

بررسی و بهبود مبدل‌های با بهره ولتاژ بالا برای کاربرد سلول خورشیدی

حامد مرادمند جزی^(۱) - احسان ادیب^(۲) - بهادر فانی^(۳)

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

(۲) دانشیار - دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ایران

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

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۱۱/۶ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۵/۶/۵

خلاصه: یکی از پاک‌ترین و ارزان‌ترین منابع انرژی تجدیدپذیر، انرژی خورشیدی است. تبدیل انرژی خورشیدی به انرژی الکتریسیته به وسیله سلول‌های خورشیدی انجام می‌شود. به خاطر اینکه ولتاژ تغذیه اکثر مصرف‌کننده‌های انرژی الکتریکی AC است، ولتاژ خروجی سلول‌های خورشیدی باید به ولتاژ AC تبدیل شود. ولی سطح ولتاژ سلول‌های خورشیدی بسیار کمتر از ولتاژ مورد نیاز در ورودی اینورترها است. به خاطر تفاوت زیاد سطح ولتاژها نمی‌توان از مبدل‌های بوست و باک-بوست پایه استفاده کرد. مبدل‌های بوست و باک-بوست پایه، با توجه به این که در ضریب وظیفه‌های نزدیک به یک دچار افت شدیدی در بازده می‌شوند، مشخصاً نمی‌توانند برای این کاربرد به کار روند. در این مقاله در ابتدا بررسی گسترده‌ای بر روی ساختارهایی که تاکنون به هدف دستیابی به یک مبدل بهره بالا ارائه شده‌اند، صورت گرفته است و در مورد معایب و مزایای هر کدام، به صورت مفصل بحث شده است. مبدل پیشنهادی در راستای کاهش استرس ولتاژ مبدل‌های بهره بالا کوپل شده ارائه شده است. استرس ولتاژ سوئیچ این مبدل پیشنهادی در شرایط یکسان از استرس ولتاژ مبدل بوست بهره بالا با سلف کوپل شده کمتر می‌باشد. همچنین در این ساختار با استفاده از مدار کلمپ اکتیو سوئیچینگ نرم برای سوئیچ‌ها و دیودها محقق می‌شود و در نهایت با استفاده از این تکنیک می‌توان به بهره و بازده بالا با انتخاب مناسب ضریب وظیفه دست یافت. در این مقاله برای بررسی نحوه عملکرد مبدل‌های پیشنهادی از تحلیل‌های نظری استفاده شده است و برای بررسی صحت تحلیل‌های نظری نتایج شبیه‌سازی مبدل در نرم افزار PSPICE، گزارش شده است.

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

Investigation and Improvement of High Step- up DC-DC Converters for PV Module Applications

Hamed Moradmand⁽¹⁾ – Ehsan Adib⁽²⁾ – Bahador Fani⁽³⁾

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

(2) Associate Professor – Department of Electrical Engineering, Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran
adib.ehsan@gmail.com

(3) Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Najafabad Branch, Najafabad, Iran
bahador_fani@gmail.com

Sun is one of the clean and cheapest sources of energy. Charging slight energy to electricity is carried out by PV modules. Since most electric consumers need Ac input voltage, the PV modules output voltage should be changed into AC form. But, the voltage level of PV modules is much lower than the voltage needed in input stage of inverters. Because of large voltage level. Difference it is not possible to use the basic boost and buck-boost converters. The basic boost and buck-boost converters definitely can not be used in this applications, for, they will face extreme drop in efficiency in duty cycles closer to unity. In this paper proposed converter is in order to decrease the voltage stress of coupled inductors based high step-up converters. The voltage stress in the proposed converter is lower than the high step-up boost converter with coupled inductors in identical condition. Also, soft switching condition for switches and diodes is realized by active clamp circuit, and with this technique and proper selection of duty cycle, large gain and high efficiency could be achieved ultimately. In this paper theoretical analysis is used for analyzing the performance of the proposed converters, and in order to verify the theoretical analysis, simulated results from Pspice software is provides.

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

۱- مقدمه

هر روزه منابع انرژی تجدیدپذیر^۱ به علت محدود نبودن، عدم آلودگی زیست محیطی و قابلیت اطمینان^۲ بالا، اهمیت بیشتری در جهان پیدا می‌کنند. یکی از این منابع انرژی تجدیدپذیر، انرژی خورشیدی و یا همان فتوولتائیک^۳ است. انرژی خورشیدی عظیم‌ترین منبع انرژی در جهان است. انرژی که زمین از خورشید دریافت می‌کند ۲۳ مگا ژول بر متر مربع در طول یک شبانه روز می‌باشد. این انرژی پاک، ارزان و بی‌پایان بوده و در بیشتر مناطق تقریباً حدود ۴/۴ مگاژول است و در اکثر نقاط زمین قابل استحصال می‌باشد. محدودیت منابع فسیلی و پیامدهای حاصل از تغییرات زیست محیطی و آب و هوای جهانی، فرصت‌های مناسبی را برای رقابت انرژی خورشیدی با انرژی‌های فسیلی خصوصاً در کشورهای با پتانسیل بالای تابش، ایجاد نموده است. در سلول‌های خورشیدی به علت پایین بودن ولتاژ نقطه کار توان ماکزیمم^۴ که مقدار نوعی آن بین ۲۹-۳۵ ولت می‌باشد، جهت اتصال به بار محلی یا شبکه باید سطح ولتاژ آن را توسط مبدل‌های DC-DC افزایشده ولتاژ به مقدار مورد نظر افزایش داد تا بتوان آن را به سطح ولتاژ مناسب برای ورودی اینورتر جهت تبدیل ولتاژ DC به AC رسانید [۵-۱].

