

A New Interleaved Step-Up Converter with Leakage Inductances Energy Recovery and High Efficiency**Hosein Talgini, *Ph.D. Student*, Majid Delshad, *Associate Professor*, Ramtin Sadeghi, *Assistant Professor***Faculty of Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
h.talgini@khuisf.ac.ir, delshad@khuisf.ac.ir, ramtinsadeghi@yahoo.com**Abstract**

In this paper, a new interleaved step-up converter with leakage inductances energy recovery is presented. The auxiliary circuit in the proposed converter not only provides zero voltage switching conditions for all switches, but also the leakage inductance energy of the coupled inductors is recovered and also helps to increase the voltage gain and reduce the voltage stress of the switches. Therefore, the converter does not need passive clamp circuits to control voltage spikes on the switches. Also, all switches do not have capacitive turn-on losses in the switches. On the other hand, the output diodes operate under zero current switching and do not have the reverse recovery problem. The converter is also controlled by pulse width modulation, and since the auxiliary switches are turned on in complimentary with the main switches, they do not have a complex control circuit. The proposed converter has been completely analyzed and to confirm its correctness, a 100W sample of the converter has been made and its practical results have been presented.

Keywords: high step-up converter, interleaved structure, reverse recover problem, zero current switching, zero voltage switching

Received: 13 June 2022**Revised:** 29 September 2022**Accepted:** 14 October 2022**Corresponding Author:** Dr. Majid Delshad

Citation: H. Talgini, M. Delshad, R. Sadeghi, "A new interleaved step-up converter with leakage inductances energy recovery and high efficiency", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 15, no. 59, pp. 95-108, September 2024 (in Persian).

مبدل افزایشده درهم‌تنیده جدید با بازیابی انرژی سلف‌های نشتی و راندمان بالا

حسین تلگینی، دانشجوی دکتری، مجید دلشاد، دانشیار، رامتین صادقی، استادیار

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

چکیده: در این مقاله یک مبدل درهم‌تنیده افزایشده جدید با بازیابی انرژی سلف‌های نشتی ارائه شده است. در واقع مدار کمکی در مبدل پیشنهادی نه تنها شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای تمام سویچ‌ها فراهم می‌کند بلکه طرفی انرژی سلف نشتی سلف‌های تزویج شده بازیابی شده و به افزایش بهره و کاهش استرس سویچ‌ها نیز کمک می‌کند. به همین علت نیازی به مدارهای کلمپ غیرفعال برای مهار جهش‌های ولتاژ دو سر سویچ‌ها ندارند. از طرفی کلیدزنی تمام سویچ‌ها به صورت کلیدزنی در ولتاژ صفر است و در نتیجه تلفات روشن شدن خازنی در سویچ‌ها وجود ندارد. از طرفی دیودهای خروجی به صورت کلیدزنی در جریان صفر عمل کرده و مشکل بازیابی معکوس ندارند. همچنین کنترل مبدل به صورت مدولاسیون پهنای پالس است و از آنجایی که سویچ‌های کمکی به صورت مکمل با سویچ‌های اصلی روشن می‌شوند، مدار کنترل پیچیده‌ای ندارند. مبدل پیشنهادی به صورت کامل تحلیل شده و برای تایید درستی آن، یک نمونه ۱۰۰ وات از مبدل ساخته شده و نتایج آزمایشگاهی آن ارائه گردیده است.

کلمات کلیدی: ساختار درهم‌تنیده، کلیدزنی در ولتاژ صفر، کلیدزنی در جریان صفر، مبدل افزایشده، مشکل بازیابی معکوس

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۳/۲۳

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۷/۷

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۷/۲۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید دلشاد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: اصفهان - خوراسگان - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) - دانشکده فنی و مهندسی

۱- مقدمه

با توجه به اهمیت مبدل‌های DC-DC بسیار افزایشده در کاربردهای سیستم‌های انرژی پاک مانند سلول‌های خورشیدی^۱، به مبدلی نیاز است که در عین داشتن ساختاری ساده بتواند با بازده بالا بهره‌ور و ولتاژ بزرگی را فراهم آورد [۱،۲]. در مبدل‌های DC-DC بسیار افزایشده به دلیل آنکه ولتاژ ورودی کوچک است، جریان ورودی بزرگی در ورودی برقرار است. لذا در صورت بالا بودن استرس ولتاژ کلیدهایی که در ورودی قرار دارند، کلیدهای ولتاژ بالا که مشخصات ضعیف‌تری دارند مورد استفاده قرار خواهند گرفت که به دلیل مقاومت هدایتی بزرگ‌تر این کلیدها و نیز بزرگ بودن جریان ورودی، تلفات هدایتی^۲ به شدت افزایش خواهد یافت [۳،۴].

بالا بودن استرس ولتاژ^۳ کلیدها که در واقع همان بیشینه ولتاژ دو سر کلید نسبت به ولتاژ مجاز کلید است، همچنین باعث می‌شود که هنگام روشن شدن کلید ولتاژ دوسر کلید از مقدار بزرگ‌تری به سطح صفر کاهش یابد و نیز هنگام خاموش شدن کلید، ولتاژ دو سر آن از مقدار صفر به سطح بالاتری افزایش یابد. این به معنای افزایش میزان هم‌پوشانی ولتاژ و جریان کلید و افزایش تلفات کلیدزنی^۴ خواهد بود. همچنین کلیدهای ولتاژ بالا معمولاً قیمت گران‌تری نیز دارند. بنابراین در صورت کاهش استرس ولتاژ کلیدها، علاوه بر کاهش قابل ملاحظه تلفات کلیدزنی، با انتخاب کلید با مشخصات بهتر می‌توان تلفات هدایتی را نیز کاهش داد. بنابراین هرچه استرس ولتاژ کمتر باشد می‌توان سوئیچ‌های با قیمت پایین‌تر استفاده نمود، همچنین تلفات کلیدزنی نیز کاهش می‌یابد که به علت کاهش ارتفاع سطح ولتاژ دو سر سوئیچ است. کاهش استرس دو سر سوئیچ می‌تواند در افزایش راندمان و کاهش قیمت مبدل موثر باشد، مخصوصاً در مبدل‌های توان بالا و ولتاژ بالا کاهش استرس بسیار موثر است، بنابراین روش‌های گوناگونی برای کاهش استرس استفاده شده است. یکی از این روش‌ها، استفاده از سلف‌های تزویج^۵ و خازن سوئیچ شده^۶ است [۵،۶]. ولتاژ خازن و سلف تزویج در یک حلقه با سوئیچ سری شده و از مقدار ولتاژ دو سر سوئیچ می‌کاهند [۷،۸]. از آنجا که ولتاژ خروجی مبدل‌های بسیار افزایشده مقدار بزرگی است، این ولتاژ بزرگ می‌تواند باعث تشدید تلفات ناشی از بازیابی معکوس^۷ دیودهای خروجی گردد، در نتیجه بهبود مشکل بازیابی معکوس دیودها نیز گامی موثر در جهت افزایش بازده به شمار می‌رود. این بهبود از طریق کاهش استرس ولتاژ دیودها و همچنین نرم کردن خاموش شدن آنها قابل انجام است. بزرگ بودن ضریب وظیفه^۸ کلیدها از دیگر عوامل افزایش تلفات هدایتی و افت بازده است. به همین دلیل با افزایش بهره ولتاژ مبدل می‌توان علاوه بر فراهم کردن ولتاژ خروجی لازم برای کاربرد مورد نظر، از به‌کارگیری ضریب وظیفه‌های بزرگ نیز اجتناب نموده و بازده مبدل را بهبود بخشید. ضمن آنکه افزایش بهره ولتاژ می‌تواند در کاهش استرس ولتاژ المان‌های نیمه هادی موثر باشد. از فاکتورهای مهم دیگر مبدل بسیار افزایشده خوب باید به حجم و وزن کم و ساختار ساده آن اشاره نمود. هر چه تعداد المان‌های مورد استفاده در مدار، به ویژه المان‌های نیمه هادی موجود در مسیر عبور توان، کمتر باشد، ضمن کاهش هزینه تمام شده، تلفات هدایتی نیز کمتر خواهد بود. داشتن رپیل جریان ورودی کم یک مزیت عمده برای مبدل‌های بسیار افزایشده به شمار می‌رود، زیرا به دلیل بزرگ بودن جریان ورودی در مبدل‌های بسیار افزایشده، رپیل جریان ورودی بزرگ باعث افزایش حجم و هزینه خازن ورودی و همچنین تلفات هدایتی سیم‌ها می‌گردد. در سیستم‌های تولید برق مبتنی بر پیل‌های سوختی نیز رپیل جریان ورودی بزرگ باعث آسیب دیدن پیل سوختی^۹ و کاهش طول عمر آن می‌گردد. همچنین وجود رپیل کم جریان ورودی برای ردیابی نقطه توان ماکزیمم^{۱۰} در سیستم‌های خورشیدی مطلوب است [۹،۱۰]. کاهش استرس جریان المان‌های نیمه هادی به ویژه کلیدها نیز باعث کاهش تلفات هدایتی خواهد گردید [۱۱].

