



A Two Input High Step Converter with Zero Current Switching Condition for Switches Turn-On Instances

Mahmood Vesali¹, PhD, Hossein Ranjbar², M.Sc, Amin Motamedi-Nasab³ Assistant Professor

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

² Department of Electrical Engineering, Technical and Vocational University, Tehran, Iran

³ Department of Physics, Technical and Vocational University, Tehran, Iran

Abstract:

A high step-up two-inputs DC-DC converter is presented in this paper. The soft switching condition is provided for switch in turn on instant, so the converter efficiency is high. Due to the fact that only the capacitor is used to increase the voltage gain and there are no coupled inductors in the converter, the input current of the converter is continuous. The technique used to increase gain can be used with more stages to achieve higher voltage gain. The converter can also be used as a single input intertwined instead of two inputs, which in this case the input current ripple is reduced. The voltage stress on the switches is lower than the output voltage, so lower voltage switches can be used, which reduces the converter cost. The proposed converter is completely analyzed and in order to prove the theoretical results, a simulation is performed on the converter at 500 watts. The results of the simulation at full load show an efficiency of about 95.5%.

Keywords: DC-DC converters, high step-up, two inputs, soft switching, efficiency.

Received: 14 March 2022

Revised: 3 July 2022

Accepted: 17 July 2022

Corresponding Author: Dr. Mahmood Vesali, mahmoodvesali@khuif.ac.ir

DOI: <http://dx.doi.org/10.30486/teeges.2022.1960073.1017>





یک مبدل دو ورودی بسیار افزایش دهنده کلید زنی نرم تحت جریان صفر در زمان روشن شدن سوئیچ‌ها

محمود وصالی^۱، دکتری، حسین رنجبر^۲، کارشناسی ارشد، امین معتمدی نسب^۳، استادیار

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

۲- گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران

۳- گروه فیزیک، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، تهران، ایران

چکیده: یک مبدل بسیار افزایش دهنده DC-DC دو ورودی در این مقاله ارائه می‌گردد. شرایط کلیدزنی نرم در مبدل پیشنهادی برای زمان روشن شدن سوئیچ وجود دارد از این رو راندمان مبدل بالا می‌باشد. با توجه به اینکه برای افزایش بهره ولتاژ از تنها خازن استفاده شده است و سلفهای کوپل شده‌ای در مبدل وجود ندارد، جریان ورودی مبدل پیوسته می‌باشد. تکنیک مورد استفاده جهت افزایش بهره می‌تواند با طبقات بیشتری استفاده گردد تا بهره بسیار بالاتری بدست آید. همچنین مبدل را می‌توان به جای دو ورودی به صورت تک ورودی در هم تنیده استفاده نمود که در این صورت ریپل جریان ورودی کاهش می‌یابد. استرس ولتاژ روی سوئیچ‌های مبدل نسبت به ولتاژ خروجی پایین می‌باشد از این رو سوئیچ‌های با ولتاژ پایینتری می‌توان استفاده نمود که منجر به کاهش هزینه مبدل می‌گردد. مبدل پیشنهادی به طور کامل تحلیل می‌شود و به منظور اثبات نتایج تئوری شبیه سازی در توان ۵۰۰ وات بر روی مبدل انجام می‌پذیرد. نتایج شبیه سازی در بار کامل راندمان حدود ۹۵/۵ را نشان می‌دهد.

واژه های کلیدی: مبدل‌های DC-DC، بسیار افزایش دهنده، دو ورودی، کلیدزنی نرم، راندمان

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۱۲/۲۳

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۰۴/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۰۴/۲۶

نویسنده‌ی مسئول: دکتر محمود وصالی، mahmoodvesali@khuisf.ac.ir

DOI: <http://dx.doi.org/10.30486/teeges.2022.1960073.1017>

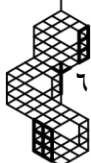


نیاز روز افزون به انرژی‌های سبز منجر به اهمیت این سیستم‌ها و تجهیزات مورد نیاز آن گردیده است [۱]. یکی از تجهیزات مورد استفاده در این سیستم‌ها مبدل‌های الکترونیک قدرت می‌باشد [۲]، که به منظور افزایش سطح ولتاژ تولید شده از سیستم، مورد استفاده قرار می‌گیرد. سیستم‌های تولید انرژی از قبیل فتوولتائیک [۳] و پیل سوختی [۴] که خروجی ولتاژ DC دارند، که سطح این ولتاژها پایین می‌باشد و بعد از این سیستم‌ها در اولین مرحله نیاز به افزایش سطح ولتاژ تا حد قابل قبول می‌باشد. یکی از مشکلات سیستم‌هایی از قبیل فتوولتائیک، وابسته بودن سیستم به وجود انرژی نوری می‌باشد، از این رو در مواقع عدم وجود این انرژی سیستم قابلیت انتقال توان را ندارد و عملاً کاربردی نمی‌باشد. از این رو در چنین مواقعی با ترکیب دو یا چند نوع مختلف از این سیستم‌ها که مبتنی بر انرژی نو می‌باشد، این مشکل حل می‌گردد. به طوریکه به عنوان مثال با قراردادن یک پیل سوختی^۱ در کنار سیستم خورشیدی [۵]، پایداری انتقال توان در کل سیستم برقرار می‌گردد. همچنین ممکن است سیستم چند تایی باشد به عنوان مثال استفاده از سیستم خورشیدی، پیل سوختی و توربین بادی در یک شبکه و ایجاد خط توان DC و سپس انتقال توان روی یک خروجی جهت اتصال به شبکه توزیع برق، بنابراین وجود مبدل های DC-DC افزایشده با دو یا بیشتر ورودی بسیار پر اهمیت گردیده است [۶]، به طوریکه بتواند از هر کدام از سیستم‌های بیان شده ورودی دریافت کند و در یک خروجی در همه زمان‌ها توان و سطح ولتاژ DC مناسب به منظور تبدیل به ولتاژ AC و اتصال به شبکه را داشته باشد. مبدل‌های افزایشده پایه به دلیل محدودیت در ضریب وظیفه و مشکلات تلفات بالا هنگام افزایش ضریب وظیفه عملاً نمی‌توانند جهت تبدیل دو سطح DC با تفاوت زیاد استفاده گردند. از این رو مبدل‌های بسیار افزایشده مورد استفاده قرار می‌گیرند.

به منظور کاهش حجم المان‌های مغناطیسی نیاز به افزایش فرکانس کلیدزنی می‌باشد، اما در کلیدزنی سخت^۲ به علت جهش‌های ناگهانی جریان و ولتاژ و تلفات کلیدزنی، عملاً امکان افزایش فرکانس وجود ندارد و محدودیت فرکانس کلیدزنی وجود دارد. از این رو کلید زنی نرم^۳ معرفی شده است. به طوریکه در لحظات روشن و خاموش شدن سوئیچ ولتاژ یا جریان و یا هر دو را به صفر رسانده و سپس کلید روشن یا خاموش می‌گردد. بنابراین کلیدزنی نرم تحت جریان صفر^۴، کلیدزنی نرم تحت ولتاژ صفر^۵ و یا هر دو^۶ معرفی شده است.