سیستم فتوولتائیک به سیستمی گفته می‌شود که انرژی خورشید را مستقیماً به انرژی الکتریکی تبدیل کرده و می‌تواند جواب‌گوی بخش وسیعی از نیاز جامعه به انرژی باشد. این سیستم‌ها فناوری‌های جدیدی هستند که برای تأمین گرما، آب گرم، الکتریسیته و حتی در کاربردهای مسکونی، تجاری و صنعتی استفاده می‌شوند. اصل مقدماتی در این تکنولوژی پدیده فتوالکتریک است که اولین بار توسط انیشتن مطرح گردید. فتو به معنای نور و ولتائیک به معنای الکتریسیته می‌باشد. هم‌اکنون گستردگی انرژی فتوولتائیک در مقایسه با دیگر انرژی‌های تجدیدپذیر بسیار کمتر است. بازار این سیستم‌ها به دلیل مزایایی نظیر کوتاه بودن زمان طراحی و نصب سیستم، بی صدا بودن فرآیند تبدیل انرژی، عمر زیاد و همچنین عدم نیاز به پرداخت هزینه‌های کابل‌کشی و کاهش روز به روز قیمت تمام شده سیستم‌های خورشیدی، به سرعت در حال گسترش و پیشرفت است. اگر این سیر به این صورت ادامه یابد خورشید یکی از مهمترین منابع تأمین انرژی خواهد بود. برای اینکه این رشد ادامه یابد مهم است که قیمت این سیستم‌ها هم‌زمان با افزایش بازدهی و قابلیت اطمینان، کاهش یابد.

سیستم‌های فتوولتائیک با دریافت انرژی خورشید جریان مستقیم DC تولید می‌کنند. این فرآیند توسط سلول‌های خورشیدی انجام می‌گیرد [۸-۶]. این جریان در سیستم متصل به شبکه^۵ به جریان متناوب AC تبدیل می‌شود. یکی از اجزای اصلی سیستم‌های فتوولتائیک سلول‌های خورشیدی می‌باشد. طول عمر این ماژول‌ها ۱۵ تا ۱۹ سال است که در انواع مونو کریستال و پلی کریستال و در توان‌های مختلف قابل ارائه می‌باشند. ولتاژ DC ایجاد شده توسط سلول‌های خورشیدی، معمولاً توسط یک مبدل DC-DC افزایش می‌یابد تا به سطح مورد نیاز برسد. از آنجا که عمدتاً مصرف کننده‌های الکتریکی نیاز به ولتاژ AC دارند،

ولتاژ DC تقویت شده توسط یک اینورتر به ولتاژ AC تبدیل می‌گردد [۹-۱۲].

در مبدل بوست پایه^۶ بهره مبدل از رابطه زیر به دست می‌آید:

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

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 ۵ باشد و با افزایش بیشتر ضریب وظیفه، بهره مبدل کاهش می‌یابد. بنابراین یک مبدل بوست پایه به تنهایی قادر به ایجاد بهره بزرگتر از ۵ نمی‌باشد. علاوه بر مسئله بهره، در مبدل بوست پایه کلیدزنی^۷ مبدل به صورت سخت انجام می‌شود و این قضیه باعث افزایش تلفات مبدل در فرکانس‌های بالا می‌شود. همچنین بدلیل بالا بودن استرس ولتاژ دیود و سوئیچ^۸ مبدل، المان‌های با قیمت مناسب عموماً کیفیت مناسبی ندارند و تلفات هدایتی و بازبایی معکوس دیودها هم مشکل ساز خواهد شد. مسئله بعدی موجود در مبدل بوست پایه، مشکل تداخلات الکترومغناطیسی در این مبدل است که علت اصلی آن نرخ زیاد dv/dt ولتاژ در خاموش شدن سوئیچ و همچنین نرخ شدید di/dt جریان در روشن شدن سوئیچ می‌باشد [۱۳].

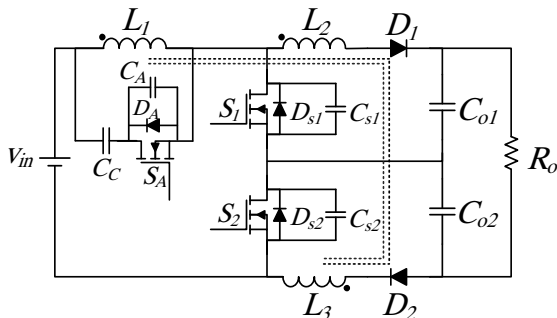
با توجه به مشکلات بیان شده برای مبدل بوست پایه، در مقالات مختلف عمده‌تأ روش‌هایی جهت کاهش استرس ولتاژ^۹ المان‌ها، کاهش استرس جریان المان‌ها و افزایش بهره^{۱۰} این مبدل ارائه کرده‌اند. در مرجع [۱۴]، یک مبدل بوست درهم‌تنیده معرفی شده است. در این مبدل المان‌های نیمه‌هادی هنوز در سوئیچینگ سخت عمل می‌کنند و بازده محدود می‌باشد زیرا بازبایی معکوس دیود خروجی در کاربردهای ولتاژ خروجی بالا همچنان مشکل جدی به شمار می‌آید. در مرجع [۱۵] یک مبدل بوست درهم‌تنیده^{۱۱} با گذر ولتاژ صفر^{۱۲} معرفی شده است. مبدل بوست درهم‌تنیده مرسوم توسط اضافه کردن مجموعه‌ی مدار کمکی برای هر فاز که از یک کلید فعال^{۱۳}، یک خازن و یک سلف تشکیل می‌شود، به دست می‌آید. روشن شدن کلیدهای اصلی به صورت طبیعی در جریان صفر اتفاق می‌افتد و مشکل بازبایی معکوس^{۱۴} دیود خروجی به خاطر عملکرد حالت جریان ناپیوسته بحرانی کاهش می‌یابد. مدارهای کموتاسیون کمکی، حالت گذرا در جریان صفر را وقتی کلید اصلی خاموش است فراهم می‌کند. با این حال، کنترل فرکانس متغیر برای این مبدل اجباری است که این موضوع طراحی فیلتر را برای تداخلات الکترومغناطیسی سخت می‌کند. در مرجع [۱۶] مبدل‌های بوست درهم‌تنیده مرسوم با سلف تزویج شده معرفی شده است. در این مبدل‌ها مشکل بازبایی معکوس دیود خروجی کاهش می‌یابد و روشن شدن کلید در جریان صفر می‌تواند در اثر سلف نشستی سلف تزویج شده حاصل شود. روشن شدن کلید در جریان صفر می‌تواند در اثر سلف نشستی سلف تزویج شده حاصل شود. روش‌های تزویج^{۱۵} دو حالت دارد. یکی از حالت‌ها تزویج مثبت است و حالت دیگر استفاده از تزویج منفی

بررسی قرار خواهد گرفت. سپس نتایج شبیه‌سازی مبدل نشان داده خواهد شد. در انتها یک جمع‌بندی کلی از مطالب بیان شده انجام می‌شود.