مبدل بوست^{۱۱} ساده‌ترین ساختاری است که می‌توان از آن برای افزایش سطح ولتاژ استفاده نمود [۱۲،۱۳]. اما مبدل بوست برای تولید بهره ولتاژ بالا باید با ضریب وظیفه بزرگ و نزدیک به یک کار کند [۱۴،۱۵]. از آنجا که در مبدل بوست انتقال توان به خروجی در زمان خاموش بودن کلید صورت می‌گیرد، ضریب وظیفه بزرگ باعث می‌گردد که زمان انتقال توان به خروجی بسیار کوتاه گردد و رپیل‌های بزرگی از جریان به‌وجود آید، که باعث افزایش شدید تلفات هدایتی و نیز آسیب دیدن قطعات می‌گردد. از طرف دیگر استرس ولتاژ کلید و دیود خروجی در مبدل بوست برابر با ولتاژ خروجی است که در ولتاژهای بالا باعث افزایش تلفات کلیدزنی و هدایتی و نیز تشدید مشکل بازیابی معکوس دیود خروجی می‌گردد. لذا مبدل بوست در شکل پایه‌ای آن برای استفاده در کاربردهای بسیار افزایشده مناسب نیست.

از این رو تحقیقات گسترده‌ای در زمینه مبدل‌های DC-DC بسیار افزاینده صورت پذیرفته و ساختارهای مختلفی بر پایه مبدل بوست ارائه گردیده است، که هر کدام بهبودهایی را حاصل کرده‌اند [۱۶، ۱۷]. مبدل‌های درهم‌تنیده^{۱۲} به علت کاهش ریپل جریان ورودی و افزایش توان مبدل بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند با توجه به این که سویچ‌ها با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه عمل می‌کنند، فرکانس ریپل جریان ورودی دو برابر می‌شود [۱۸]. ارایه یک مدار کمکی که بتواند همزمان شرایط کلیدزنی نرم^{۱۳} را برای سویچ‌های هر دو شاخه مبدل فراهم کند می‌تواند در کاهش تعداد المان‌ها و کاهش تلفات هدایتی موثر باشد [۱۹، ۲۰].

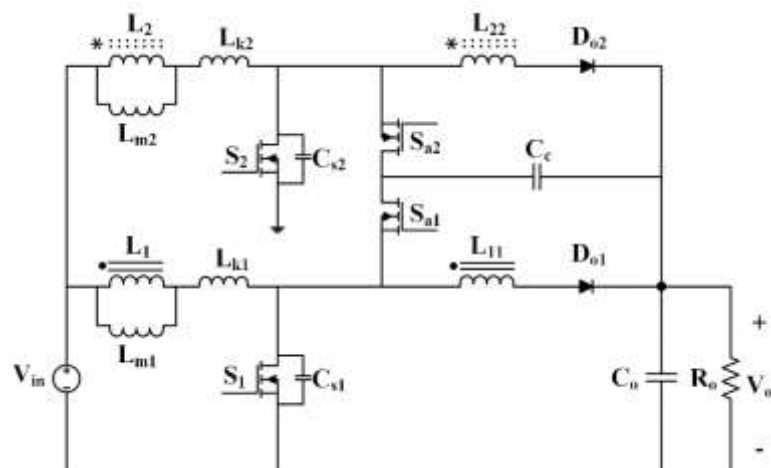
مبدل پیشنهادی یک مبدل بسیار افزاینده درهم‌تنیده جدید است که مدار کمکی آن نه تنها شرایط کلیدزنی نرم را برای تمام المان‌های نیمه هادی فراهم می‌کند، بلکه انرژی سلف نشستی را نیز جذب و به افزایش بهره مبدل نیز کمک می‌کند. بنابراین مبدل درهم‌تنیده پیشنهادی دارای حداقل تعداد المان است که به کاهش تلفات هدایتی بسیار کمک می‌کند. در این مقاله ابتدا در بخش دوم مبدل پیشنهادی معرفی و عملکرد آن توضیح داده می‌شود. سپس در بخش سوم مبدل تحلیل گشته و روند طراحی المان‌های آن توضیح داده می‌شود. در بخش چهارم نتایج شبیه سازی و آزمایشگاهی مبدل برای تایید تحلیل‌های تئوری آن ارایه می‌گردند. در بخش پنجم نیز بازده مبدل در بارهای مختلف بررسی می‌گردد. بازده مبدل پیشنهادی با نمونه کلیدزنی سخت در بخش ششم مقایسه شده است. در انتها نتیجه‌گیری در بخش هفتم بیان می‌شود.

۲- معرفی مبدل درهم‌تنیده بسیار افزاینده پیشنهادی

نمای شماتیک مبدل درهم‌تنیده بسیار افزاینده پیشنهادی در شکل (۱) نشان داده شده است. برای کلیدزنی نرم این مبدل از یک مدار کمکی به صورت کلمپ فعال^{۱۴} با دو سویچ کمکی استفاده شده است. خازن کلمپ در مبدل پیشنهادی هم وظیفه کلمپ ولتاژ و هم کمک به افزایش بهره ولتاژ را به عهده دارد. به همین علت مبدل پیشنهادی با کمترین تعداد المان هم دارای بهره ولتاژ بالا است و هم کلیدزنی نرم برای تمام سویچ‌های اصلی و کمکی و همچنین دیودهای خروجی فراهم گشته است، به طوری که راندمان مبدل را به طور محسوسی بهبود داده است. مبدل اصلی شامل دو سویچ S_1 و S_2 و دو دیود خروجی D_{o1} و D_{o2} یک خازن فیلتر خروجی C_o و دو جفت سلف تزویج شده L_{11} - L_{12} و L_{21} - L_{22} است. مدار کمکی نیز شامل دو سویچ کمکی S_{a1} و S_{a2} و دو خازن اسنابر C_{s1} و C_{s2} و یک خازن کلمپ C_c است. شکل موج‌های کلیدی مبدل در شکل (۲) آمده است.

