



Technovations of Electrical Engineering in Green Energy System

Research Article

(2024) 3(2):1-16

An Isolated Bidirectional Converter with Zero Current Switching for Photovoltaic Applications

Abdulrahman Salim¹, M.Sc, Babak Keyvani^{2,3}, Assistant Professor¹Independent High Electoral Commission, Baghdad, Iraq²Department of Electrical Engineering, Broujen Branch, Islamic Azad University, Broujen, Iran³Energy Research Center, Shahrekord Branch, Islamic Azad University, Shahrekord, Iran

Abstract:

In this paper, a new isolated bidirectional converter is presented so that by using a new snubber without any additional switch, soft switching is provided for both main switches and the energy of the snubber circuit is transferred to the output. The number of proposed converter elements is low and its control is very simple because only one switch operates on each side and the other switch does not take command signal. One of its features is not using separate inductors in the snubber circuit and using the third coil for the snubber circuit. The performance of the proposed converter has been fully analyzed and simulated in PSPICE software, the results of which confirm the theoretical analysis of the converter. On the other hand, an 80W prototype has been made from it, and its practical results have been presented.

Keywords: Bidirectional converter, Isolation, Lossless snubbers, High efficiency.

Received: 20 October 2023

Revised: 09 January 2024

Accepted: 22 January 2024

Corresponding Author: Dr. Babak Keyvani, ba.keyvani.b@iau.ac.ir

DOI: <http://dx.doi.org/10.30486/tee ges.2024.1999301.1104>





مقاله پژوهشی

فناوری های نوین مهندسی برق در سیستم انرژی سبز

یک مبدل ایزوله دو طرفه با کلیدزنی در جریان صفر برای سیستم های فتوولتائیک

عبدالرحمان سالم^۱، کارشناسی ارشد، بابک کیوانی^{۲،۳}، استادیار

۱- بخش مهندسی کمیسیون مستقل انتخابات، بغداد، عراق

۲- دانشکده مهندسی برق، واحد بروجن، دانشگاه آزاد اسلامی، بروجن، ایران

۳- مرکز تحقیقات انرژی، واحد شهرکرد، دانشگاه آزاد اسلامی، شهرکرد، ایران

چکیده: در این مقاله یک مبدل دوطرفه جدید ایزوله ارائه شده بطوری که با استفاده از یک اسنابر جدید بدون سویچ اضافی، کلیدزنی نرم برای هر دو سویچ اصلی فراهم شده و انرژی مدار اسنابر به خروجی منتقل می گردد. تعداد المان مبدل پیشنهادی پایین است و کنترل آن به علت اینکه در هر طرف تنها یک سویچ عمل می کند و سویچ دیگر فرمان نمی گیرد، بسیار ساده است. یکی از ویژگی های آن عدم استفاده از سلف های جداگانه در مدار اسنابر و استفاده از سیم پیچ سوم برای مدار اسنابر می باشد. عملکرد مبدل پیشنهادی به طور کامل تحلیل گردیده و در نرم افزار PSPICE شبیه سازی شده است که نتایج آن تحلیل تئوریک مبدل را تایید می کند. از طرفی یک نمونه ۸۰ وات از آن ساخته شده است که نتایج عملی آن ارائه شده است.

واژه های کلیدی: مبدل دو طرفه، ایزوله، اسنابرها بدون تلفات، راندمان بالا

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۷/۲۸

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۲/۱۰/۱۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱۱/۰۲

نویسنده ی مسئول: دکتر بابک کیوانی، ba.keyvani.b@iau.ac.ir

DOI: <http://dx.doi.org/10.30486/teeges.2024.1999301.1104>

امروزه تولید انرژی الکتریکی فتوولتائیک به دلیل در دسترس بودن، عدم انتشار گازهای گلخانه‌ای و قابل استفاده به عنوان منابع مستقل بسیار مورد توجه هستند [۱-۳]. انرژی الکتریکی تولید شده توسط رشته‌های فتوولتائیک از طریق مبدل‌هایی که نقش ادوات واسط را بر عهده دارند در اختیار مصرف کننده قرار می‌گیرد. یکی از مشکلات اصلی رشته‌های فتوولتائیک بازده کم آنها (بین ۱۰٪ تا ۲۱٪) به علت تغییرات ولتاژ و جریان خروجی آنها است. شرایط محیطی از قبیل تابش و دما و همچنین بار خروجی در تغییرات ولتاژ و جریان خروجی سیستم‌های فتوولتائیک تاثیر دارند. با تغییر شرایط محیطی نقطه حداکثر توان در منحنی‌های مشخصه P-V و I-V آرایه‌های فتوولتائیک تغییر می‌کند. در [۴-۸] طراحی، پیاده سازی و کنترل دو نوع سیستم تولیدکننده انرژی الکتریکی فتوولتائیک ارائه شده است.

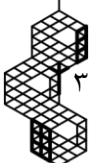
در مبدل های DC-DC دوطرفه به منظور کاهش حجم المان‌ها، هزینه و وزن، باید فرکانس کلیدزنی^۱ را افزایش داد [۹-۱۱]. اما به دلیل اینکه سوئیچ‌ها نمی‌توانند به سرعت تغییر وضعیت دهند و در لحظات کلیدزنی ولتاژ و جریان در ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها ایجاد می‌شود، تلفات کلیدزنی بالایی به مبدل تحمیل می‌شود. از این رو با افزایش فرکانس کلیدزنی تلفات بالایی به مبدل تحمیل می‌شود. همچنین عامل اصلی ایجاد نویز در مدارات، تغییرات ناگهانی ولتاژ یا جریان می‌باشد که با افزایش فرکانس کلیدزنی این نویز نیز بالا می‌رود [۱۲]. لازم به ذکر است که در مبدل‌های دوطرفه^۲ با کلیدزنی سخت^۳، سوئیچ‌های مبدل برای انتقال توان در دو جهت افزایش می‌یابد، بنابراین در مبدل‌های دوطرفه نسبت به مبدل‌های یک طرفه تلفات کلیدزنی بیشتر می‌باشد. به همین دلیل استفاده از تکنیک‌های سویچینگ نرم بسیار موثر است. یکی از این تکنیک‌ها استفاده از مدار کلمپ فعال است. این مدار با یک سویچ اضافه و یک خازن کلمپ نه تنها شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر^۴ را فراهم می‌کند بلکه انرژی سلف نشستی ترانس را نیز جذب می‌نماید [۱۳، ۱۴]. با این حال جریان گردشی بالا در مدار کمکی و تلفات ضریب وظیفه^۵ از مشکلات این مدارها می‌باشد. روش دیگر استفاده از مدارهای گذار نرم نیز مدارهای ZVT و ZCT می‌باشد که با استفاده از المان‌های رزونانسی شرایط کلیدزنی نرم را در لحظات کلیدزنی سویچ‌ها فراهم می‌کنند ولی پیچیدگی عملکرد مبدل و مدار کنترل در این مدارها بالا است [۱۵-۲۰]. یک روش متداول دیگر استفاده از اسنابرهای بدون تلفات است که بدون استفاده از سویچ اضافه، شرایط کلیدزنی نرم برای سویچ‌ها فراهم می‌گردد ولی استرس^۶ ولتاژ و جریان اضافه به سویچ‌ها تحمیل می‌شود.