یک راه افزایش بهره ولتاژ و بسیار افزایشده کردن مبدل‌ها انواع ایزوله می‌باشد [۷-۹] که توسط نسبت تبدیل ترانسفورماتور مورد استفاده، به بهره‌های بسیار بالا رسیده می‌شود. نوع ایزوله تنها در مواقعی استفاده می‌گردد که نیاز به جدا سازی ورودی و خروجی از نظر نقطه مشترک می‌باشد، اما این نوع ساختارهای پیچیده تر و طراحی و کنترل سخت‌تری دارند. همچنین سطح راندمان این مبدل‌ها به نسبت پایین‌تر می‌باشد. اگر ایزولاسیون بین ورودی و خروجی ضروری نباشد استفاده از نوع غیرایزوله به دلیل ساختارهای ساده تر و سطح راندمان بالاتر مناسب‌تر می‌باشد [۱۰، ۱۱]. مبدل‌های غیرایزوله بسیار افزایشده بر مبنای مبدل بوست پایه می‌باشد که با المانهایی از قبیل سلف‌های کوپل شده [۱۲، ۱۳]، خازن‌ها [۱۴، ۱۵] و یا هر دو [۱۶]، سطح ولتاژ خروجی در ضریب وظیفه‌های پایین‌تر، بالا می‌آید.

در سال‌های اخیر مبدل‌های بسیار افزایشده تک ورودی و یا با ورودی‌های بیشتر زیادی ارائه شده‌اند. در [۱۷] یک مبدل در هم تنیده بسیار افزایشده ارائه شده است، که توسط سلف‌های کوپل شده و خازن‌ها بهره مبدل افزایش پیدا کرده است. همچنین شرایط کلید زنی نرم نیز مهیا گشته است. با اینکه مبدل راندمان بالا و بهره بالایی دارد اما استفاده از دو سلف کوپل شده مجزا در مبدل حجم مبدل را افزایش داده است همچنین در مبدل چهار سوئیچ استفاده شده است که پیچیدگی مبدل را بالا برده است. مبدل دو ورودی جدیدی در [۱۸] معرفی شده است. این مبدل سلف کوپل شده ای ندارد و حجم و قیمت پایینی دارد، همچنین مبدل معرفی شده بهره‌های ولتاژ بالایی دارد و با توجه به اینکه از سلف کوپل شده استفاده‌ای نشده است جریان ورودی پیوسته دارد. با اینکه مبدل مزایای گفته شده را دارد اما تعداد زیادی سوئیچ با وضعیت‌ها و فرمان‌های مختلفی دارد که تحلیل و کنترل چنین مبدلی را بسیار پیچیده کرده است. همچنین در این مبدل شرایط کلیدزنی نرم مهیا نشده است از این رو سطح راندمان این مبدل پایین آمده است. مبدل مشابهی با همین مبدل در [۱۹] آورده شده است، که توسط تعداد زیادی سوئیچ و دیود و خازن مبدل بسیار افزایشده‌ای طراحی و ارائه شده است. در این مبدل نیز سلف کوپل شده ای وجود ندارد و جریان‌های ورودی پیوسته می‌باشد. مبدل دارای ساختار ساده می‌باشد، اما استفاده از سوئیچ‌های زیاد پیچیدگی در مبدل مخصوصاً از نظر کنترل کلید زنی ایجاد می‌کند. همچنین این مبدل هم شرایط کلید زنی نرم در





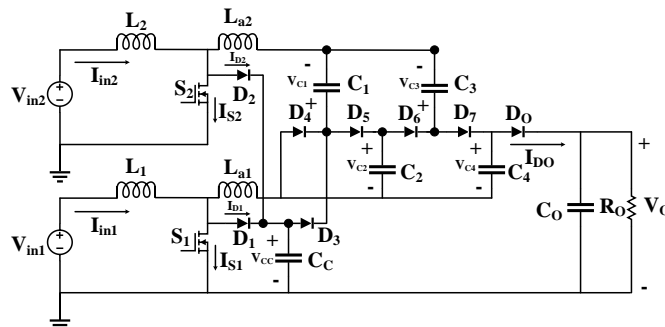
هیچ یک از زمانهای روشن شدن و خاموش شدن سوئیچها را ندارد از این رو سطح راندمان به نسبت پایین می‌باشد. مبدل معرفی شده در [۲۰] یک مبدل با کلید زنی نرم کامل می‌باشد که بهره ولتاژ بالایی نیز دارد. در این مبدل از ترکیب سلفهای کوپل شده و خازن بهره های بالا بدست آمده است و با توجه به کلید زنی نرم کامل در این مبدل راندمان بالا می‌باشد. اما نکته قابل توجه در این مبدل استفاده از سوئیچ ها با تعدا بالا و سلف های کوپل شده می‌باشد که حجم مبدل افزایش یافته است. همچنین استفاده از سلفهای کوپل شده جریان ورودیها را پله ای کرده که در استفاده‌هایی از قبیل فتوولتائیک به علت جهش جریان ناگهانی در ورودی مناسب نمی‌باشد. مبدل ایزوله دو ورودی با بهره بالا در [۲۱] ارائه گردیده است، که تنها با دو سوئیچ مبدل طراحی شده است تا بهره بالا و شرایط کلید زنی نرم را داشته باشد. این مبدل جداسازی و ایزولاسیون بین ورودیها و خروجی را نیز دارد، اما به منظور جداسازی و استفاده از ترانسفورماتور سطح توان چنین مبدلهایی پایین می‌باشد. همچنین خط مشترک سمت ورودی این مبدل نیز مجزا از یکدیگر است و سوئیچ‌های این مبدل فرمان نسبت به یک خط مشترک ندارند و شناور می‌باشند از این رو مدار کنترل طراحی جهت سوئیچ های شناور نیاز دارد. عدم استفاده از سلفهای کوپل شده در مبدل معرفی شده در [۲۲] منجر به پیوسته بودن جریان های ورودی شده است که چنین مبدلهایی برای کاربردهایی از قبیل فتوولتائیک و پیل سوختی در ورودی بسیار مناسب می‌باشد. این مبدل بهره بالا و راندمان مناسبی دارد اما ساختار مبدل به گونه‌ای است که خط مشترک بین ورودی و خروجی توسط دیودهایی جدا شده و در ساختار غیرایزوله چنین جداسازی مناسب نمی‌باشد.

این مقاله مبدل بسیار افزاینده جدیدی ارائه می‌دهد که شرایط کلید زنی نرم برای روشن شدن سوئیچ فراهم می‌گردد. به منظور دسترسی به بهره ولتاژ بالا از خازن ها و دیودها استفاده گردیده است و سلف کوپل شده استفاده نمی‌گردد از این رو پیوستگی جریان در ورودی وجود دارد. مبدل در بخش ۲ کامل معرفی و تحلیل می‌گردد. در بخش ۳ طراحی المانها توضیح داده می‌شود. نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی به منظور اثبات نتایج تئوری در بخش ۴ آورده می‌شود. مقایسه‌ای بین مبدل پیشنهادی و مبدلهای مشابه سالهای اخیر در بخش ۵ آورده شده است و نهایتاً در بخش ۶ نتیجه گیری از این مقاله ارائه می‌گردد.