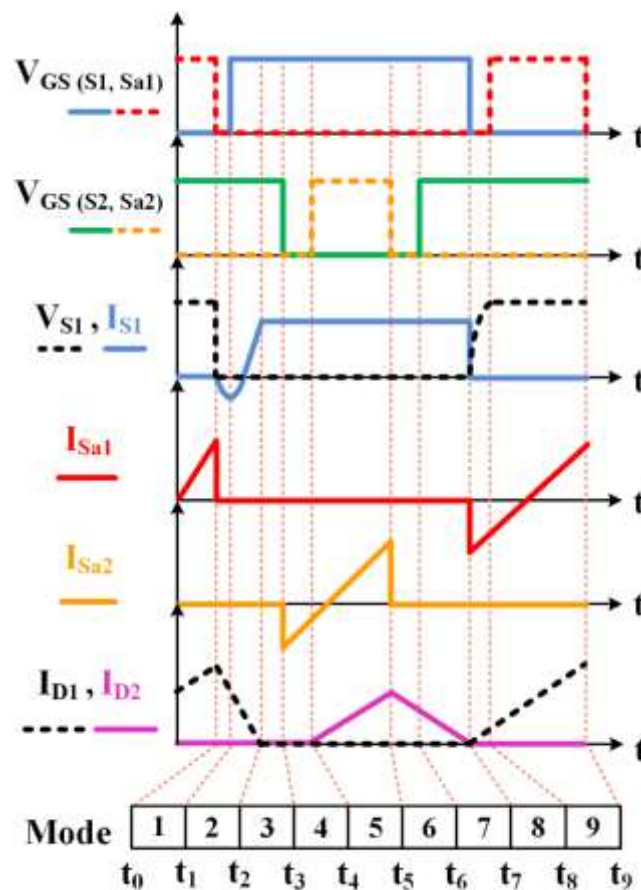
۲-۱- عملکرد مبدل پیشنهادی

مبدل پیشنهادی دارای ۱۲ وضعیت عملکرد^{۱۵} در یک سیکل کلیدزنی است که به علت تقارن نیم سیکل آن بررسی می‌شود. برای سادگی تحلیل از ریپل ولتاژ خروجی و جریان سلف‌های ورودی صرف نظر شده است. مدارهای معادل وضعیت‌های مبدل پیشنهادی در شکل (۳) نشان داده شده است.



شکل (۱): نمای شماتیک مبدل پیشنهادی

Figure (1): The schematic of proposed converter



شکل (۲): شکل موج‌های کلیدی مبدل بسیار افزایشده پیشنهادی

Figure (2): The key waveforms of the proposed high step-up converter

الف- قبل از وضعیت اول: سوئیچ‌های S_{a1} و S_2 روشن بوده و دیود (D_{o1}) نیز هدایت می‌کند و توان از ورودی به خروجی از طریق سلف L_{11} منتقل می‌شود. سلف L_2 نیز به‌طور خطی در حال شارژ است.

ب- وضعیت اول: در این وضعیت سوئیچ کمکی S_{a1} تحت شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر^{۱۶} (ZVS) خاموش شده و سلف L_{K1} شروع به شارژ و دشارژ خازن‌های C_{Sa1} و C_{S1} به‌صورت رزونانسی می‌کند و این روند تا جایی ادامه پیدا می‌کند که پلاریته خازن C_{S1} عکس می‌شود و باعث وصل شدن دیود بدنه سوئیچ S_1 می‌گردد، در این حالت دیود D_{o1} روشن بوده و جریان آن به‌صورت خطی کاهش می‌یابد.

$$V_{CSa1} = \frac{V_o}{1+n} \cos(\omega(t-t_0)) \quad (1)$$

$$i_{LK1} = \frac{V_o}{(1+n)Z_1} \sin(\omega(t-t_0)) \quad (2)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{K1} C_{Sa1}}} \quad (3)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_{K1}}{C_{Sa1}}} \quad (4)$$

ج- وضعیت دوم: این وضعیت با روشن شدن دیود بدنه S_1 آغاز می‌گردد و از این لحظه به بعد S_1 می‌تواند کلیدزنی در ولتاژ صفر^{۱۳} روشن شود. در این حالت جریان سوئیچ به‌صورت خطی با شیب $(V_{in}+V_o/n)/L_{K1}$ از مقدار $-I_{in}/2$ شروع به افزایش می‌کند تا به صفر رسیده و با مثبت شدن جریان S_1 جریان از دیود بدنه به خود سوئیچ منتقل شده و با همان شیب افزایش می‌یابد. در

این وضعیت جریان دیود D_{o1} نیز به‌طور خطی کاهش می‌یابد تا در انتهای این وضعیت به‌صورت کلیدزنی در جریان صفر^{۱۷} خاموش شود. بنابراین مشکل بازایی معکوس نیز ندارد. در تمام مدت این وضعیت و وضعیت قبل سوییچ S_2 روشن است و سلف L_2 به‌طور خطی در حال شارژ شدن است.

$$I_{S_1}(t) = -\frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{in} + \frac{V_0}{n}}{L_{K_1}}(t - t_1) \quad (5)$$

$$\Delta t_2 = \frac{I_{in} \times L_{K_1}}{V_{in} + \frac{V_0}{n}} \quad (6)$$

د- وضعیت سوم: با خاموش شدن دیود D_{o1} جریان سوییچ S_1 در سطح جریان سلف مغناطیس‌کننده ثابت گردیده و سلف L_{m1} نیز خطی شارژ می‌گردد. از آنجایی که همه دیودها خاموشند، جریان بار را خازن خروجی تامین می‌نماید. این وضعیت با خاموش شدن S_2 پایان می‌پذیرد.

$$I_{S_1}(t) = I_{L_{m1}} = \frac{I_{in}}{2} \quad (7)$$

ه- وضعیت چهارم: در این وضعیت با خاموش شدن S_2 خازن‌های C_{S_2} و $C_{S_{a2}}$ به‌صورت رزونانسی توسط L_{K_2} به ترتیب شارژ و دشارژ می‌شوند و با روشن شدن دیود بدنه S_{a2} این وضعیت پایان می‌پذیرد.

$$V_{CS_2} = \frac{V_0}{1+n} \cos(\omega(t - t_3)) \quad (8)$$

$$i_{LK_2} = \frac{V_0}{(1+n)Z_2} \sin(\omega(t - t_3)) \quad (9)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{K_2} C_{S_2}}} \quad (10)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_{K_2}}{C_{S_2}}} \quad (11)$$

و- وضعیت پنجم: با روشن شدن دیود بدنه S_{a2} سوییچ S_{a2} می‌تواند تحت ولتاژ صفر روشن شود و در نتیجه جریان آن از مقدار $-I_{in}/2$ به‌طور خطی و با شیب $(V_{in} - V_{cc}(1+1/n) - V_0)/L_{K_2}$ شروع به افزایش می‌نماید. در این وضعیت دیود D_{o2} روشن است و جریان آن خطی افزایش یافته و انرژی L_{22} به خروجی منتقل می‌شود.

$$I_{S_{a2}}(t) = -\frac{I_{in}}{2} + \frac{V_{in} - V_{cc}\left(1 + \frac{1}{n}\right) - V_0}{L_{K_1}}(t - t_1) \quad (12)$$

ز- وضعیت ششم: در این وضعیت جریان از دیود بدنه S_{a2} به خود سوییچ S_{a2} انتقال یافته و با همان شیب وضعیت قبل افزایش می‌یابد. بنابراین در این وضعیت سلف L_{m1} شارژ و سلف L_{m2} در حال دشارژ از طریق L_{22} به خروجی است. این وضعیت با خاموش شدن سوییچ کمکی S_{a2} پایان می‌پذیرد.