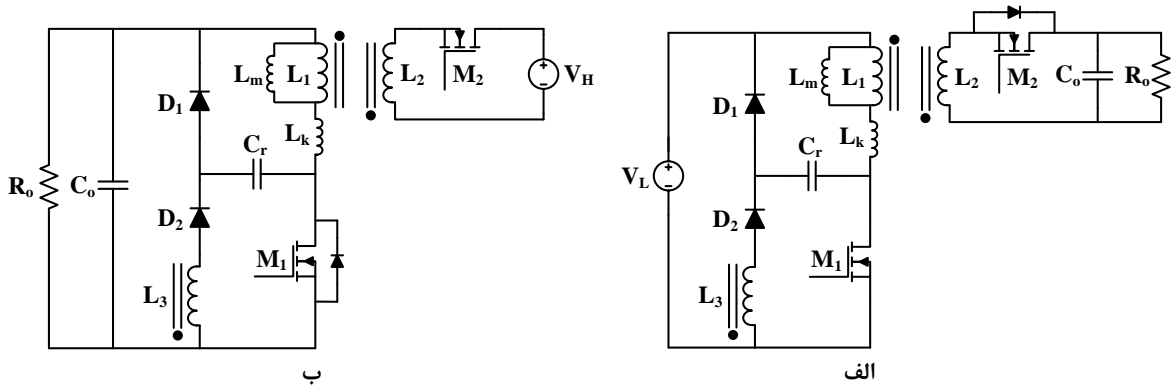
در این مقاله یک مبدل دو طرفه ایزوله از نوع فلای‌بک آرایه گردیده است که از اسنابر غیرتلفاتی^۷ ابتکاری برای ایجاد شرایط کلیدزنی در جریان صفر^۸ استفاده نموده است و با حداقل المان، شرایط کلیدزنی نرم را برای کلیه المان‌های نیمه هادی فراهم کرده است. لذا راندمان مبدل به نحو موثری افزایش یافته است.

ابتدا در بخش ۲ مبدل دوطرفه پیشنهادی توصیف و عملکرد آن در دو حالت افزایشده و کاهشده بررسی می‌گردد. سپس مبدل پیشنهادی در بخش ۳ بطور کامل تحلیل شده و بهره و استرس المان‌های آن آرایه گردیده است. همچنین برای اثبات درستی تحلیل‌های انجام شده نتایج شبیه‌سازی و عملی مدار در بخش ۴ آورده شده است. در بخش ۵ نیز راندمان مبدل در دو حالت افزایشده و کاهشده آرایه شده و در نهایت در بخش ۶ مبدل پیشنهادی با مبدلهای مشابه پیشین مقایسه گردیده است.

۲- توصیف مبدل دو طرفه پیشنهادی

مبدل دو طرفه پیشنهادی دارای دو سوئیچ M_1 و M_2 در طرف ولتاژ پایین و ولتاژ بالا می‌باشد. همچنین یک ترانسفورمر سه سیم پیچ- L_3 L_2 - L_1 است که L_1 و L_2 برای افزایش ولتاژ و ایزولاسیون و سیم پیچ سوم L_3 برای کمک به کلیدزنی نرم سوئیچ استفاده می‌شود. ترانس با سلف L_m و L_k که به ترتیب سلف‌های مغناطیس‌کننده و سلف نشستی هستند مدل شده است. مدار کمکی دارای خازن C_1 ، دیودهای D_1 و D_2 می‌باشد که انرژی مدار کمکی به طور مناسب به طرف ولتاژ پایین منتقل می‌شود. در هر دو طرف ولتاژ پایین و ولتاژ بالا یک خازن تعبیه شده است. شکل (۱- الف) مدار در حالت افزایشده و شکل (۱- ب) مدار در حالت کاهشده را نشان می‌دهد.





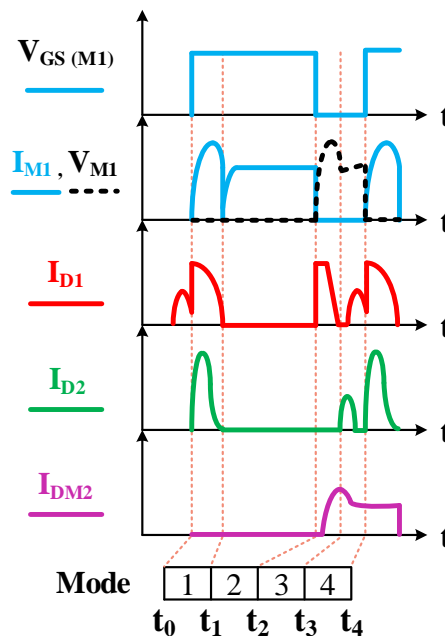
شکل (۱): مبدل دو طرفه پیشنهادی الف-مدار در حالت افزایشنده ب- مدار در حالت کاهشنده

۱-۲- عملکرد مبدل دو طرفه پیشنهادی

مبدل دو طرفه پیشنهادی دارای دو حالت است. حالت افزایشنده و حالت کاهشنده و هر کدام از حالت‌ها دارای ۴ وضعیت عملکردی در یک سیکل کلیدزنی می‌باشند که هر کدام به صورت مجزا توضیح داده می‌شود. برای سادگی تحلیل در دو حالت، خازن‌های ورودی و خروجی بزرگ فرض گردیده و ولتاژ آنها در طول سیکل ثابت فرض می‌گردد. همچنین المان‌ها ایده‌آل فرض شده و از پارامترهای پارازیتی آنها صرف نظر شده است. جریان سلف مغناطیس کنندگی نیز در یک سیکل به علت مقدار بزرگ آن ثابت فرض می‌شود.