۲- معرفی مبدل پیشنهادی

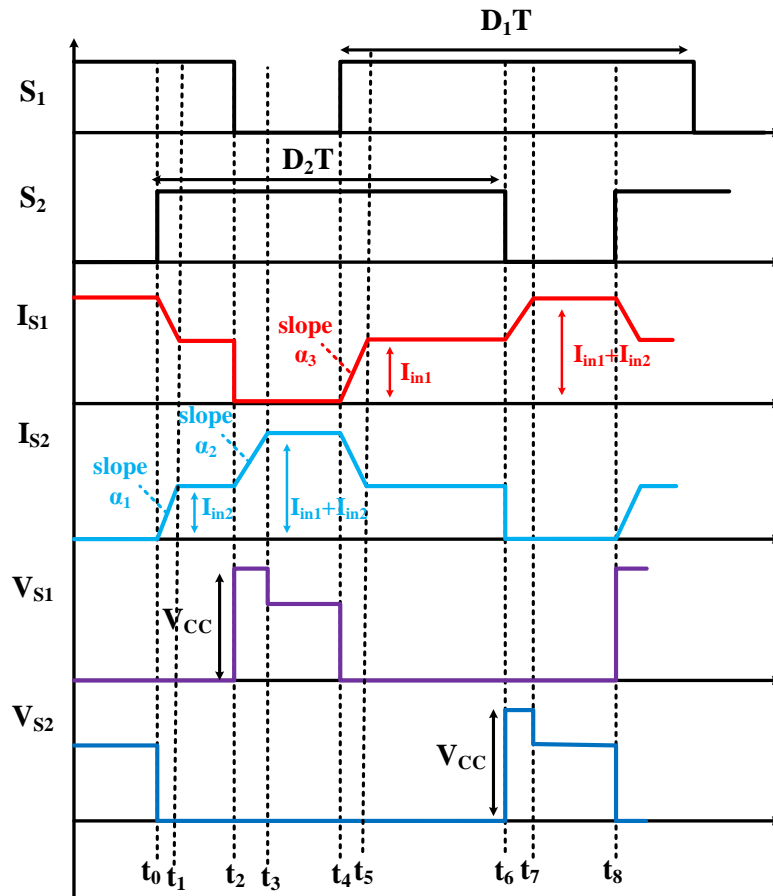
ساختار مبدل پیشنهادی در شکل ۱ نشان داده شده است. همانطور که مشخص است توسط خازن و دیود، شرایط افزایش بهره ولتاژ فراهم گردیده است. به منظور ایجاد شرایط کلید زنی نرم دو سلف کمکی L_{a1} و L_{a2} در مدار قرار داده شده است و برای کلمپ ولتاژ سوئیچ در زمان خاموش شدن و تخلیه سلفهای کمکی قرار داده شده، یک مدار کلمپ برای هر دو سوئیچ قرار داده شده است. شکل موجهای کلیدی مبدل در شکل ۲ آورده شده است. همانطور که مشخص می‌باشد، مبدل در یک سیکل کلیدزنی ۶ وضعیت عملکرد دارد که توضیح داده خواهد شد. به منظور سادگی تحلیل فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شود.

- ظرفیت سلفهای ورودی به اندازه کافی بزرگ است از این رو جریان این سلفها در یک سیکل کلیدزنی ثابت در نظر گرفته می‌شود.
- ظرفیت خازنهای کلمپ و خازنهای افزایش بهره به اندازه کافی بزرگ است، بنابراین در یک سیکل کلیدزنی ولتاژ این خازنها ثابت در نظر گرفته می‌شود.
- المانهای نیمه هادی ایده‌آل در نظر گرفته شده است.



شکل (۱): مبدل پیشنهادی





شکل (۲): شکل موجهای کلیدی مبدل پیشنهادی

وضعیت ۱ (t_0-t_1): این وضعیت با روشن شدن S_2 در t_0 شروع می‌شود. به علت وجود سلف کمکی L_{a2} ، جریان سوئیچ ناگهانی بالا نمی‌رود و با شیب افزایش می‌یابد. شیب افزایش جریان در این حالت در رابطه (۱) نشان داده شده است. هنگامی که جریان سوئیچ به جریان سلف L_2 برسد این وضعیت اتمام می‌پذیرد.

$$\alpha_1 = \frac{V_{C3} + V_O}{L_{a2}} \quad (1)$$

وضعیت ۲ (t_1-t_2): با رسیدن جریان به جریان سلف L_2 ، جریان سوئیچ ثابت شده و این وضعیت تا خاموش شدن سوئیچ S_1 ادامه دارد. در این وضعیت با توجه به اینکه هر دو سوئیچ روشن می‌باشد جریان هر دو سوئیچ اندازه جریان سلف مربوط به خود می‌باشد و سلفهای ورودی در حال شارژ می‌باشند.

وضعیت ۳ (t_2-t_3): با خاموش شدن سوئیچ S_1 از آنجایی که جریان S_1 قطع شده است این جریان بر روی S_2 افتاده، اما به دلیل سلف کمکی، جریان ناگهانی بر روی سوئیچ افزایش نمی‌یابد و با شیب افزایش یافته تا به جریان اصلی برسد. در این وضعیت ولتاژ روی سوئیچ به علت روشن شدن D_1 روی ولتاژ خازن C_C کلمپ می‌شود و انرژی سلف کمکی درون این خازن تخلیه می‌گردد. شیب افزایش جریان سوئیچ در این وضعیت در رابطه (۲) مشخص است.

$$\alpha_2 = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{L_{a2} + L_{a1}} \quad (2)$$

وضعیت ۴ (t_3-t_4): هنگامی که جریان به مقدار نهایی خود برسد، با توجه به اینکه دیود D_1 خاموش می‌گردد، ولتاژ روی سوئیچ افت کرده و به مقدار $V_O - V_{C4}$ می‌رسد. این وضعیت تا روشن شدن مجدد S_1 ادامه دارد.

وضعیت ۵ (t_4-t_5): هنگامی که سوئیچ S_1 روشن می‌شود مشابه وضعیت ۱ اینبار برای این سوئیچ رخ می‌دهد. جریان سوئیچ به علت وجود سلف کمکی با شیب افزایش می‌یابد که شرایط کلید زنی تحت جریان صفر برای روشن شدن سوئیچ فراهم می‌شود. همچنین در این حالت شیب افزایش جریان در رابطه (۳) نشان داده شده است.