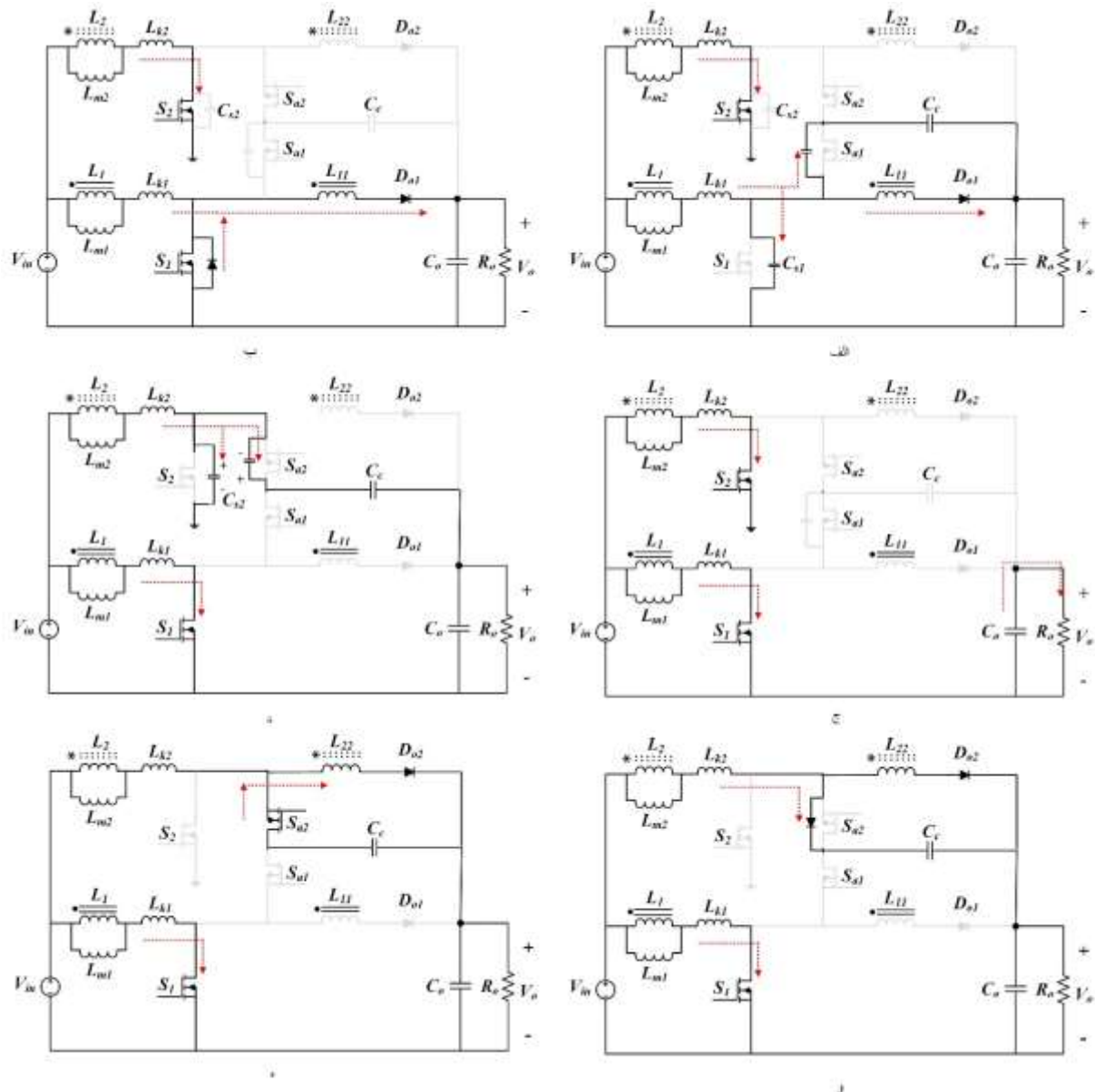
۳- تحلیل مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی

در این بخش روند طراحی مبدل پیشنهادی ارائه می‌گردد. در ابتدا بهره مبدل و استرس ولتاژ المان‌های نیمه هادی محاسبه می‌شود و سپس رابطه‌های طراحی المان‌های غیر فعال مانند سلف و خازن ارائه می‌گردد.

۳-۱- بهره مبدل

برای محاسبه بهره مبدل کفایت رابطه بالانس ولت-ثانیه برای سلف‌های مغناطیس‌کنندگی و یک KVL در حلقه ورودی نوشته شود.

$$V_{in} DT + V_{CS}(1-D)T = 0 \quad (13)$$



شکل (۳): مدارهای معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت‌های مختلف عملکردی

Figure (3): The equivalent circuits of the proposed converter in various modes

$$V_{CS} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (14)$$

$$V_{CS} = V_{CC} + V_0 \quad (15)$$

$$nV_{in}DT + V_{CC}(1-D)T = 0 \quad (16)$$

$$V_{CC} = -\frac{nV_{in}}{1-D} \quad (17)$$

با استفاده از رابطه‌های (۱۴)، (۱۵) و (۱۷) برای نسبت دور سلف‌های تزویج شده باشد، خواهیم داشت:

$$\frac{V_{in}}{1-D} = -\frac{nV_{in}}{1-D} + V_0 \quad (18)$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1+n}{1-D} \quad (19)$$

۳-۲- استرس المان‌های نیمه هادی

به سادگی با توجه به رابطه بهره استرس ولتاژ روی سوییچ‌های اصلی و کمکی به دست می‌آید.

$$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_{a_1}} = V_{S_{a_2}} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{V_0}{1+n} \quad (20)$$

