

A New Transformerless Step-up Converter with Low Input Current Ripple for Photovoltaic System

Karrar Saad Faraj¹, PhD Student, Majid Delshad¹, Associate Professor, Wameedh Riyadh Abdul-Adheem², Assistant Professor, Mohammad Rouhollah Yazdani¹, Associate Professor, Bahador Fani¹, Associate Professor

¹ Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Khorasgan, Isfahan, Iran

² College of Engineering, Baghdad University, Baghdad, Iraq

Abstract:

In this paper, a step-up converter with very high voltage gain and low input current ripple for photovoltaic systems is presented. One of the main features of the converter is not using coupled- inductors and increasing gain by using switched-capacitors, so the volume and weight of the converter has been greatly reduced. The auxiliary circuit has provided zero voltage switching conditions for the main and auxiliary switches, and due to the low number of elements, the efficiency of the converter has been significantly improved. The input current ripple of the converter is very low, which makes it easy to track the maximum power point from the photovoltaic cells. Due to the increase in gain and decrease in voltage stress on the switches, it is possible to use switches with lower $R_{DS(on)}$, and conduction losses are subsequently reduced. Also, due to the complementary function of the switches, the design of the control circuit is simple and the control of the converter remains as PWM. The converter is simulated in PSPICE software with a power of 110 W and an output of 330 V, and finally a prototype is made of it, and the laboratory results confirm the simulation results.

Keywords: High step-up converters, Soft switching, Pulse width modulation, Zero voltage switching

Received: 21 August 2024

Revised: 15 September 2024

Accepted: 27 October 2024

Corresponding Author: Dr. Majid Delshad, delshad@khuisf.ac.ir

DOI: <http://dx.doi.org/teeges.2026.1129677>



یک مبدل بدون ترانسفورمر بسیار افزایش‌دهنده جدید با ریپل جریان ورودی پایین برای سیستم‌های فتوولتائیک

کرار سعد فرج^۱، دانشجوی دکتری، مجید دلشاد^۱، دانشیار، ومیض ریاض عبدالعظیم^۲، استادیار، محمد روح الله یزدانی^۱، دانشیار، بهادر فانی^۱، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

۲- دانشکده مهندسی، دانشگاه بغداد، بغداد، عراق

چکیده: در این مقاله یک مبدل بسیار افزایش‌دهنده با بهره ولتاژ بسیار بالا و ریپل جریان ورودی پایین برای سیستم‌های فوتوولتائیک ارایه شده است. از ویژگی اصلی مبدل عدم استفاده از سلفهای ترویج شده و افزایش بهره با استفاده از خازنهای سویچ شده می باشد لذا حجم و وزن مبدل بسیار کاهش یافته است. مدار کمکی شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای سویچهای اصلی و کمکی فراهم کرده است و به علت تعداد المان پایین راندمان مبدل بطور محسوس بهبود یافته است. ریپل جریان ورودی مبدل بسیار پایین است که موجب می گردد دنبال کردن ماکزیمم توان از سلولهای فوتوولتائیک ساده گردد. به علت افزایش بهره و کاهش استرس ولتاژ روی سویچها امکان استفاده از سویچها با مقاومت پایینتر فراهم گشته و تلفات هدایتی متعاقبا کاهش می یابد. همچنین به خاطر عملکرد مکمل سویچها طراحی مدار کنترل ساده می باشد و کنترل مبدل بصورت PWM باقی می ماند. مبدل در توان ۱۱۰ وات و خروجی ۳۳۰ ولت در نرم افزار PSPICE شبیه سازی شده است و در نهایت یک نمونه عملی از آن ساخته شده و نتایج آزمایشگاهی نتایج شبیه سازی را تایید می کنند.

واژه های کلیدی: مبدل‌های بسیار افزایش‌دهنده، کلیدزنی نرم، مدولاسیون پهنای پالس، کلیدزنی در ولتاژ صفر

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۰۵/۳۱۵

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۳/۰۶/۲۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۸/۰۶

نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید دلشاد، delshad@khuif.ac.ir

DOI: <http://dx.doi.org/teeges.2026.1129677>





با توجه به روند رو به افزایش مصرف انرژی در جهان، محدودیت سوخت های فسیلی، آلودگی محیط زیست به دلیل مصرف بیش از حد سوخت های فسیلی و مسائل مربوط به گرمایش جهانی، محققان مجبور به جستجوی منابع انرژی جایگزین مناسب برای انرژی های تجدیدناپذیر هستند. به همین دلیل در سال های اخیر تحقیقات زیادی در زمینه انرژی های تجدیدپذیر انجام شده است. راندمان سلول های خورشیدی، انرژی باد، پیل های سوختی و مولدهای برق حرارتی مهم ترین روشی است که برای تولید برق از طریق انرژی های تجدیدپذیر استفاده می شود. از سوی دیگر، استفاده از سلول های خورشیدی برای تولید برق بسیار مورد توجه است زیرا انرژی خورشیدی دائمی، بدون آلودگی، بدون صدا و در همه جا حاضر است [۴-۱]. ماژول های فتوولتائیک برای تولید برق استفاده می شوند. یک ماژول فتوولتائیک معمولاً از تعداد زیادی سلول خورشیدی کوچک تشکیل شده است که هر کدام ولتاژ بسیار کمی تولید می کنند، اما مجموع آنها ولتاژ بزرگتری را در ماژول خورشیدی ایجاد می کند. با این حال، ولتاژ تولید شده توسط ماژول فتوولتائیک بسیار کم است، بنابراین اتصال مستقیم ماژول فتوولتائیک به اینورتر کافی نیست. بنابراین، اول از همه، ولتاژ خروجی ماژول خورشیدی باید به سطح بالاتری افزایش یابد. یک راه حل این است که آنها را به صورت سری به هم وصل کنید تا به ولتاژ مورد نظر برسید. با این حال، عملکرد این ترکیب به راحتی می تواند با تحت الشعاع قرار گرفتن یکی از ماژول ها یا عدم شباهت بین ماژول های مختلف به خطر بیفتد [۵-۶]. کابل کشی بین ماژول ها علاوه بر هزینه، ضرر را نیز افزایش می دهد. بهترین راه حل استفاده از مبدل DC-DC با بهره ولتاژ بالا برای رساندن ولتاژ خروجی ماژول به حد مطلوب است.