$$\alpha_3 = \frac{V_O - V_{C4}}{L_{a1}} \quad (3)$$

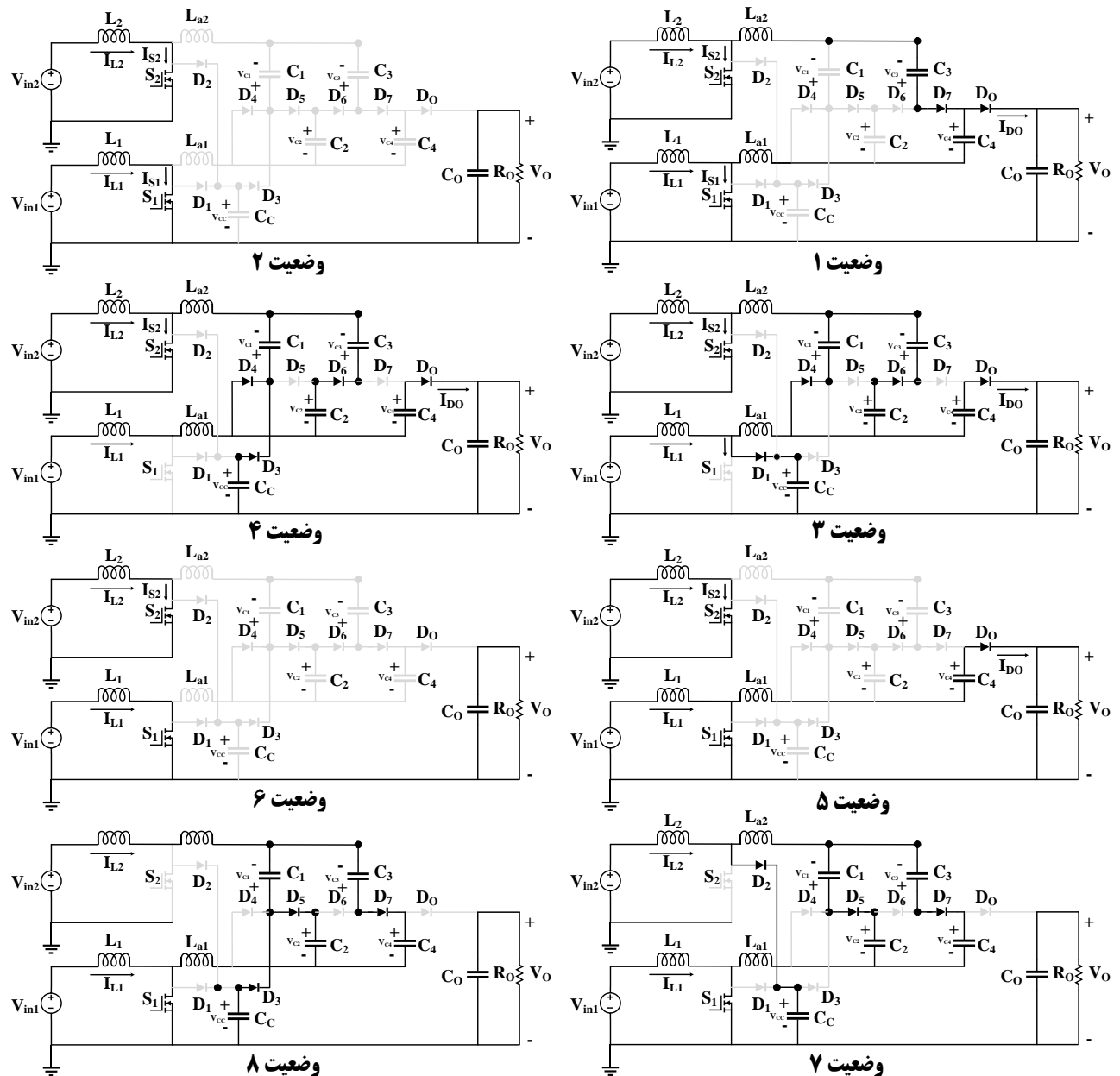


وضعیت ۶ (t_5-t_6): هنگامی که جریان سوئیچ به جریان سلف اصلی برسد، جریان ثابت شده و با توجه به اینکه دوباره هر دو سوئیچ روشن می‌باشند، سلفهای ورودی در حال شارژ می‌باشند.

وضعیت ۷ (t_6-t_7): با خاموش شدن S_2 ، با توجه به وجود مدار کلمپ، D_2 روشن شده و انرژی سلف کمکی درون خازن تخلیه می‌گردد. در این وضعیت ولتاژ روی سوئیچ برابر V_{CC} می‌باشد. در طول این وضعیت جریان S_1 افزایشی شده تا کل جریان هر دو شاخه روی S_1 قرار گیرد.

وضعیت ۸ (t_7-t_8): با رسیدن جریان به جریان سلف اصلی و تخلیه کامل انرژی سلف کمکی، D_2 خاموش شده و ولتاژ سوئیچ افت می‌کند. همچنین جریان سوئیچ ثابت شده و برابر مجموع جریان‌های هر دو شاخه می‌باشد. این وضعیت با روشن شدن مجدد S_2 و برگشت به اتمام سیکل کلیدزنی اتمام می‌پذیرد.

مدارهای معادل هشت وضعیت عملکرد مبدل پیشنهادی در شکل ۳ نشان داده شده است.



شکل (۳): مدارهای معادل وضعیتهای عملکرد مبدل پیشنهادی



۳- محاسبات مشخصات و طراحی المانهای مبدل پیشنهادی

۱-۳- محاسبه المانهای اصلی مبدل

سلفهای اصلی و خازن خروجی مبدل همانند محاسبه المانهای اصلی یک مبدل به صورت زیر محاسبه می‌شود. رابطه (۶) بر اساس مدت زمان شارژ خازن خروجی نوشته شده است که در زمان (1-D) نوشته شده است که زمان خاموش بودن سوئیچ‌ها است.

$$L_1 = \frac{V_{in1} D_1}{\Delta I_{L1} f_{sw}} \quad (4)$$

$$L_2 = \frac{V_{in2} D_2}{\Delta I_{L2} f_{sw}} \quad (5)$$

$$C_o = \frac{I_o (1 - D)}{\Delta V_{co} f_{sw}} \quad (6)$$

همچنین قابل ذکر است رابطه (۶) را می‌توان برای محاسبه خازنهای افزایش سطح نیز استفاده نمود. که با داشتن جریان خازنها و مدت زمان وضعیت شارژ یا دشارژ آنها مقادیر این خازنها محاسبه می‌شود.

۲-۳- محاسبه ظرفیت سلفهای کمکی

سلفهای کمکی قرار داده شده به عنوان سلف اسنابر شناخته می‌شوند، از این رو برای محاسبه این سلفها از رابطه طراحی سلف اسنابر استفاده می‌شود.

$$L_{a1} > L_{min} = \frac{V_{s1} t_r}{I_{s1}} = \frac{(V_{CC}) t_{r1}}{I_{L1}} \quad (7)$$

$$L_{a2} > L_{min} = \frac{V_{s2} t_r}{I_{s2}} = \frac{(V_{CC}) t_{r2}}{I_{L2}} \quad (8)$$

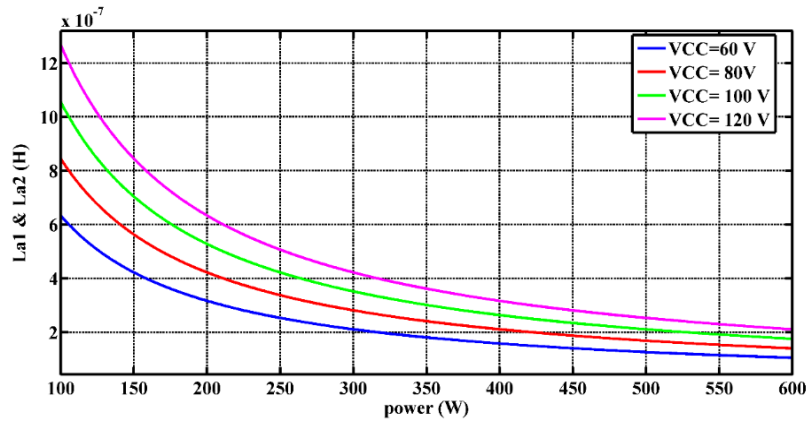
به طوریکه V_{s1} و V_{s2} ولتاژهای روی سوئیچ‌ها می‌باشد و t_r زمان صعود جریان سوئیچ است که از مشخصه های ساختاری سوئیچها است و در کاتالوگ آنها موجود می‌باشد. همچنین جریان سوئیچ در لحظه نهایی افزایش جریان می‌باشد که با جایگذاری کلیه مقادیر بیان شده روابط طراحی سلفهای کمکی بدست آمده است. با توجه به رابطه (۷) یا (۸) و به منظور بدست آوردن مقادیر L_{a1} و L_{a2} ، منحنی های رسم شده در شکل ۴ به عنوان منحنی های کمکی می‌توانند مورد استفاده قرار گیرند. با توجه به روابط آورده شده مشخص می‌باشد که این مقادیر رابطه با جریان سلفهای ورودی و در نتیجه با توان مبدل دارند که منحنی‌ها بر این اساس رسم شده‌اند. همچنین در ولتاژهای خازن کلمپ که همان سطح ولتاژ سوئیچ‌ها می‌باشد منحنی‌های متفاوتی بدست می‌آید که در شکل مشخص شده است. همچنین در این شکل با توجه به مدل سوئیچ مورد استفاده، t_r بر اساس مشخصه سوئیچ ۶۰ نانوثانیه در نظر گرفته شده است. در ضمن رابطه های فوق را می‌توان بر اساس ولتاژ ورودی ترسیم نمود به طوری که تاثیر تغییرات ولتاژ ورودی بر مقدار سلفهای کمکی مشخص گردد. بنابراین منحنی‌های شکل ۵ بر این اساس ترسیم گردیده است که در توانهای مختلف کاری مبدل، اثر تغییرات ولتاژ ورودی بر مقدار این سلفها مشخص گردیده است.

