

طراحی و ساخت یک مبدل بوست-فلای بک بهره بالا با سوئیچینگ نرم

قاسم حق شناس جزی^(۱) - سید محمد مهدی میرطلایی^(۲)

(۱) کارشناسی 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: ۱۳۹۵/۱/۱۸ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۵/۴/۷

خلاصه: در این مقاله یک مبدل بوست-فلای بک بهره بالا و کلیدزنی نرم پیشنهاد شده است. کاربرد اصلی این مبدل در اتصال آرایه‌های خورشیدی به شبکه برای تولید برق می‌باشد. از آنجایی که در این کاربردها اختلاف سطح ولتاژ ورودی و خروجی مبدل زیاد است، نمی‌توان از مبدل‌های بوست و باک-بوست پایه استفاده کرد، زیرا این مبدل‌ها در ضریب وظیفه‌های نزدیک به یک دچار افت شدیدی در بازده می‌شوند. از این رو یک مبدل بهره بالای بوست فلای بک با سوئیچینگ نرم جهت برطرف کردن مشکلات مبدل بوست پایه ارائه شده است که علاوه بر داشتن ضریب وظیفه مناسب در بهره های بالا، از مزایایی نظیر استرس ولتاژ بسیار کمتر از ولتاژ خروجی و شرایط سوئیچینگ نرم نیز برخوردار است. همچنین به دلیل اینکه در مبدل پیشنهادی از هیچ سوئیچ و یا هسته مغناطیسی اضافه‌ای جهت برقراری شرایط سوئیچینگ نرم استفاده نشده است تعداد المان مبدل نسبت به مبدل بوست فلای بک پایه افزایش چندانی نیافته است. عملکرد مبدل ابتدا به صورت تحلیلی مورد بررسی قرار گرفته، سپس یک نمونه از مبدل پیشنهادی برای ولتاژ ورودی ۴۰ ولت، ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت و توان ۱۰۰ وات در نرم افزار PSPICE شبیه سازی شده و نهایتاً به صورت عملی پیاده سازی شده است تا نتایج تحلیلی و شبیه‌سازی مورد ارزیابی قرار گیرد.

کلمات کلیدی: مبدل بوست-فلای بک، مبدل بهره بالا، کلیدزنی نرم.

Design and Implementation of a High Step-Up Boost-Fly Back Converter with Soft Switching

Ghasem haghshenas jazi⁽¹⁾ - Sayyed Mohammad Mehdi Mirtalaei⁽²⁾

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

Ghasem.haghshenas@gmail.com

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

mirtalaei.iaun@gmail.com

In this paper a new soft switching boost-flyback converter is introduced to eliminate conventional boost-flyback converter problems in the high voltage applications. The main application of this converter is connection of PV system to the power system. In the proposed converter not only the operating duty cycles proper in high voltage gains but also the switch voltage stress is lower than output voltage. Also, in the proposed converter any auxiliary switch or magnetic core has not been used so the number of converter components is not increased much in comparison with the conventional boost-flyback converter. The operation principles of the proposed converter and its theoretical operation waveforms is presented. In order to justify the theoretical analysis, a prototype of the proposed converter is designed, simulated and experimentally implemented. The simulation and practical results are presented for a 100W boost-flyback converter with input voltage of 40V and output voltage of 400V.

Index Terms: Boost-fly back converter, high step up converter, soft switching.

۱- مقدمه

امروزه با توجه به تمایل هرچه بیشتر بشر به انرژی‌های تجدید پذیر، توجه و تمرکز بیشتری بر رشد و توسعه سیستم‌های تولید انرژی از منابع تجدیدپذیر گذاشته شده است. انرژی خورشیدی، یکی از ارزان‌ترین و در دسترس‌ترین منابع انرژی تجدید پذیر می‌باشد. جذب انرژی رایگان از نور خورشید همواره برای بشر جذابیت داشته است. ولی با توجه به این که هزینه اولیه و راه‌اندازی سیستم‌های تولید انرژی از نور خورشید، بسیار بالا است و همچنین بازدهی این سیستم‌ها چندان قابل توجه نیست، این گزینه برای تأمین انرژی، چندان مقرون به صرفه نبوده است. اما برای کاهش مصرف سوخت‌های فسیلی که منجر به آلودگی‌های شدید زیست‌محیطی می‌شوند، مطالعات و پروژه‌های تحقیقاتی گسترده‌ای انجام شده است تا بتوان منابع انرژی تجدید پذیر و پاک را رقیبی برای سوخت‌های تجدیدناپذیر از جمله فسیلی قرار داد. برای تبدیل انرژی خورشیدی به انرژی الکتریکی از سلول‌هایی تحت عنوان سلول‌های خورشیدی استفاده می‌شود. این ماژول با جذب انرژی از نور خورشید، در خروجی خود یک اختلاف پتانسیل ایجاد می‌کند. با این حال ولتاژ ایجاد شده در خروجی سلول‌های خورشیدی موجود به مراتب پایین‌تر از سطح ولتاژ مورد نیاز در ورودی اینورترها است. علت این قضیه این است که در سلول‌های خورشیدی از اتصال سری و یا موازی سلول‌های خورشیدی استفاده می‌شود تا سطح توان مد نظر ایجاد شود. سری کردن بیش از حد این سلول‌ها موجب می‌شود در هنگامی که بر روی یک یا چند سلول سایه قرار بگیرد و یا به علت دیگری قادر به عبور جریان نباشد، مسیر جریان کلیه سلول‌های دیگر سری با آن نیز مسدود می‌شود.

به علت تفاوت بسیار زیاد سطح ولتاژهای خروجی سلول‌های خورشیدی و ورودی اینورترها، نمی‌توان از مبدل‌های بوست و باک-بوست پایه جهت افزایش ولتاژ خروجی سلول خورشیدی 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 [۱]. یک راه‌حل ساده، اتصال سری سلول‌های خورشیدی با یکدیگر برای افزایش ولتاژ است، ولی انجام این کار باعث می‌شود زمانی که روی بخشی از ماژول‌ها سایه بیفتد و یا بین ماژول‌ها عدم تطبیق وجود داشته باشد، عملکرد کلیه ماژول‌ها مختل شود. از این رو لازم است برای رسیدن ولتاژ خروجی سلول‌های خورشیدی به سطح مطلوب، از مبدل‌های DC-DC با بهره‌ی ولتاژ بالا استفاده کرد که این مبدل باید بتواند بهره ولتاژ بالایی را در عین داشتن بازده مناسب ایجاد کند.

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 کاربردهای با بهره ولتاژ بالا به کار روند [۱، ۲]. علاوه بر که ضریب وظیفه زیاد نه تنها اسپایک ولتاژ شدیدی ایجاد می‌کند و تلفات هدایتی را افزایش می‌دهد، بلکه مشکل بازیابی معکوس دایود را نیز شدیدتر می‌کند [۳، ۴]. تاکنون توپولوژی‌های بسیاری به هدف