مبدل بوست ساده ترین ساختاری است که برای افزایش سطح ولتاژ استفاده می شود. اما برای تولید بهره ولتاژ بالا در این مبدل باید ضریب وظیفه بزرگ و نزدیک به یک باشد. در مبدل بوست استرس ولتاژ کلید و دیود خروجی برابر با ولتاژ خروجی بوده که در ولتاژهای بالا موجب افزایش تلفات هدایتی و کلیدزنی و نیز تشدید مشکل بازتابی معکوس دیود خروجی می گردد. بنابراین مبدل بوست در شکل پایه ای آن برای استفاده در کاربردهای بسیار افزایشنده مناسب نمی باشد [۹-۷]. لذا پژوهش های گسترده ای در زمینه مبدل های DC-DC بسیار افزایشنده انجام گردیده و ساختارهای مختلفی بر پایه مبدل بوست ارائه شده است که هر کدام موجب بهبودهایی شده اند. با سری کردن دو مبدل بوست، که مبدل بوست کسکید نام دارد [۱۳-۱۰]، می توان ولتاژ ورودی را طی دو مرحله افزایش داده و استرس المان ها را بین دو مبدل سری تقسیم کرد. به این ترتیب بهره ولتاژ مبدل نیز افزایش می یابد و می توان ضریب وظیفه کلیدها را کاهش داد. همچنین می توان دو کلید مبدل بوست را ادغام نمود و ساختار را ساده تر کرد [۱۴، ۱۵]. اما این ساختار استرس جریان کلید را افزایش می دهد. برای کاهش استرس ولتاژ المان ها مبدل بوست سه سطحی در [۱۹-۱۶] معرفی شده که در آن استرس المان های نیمه هادی نصف شده است، اما همچنان استرس جریان بالا و ضریب وظیفه کلیدها بزرگ است. ضمن اینکه بهره ولتاژ آن مشابه مبدل بوست پایه است. می توان مبدل بوست را با سایر مبدل های افزایشنده ترکیب کرده که ترکیب مبدل بوست با مبدل فلای یک از جمله آن هاست [۲۵-۲۰] که در آن از ایده های تزویج شده استفاده شده است. بهره ای این مبدل نسبت به مبدل بوست پایه و فلای یک بیشتر شده و مشکل پرش های ولتاژ دو سر کلید ناشی از سلف ناشی از تزویج شده وجود ندارد. اما جریان ورودی پالسی می باشد. در ساختارهای ایزوله نیز با افزایش نسبت دور ترانسفورمر می توان بهره ولتاژ را افزایش داد [۲۸-۲۶] و [۳۱-۲۹]. اما مشکل حجم، وزن و تلفات ناشی از سلف ناشی از ساختارها می باشند [۳۲].

تاکنون تکنیک های مختلفی برای افزایش بهره و کاهش استرس کلید در مبدل های DC-DC ارائه شده است. یکی از این روشها استفاده از مبدل های منبع امپدانس می باشد. مبدل های زد سورس بهره ولتاژ را افزایش می دهند ولی مشکل اصلی آنها گسسته بودن جریان ورودی، استرس ولتاژ بالا روی سوییچها می باشد. مبدل های مرتبه دوم دلتا سورس مشکل محدودیت ضریب وظیفه ندارند، دارای زمین مشترک هستند و جریان ورودی نیز پیوسته است ولی استرس ولتاژ روی سوییچها بالا است و عملکرد مبدل نیز پیچیده است و بهره ولتاژ آنها نیز بسیار بالا نیست. تکنیک دیگر استفاده از سلفهای تزویج شده می باشد. استفاده از سلفهای تزویج علاوه بر افزایش بهره ولتاژ استرس ولتاژ روی سوییچ را نیز کاهش می دهد ولی انرژی ذخیره شده در سلفهای ناشی از سلفهای تزویج شده می تواند در سوییچ تخلیه شده و موجب جهش های ولتاژ روی سوییچ گردد. به همین خاطر استفاده از مدارهای کلمپ و یا اسنابرهای بدون تلفات برای بازتابی انرژی سلف ناشی در این مبدلها الزامیست که می تواند موجب افزایش پیچیدگی عملکرد مدار و افزایش قیمت آن گردد. استفاده از خازنهای سوییچ شونده روش دیگر برای افزایش بهره در مبدل های DC-DC می باشد که اساس عملکرد آن مدارهای پمپ شارژ است



و از ترکیب خازن و دیود و سویچ برای افزایش بهره استفاده می‌کند ولی استرس جریان روی سویچها و تلفات کلیدزنی و هدایتی سویچها باعث کاهش راندمان این مبدلها می‌گردد. استفاده از سلولهای ضرب کننده ولتاژ که ترکیبی از دیود و خازن می‌باشند می‌تواند بهره ولتاژ را به نحو موثری افزایش دهد در ضمن اینکه ساختار مدار ساده است و راندمان نیز بالا است. اما تعداد المان در این تکنیک بالا است و بازایی معکوس دیودها نیز می‌تواند موجب افزایش تلفات گردد [۲۴].

از ترکیب تکنیکهای ذکر شده نیز در بعضی از موارد استفاده شده است مثل ترکیب سلفهای تزویج شده^۱ و خازن سویچ شونده که می‌تواند مزایای هر دو تکنیک را داشته باشد. یکی از مشکلات تمام مبدلهای افزایش یافته تلفات کلیدزنی و وجود جهشهای ولتاژ روی سویچها به خاطر سلف نشستی ترانسفورمر می‌باشد. به همین منظور تکنیکهای کلیدزنی نرم متنوعی ارایه شده است. که علاوه بر جذب انرژی سلف نشستی، شرایط کلیدزنی نرم^۱ را برای المانهای نیمه هادی نیز فراهم می‌کند.

مبدل‌های بسیار افزایش یافته به خاطر ضریب وظیفه کوچک، استرس ولتاژ پایین روی المان‌ها و کاهش تلفات هدایتی برای کاربردهای ولتاژ بالا بسیار مورد استفاده قرار گرفته‌اند. یکی از تکنیک‌های متداول استفاده از سلفهای تزویج شده می‌باشد ولی استفاده از این سلفها در ورودی موجب افزایش ریبیل جریان ورودی می‌گردد که طول عمر سلول‌های خورشیدی و پیل‌های سوختی^۱ را کاهش می‌دهد. از طرفی حجم و وزن مدار نیز افزایش می‌یابد. لذا حذف سلفهای تزویج شده و استفاده از سلف در ورودی بسیار راهگشا است ولی برای افزایش بهره بایستی از روش‌هایی نظیر خازن سوئیچ شونده و ... استفاده کرد.

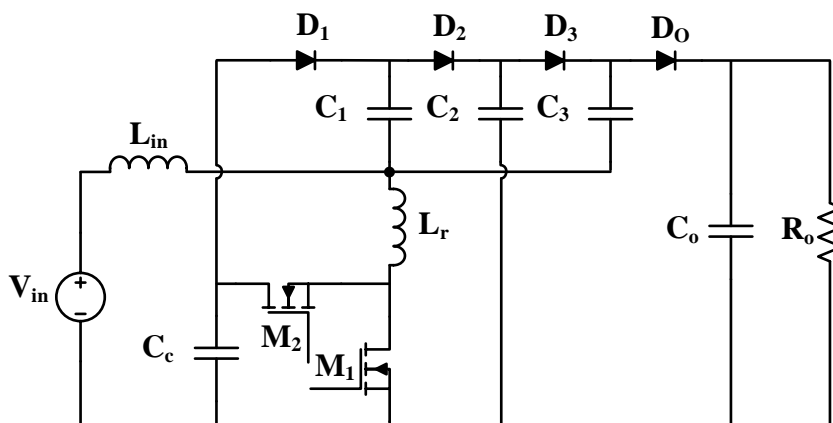
در این مقاله یک مبدل جدید با جریان ورودی پیوسته و بهره ولتاژ بالا ارائه شده است. استرس ولتاژ روی سوئیچهای مبدل یک سوم ولتاژ خروجی است و با یک مدار کمکی ساده شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر^۱ فراهم شده است. در بخش ۲ ابتدا مبدل توصیف و عملکرد آن توضیح داده می‌شود، سپس در بخش ۳ مبدل آنالیز گشته و سپس نتایج شبیه سازی در PSPICE و نتایج ساخت مبدل ارائه می‌گردد و در نهایت مبدل با مبدل‌های مشابه مقایسه می‌شود.

