

A Soft Switched Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converter with Low Number of Auxiliary Elements**Shokouh Shabani, M.Sc., Majid Delshad, Associate Professor, Ramtin Sadeghi, Assistant Professor**Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
shokouh_shabani1997@yahoo.com, delshad@khuif.ac.ir, ramtinsadeghi@yahoo.com**Abstract**

In this paper, a new soft switched non-isolated high step-up DC-DC converter is proposed. An auxiliary circuit with minimum number of elements is added to the converter to provide the soft switching conditions for all the semiconductors solving the reverse recovery problem of the diodes, and reducing the conduction and the switching losses of the power switches. Moreover, there is only one magnetic core used in the converter decreasing the copper resistance. In addition, compared to the conventional hard switched boost converter, the efficiency of the proposed converter is improved. Further, in order to adjust the output voltage of the proposed converter to the desired value under the load variations, a PI controller has been applied to the output of the proposed converter and its operation is simulated by MATLAB. In order to verify the theoretical analysis of the soft switching operations, a 250W prototype is implemented and its experimental results are provided.

Keywords: high step-up, pulse width modulation, soft switching, zero voltage transition**Received:** 14 June 2021**Revised:** 30 August 2021**Accepted:** 7 October 2021**Corresponding Author:** Dr. Majid Delshad

<https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1401.13.51.8.1>

مقاله پژوهشی

ارائه یک مبدل غیر ایزوله بسیار افزایشنده با کلیدزنی نرم و تعداد المان کمکی کم

شکوه شعبانی، دانش‌آموخته کارشناسی ارشد، مجید دلشاد، دانشیار، رامتین صادقی، استادیار

دانشکده مهندسی برق - واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران
shokouh_shabani1997@yahoo.com, delshad@khuisf.ac.ir, ramtinsadeghi@yahoo.com

چکیده: در این مقاله، یک مبدل غیر ایزوله بسیار افزایشنده جدید با کلیدزنی نرم ارائه شده است. یک مدار کمکی با حداقل تعداد المان به مبدل پیشنهادی اضافه شده که شرایط کلیدزنی نرم را برای کلیه المان‌های نیمه هادی فراهم می‌نماید، لذا مشکل بازیابی معکوس دیودها را برطرف و تلفات کلیدزنی و هدایتی کلیدها را کاهش می‌دهد. همچنین، در مبدل پیشنهادی تنها از یک هسته مغناطیسی استفاده شده که موجب کاهش مقاومت مسی سیم‌پیچ‌ها می‌گردد، در نتیجه راندمان مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل بوست متداول بهبود یافته است. همچنین برای پایداری ولتاژ خروجی مبدل در سطح دلخواه در لحظه‌های تغییر بار، از کنترل‌کننده انتگرالی تناسبی استفاده شده و نتایج شبیه‌سازی آن با نرم‌افزار متلب ارائه شده است. برای اثبات تحلیل‌های تئوری کلیدزنی نرم، یک نمونه آزمایشگاهی ۲۵۰ واتی پیاده‌سازی گردیده و نتایج عملی آن ارائه شده است.

کلمات کلیدی: بسیار افزایشنده، کلیدزنی نرم، گذر-ولتاژ-صفر، مدولاسیون پهنای پالس

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۳/۲۴

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۶/۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۷/۱۵

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید دلشاد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: اصفهان - خیابان ارغوانیه - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان - دانشکده فنی و مهندسی

۱- مقدمه

به دلیل استفاده بی‌رویه از سوخت‌های فسیلی و تاثیرات مخرب آن بر آلودگی‌های زیست‌محیطی، تولید انرژی الکتریکی از منابع انرژی تجدیدپذیر امری حیاتی است [۱،۲]. تا سال ۲۰۴۰، به دلیل پاک بودن سیستم خورشیدی، این سیستم جایگزین روش‌های معمول تولید برق خواهد شد [۳]. متأسفانه، سطح ولتاژ خروجی پنل‌های فتوولتائیک در مقایسه با سطح ولتاژ مورد نیاز برای سیستم‌های شبکه و ماشین‌های الکتریکی کم است [۴]، لذا سطح ولتاژ DC این پنل‌ها که بین ۱۰ تا ۱۰۰ ولت محدود است باید به سطوح ولتاژ ۴۰۰ الی ۵۰۰ ولت افزایش یابد تا ولتاژ AC موثر آن به ۲۲۰ ولت برسد [۵]. اگرچه با سری کردن سلول‌های خورشیدی می‌توان سطح ولتاژ خروجی آن‌ها را افزایش داد، عوامل محیطی می‌تواند بهره‌برداری مناسب از این سیستم‌ها را مختل نماید [۶]. یکی از موضوعات مورد توجه به کارگیری مدارهای الکترونیک قدرت بوده که افزایش چگالی توان و راندمان از اهداف آن‌ها به شمار می‌رود [۷]. توسعه مبدل‌های بسیار افزایشنده برای تبدیل سطح ولتاژ کم پنل‌های فتوولتائیک به سطح ولتاژ مورد نیاز برای اینورترها و شبکه قدرت مهم است. همچنین، لامپ‌های گازی^۲ (تخلیه با شدت بالا) به کار رفته در لامپ جلوی خودروها، پیل‌های سوختی و منابع تغذیه بدون وقفه از کاربردهای دیگر مبدل‌های غیرایزوله بسیار افزایشنده با چگالی توان بالا هستند [۸،۹].

در مبدل‌های سوئیچینگ، برای افزایش چگالی توان و کاهش هزینه، باید اندازه و وزن المان‌های راکتیو کاهش پیدا کند [۱۰،۱۱]. برای دستیابی به این امر، مبدل باید در فرکانس کلیدزنی بالا کار کند [۱۲]. اما در مبدل‌های کلیدزنی سختی که در فرکانس‌های بالا کار می‌کنند، به دلیل تغییرات ناگهانی ولتاژ و جریان کلیدها، تلفات کلیدزنی و تداخلات الکترومغناطیسی افزایش پیدا کرده که منجر به کاهش راندمان مبدل می‌شوند [۱۱،۱۳]. برای حل این مشکلات، روش‌های کلیدزنی نرم غیرفعال [۱۴،۱۵] و فعال [۱۶،۱۷] مختلفی ارائه شده‌اند. مبدل‌های رزونانسی یکی از انواع مبدل‌های کلیدزنی نرم هستند که در آن‌ها کلید کمکی به مبدل اضافه نمی‌شود، اما برای کنترل کردن توان خروجی، فرکانس کلیدزنی باید متغیر بوده و لذا دستیابی به طراحی مطلوب المان‌های مغناطیسی امکان‌پذیر نخواهد بود. گذر-ولتاژ-صفر یکی از روش‌های فعال و متداول کلیدزنی نرم است که یک مدار کمکی با حداقل یک کلید کمکی به مبدل اضافه خواهد شد تا شرایط کلیدزنی نرم فراهم شود [۱۸]. همچنین، در روش گذر-ولتاژ-صفر تلفات کلیدزنی و خازنی در هنگام روشن شدن کلید وجود نخواهند داشت. استفاده از این روش، عملکرد مبدل را شبیه به مبدل‌های مدولاسیون پهنای پالس معمول می‌نماید [۱۳].

در مرجع [۱۹]، یک مدار کمکی با تکنیک گذر-ولتاژ-صفر ارائه شده که با به کارگیری از یک خازن ا سنابر بزرگ، تلفات کلید اصلی مبدل را در لحظه‌های خاموشی کاهش می‌دهد. در مرجع [۲۰]، تحلیل یک مبدل منبع-Z^۴ بسیار افزایشنده با کلیدزنی نرم به روش گذر-ولتاژ-صفر با استفاده از مدار کمکی مرجع [۱۹] ارائه شده که افزایش بهره در آن بیشتر از مبدل بوست متداول است.

