراین براساس ریبیل جریان مورد انتظار برای عملکرد در حالت CCM این سلف براساس رابطه زیر طراحی می‌شود:

$$L_m > \frac{2D-1}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lm}} \cdot V_{in} \quad (11)$$

#### ۲-۴-۲- 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.

##### ۱-۲-۴- بهره مبدل پیشنهادی

در یک دوره سوئیچینگ از عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت ماندگار، در مدت زمانی که هر دو سوئیچ اصلی روشن هستند انرژی در سلف مغناطیس‌کنندگی ذخیره می‌شود و در مدت زمانی که یکی از دو سوئیچ خاموش می‌شود انرژی ذخیره‌شده در سلف مغناطیس‌کنندگی به خروجی منتقل می‌شود. بنابراین مبدل پیشنهادی برای ضرایب وظیفه بزرگتر از نیم، ارائه می‌شود. سلف مغناطیس‌کنندگی  $L_m$  در مدت زمان  $\left(\frac{2D-1}{2}\right)T$  از طریق ورودی شارژ می‌شود و در مدت زمان  $(1-D)T$  به دلیل قرار گرفتن ولتاژ خازن کلمپ دو سر آن دشارژ می‌شود؛ بنابراین با نوشتن بالانس ولت-ثانیه ولتاژ خازن کلمپ بدست می‌آید:

$$V_c = \frac{D - \frac{1}{2}}{1 - D} \cdot V_{in} \quad (5)$$

و رابطه جریان خازن کلمپ نیز به صورت زیر به دست می‌آید:

$$I_c = C \cdot \frac{dV_c}{dt} \quad (6)$$

با نوشتن KVL در حلقه خروجی در زمان خاموش بودن هر یک از سوئیچ‌های اصلی و جایگذاری روابط بالا، بهره ولتاژ مبدل به صورت زیر به دست می‌آید:

$$G_v = \frac{2 \cdot n \cdot D + 1 - n}{1 - D} \quad (7)$$

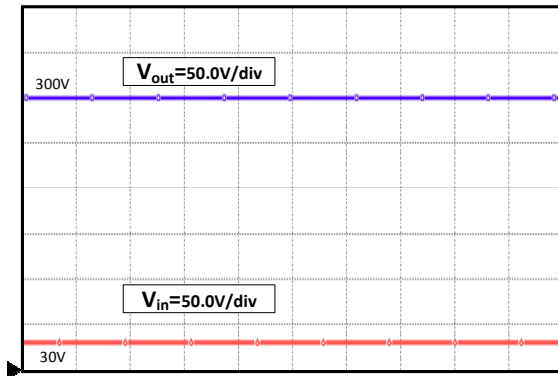
در شکل (۸) بهره مبدل پیشنهادی و بهره مبدل بوست سه‌سطحی مرسوم نشان داده شده است. همانطور که از شکل مشخص است توانسته‌ایم در مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل بوست سه‌سطحی کلاسیک به بهره‌ی بالاتری دست پیدا کنیم.

##### ۲-۴-۲- استرس ولتاژ سوئیچ‌ها و دیودها

در این مدار، برای کلیدها از ماسفت IRFP260، با توجه به ولتاژی که دو سر کلیدها می‌افتد و نیز به این دلیل که بایستی مقاومت داخلی و تلفات هدایتی کمی داشته باشند انتخاب شده‌اند. دیود MUR460 نیز به دلیل تحمل ولتاژ بالا در دو سر دیودها و همچنین پائین بودن تلفات بازیابی معکوس، مورد استفاده قرار گرفته است. با استفاده از رابطه (۵) که مربوط به ولتاژ خازن کلمپ می‌باشد استرس ولتاژ سوئیچ‌ها به صورت زیر قابل بیان می‌باشد.