۲- مبدل بسیار افزایش یافته پیشنهادی با کلیدزنی در ولتاژ صفر و جریان ورودی پیوسته

در این بخش ابتدا مبدل پیشنهادی توصیف شده و سپس عملکرد مبدل به طور مشروح توضیح داده می‌شود.

۲-۱- توصیف مبدل پیشنهادی

مبدل پیشنهادی در شکل ۱ آورده شده است. مبدل از یک سلف ورودی L_{in} و یک سلف رزونانس کمکی L_r ، چهار دیود D_1 و D_2 و D_3 و D_0 و پنج خازن C_1 و C_2 و C_3 و C_0 و C_c تشکیل شده است. همچنین دارای یک کلید اصلی M_1 و کلید کمکی M_2 می‌باشد. سوئیچها بصورت مکمل با یکدیگر روشن و خاموش می‌شوند و مبدل به صورت PWM^{۱۳} کنترل می‌شود. بنابراین مدار کنترل پیچیده‌ای نیاز ندارد.



شکل (۱): نمای شماتیک مبدل بسیار افزایش یافته پیشنهادی

۲-۲- عملکرد مبدل

مبدل دارای ۶ وضعیت عملکرد در یک سیکل کلیدزنی می‌باشد. قبل از وضعیت اول سوئیچ M_2 روشن و سوئیچ M_1 خاموش است و دیودهای D_0 و D_2 نیز روشن هستند و انرژی سلف L_{in} در خروجی تخلیه می‌شود. برای سادگی تحلیل فرض می‌گردد که ولتاژ سوئیچ

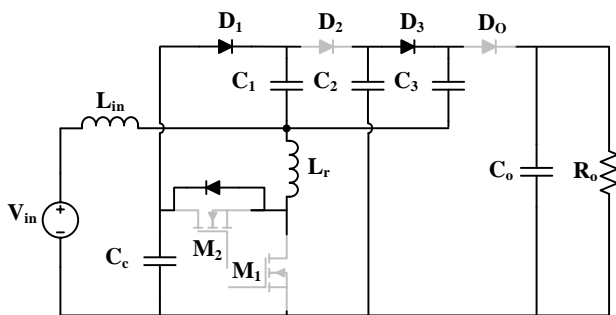


خازن مبدل در طول سیکل کلیدزنی ثابت می‌باشد. شکل موجهای کلیدی مبدل بسیار افزایشنده خازن سویچ شده در شکل ۲ نشان داده شده است.

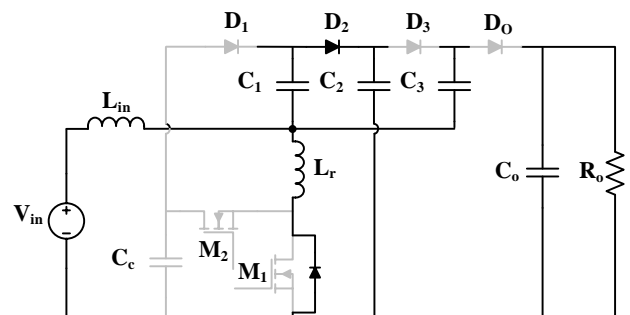
وضعیت اول: در این وضعیت سوئیچ M_2 خاموش شده بنابراین سلف L_r با خازن داخلی M_1 رزونانس کرده و انرژی آن را تخلیه می‌کند و در نتیجه دیود بدنه M_1 روشن و از این لحظه به بعد M_1 می‌تواند تحت شرایط ZV روشن شود. این وضعیت با انتقال جریان از دیود بدنه به M_1 پایان می‌پذیرد. مدار معادل وضعیت اول در شکل ۳-الف آورده شده است.

وضعیت دوم: این وضعیت با انتقال جریان از دیود بدنه به M_1 آغاز گشته و جریان خطی شروع به افزایش می‌کند (به خاطر ولتاژ ثابت دوسر L_r). همچنین دیود D_3 روشن می‌شود و انرژی خازن C_3 منتقل می‌شود. این وضعیت با رسیدن جریان M_1 به مقدار جریان ورودی پایان می‌پذیرد. مدار معادل وضعیت دوم در شکل ۳-ب آورده شده است.

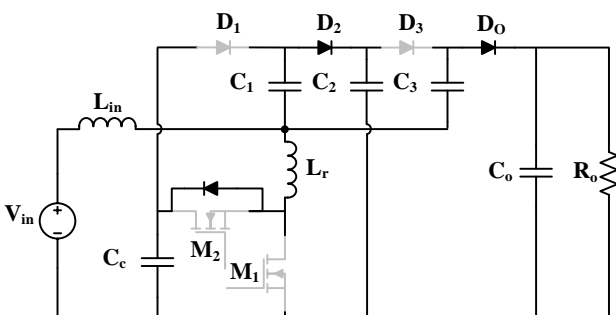
وضعیت سوم: با رسیدن جریان M_1 به مقدار جریان ورودی، دیود D_1 روشن گشته و انرژی خازن C_C به خازن C_1 منتقل می‌شود. با خاموش شدن سوئیچ M_1 این وضعیت پایان می‌پذیرد. مدار معادل وضعیت سوم در شکل ۳-ج آورده شده است.



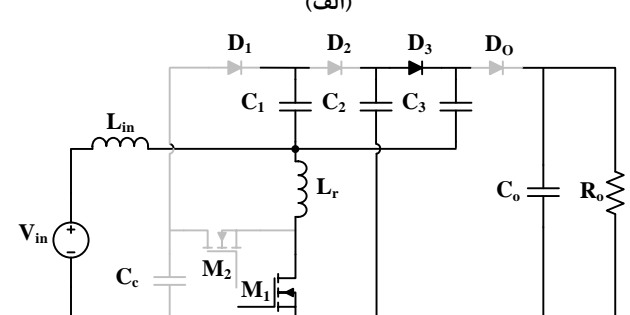
(د)



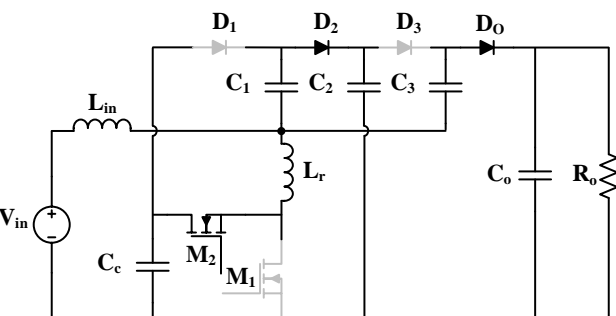
(الف)