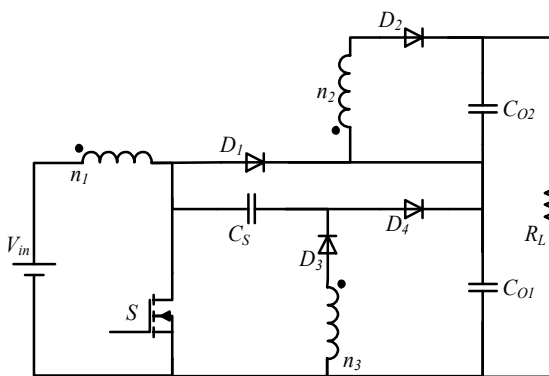
دستیابی به بهره ولتاژ بالا بدون افزایش شدید در ضریب وظیفه پیشنهاد شده‌اند که در مقاله مروری نشان داده شده‌اند [۵]. مبدل فلای-بک یک ساختار ساده ایزوله است که می‌تواند بهره ولتاژ بالا ایجاد کند. ولی استرس ولتاژ سوئیچ این مبدل به خاطر وجود سلف نشستی در ترانسفورمر این مبدل، بالا است. برای بازیابی انرژی ذخیره شده در سلف نشستی و کم کردن استرس ولتاژ سوئیچ در مبدل فلای-بک، چند تکنیک بازیابی انرژی در مقالات [۶-۸] ارائه شده است تا استرس ولتاژ سوئیچ کلمپ شود و انرژی ذخیره شده در سلف نشستی مبدل فلای بک به چرخه پردازش توان باز یابد. بعضی مبدل‌های ایزوله منبع ولتاژ موجود مانند مبدل تمام پل شیفت فاز هم می‌توانند با افزایش نسبت دور ترانس به بهره‌های ولتاژ بالا دست یابند. ولی متاسفانه با افزایش ریبل جریان ورودی، توان خروجی ماکزیمم محدود می‌شود و عمر مفید خازن‌های الکترولیتی نیز کاهش می‌یابد. برای کاهش این اثرات، خازن‌های الکترولیتی بیشتر برای کم کردن اثر ریبل جریان ورودی باید مورد استفاده قرار گیرد. علاوه بر این مشکلات، استرس ولتاژ دایود خروجی خیلی بیشتر از ولتاژ خروجی است که باعث کاهش بیشتر بازده مبدل در کاربردهای ولتاژ بالا می‌شود. مبدل‌های ایزوله دیگر از نوع منبع جریان، مانند مبدل بوست دوتایی با کلمپ فعال و مبدل تمام پل بوست با کلمپ فعال [۹، ۱۰]، نیز می‌توانند به بهره ولتاژ و بازده بالا دست یابند. ولی عملکرد این مبدل‌ها در شروع آغاز به کار باید به صورت جداگانه‌ای مورد بررسی قرار گیرد. جدا از این مسئله، قیمت افزایش چشمگیری می‌یابد به خاطر اینکه تعداد زیادی المان قدرت مورد نیاز خواهد بود و برای مدار کنترل نیز به سنسورهای ایزوله نیاز خواهد بود. برای کاهش هزینه تمام شده سیستم و بهبود بازده مبدل‌های DC-DC غیرایزوله راه حل مناسب‌تری خواهد بود [۱۱، ۱۲]. مبدل‌های بر پایه خازن‌های سوئیچ شده که در مقالات [۱۳، ۱۶] نمونه‌هایی از آنها موجود است، راه حلی برای بهبود بازده و رسیدن به بهره ولتاژ بالا هستند. متاسفانه، تکنیک خازن سوئیچ شده پایه باعث می‌شود سوئیچ در لحظات گذرا استرس جریان زیادی را به خود ببیند و تلفات هدایتی مبدل زیاد باشد. علاوه بر این، تعداد زیادی سلول خازن سوئیچ شده نیاز است تا بتوان بهره ولتاژ نسبتاً زیادی را به دست آورد، که این خود باعث افزایش شدید پیچیدگی مبدل می‌شود [۲۷]. به هر حال، اخیراً تحقیقاتی بر روی بازده انرژی مبدل‌های دارای خازن سوئیچ شده صورت پذیرفته است و نتایج آن در مقاله [۳۳] گزارش شده است و در این مقاله مولفان، قواعدی برای طراحی و ساخت مبدل‌های بر پایه خازن سوئیچ شده با بازده بالا ارائه کرده‌اند.

در [۳۴]، توپولوژی‌های مختلفی بر پایه مفهوم سلول خازن سوئیچ شده ارائه شده است که در آنها یک روش سوئیچینگ نرم استفاده شده است تا بتوان تلفات سوئیچینگ و مشکلات تداخلات الکترومغناطیسی را کاهش داد. مبدل‌های دارای سلف کوپل شده راه حل دیگری برای بهبود بهره ولتاژ هستند زیرا در آنها علاوه بر ضریب وظیفه، نسبت دور سلف‌های کوپل شده نیز عامل دیگری در تعیین بهره ولتاژ است و با

دور، استرس ولتاژ سوئیچ کمتر از ولتاژ خروجی و ... برخوردار می‌باشند و در مقابل از مشکلاتی نظیر اسپایک ناشی از انرژی ذخیره شده در سلف نشتی، تلفات سوئیچینگ سخت رنج می‌برند. بر این اساس در این بخش یک مبدل بهره بالای سوئیچینگ نرم ارائه شده است که علاوه بر دارا بودن مزایای مبدلهای بهره بالای بر مبنای سلف کوپل شده، از مزایایی نظیر کلیدزنی نرم و جذب و بازگردانی انرژی ذخیره شده در سلف نشتی برخوردار می‌باشد. در بخش دوم مبدل پیشنهادی معرفی شده است و اجزای تشکیل دهنده آن به ترتیب بیان شده‌اند. در بخش سوم نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی در بازه‌های زمانی مختلف عملکردی بیان شده است. در بخش چهارم ویژگی‌های مبدل پیشنهادی بررسی شده است و در بخش پنجم یک رویه برای طراحی مبدل پیشنهادی ارائه شده است. در ادامه در بخش ششم مبدل پیشنهادی برای سطح ولتاژ ورودی ۴۰ ولت، خروجی ۴۰۰ ولت و سطح توان ۱۰۰ وات شبیه سازی شده است و همچنین مبدل پیشنهادی با مشخصاتی مشابه با مبدل شبیه‌سازی شده، به صورت عملی پیاده سازی شده است تا قابلیت پیاده‌سازی مبدل پیشنهادی به صورت عملی به اثبات رسانیده شود نتایج آن در این بخش گزارش شده است و در انتها نیز یک جمع بندی از مطالب این فصل صورت گرفته است.

۲-۲- معرفی مبدل بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی

شکل (۱) مبدل بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی را نمایش می‌دهد. این مبدل شامل یک مبدل بوست فلائی بک و یک مدار کمکی اسنابر پسو ایجاد کننده شرایط سوئیچینگ نرم می‌باشد. در مبدل پیشنهادی، مدار اسنابر پسو کمکی از یک سلف کوپل شده با ترانس مبدل فلائی بک استفاده شده است که این موضوع باعث افزایش نیافتن حجم مبدل شده است. به ترتیب در مبدل پیشنهادی S سوئیچ مبدل، D_1 دیود خروجی بوست، D_2 دیود خروجی فلائی بک، n_1 و n_2 سیم پیچ‌های مربوط به مبدل بوست فلائی بک، C_{O1} خازن خروجی بوست و C_{O2} خازن خروجی فلائی بک می‌باشد. همچنین المان‌های مدار اسنابر پسو کمکی شامل سیم پیچ n_3 که با سیم پیچ‌های n_1 و n_2 دارای تزویج می‌باشد، خازن اسنابر C_S و دایودهای اسنابر D_3 و D_4 است.



شکل (۱): مبدل بهره بالای سوئیچینگ نرم پیشنهادی

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

افزایش آن می‌توان بهره ولتاژ را افزایش داد. در مقالات [۱۶]-[۱۸] و [۲۹]-[۳۱] نمونه‌هایی از مبدل‌های دارای سلف کوپل شده ارائه شده‌اند. با وجود مزیت بیان شده برای مبدل‌های دارای سلف کوپل شده، در مبدل‌های دارای سلف کوپل شده تکفاز جریان ورودی نسبتاً زیاد است و باعث کاهش عمر مفید خازن ورودی مبدل خواهد شد [۲۷]. بدین خاطر خانواده‌ای از مبدل‌های بوست اینترلیود بهره ولتاژ بالا با سلفهای کوپل شده متقاطع در مقاله‌های [۱۹]-[۲۱] و [۳۰] ارائه شده است که در آنها از یک مدار کلمپ فعال یا غیرفعال برای رسیدن به شرایط سوئیچینگ نرم استفاده شده است. برای کاهش رپل جریان ورودی و خروجی و کاهش اندازه خازن‌های مورد نیاز در ورودی و خروجی مبدل‌های سوئیچینگ تکنیک اینترلیود کردن استفاده می‌شود [۲۴]. استفاده از این تکنیک باعث کاهش استرس جریان المانهای نیمه‌هادی قدرت نیز می‌شود. در مقاله [۲۴] یک مبدل اینترلیود دوبرابر کننده ولتاژ ارائه شده است که در آن استرس ولتاژ سوئیچ‌ها نیز کاهش و بازده افزایش یافته است. با این حال، بهره ولتاژ این مبدل به اندازه کافی زیاد نیست و استرس ولتاژ دایودها در این مبدل بسیار زیاد خواهد بود [۲۸]. برای رسیدن به بهره ولتاژ بیشتر و کاهش بیشتر استرس سوئیچ‌ها و دایودها، مبدل با نسبت تبدیل بالا در [۲۵] و مبدل بسیار افزایشنده در [۲۶] ارائه شده است. این مبدلها می‌توانند بهره ولتاژ بالایی را ایجاد کنند ولی متأسفانه در آنها استرس ولتاژ دایود همچنان نسبتاً زیاد می‌باشد.

در این مقاله یک مبدل بهره بالای بوست فلائی بک سوئیچینگ نرم جهت برطرف کردن مشکلات مبدل بوست پایه در کاربردهای بهره بالا پیشنهاد شده است. مبدل پیشنهاد شده علاوه بر داشتن ضریب وظیفه مناسب در بهره‌های بالا، از مزایایی نظیر شرایط سوئیچینگ نرم و استرس ولتاژ بسیار کمتر از ولتاژ خروجی برای سوئیچ نیز برخوردار است. همچنین به دلیل اینکه در مبدل پیشنهادی از هیچ سوئیچ و یا هسته مغناطیسی اضافه‌ای جهت برقراری شرایط سوئیچینگ نرم استفاده نشده است تعداد المان مبدل نسبت به مبدل بوست فلائی بک پایه افزایش چندانی نیافته است. نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی توسط تحلیل‌های نظری بیان شده است. برای اثبات تحلیل‌های نظری، ابتدا مبدل پیشنهادی برای ولتاژ ورودی ۴۰ ولت و ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت و سطح توان ۱۰۰ وات در نرم افزار PSPICE شبیه سازی شده است. همچنین مبدل پیشنهادی با مشخصاتی مشابه با مبدل شبیه سازی شده، به صورت عملی پیاده‌سازی شده است تا قابلیت پیاده سازی مبدل پیشنهادی به صورت عملی به اثبات رسانیده شود. در انتها نیز از مطالب و نتایج بیان شده، یک نتیجه‌گیری کلی بیان خواهد شد.