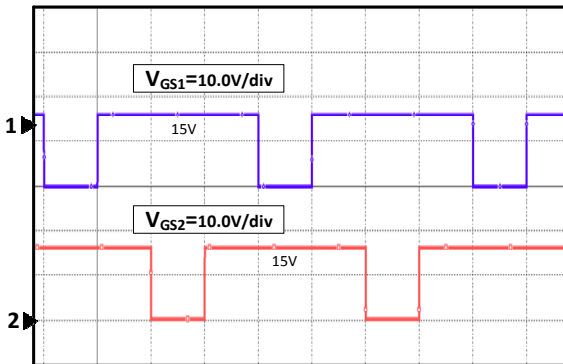
$$\overline{V_{s_1, s_2}} = V_{in} + \frac{1}{2} \cdot \frac{D}{1 - D} \cdot V_{in} = \frac{V_{in}}{2 \cdot (1 - D)} \quad (8)$$

در شکل (۹) نمودار تغییرات استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی بر حسب ضریب وظیفه‌های متفاوت مشاهده می‌شود. همچنین استرس ولتاژ سوئیچ را می‌توان به صورت رابطه (۹) نیز بیان کرد.

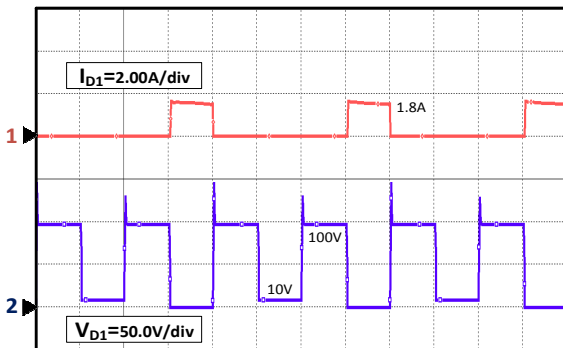


شکل (۱۰): ولتاژ ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی

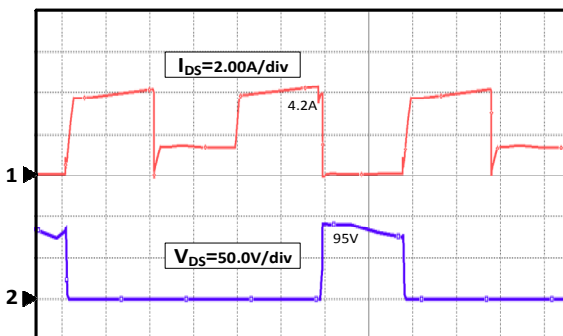
Fig. (10): Input and output voltage of the proposed converter



(الف)، (a)



(ب)، (b)



(پ)، (c)

خازن‌های مبدل نیز براساس رابطه معروف  $Q=C\Delta V$  و با در نظر گرفتن ریپل ولتاژ مورد انتظار به صورت زیر قابل طراحی می‌باشد.

$$C_c > \frac{V_{out}}{f_s \cdot R_L \cdot \Delta V_c} \quad (12)$$

$$C_{o1}, C_{o2} > \frac{I_{out} (1-D)}{f \cdot \Delta V_c} \quad (13)$$

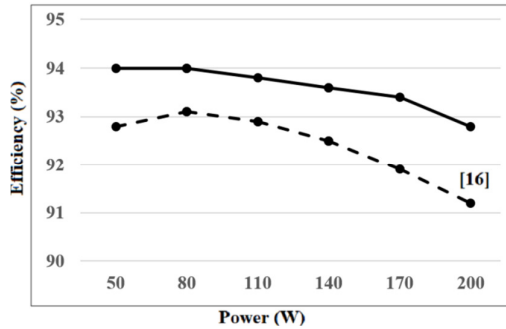
### ۳- نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