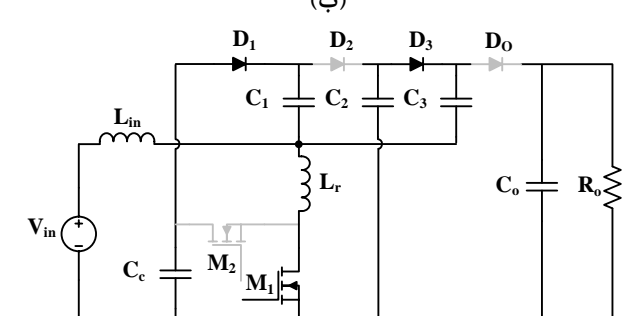
(و)



(ب)



(ه)



(ج)

شکل (۲): الف- وضعیت اول در مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی ب- وضعیت دوم در مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی ج- وضعیت سوم در مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی د- وضعیت چهارم در مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی و- وضعیت پنجم در مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی ه- وضعیت ششم در مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی



وضعیت چهارم: با خاموش شدن M_1 ، L_r شروع به رزونانس با خازن داخلی M_2 کرده و پس از تخلیه کامل آن دیود بدنه M_2 را روشن می کند و M_2 می تواند تحت شرایط ZV روشن شود. در این وضعیت دیودهای D_1 و D_3 خاموش می شوند. مدار معادل وضعیت چهارم در شکل ۳-د آورده شده است.

وضعیت پنجم: این وضعیت با روشن شدن دیود D_2 آغاز گشته و انرژی خازن C_C و C_2 به خازن C_3 منتقل می شود. با صفر شدن جریان L_r این وضعیت پایان می پذیرد. مدار معادل وضعیت پنجم در شکل ۳-و آورده شده است.

وضعیت ششم: در این وضعیت جریان از دیود بدنه M_2 به سوئیچ M_2 منتقل شده و دیود D_0 نیز روشن می شود و انرژی L_{in} از طریق آن به بار منتقل می گردد. این وضعیت با روشن شدن مجدد M_1 پایان می پذیرد. مدار معادل وضعیت ششم در شکل ۳-ه آورده شده است.

۳- آنالیز مبدل پیشنهادی

در این بخش مبدل پیشنهادی به طور کامل تحلیل شده و بهره مبدل و استرس ولتاژ المانها محاسبه می گردد.

۳-۱- بهره مبدل

با نوشتن رابطه بالانس ولت ثانیه روی سلف ورودی (L_{in}) و صرف نظر کردن از سلف L_r داریم:

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

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

با روشن شدن M_1 و D_1 داریم:

$$V_{CC} = V_{C1} \quad (3)$$

$$V_{C3} = 2V_{CC} \quad (4)$$

$$V_o = V_{CC} + V_{C3} = 3V_{CC} = \frac{3V_{in}}{1-D} \quad (5)$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{3}{1-D} \quad (6)$$

در صورت در نظر گرفتن سلف کمکی یک ضریب وظیفه تلف شده بایستی محاسبه شود که با توجه به شیب جریان سوئیچ در وضعیتهای اول و دوم ضریب وظیفه تلف شده بصورت رابطه ۷ بدست می آید و با توجه به رابطه بهره در ۶ بهره ولتاژ جدید مطابق رابطه ۸ نوشته می شود.

$$D_{Loss} = \frac{3I_{inf}L_r}{V_o} \quad (7)$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{3}{1-D+D_{Loss}} \quad (8)$$

۳-۲- استرس ولتاژ المانهای نیمه هادی

برای محاسبه استرس ولتاژ سوئیچهای M_1 و M_2 کفایت یک KVL هنگامی که هر کدام از سوئیچها خاموشند نوشته شود. با توجه به عملکرد مکمل سوئیچها و صرف نظر از زمان مرده بین آنها می توان استرس ولتاژ آنها را به دست آورد.

$$V_{M1} = V_{M2} = V_{CC} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{V_o}{3} \quad (9)$$

برای دیودها نیز همین شرایط صادق است.

$$V_{D0} = V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = \frac{V_o}{3} \quad (10)$$

۳-۳- شرایط کلید زنی در ولتاژ صفر

برای ایجاد شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر بایستی انرژی سلف L_r بیشتر از انرژی خازنهای داخلی سوئیچهای M_1 و M_2 باشد. لذا با توجه به داشتن ولتاژ سوئیچها و جریان نهایی آنها می توان مقدار سلف کمکی را مطابق رابطه ۱۳ محاسبه نمود.

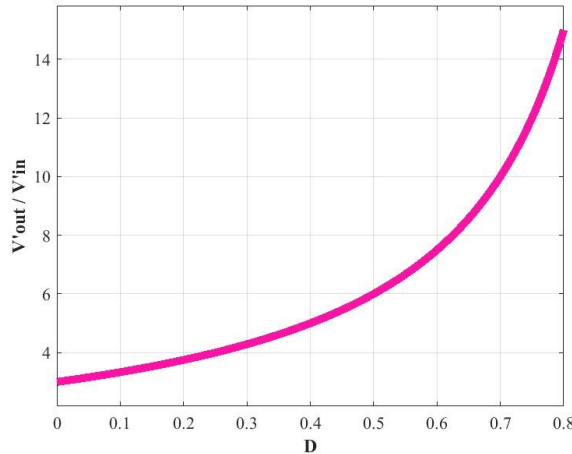
$$\frac{1}{2}(C_{M1} + C_{M2})V_M^2 < \frac{1}{2}L_r I_{in}^2 \quad (11)$$



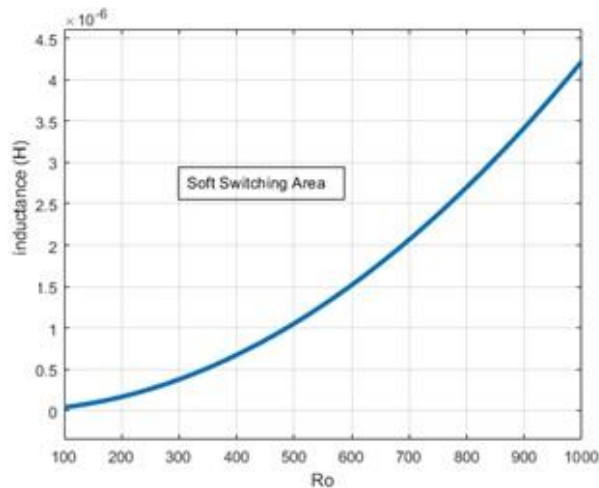
$$(C_{M1} + C_{M2}) \frac{V_o^2}{9} < L_r \frac{9I_o^2}{(1-D)^2} \quad (12)$$

$$(C_{M1} + C_{M2})(1-D)^2 \frac{R_o^2}{81} < L_r \quad (13)$$

شکل ۴ نمودار بهره مبدل بر حسب تغییرات ضریب وظیفه را نشان می‌دهد و شکل ۵ نیز نمودار مقدار مقاومت و سلف کمکی برای داشتن شرایط ZV سوئیچ ها را شرح می‌دهد.