۲-۲- معرفی مبدل بوست سه سطحی High Step-Up سوئیچینگ نرم پیشنهادی

شکل (۱) مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. این مبدل از ترکیب سه تکنیک سه سطحی کردن، استفاده از سلف‌های کوپل شده و ایجاد سوئیچینگ نرم با اکتیو کلمپ تشکیل شده است. در مبدل‌های سه سطحی استرس ولتاژ سوئیچ‌ها نصف مبدل‌های دوسطحی پایه خواهد بود و همچنین فرکانس رپل جریان ورودی و خروجی مبدل‌های سطحی نیز دو برابر فرکانس رپل 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 ولی در این مبدل‌ها اندوکتانس ناشی ترانس مسئله ساز می‌باشد. که می‌توان با استفاده از تکنیک اکتیو کلمپ هم مشکلات ناشی از سلف ناشی را برطرف کرد و هم با استفاده از سلف ناشی شرایط کلیدزنی نرم را برای مبدل فراهم آورد. اجزا تشکیل دهنده مبدل عبارتند از دو سوئیچ اصلی S_1 و S_2 ، یک سوئیچ کمکی S_A ، سه سلف کوپل شده با یکدیگر L_1 ، L_2 و L_3 ، دو دیود مبدل بوست سه سطحی D_1 و D_2 ، دو خازن خروجی C_{O1} و C_{O2} یک خازن کلمپ C_C و سه خازن اسنابر C_{S1} ، C_{S2} و C_A .

دیودهای موازی معکوس سوئیچ‌ها نیز در نظر گرفته شده‌اند. نحوه کلیدزنی سوئیچ‌های اصلی مبدل به صورت درهم‌تنیده است و در واقع مبدل با دو پالس با ضرایب وظیفه بزرگتر از یک و دارای اختلاف فاز برابر ۱۸۰ درجه کنترل می‌شوند. سوئیچ کمکی نیز با پالسی با فرکانسی دو برابر فرکانس سوئیچینگ هر یک از سوئیچ‌های S_1 و S_2 کنترل می‌شود. 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 بهره بالا سه سطحی سوئیچینگ نرم پیشنهادی
Fig. (1): The proposed three level switching soft high step up boost converter

است. هر دو مدار می‌توانند عملکرد روشن شدن کلید در جریان صفر را محقق سازند و می‌توانند تلفات بازبایی معکوس دیود خروجی را کاهش دهند. رپل جریان مدار با تزویج مثبت کمتر است که کم شدن تلفات هدایتی را نتیجه می‌دهد. با این حال، خاموش شدن سوئیچ تحت شرایطی سخت است. رپل جریان مدار با تزویج منفی زیاد است زیرا مدار در حالت ناپیوسته عمل می‌کند و تلفات سوئیچینگ به خاطر عملکرد کلیدزنی در جریان صفر در تمام زمان‌های کلیدزنی پایین است. در مرجع [۱۷] یک مبدل بوست سه‌سطحی معرفی شده است. مبدل بوست سه‌سطحی 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 بازبایی دیود خروجی جدی است. در مرجع [۱۸] یک مبدل بوست سه‌سطحی با کلیدزنی در ولتاژ صفر [۱۹] معرفی شده است. در این مبدل روشن شدن و خاموش شدن کلید در ولتاژ صفر، برای سوئیچ‌های اصلی محقق می‌شود. با این حال، کلید محدود کننده فعال در سوئیچینگ سخت کار می‌کند و سلف رزونانس استرس ولتاژ سوئیچ را زیاد می‌کند. 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 مناسب و استرس ولتاژ پایین در سوئیچ‌های قدرت به دست می‌آید. همچنین انرژی ذخیره شده در سلف ناشی 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 مبدل پیشنهادی معرفی می‌شود که دارای مزایای همزمان بهره بالا، استرس ولتاژ کم، عملکرد سوئیچینگ نرم و بازده بالا است. بعد از معرفی این مبدل نحوه عملکرد و ویژگی‌های آن بررسی شده و روابط مربوط به آن بیان شده است.

۲- مبدل بوست سه‌سطحی 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 سوئیچینگ نرم 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

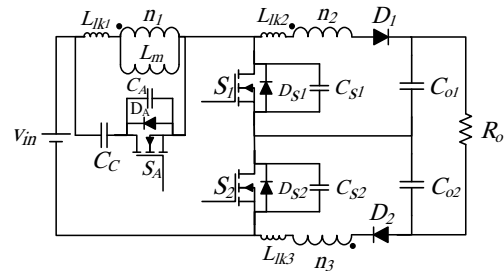
۳-۲- بیان نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی

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 ۱۲ وضعیت عملکرد می‌باشد که بدلیل تقارن موجود در مدار ۶ وضعیت مربوط به کلیدزنی یکی از کلیدهای مبدل بررسی می‌شود. برای بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی، فرضهای زیر در نظر گرفته می‌شوند.

۱- خازن‌های مبدل ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند. همچنین $C_{S1}=C_{S2}$ و $C_{O1}=C_{O2}$.