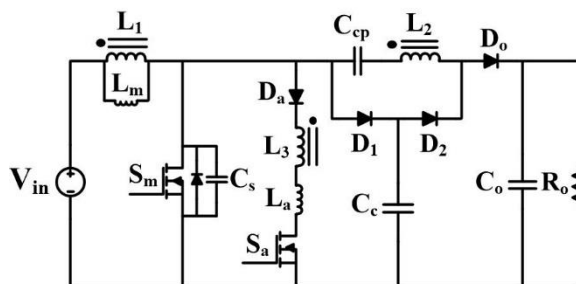
در این مقاله، یک مبدل بسیار افزایشنده با عملکرد مدولاسیون پهنای پالس ارائه شده که مزایای بیشتری نسبت به مبدل مرجع [۲۰] دارد. از مهمترین مزایای این مبدل می‌توان به بهره ولتاژ بالا و تعداد المان‌های غیرفعال کم اشاره نمود. همچنین با به کارگیری از مدار کمکی گذر-ولتاژ-صفر و بدون تحمیل استرس ولتاژ و جریان به کلیدها، شرایط کلیدزنی نرم برای همه المان‌های نیمه هادی این مبدل فراهم آمده که مشکل بازیابی معکوس دیودها را حل و تلفات قدرت را کاهش می‌دهد. همچنین، برای تضمین پایداری و تثبیت ولتاژ خروجی مبدل در شرایط تغییر بار، مبدل پیشنهادی توسط یک کنترل‌کننده انتگرالی تناسبی، کنترل شده است. در کنترل‌کننده‌های انتگرالی تناسبی با تنظیم ضرایب می‌توان تا حد مطلوبی ولتاژ خروجی مبدل را در مقدار مورد نظر ثابت نگه داشت. از معایب کنترل‌کننده‌های انتگرالی تناسبی در مقایسه با کنترل‌کننده‌های مد لغزشی^۵ که در مراجع [۲۱] و [۲۲] استفاده شده‌اند می‌توان به عکس‌العمل دینامیکی کندتر و مقاومت ضعیف‌تر در برابر تغییر بار اشاره نمود. اما پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های انتگرالی تناسبی ساده‌تر بوده و هزینه کمتری را نسبت به پیاده‌سازی کنترل‌کننده‌های مد لغزشی که نیاز به چیپ‌های گران‌قیمت دارند، به همراه خواهد داشت. همچنین، روند کار این کنترل‌کننده‌ها مانند مبدل‌های مدولاسیون پهنای پالس بوده و در حالی که فرکانس کلیدزنی ثابت است، با تغییر ضریب وظیفه کلیدها ولتاژ خروجی مبدل را در مقدار دلخواه کنترل می‌کند. ثابت بودن فرکانس کلیدزنی طراحی المان‌های مغناطیسی مبدل

را بهینه کرده و پیاده‌سازی کنترل‌کننده مورد نظر را بسیار ساده‌تر می‌نماید [۲۳،۲۴]. کنترل‌کننده انتگرالی تناسبی به خروجی مبدل پیشنهادی اعمال شده و نتیجه شبیه‌سازی آن توسط نرم افزار متلب برای تثبیت سطح ولتاژ خروجی مبدل ارائه شده است.

در ادامه، مبدل پیشنهادی و نواحی عملکردی و نحوه طراحی آن در بخش ۲ آورده شده است. نتایج شبیه‌سازی کنترل‌کننده انتگرالی تناسبی در بخش ۳ نشان داده شده است. همچنین، در بخش ۴ نتایج عملی کلیدزنی نرم مبدل پیشنهادی ارائه شده است. در نهایت، نتیجه‌گیری در بخش ۵ بیان شده است.

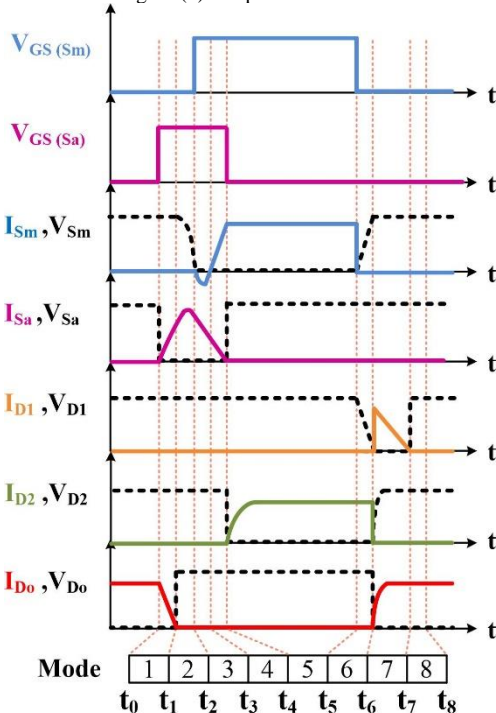
۲- مبدل پیشنهادی و نواحی عملکردی و نحوه طراحی آن

یک مبدل غیرایزوله بسیارافزاینده DC-DC بر پایه مدولاسیون پهنای پالس با کلیدزنی نرم در شکل (۱) نشان داده شده است. مبدل پیشنهادی شامل یک مدار کمکی گذر-ولتاژ-صفر، یک مدار کلمپ و یک خازن پمپ شارژ است. یک مدار کمکی گذر-ولتاژ-صفر به صورت موازی با کلید اصلی مبدل به آن اضافه شده و یک مدار کلمپ، بعد از مدار گذر-ولتاژ-صفر، در خروجی مبدل اضافه شده است. خازن پمپ شارژ بینابین سلف‌های کوپل شده اضافه شده که بهره ولتاژ را افزایش و استرس جریان کلید اصلی را کاهش می‌دهد. همچنین، جریان سلف اولیه به علت وجود این خازن پمپ شارژ پیوسته است. لذا مبدل پیشنهادی در حالت هدایت پیوسته عمل خواهد کرد.



شکل (۱): مبدل پیشنهادی

Figure (1): Proposed converter



شکل (۲): شکل موج‌های تئوری مبدل پیشنهادی

Figure (2): Theoretical waveforms of the proposed converter

در ادامه، عملکرد مبدل پیشنهادی در هشت وضعیت در هر چرخه کلیدزنی ارائه شده است. در هر وضعیت، عملکرد دقیق مبدل بررسی شده است. در شکل‌های (۲) و (۳)، به ترتیب، شکل موج‌های تئوری و مدار معادل برای هر وضعیت کاری مبدل دیده می‌شود. در شکل (۲)، $V_{GS(Sm)}$ ولتاژ گیت-سورس کلید اصلی، $V_{GS(Sa)}$ ولتاژ گیت-سورس کلید کمکی، V_{Sm} ، I_{Sm} جریان و ولتاژ درین-سورس کلید اصلی، V_{Sa} ، I_{Sa} جریان و ولتاژ درین-سورس کلید کمکی هستند. همچنین، جریان و ولتاژ دیودهای D_1 ، D_2 و D_0 نیز به ترتیب به نام‌های V_{D1} ، I_{D1} ، V_{D2} ، I_{D2} و V_{D0} ، I_{D0} نشان داده شده‌اند. فرض شده است که نسبت تبدیل سلف‌های اولیه و ثالثیه یکسان بوده ولی نسبت تبدیل سلف ثانویه بزرگ‌تر است. اگر N_1 تا N_3 به ترتیب تعداد دورهای سلف‌های L_1 تا L_3 باشند، نسبت تبدیل n و m برابر است با:

$$\begin{cases} n \triangleq \frac{N_2}{N_1} \\ m \triangleq \frac{N_3}{N_1} \end{cases} \quad (1)$$

قبل از وضعیت اول، کلیدهای اصلی و کمکی خاموش بوده و ولتاژ خازن اسنابر به بیشینه مقدار خود رسیده است. همچنین، فقط دیود خروجی روشن و باقی دیودها خاموش هستند. تجزیه و تحلیل‌ها با فرض‌های زیر انجام شده‌اند:

- همه المان‌های نیمه هادی ایده‌آل هستند.

- خازن‌های خروجی و کلمپ به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شده‌اند؛ لذا ولتاژ آن‌ها در طی سیکل کلیدزنی ثابت است.