شکل (۴): نمودار بهره مبدل بر حسب تغییرات ضریب وظیفه



شکل (۵): نمودار مقدار مقاومت و سلف کمکی برای داشتن شرایط ZV سوئیچ ها

۴- نتایج شبیه سازی مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی

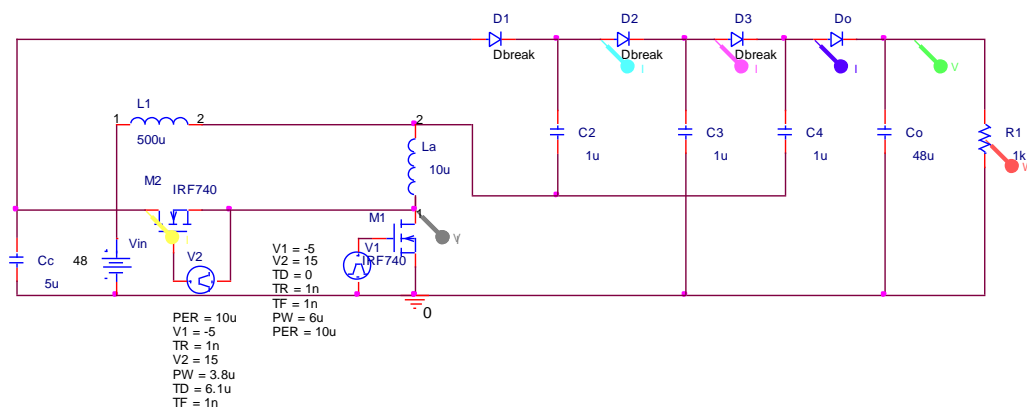
با توجه به مراحل طراحی که در قسمت قبل توضیح داده شد، این مبدل برای توان ۱۱۰ وات و ولتاژ خروجی ۳۳۰ ولت شبیه سازی شده است که تمامی المان ها و مقدارهایشان در جدول (۱) آمده است. برای اثبات درستی تحلیل های صورت گرفته مبدل پیشنهادی در نرم افزار PSPICE شبیه سازی شده است. نمای شماتیک مبدل شبیه سازی شده در شکل ۶ و نتایج شبیه سازی در شکل های ۷ تا ۱۱ نشان داده شده است. در شکل های ۷ و ۸ شکل موج جریان و ولتاژ شبیه سازی سوئیچ اصلی M_1 و سوئیچ کمکی M_2 آورده شده است. همانطور که در این شکلها مشخص است جریان سوئیچ در لحظه روشن شدن سوئیچها منفی است بنابراین دیود بدنه هدایت کرده و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سوئیچها برقرار است. بنابراین تلفات روشن شدن خازنی وجود ندارد. شکل موج جریان دیودهای D_1 و D_2 مبدل در شکل ۹ آورده شده است که نشان می دهد این دیودها بصورت ZC^{13} خاموش و روشن می شوند و مشکل بازیابی معکوس ندارند. در شکل ۱۰ شکل موج جریان دیودهای D_0 و D_3 مبدل آورده شده است و همانطور که از شکلها مشخص است جریان در هنگام روشن و خاموش شدن با شیب افزایش و کاهش یافته است و در نتیجه تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر روشن و خاموش



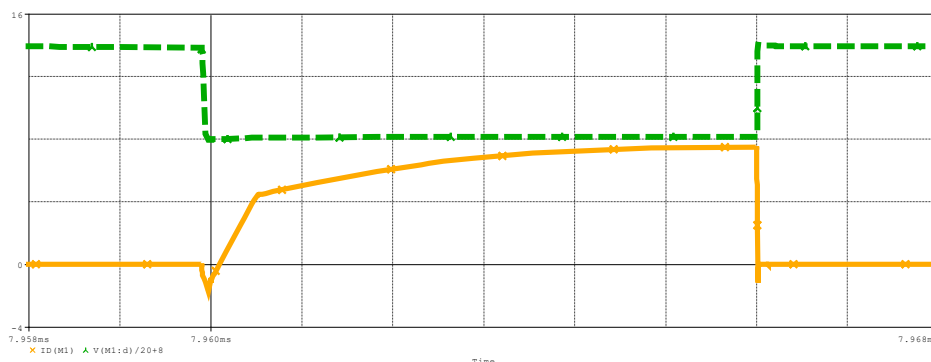
می شوند و مشکل بازیابی معکوس نیز ندارند. در شکل ۱۱ نیز شکل موج جریان ورودی مبدل آورده شده است که بیانگر عملکرد مبدل در حالت پیوسته CCM است و ریپل جریان نیز بسیار پایین و کمتر از ۰.۵ آمپر است.

جدول (۱): مشخصات مبدل پیشنهادی و مقادیر المانهای آن

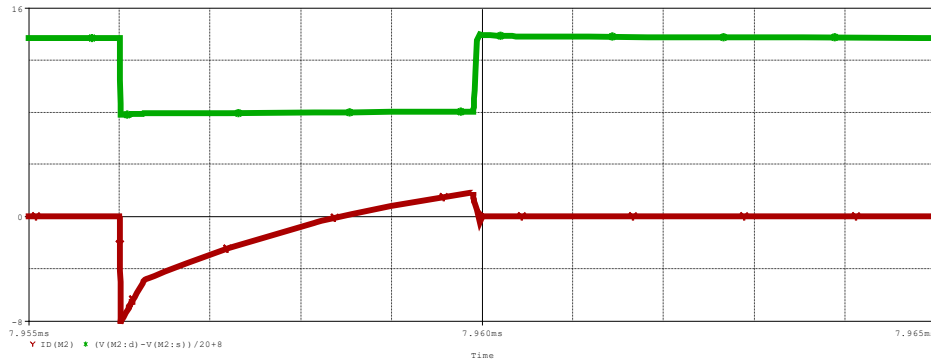
المان ها/ مشخصات	نام قطعه/مقدار
M_1, M_2	IRF740
All diodes	MUR860
L_1	$500 \mu H$
L_r	$10 \mu H$
C_1-C_4	$1 \mu F$
C_o	$47 \mu F$
C_c	$5 \mu H$
P_o	$110 W$
ولتاژ ورودی	$48 V$
ولتاژ خروجی (V_o)	$330 V$
فرکانس کلیدزنی	$100 kHz$



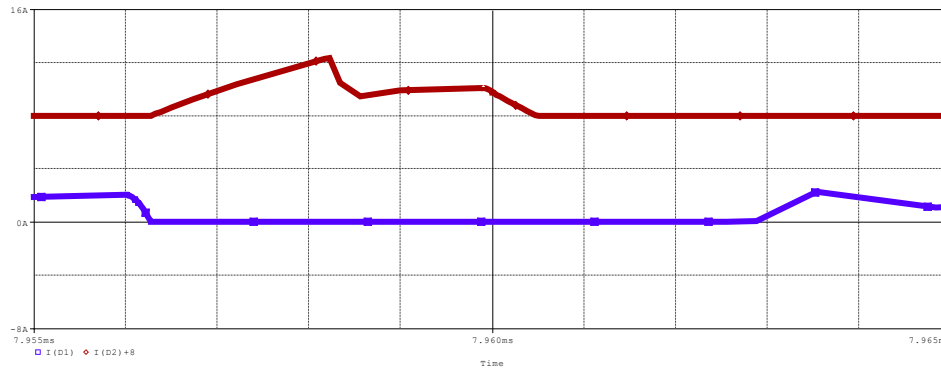
شکل (۶): شماتیک مبدل شبیه سازی شده مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی در نرم افزار PSPICE