۱-۱-۲- عملکرد حالت افزایشنده

شکل (۲) شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی در این حالت را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، در این حالت کلید M_1 پالس دریافت می‌کند و کلید M_2 پالس دریافت نمی‌کند و دیود بدنه آن عمل می‌کند. مدار معادل وضعیت‌های مبدل در حالت افزایشنده در شکل (۳) نشان داده شده است.



شکل (۲): شکل موج‌های کلیدی مبدل دو طرفه پیشنهادی در حالت افزایشنده

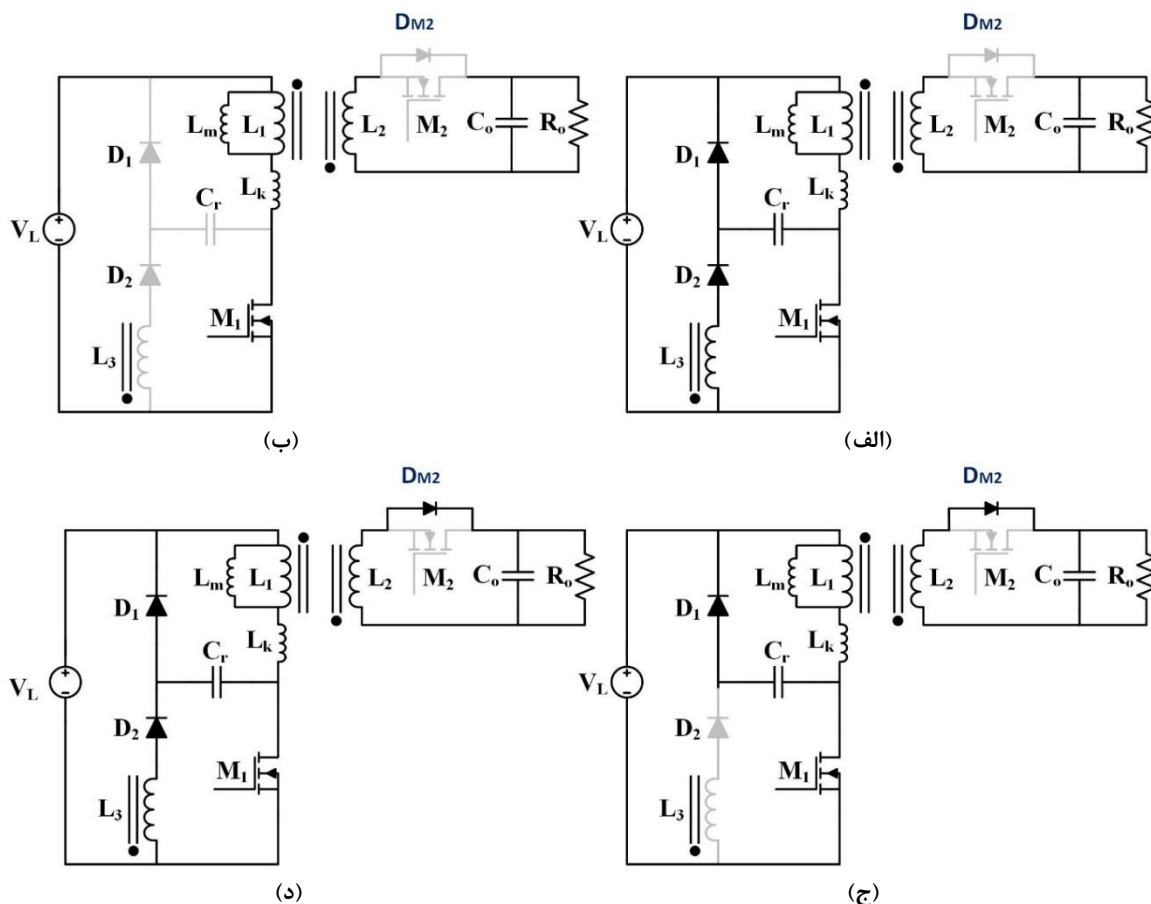
وضعیت اول: این وضعیت با روشن شدن M_1 آغاز می‌شود و جریان M_1 با شیب افزایش می‌یابد زیرا یک رزونانس بین L_3 و C_1 از مسیر M_1 و D_2 اتفاق می‌افتد. پس از نیم سیکل جریان D_2 صفر شده و این وضعیت پایان می‌پذیرد.



وضعیت دوم: با خاموش شدن دیود D_2 تحت شرایط ZC جریان سوئیچ M_1 مقدار ثابت I_{Lm} شده، از طرفی دیود بدنه M_2 نیز خاموش است و C_0 جریان بار را تأمین می‌کند. این وضعیت با خاموش شدن M_1 پایان می‌پذیرد.

وضعیت سوم: با خاموش شدن M_1 دیود D_1 روشن شده و انرژی سلف ناشی از طریق خازن C_r و D_1 به ورودی منتقل می‌شود. در واقع یک رزونانس بین C_r و L_k اتفاق می‌افتد.

وضعیت چهارم: با اتمام انرژی سلف ناشی از دیود D_1 ، ZC خاموش و دیود D_2 روشن می‌شود و انرژی L_3 از طریق D_1 و D_2 به ورودی منتقل می‌شود. از طرفی دیود بدنه M_2 نیز روشن بوده و انرژی سلف مغناطیس‌کنندگی را به خروجی منتقل می‌نماید. این وضعیت با روشن شدن M_1 پایان می‌پذیرد.