وضعیت اول $[t_0, t_1]$: قبل از روشن کردن کلید اصلی تحت شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر، کلید کمکی باید روشن شود تا خازن اسنابر تخلیه گردد. بنابراین، این وضعیت با روشن شدن کلید کمکی تحت شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر^۷ (به دلیل وجود سلف سری با آن) آغاز می‌شود. جریان کلید کمکی از رابطه زیر به دست می‌آید که در آن D ضریب وظیفه کلید اصلی است:

$$i_{sa}(t) = \frac{m V_{in}}{(1+n)L_a} \frac{4+2n-(1+n)D}{1-D} (t-t_0) \quad (2)$$

هنگامی که کلید کمکی روشن گردد، دیود D_a نیز در شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر روشن می‌گردد، جریان سلف L_a به صورت خطی افزایش یافته و جریان دیود خروجی کاهش می‌یابد. لذا شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر برای خاموشی دیود خروجی فراهم می‌گردد. جریان دیود خروجی به صفر رسیده و این وضعیت پایان می‌یابد.

وضعیت دوم $[t_1, t_2]$: دیود خروجی خاموش شده و یک رزونانس بین سلف L_a و خازن اسنابر رخ داده که خازن اسنابر را تخلیه می‌نماید. بنابراین ولتاژ خازن اسنابر به صورت رزونانسی کاهش یافته که منجر به ایجاد شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر برای روشن شدن کلید اصلی می‌گردد. مقدار کاهش رزونانسی ولتاژ خازن اسنابر از رابطه زیر به دست آمده که در آن ω فرکانس زاویه‌ای است:

$$V_{Cs}(t) = V_{Cs'_{max}} \cos(\omega(t-t_0)) \quad (3)$$

$$V_{Cs'_{max}} = \frac{V_{out}}{n+2} \quad (4)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a \cdot C_s}} \quad (5)$$

سپس، دیود بدنه کلید اصلی هدایت کرده و ولتاژ آن را به سطح صفر کلمپ می‌نماید و این وضعیت پایان می‌یابد. وضعیت سوم $[t_2, t_3]$: دیود بدنه کلید اصلی در حالت بایاس مستقیم قرار گرفته و این وضعیت شروع می‌گردد. از این لحظه بعد کلید اصلی می‌تواند در شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر روشن گردد. به دلیل اختلاف ولتاژ ثابت بین دو سر سلف L_a که از رابطه mV_{in} محاسبه می‌گردد، جریان سلف L_a به صورت خطی کاهش می‌یابد. سپس جریان دیود بدنه به کلید اصلی منتقل گشته و این وضعیت پایان می‌یابد.

وضعیت چهارم $[t_3, t_4]$: جریان کلید اصلی به صورت خطی افزایش یافته تا به جریان مغناطیس‌کنندگی برسد و کلید اصلی به صورت کلیدزنی تحت ولتاژ صفر روشن خواهد شد. همچنین، جریان سلف L_a به آرامی کاهش یافته و به صفر می‌رسد و دیود

D_a در شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر خاموش می‌شود. از این لحظه به بعد، کلید کمکی نیز می‌تواند در شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر روشن گردد.

وضعیت پنجم $[t_4, t_5]$: دیود خروجی خاموش و کلید اصلی روشن است. لذا، سلف مغناطیس‌کننده L_2 شارژ می‌شود. ولتاژ سلف L_2 از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$V_{L_2} = nV_{in} \quad (6)$$

همچنین، جریان خروجی توسط خازن خروجی تامین می‌گردد. دیود D_2 در شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر هدایت کرده و خازن C_{cp} از مسیر کلید اصلی، خازن کلمپ C_c و دیود D_2 شارژ می‌گردد. این وضعیت تا خاموش شدن کلید اصلی ادامه می‌یابد. وضعیت ششم $[t_5, t_6]$: کلید اصلی خاموش شده و ولتاژ آن به دلیل وجود خازن اسنابر به صورت خطی افزایش می‌یابد. لذا، خاموش شدن کلید اصلی در شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر انجام می‌پذیرد. همچنین، ولتاژ کلید اصلی توسط ولتاژ خازن اسنابر به بیشینه مقدار آن محدود شده، که توسط رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$V_{C_s}(t) = V_{S_m}(t) = \frac{i_{L_m}}{C_s}(t - t_0) \quad (7)$$

$$V_{S_m'_{max}} = V_{C_s'_{max}} = \frac{V_{out}}{n + 2} \quad (8)$$

که در آن، i_{L_m} جریان مغناطیس‌کنندگی است. همچنین، جریان دیود D_2 به صفر کاهش یافته، سپس دیود کلمپ D_1 روشن گشته و این وضعیت پایان می‌یابد.

وضعیت هفتم $[t_6, t_7]$: در ابتدای این وضعیت، دیود D_1 در شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر روشن می‌گردد. انرژی سلف L_a به خازن کلمپ C_c منتقل می‌شود. ولتاژ سلف L_a از رابطه زیر محاسبه گشته که D نشان‌دهنده ضریب وظیفه کلید اصلی است:

$$V_{L_a} = V_{in} \left(\frac{2}{1-D} + n \right) \quad (9)$$

دیود D_2 تحت شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر خاموش گشته و دیود خروجی تحت شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر روشن می‌گردد. جریان دیود خروجی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$i_{D_o}(t) = i_{L_m} - n \left(\frac{V_{in} \left(\frac{2}{1-D} + n \right)}{L_a} \right) (t - t_0) \quad (10)$$

همچنین، انرژی سلف مغناطیس‌کنندگی در خروجی تخلیه گشته، و در پایان این وضعیت، دیود D_1 تحت شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر خاموش می‌گردد.

وضعیت هشتم $[t_7, t_8]$: این وضعیت با خاموش شدن دیود D_1 آغاز می‌گردد. مشابه وضعیت قبلی، انرژی سلف مغناطیس‌کننده توسط دیود خروجی به خروجی منتقل می‌گردد. این وضعیت تا روشن شدن کلید کمکی ادامه می‌یابد.

۲-۱- روش طراحی

بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با استفاده از قانون اختلاف پتانسیل کرشهف^۸ بین خروجی، خازن کلمپ و سلف ثانویه، با رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$\text{Gain} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2 + nk}{1-D} + \frac{D(1-k)(n-1)}{1-D} \quad (11)$$

برای محاسبه مقدار خازن اسنابر، مبدل باید در وضعیت دوم، هنگامی که خازن اسنابر توسط رزونانس با سلف L_a تخلیه می‌گردد، بررسی شود. مقدار خازن اسنابر باید به اندازه کافی بزرگ بوده، تا استرس ولتاژ و جریان کلید اصلی را کاهش دهد. نحوه طراحی خازن اسنابر در این مقاله، مشابه روش طراحی خازن اسنابر معمولی می‌باشد و طبق رابطه زیر محاسبه می‌گردد که در آن t_r زمان صعود و i_{L_m} جریان مغناطیس‌کنندگی است:

$$C_s = \frac{i_{Lm} \cdot t_r}{2V_{cs} - V_{in}} \quad (12)$$

هنگامی که خازن اسنابر طراحی گردید، مقدار سلف L_a به کمک فرکانس زاویه‌ای [رابطه (۵)] محاسبه می‌گردد که در آن $f_{sw}=1/T$ فرکانس کلیدزنی است:

$$L_a = \frac{(2\pi f_{sw})^2}{C_s} \quad (13)$$

همچنین، C_{cp} خازن پمپ-شارژ بوده که ولتاژ آن به کمک قانون اختلاف پتانسیل کرشهف بین خازن پمپ شارژ، خازن کلمپ و سلف ثانویه در وضعیت پنجم محاسبه می‌گردد. رابطه زیر مربوط به ولتاژ خازن C_{cp} است:

$$V_{Ccp}(t) = \frac{V_{in}(nk + 2 + D(1-k)(n-1))}{2(1-D)} \quad (14)$$

و ولتاژ خازن کلمپ نیز توسط قانون اختلاف پتانسیل کرشهف ذکر شده از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$V_{Cc}(t) = \frac{V_{in}}{1-D} + \frac{D(1-k)(n-1)}{2(1-D)} \quad (15)$$