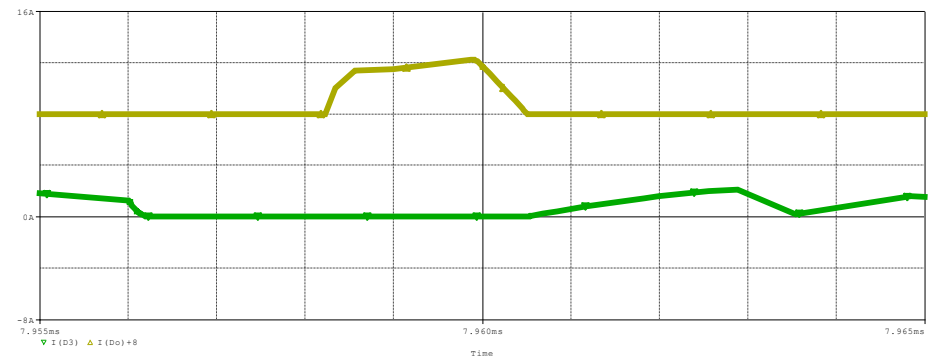
شکل (۷): شکل موج جریان (پایین) و ولتاژ (بالا) درین-سورس سوئیچ M_1 مبدل شبیه سازی شده در مقیاس ($1 \mu s/div, 4A/div, 80V/div$)



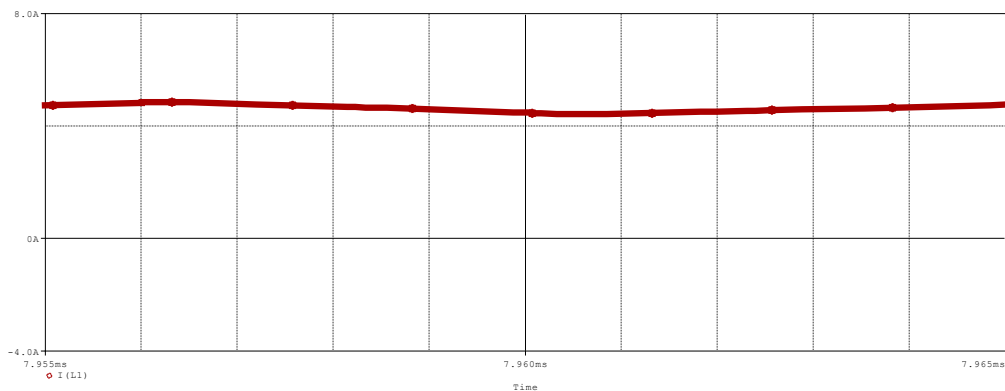
شکل (۸): شکل موج جریان (پایین) و ولتاژ (بالا) درین-سورس سوئیچ M_2 مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 $\mu\text{s}/\text{div}$, 4 A/div, 80 V/div)



شکل (۹): شکل موج جریان دیودهای D_1 (پایین) و D_2 (بالا) مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 $\mu\text{s}/\text{div}$, 4 A/div)



شکل (۱۰): شکل موج جریان دیودهای D_3 (پایین) و D_o (بالا) مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 $\mu\text{s}/\text{div}$, 4 A/div)

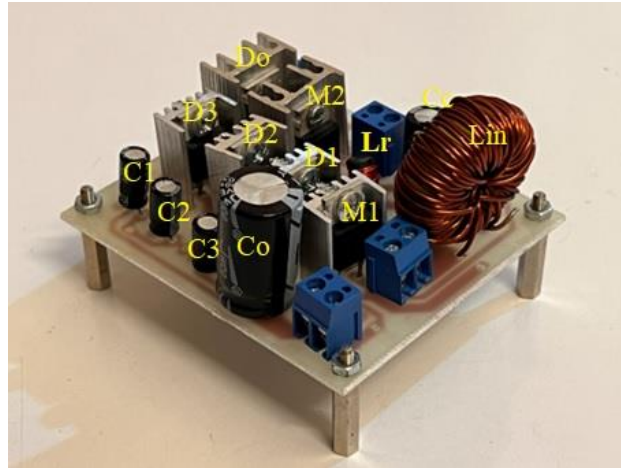


شکل (۱۱): شکل موج جریان سلف ورودی L_1 مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 $\mu\text{s}/\text{div}$, 4 A/div)

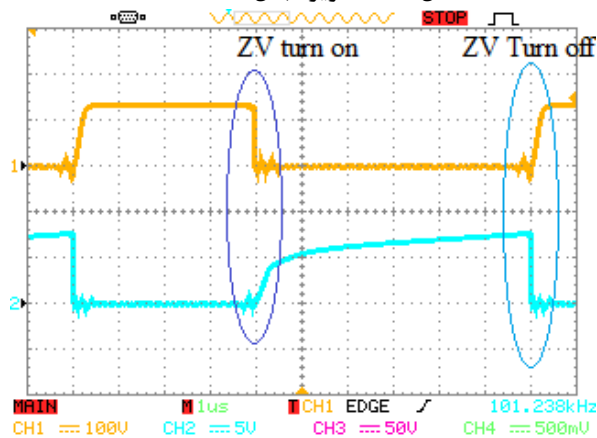


۵- نتایج عملی مبدل پیشنهادی

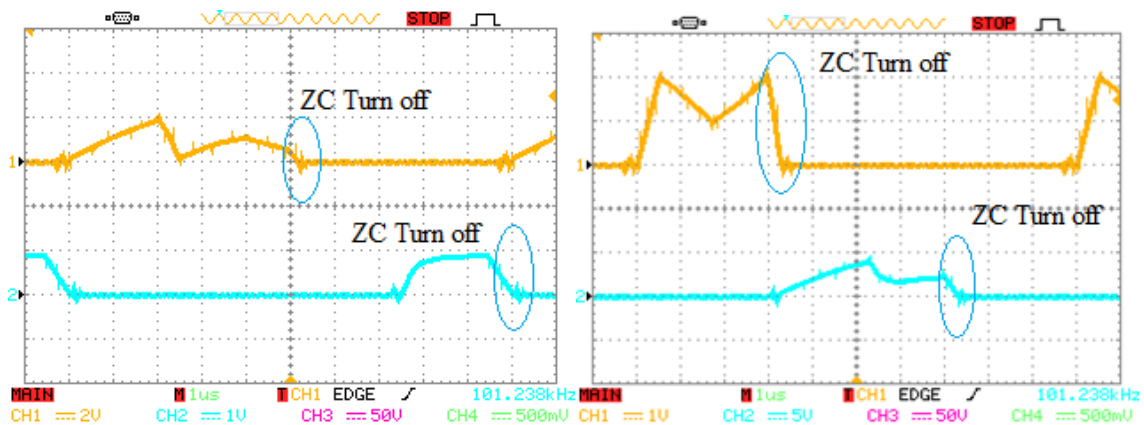
برای راستی آزمایشی نتایج شبیه سازی یک نمونه آزمایشگاهی در توان ۱۱۰ وات از آن ساخته شده است. شکل ۱۲ تصویر مبدل ساخته شده را نشان می دهد. شکل ۱۳ نیز نتایج عملی ولتاژ و جریان سوئیچ اصلی و کمکی مبدل را نشان می دهد. همانطور که مشاهده می گردد شرایط ZV برای روشن شدن سوئیچها صادق است. شکل ۱۴ الف و ب شکل موجهای جریان دیودهای مدار را نشان می دهد که بیانگر شرایط ZC برای روشن و خاموش شدن دیودها است. در نهایت شکل ۱۵ ولتاژ و جریان سوئیچ M_2 را نشان می دهد و نتایج شبیه سازی را تایید می کند.