برای اثبات مطالب بیان شده در بخش‌های قبلی در این بخش مبدل پیشنهادی در نرم‌افزار OrCAD PSpice شبیه‌سازی شده است. این شبیه‌سازی برای ولتاژ ورودی ۳۰ ولت، ولتاژ خروجی ۳۰۰ ولت و سطح توان ۲۰۰ وات انجام شده است. فرکانس سوئیچینگ مبدل شبیه‌سازی شده برابر ۵۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است. هر چه فرکانس کمتر باشد، اثر سلف ناشی کمتر است و در نتیجه بهره مبدل افزایش می‌یابد. سایر مشخصات مبدل طراحی و شبیه‌سازی و پیاده‌سازی شده در جدول (۱) گزارش شده است. شکل (۱۰) و (۱۱) نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی را برای مشخصات ذکر شده نشان می‌دهد. شکل (۱۰) مربوط سطح ولتاژ ورودی و خروجی است. همانگونه که در این شکل مشاهده می‌شود مبدل پیشنهادی بهره ولتاژ مد نظر را ایجاد کرده است. بازده این مبدل نیز به وسیله شبیه‌سازی در توان‌های مختلف به دست آمده است. شکل (۱۲) بازده مبدل پیشنهادی را در توان‌های مختلف نمایش می‌دهد.

Table (1): Circuit parameters

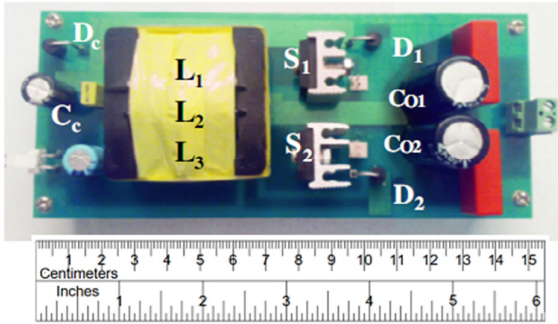
جدول (۱): پارامترهای مدار

نماد	پارامتر	مقدار
P	توان	۲۰۰ W
$V_{in}$	ولتاژ ورودی	۳۰ V
$V_o$	ولتاژ خروجی	۳۰۰ V
f	فرکانس کلیدزنی سوئیچ‌های اصلی	۵۰ kHz
$L_m$	سلف مغناطیس‌کنندگی	۲۰۰ $\mu$ H
$L_{lk1}$	سلف ناشی	۳ $\mu$ H
n	نسبت دور سیم‌پیچ‌های سلف‌های توزیع شده	۲
$S_2, S_1$	کلید ماسفت	IRFP260
$D_1, D_2$	دیود	MUR460
$C_c$	خازن کلمپ	۱۰۰ $\mu$ F
$C_{O1}, C_{O2}$	خازن‌های خروجی	۴۷ $\mu$ F



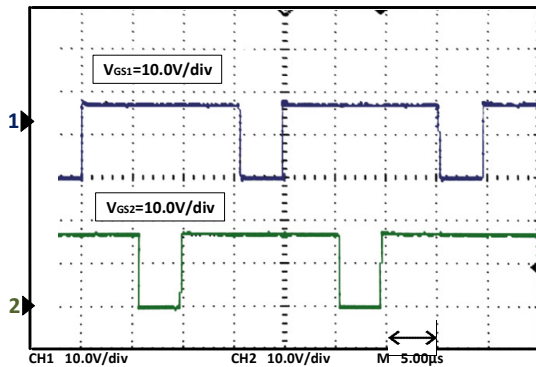
شکل (۱۲): نمودار بازده مبدل پیشنهادی به ازای تغییرات توان‌های خروجی در مقایسه با [۱۶]

Fig. (12): Curve of efficiency in terms of power output changes vs. [16]