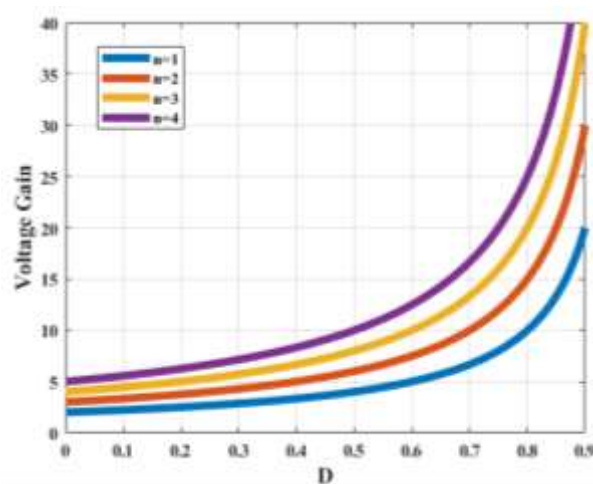
$$V_{D_{o_1}} = V_{D_{o_2}} = V_0 - nV_{in} \quad (21)$$

$$V_{D_{o_1}} = V_{D_{o_2}} = V_0 = \frac{V_o(1+nD)}{1+n} \quad (22)$$

شکل (۴) بهره مبدل را به ازای مقادیر مختلف نسبت دور (n) نشان می‌دهد و همچنین شکل (۵) استرس ولتاژ نرمالیزه شده المان‌های نیمه هادی مبدل را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌گردد با افزایش نسبت دور سلف‌های تزویج، استرس ولتاژ روی سوییچ‌ها و دیودها کاهش می‌یابد. همان‌طور که مشخص است استرس این المان‌ها از ولتاژ خروجی پایین‌تر است. بنابراین می‌توان از سوییچ‌ها با مقاومت درین-سورس پایین‌تر استفاده نمود که باعث کاهش تلفات هدایتی و هزینه ساخت مبدل می‌گردد.

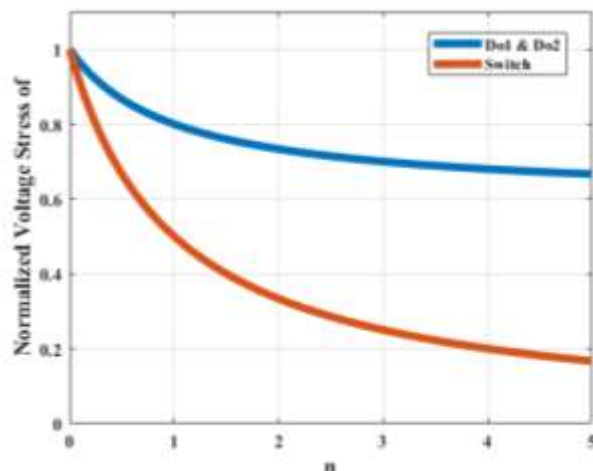
۳-۳- طراحی خازن‌های مدار

برای طراحی خازن‌های مدار از رابطه پایه خازن می‌توان استفاده نمود. برای خازن خروجی در زمانی که هر دو سوییچ اصلی روشن هستند، خازن خروجی باید جریان بار را تامین کند، بنابراین اندازه خازن خروجی از رابطه (۲۳) به دست می‌آید.



شکل (۴): بهره مبدل پیشنهادی به ازای مقادیر مختلف نسبت دور

Figure (4): The voltage gains of the proposed converter in various turn ratio



شکل (۵): ولتاژ استرس نرمالیزه شده سوییچ‌ها و دیودها

Figure (5): The normalized stress voltage of switches and diodes

همچنین برای محاسبه خازن کلمپ نیز با محاسبه سطح زیر منحنی جریان خازن هنگامی که شارژ یا دشارژ می شود به راحتی با استفاده از رابطه (۲۴) به دست می آید. برای محاسبه خازن های اسنابر نیز از رابطه (۲۵) که در مرجع [۲۱] بیان شده، استفاده می شود.

$$C_o = \frac{I_o(D-0.5)}{\Delta V_o * f} \quad (23)$$

$$C_c = \frac{I_{in}(1-D)}{8\Delta V_{CC} * f} \quad (24)$$

$$C_s = \frac{I_s t_f}{2V_{sw}} \quad (25)$$

که در آن t_f زمان نزول جریان، I_s جریان سویچ قبل از خاموش شدن و V_{sw} ولتاژ سویچ بعد از خاموش شدن آن است.

۳-۴- طراحی سلف مغناطیس کنندگی و سلف نشتی مدار

برای طراحی سلف نشتی از رابطه انرژی استفاده می شود. بنابراین داریم:

$$\frac{1}{8} L_K i_{in}^2 \geq \frac{1}{2} C_s V_{CS}^2 \quad (26)$$

$$L_K \geq \frac{4V_o^2 C_s}{i_{in}^2 (1+n)^2} \quad (27)$$

برای طراحی سلف مغناطیس کنندگی مبدل از رابطه پایه سلف استفاده می شود.

$$L_{m1} = L_{m2} = \frac{V_{in} D}{\Delta i_L * f} \quad (28)$$

۴- نتایج شبیه سازی و عملی مبدل پیشنهادی

مبدل بسیار افزایشده درهم تنیده با کلیدزنی نرم پیشنهادی مطابق مقادیر جدول (۱) در نرم افزار پی=اسپایس شبیه سازی شده است. همان طور که در شکل های (۶) الی (۱۰) مشاهده می گردد، نتایج شبیه سازی اهداف ذکر شده را برآورده می سازد. در شکل های (۶) و (۹) موج جریان و ولتاژ سویچ های اصلی مشاهده می گردد که جریان در هنگام روشن شدن سویچ منفی است، لذا دیود بدنه آن هدایت کرده و شرایط ZVS برقرار است. همین شرایط در شکل های (۷) و (۸) برای سویچ های کمکی نیز مشاهده می گردد. شکل (۱۰) نیز موج جریان دیود خروجی D_{o1} را نشان می دهد، همان طور مشاهده می گردد جریان در هنگام روشن شدن و خاموش شدن دیود دارای شیب است، لذا شرایط کلیدزنی در جریان صفر هم برای روشن شدن و هم برای خاموش شدن آن فراهم است و مشکل بازبایی معکوس برای دیودهای خروجی وجود ندارد. شکل (۱۱) مدار آزمایشگاهی ساخته شده را نشان می دهد. همچنین شکل (۱۲) موج های مدار ساخته شده را در توان ۱۰۰ وات نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود نتایج شبیه سازی توسط این شکل موج ها تایید می گردد و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای روشن و خاموش شدن سویچ های اصلی و کمکی فراهم گردیده است. منفی بودن جریان سویچ ها در لحظه روشن شدن سویچ ها و شیب ولتاژ سویچ ها در لحظه خاموش شدن آنها مبین کلیدزنی در ولتاژ صفر آنها است. دیود خروجی D_{o1} نیز به خاطر شیب جریان آن در لحظه خاموش شدن دارای کلیدزنی در جریان صفر است بنابراین مشکل بازبایی معکوس ندارد. در نتایج شبیه سازی تقسیم بندی به صورت ۰/۵ میکروثانیه، ۵ آمپر و ۱۲۵ ولت است.