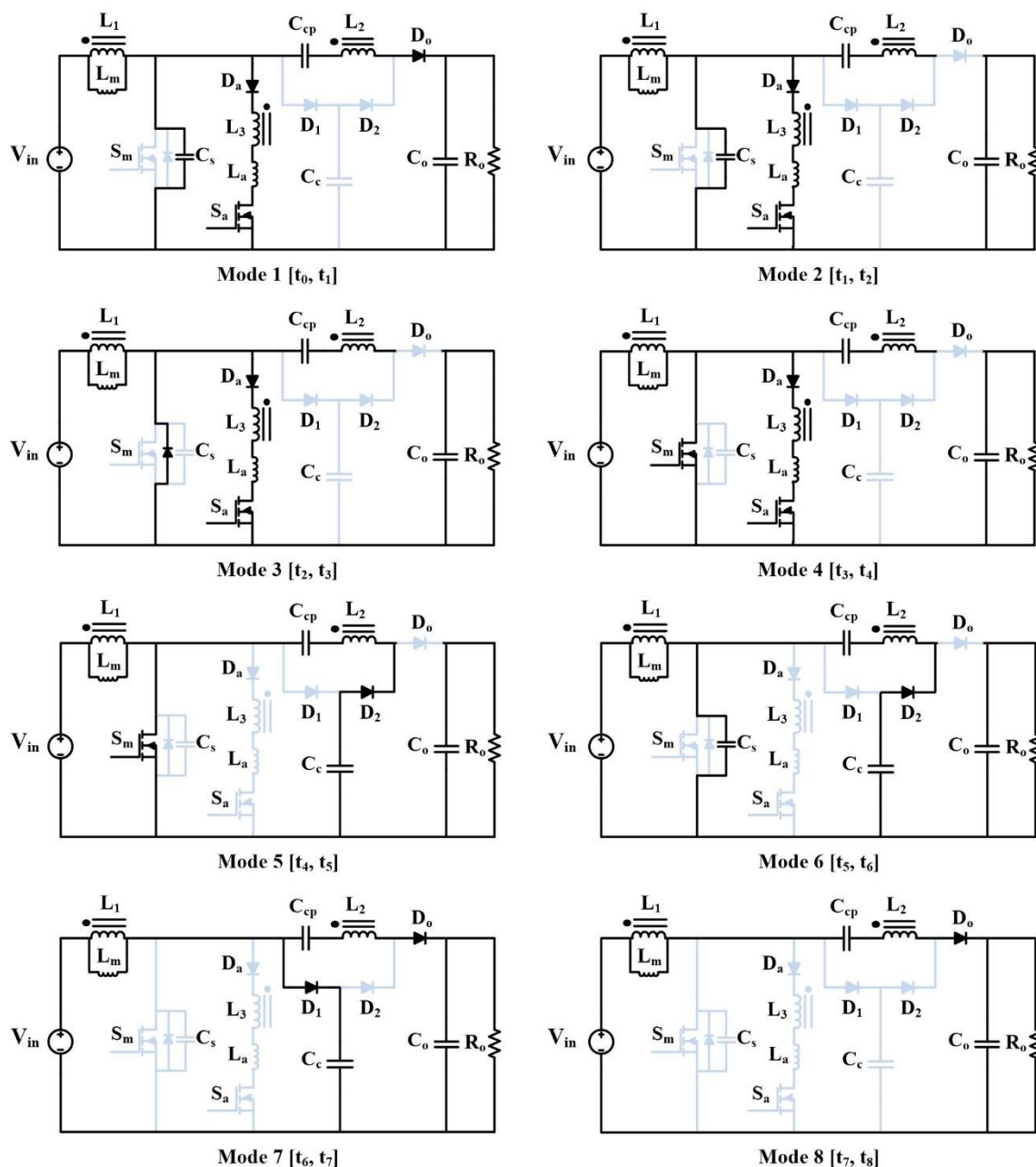
مشخصات مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل‌های هم خانواده خود، در جدول (۱) ارائه شده است. با توجه به این جدول، تعداد المان‌ها و تعداد کلیدهای مبدل پیشنهادی کم‌تر از مبدل‌های پیشنهاد شده در مرجع‌های [۲۶] و [۲۹] الی [۳۲] است که باعث کاهش حجم، وزن و هزینه، و باعث افزایش چگالی توان مبدل می‌گردد. همچنین، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل‌های پیشنهاد شده در مرجع‌های [۲۵] و [۲۶] بزرگ‌تر است. اگرچه مبدل‌های پیشنهاد شده در مرجع‌های [۲۷] الی [۲۹] و [۳۲] بهره ولتاژ بزرگ‌تری در مقایسه با مبدل پیشنهادی دارند، کلیدهای مبدل‌های پیشنهاد شده در مرجع‌های [۲۵] و [۲۹] در شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر کار کرده که باعث تلفات خازنی بالا در هنگام روشن شدن کلید قدرت مبدل می‌گردد. همچنین، مبدل‌های پیشنهاد شده در مرجع‌های [۲۷]، [۲۸] و [۳۰] تحت شرایط کلیدزنی سخت کار می‌کنند. مبدل‌های مرجع‌های [۲۷] و [۳۰] دارای ۱۸ المان بوده که موجب افزایش هزینه و کاهش چگالی توان در مقایسه با مبدل پیشنهادی می‌گردد. اگرچه بهره ولتاژ مبدل پیشنهاد شده در مرجع [۳۲] بیشتر از مبدل پیشنهادی است، ولی مبدل مرجع [۳۲] دارای سه طبقه چند برابرکننده ولتاژ بوده و تعداد المان‌های مبدل پیشنهادی کم‌تر از آن است. همچنین، در مبدل مرجع [۳۲] از تکنیک کلمپ فعال برای کلیدزنی کلیدها در شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر استفاده شده که به موجب آن جریان گردشی و استرس جریان کلیدها افزایش می‌یابد و با توجه به نتایج عملی آن، جریان کلید اصلی در نمونه ۵۰۰ واتی تقریباً ۵۰ آمپر است. همچنین، با به‌کارگیری از کلیدهای گران قیمت که مقاومت درین-سورس کوچکی دارند، راندمان مبدل‌های مرجع‌های [۲۷]، [۲۸] و [۳۲] در مقایسه با مبدل پیشنهادی افزایش یافته است. با بررسی مبدل مرجع [۲۸] ملاحظه می‌شود که علاوه بر آن که تعداد المان‌های این مبدل بالاتر از مبدل پیشنهادی بوده و نوع کلیدزنی این مبدل نیز به‌صورت کلیدزنی سخت است که تلفات کلیدزنی و تداخلات الکترومغناطیسی مبدل را افزایش و راندمان آن را کاهش می‌دهد. در جدول (۱)، $A = n(2-d)[(M-1)-d(M-k)/2] + (1-d)$ ، (۱) بوده و M تعداد طبقات و K برابر ۱ است که تعداد طبقات دیود-خازنی را نشان می‌دهد. جدول (۲)، استرس ولتاژ و جریان مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل‌های مرجع‌های [۲۵] الی [۳۲] را نشان می‌دهد. استرس ولتاژ مبدل‌های مرجع‌های [۲۵] و [۲۶] بزرگ‌تر از مبدل پیشنهادی بوده در حالی که استرس جریان مبدل پیشنهادی کم‌تر از مبدل‌های مرجع‌های [۲۷] الی [۳۲] است. توجه شود که ESR در جدول (۲) مقاومت معادل خازن‌های سری شده است. برای مقایسه بهتر، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی و مبدل‌های مرجع‌های [۲۵] الی [۳۲] در شکل (۴) رسم شده است.