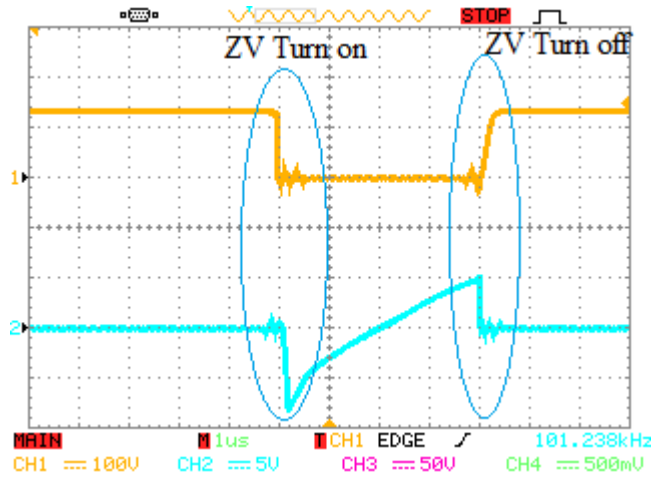
شکل (۱۲): تصویر مبدل ساخته شده



شکل (۱۳): شکل موج جریان (پایین) و ولتاژ (بالا) درین-سورس سوئیچ M_1 مبدل ساخته شده



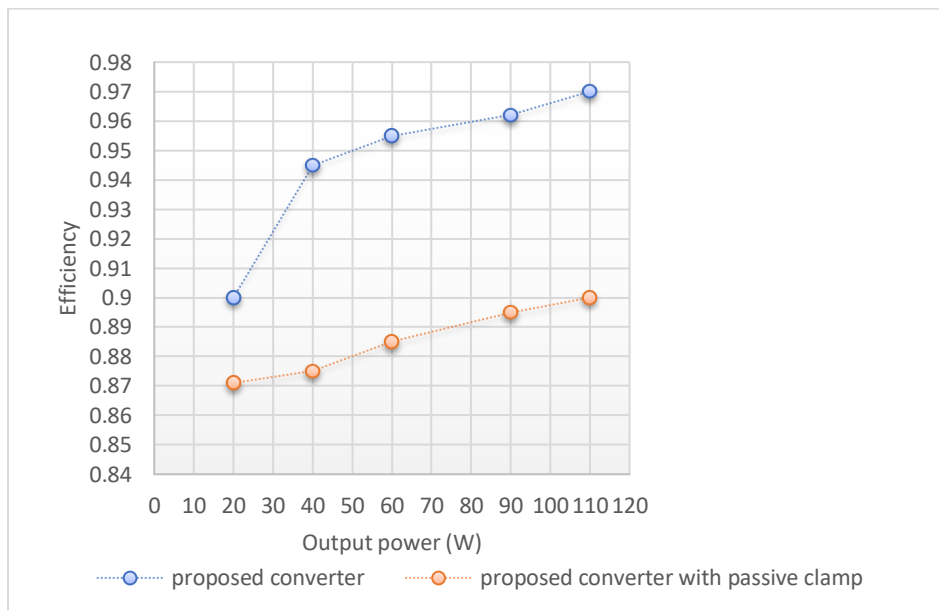
شکل (۱۴): شکل موج جریان دیودهای D_1 (بالا-راست) و D_2 (پایین-راست) و جریان دیودهای D_3 (بالا-چپ) و D_0 (پایین-چپ)



شکل (۱۵): شکل موج جریان (پایین) و ولتاژ (بالا) درین-سورس سوئیچینگ M_2 مبدل ساخته شده

۶- مقایسه بازده مبدل پیشنهادی با همتای سوئیچینگ سخت

در شکل (۱۶) نمودار بازده مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی نسبت به مبدل بسیار افزایشنده سوئیچینگ سخت (بدون مدار کمکی) آورده شده است. همانطور که از شکل نیز مشخص است بازده مبدل در شرایط سوئیچینگ نرم نسبت به مبدل در سوئیچینگ سخت ۷ درصد افزایش یافته است. علت کاهش راندمان در بارهای سبک از دست رفتن شرایط کلیدزنی نرم در سویچهای مبدل است.



شکل (۱۶): نمودار بازده مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی نسبت به مبدل بسیار افزایشنده سخت

۷- مقایسه مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی با مبدلهای مشابه پیشین

در این قسمت مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی با مبدلهای معرفی شده در فصل سوم از نظر تعداد المان، نوع کلیدزنی، استرس ولتاژ روی سویچها، بهره و نوع جریان ورودی مبدل مقایسه می گردد. همانطور که در جدول ۲ آورده شده است، تمام مبدلهای ارایه شده در جدول ۲ تعداد المان کمتری نسبت به مبدل پیشنهادی دارند ولی تمام مبدلهای معرفی شده دارای سلف تزویج شده می باشند که موجب افزایش حجم و وزن مبدلها نسبت به مبدل پیشنهادی می گردد. مرجع [۳۰] دارای کلیدزنی در جریان صفر است و با توجه به وجود تلفات روشن شدن خازنی در سویچهای آن راندمان پایینتری نسبت به مبدل پیشنهادی دارد. از نظر جریان ورودی مبدل پیشنهادی و مبدل مرجع [۳۲] دارای جریان ورودی پیوسته هستند و سه مبدل دیگر به خاطر وجود سلف تزویج در ورودی آنها دارای

جریان وردی گسسته هستند که موجب افزایش تلفات هدایتی و مشکل بودن امکان تعقیب ماکزیمم توان در کاربردهای سلول خورشیدی می گردد.

جدول (۲): مقایسه پارامترهای مبدل افزایشده پیشنهادی با مبدلهای ارایه شده پیشین

مبدل پیشنهادی	[۲۲]	[۳۲]	[۳۱]	[۳۰]	مرجع پارامتر
۲ ۵ ۰ ۴ ۲ ۲ ۲ ۱ ۳ ۲ ۲ ۲ ۱ ۴ ۳ ۰ ۱ ۱ ۳ ۲ ۱ ۳ ۱ ۳ ۲					L C MC D S
۱۳	۱۰	۱۲	۷	۱۰	تعداد المان
ZV	ZV	ZV	ZV	ZC	نوع کلیدزنی
$3/(1-D)$	$(n+2)/(1-D)$	$(n+2)/(1-D)$	$(1+nD)/(1-D)$	$(1+nD+D)/(1-D)$	بهره ولتاژ
$V_o/3$	$V_o/(n+2)$	$V_o/(n+2)$	$V_o/(1+nD)$	$V_o/(1+nD+D)$	استرس ولتاژ روی سویچ
پیوسته	پیوسته	گسسته	گسسته	گسسته	جریان ورودی

n نسبت دور سلفهای تزویج، S تعداد سویچ، D تعداد دیود، MC هسته مغناطیسی سلفهای تزویج، C تعداد خازن و L تعداد سلفها در مبدلها می باشد.