شکل (۳): مدار معادل مبدل پیشنهادی در هر وضعیت در حالت افزایشنده الف-وضعیت اول ب-وضعیت دوم ج-وضعیت سوم د-وضعیت چهارم

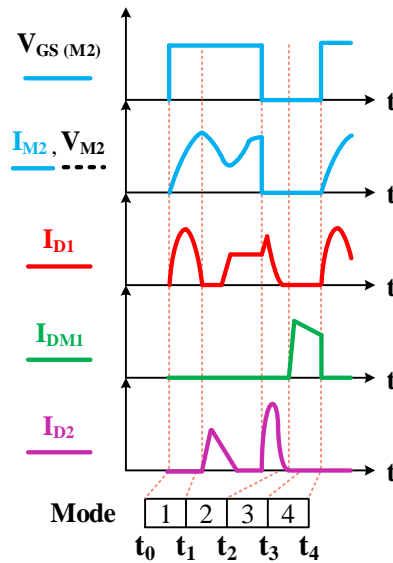
۲-۱-۲- عملکرد مبدل در حالت کاهنده

شکل موج‌های مبدل پیشنهادی در حالت کاهنده در شکل (۴) نشان داده شده است. مبدل در این حالت نیز ۴ وضعیت عملکرد دارد. در این حالت M_1 بدون پالس و M_2 پالس دریافت می‌کند. مدار معادل وضعیت‌های مبدل در حالت کاهنده در شکل (۵) نشان داده شده است.

وضعیت اول: این وضعیت با روشن شدن M_2 آغاز و جریان سوئیچ بخاطر وجود سلف ناشی سری با سوئیچ M_2 با شیب افزایش یافته، بنابراین روشن شدن M_2 به صورت ZC می‌باشد. در این حالت D_1 نیز روشن شده و خازن C_r رزونانسی توسط L_k شارژ می‌شود. با شارژ کامل C_r این وضعیت پایان می‌پذیرد.

وضعیت دوم: این وضعیت با خاموش شدن D_1 تحت شرایط ZC آغاز گشته، دیود D_2 نیز هدایت می‌کند و سلف L_m شارژ می‌شود تا انرژی L_3 تمام گردیده و D_2 نیز در پایان این وضعیت خاموش شود.





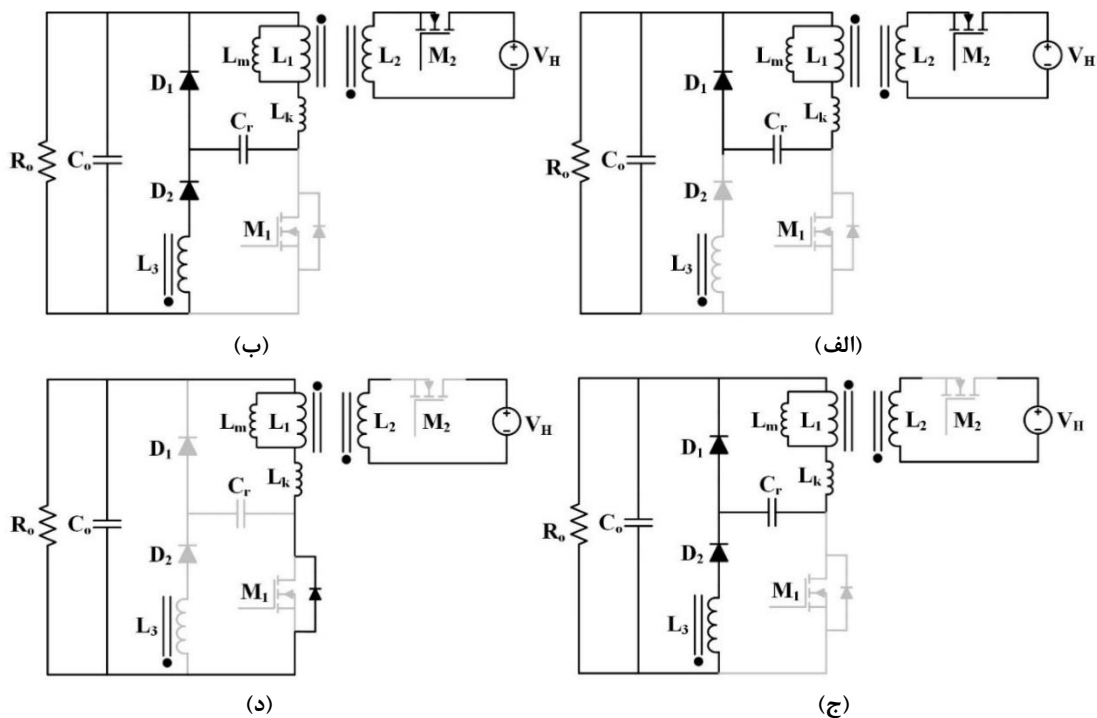
شکل (۴): شکل موجهای کلیدی مبدل دوطرفه پیشنهادی در حالت کاهنده

وضعیت سوم: با خاموش شدن M_2 ، دیود بدنه M_1 و D_1 و D_2 روشن شده و انرژی سلف L_m و خازن C_r از طریق این دیودها به خروجی منتقل می‌شود.

وضعیت چهارم: در این وضعیت انرژی خازن C_r تمام شده و دیودهای D_1 و D_2 خاموش و مدار مثل یک مبدل فلای یک متداول عمل کرده و انرژی سلف مغناطیس کننده دربار تخلیه می‌شود. با روشن شدن M_2 این وضعیت به پایان می‌رسد.

۳- آنالیز مبدل پیشنهادی

مبدل دو طرفه پیشنهادی یک مبدل پایه فلای یک با یک مدار کمکی است، لذا بهره آن شبیه مبدل فلای یک می‌باشد. در این بخش بهره ولتاژ و استرس ولتاژ المان‌ها محاسبه می‌گردد.