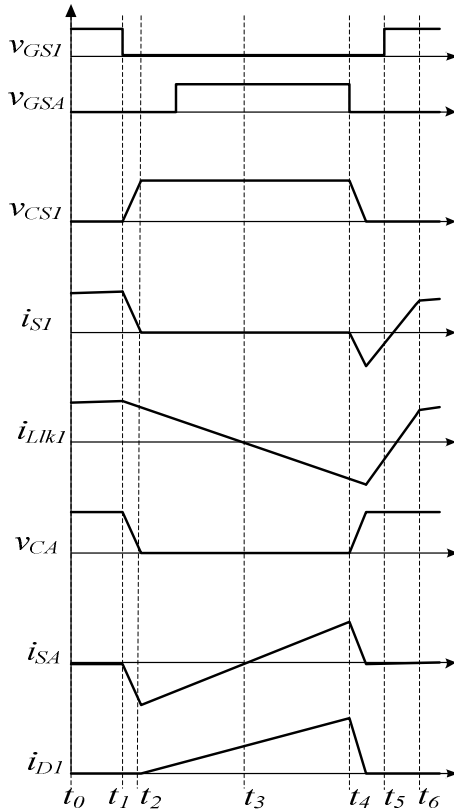
۲- سلف‌های کوپل شده مبدل به صورت نشان داده شده در شکل در نظر گرفته می‌شود و از دیگر المان‌های پارازیتی آن صرف‌نظر می‌شود.

۳- دیودها و سوئیچ‌های مبدل ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند و از سایر المان‌های پارازیتی آنها و همچنین افت ولتاژ آنها صرف‌نظر می‌شود.



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

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

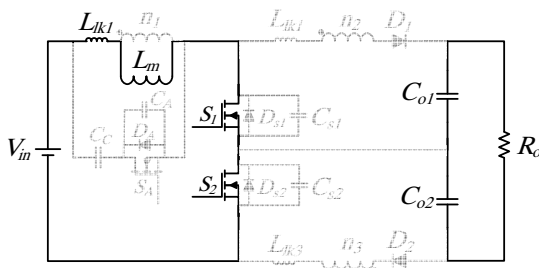


شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی ولتاژ و جریان مبدل پیشنهادی

Fig. (3): Theoretical key waveforms of the proposed converter

وضعیت اول $[t_0-t_1]$:

در این وضعیت هر دو سوئیچ مبدل روشن هستند و سوئیچ مدار کلمپ خاموش است. در طی مدت زمان این وضعیت، سلف مغناطیس‌کنندگی مبدل در حال جذب انرژی از منبع ورودی است. جریان بار خروجی نیز از طریق خازن‌های خروجی تأمین می‌شود. این وضعیت با خاموش شدن یکی از کلیدهای مبدل به پایان می‌رسد.

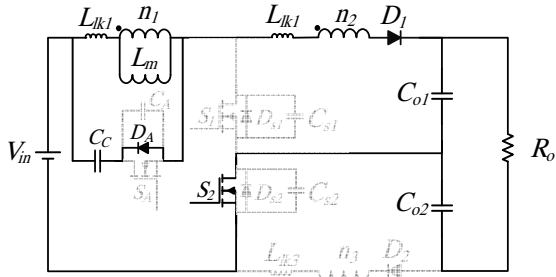


شکل (۴): مبدل بوست سه سطحی بهره بالا سوئیچینگ نرم پیشنهادی در وضعیت اول عملکرد

Fig. (4): The proposed converter at operating mode 1

وضعیت دوم $[t_1-t_2]$:

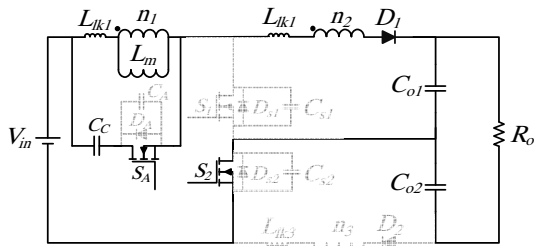
در آغاز این وضعیت سوئیچ S_1 خاموش می‌شود. خاموش شدن S_1 به خاطر وجود خازن اسنابر در دو سر آن در ولتاژ صفر رخ می‌دهد. سلف



شکل (۶): مبدل پیشنهادی در وضعیت سوم عملکرد
Fig. (6): The proposed converter at operating mode 3

وضعیت چهارم [t₃-t₄]:

در این وضعیت جریان L_{kl1} صفر می‌شود و به خاطر روشن بود سوئیچ در جهت عکس افزایش می‌یابد. معادله جریان در این حالت مشابه حالت قبل است و خازن C_c باعث منفی شدن جریان سلف نشستی L_{kl1} می‌شود.

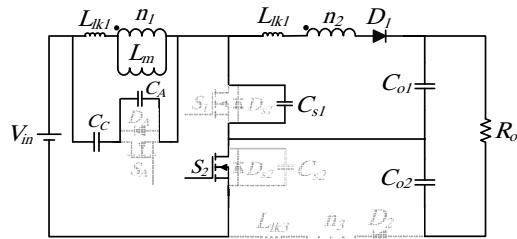


شکل (۷): مبدل بوست پیشنهادی در وضعیت چهارم عملکرد
Fig. (7): The proposed converter at operating mode 4

وضعیت پنجم [t₄-t₅]:

قبل از روشن کردن S₁, S_A را خاموش می‌کنیم. خاموش شدن S_A به علت وجود خازن موازی آن در ولتاژ صفر اتفاق می‌افتد. با خاموش شدن S_A سلف L_{kl1} شروع به رزونانس با C_A و C_{S1} می‌کند که در نتیجه آن C_A شروع به شارژ و C_{S1} شروع به دشارژ شدن می‌کند تا در انتهای این وضعیت خازن C_A تا V_{in}+V_{CC} شارژ شود و C_{S1} کاملاً تخلیه شود. این وضعیت با روشن شدن دیود موازی معکوس سوئیچ S₁ به اتمام می‌رسد. برای حصول شرایط ZVS برای روشن شدن سوئیچ S₁ انرژی ذخیره شده در سلف نشستی L_{kl1} باید در رابطه زیر صدق کند.