خازن کلمپ قرار داده شده ولتاژی مطابق با رابطه (۹) دارد.

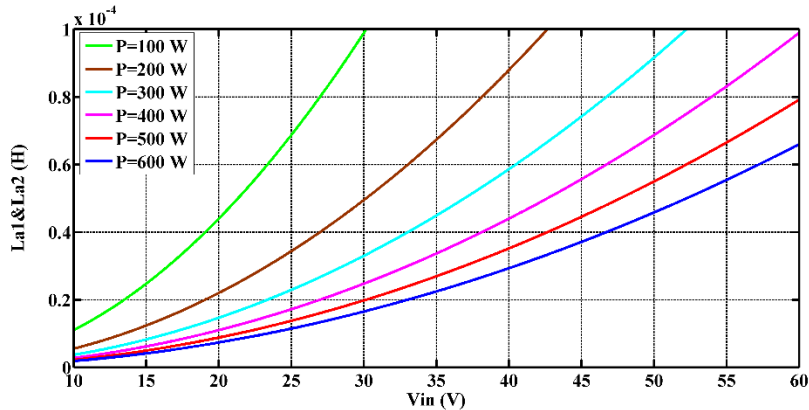
$$V_{CC} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (9)$$

به طوریکه D ضریب وظیفه کلید زنی می باشد اگر در هر دو کلید یکسان باشد، اگر ضریب وظیفه ها متفاوت باشد خازن در ضریب وظیفه بزرگتر که منجر به بالاتر رفتن ولتاژ آن می شود ولتاژ می‌گیرد.





شکل (۴): مقادیر L_{a1} و L_{a2} بر حسب توان و V_{CC} های متفاوت و در t_r برابر 60 نانوثانیه



شکل (۵): مقادیر L_{a1} و L_{a2} بر حسب ولتاژ ورودی و توان های متفاوت و در t_r برابر 60 نانوثانیه

۳-۳- محاسبه بهره ولتاژ

با توجه به ساختار مبدل، طبقات خازنی دپودی جهت افزایش سطح ولتاژ قرار داده شده است که در این طراحی تعداد چهار طبقه قرار داده شده است که می توان این طبقات را افزایش یا کاهش داد و بهره های متفاوتی بدست آورد. تعداد طبقات را با N نمایش و جهت محاسبه بهره ولتاژ هر خازن محاسبه می شود.

$$V_{C1} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} \quad (10)$$

$$V_{C2} = \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \frac{V_{in2}}{1-D_2} \quad (11)$$

$$V_{C3} = \frac{2V_{in1}}{1-D_1} + \frac{V_{in2}}{1-D_2} \quad (12)$$

$$V_{C4} = \frac{2V_{in1}}{1-D_1} + \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \quad (13)$$

D_1 ضریب وظیفه سوئیچ ۱ و D_2 ضریب وظیفه سوئیچ ۲ می باشد. ولتاژ خروجی بر اساس رابطه (۱۴) قابل محاسبه است.

$$V_O = V_{C4} + \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \frac{3V_{in1}}{1-D_1} + \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \quad (14)$$

اگر رابطه بهره به طور کلی بر اساس طبقات خازنی نوشته شود که در آن N وارد می شود رابطه به صورت رابطه (۱۵) برای N تعداد زوج و رابطه (۱۶) برای N با تعداد فرد مشخص می گردد.

$$V_O = V_{CN} + \frac{V_{in1}}{1-D_1} = \left(\frac{N+2}{2}\right) \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \left(\frac{N}{2}\right) \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \quad (15)$$





$$V_O = V_{CN} + \frac{V_{in2}}{1-D_2} = \left(\frac{N+1}{2}\right) \frac{V_{in1}}{1-D_1} + \left(\frac{N+1}{2}\right) \frac{2V_{in2}}{1-D_2} \quad (16)$$

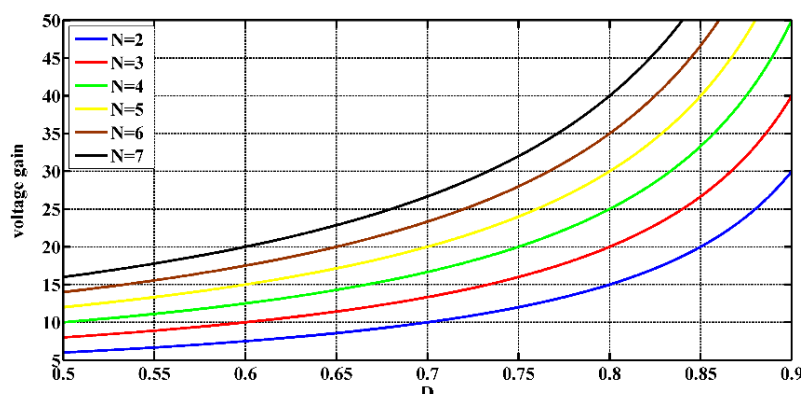
اگر ضریب وظیفه های هر دو سوئیچ یکسان و برابر D در نظر گرفته شود همچنین ورودیها یکسان باشند، رابطه بهره ولتاژ در این حالت طبق رابطه (۱۷) قابل محاسبه است.

$$V_O = (N+1) \frac{V_{in}}{1-D} \quad (17)$$

منحنی های شکل ۶، تغییرات مقادیر بهره ولتاژ با تغییر ضریب وظیفه و تعداد شاخه های خازنی مبدل را نشان می دهد. با توجه به اینکه مبدل با این ساختار همیشه در ضریب وظیفه های بالاتر از $0/5$ کار می کند، از این رو منحنی ها در ضرایب وظیفه در محدوده بیان شده رسم شده اند. همانطور که در شکل مشخص است با افزایش تعداد شاخه ها می توان به بهره های ولتاژ بالایی رسید. اما افزایش تعداد شاخه ها به معنی افزایش تعداد المان است که مقرون به صرفه نیست، همچنین بالا بردن تعداد دیود در مبدل تلفات هدایتی را افزایش داده و راندمان افت می کند.