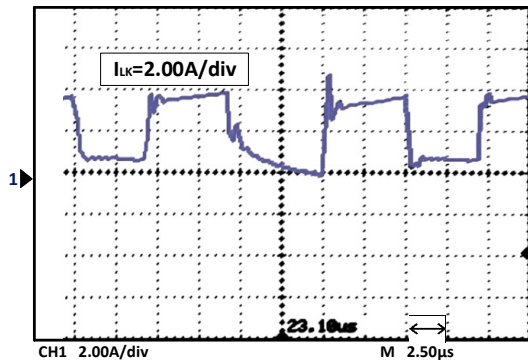
شکل (۱۳): عکسی از نمونه آزمایشی مبدل پیشنهادی ساخته شده

Fig. (13): A photo of the implemented prototype



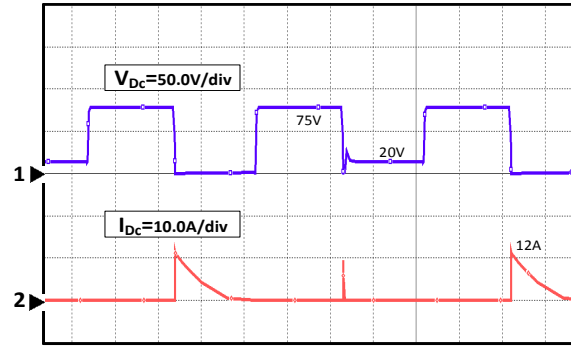
شکل (۱۴): پالس‌های سوئیچ‌ها در مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده

Fig. (14): Gate pulses of the implemented proposed converter



شکل (۱۵): جریان سلف نشتی در مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده

Fig. (15): Current waveforms of leakage inductance



(ت)، (د)

شکل (۱۱): نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی ارائه شده (مقیاس زمان

$2.5\mu\text{s}/\text{div}$ ) (الف) پالس‌های سوئیچ‌ها (ب) جریان و ولتاژ دیود  $D_1$  (پ)

جریان و ولتاژ سوئیچ اصلی مبدل (ت) جریان و ولتاژ دیود  $D_C$

Fig. (17): Simulation waveforms of the proposed converter (time scale  $2.5\mu\text{s} / \text{div}$ )

(a) waveforms of gate pulses for the switches  $S_1$  and  $S_2$

(b) Current and voltage waveforms of the diode  $D_1$

(c) Current and voltage waveforms of switch  $S_1$

(d) Current and voltage waveforms of the diode  $D_C$

در شکل (۱۲) نمودار شبیه‌سازی بازده مبدل پیشنهادی دوم به ازای

توان‌های مختلف در مقایسه با مبدل [۱۶]، نشان داده شده است.

بیشترین بازده برابر با ۹۴٪ در ۸۰٪ بار نامی محقق می‌شود. با افزایش

توان، تلفات هدایتی المان‌ها بیشتر شده و بازده مبدل کاهش می‌یابد.

#### ۴- نتایج پیاده‌سازی مبدل پیشنهادی

جهت تایید درستی مطالب بیان شده در مباحث تئوری و شبیه‌سازی

شده مبدل پیشنهادی، مدل آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده نیز ارائه شده

است. برای ساخت مبدل از اطلاعات استفاده شده در شبیه‌سازی در

جدول (۱) استفاده شده است و فرکانس کلیدزنی سوئیچ‌های اصلی

برابر ۵۰ کیلو هرتز انتخاب شده و همانند شبیه‌سازی برای ولتاژ ورودی

۳۰ ولت و ولتاژ خروجی ۳۰۰ ولت و سطح توان ۲۰۰ وات انجام شده

است. شکل (۱۳) مبدل پیاده‌سازی شده را نمایش می‌دهد. برای پیاده-

سازی، سلف‌های مورد استفاده بر روی یک هسته کوپل شده و همچنین

در مبدل از یک هسته مغناطیسی فریت EI3329 استفاده شده است.

شکل موج‌های ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی نشان می‌دهد مبدل

پیاده‌سازی شده نیز توانسته است بهره مورد نظر را ایجاد کند. شکل

(۱۴) پالس‌های سوئیچ‌ها در مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده را نشان

می‌دهد. در شکل (۱۵) جریان سلف نشتی در مبدل پیشنهادی پیاده-

سازی شده، نمایش داده شده است.