شکل (۵): مدار معادل مبدل پیشنهادی در هر وضعیت در حالت کاهنده الف-وضعیت اول ب-وضعیت دوم ج-وضعیت سوم د-وضعیت چهارم

۳-۱- بهره ولتاژ مبدل

با نوشتن بالانس ولت ثانیه روی سلف L_m داریم:

$$V_L D T + \left(\frac{-V_H}{n}\right) (1 - D) T = 0 \quad (1)$$

$$\frac{V_H}{V_L} = \frac{n D_H}{1 - D_H} \quad (2)$$

در حالت کاهنده

$$-\frac{V_H}{n} D_L T + V_L (1 - D_L) T = 0 \quad (3)$$

$$\frac{V_L}{V_H} = \frac{D_L}{(1 - D_L) n} \quad (4)$$

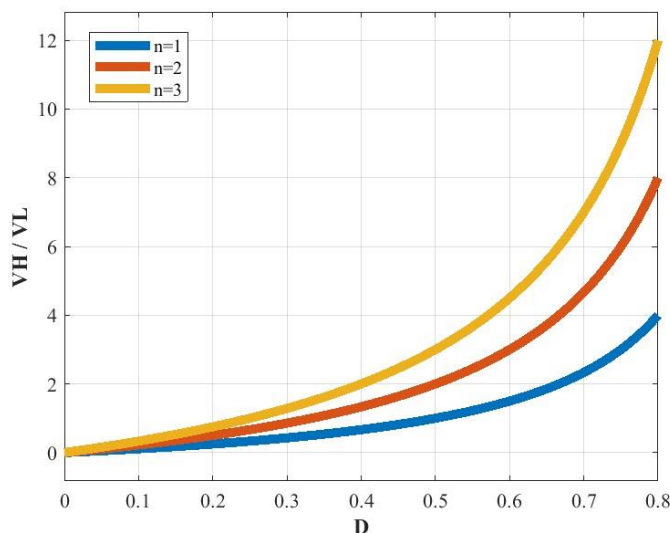
بدر نظر گرفتن اثر سلف نشتی ضریب تزویج نیز وارد رابطه بهره گردیده و رابطه بهره مطابق زیر می‌گردد.

$$\frac{V_H}{V_L} = \frac{K n D_H}{1 - D_H} \quad (5)$$

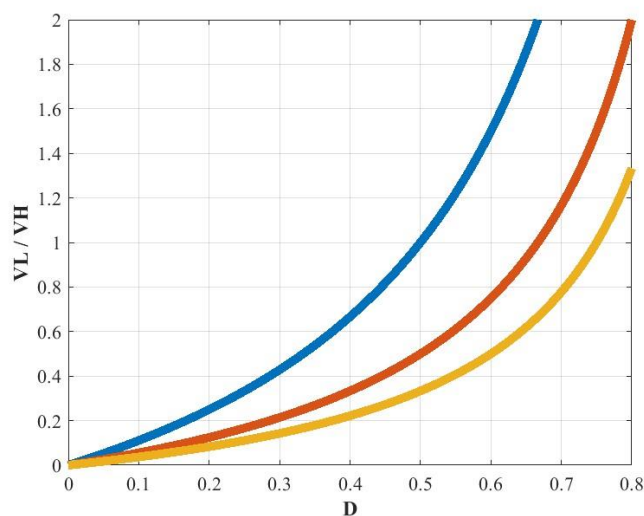
$$\frac{V_L}{V_H} = \frac{K D_L}{(1 - D_L) n} \quad (6)$$

$$K = \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (7)$$

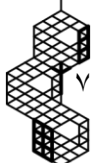
شکلهای (۶) و (۷) به ترتیب نمودار بهره ولتاژ مبدل دوطرفه پیشنهادی را در حالت افزایشده و کاهنده نشان می‌دهد.

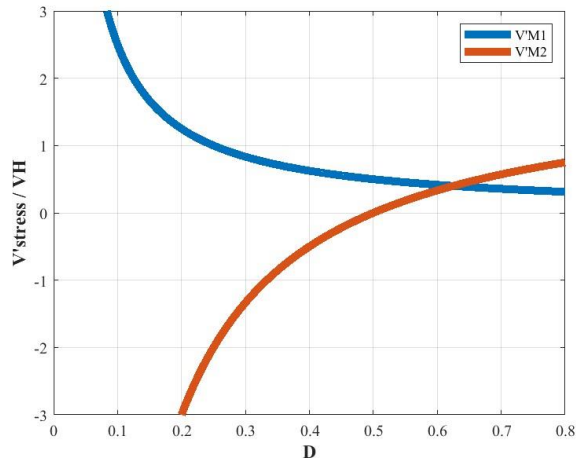


شکل (۶): نمودار بهره ولتاژ مبدل دوطرفه پیشنهادی در حالت افزایشده



شکل (۷): نمودار بهره ولتاژ مبدل دوطرفه پیشنهادی در حالت کاهنده





شکل (۸): نمودار استرس ولتاژ سویچ‌های مبدل دو طرفه پیشنهادی

۳-۲- استرس ولتاژ

به راحتی استرس ولتاژ دوسر سویچ‌های M_1 و M_2 مطابق روابط زیر به دست می‌آید زیرا دو سویچ به صورت مکمل عمل می‌کنند. شکل (۸) نمودار استرس ولتاژ نرمالیزه شده سویچ‌های مبدل دو طرفه پیشنهادی برحسب ولتاژ بالا نشان می‌دهد.