۳- کنترل مبدل پیشنهادی

برای تثبیت ولتاژ خروجی مبدل در لحظه‌های تغییر بار، از کنترل‌کننده انتگرالی تناسبی استفاده شده است. با تنظیم ضرایب کنترل‌کننده و نمونه‌گیری از ولتاژ خروجی توسط آن و مقایسه نمونه ولتاژ با سطح ولتاژ مورد نیاز برای مبدل، ضریب وظیفه

کلیدها توسط کنترل‌کننده تغییر داده شده تا ولتاژ خروجی در سطح مورد نظر ثابت بماند. عملکرد کنترل‌کننده با شبیه‌سازی در نرم‌افزار متلب بررسی شده و نتایج آن در شکل (۵) ارائه شده است. با توجه به شکل (۵)، توان خروجی مبدل به ترتیب در لحظه‌های ۱ و ۲ ثانیه از ۲۵۰ وات به ۱۰۰ وات و از ۱۰۰ وات به ۲۵۰ وات تغییر داده شده است.

ولتاژ مرجع برای خروجی مبدل ۵۰۰ ولت بوده و همان‌طور که در شکل (۵) مشاهده می‌شود ولتاژ خروجی مبدل که با رنگ آبی مشخص شده است در ۵۰۰ ولت کنترل شده است. همچنین، جریان ورودی مبدل در شکل (۵) با رنگ قرمز نشان داده شده است. با توجه به شکل (۵) در لحظه‌های تغییر بار کنترل‌کننده به خوبی عمل کرده و ولتاژ خروجی را با ریبیل کم‌تر از ۳ درصد در سطح مورد نظر ثابت نگه می‌دارد. همچنین، با تغییر توان خروجی، سطح جریان ورودی مبدل نیز تغییر می‌یابد. شکل (۶)، بلوک دیاگرام کنترل‌کننده انتگرالی تناسبی را نشان می‌دهد که در خروجی مبدل پیشنهادی اعمال شده است.



شکل (۳): مدار معادل مبدل پیشنهادی در هر وضعیت عملکردی

Figure (3): Counterpart circuit for each operating mode

Table (1): The comparison table of the specifications of the proposed converter and the converters in [25-32]

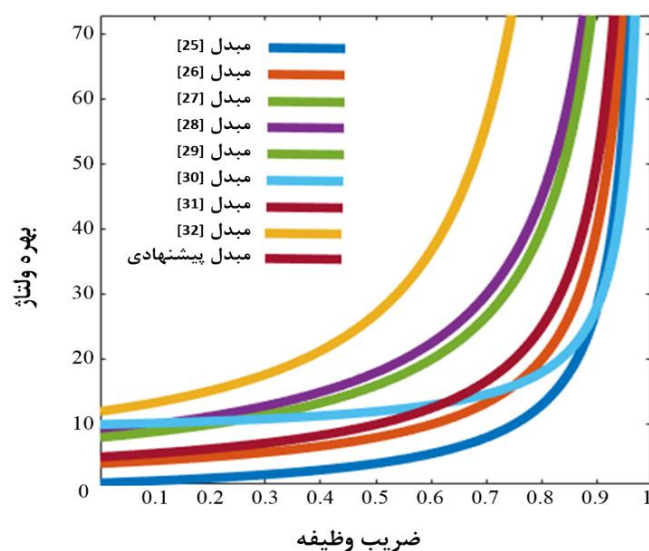
جدول (۱): جدول مقایسه مشخصات مبدل پیشنهادی و مبدل‌های [۲۵-۳۲]

| مبدل مورد نظر | بهره ولتاژ | فرکانس کلیدزنی (kHz) | راندمان (%) | تعداد کلیدها | تعداد کل المان‌ها | شرایط کلیدزنی |
|---------------|------------------------|----------------------|-------------|--------------|-------------------|---------------|
| [۲۵] | $1 + ((nD) / (1-D))$ | ۱۰۰ | ۹۲/۰۰ | ۱ | ۶ | ZCS |
| [۲۶] | $(n+1) / (1-D)$ | ۱۰۰ | ۹۵/۲۰ | ۴ | ۱۴ | ZVS |
| [۲۷] | $(2+2n) / (1-D)$ | ۱۱۸ | ۹۶/۷۰ | ۲ | ۱۸ | سخت |
| [۲۸] | $(3+2n) / (1-D)$ | ۱۰۰ | ۹۶/۷۰ | ۱ | ۱۲ | سخت |
| [۲۹] | $(2+2n) / (1-D)$ | ۱۰۰ | ۹۷/۴۶ | ۲ | ۱۵ | ZCS |
| [۳۰] | $(4+n(2-D)-D) / (1-D)$ | ۴۰ | ۹۷/۶۰ | ۱ | ۱۸ | سخت |
| [۳۱] | $(2+n) / (1-D)$ | ۱۰۰ | ۹۵/۲۰ | ۲ | ۱۳ | ZVS |
| [۳۲] | $A / (1 - D)^2$ | ۱۰۰ | ۹۶/۵۰ | ۳ | ۱۴ | ZVS |

Table (2): The comparison table of the voltage and current stresses of the proposed converter and the converters in [25-32]

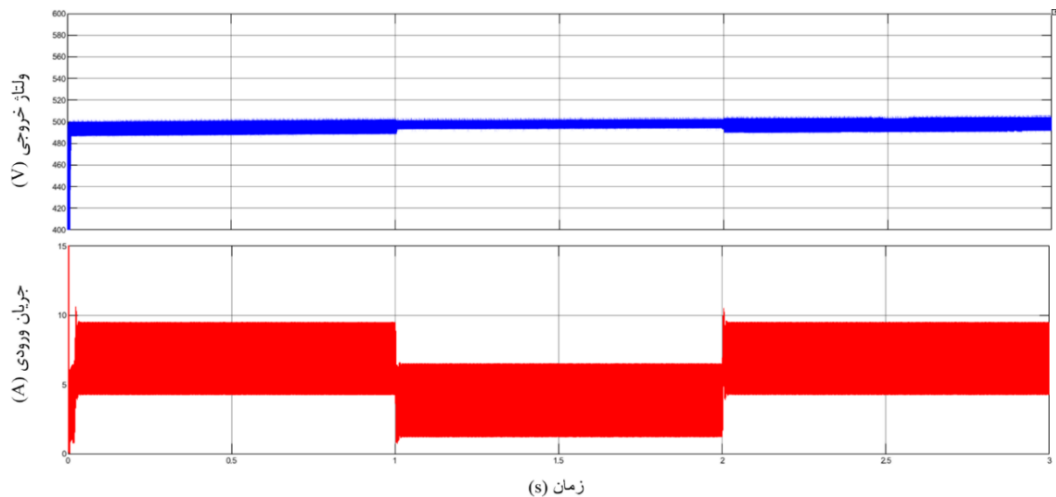
جدول (۲): جدول مقایسه استرس ولتاژ و جریان مبدل پیشنهادی و مبدل‌های [۲۵-۳۲]

| مبدل مورد نظر | استرس ولتاژ | استرس جریان |
|---------------|------------------------------------|--|
| [۲۵] | $V_{out} / (1-D+nD)$ | $V_{in} I_{Lk} / (V_{out}-V_{in})$ |
| [۲۶] | $V_{out} / (n+1)$ | $((n+1) I_{out} / 2(1-D)) + ((n I_{out}) / (1-D))$ |
| [۲۷] | $V_{out} / 2(n+1)$ | $2(n+1) I_{out} / (1-D)$ |
| [۲۸] | $V_{out} / (3+2n)$ | $(2I_{out}(2n-nD+1.5D)) / (D(1-D))$ |
| [۲۹] | $V_{out} / (2+2n)$ | $((3+3n) I_{out} / (2+2n)) + (DV_{in} T_{sw} / 2L_m)$ |
| [۳۰] | $V_{out} / (4+n(2-D)-D)$ | $\sqrt{DI_{in}} + \sum \sqrt{\frac{f_{sw} C_x}{2ESR} V_{cx}^2 \left(1 - e^{-\frac{D}{f_{sw} C_x ESR}}\right)}$ |
| [۳۱] | $V_{out} / (2+n)$ | $2I_{out} / (1-D)$ |
| [۳۲] | $V_{out} / (2-D)(n+n(1-D))+ (1-D)$ | $\frac{((n+n(1-D))(2-D)+D(1-D))\sqrt{DI_{out}}}{(1-D)^2} + \frac{2n+n(2-D)}{(1-D)\sqrt{D}} I_{out}$ |