شکل (۱۶) (ب) نیز جریان و ولتاژ دیود  $D_1$  را نشان می‌دهد که علاوه بر عدم وجود مشکل بازیابی معکوس دیود و پایین بودن استرس ولتاژ این دیود، خاموش بودن آن در حالت ZCS اتفاق می‌افتد. در شکل (۱۶) (پ) دیود  $D_C$  مبدل را نشان می‌دهد. همانطور که مشخص مشکل بازیابی معکوس برای این دیود در لحظه روشن شدن وجود ندارد و دیود دارای استرس ولتاژ پایینی نیز می‌باشد.

مدار کنترل نیز به صورت حلقه باز است و برای ایجاد پالس‌ها از یک مدار تولید پالس با آی‌سی به شماره‌ی SG3525A استفاده شده است. این مدار تولید پالس در ابتدا دو پالس با اختلاف فاز  $T/2$  تولید می‌کند ولی ضریب وظیفه آن بین صفر تا ۰.۵ تغییر می‌کند این دو پالس هرکدام به دو آی‌سی وصل می‌شوند که سیگنال را نات می‌کنند و باعث می‌شود ضریب وظیفه بالای ۰.۵ هم بگیریم. بعد از آن، دو مدار تاخیر پالس داریم که به دو پالس اولیه، تاخیر زمانی می‌دهد. هر کدام از این مدارهای تاخیر به واسطه‌ی یک آی‌سی مونو استابل است. پالس‌های ایجاد شده هر کدام وارد یک مدار اپتوکوپلر HCPL-3120 می‌شود که هم وظیفه ایزوله و هم تقویت جریان را انجام می‌دهد و نهایتاً به سوئیچ‌هایی که می‌خواهیم وصل می‌شوند. در جدول (۲)، مقایسه‌ی بین مبدل پیشنهادی با مبدلی دیگر انجام شده است.

Table (2): Comparison between proposed converter and presented converter in [16]

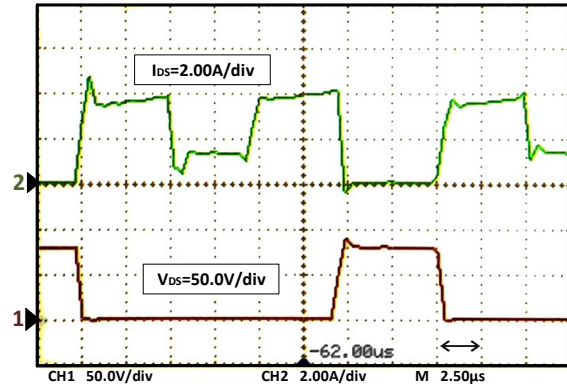
جدول (۲): مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدلی دیگر [۱۶]

مبدل [۱۶]	مبدل ارائه شده	مشخصه
$\frac{1+n}{1+D}$	$\frac{2.n.D+1-n}{1-D}$	بهره ولتاژ
$n.V_{in} + \frac{V_o}{2}$	$\frac{V_o}{2} - \frac{n}{n+1} \cdot (\frac{V_o}{2} - V_{in})$	استرس ولتاژ کلیدها
$V_o$	$n.V_{in} + \frac{V_o}{2}$	استرس ولتاژ دیودها
۲	۲	تعداد سوئیچ‌ها
۲	۳	تعداد دیودها