$$V_{M1} = V_L + \frac{V_H}{n} \quad (۸)$$

$$V_L = \frac{(1-D_H)V_H}{nD_H}, \quad V_{M1} = \frac{V_H}{nD_H} \quad (۹)$$

$$V_{M2} = V_H - nV_L \quad (۱۰)$$

$$V_{M2} = \frac{2D_L - 1}{D_L} V_H \quad (۱۱)$$

۴- نتایج شبیه‌سازی و عملی مبدل دو طرفه پیشنهادی

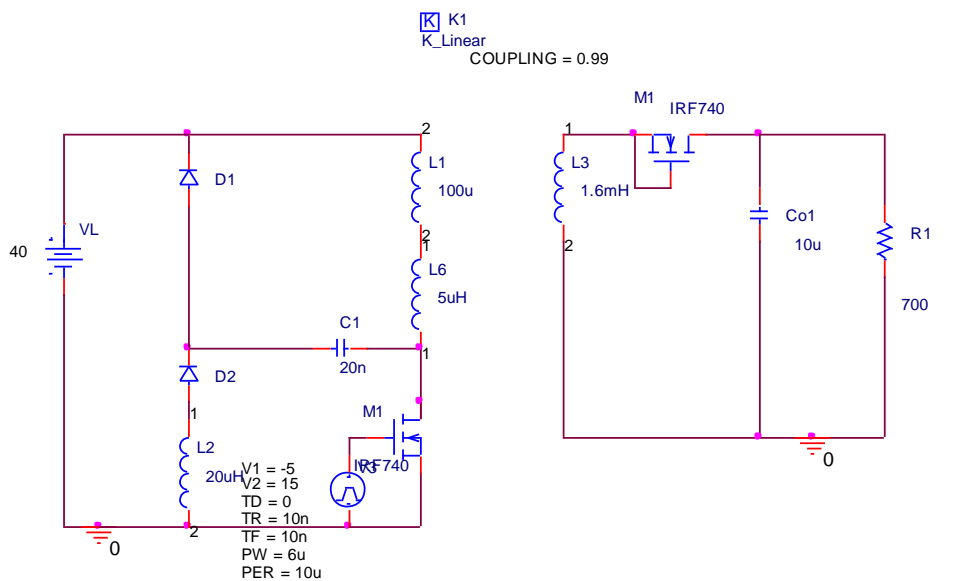
برای اثبات درستی تحلیل‌های مبدل پیشنهادی، مبدل پیشنهادی برای ولتاژ خروجی ۱۲۵ ولت، ولتاژ ورودی ۴۸ ولت و در توان ۸۰ وات در نرم افزار PSpice شبیه‌سازی گردیده است. در جدول (۱) مشخصات المان‌های طراحی شده آورده شده است. همچنین شماتیک مبدل دو طرفه پیشنهادی شبیه‌سازی شده در دو حالت افزایشده و کاهنده در شکل (۹) نشان داده شده است و نتایج شبیه‌سازی در هر دو حالت افزایشده و کاهنده در شکل‌های (۱۰) تا (۱۵) نشان داده شده است. در شکل (۱۰) شکل موج جریان و ولتاژ شبیه‌سازی سویچ M_1 در حالت افزایشده نشان داده شده است. همانطور که در این شکل مشخص است، جریان در لحظه روشن شدن سویچ با شیب بالا می‌رود و شرایط کلیدزنی در جریان صفر برای آن فراهم است. از طرفی ولتاژ نیز در زمان خاموش شدن سویچ با شیب بالا می‌رود که نشان دهنده کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سویچ است. شکل (۱۱) شکل موج‌های جریان دیودهای D_1 و D_2 می‌باشند. همانطور که مشاهده می‌گردد به خاطر کاهش جریان با شیب در لحظه خاموش شدن دیودها، خاموش شدن آنها بصورت ZC بوده و مشکل بازبایی معکوس ندارند. لذا تلفات هدایتی بالایی نیز ندارند. شکل موج ولتاژ و جریان دیود بدنه M_2 در شکل (۱۲) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد شرایط ZC برای آن فراهم است. شکل (۱۳) شکل موج جریان و ولتاژ شبیه‌سازی شده سویچ M_2 در حالت کاهنده را نشان می‌دهد. مشخص است که این سویچ هم بصورت ZCS روشن و بصورت ZVS خاموش می‌گردد. همچنین شکل موج‌های جریان دیودهای D_1 و D_2 و دیود بدنه سویچ M_1 به ترتیب در شکل‌های (۱۴) و (۱۵) آورده شده است که همگی بصورت ZC خاموش می‌شوند و مشکل بازبایی معکوس ندارند. در شکل (۱۶) تصویر مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده ارایه شده است. در شکل (۱۷) شکل موج‌های ولتاژ و جریان عملی سویچ M_1 و دیودهای D_1 و D_2 را در حالت افزایشده نشان می‌دهد که تحلیل‌های تئوری مدار را تایید



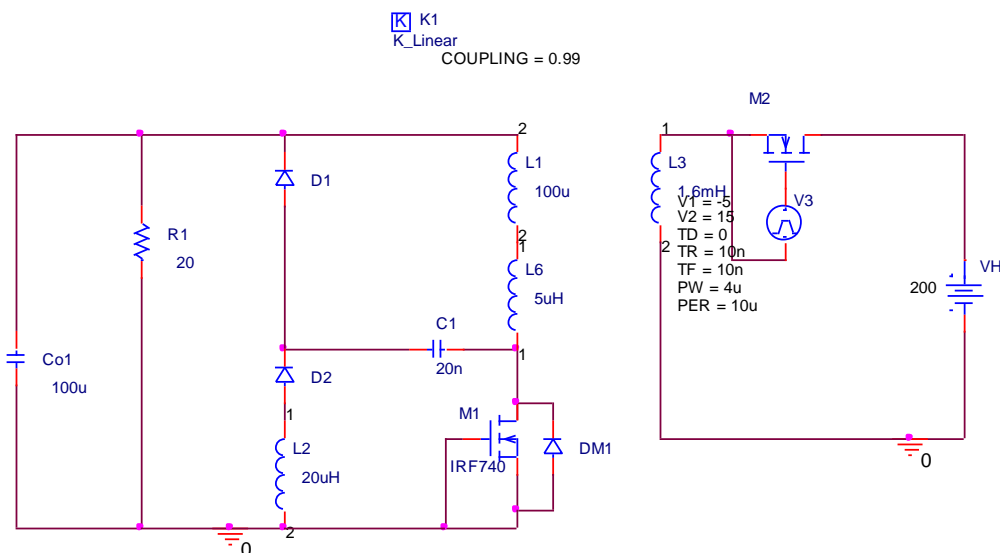
می‌نماید. شکل (۱۸) نیز شکل موج‌های ولتاژ و جریان عملی سویچ M_2 و دیودهای D_1 و D_2 را در حالت کاهنده نشان می‌دهد. علت نوسانات ناخواسته در شکل (۱۷) الف و (۱۸) الف رزونانس خازن سویچ با سلف نشستی ترانسفورمر می‌باشد.