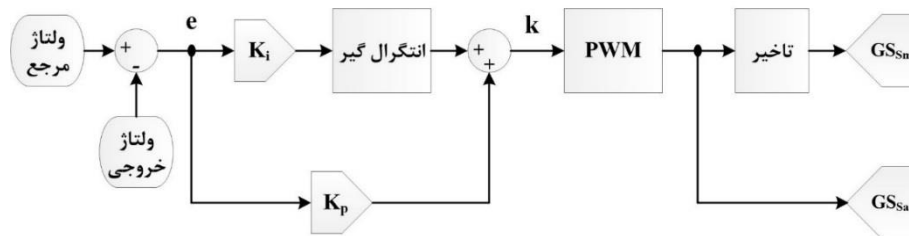
شکل (۴): بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی و مبدل‌های [۲۵-۳۲]

Figure (4): Voltage gain of the proposed converter and the converters in [25-32]



شکل (۵): ولتاژ خروجی کنترل‌شده و جریان ورودی مبدل پیشنهادی در لحظه‌های تغییر بار خروجی

Figure (5): The input current and the controlled output voltage of the proposed converter in the face of the load variations

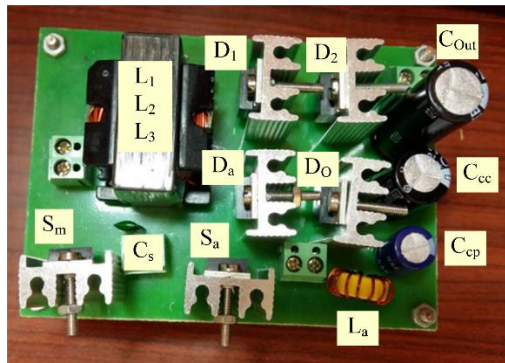


شکل (۶): بلوک دیاگرام کنترل کننده انتگرالی تناسبی

Figure (6): Block diagram of the PI controller

۴- نتایج عملی

برای اثبات کارکرد مبدل پیشنهادی، یک نمونه آزمایشگاهی ۲۵۰ واتی پیاده‌سازی شده است. تصویر نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده در شکل (۷) مشاهده می‌شود. همچنین، جدول (۳) مشخصات دقیق این مبدل را ارائه می‌دهد. با توجه به این جدول، ولتاژ ورودی مبدل ۳۰ ولت و ولتاژ خروجی آن ۵۰۰ ولت بوده و فرکانس کلیدزنی ۱۰۰ کیلوهرتز است. شکل موج‌های عملی المان‌های نیمه هادی مبدل پیشنهادی در شکل (۸) مشخص است. با توجه به این شکل، شرایط کلیدزنی نرم برای تمام المان‌های نیمه هادی مبدل فراهم شده است. شکل (۸-الف) شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر برای لحظه‌های روشن شدن و خاموش شدن کلید اصلی مبدل را نشان داده و با توجه به این شکل، بیشینه ولتاژ کلید اصلی مبدل کمتر از ۱۵۰ ولت است؛ بنابراین تلفات هدایتی کاهش می‌یابد. در شکل (۸-ب) با توجه به افزایش و کاهش جریان کلید کمکی که به آرامی رخ داده است، شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر برای روشن شدن و خاموش شدن آن ملاحظه می‌گردد. شکل‌های (۸-ج) و (۸-د) عملکرد کلیدزنی نرم برای دیودهای D_1 و D_2 را نشان می‌دهد. همچنین، شکل موج‌های دیود خروجی در شکل (۸-ه) آورده شده که شرایط کلیدزنی تحت جریان صفر را برای لحظه‌های روشن شدن و خاموش شدن آن نشان می‌دهد. برای بررسی راندمان، روابط و مقادیر محاسبه شده تلفات مربوط به هر المان مبدل پیشنهادی و نمونه کلیدزنی سخت آن در جدول (۴) آورده شده است. با توجه به این جدول، کل تلفات محاسبه شده مبدل پیشنهادی ۱۸/۳۵ وات بوده که راندمان ۹۲/۶۶ درصد را موجب می‌گردد. همچنین، تلفات محاسبه شده نمونه کلیدزنی سخت مبدل ۲۹/۱ وات محاسبه شده که موجب ۸۸/۳۶ درصد راندمان می‌گردد. همچنین، راندمان اندازه‌گیری شده هر دو مبدل تحت بار ۱۰۰ وات تا بار نامی در شکل (۹) ترسیم شده است. در نتیجه، راندمان مبدل پیشنهادی در بار نامی ۹۲/۴۰ درصد بوده که نسبت به نمونه کلیدزنی سخت افزایش داشته است. توجه شود پارامتر t_{rr} در جدول (۴) بیان گر زمان بازیابی معکوس کلیدها است.



شکل (۷): تصویر نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده

Figure (7): Practical prototype photograph of the proposed converter

Table (3): Significant design specifications of the proposed converter

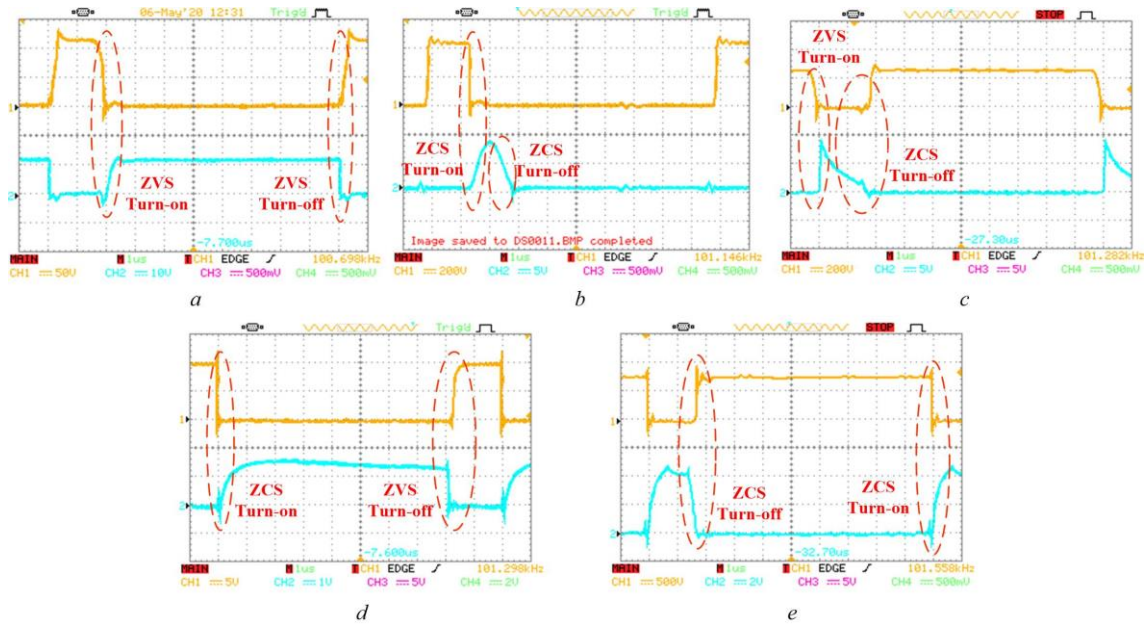
جدول (۳): مشخصات مهم طراحی مبدل پیشنهادی

| مشخصات | المان | نماد |
|---------------|----------------|------------|
| ۳۰ ولت | ولتاژ ورودی | V_{in} |
| ۵۰۰ ولت | ولتاژ خروجی | V_{out} |
| ۲۵۰ وات | توان خروجی | P_{out} |
| ۱۰۰ کیلوهرتز | فرکانس کلیدزنی | f_{sw} |
| ۱۰ میکروفاراد | خازن پمپ شارژ | C_{cp} |
| ۲۲ میکروفاراد | خازن کلمپ | C_c |
| ۴۷ میکروفاراد | خازن خروجی | C_{out} |
| IRFB4620PBF | کلید اصلی | S_m |
| IRF740 | کلید کمکی | S_a |
| MUR860 | دیودهای کلمپ | D_1, D_2 |
| MUR860 | دیود کمکی | D_a |
| MUR880 | دیود خروجی | D_o |