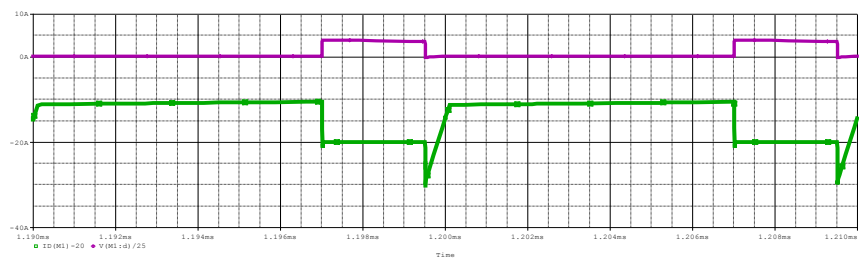
۵- بررسی تلفات المان های مبدل پیشنهادی

در این قسمت تاثیرات استفاده از المان های غیر ایده آل در تلفات کلی مبدل بررسی شده است. همان طور که ذکر شد، مبدل پیشنهادی دارای چهار سوئیچ قدرت بوده که تمامی آن ها به صورت نرم کلیدزنی می شوند، لذا تلفات کلیدزنی سوئیچ های مبدل

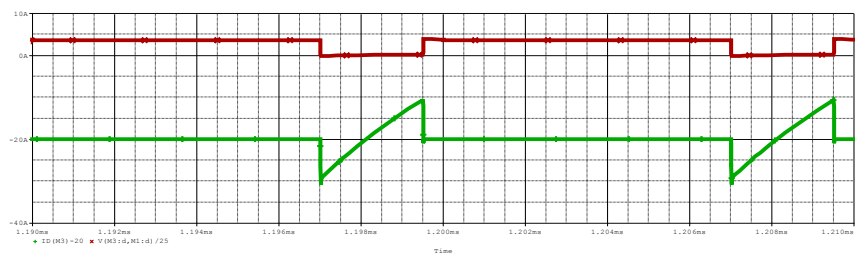
صفر است. از طرفی هر چهار سوئیچ مبدل تحت شرایط کلیدزنی تحت ولتاژ صفر عمل کرده که باعث حذف شدن تلفات خازنی هنگام روشن شدن سوئیچ‌ها می‌گردد. بنابراین تنها تلفات هدایتی سوئیچ‌ها در نظر گرفته می‌شود. برای محاسبه تلفات هدایتی سوئیچ به موثر جریان سوئیچ و مقدار مقاومت درین-سورس آن نیاز است که به صورت زیر محاسبه می‌گردد، که برای کاهش تلفات هدایتی سوئیچ می‌توان از سوئیچ‌هایی با مقاومت درین-سورس کوچک‌تر نیز استفاده نمود.

Table (1): The specifications of the proposed converter
جدول (۱): پارامترهای مدار پیشنهادی شبیه سازی شده

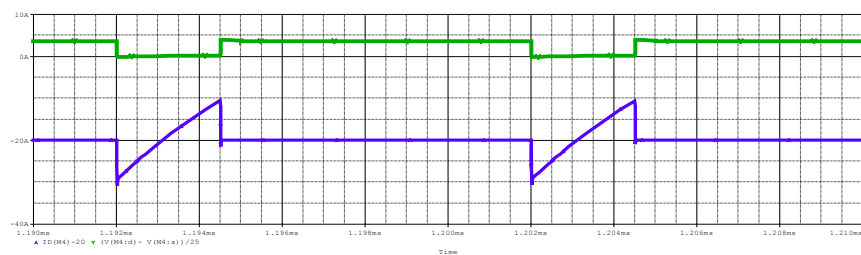
نام قطعه/مقدار	المان‌ها / مشخصات
IRF640	سوئیچ‌ها
MUR820	دیودها
۱۰۰ وات	توان خروجی
۳۰ ولت	ولتاژ ورودی
۳۸۰ ولت	ولتاژ خروجی
۲/۵	نسبت دور
۳۶۰ میکروهنری	سلف مغناطیس‌کنندگی
۱۰ میکروفاراد	خازن خروجی و کلمپ
۱۰۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی



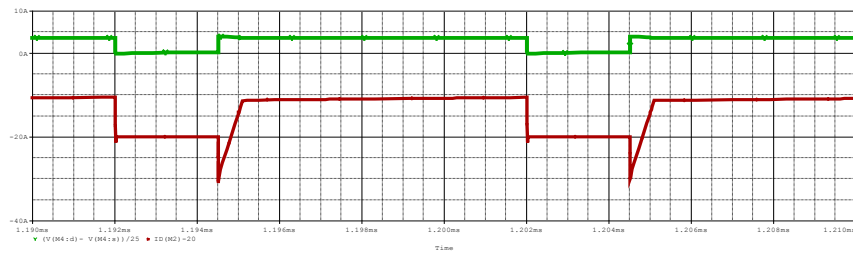
شکل (۶): ولتاژ و جریان سوئیچ S_1
Figure (6): The voltage and current of S_1



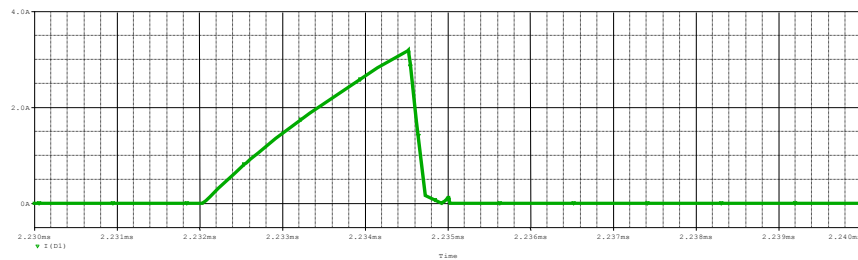
شکل (۷): ولتاژ و جریان سوئیچ S_{a1}
Figure (7): The voltage and current of S_{a1}



شکل (۸): ولتاژ و جریان سوئیچ S_{a2}
Figure (8): The voltage and current of S_{a2}



شکل (۹): ولتاژ و جریان سوئیچ S_2
Figure (9): The voltage and current of S_2



شکل (۱۰): جریان دیود D_{01}
Figure (10): The current of diode D_{01}



شکل (۱۱): تصویر مبدل ساخته شده پیشنهادی
Figure (11): The picture of the implemented converter

$$P_{\text{Conduction'SW}} = R_{DS} (I_{RMS'S_1}^2 + I_{RMS'S_{a1}}^2 + I_{RMS'S_2}^2 + I_{RMS'S_{a2}}^2) \quad (29)$$

$$= 180 \times 10^{-3} \times (1.45^2 + 0.9^2 + 1.45^2 + 0.9^2) = 180 \times 10^{-3} \times 5.825 = 1.048W$$