۲- مبدل‌های بوست-فلائی بک بهره بالای سوئیچینگ نرم

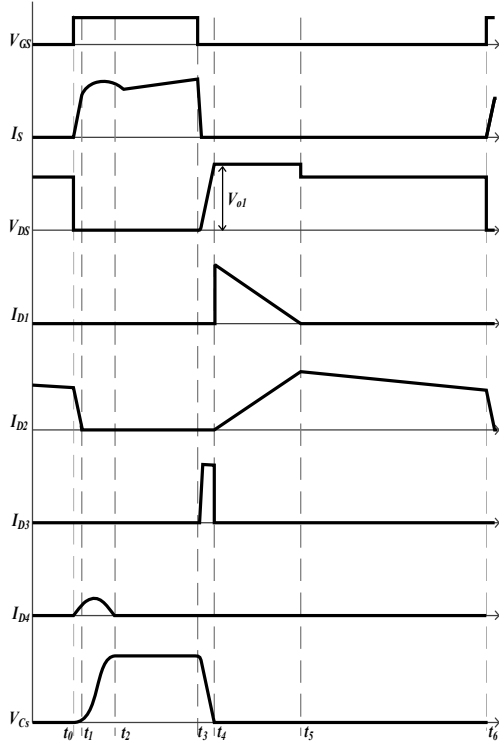
پیشنهادی

۲-۱- مقدمه

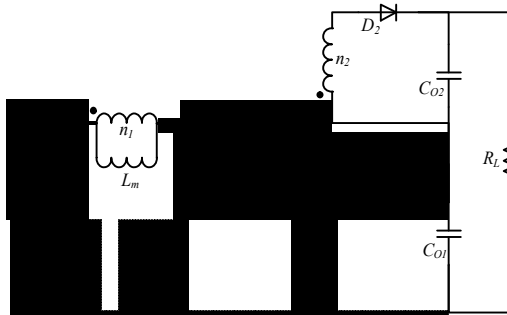
با توجه به مطالب بیان شده در قسمت قبل، مبدل‌های بهره بالای بر مبنای سلف کوپل شده از مزایایی نظیر افزایش بهره با تنظیم نسبت

۳- بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی

برای بررسی دقیق عملکرد مبدل پیشنهادی، از یک مدل برای سلفهای کوپل شده در مبدل نشان داده شده در شکل (۱) استفاده شده است و در شکل (۲) مبدل پیشنهادی با مدل سلفهای کوپل شده و جهت‌های قراردادی جریان و ولتاژ آنها نشان داده شده است. برای بررسی مبدل در حالت پایدار عملکرد، از امان‌های پارازیتی قطعات صرفه نظر شده است. همچنین فرض شده است که اندازه خازن‌های C_{O1} و C_{O2} به اندازه ای بزرگ است که در حالت دائمی عملکرد بتوان ولتاژ آنها را ثابت فرض کرد. با در نظر گرفتن فرضیات بیان شده، می‌توان ۶ بازه زمانی را در یک دوره سوئیچینگ برای مبدل مشخص کرد و برای هر یک از این بازه‌های زمانی یک مدار معادل ترسیم نمود. همچنین شکل موج‌های نظری عملکرد مبدل پیشنهادی در شکل (۳) نمایش داده شده است. در ادامه به بیان نحوه رفتار مبدل در هر یک از بازه‌های زمانی پرداخته شده است.



شکل (۳): شکل موج‌های تئوری عملکرد مبدل پیشنهادی
Fig. (3): Converter theory waveforms



شکل (۴): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی اول
Fig. (4): Equivalent circuit for first mode

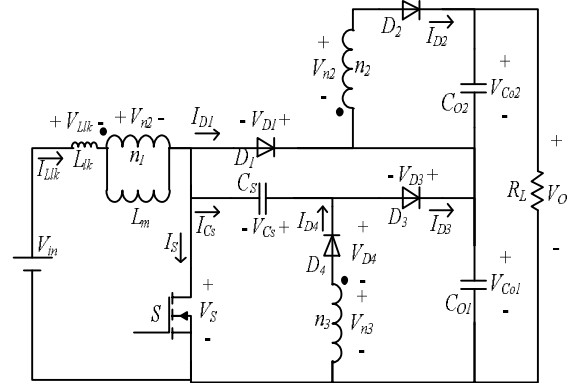
بازه زمانی اول $[t_0-t_6]$ (شکل (۴)):

توضیح رفتار مبدل پیشنهادی از نقطه‌ای آغاز می‌کنیم که در آن سوئیچ مبدل خاموش است و مسیر جریان سلف مغناطیس از طریق سیم‌پیچ n_2 بسته شده است. طبیعتاً با روشن بودن دیود D_2 و قرار گرفتن ولتاژ خازن خروجی V_{CO2} بر روی سیم‌پیچ n_2 در این بازه زمانی جریان سلف مغناطیس کنندگی L_m مطابق با رابطه (۱) به صورت خطی کاهش می‌یابد.

$$i_{L_m}(t) = i_{L_m}(t = t_1) - \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{V_{C_{O2}}}{L_m} \cdot (t - t_1) \quad (1)$$

بازه زمانی دوم $[t_0-t_1]$ (شکل (۵)):

بازه زمانی دوم، از زمان اعمال پالس روشن شدن به سوئیچ در نظر گرفته می‌شود. به دلیل وجود یک سلف نشستی با سطح جریان صفر در حلقه $V_{in}-L_{lk}-n_1-S$ و ممانعت سلف L_{lk} با افزایش جریان لحظه‌ای، بعد

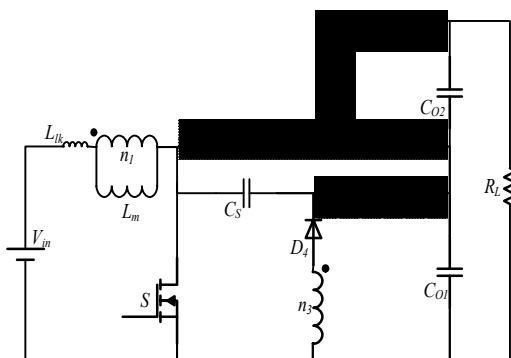


شکل (۲): مبدل پیشنهادی با مدل ترانسفور و جهت‌های قراردادی برای جریان و ولتاژ

Fig. (2): The proposed converter with transformers and the contractual model for current and voltage

بازه زمانی چهارم $[t_3-t_4]$ (شکل (۷)):

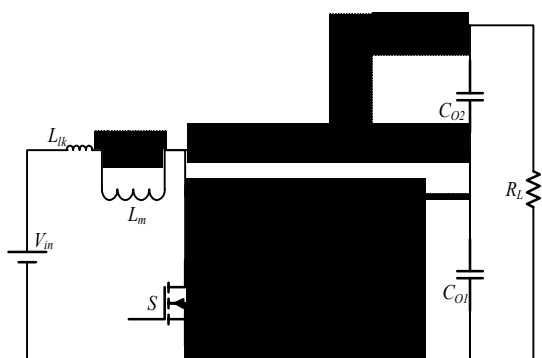
با خاموش شدن دایود D_4 ، مدار معادل مبدل در این بازه زمانی مطابق شکل زیر خواهد شد. همان طور که در شکل مشاهده می‌شود در این بازه زمانی سلف مغناطیس‌کنندگی L_m و سلف نشتی L_{lk} در حال شارژ می‌باشد که معادله زیر بیان‌کننده جریان این سلف‌ها در این بازه زمانی می‌باشد.