۳-۴- استرس ولتاژ سوئیچ ها

با توجه به ساختار مبدل و قرار دادن مدار کلمپ ولتاژ برای زمان خاموش شدن سوئیچ ها، ولتاژ سوئیچ ها بر روی مقدار ولتاژ خازن کلمپ (C_c) ثابت می شود. از این رو استرس ولتاژ سوئیچ ها برابر مقدار V_{CC} می باشد. که طبق رابطه (۹) مقدار این ولتاژ برابر $V_{in}/1-D$ است که سطح ولتاژ پایینی نسبت به ولتاژ خروجی مبدل است. در این نمونه شبیه سازی شده با ورودی 24 ولت در ضریب وظیفه $0/7$ ، مقدار این استرس برابر 80 ولت است.

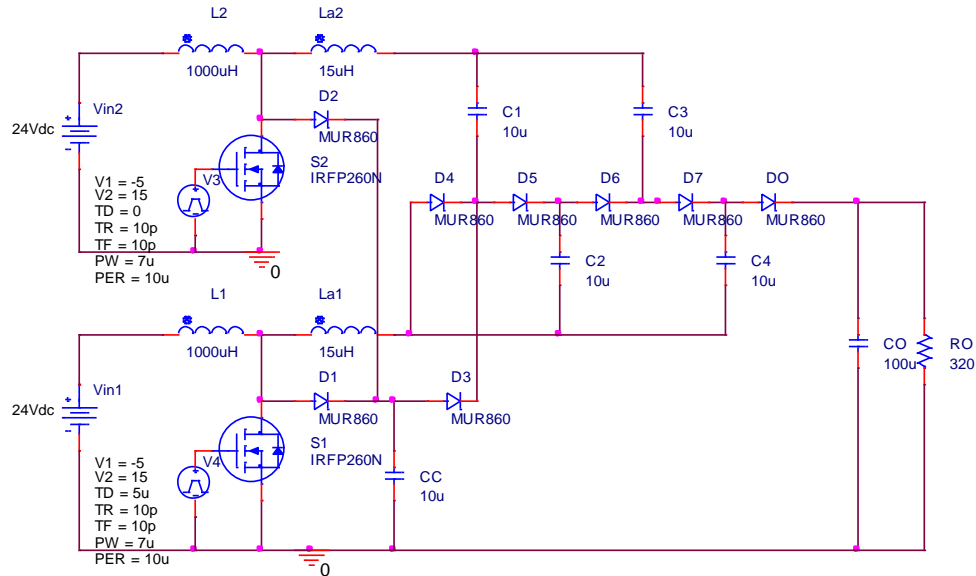


شکل (۶): بهره ولتاژ بر حسب ضریب وظیفه و تعداد شاخه های خازنی متفاوت

۴- نتایج شبیه سازی

به منظور اثبات نتیجه تئوری مبدل پیشنهادی در نرم افزار PSpice شبیه سازی شده است. مشخصات مبدل پیشنهادی جهت این شبیه سازی در جدول ۱ نشان داده شده است. مدار شماتیک شبیه سازی شده در نرم افزار در شکل ۷ نشان داده شده است. نتایج شبیه سازی مربوط به ولتاژ و جریان المانهای نیمه هادی در شکل ۸ آورده شده است. همانطور که در شکل ۸ مشخص می باشد، جریان سوئیچها با شیب افزایش یافته است که نشان می دهد شرایط کلید زنی نرم تحت جریان صفر برقرار گردیده است. همچنین شکل ولتاژ سوئیچها نشان می دهد که حداکثر ولتاژ روی سوئیچ که همان استرس ولتاژ سوئیچ می باشد، کمتر از ولتاژ خروجی است که پایین بودن استرس ولتاژ روی سوئیچ را اثبات می نماید. ولتاژهای ورودی هر کدام 24 ولت می باشد و ولتاژ خروجی در شبیه سازی 400 ولت است، که مقدار ولتاژ سوئیچ حدود 80 ولت می باشد که از سطح ولتاژ خروجی کمتر می باشد. در شکل ولتاژ سوئیچها هنگام تغییر از مقدار زیاد به کم نوساناتی مشاهده می شود، که این نوسانات ناشی از خازن پراکندگی روی سوئیچ ها است که در شبیه سازی، نرم افزار اثر آن را نشان می دهد و در عمل به علت ناچیز بودن این خازن معمولاً این نوسانات مشاهده نمی گردد.





شکل (۷): شماتیک شبیه سازی شده مبدل پیشنهادی

جدول (۱): مشخصات مبدل پیشنهادی به منظور شبیه سازی

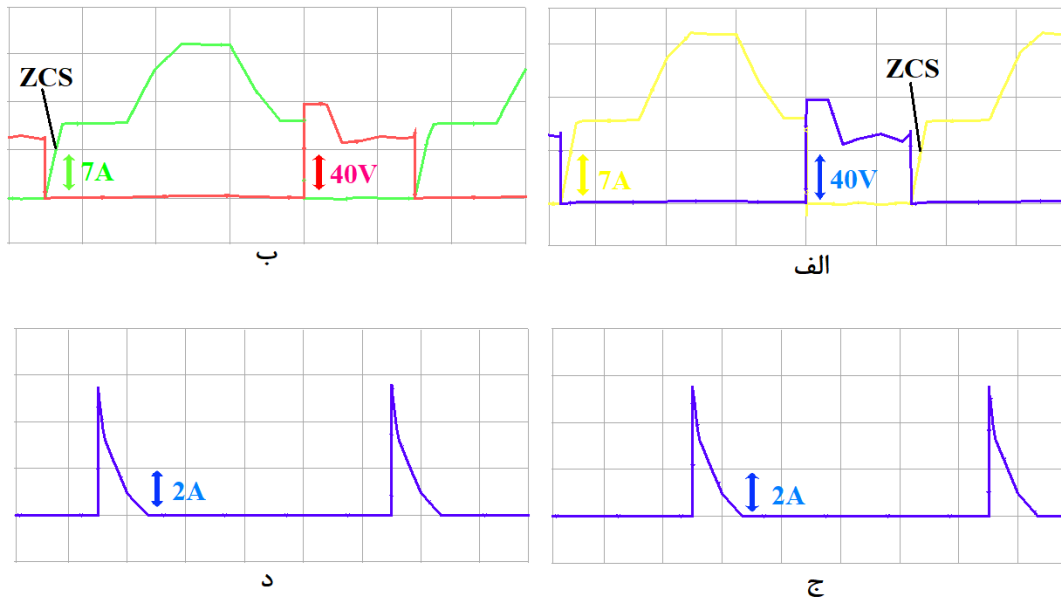
مقدار	نماد	اجزاء
IRFP260NPbF	S_1 & S_2	سوئیچ‌ها
MUR860	D_1 - D_7 & D_0	دیودها
100 μ F-450V	C_0	خازن خروجی
10 μ F-100V	C_C	خازن کلمپ
10 μ F-200V	C_1 - C_4	خازنهای افزایش سطح
15 μ H	L_{a1} & L_{a2}	سلفهای کمکی
1 mH	L_1 & L_2	سلفهای ورودی
100 kHz	F_{sw}	فرکانس کلید زنی
500 W	P	توان
400 V	V_0	ولتاژ خروجی
24 V	V_{in1} & V_{in2}	ولتاژهای ورودی