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

مقدار/نام قطعه	المان‌ها/ مشخصات	مقدار/نام قطعه	المان‌ها/ مشخصات
V_{in}	40V	L_k	$5\mu H$
V_o	200V	C_1	20nF
Power switch	IRF740	C_o	$10\mu F$
L_1, L_2	100-20 μH	P_o	80W
Turns ratio=N	4	f_s	100kHz



الف

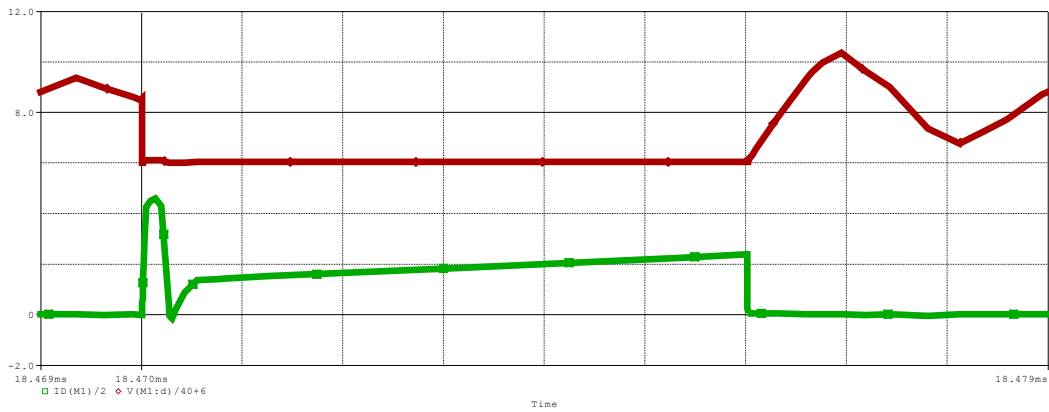


ب

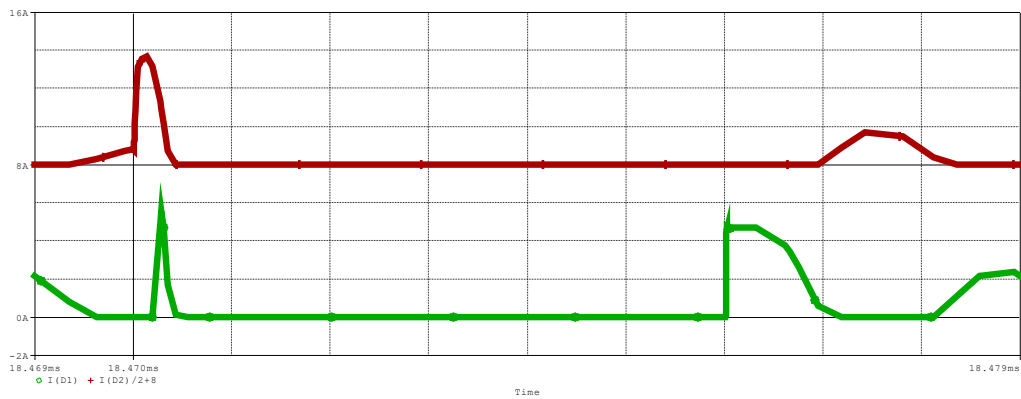
شکل (۹): شماتیک مبدل شبیه‌سازی شده دوطرفه پیشنهادی در نرم افزار PSPICE

الف-حالت افزایشنده ب-حالت کاهنده

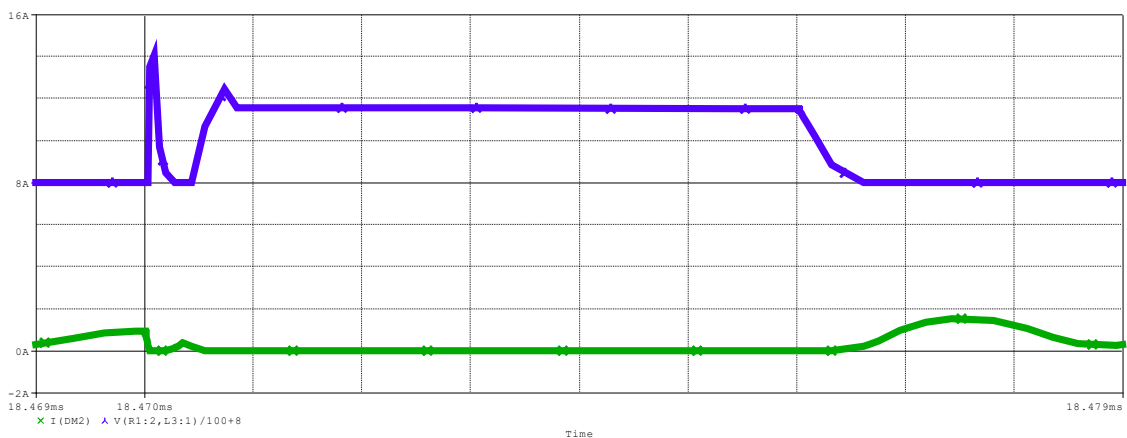




شکل (۱۰): شکل موج جریان (پایین) و ولتاژ (بالا) سوئیچ M_1 مبدل شبیه‌سازی شده در حالت افزایشده در مقیاس $(1\mu\text{s}/\text{div}, 2\text{A}/\text{div}, 100\text{V}/\text{div})$

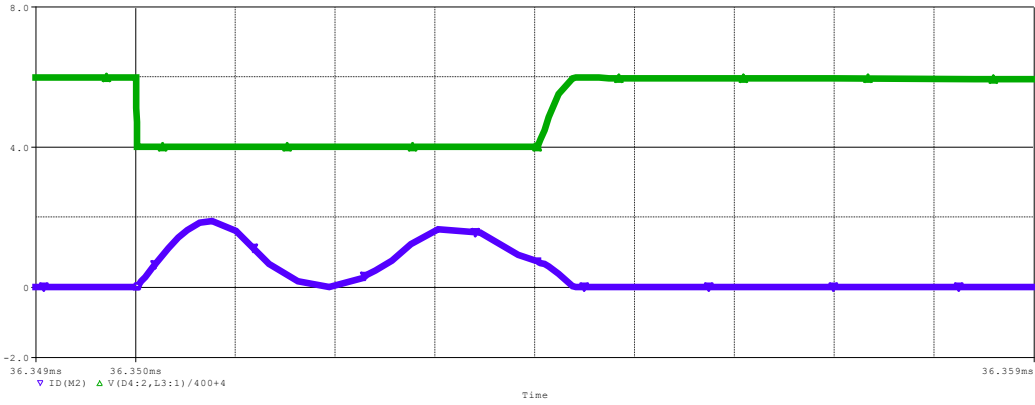


شکل (۱۱): شکل موج جریان دیودهای D_1 (پایین) و D_2 (بالا) مبدل شبیه‌سازی شده در حالت افزایشده در مقیاس $(1\mu\text{s}/\text{div}, 2\text{A}/\text{div})$