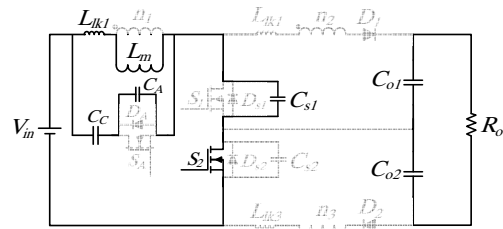
$$\frac{1}{2} \cdot L_{Lk1} \cdot [i_{Lk1}(t = t_4)]^2 \geq \frac{1}{2} \cdot (C_A // C_{S1}) \cdot [v_{C_A}(t = t_4)]^2 \quad (۵)$$



شکل (۸): مبدل پیشنهادی در وضعیت پنجم عملکرد
Fig. (8): The proposed converter at operating mode 5

مغناطیس‌کنندگی L_m جریان خود را ادامه می‌دهد و خازن اسنانبر موازی S₁ را شارژ می‌کند. چون خازن اسنانبر موازی S₁، خازن اسنانبر موازی S_A، خازن کلمپ و ورودی تشکیل یک حلقه می‌دهند بنابراین با شارژ شدن خازن موازی S₁، C_A شروع به دشارژ شدن می‌کند. این حالت با دشارژ شدن خازن C_A و در نتیجه روشن شدن دیود موازی معکوس S_A خاتمه می‌یابد. برای دستیابی به شرایط ZVS برای سوئیچ S₂، انرژی ذخیره شده در سلف نشستی L_{kl1} باید شرایط زیر را ارضا کند.

$$\frac{1}{2} \cdot L_{Lk1} \cdot [i_{Lk1}(t = t_1)]^2 \geq \frac{1}{2} \cdot (C_A // C_{S1}) \cdot [v_{C_A}(t = t_1)]^2 \quad (۲)$$



شکل (۵): مبدل بوست سه سطحی بهره بالا سوئیچینگ نرم پیشنهادی در وضعیت دوم عملکرد
Fig. (5): The proposed converter at operating mode 2

وضعیت سوم [t₂-t₃]:

وضعیت سوم وقتی ولتاژ C_A در لحظه t=t₂ تا سطح ولتاژ صفر تخلیه شد، آغاز می‌شود. جریان سلف L_{kl1} دیود موازی معکوس سوئیچ S_A را روشن نگه می‌دارد و شرایط روشن شدن ZVS را برای آن فراهم می‌آورد. پالس روشن شدن سوئیچ S_A را باید قبل از خاموش شدن دیود موازی معکوسش به آن اعمال کرد تا شرایط ZVS به درستی حاصل شود. در این وضعیت ولتاژ V_{CS1} باید به مقدار V_{in}+V_{CC} محدود شود. در این مد عملکردی D₁ نیز شروع به هدایت می‌کند و L_m به خروجی انرژی انتقال می‌دهد. معادله جریان سلف مغناطیس‌کنندگی به صورت رابطه (۳) است.

$$i_{Lm} = i_{Lm}(t = t_2) - \frac{\left(\frac{V_o}{2} - V_{in}\right) \cdot \frac{n_1}{n_1 + n_2}}{L_m} \cdot (t - t_2) \quad (۳)$$

انرژی ذخیره شده در L_{kl1} نیز در حال انتقال به خازن C_c می‌باشد. چون ظرفیت خازن C_c زیاد است ولتاژ آن در طی این حالت ثابت در نظر گرفته می‌شود. بنابراین در طی این وضعیت عملکرد جریان سلف نشستی L_{kl1} به صورت خطی کاهش می‌یابد تا در انتهای این حالت به صفر برسد. معادله جریان سلف نشستی به صورت زیر می‌باشد.

$$i_{Lk1} = i_{Lk1}(t = t_2) - \frac{\left[\left(\frac{V_o}{2} - V_{in}\right) \cdot \frac{n_1}{n_1 + n_2}\right] - V_C}{L_{Lk1}} \cdot (t - t_2) \quad (۴)$$

وضعیت ششم $[t_5-t_6]$:

در این وضعیت جریان سلف نشستی L_{lk1} ، دیود موازی معکوس S_1 را روشن نگه می‌دارد. همچنین این جریان با شیب خطی کاهش می‌یابد و در واقع انرژی ذخیره شده در آن، به منبع منتقل می‌شود. قبل از خاموش شدن دیود، باید پالس گیت روشن شدن به سوئیچ S_2 اعمال شود. رابطه جریان سلف نشستی در این حالت به صورت زیر می‌باشد.

$$i_{L_{lk1}} = i_{L_{lk1}}(t = t_5) + \frac{V_{in} + \frac{V_o}{2} \cdot \frac{n_1}{n_2}}{L_{lk1}} \cdot (t - t_5) \quad (6)$$

$$V_C = \frac{D - \frac{1}{2}}{1 - D} V_{in} \quad (8)$$

در نظر گرفتن بازه‌های زمانی t_1-t_2 و t_4-t_5 ، موجب کاهش زمان وظیفه موثر مبدل خواهد شد. این کاهش به صورت زیر محاسبه می‌شود.

$$\Delta T_s = \frac{2 \cdot I_i \cdot L_{lk1}}{V_i + \frac{V_o}{n}} \quad (9)$$

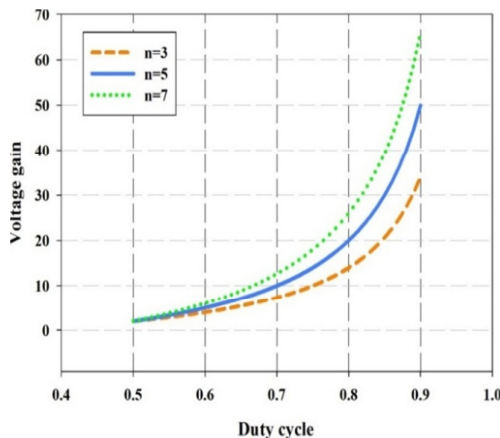
که I_i برابر است با:

$$I_i = \frac{V_o \cdot I_o}{\eta V_i} \quad (10)$$

که η برابر بازه مبدل می‌باشد. در طی این مدت زمان سلف مغناطیس‌کنندگی همچنان دشارژ می‌شود؛ در واقع ضریب وظیفه مبدل کمتر از مقداری است که توسط پالس مدار کنترل اعمال می‌شود. بنابراین با در نظر گرفتن این مدت زمان، رابطه بهره مبدل به صورت زیر به دست خواهد آمد.

$$G = 2 + \frac{[2 \cdot (D - \frac{\Delta T_s}{T})] - 1}{1 - [D - \frac{\Delta T_s}{T}]} (1 + n) \quad (11)$$

در شکل (۱۰) بهره مبدل پیشنهادی به ازای ضریب وظیفه‌های مختلف برای سه نسبت دور متفاوت، نشان داده شده است.