شکل (۶): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی سوم

Fig. (6): Equivalent circuit for third mode

$$i_{L_{lk}}(t) = i_{L_m}(t) = I_{L_m}(t=t_4) + \frac{V_{in}}{L_m + L_{lk}} \cdot (t - t_4) \quad (۶)$$



شکل (۷): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی چهارم

Fig. (7): Equivalent circuit for fourth mode

بازه زمانی پنجم $[t_4-t_5]$ (شکل (۸)):

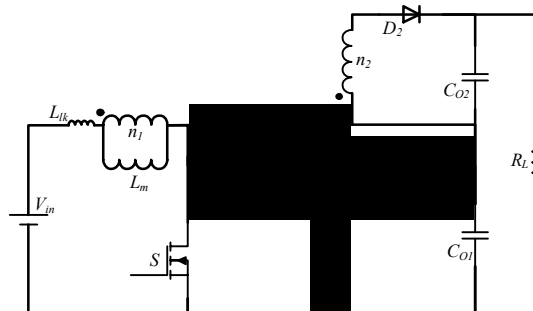
با اعمال پالس خاموش شدن به گیت سورس سوئیچ S ، این بازه زمانی آغاز می‌شود. با توجه به شارژ بودن خازن اسنابر C_s تا سطح ولتاژ، بعد از اعمال پالس خاموش شدن به گیت سورس سوئیچ، خازن اسنابر در حلقه $S-C_s-D_3-C_{o1}$ باعث افزایش آرام ولتاژ دو سر سوئیچ می‌شود و جریانی که تا قبل از آغاز این بازه زمانی از در حال عبور از سوئیچ بوده است حالا با خاموش شدن سوئیچ شروع به عبور از خازن C_s کند. در واقع وجود خازن C_s با اندازه باعث می‌شود. وقتی هنوز ولتاژ دو سر سوئیچ پایین است کاهش جریان در سوئیچ رخ دهد و همه جریان به خازن منتقل شود تا در طی این بازه زمانی ولتاژ خازن به صورت خطی کاهش یابد. در رابطه زیر معادله ولتاژ بیان شده است.

$$v_{C_s}(t) = V_{C_{o1}} - \frac{I_{L_m}(t=t_5)}{C_s} \cdot (t - t_5) \quad (۷)$$

از اعمال پالس روشن شدن به گیت سوئیچ، جریان سوئیچ به آرامی افزایش می‌یابد و در زمانی که هنوز سطح جریان سوئیچ پایین است ولتاژ دو سر سوئیچ به صفر کاهش می‌یابد. بنابراین همپوشانی جریان و ولتاژ سوئیچ بسیار ناچیز است و به اصطلاح سوئیچ در جریان صفر روشن می‌شود. در این بازه زمانی سطح جریان سلف نشتی L_{lk} از صفر تا مقدار جریان $I_{L_m}(t_2)$ که جریان سلف مغناطیس‌کنندگی در آغاز این وضعیت بوده است، مطابق با رابطه زیر افزایش می‌یابد.

$$i_{L_{lk}}(t) = \frac{V_{in} + \frac{n_1}{n_2} \cdot V_{C_{o2}}}{L_{lk}} \cdot (t - t_2) \quad (۲)$$

با افزایش جریان در سلف نشتی، جریان منتقل شونده به ثانویه n_2 کاهش می‌یابد تا در انتهای این بازه جریان سلف نشتی برابر با جریان سلف مغناطیس‌کنندگی باشد و جریان دایود D_2 صفر و دایود D_2 خاموش شده باشد. کاهش خطی جریان دایود در هنگام خاموش شدن موجب کمینه شدن مشکل بازبایی معکوس D_2 شده است.



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

Fig. (5): Equivalent circuit for second mode

$$i_{D_2}(t) = \frac{n_1}{n_2} I_{L_m}(t=t_2) - \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \frac{V_{C_{o2}}}{L_m} (t - t_2) - \frac{n_1}{n_2} \frac{V_{in} - \frac{n_1}{n_2} V_{C_{o2}}}{L_k} (t - t_2) \quad (۳)$$

بازه زمانی سوم $[t_2-t_3]$ (شکل (۶)):

با خاموش شدن دایود D_2 در ابتدای این بازه زمانی، ولتاژ دو سر سیم پیچ n_1 مثبت می‌شود و این ولتاژ مثبت با انتقال به سمت ثالثیه n_3 ، باعث روشن شدن دایود می‌شود. لازم به ذکر است که قبل از این بازه زمانی، ولتاژ خازن C_s تا سطح ولتاژ صفر تخلیه شده است و در این بازه زمانی طی یک رزونانس با سلف نشتی تا سطح ولتاژ خازن C_{o1} شارژ می‌شود. روابط زیر بیان‌کننده رفتار ولتاژ C_s و جریان L_m در این بازه زمانی می‌باشند.

$$v_{C_s}(t) = \frac{n_3}{n_1} \cdot V_{in} \cdot [1 - \cos(\omega \cdot t)] \quad (۴)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_s \cdot \left(\frac{n_3}{n_1}\right)^2 \cdot L_{lk}}} \quad (۵)$$

در انتهای این بازه زمانی ولتاژ C_s تقریباً تا مقدار ولتاژ خازن شارژ و دایود خاموش می‌شود.

۴- ویژگی‌های مبدل پیشنهادی

مبدل پیشنهادی از مزایای نظیر استرس ولتاژ بسیار کمتر از ولتاژ خروجی، شرایط روشن شدن در جریان صفر و خاموش شدن در ولتاژ صفر برای سوئیچ برخوردار است که در ادامه به بررسی این ویژگی‌ها و شرایط لازم برای حصول آنها پرداخته شده است.

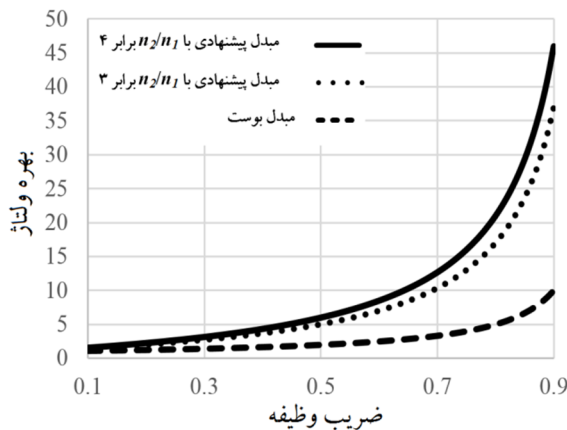
۴-۱ بهره مبدل پیشنهادی

با توجه به بسیار کوتاه بودن بازه زمانی پنجم عملکرد مبدل پیشنهادی نسبت به یک دوره کامل سوئیچینگ، می‌توان از این بازه زمانی در مقابل یک دوره سوئیچینگ صرف نظر نمود. با در نظر نگرفتن بازه زمانی پنجم، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی مشابه با مبدل بوست-فلای بک پایه می‌باشد که در رابطه زیر بیان شده است. شکل (۱۰) مقایسه بهره مبدل بوست با بهره مبدل پیشنهادی با نسبت دور n_2/n_1 برابر ۳ و ۴ به ازای تغییرات D را نشان می‌دهد.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_{o1}}{V_{in}} + \frac{V_{o2}}{V_{in}} = \frac{1 + (\frac{n_2}{n_1})D}{1-D} \quad (10)$$

با در نظر گرفتن تأثیر خازن C_S در بازه زمانی پنجم، ضریب وظیفه مؤثر مبدل افزایش می‌یابد. این افزایش در ضریب وظیفه را می‌توان با محاسبه مدت زمان بازه پنجم به دست آورد. مدت زمان بازه پنجم به این صورت حساب می‌شود که در ابتدا توان ورودی و خروجی مبدل برابر فرض می‌شود.

$$P_{in} = P_{out} \quad (11)$$



شکل (۱۰): مقایسه بهره مبدل بوست با بهره مبدل پیشنهادی با نسبت دور

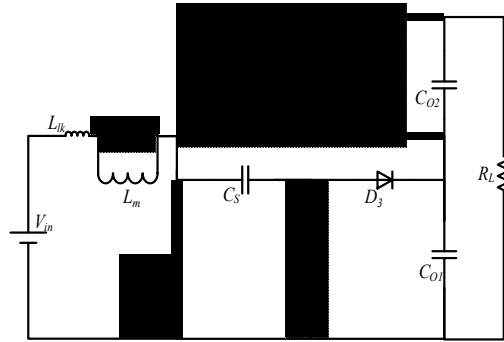
n_2/n_1 برابر ۳ و ۴ به ازای تغییرات D

Fig. (10): Comparison of the boost converter with the proposed exchange ratios $n_2/n_1 = 3$ and 4 for changes in D

سپس با توجه به رابطه (۱۱)، متوسط جریان ورودی در لحظاتی که سوئیچ روشن I_{in} است مطابق رابطه زیر محاسبه می‌شود.

$$P_{in} = D \cdot I_{in} \cdot V_{in} \quad (12)$$

با جایگذاری رابطه ۱۲ در رابطه ۷، مدت زمان بازه پنجم به صورت زیر محاسبه می‌شود.