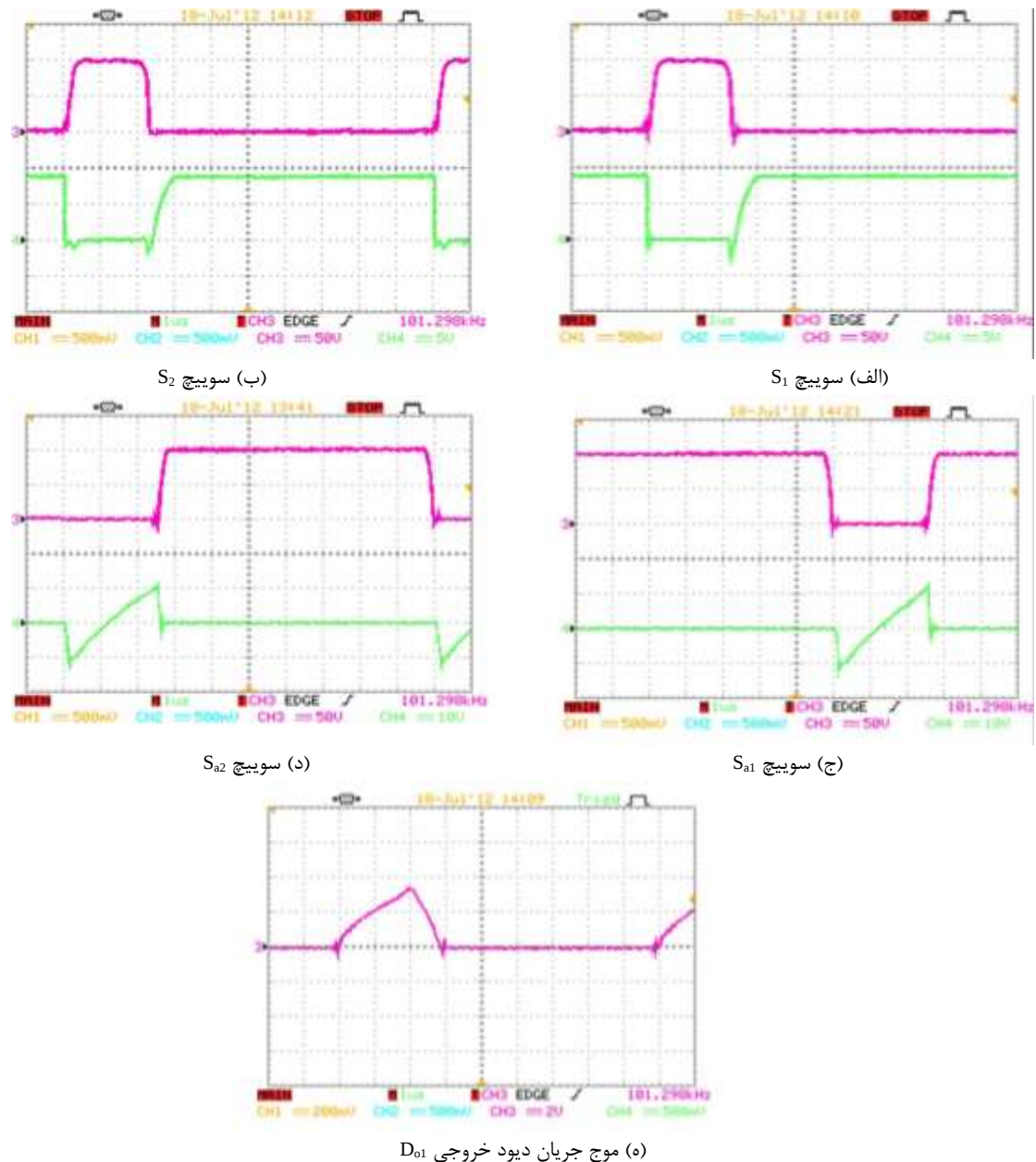
تلفات هدایتی دیودهای مبدل، به ولتاژ دیود و جریان متوسط عبوری آن وابسته است. مبدل پیشنهادی دارای دو دیود به نامهای D_{01} و D_{02} بوده که تلفات آنها به صورت زیر محاسبه می گردد:

$$P_{\text{Conduction'D}} = V_f (I_{\text{avg'D}_{01}} + I_{\text{avg'D}_{02}}) = 0.975 \times (0.76 + 0.76) = 1.482W \quad (30)$$

تلفات مربوط به سلفها و خازنهای مبدل پیشنهادی نیز با در نظر گرفتن مقدار جریان موثر و مقاومت هر کدام از آنها محاسبه می گردد که به صورت زیر است:

$$P_{\text{Inductors}} = R_{L_1} I_{RMS'L_1}^2 + R_{L_{11}} I_{RMS'L_{11}}^2 + R_{L_2} I_{RMS'L_2}^2 + R_{L_{22}} I_{RMS'L_{22}}^2 = 0.309W \quad (31)$$

$$P_{\text{Capacitors}} = R_{C_c} I_{RMS'C_c}^2 + R_{C_o} I_{RMS'C_o}^2 = 0.045W \quad (32)$$

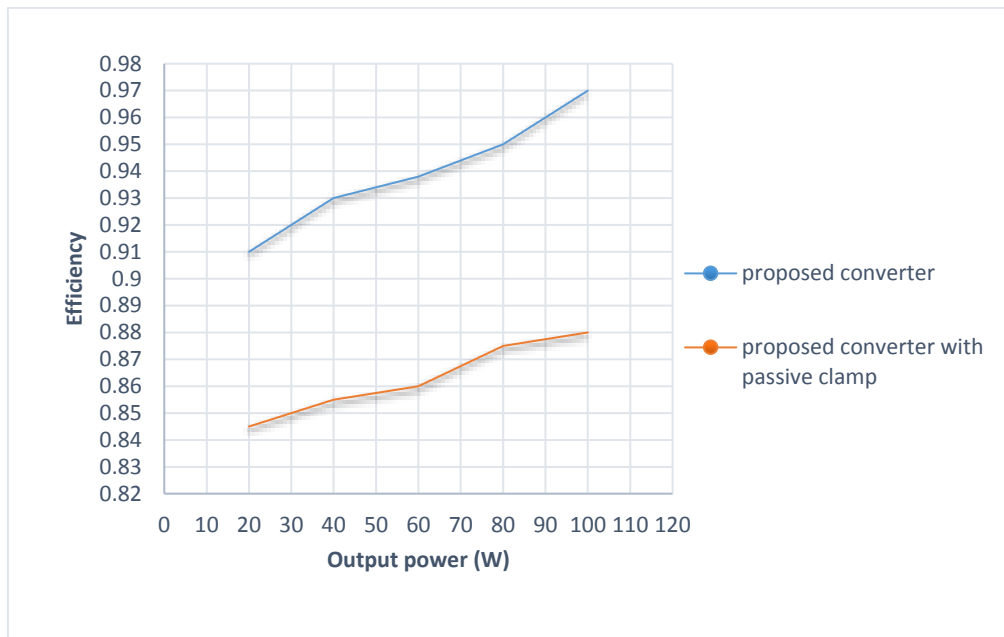


شکل (۱۲): شکل موج‌های ولتاژ (بالا) و جریان (پایین)

Figure (12): The voltage (up) and current (bottom) waveforms, a) S_1 , b) S_2 , c) S_{a1} , d) S_{a2} , e) Current of output diode D_{o1}

۶- مقایسه بازده مبدل پیشنهادی با نمونه سوییچینگ سخت آن

بازده مبدل در ۵ بار مختلف اندازه‌گیری و محاسبه شده است. شکل (۱۳) بازده مبدل پیشنهادی را به همراه بازده مبدل درهم‌تنیده معمولی با کلمپ RCD نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود بازده مبدل پیشنهادی در بار کامل برابر با ۹۷ درصد است و در مقایسه با بازده هم‌تای سوئیچینگ سخت خود در همان توان و بار، ۹ درصد افزایش بازده داشته است. یکی از دلایل پایین بودن راندمان نیاز به مدار کلمپ پسیو در مبدل سوییچینگ سخت برای جذب انرژی سلف‌نشستی و جلوگیری از جهش ولتاژ دو سر سوییچ‌های اصلی است. لازم به ذکر است که تلفات مدار کنترل و داریو مبدل در این محاسبات لحاظ نشده است.