شکل (۱۰): نمودار بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بر حسب تغییرات ضریب وظیفه به ازای نسبت دورهای متفاوت

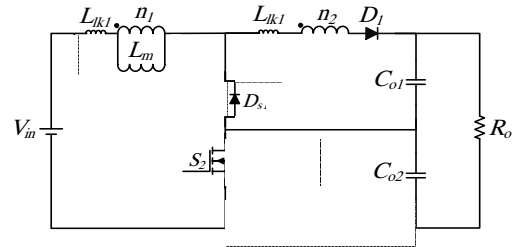
Fig. (10): The voltage gain diagram of the proposed converter versus different duty cycles and turn-ratios

۲-۴-۲- استرس ولتاژ سوئیچ‌ها و دیودها

با استفاده از رابطه (۸) که مربوط به ولتاژ خازن کلمپ است استرس ولتاژ سوئیچ‌ها به صورت زیر قابل بیان می‌باشد.

$$V_{S1, S2} = V_{in} + \frac{1}{1-D} V_{in} = \frac{V_{in}}{2(1-D)} \quad (12)$$

همچنین استرس ولتاژ سوئیچ را می‌توان به صورت زیر نیز بیان کرد.



شکل (۹): مبدل پیشنهادی در وضعیت ششم عملکرد

Fig. (9): The proposed converter at operating mode 6

در انتهای این حالت، جریان سلف نشستی L_{lk1} تا سطح صفر کاهش می‌یابد و با صفر شدن این جریان، جریان دیود D_1 نیز به صفر می‌رسد. به علت محدود بودن سرعت کاهش جریان دیود D_1 ، تلفات ناشی از بازیابی معکوس این دیود کاهش می‌یابد.

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.

۲-۴-۱- 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 ذخیره شده در سلف مغناطیس‌کنندگی به خروجی منتقل می‌شود. بنابراین مبدل پیشنهادی برای ضرایب وظیفه بزرگتر از نیم، ارائه می‌شود. در عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت ماندگار، بازه‌های زمانی t_1-t_2 و t_4-t_5 نسبت به مدت زمان یک دوره سوئیچینگ بسیار کوچک هستند. بنابراین برای ساده‌سازی به دست آوردن مبدل از در نظر گرفتن آنها خودداری می‌شود. با نوشتن روابط بالانس ولت-ثانیه برای سلف مغناطیس‌کنندگی L_m مبدل پیشنهادی بهره مبدل به صورت زیر خواهد بود. با فرض

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{n_3}{n_1} = n$$

$$G = \frac{2 \cdot n \cdot D + 1 - n}{1 - D} \quad (13)$$

همچنین با استفاده از روابط بالانس ولت-ثانیه، ولتاژ خازن کلمپ به صورت زیر به دست می‌آید.

$$C_S > \frac{i_{sw} t_f}{2 \cdot k_1 \cdot v_{sw}} \quad (19)$$

که در آن i_{sw} جریان سوئیچ قبل از خاموش شدن، v_{sw} ولتاژ دو سر سوئیچ بعد از خاموش شدن و t_f زمان افت جریان سوئیچ است و k_1 ضریب تضمین ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم است که در حدود ۰/۲ در نظر گرفته می‌شود. طراحی خازن‌های C_A و C_{S1} و C_{S2} با استفاده از این رابطه صورت می‌گیرد.

۳- 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 ۱۰۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است. سایر مشخصات مبدل طراحی و شبیه‌سازی شده در جدول (۱) گزارش شده است. شکل (۱۲) و (۱۳) نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی را برای مشخصات ذکر شده نشان می‌دهد. شکل (۱۲) مربوط به سطح ولتاژ ورودی و خروجی است. همانگونه که در این شکل مشاهده می‌شود مبدل پیشنهادی بهره ولتاژ مد نظر را ایجاد کرده است. شکل (۱۳) نیز دیگر شکل موج‌های کلیدی عملکرد مبدل را نشان می‌دهد.

Table (1): Specifications of the simulated converter

جدول (۱): مشخصات مبدل شبیه‌سازی شده پیشنهادی

| نماد | پارامتر | مقدار |
|-----------------------|--|-------------|
| P | توان | ۲۰۰ W |
| V_{in} | ولتاژ ورودی | ۴۰ V |
| V_o | ولتاژ خروجی | ۴۰۰ V |
| f | فرکانس کلیدزنی سوئیچ‌های اصلی | ۱۰۰ kHz |
| f | فرکانس کلیدزنی سوئیچ کمکی | ۲۰۰ kHz |
| L_m | سلف مغناطیس‌کنندگی | ۲۵ μ H |
| L_{lk1} | سلف نشستی | ۳ μ H |
| n | نسبت دور سیم‌پیچ‌های سلف‌های تزویج شده | ۵ |
| S_{A1}, S_{A2}, S_1 | کلید ماسفت | IRFP260 |
| D_1, D_2 | دیود | MUR460 |
| C_C | خازن کلمپ | ۴۷ μ F |
| C_{S1}, C_{S2} | خازن‌های اسنابر | ۴/۷ μ F |

$$\overline{V_{S1, S2}} = \frac{V_o}{2} - \frac{n}{n+1} \cdot \left(\frac{V_o}{2} - V_{in} \right) \quad (13)$$