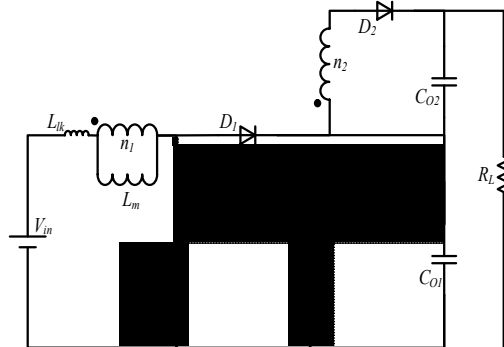


شکل (۸): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی پنجم

Fig. (8): Equivalent circuit for fifth mode

بازه زمانی ششم $[t_5-t_6]$ (شکل (۹)):

در طی مدت زمان بازه قبلی، ولتاژ دو سر به صورت خطی کاهش می‌یابد تا در ابتدای بازه زمانی ششم به صفر برسد. وجود دیود موازی با D_3 و C_S دیود موجب می‌شود که ولتاژ خازن در سطح صفر محدود شود و روشن شدن D_1 باعث جلوگیری از منفی شدن ولتاژ خازن می‌شود. در مدت زمان این بازه زمانی، جریان سلف نشستی در حال کاهش و جریان ورودی به سیم پیچ در حال افزایش به صورت خطی می‌باشد تا در انتهای این وضعیت همه جریان سلف مغناطیس کنندگی از سیم پیچ عبور و بعد از عبور از ترانسفرمر از طریق D_2 خازن خروجی را شارژ کند. بعد از اتمام این بازه زمانی مبدل به وضعیتی مشابه با بازه زمانی اول باز می‌گردد و عملکرد مبدل به همین منوال ادامه پیدا می‌یابد.



شکل (۹): مدار معادل مبدل پیشنهادی در بازه زمانی ششم

Fig. (9): Equivalent circuit for sixth mode

$$i_{L_{ik}}(t) = I_{L_{ik}}(t = t_6) - \frac{V_{C_{o1}} - V_{in} - \frac{n_1}{n_2} \cdot V_{C_{o2}}}{L_{ik}} \cdot (t - t_6) \quad (8)$$

$$i_{L_m}(t) = I_{L_m}(t = t_6) - \frac{\frac{n_1}{n_2} \cdot V_{C_{o2}}}{L_m} \cdot (t - t_6) \quad (9)$$

C_S باید از روابط زیر که روابط عمومی طراحی سلف و خازن اسنابر هستند، انتخاب شوند.

$$C_S > \frac{i_s \cdot t_f}{2 \cdot V_{sw}} \quad (20)$$

$$L_{lk} > \frac{V_{sw} \cdot t_f}{i_s} \quad (21)$$

رابطه (۲۰) مربوط به مقدار کمینه خازن اسنابر می‌باشد که در آن i_s و V_{sw} به ترتیب ماکزیمم جریان سوئیچ، زمان کاهش جریان سوئیچ و ماکزیمم ولتاژ سوئیچ می‌باشد. به منظور تضمین ایجاد شرایط خاموش شدن در ولتاژ صفر، مقدار این خازن باید بسیار بزرگتر از مقدار به دست آمده از رابطه در نظر گرفته شود.

رابطه (۲۱) مربوط به مقدار کمینه برای سلف نشتی می‌باشد که در آن i_s و V_{sw} به ترتیب ماکزیمم جریان سوئیچ، زمان افزایش جریان سوئیچ و ماکزیمم ولتاژ سوئیچ می‌باشد. برای تضمین شرایط روشن شدن در جریان صفر نیز مقدار این سلف باید بسیار بزرگتر از مقدار به دست آمده در رابطه (۲۱) در نظر گرفته شود.

۵- روند طراحی مبدل پیشنهادی

به منظور طراحی مبدل پیشنهادی برای مشخصات دلخواه در ابتدا با توجه به رابطه (۱۵) که بهره مبدل پیشنهادی را مشخص کرده است، مقدار نسبت دور n_2/n_1 در مبدل قابل انتخاب خواهد بود. سپس با توجه به رابطه بهره مقادیر ولتاژ هر یک از خروجی‌های C_{O1} و C_{O2} مشخص خواهند شد. با مشخص شدن ولتاژ خازن C_{O1} و با توجه به رابطه (۴) نسبت دور n_3/n_1 مطابق رابطه زیر قابل دستیابی خواهد بود.

$$\frac{n_3}{n_1} = \frac{V_{CO1}}{2 \cdot V_{in}} \quad (22)$$

بعد از مشخص کردن مقادیر نسبت دورهای ترانسفورمر مبدل، مقدار سلف مغناطیس کنندگی و خازنهای خروجی C_{O1} و C_{O2} مشابه با مبدل بوست فلای یک پایه طراحی می‌شوند. مقدار سلف نشتی نیز با توجه به رابطه (۲۱) قابل تنظیم می‌باشد و همچنین مقدار خازن C_S نیز از رابطه (۲۰) انتخاب می‌شود. انتخاب المان‌های نیمه‌های قدرت نیز با توجه به مشخصاتی که مبدل برای آن طراحی می‌شود و با استفاده از روابط (۱۲) و (۱۶) تا (۱۹) انجام می‌شود.

۶- نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی

با توجه به روند طراحی بیان شده در بخش قبل، مبدل پیشنهادی برای سطح توان ۱۰۰ وات و برای تبدیل ولتاژ ۴۰ ولت به ۴۰۰ ولت شبیه سازی شده است که مقادیر و نوع المان‌ها در جدول ۳-۲ گزارش شده است. شکل (۱۱) مدار ترسیم شده در نرم افزار PSPICE را نمایش می‌دهد. لازم به ذکر است که جهت ایجاد ترویج بین سلفها در این نرم افزار از المان K_Linear استفاده شده است. 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

$$\Delta t_s = \frac{D \cdot C_S \cdot V_{in}^2}{(1-D) \cdot P_{out}} \quad (13)$$

افزایش ضریب وظیفه مؤثر مبدل برابر مقدار زیر خواهد بود.

$$D_{eff} = D + \frac{\Delta t_s}{T} \quad (14)$$

بر این اساس بهره مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن تأثیر خازن اسنابر به صورت زیر بیان خواهد شد.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + (\frac{n_2}{n_1}) \cdot (D + \frac{\Delta t_s}{T})}{(1-D) - \frac{\Delta t_s}{T}} \quad (15)$$

۴-۲ استرس ولتاژ قطعات نیمه هادی

برای دست یابی به بهره مبدل پیشنهادی، ولتاژ هر یک از خروجی‌های بوست و فلای یک با یکدیگر جمع شده است و در نهایت بر ولتاژ ورودی تقسیم شده است (به منظور ساده سازی و فراهم آوردن شرایط مقایسه مبدل پیشنهادی و مبدل‌های دیگر از رابطه بهره بدون در نظر گرفتن تأثیر خازن اسنابر استفاده شده است). با توجه به محدود شدن ولتاژ دوسر سوئیچ به ولتاژ خازن C_{O1} می‌توان دریافت که استرس ولتاژ سوئیچ مبدل به صورت زیر می‌باشد.

$$\overline{V_s} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_{in} \quad (16)$$

با توجه به اینکه در زمان روشن بودن سوئیچ، دیود D_1 خاموش است استرس ولتاژ این دیود هم مشابه با رابطه (۱۶) می‌باشد. همچنین به علت تخلیه بودن کامل خازن C_S در لحظات اولیه روشن شدن سوئیچ، استرس ولتاژ دیود D_3 نیز برابر با ولتاژ خازن C_{O1} می‌باشد. بنابراین استرس ولتاژ دایودهای D_1 و D_3 به صورت زیر می‌باشد.

$$\overline{V_{D1}} = \overline{V_{D3}} = \frac{1}{(1-D)} \cdot V_{in} \quad (17)$$

برای دست یافتن به رابطه استرس ولتاژ دیود D_4 با توجه به نحوه عملکرد مبدل می‌توان دریافت بیشترین ولتاژ بعد از خاموش شدن سوئیچ و تخلیه شدن C_S دوسر D_3 قرار می‌گیرد بنابراین رابطه زیر برای استرس ولتاژ D_3 قابل بیان خواهد بود.

$$\overline{V_{D4}} = \frac{n_3}{n_2} \cdot V_{CO2} + V_{CO1} = \frac{1 + (\frac{n_3}{n_1}) \cdot D}{(1-D)} \cdot V_{in} \quad (18)$$

استرس ولتاژ دایود D_2 نیز با توجه به نحوه عملکرد مبدل، مربوط به زمانی چهارم می‌باشد که خازن C_S تا سطح ولتاژ V_{CO1} شارژ شده است. بنابراین استرس ولتاژ این دیود مطابق با رابطه زیر خواهد بود.

$$\overline{V_{D2}} = \frac{n_2}{n_3} \cdot V_{CO1} + V_{CO2} = \frac{\frac{n_2}{n_1} + (\frac{n_2}{n_1}) \cdot D}{(1-D)} \cdot V_{in} \quad (19)$$

۴-۳ شرایط برقراری روشن شدن در جریان صفر و خاموش

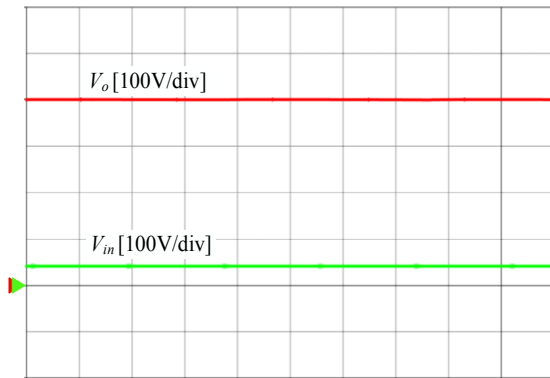
شدن در ولتاژ صفر برای سوئیچ

برای تضمین برقراری شرایط روشن شدن در جریان صفر و خاموش شدن در ولتاژ صفر برای سوئیچ مبدل مقادیر سلف نشتی L_{lk} و خازن