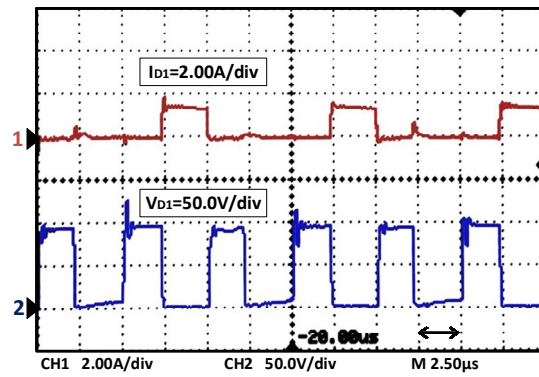
### ۵- نتیجه گیری

با توجه به مطالب بیان شده می‌توان دریافت مبدل مورد نظر توانسته است بهره ولتاژ بالا را ایجاد کند و همچنین استرس ولتاژ کمتری بر روی ماسفت‌های قدرت داشته باشد. مزیت مهم مبدل سه‌سطحی این است که ذاتاً استرس ولتاژ المان‌هایش پایین است. در مبدل‌های دارای سلف تزویج شده نیز می‌توان با تنظیم نسبت دور ترانس به بهره ولتاژ زیاد دست یافت. در واقع سلف تزویج‌شده که در سمت ثانویه قرار می‌گیرد مانند یک منبع ولتاژی عمل می‌کند که با ولتاژ خروجی سری شده و ولتاژ کل را افزایش می‌دهد.

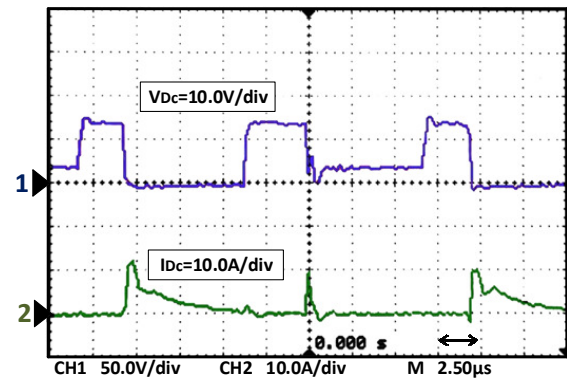
مقیاس زمان در شکل (۱۶) برابر با  $5 \mu s/div$  و در دیگر اشکال نتایج عملی مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده، برابر با  $2/5 \mu s/div$  می‌باشد. شکل (۱۶) نیز مربوط به شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ اصلی و دیودها می‌باشد با توجه به شکل (۱۶) (الف) می‌توان دریافت که با استفاده از تکنیک سه‌سطحی کردن و مدار کلمپ پسیو استرس ولتاژ سوئیچ‌ها بسیار کاهش یافته و نسبت به ولتاژ خروجی بسیار پایین‌تر است.



(الف)، (ا)



(ب)، (ب)



(پ)، (ج)

شکل (۱۶): نتایج عملی مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده

(الف) جریان و ولتاژ سوئیچ  $S_1$  (ب) جریان و ولتاژ دیود  $D_1$

(پ) جریان و ولتاژ دیود  $D_C$

Fig. (16): Simulation waveforms of the proposed converter (time scale  $2.5\mu s / div$ )

(a) Current and voltage waveforms of the switch  $S_1$

(b) Current and voltage waveforms of the diode  $D_1$

(c) Current and voltage waveforms of the diode  $D_C$

به طور کلی مزایای مبدل‌های پیشنهادی فوق را به صورت زیر می‌توان بیان کرد:

- بهره‌ولتاژ و راندمان بالا
  - حذف بالازدگی‌های دو سر سوئیچ‌ها با استفاده از تکنیک کلمپ پسیو
  - استرس ولتاژ پایین برای سوئیچ‌ها و دیودها
- در این مقاله در ابتدا مبدل پیشنهادی معرفی شده است و 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 و پیاده‌سازی مدلی آزمایشگاهی از مبدل پیشنهادی نشان داده شد.