۸- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل بسیار افزایشده از نوع خازن سویچ شونده برای کاربرد سیستمهای فوتوولتائیک پیشنهاد شده است. مبدل دارای استرس ولتاژ و ریپل جریان ورودی پایین است. از آنجاییکه کلیه المانهای نیمه هادی مبدل بصورت نرم کلیدزنی می گردند و تلفات روشن شدن خازنی در سویچها وجود ندارد و به علت عدم استفاده از سلفهای تزویج شده راندمان مبدل بالا است و به ۹۷ درصد در بار کامل می رسد. همچنین چگالی توان در مبدل به علت عدم استفاده از ترانس و فرکانس بالای کلیدزنی سویچها بالا می باشد. کنترل مبدل به خاطر مکمل بودن زمان روشن شدن سویچها پیچیده نیست. به خاطر شناور بودن سویچ کمی نیاز به درایور ایزوله می باشد که این نقطه ضعف مبدل محسوب می گردد.

مراجع

- [1] J. M. Carrasco *et al.*, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.878356.
- [2] Q. Li and P. Wolfs, "A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1320-1333, 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.920883.
- [3] J. T. Bialasiewicz, "Renewable energy systems with photovoltaic power generators: Operation and modeling," *IEEE Transactions on industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2752-2758, 2008. doi:10.1109/TIE.2008.920583.
- [4] K.-C. Tseng, C.-C. Huang, and W.-Y. Shih, "A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 3047-3057, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2217157.
- [5] V. V. Scarpa, S. Buso, and G. Spiazzi, "Low-complexity MPPT technique exploiting the PV module MPP locus characterization," *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1531-1538, 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.2009618.
- [6] W. Li, L. Fan, Y. Zhao, X. He, D. Xu, and B. Wu, "High-step-up and high-efficiency fuel-cell power-generation system with active-clamp flyback-forward converter," *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 599-610, 2011, doi: 10.1109/TIE.2011.2130499.



- [7] Y. Zheng, B. Brown, W. Xie, S. Li, and K. Smedley, "High step-up DC–DC converter with zero voltage switching and low input current ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 9416-9429, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2968613.
- [8] Q. Zhao and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 65-73, 2003, doi: 10.1109/TPEL.2002.807188.
- [9] W. Li and X. He, "Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2049715.
- [10] C.-T. Pan, C.-F. Chuang, and C.-C. Chu, "A novel transformer-less adaptable voltage quadrupler DC converter with low switch voltage stress," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4787-4796, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2287020.
- [11] S. Chakraborty, M. G. Simões, and W. E. Kramer, "Power electronics for renewable and distributed energy systems," *A Sourcebook of Topologies, Control and Integration*, vol. 99, p. 100, 2013.
- [12] L. Huber and M. M. Jovanovic, "A design approach for server power supplies for networking applications," in *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 00CH37058)*, 2000, vol. 2: IEEE, pp. 1163-1169, doi: 10.1109/APEC.2000.822834.
- [13] T.-F. Wu and T.-H. Yu, "Unified approach to developing single-stage power converters," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 34, no. 1, pp. 211-223, 1998, doi: 10.1109/7.640279.
- [14] B.-R. Lin, H.-H. Lu, and Y.-L. Hou, "Single-phase power factor correction circuit with three-level boost converter," in *ISIE'99. Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No. 99TH8465)*, 1999, vol. 2: IEEE, pp. 445-450, doi: 10.1109/ISIE.1999.798653.
- [15] T.-J. Liang and K. Tseng, "Analysis of integrated boost-flyback step-up converter," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 217-225, 2005.
- [16] D. Vinnikov and I. Roasto, "Quasi-Z-source-based isolated DC/DC converters for distributed power generation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 192-201, 2010, doi: 10.1109/TIE.2009.2039460.
- [17] M. Nymand and M. A. Andersen, "High-efficiency isolated boost DC–DC converter for high-power low-voltage fuel-cell applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 505-514, 2009, doi: 10.1109/TIE.2009.2036024.
- [18] G. Wu, X. Ruan, and Z. Ye, "Nonisolated high step-up DC–DC converters adopting switched-capacitor cell," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 383-393, 2014, doi: 10.1109/TIE.2014.2327000.
- [19] W. Li and X. He, "Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2049715.
- [20] Q. Zhao and F. C. Lee, "High performance coupled-inductor DC-DC converters," in *Proc. IEEE APEC*, 2003, vol. 3, pp. 109-113, doi: 10.1109/APEC.2003.1179184.
- [21] E. Adib and H. Farzanehfard, "Zero-voltage transition current-fed full-bridge PWM converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 4, pp. 1041-1047, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2008.2011553.
- [22] Y. Zheng, B. Brown, W. Xie, S. Li, and K. Smedley, "High step-up DC–DC converter with zero voltage switching and low input current ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 9, pp. 9416-9429, 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2968613.
- [23] M. Forouzes, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-up DC–DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [24] G. Palumbo and D. Pappalardo, "Charge pump circuits: An overview on design strategies and topologies," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 10, no. 1, pp. 31-45, 2010, doi: 10.1109/MCAS.2009.935695.
- [25] J. A. Starzyk, Y.-W. Jan, and F. Qiu, "A DC-DC charge pump design based on voltage doublers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 48, no. 3, pp. 350-359, 2001, doi: 10.1109/81.915390.



- [26] M. D. Seeman and S. R. Sanders, "Analysis and optimization of switched-capacitor DC-DC converters," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 841-851, 2008. doi:10.1109/TPEL.2007.915182
- [27] M. S. Makowski, "Realizability conditions and bounds on synthesis of switched-capacitor DC-DC voltage multiplier circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 44, no. 8, pp. 684-691, 1997, doi: 10.1109/81.611263.
- [28] Y. Lei and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A general method for analyzing resonant and soft-charging operation of switched-capacitor converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5650-5664, 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2377738.
- [29] H. S.-H. Chung, "Design and analysis of a switched-capacitor-based step-up DC/DC converter with continuous input current," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 46, no. 6, pp. 722-730, 1999, doi: 10.1109/81.768828.
- [30] B. W. Williams, "Unified synthesis of tapped-inductor DC-to-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5370-5383, 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2291561.
- [31] T.-F. Wu, Y.-S. Lai, J.-C. Hung, and Y.-M. Chen, "Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 154-162, 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.903925.
- [32] S. Shabani, M. Delshad, R. Sadeghi, and H. H. Alhelou, "A high step-up PWM non-isolated DC-DC converter with soft switching operation," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 37761-37773, 2022. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3163146.

زیر نویس ها

-
- 1 Renewable energies
 - 2 Photovoltaic cells
 - 3 Reverse recovery
 - 4 Duty cycle
 - 5 Z-source
 - 6 Switched capacitor
 - 7 Charge pump
 - 8 Coupled-inductors
 - 9 Soft switching
 - 10 Fuel cells
 - 11 Zero voltage switching
 - 12 Pulse width modulation
 - 13 Zero current