با توجه به رابطه استرس ولتاژ سوئیچ در مبدل دو سطحی که به صورت رابطه زیر است، می‌توان دریافت که در مبدل سه سطحی استرس ولتاژ سوئیچ تقریباً نصف می‌باشد.

$$\overline{V_{D1, D2}} = V_o - \frac{n}{n+1} \cdot (V_o - V_{in}) \quad (14)$$

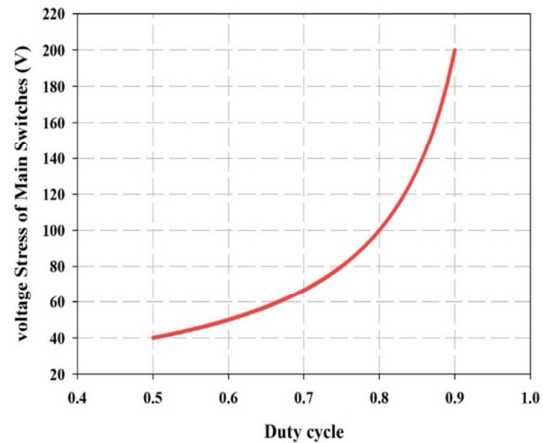
همچنین استرس ولتاژ دیودها برابر رابطه زیر می‌باشد.

$$\overline{V_{D1, D2}} = n \cdot V_{in} + \frac{V_o}{2} \quad (15)$$

که با توجه به استرس ولتاژ دیودها در مبدل دوسطحی که در رابطه زیر بیان شده است، می‌توان دریافت که استرس ولتاژ دیودها هم بسیار کاهش یافته است.

$$\overline{V_{D1, D2}} = n \cdot V_{in} + V_o \quad (16)$$

در شکل (۱۱) نمودار تغییرات استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی بر حسب ضریب وظیفه‌های متفاوت مشاهده می‌شود.



شکل (۱۱): نمودار تغییرات استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی بر حسب تغییرات ضریب وظیفه

Fig. (11): Voltage stress diagram of the main switch versus duty cycle

۴-۲-۳- شرایط برقراری ZVS

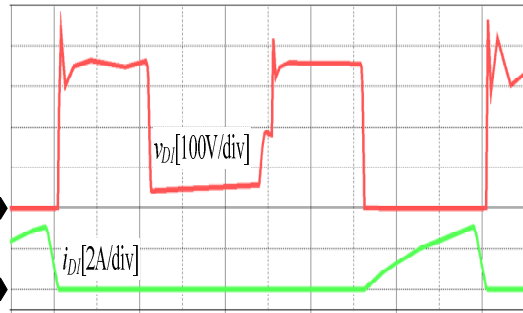
با توجه به رابطه (۲) و رابطه (۵) برای برقراری شرایط ZVS سلف نشستی باید شرایط رابطه زیر را داشته باشد. (با فرض $C_{S1}=C_{S2}$)

$$L_{lk1} \geq \frac{[V_{in} + V_{Cc}]^2 \cdot (C_S / C_A)}{\left(\frac{V_o \cdot I_o}{\eta \cdot V_i \cdot D} + \frac{1}{2} \cdot \Delta i \right)^2} \quad (17)$$

که در آن:

$$\Delta i = \frac{V_i \cdot L_m \cdot D \cdot T}{(L_m + L_{lk1})^2} \quad (18)$$

می‌باشد. رابطه زیر رابطه کلی طراحی خازن اسنابر در مدارات الکترونیک قدرت می‌باشد.



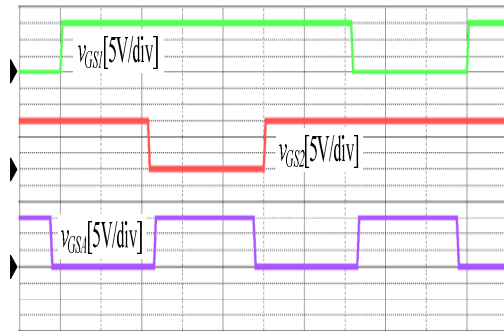
شکل (۱۲): ولتاژ ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی شبیه‌سازی شده

Fig. (12): The input and output voltage of the simulated converter

شکل (۱۳): نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی شبیه‌سازی شده (مقیاس زمان $1\mu\text{s/div}$) (الف) پالس‌های سوئیچ‌ها (ب) جریان و ولتاژ سوئیچ‌های اصلی (پ) جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی (ت) جریان و ولتاژ دیودهای خروجی مبدل

Fig. (13): Simulation results of the proposed converter (scale $1\mu\text{s/div}$)

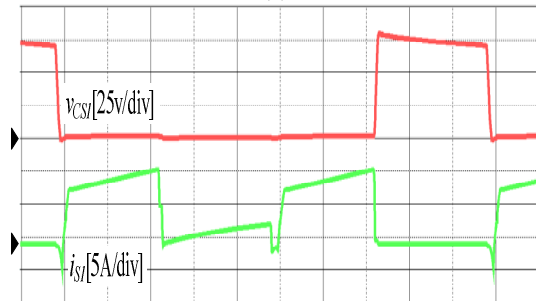
- (a) Gate pulsating of the switches
- (b) Voltage and current of main switches
- (c) Voltage and current of auxiliary switches
- (d) Voltage and current of output diodes



(الف)

(a)

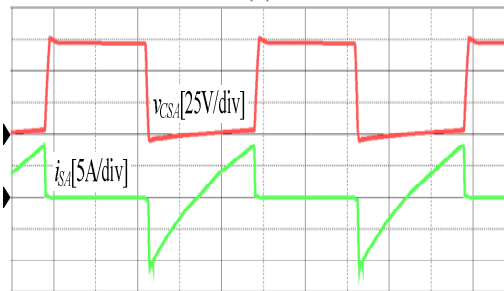
شکل ۱۳ (الف) شکل موج ولتاژهای مربوط به گیت سورس سوئیچ‌های مبدل را نشان می‌دهد. شکل ۱۳ (ب) سوئیچینگ نرم سوئیچ‌های اصلی را نشان می‌دهد و با توجه به این شکل می‌توان دریافت روشن شدن و خاموش شدن سوئیچ‌های اصلی به صورت ZVS صورت می‌پذیرد. شکل ۱۳ (پ) نیز مربوط به شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی می‌باشد. همان‌گونه که در این شکل مشخص است سوئیچ کمکی نیز در ولتاژ صفر کلیدزنی می‌شود. شکل ۱۳ (ت) نیز شکل موج جریان و ولتاژ دیودهای خروجی مبدل را نشان می‌دهد. همانطور که در این شکل مشخص است به خاطر وجود سلف نشستی سری با دیودهای خروجی مشکل بازتابی معکوس برای این دیودها وجود ندارد و دیود به صورت ZVS خاموش شده است.