در ادامه، توزیع تلفات المان‌های مبدل پیشنهادی در شکل (۱۰) رسم شده است. در این شکل، تلفات المان‌های نیمه هادی و تلفات سلف‌ها در نظر گرفته شده است. با توجه به این شکل، بیشترین تلفات مربوط به المان‌های نیمه هادی است. به‌ویژه تلفات هدایتی دیودها و کلیدها تاثیر زیادی در راندمان مبدل دارند. با انتخاب کلیدهایی با مقاومت درین-سورس کوچک می‌توان تلفات کلی مبدل را تا حد مطلوبی کاهش داد.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مبدل غیر ایزوله بسیار افزایش‌دهنده جدید با کلیدزنی نرم ارائه گردیده است. همه دیودها و کلیدهای مبدل پیشنهادی تحت شرایط کلیدزنی نرم عمل می‌کنند. کلیدزنی نرم کلیدها و دیودها، به‌ترتیب منجر به بهبود استرس ولتاژ کلیدها و حل مشکل بازیابی معکوس دیودها می‌گردد. لذا، تلفات و تداخل‌های الکترومغناطیسی مبدل پیشنهادی کاهش و راندمان آن افزایش می‌یابد. همچنین، برای تثبیت ولتاژ خروجی مبدل در سطح ولتاژ مورد نظر در لحظه‌های تغییر بار، از کنترل‌کننده انتگرالی تناسبی استفاده شده و نتایج شبیه‌سازی آن بررسی شده است. نتایج تحلیل و محاسبات مبدل پیشنهادی با ساخت یک نمونه آزمایشگاهی بررسی و صحت عملکرد آن تایید شده است.



شکل (۸): نتایج عملی المان‌های نیمه هادی (a) ولتاژ کلید اصلی (CH1: 50V/div)، جریان کلید اصلی (CH2: 10A/div)، مقیاس زمانی $1\mu s$. (b) ولتاژ کلید کمکی (CH1: 200V/div)، جریان کلید کمکی (CH2: 5A/div)، مقیاس زمانی $1\mu s$. (c) ولتاژ دیود D_1 (CH1: 200V/div)، جریان دیود D_1 (CH2: 5A/div)، مقیاس زمانی $1\mu s$. (d) ولتاژ دیود D_2 (CH1: 5V/div)، جریان دیود D_2 (CH2: 1A/div)، مقیاس زمانی $1\mu s$. (e) ولتاژ دیود D_0 (CH1: 500V/div)، جریان دیود D_0 (CH2: 2A/div)، مقیاس زمانی $1\mu s$.

Figure (8): Practical results of the semiconductor elements (a) Sm's voltage (CH1: 50 V/div), current (CH2: 10 A/div), time division: 1 μs . (b) Sa's voltage (CH1: 200 V/div), current (CH2: 5 A/div), time division: 1 μs . (c) D_1 diode's voltage (CH1: 200 V/div), current (CH2: 5 A/div), time division: 1 μs . (d) D_2 diode's voltage (CH1: 5 V/div), current (CH2: 1 A/div), time division: 1 μs . (e) D_0 diode's voltage (CH1: 500 V/div), current (CH2: 2 A/div), time division: 1 μs .

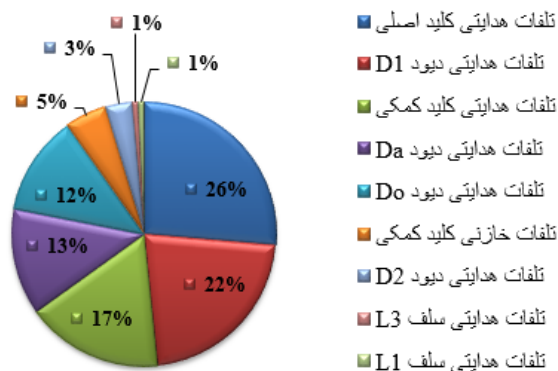
Table (4): Formulas and values of the components' losses of the proposed converter and the hard switched counterpart

جدول (۴): روابط و مقادیر تلفات المان‌های مبدل پیشنهادی و نمونه کلیدزنی سخت آن

| نوع تلفات | رابطه | مقدار در مبدل کلیدزنی سخت | مقدار در مبدل کلیدزنی نرم |
|-------------------------|--|---------------------------|---------------------------|
| تلفات کلیدزنی کلید اصلی | $\frac{1}{2}V_{out}I_{in}f_{sw}(t_r + t_f + t_{rr})$ | ۱۴/۳۰ وات | صفر |
| تلفات خازنی کلید اصلی | $\frac{1}{2}C_{out}V_{out}^2f_{sw}$ | ۵/۳۱ وات | صفر |
| تلفات هدایتی کلید اصلی | $R_{ds}I_{RMS-s}^2$ | ۴/۸۷ وات | ۴/۸۷ وات |
| تلفات کلیدزنی کلید کمکی | $\frac{1}{2}V_{out}I_{in}f_{sw}(t_r + t_f + t_{rr})$ | صفر | صفر |
| تلفات خازنی کلید کمکی | $\frac{1}{2}C_{out}V_{out}^2f_{sw}$ | صفر | ۰/۹۴ وات |
| تلفات هدایتی کلید کمکی | $R_{ds}I_{RMS-s}^2$ | صفر | ۳/۰۹ وات |
| تلفات هدایتی دیود D_1 | $V_F I_{avg-D1}$ | صفر | ۴/۰۷ وات |
| تلفات هدایتی دیود D_2 | $V_F I_{avg-D2}$ | صفر | ۰/۶۰ وات |
| تلفات هدایتی دیود D_3 | $V_F I_{avg-Da}$ | صفر | ۲/۴۰ وات |
| تلفات هدایتی دیود D_0 | $V_F I_{avg-Do}$ | ۳/۹۴ وات | ۲/۲۵ وات |
| تلفات هدایتی سلف L_1 | $R_{L1}I_{L1rms}^2$ | ۰/۶۸ وات | ۰/۱۳ وات |
| تلفات هدایتی سلف L_2 | $R_{L2}I_{L2rms}^2$ | صفر | ۰/۰۵ وات |
| تلفات هدایتی سلف L_3 | $R_{L3}I_{L3rms}^2$ | صفر | ۰/۱۳ وات |
| مجموع تلفات | - | ۲۹/۱ وات | ۱۸/۵۳ وات |



شکل (۹): نمودار راندمان مبدل پیشنهادی در مقایسه با نمونه کلیدزنی سخت آن
Figure (9): Efficiency graph of the proposed converter in comparison with the hard switching counterpart



شکل (۱۰): توزیع تلفات المان‌ها در مبدل پیشنهادی
Figure (10): The losses distribution of the proposed converter

سپاسگزاری

این مقاله از پایان‌نامه دوره کارشناسی‌ارشد در دانشگاه آزاد اسلامی واحد خوراسگان استخراج شده است. نویسندگان بر خود لازم می‌دانند مراتب تشکر صمیمانه خود را از همکاران حوزه پژوهشی دانشگاه آزاد اسلامی و داوران محترم که ما را در انجام و ارتقای کیفی این مقاله یاری نموده‌اند، اعلام نمایند.