۵- مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدلهای دیگر

۵-۱- مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل پایه

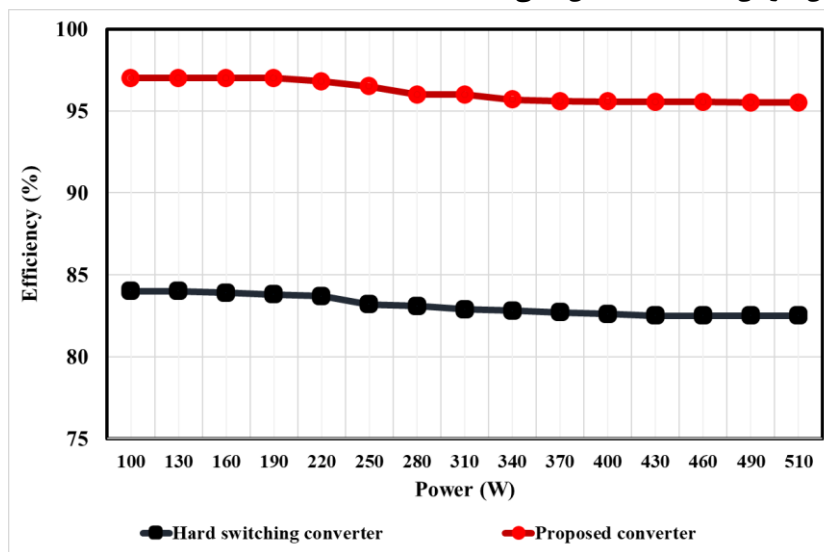
مبدل پیشنهادی از نظر راندمان با مبدل پایه کلیدزنی سخت مقایسه گردیده است، که نتایج حاصل از این مقایسه به صورت نموداری در شکل ۹ نشان داده شده است. همانطور که در این شکل مشخص می‌باشد، با توجه به ایجاد شرایط کلید زنی نرم راندمان مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل بدون کلید زنی نرم افزایش داشته است. همچنین در این شکل در توان های پایین راندمان کمی بالا بوده است که به خاطر کمتر بودن تلفات هدایتی المانها راندمان کمی بالاتر بدست آمده است. اما از آنجایی که مبدل پیشنهادی در توان ۵۰۰ وات طراحی و استفاده می‌گردد، راندمان در این توان مهم می‌باشد، ولی مشخص است که در توانهای پایین تر نیز مبدل دارای راندمان بالایی می‌باشد.





شکل (۸): نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی

- الف) ولتاژ و جریان سوئیچ S_1 (مقیاس جریان 7 A/div و ولتاژ 40 volts/div، مقیاس افقی 2μs/div)
 ب) ولتاژ و جریان سوئیچ S_2 (مقیاس جریان 7 A/div و ولتاژ 40 volts/div، مقیاس افقی 2μs/div)
 ج) جریان دیود D_1 (مقیاس جریان 2 A/div، مقیاس افقی 2μs/div)
 د) جریان دیود D_2 (مقیاس جریان 2 A/div، مقیاس افقی 2μs/div)



شکل (۹): مقایسه راندمان مبدل پیشنهادی با مبدل کلید زنی سخت

۲-۵- مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل های ارائه شده در سالهای اخیر

مبدل پیشنهادی با پنج مبدل جدید ارائه شده در سالهای اخیر از نظر مشخصات مهم مبدلها مقایسه گردیده است و نتایج در جدول ۲ نشان داده شده است. طبق نتایج مشخص شده در جدول ۲، مبدلهای مراجع [۱۸] و [۱۹] با اینکه مبدلهای بسیار افزاینده خوبی می باشند اما شرایط کلیدزنی نرم ندارند، از این رو راندمان این دو مبدل پایین می باشد. همچنین به علت عدم وجود کلیدزنی نرم که منجر به جهش های ناگهانی و تغییرات سریع ولتاژ و جریان سوئیچها می شود، نویز چنین مبدلهایی زیاد می باشد و در کاربردهای حساس به نویز محدودیت دارند. مبدل معرفی شده در [۱۷] تعداد سوئیچ و دیود کمی دارد اما راندمان این مبدل نسبت به مبدل



پیشنهادی پایینتر است. مبدلهای [۲۱] و [۲۲]، مبدلهای دو ورودی هستند که راندمان و بهره های ولتاژ خوبی هم دارند، اما مبدل [۲۱] استرس ولتاژ بالاتری روی سوئیچ دارد. مبدل [۲۲] تعداد المان بیشتری دارد و حجم مبدل بالا است، همچنین بهره ولتاژ این مبدل نسبت به مبدل پیشنهادی کمتر است. مبدل معرفی شده در [۲۰] راندمان بسیار خوبی دارد، همچنین استرس ولتاژ روی سوئیچ مبدل کم می‌باشد. اما این مبدل بهره پایینی نسبت به مبدل پیشنهادی دارد و در مبدل از سلفهای کوپل شده استفاده شده است که حجم مبدل افزایش یافته و جریان ورودی مبدل پله ای است. مبدل پیشنهادی با توجه به عدم استفاده از سلف کوپل شده حجم کمی دارد و در لحظه روشن شدن سوئیچ، شرایط کلید زنی نرم برای جریان سوئیچ فراهم شده و جریان به آرامی افزایش می‌یابد. همچنین در مبدل پیشنهادی بهره ولتاژ وابسته به تعداد شاخه های خازنی قرار داده شده می‌باشد که با اضافه کردن شاخه‌ها می‌توان به بهره های بسیار بالا نیز دست یافت. در مبدل پیشنهادی با قرار دادن یک مدار کلمپ ولتاژ، در لحظات خاموش شدن ولتاژ روی سطح پایینتری از ولتاژ خروجی کلمپ شده که استرس ولتاژ روی سوئیچ پایین می‌آید و استفاده از سوئیچهای با ولتاژ کمتر و قیمت پایینتر را میسر می‌کند. همچنین مبدل پیشنهادی در مقایسه با اکثر مبدلهای دیگر سوئیچ اضافه‌ای ندارد و با تعداد سوئیچ پایه برای دو ورودی کار می‌کند، که این امر منجر به سادگی طرح مدار کنترل می‌باشد، زیرا که هرچقدر تعداد سوئیچها افزایش یابد نیاز به تولید پالسهای فرمان بیشتری می‌باشد که مدار کنترل را پیچیده می‌کند.