(ب)

(b)

در شکل (۱۴) نمودار شبیه‌سازی بازده مبدل پیشنهادی دوم به ازای توان‌های مختلف نشان داده شده است. بیشترین بازده برابر با 94.2% در 60% بار نامی محقق می‌شود. با افزایش توان، تلفات هدایتی المان‌ها بیشتر شده و بازده مبدل کاهش می‌یابد.



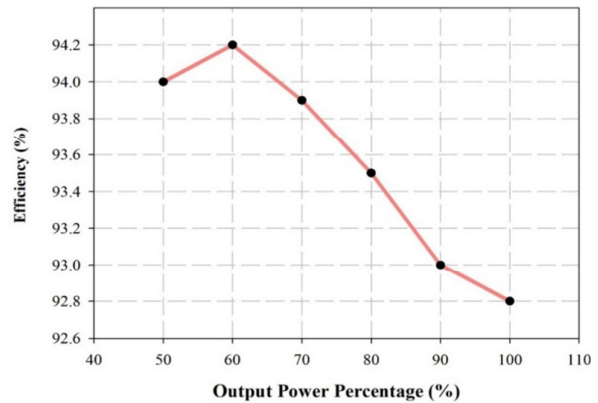
(پ)

(c)

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.

پی‌نوشت:

1. Renewable Energy Sources
2. Reliability
3. Photovoltaic
4. Maximum Power Point
5. Grid Connected Systems
6. Conventional Boost Converter
7. Switching
8. Switch
9. Voltage Stress
10. Conversion Ratio
11. Interleaved Boost Converter
12. Zero Voltage Transition
13. Active Switch
14. Reverse Recovery Problem
15. Coupling



شکل (۱۴): نمودار بازده مبدل پیشنهادی اول به ازای توان‌های مختلف
Fig. (14): The efficiency diagram of the proposed converter
versus different powers

۴- نتیجه گیری

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

References

- [1] M. Fooladgar, E. Rok Rok, B. Fani, G. Shahgholian, "Evaluation of the trajectory sensitivity analysis of the DFIG control parameters in response to changes in wind speed and the line impedance connection to the grid DFIG", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, Vol. 5, No. 20, pp. 37-54, Winter 2015.
- [2] G. Shahgholian, K. Khani, M. Moazzami, "Frequency control in autonomous microgrid in the presence of DFIG based wind turbine", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, Vol. 6, No. 23, pp. 3-12, Autumn 2015.
- [3] 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, pp. 1320-1333, 2008.
- [4] J. Selvaraj, N.A. Rahim, "Multilevel inverter for grid-connected PV system employing digital PI controller," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, pp. 149-158, 2009.
- [5] 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, pp. 108-115, 2009.
- [6] T. Kerekes, R. Teodorescu, U. Borup, "Transformerless photovoltaic inverters connected to the grid", In *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, pp. 1733-1737, 2007.
- [7] 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, pp. 437-447, 2008.
- [8] K.I. Hwu, Y.T. Yau, "An interleaved AC-DC converter based on current tracking", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 56, pp. 1456-1463, 2009.
- [9] 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, pp. 173-183, 2008.
- [10] 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, pp. 954-962, 2002.
- [11] G. Spiazzi, S. Buso, "Small-signal modeling of the interleaved boost with coupled inductors converter", *Proceeding of the COBEP*, pp. 456-461, 2013.
- [12] 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, pp. 1341-1352, 2004.
- [13] Y. Gang, C. Alian, H. Xiangning, "Corrections to soft switching circuit for interleaved boost converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 22, pp. 712-712, 2007.
- [14] J. Li, X. Yang, P. Fan, "Improved small signal modeling and analysis of the PI controlled Boost converter", *Proceeding of the ICECC*, pp. 3763-3767, 2011.
- [15] F. Xiaoyun, S. Wensheng, X. Ge, "A novel single-phase three-level PWM rectifier with asymmetrical legs", *Proceeding of the ICEMS*, pp. 1820-1825, 2008.

- [16] M.T. Zhang, J. Yimin, F.C. Lee, M.M. Jovanovic, "Single-phase three-level boost power factor correction converter", Proceeding of the APEC, Vol. 1, pp. 434-439, 1995.
- [17] W. Hongyang, H. Xiangning, "A novel single phase three-level power factor correction with passive lossless snubber", Proceeding of the IEEE/APECE, Vol. 2, pp. 968-974, 2002.
- [18] L. Yuang-Shung, Y. Ling-Chia, and C. Tzu-Han, "High voltage conversion ratio cascade boost converter with DC snubber", Proceeding of the IPEC, pp. 208-215, 2014.
- [19] F. Xiaogang, L. Jinjun, F.C. Lee, "Impedance specifications for stable DC distributed power systems", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 17, pp. 157-162, 2002.
- [20] B.R. Lin, J.J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio", Power Electronics, IET, Vol. 1, pp. 386-394, 2008.
- [21] S.Y. Tseng, S.H. Tseng, J.G. Huang, "High step-up converter with partial energy processing for livestock stunning applications", Proceeding of the IEEE/APEC, pp. 7, 2006.
- [22] 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, 2011.