Table (1): Circuit parameters

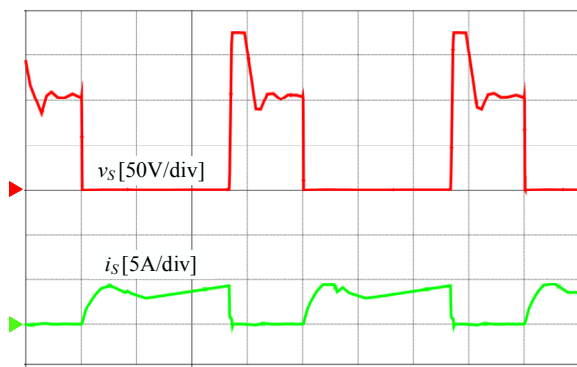
جدول (۱): پارامترهای مدار

پارامتر	مشخصه
ولتاژ ورودی (V)	۴۰
ولتاژ خروجی (V)	۴۰۰
سطح توان (W)	۱۰۰
فرکانس کلیدزنی (KHz)	۱۰۰
سوئیچ	IRFP260
دایوهای D_1, D_2, D_3, D_4	MUR460
سلف مغناطیس کنندگی L_m	$\mu H 100$
نسبت دور n_2/n_1	۴
نسبت دور n_3/n_1	۴
سلف نشتی L_{lk}	$\mu H 5$
خازن‌های خروجی C_{O1} و C_{O2}	$\mu F 47$
خازن اسنابر C_S	$nF 10$



شکل (۱۲): شکل موجهای ولتاژ ورودی و خروجی مبدل شبیه سازی شده (مقیاس زمان $2.5\mu s/div$)

Fig. (12): Input and output voltage converter simulated waveforms (time scale $2.5\mu s / div$)

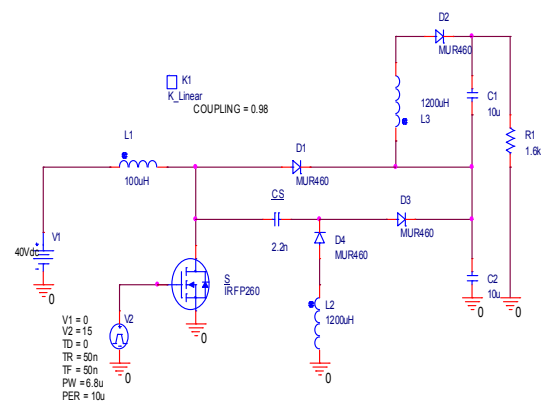


شکل (۱۳): شکل موجهای جریان و ولتاژ سوئیچ مبدل شبیه سازی شده (مقیاس زمان $2.5\mu s/div$)

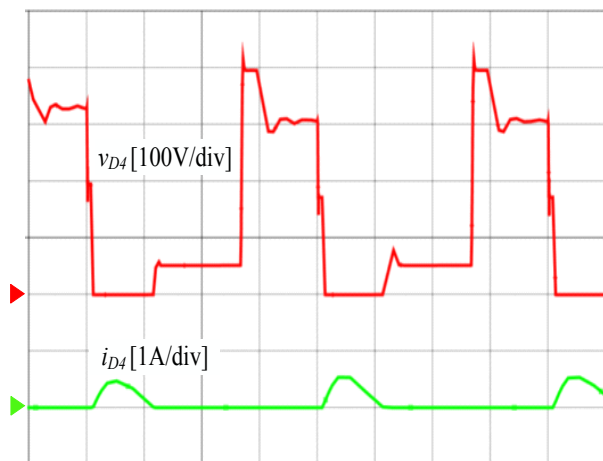
Fig. (13): Current and voltage converters switch simulated waveforms (time scale $2.5\mu s / div$)

توانسته است نسبت تبدیل ولتاژ بالا را فراهم آورد. شکل (۱۳) موج جریان و ولتاژ سوئیچ مبدل را نمایش می‌دهد که با توجه به آن می‌توان به روشن شدن سوئیچ در ولتاژ صفر و خاموش شدن آن در جریان صفر پی برد. شکل (۱۴) شکل موجهای جریان و ولتاژ دیود D_1 نمایش می‌دهد. مطابق با این شکل جریان این دیود با شیب ملایم کاهش می‌یابد و مشکل بازبایی معکوس برای این دیود وجود ندارد. شکل موجهای جریان و ولتاژ دیود D_2 در شکل (۱۵) نشان داده شده است. همانطور که در شکل (۱۵) مشخص است، این دیود در جریان صفر روشن و خاموش می‌شود بنابراین مسئله بازبایی معکوس برای این دیود نیز وجود ندارد. شکل‌های (۱۶) و (۱۷) شکل موجهای جریان و ولتاژ دیوهای D_3 و D_4 را نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل‌ها نیز می‌توان دریافت که جریان این دیودها نیز به صورت آرام کاهش می‌یابد و مسئله بازبایی معکوس برای این دیودها نیز وجود ندارد.

برای نشان داده بازده مبدل، مبدل پیشنهادی در توان‌های مختلف شبیه سازی شده است و بازده آن در توان‌های مختلف با در نظر گرفتن مقاومت سیم‌پیچ‌ها و خازن‌ها به دست آمده است که در شکل (۳-۱۸) گزارش شده است. برای مقایسه بازده مبدل پیشنهادی با مبدل بوست-فلای بک پایه، یک مبدل بوست-فلای بک با شرایط مشابه با مبدل پیشنهادی (ولتاژ ورودی ۴۰ ولت، ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت، سطح توان ۱۰۰ وات و فرکانس کلیدزنی ۱۰۰ کیلوهرتز) طراحی و شبیه سازی شده است. بازده این مبدل نیز در توان‌های مختلف توسط شبیه سازی در توان‌های مختلف نیز به دست آمده است. شکل (۳-۱۸) بازده مبدل پیشنهادی و مبدل بوست-فلای بک پایه را در توان‌های مختلف نمایش می‌دهد. مطابق با این شکل بازده مبدل پیشنهادی در توان ۱۰۰ وات $4/6\%$ بیشتر از مبدل بوست-فلای بک پایه است. لازم به ذکر است که در هر دو مبدل شبیه‌سازی شده مقاومت طول سیم پیچ‌ها و مقاوت ESR خازن‌ها در نظر گرفته شده است.

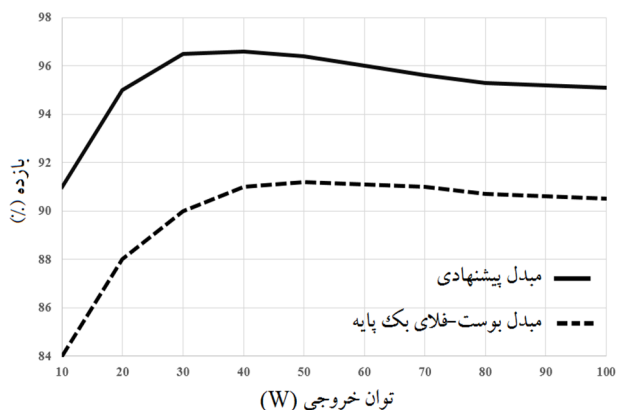


شکل (۱۱): مدار شبیه سازی شده در نرم افزار PSPICE
Fig. (11): Circuit simulation PSPICE software



شکل (۱۷): شکل موجهای جریان و ولتاژ دیود D_4 مبدل شبیه سازی شده (مقیاس زمان $2.5\mu S/div$)

Fig. (17): Current and voltage waveforms diode D_4 converter simulation (time scale $2.5\mu S / div$)



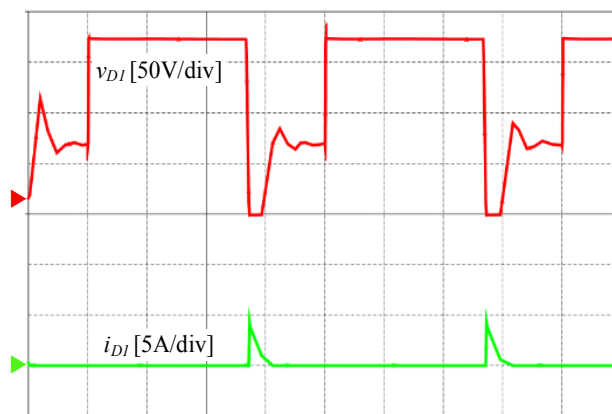
شکل (۱۸): نمودار بازده بر حسب تغییرات توان خروجی شبیه سازی