References

مراجع

- [1] W. Li, X. He, "Review of nonisolated high-Step-Up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, no. 44, pp 1239-1250, April 2011 (doi: 10.1109/TIE.2010.2049715)
- [2] B. Poorali, A. Torkan, E. Adib, "High step-up z-source DC-DC converter with coupled inductors and switched capacitor cell", IET Power Electronics, vol. 8, no. 8, pp 1394-1402, April 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2014.0-200)
- [3] W. Li, X. Lv, Y. Deng, Y. Deng, J. Liu, X. He, "A review of non-isolated high step-up DC/DC converters in renewable energy applications", Proceeding of the IEEE/APEC, pp 364-369, Washington, DC, USA, Feb. 2009 (doi: 10.1109/APEC.2009.4802683).
- [4] K. Patidar, A. C. Umarikar, "High step-up pulse-width modulation DC-DC converter based on quasi-Z-source topology", IET Power Electronics, vol. 8, no. 4, pp 477-488, April 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2014.0311).

- [5] F.L. Tofoli, D.D.C. Pereira, W.J. Paula, "Survey on non-isolated high-voltage step-up dc–dc topologies based on the boost converter", *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 10, pp 2044–2057, July 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2014.0605).
- [6] L. Schirone, M. Macellari: "Design of high-efficiency non-insulated step-up converters", *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 5, pp 743–749, May 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2014.0554).
- [7] R. Loera-Palomo, J. A. Morales-Saldaña: "Family of quadratic step-up dc–dc converters based on non-cascading structures", *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 5, pp 793–801, March 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2013.0879).
- [8] 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 Transactions on Circuits and Systems I*, vol. 55, no. 4, pp 1159-1171, June 2008 (doi: 10.1109/TCSI.2008.916427).
- [9] S. Mirtalaei, M. Mohtaj, H. 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, March 2016 (doi: 20.1001.1.23223871.1394.6.24.3.3) (in Persian).
- [10] T. Shamsi, M. Delshad, E. Adib, M. R. Yazdani: "A new simple-structure passive lossless snubber for dc_dc boost converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, pp 2207-2214, February 2021 (doi: 10.1109/TIE.2020.2973906).
- [11] G. Haghshenas, S.M.M. Mirtalaei, H. Mordmand, G. Shahgholian, "High step-up boost-flyback converter with soft switching for photovoltaic applications", *Journal of Circuits, Systems, and Computers*, Vol. 28, No. 1, pp. 1-16, Jan. 2019 (doi:10.1142/S0218126619500142) (ISSN: 0218-1266).
- [12] J.C. Rosas-Caro, J.M. Ramirez, F.Z. Peng, A. Valderrabano, "A dc–dc multilevel boost converter", *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp 129– 137, Nov. 2008 (doi: 10.1049/iet-pel.2008.0253).
- [13] B. Akhlaghi, N. Molavi, M. Fekri, H. Farzanehfard, "High step-up interleaved ZVT converter with low voltage stress and automatic current sharing", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp 291-299, July 2017 (doi: 10.1109/TIE.2017.2723861).
- [14] J. Yun, H. Choe, Y. Hwang, Y. Park, B. Kang, "Improvement of power-conversion efficiency of a dc–dc boost converter using a passive snubber circuit", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 4, pp 1808-1814, April 2012 (doi: 10.1109/TIE.2011.2141095).
- [15] T. Meng, H. Ben, X. Wang, "A passive flyback auxiliary circuit with integrated transformer suitable for three-phase isolated full-bridge boost PFC converter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp 4995-5003, March 2017 (doi: 10.1109/TIE.2017.2682041).
- [16] C. Hua, Y. Fang, C. Huang: "Zero-voltage-transition bridgeless power factor correction rectifier with soft-switched auxiliary circuit", *IET Power Electronics*, vol. 9, no. 3, pp 546-552, Dec. 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2014.0645).
- [17] M.R. Yazdani, H. Farzanehfard, J. Faiz, "EMI analysis and evaluation of an improved ZCT flyback converter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, no. 8, pp 2326-2334, Sept. 2011 (doi: 10.1109/TPEL.2010.2095884).
- [18] R. Fani, E. Farshidi, E. Adib, A. Kosarian, "Analysis, design, and implementation of a ZVT high step-up dc–dc converter with continuous input current", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 12, pp 10455-10463, Dec. 2019 (doi: 10.1109/TIE.2019.2960727).
- [19] N. Lakshminarasamma, V. Ramanarayanan, "A family of auxiliary switch ZVS-PWM dc–dc converters with coupled inductor", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 5, pp 2008-2017, Oct. 2007 (doi: 10.1109/TPEL.2007.904225).
- [20] B. Poorali, H.M. Jazi, E. Adib, "Improved high step-up z-source dc–dc converter with single core and ZVT operation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp 9647-9655, Dec. 2017 (doi: 10.1109/TPEL.2017.2787907).
- [21] R. Pradhan, B. Subudhi, "Double integral sliding mode MPPT control of a photovoltaic system", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, vol. 24, no. 1, pp 285-292, May 2015 (doi: 10.1109/TCST.2015.2420674).
- [22] R. Sadeghi, S.M. Madani, M. Ataei, M.R. Agha Kashkooli, S. Ademi, "Super-twisting sliding mode direct power control of a brushless doubly fed induction generator", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 11, pp 9147-9156, March 2018 (doi: 10.1109/TIE.2018.2818672).
- [23] B. Fani, M. Delshad, "Design and implementation of a new current fed converter with zero current switching conditions", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, vol. 1, no. 3, pp 11-18, Dec. 2010 (doi: 20.1001.1.23223871.1389.1.3.2.5) (in Persian).
- [24] B. Fani, M. Delshad, D. Nazarpour, "A new hard switching bidirectional converter with high power density", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, vol. 1, no. 1, pp 51-56, June 2010 (doi: 20.1001.1.23223871.1389.1.1.6.5).
- [25] G.M.L. Chu, D.D.C. Lu, V.G. Agelidis, "Flyback-based high step-up converter with reduced power processing stages", *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp 349-357, March 2012 (doi: 10.1049/iet-pel.2011.0204).

- [26] W. Li, W. Li, X. He, D. Xu, B. Wu: "General derivation law of nonisolated high-step-up interleaved converters with built-in transformer", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp 1650-1661, March 2012 (doi: 10.1109/TIE.2011.2163375).
- [27] M.L. Alghaythi, R.M. O'Connell, N.E. Islam, M.M.S. Khan, J.M. Guerrero, "A high step-up interleaved dc-dc converter with voltage multiplier and coupled inductors for renewable energy systems", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 123165-123174, July 2020 (doi: 10.1109/ACCESS.2020.3007137).
- [28] W. Hassan, D.D.C. Lu, W. Xiao, "A single-switch high step-up dc-dc converter with low and steady switch voltage stress", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 12, pp. 9326-9338, Jan. 2019 (doi: 10.1109/TIE.2019.2893833).
- [29] S.W. Seo, J.H. Ryu, Y. Kim, H.H. Choi, "Non-isolated high step-up dc/dc converter with coupled inductor and switched capacitor", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 217108-217122, Jan. 2020 (doi: 10.1109/ACCESS.2020.3041738).
- [30] A.M.S.S. Andrade, L. Schuch, M.L.S. Martins, "Analysis and design of high-efficiency hybrid high step-up dc-dc converter for distributed PV generation systems", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol 66, no. 5, pp. 3860-3868, May 2019 (doi: 10.1109/TIE.2018.2840496).
- [31] Y. Zheng, B. Brown, W. Xie, S. Li, K. Smedley, "High step-up dc-dc converter with zero voltage switching and low input current ripple", *IEEE Trans. on Power Electronics* vol. 35, no. 9, pp. 9416-9429, Jan. 2020 (doi: 10.1109/TPEL.2020.2968613).
- [32] P. Alavi, P. Mohseni, E. Babaei, V. Marzang, "An ultra-high step-up dc-dc converter with extendable voltage gain and soft-switching capability", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol 67, no. 11, pp. 9238-9250, Nov. 2019 (doi: 10.1109/TIE.2019.2952821).

زیر نویس ها

-
1. Zero-voltage-transition
 2. Pulse-width-modulation
 3. High intensity discharge lamp
 4. Z-source
 5. Sliding mode control
 6. Zero-voltage-switching
 7. Zero-current-switching
 8. Kirchhoff voltage law