شکل (۱۳): نمودار بازده مبدل پیشنهادی در مقایسه با نمونه سوییچینگ سخت آن
Figure (13): The proposed converter efficiency in versus hard switching counterpart

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مدار کمکی جدید برای مبدل‌های افزایشده درهم تنیده ارائه شده به‌طوری‌که مدار کمکی علاوه بر ایجاد شرایط کلیدزنی نرم برای المان‌ها و جذب انرژی سلف‌های نشستی، به افزایش بهره ولتاژ مدار نیز کمک نماید. مشاهده می‌گردد که با نسبت دور یک در سلف‌های تزویج شده استرس ولتاژ نصف ولتاژ خروجی است و این امر باعث می‌گردد که بتوان از سوییچ‌هایی با مقاومت درین سورس پایین‌تر با قیمت مناسب‌تر استفاده نمود که باعث کاهش تلفات هدایتی و همچنین قیمت مدار گردیده است. تمام المان‌های نیمه هادی مدار پیشنهادی به‌صورت نرم کلیدزنی می‌گردند و تلفات کلیدزنی به مبدل تحمیل نمی‌نمایند. همچنین به علت عدم وجود مشکل بازیابی معکوس در دیودهای خروجی، عدم مشکل تلفات روشن شدن خازنی در سوییچ‌ها و تعداد المان‌های بسیار پایین مبدل، تلفات هدایتی مبدل نیز به‌صورت محسوس کاهش یافته به‌طوری‌که بازده در بار کامل ۹۷ درصد است که بیش از ۹ درصد بهبود نسبت به مبدل متداول نشان می‌دهد.

سپاسگزاری

این مقاله مستخرج از رساله دوره دکتری در دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) 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] O. Sharifiyana, M. Dehghani, G. Shahgholian, S.M.M. Mirtalaei, M. Jabbari, "An overview of the structure and improvement of the main parameters of non-isolated dc/dc boost converters", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 12, no. 48, pp. 1-29, Mar. 2022 (doi: 10.1001.1.23223871.1400.12.48.6.6).
- [2] H. Shojaeian, S. Hasanzadeh, S.M. Salehi, "A single switch high voltage gain dc-dc converter based on coupled inductor and switched-capacitor for renewable energy systems", Proceeding of the IEEE/PEDSTC, pp. 1-6, Tabriz, Iran, Feb. 2021 (doi: 10.1109/PEDSTC52094.2021.9405931).
- [3] Y.E. Wu, Y.T. Ke, "A novel bidirectional isolated dc-dc converter with high voltage gain and wide input voltage", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 36, no. 7, pp. 7973-7985, July 2021 (doi: 10.1109/TPEL.2020.3045986).

- [4] S. Folmer, R. Stala, "DC-DC high voltage gain switched capacitor converter with multilevel output voltage and zero-voltage switching", IEEE Access, vol. 9, pp. 129692-129705, Sept. 2021 (doi: 10.1109/ACCESS.20-21.3111546).
- [5] D. Taheri, G. Shahgholian, M.M. Mirtalaei, "Analysis, design and implementation of a high step-up multi-port non-isolated converter with coupled inductor and soft switching for photovoltaic applications", IET Generation, Transmission and Distribution, vol. 16, no. 17, pp. 3473-3497, Sept. 2022 (doi: 10.1049/gtd2.12537).
- [6] M. Forouzesh, Y. Shen, K. Yari, Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, "High-efficiency high step-up DC-DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 7, pp. 5967-5982, July 2018 (doi: 10.1109/TPEL.2017.2746750).
- [7] 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, Nov. 2010 (dor: 20.1001.1.23223871.1389.1.3.2.5).
- [8] 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, Sept. 2020 (doi: 10.1109/TPEL.2020.2968613).
- [9] S.H. Mozafarpour-Khoshrodi, G. Shahgholian, "Improvement of perturb and observe method for maximum power point tracking in wind energy conversion system using fuzzy controller", Energy Equipment and Systems, Vol. 4, No. 2, pp. 111-122, Dec. 2016 (doi: 10.22059/EES.2016.23031).
- [10] O. Abdel-Rahim, H. Wang, "A new high gain DC-DC converter with model-predictive-control based MPPT technique for photovoltaic systems", CPSS Trans. on Power Electronics and Applications, vol. 5, no. 2, pp. 191-200, June 2020 (doi: 10.24295/CPSSPEA.2020.00016).
- [11] T. Nouri, S.H. Hosseini, E. Babaei, J. Ebrahimi, "Interleaved high step-up dc-dc converter based on three-winding high-frequency coupled inductor and voltage multiplier cell", IET Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 175-189, Feb. 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2014.0165).
- [12] K.C. Tseng, J.Z. Chen, J.T. Lin, C.C. Huangand, T.H. Yen, "High step-up interleaved forward-flyback boost converter with three-winding coupled inductors", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 30, no. 9, pp.4696-4703, Sept. 2015 (doi: 10.1109/TPEL.2014.2364292).
- [13] K. Tseng, J. Lin, C. Huang, "High step-up converter with three-winding coupled inductor for fuel cell energy source applications", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 574-581, Feb. 2015 (doi: 10.1109/TPEL.2014.2309793).
- [14] 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).
- [15] M. Mokhtar, M.I. Marei, A.A. El-Sattar, "An adaptive droop control scheme for DC microgrids integrating sliding mode voltage and current controlled boost converters", IEEE Trans. on Smart Grid, vol. 10, no. 2, pp. 1685-1693, March 2019 (doi: 10.1109/TSG.2017.2776281).
- [16] O.H. Naeini, M. Shaneh, M. Mohammadi, "Soft switching interleaved boost converter with simple auxiliary circuit and reduced voltage stress", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 13, no. 52, pp. 111-120, March 2023 (dor: 20.1001.1.23223871.1401.13.52.8.3).
- [17] M. Meraj, M.S. Bhaskar, A. Iqbal, N. Al-Emadi, S. Rahman, "Interleaved multilevel boost converter with minimal voltage multiplier components for high-voltage step-up applications", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 35, no. 12, pp. 12816-12833, Dec. 2020 (doi: 10.1109/TPEL.2020.2992602).
- [18] R. Beiranvand, S.H. Sangani, "A family of interleaved high step-up dc-dc converters by integrating a voltage multiplier and an active clamp circuits", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 37, no. 7, pp. 8001-8014, July 2022 (doi: 10.1109/TPEL.2022.3141941).
- [19] I. Es-haghpour, M. Delshad, S. Javadi, "A new soft switching high step-up converter ability to increase parallel branches without the need for a new auxiliary circuit", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 14, no. 55, pp. 43-54, Dec 2023 (dor: 20.1001.1.23223871.1402.14.55.4.2).
- [20] S.W. Seo, J.H. Ryu, Y. Kim, H.H. Choi, "Transformerless quadruple high step-up dc/dc converter using coupled inductors", IEEE Access, vol. 10, pp. 26501-26513, 2022 (doi: 10.1109/ACCESS.2022.3156947).
- [21] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design", 3rd Edition, Oct. 2002.

1. Photovoltaic cells
2. Conduction losses
3. Voltage stress
4. Switching losses

5. Coupled inductors
6. Switched capacitor
7. Reverse Recovery
8. Duty cycle
9. Fuel cell
10. Maximum power point tracking
11. Boost converter
12. Interleaved
13. Soft switching
14. Active clamp
15. Performance status
16. Zero voltage switching
17. Zero current switching