Fig. (18): curve of efficiency in terms of power output changes

۷- نتایج پیاده سازی مبدل پیشنهادی

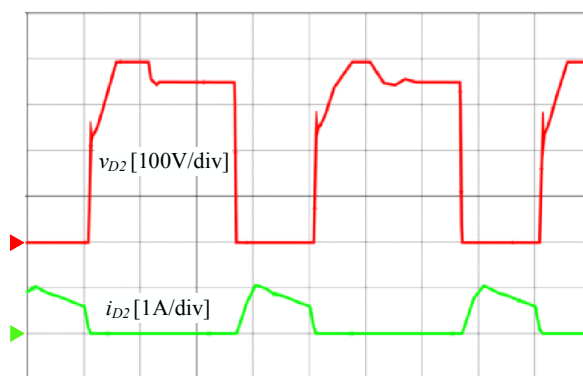
برای اثبات صحت مطالب بیان شده در قسمت‌های تحلیل‌های نظری و همچنین اثبات درستی نتایج شبیه‌سازی، مبدل پیشنهادی به صورت عملی نیز پیاده سازی شده است. مشابه با قسمت قبلی مبدل پیشنهادی برای ولتاژ ورودی ۴۰ ولت و ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت و سطح توان ۱۰۰ وات ساخته شده است. برای ساخت مبدل، از اطلاعات گزارش شده در جدول (۲) استفاده شده است. فرکانس کلیدزنی نیز برابر با ۱۰۰ کیلوهرتز انتخاب شده است. شکل (۱۹) مبدل ساخته شده را نمایش می‌دهد. همانطور که در شکل (۱۹) مشخص شده است برای پیاده‌سازی سلف‌های کوپل شده مبدل از یک هسته مغناطیسی فریت EI3329 استفاده شده است. برای بار خروجی مبدل از مقاوت‌های آجری به صورت سری و موازی استفاده شده است تا یک مقاوت ۱۶۰۰ اهم با توانایی اتلاف ۱۰۰ وات توان ایجاد شود.

شکل (۲۰) تا (۲۴) نتایج به دست آمده از تست مبدل ساخته شده در آزمایشگاه را نمایش می‌دهد. شکل (۲۰) مربوط به شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ می‌باشد. با توجه به این شکل می‌توان دریافت در لحظات



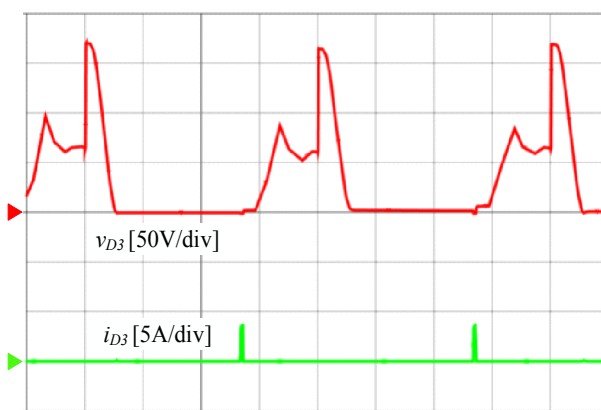
شکل (۱۴): شکل موجهای جریان و ولتاژ دیود D_1 مبدل شبیه سازی شده (مقیاس زمان $2.5\mu S/div$)

Fig. (14): Current and voltage waveforms diode D_1 converter simulation (time scale $2.5\mu S / div$)



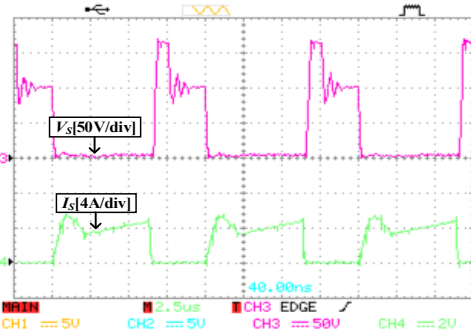
شکل (۱۵): شکل موجهای جریان و ولتاژ دیود D_2 مبدل شبیه سازی شده (مقیاس زمان $2.5\mu S/div$)

Fig. (15): Current and voltage waveforms diode D_2 converter simulation (time scale $2.5\mu S / div$)

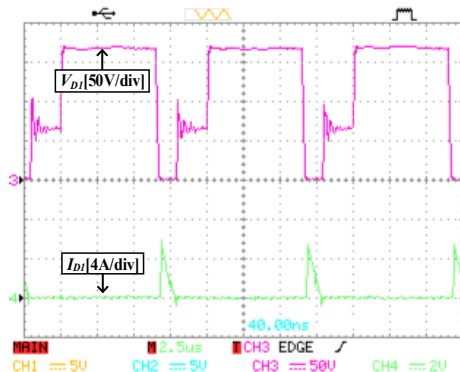


شکل (۱۶): شکل موجهای جریان و ولتاژ دیود D_3 مبدل شبیه سازی شده (مقیاس زمان $2.5\mu S/div$)

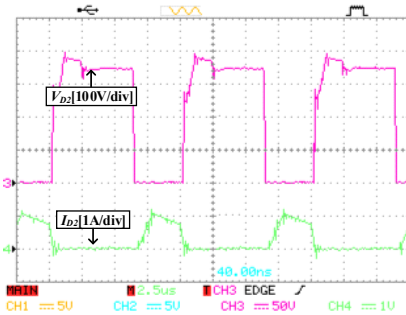
Fig. (16): Current and voltage waveforms diode D_3 converter simulation (time scale $2.5\mu S / div$)



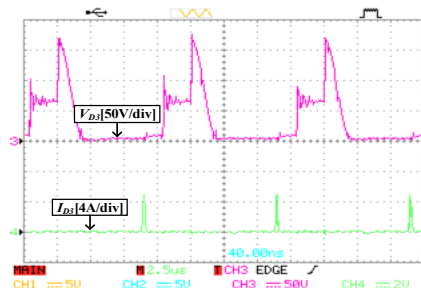
شکل (۲۰): شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ (مقیاس زمان $2.5\mu\text{s}/\text{div}$)
 Fig. (20): Switch voltage and current waveform (time scale $2.5\mu\text{s} / \text{div}$)



شکل (۲۱): شکل موج جریان و ولتاژ دیود D_1 (مقیاس زمان $2.5\mu\text{s}/\text{div}$)
 Fig. (21): Current and voltage waveform diode D_1 (time scale $2.5\mu\text{s} / \text{div}$)



شکل (۲۲): شکل موج جریان و ولتاژ دیود D_2 (مقیاس زمان $2.5\mu\text{s}/\text{div}$)
 Fig. (22): Current and voltage waveform diode D_2 (time scale $2.5\mu\text{s} / \text{div}$)



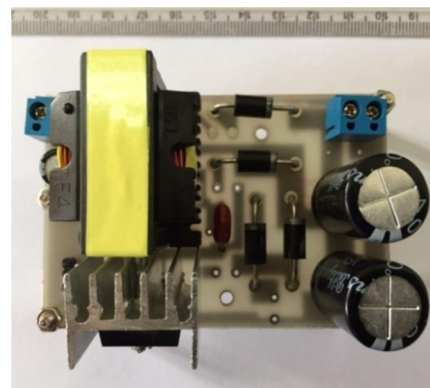
شکل (۲۳): شکل موج جریان و ولتاژ دیود D_3 (مقیاس زمان $2.5\mu\text{s}/\text{div}$)
 Fig. (23): Current and voltage waveform diode D_3 (time scale $2.5\mu\text{s} / \text{div}$)

روشن شدن، وقتی هنوز جریان سوئیچ پائین است، ولتاژ سوئیچ کاهش می‌یابد و همپوشانی جریان و ولتاژ سوئیچ بسیار کم است. همچنین با دقت در لحظه خاموش شدن سوئیچ می‌توان دریافت که وقتی هنوز ولتاژ سوئیچ نسبتاً پایین است جریان سوئیچ کاهش می‌یابد تا خاموش شدن تقریباً در ولتاژ صفر اتفاق بیافتد. همچنین با توجه به این شکل می‌توان دریافت که استرس ولتاژ سوئیچ نیز نسبت به ولتاژ خروجی بسیار کمتر می‌باشد. شکل‌های ۲۱، ۲۲، ۲۳ و ۲۴ شکل موج‌های ولتاژ و جریان دیودهای D_1 ، D_2 ، D_3 و D_4 را نمایش می‌دهد. مطابق با این شکل‌ها همه دیودها در جریان صفر خاموش می‌شوند، بنابراین مشکل بازیابی معکوس برای این دیودها کمینه می‌باشد.