## References

### Periodicals:

- [1] M. D. Bougrine, A. Benalia, M. H. Benbouzid, "Simple sliding mode applied to the three-level boost converter for fuel cell applications", Proceeding of the IEEE/ CEIT, pp. 1-6, Tlemcen, Algeria, May 2015.
- [2] M. Das, V. Agarwal, "Design and analysis of a high-efficiency DC-DC converter with soft switching capability for renewable energy applications requiring high voltage gain", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 5, pp. 2936-2944, May 2016.
- [3] K. Jung-Min, K. Bong-Hwan, "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 24, No. 1, pp. 108-115, Jan. 2009.
- [4] T. Kerekes, R. Teodorescu, U. Borup, "Transformerless photovoltaic inverters connected to the grid", Proceeding of the IEEE/APEC, pp. 1733-1737, Anaheim, CA, USA, March 2007.
- [5] S. Jemei, D. Hissel, M.C. Pera, J.M. Kauffmann, "A new modeling approach of embedded fuel-cell power generators based on artificial neural network", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 1, pp. 437-447, Jan. 2008.
- [6] K. I. Hwu and Y.T. Yau, "An interleaved ac-dc converter based on current tracking", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 5, pp. 1456-1463, May 2009.
- [7] G. Franceschini, E. Lorenzani, M. Cavatorta, A. Bellini, "3boost: A high-power three-phase step-up full-bridge converter for automotive applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 1, pp. 173-183, Jan. 2008.
- [8] C.M. de Oliveira Stein, J.R. Pinheiro, H.L. Hey, "A ZCT auxiliary commutation circuit for interleaved boost converters operating in critical conduction mode", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, No. 6, pp. 954-962, Nov. 2002.
- [9] G. Spiazzi, S. Buso, "Small-signal modeling of the interleaved boost with coupled inductors converter", Proceeding of the IEEE/COBEP, Gramado, Brazilian, pp. 456-461, Oct. 2013.
- [10] H. Xudong, W. Xiaoyan, T. Nergaard, L. Jih-Sheng, X. Xingyi, L. Zhu, "Parasitic ringing and design issues of digitally controlled high power interleaved boost converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, pp. 1341-1352, Sep. 2004.
- [11] Y. Gang, C. Alian, H. Xiangning, "Corrections to "Soft switching circuit for interleaved boost converters"", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 22, No. 2, pp. 712-712, March 2007.
- [12] J. Li, X. Yang, P. Fan, "Improved small signal modeling and analysis of the PI controlled boost converter", Proceeding of the IEEE/ICECC, pp. 3763-3767, Ningbo, China, Sep. 2011.
- [13] F. Xiaoyun, S. Wensheng, X. Ge, "A novel single-phase three-level PWM rectifier with asymmetrical legs", Proceeding of the IEEE/ICEMS, pp. 1820-1825, Wuhan, China, Oct. 2008.
- [14] L. Quan, P. Wolfs, "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 23, No. 3, pp. 1320-1333, May 2008.
- [15] L. Yuang-Shung, Y. Ling-Chia, C. Tzu-Han, "High voltage conversion ratio cascade boost converter with DC snubber", Proceeding of the IEEE/IPEC, pp. 208-215, Hiroshima, Japan, Japan, May 2014.
- [16] P. Das, M. Pahlevaninezhad, A.K. Singh, "A novel load adaptive ZVS auxiliary circuit for PWM three-level DC-DC converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 30, No. 4, pp. 2108-2126, April 2015.
- [17] 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.
- [18] B.R. Lin, J.J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio", IET Power Electronics, Vol. 1, No. 3, pp. 386-394, Aug. 2008.
- [19] G.C. Silveira, F. Tofoli, L.S. Bezerra, R. Torrico-Bascope, "A nonisolated dc-dc boost converter with high voltage gain and balanced output voltage", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 12, pp. 6739-6746, Dec. 2014.
- [20] C. Woo-Young, Y. Ju-Seung, C. Jae-Yeon, "High efficiency dc-dc converter with high step-up gain for low PV voltage sources", Proceeding of the IEEE/ECCE, pp. 1161-1163, Jeju, South Korea, May/June 2011.