جدول (۲): مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل های دیگر

مشخصات مبدل	تعداد سوئیچ	تعداد دیود	شرایط کلید زنی نرم	بهره ولتاژ	استرس ولتاژ روی سوئیچ	راندمان (درصد)
مبدل [۱۷]	۴	۴	تحت ولتاژ صفر	$\frac{2(2n+1)}{1-D}$	$\frac{V_{out}}{2(2n+1)}$	۹۳
مبدل [۱۸]	۶	۲	ندارد	$\frac{(3-d_1)}{(1-d_1)^2}$	$\frac{(2-d_1)}{(1-d_1)^2} V_1$	۸۵
مبدل [۱۹]	۵	۵	ندارد	$\frac{19(1-d)}{1+nD}$	$\frac{V_O}{3+d}$	۹۰
مبدل [۲۰]	۵	۵	تحت ولتاژ صفر	$\frac{1-D}{n_1+n_2}$	$\frac{V_{in}}{1-D}$	۹۸
مبدل [۲۱]	۲	۶	تحت جریان صفر	$\frac{1-2D}{n \left(\frac{V_{in1}}{1-D_1} + \frac{V_{in2}}{1-D_2} \right)}$	$\frac{V_{in2} + V_{in1}}{1-D_1 - D_2}$	۹۵/۵
مبدل [۲۲]	۲	۱۲	تحت ولتاژ صفر	$V_O = (N+1) \frac{V_{in}}{1-D}$	$\frac{V_{in}}{1-D}$	۹۶
مبدل پیشنهادی	۲	۸	تحت جریان صفر		$\frac{V_{in}}{1-D}$	۹۵/۵

۶- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل بسیار افزاینده جدید با کلید زنی نرم تحت جریان صفر ارائه گردید. مبدل پیشنهاد شده بر اساس خازن و دیود کار می‌کند و هیچ سلف کوپل شده ای ندارد، که حجم مبدل کم می‌باشد. همچنین مبدل پیشنهاد شده جریان ورودی پیوسته دارد. مبدل ارائه شده به صورت دو ورودی طراحی گردید، که مناسب برای استفاده در سیستم های تولید انرژی نو مانند سیستم خورشیدی و پسل سوختی می‌باشد که همزمان ورودی ها را دریافت کرده و خروجی مورد نیاز برای تولید برق را ایجاد نماید. مبدل پیشنهاد شده به طور کامل تحلیل و طراحی گردید و تست شبیه سازی همراه با نتایج آن، طراحی و تحلیل مبدل را اثبات نمود. شبیه سازی انجام شده بر روی مبدل در توان ۵۰۰ وات انجام شد، که در بار کامل راندمان مناسبی از مبدل بدست آمد.



- [1] B. Wang, Q. Kong, W. Liu and L. T. Yang, "On Efficient Utilization of Green Energy in Heterogeneous Cellular Networks," *IEEE Systems Journal*, vol. 11, no. 2, pp. 846–857, Jun 2017, doi: 10.1109/JSYST.2015.2427365.
- [2] Z. Tang, Y. Yang and F. Blaabjerg, "Power electronics: The enabling technology for renewable energy integration," *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 39–52, Jan 2022, doi: 10.17775/CSEEJPES.2021.02850.
- [3] M. A. Khan, A. Haque and V. S. B. Kurukuru, "Dynamic Voltage Support for Low-Voltage Ride-Through Operation in Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 2227–2237, Jun 2020, doi: 10.1109/TIA.2020.2974426.
- [4] A. Khalatbarisoltani, M. Kandidayeni, L. Boulon and X. Hu, "Power Allocation Strategy Based on Decentralized Convex Optimization in Modular Fuel Cell Systems for Vehicular Applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 12, pp. 14563–14574, Dec 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3028089.
- [5] N. Priyadarshi, S. Padmanaban, M. Sagar Bhaskar, F. Blaabjerg, J. B. Holm-Nielsen, F. Azam and A. K. Sharma, "A Hybrid Photovoltaic-Fuel Cell-Based Single-Stage Grid Integration with Lyapunov Control Scheme," *IEEE Systems Journal*, vol. 14, no. 3, pp. 3334–3342, Sept 2020, doi: 10.1109/JSYST.2019.2948899.
- [6] E. Amiri, R. R. Khorasani, E. Adib and A. Khoshkbar-Sadigh, "Multi-Input High Step-Up DC–DC Converter with Independent Control of Voltage and Power for Hybrid Renewable Energy Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 12, pp. 12079–12087, Dec 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.3047038.
- [7] K. Zaaskoufis and E. C. Tatakis, "Isolated ZVS-ZCS DC–DC High Step-Up Converter with Low-Ripple Input Current," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 464–480, Oct 2021, doi: 10.1109/JESTIE.2021.3063913.
- [8] J. Lee, M. Kim, S. Kim and S. Choi, "An Isolated Single-Switch ZCS Resonant Converter With High Step-Up Ratio," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 10, pp. 11555–11564, Oct 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3072647.
- [9] Ch. Shen and L. Chen, "Dual-Input Isolated Converter With Dual-Charge-Pump Cell for High Step-Up Voltage Ratio Achievement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 11, pp. 9383–9392, Nov 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2952793.
- [10] T. Shanthi, S. U. Prabha, K. Sundaramoorthy, "Non-Isolated n-Stage High Step-up DC-DC Converter for Low Voltage DC Source Integration," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 3, pp. 1625–1634, Sept 2021, doi: 10.1109/TEC.2021.3050421.
- [11] Sh. 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, Mar 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3163146.
- [12] M. Forouzes, 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5967–5982, July 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2746750.
- [13] S. B. Santra, D. Chatterjee, Y. P. Siwakoti and F. Blaabjerg, "Generalized Switch Current Stress Reduction Technique for Coupled-Inductor-Based Single-Switch High Step-Up Boost Converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 2, pp. 1863–1875, Apr 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2998487.
- [14] H. Lei, R. Hao, X. You and F. Li, "Nonisolated High Step-Up Soft-Switching DC–DC Converter with Interleaving and Dickson Switched-Capacitor Techniques," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2007–2020, Sept 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2958316.
- [15] Y. Zheng, W. Xie and K. M. Smedley, "A Family of Interleaved High Step-Up Converters with Diode–Capacitor Technique," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 1560–1570, Jun 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2907691.





- [16] Y. Ye, Sh. Chen and Y. Yi, "Switched-Capacitor and Coupled-Inductor-Based High Step-Up Converter With Improved Voltage Gain," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 754–764, Feb 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2971525.
- [17] H. Moradisizkoochi, N. Elsayad and O. A. Mohammed, "An Integrated Interleaved Ultrahigh Step-Up DC–DC Converter Using Dual Cross-Coupled Inductors with Built-In Input Current Balancing for Electric Vehicles," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 1, pp. 644–657, Mar 2020, doi: 10.1109/JESTPE.2019.2943301.
- [18] K. Varesi, S. H. Hosseini, M. Sabahi, E. Babaei, S. Saeidabadi and N. Vosoughi, "Design and Analysis of a Developed Multiport High Step-Up DC–DC Converter With Reduced Device Count and Normalized Peak Inverse Voltage on the Switches/Diodes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5464–5475, Jun 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2866492.
- [19] T. Jalilzadeh, N. Rostami, E. Babaei and S. H. Hosseini, "Multiport DC–DC Converter with Step-Up Capability and Reduced Voltage Stress on Switches/Diodes," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 11902–11915, Nov 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2982454.
- [20] R. Faraji and H. Farzanehfard, "Fully Soft-Switched Multiport DC–DC Converter with High Integration," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 1901–1908, Feb 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3010412.
- [21] Ch. Shen and L. Chen, "Dual-Input Isolated Converter With Dual-Charge-Pump Cell for High Step-Up Voltage Ratio Achievement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 11, pp. 9383–9392, Nov 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2952793.
- [22] B. Zhu, Q. Zeng, Y. Chen, Y. Zhao and S. Liu, "A Dual-Input High Step-Up DC/DC Converter With ZVT Auxiliary Circuit," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp. 161–169, Mar 2019, doi: 10.1109/TEC.2018.2876303.

زیر نویس‌ها

-
- ¹ Fuel cell systems
 - ² Hard switching
 - ³ Soft switching
 - ⁴ Zero current switching (ZCS)
 - ⁵ Zero voltage switching (ZVS)
 - ⁶ Zero voltage-Zero current switching (ZVZCS)