Table (2): implemment Circuit parameters

جدول (۲): مشخصات مبدل ساخته شده

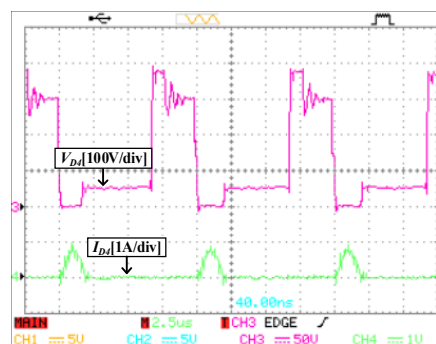
پارامتر	مشخصه
ولتاژ ورودی (V)	۴۰
ولتاژ خروجی (V)	۴۰۰
فرکانس کلیدزنی (KHz)	۱۰۰
سوئیچ	IRFP260
دیودهای D_4 و D_3 ، D_2 ، D_1	MUR460
هسته فریت مغناطیسی	EI3329
سلف مغناطیس‌کنندگی L_m	$\mu\text{H} 100$
نسبت دور n_2/n_1	۴
نسبت دور n_3/n_1	۴
سلف نشستی L_{lk}	$\mu\text{H} 5$
خازن‌های خروجی C_{O2} و C_{O1}	$\mu\text{F} 47$
خازن اسنابر C_S	$\text{nF} 10$



شکل (۱۹): عکس نمونه آزمایشی مبدل پیشنهادی ساخته شده

Fig. (19): Photos prototype implemment converters

یک مبدل بوست بهره بالای سوئیچینگ نرم با یک مدار کمکی اسنایر پسو معرفی شده است که در آن از هیچ سوئیچ کمکی جهت فراهم آوردن شرایط سوئیچینگ نرم استفاده نشده است. مبدل پیشنهادی علاوه بر شرایط سوئیچینگ نرم از مزیت استرس ولتاژ کم برای سوئیچها و دبودها نیز برخوردار است. برای اثبات ویژگیهای مبدل پیشنهادی، در ابتدا تحلیل‌های نظری صورت پذیرفته است و سپس نتایج شبیه‌سازی ارائه شده است. با توجه به شکل (۱۰) می‌توان دریافت که بهره مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل بوست عادی بسیار افزایش یافته است. همچنین با توجه به شکل (۱۸) بازده مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل بوست فلائی بک پایه افزایش یافته است.



شکل (۲۴): شکل موج جریان و ولتاژ دیود D_4 (مقیاس زمان $2.5\mu\text{s}/\text{div}$)
 Fig. (24): Current and voltage waveform diode D_4 (time scale $2.5\mu\text{s} / \text{div}$)

۸- نتیجه گیری

با توجه به مطالب بیان شده در بخش دوم و لزوم ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم در مبدل‌های بهره بالا بدون اضافه کردن سوئیچ کمکی،

References

- [1] R.W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. Norwell, MA, USA: Kluwer, 2001.
- [2] S.M.M. Mirtalaei, M. Mohtaj, H.R. Karami, "Design and implementation of a high step-up boost-Sepic hybrid converter with soft switching", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, Vol. 6, No. 24, pp. 27-34, Winter 2016.
- [3] Q. Zhao, F. Tao, F. C. Lee, P. Xu, J. Wei, "A simple and effective to alleviate the rectifier reverse-recovery problem in continuous-current-mode boost converter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 16, No. 5, pp. 649-658, Sep. 2001.
- [4] Q. Zhao, F.C. Lee, "High-efficiency, high step-up DC-DC converters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 18, No. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [5] W. Li, X. He, "Review of non-isolated high step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 58, No. 4, pp. 1239-1250, Apr. 2011.
- [6] N.P. Papanikolaou, E.C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 51, No. 3, pp. 632-640, Jun. 2004.
- [7] B.R. Lin, F.Y. Hsieh, "Soft-switching zeta-flyback converter with a buck-boost type of active clamp", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 54, No. 5, pp. 2813-2822, Oct. 2007.
- [8] C.M. Wang, "A novel ZCS-PWM flyback converter with a simple ZCS PWM commutation cell", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 55, No. 2, pp. 749-757, Feb. 2008.
- [9] J. M. Kwon, B.H. Kwon, "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 24, No. 1, pp. 108-115, Jan. 2009.
- [10] L. Zhu, "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge ZVS-PWM DC-DC converter for bidirectional high power applications", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 21, No. 2, pp. 422-429, Mar. 2006.
- [11] R.J. Wai, W.H. Wang, C.Y. Lin, "High-performance stand-alone photovoltaic generation system", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 55, No. 1, pp. 240-250, Jan. 2008.
- [12] R.J. Wai, W.H. Wang, "Grid-connected photovoltaic generation system", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, Vol. 55, No. 3, pp. 953-964, Apr. 2008.
- [13] M. Prudente, L.L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E.F. Romaneli, R. Gules, "Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC-DC converters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 23, No. 2, pp. 871-887, Mar. 2008.
- [14] F. Zhang, L. Du, F.Z. Peng, Z. Qian, "A new design method for high power high-efficiency switched-capacitor DC-DC converters", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 23, No. 2, pp. 832-840, Mar. 2008.
- [15] E.H. Ismail, M.A. Al-Saffar, A.J. Sabzali, A.A. Fardoun, "A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, Vol. 55, No. 4, pp. 1159-1171, May 2008.
- [16] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, "Switched-capacitor/ switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters", IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, Vol. 55, No. 2, pp. 687-696, Mar. 2008.
- [17] L.S. Yang, T. J. Liang, H. C. Lee, and J. F. Chen, "Novel high step-up DC-DC converter with coupled-inductor and voltage-doubler circuits", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 58, No. 9, pp. 4196-4206, Sep. 2011.
- [18] S.K. Changchien, T.J. Liang, J.F. Chen, L.S. Yang, "Novel high step-up DC-DC converter for fuel cell energy conversion system", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 57, No. 6, pp. 2007-2017, Jun. 2010.

- [19] Y.P. Hsieh, J.F. Chen, T.J. Liang, L.S. Yang, "A novel high step-up DC-DC converter for a microgrid system", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 4, pp. 1127-1136, Apr. 2011.
- [20] W. Li, X. He, "A family of interleaved DC/DC Converters deduced from a basic cell with winding-cross-coupled inductors (WCCIs) for high step-up or step-down conversions", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 4, pp. 1499-1507, Jul. 2008.
- [21] W. Li, X. He, "ZVT interleaved boost converters for high-efficiency, high-step-up DC/DC conversion", *IET-Elect. Power Appl.*, Vol. 1, No. 2, pp. 284-290, Mar. 2007.
- [22] W. Li, Y. Zhao, J. Wu, X. He, "Interleaved high step-up converter with winding-cross-coupled inductors and voltage multiplier cells", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 1, pp. 133-143, Jan. 2012.
- [23] G.A. L. Henn, R.N.A.L. Silva, P.P. Praca, L.H.S.C. Barreto, D.S. Oliveira, Jr., "Interleaved-boost converter with high voltage gain", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 11, pp. 2753-2761, Nov. 2010.
- [24] 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.
- [25] Y.T. Jang, M.M. Jovanovic, "Interleaved boost converter with intrinsic voltage-doubler characteristic for universal-line PFC front end", *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 22, No. 4, pp. 1394-1401, Jul. 2007.
- [26] L.S. Yang, T.J. Liang, J.F. Chen, "Transformerless DC-DC converters with high step-up voltage gain", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 8, pp. 3144-3152, Aug. 2009.
- [27] A.A. Fardoun, E.H. Ismail, "Ultra step-up DC-DC converters with reduced switch stress", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 46, No. 5, pp. 2025-2034, Oct. 2010.
- [28] W. Li, X. Xiang, C. Li, W. Li, X. He, "Interleaved high Step-Up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 28, No. 1, pp. 300-313, Jan. 2013.
- [29] S. Lee, P. Kim, S. Choi, "High step-up soft-switched converters using voltage multiplier cells", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 7, pp. 3379-3387, Jul. 2013.
- [30] 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.
- [31] W. Li, Y. Zhao, J. Wu, X. He, "Interleaved high step-up converter with winding-cross-coupled inductors and voltage multiplier cells", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 1, pp. 133-143, Jan. 2012.
- [32] S.M. Chen, T.J. Liang, L. S. Yang, J. F. Chen, "A boost converter with capacitor multiplier and coupled inductor for AC module applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 4, pp. 1503-1511, Apr. 2013.
- [33] C.M. Lai, C.T. Pan, M.C. Cheng, "High-efficiency modular high step-up interleaved boost converter for DC-microgrid applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 48, No. 1, pp. 161-171, Jan./Feb. 2012.
- [34] C. Chun-Kit, T. Siew-Chong, C.K. Tse, A. Ioinovici, "On energy efficiency of switched-capacitor converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 2, pp. 862-876, Feb. 2013.
- [35] Z. Ke, M. J. Scott, W. Jin, "Switched-Capacitor-Cell-Based voltage multipliers and DC-AC inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 48, No. 5, pp. 1598-1609, Sep./Oct. 2012.
- [36] Y. Lei, R.C.N. Pilawa-Podgurski, "Analysis of Switched-capacitor DC-DC Converters in Soft-charging Operation", in *Proc. IEEE 14th Workshop Control Model. Power Electron.*, pp. 1-7, 2013.
- [36] L.H.S.C. Barreto, P. Peixoto Praca, D.S. Oliveira, R.N.A.L. Silva, "High-Voltage gain boost converter based on three-state commutation cell for battery charging using PV panels in a single conversion stage", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 1, pp. 150-158, Jan. 2014.