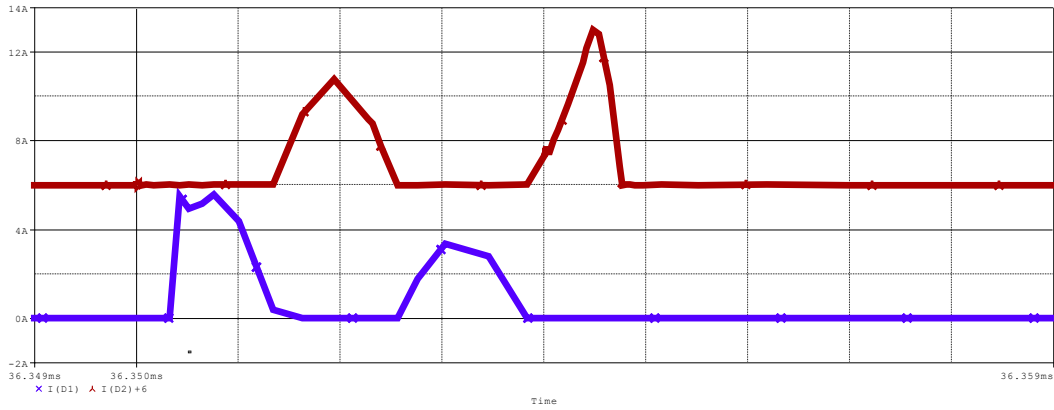


شکل (۱۲): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) دیود بدنه M_2 مبدل شبیه‌سازی شده در حالت افزایشده در مقیاس $(1\mu\text{s}/\text{div}, 2\text{A}/\text{div}, 100\text{V}/\text{div})$

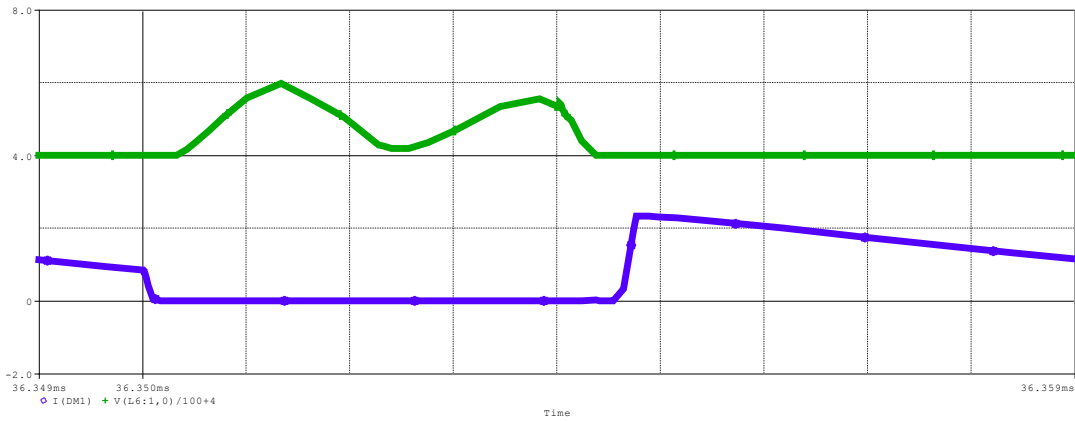




شکل (۱۳): شکل موج جریان (پایین) و ولتاژ (بالا) سوئیچ M_2 مبدل شبیه‌سازی شده در حالت کاهنده در مقیاس (1 μ s/div, 2A/div, 200V/div)



شکل (۱۴): شکل موج جریان دیودهای D_1 (پایین) و D_2 (بالا) مبدل شبیه‌سازی شده در حالت کاهنده در مقیاس (1 μ s/div, 2A/div)

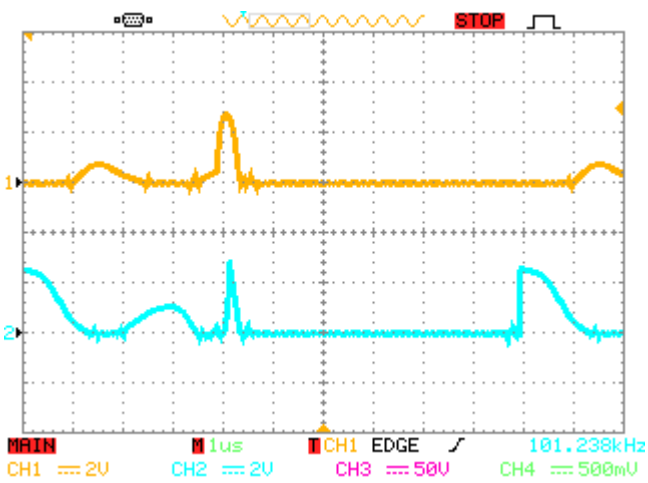


شکل (۱۵): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) دیود بدنه M_1 مبدل شبیه‌سازی شده در حالت کاهنده در مقیاس (1 μ s/div, 2A/div, 100V/div)

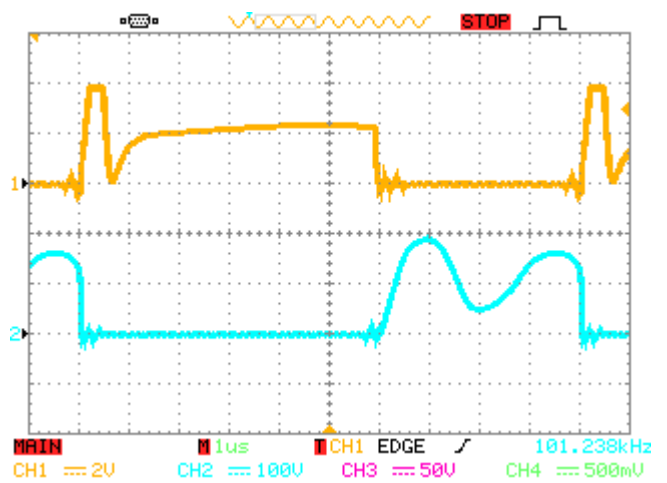




شکل (۱۶): تصویر مبدل دو طرفه پیاده سازی شده

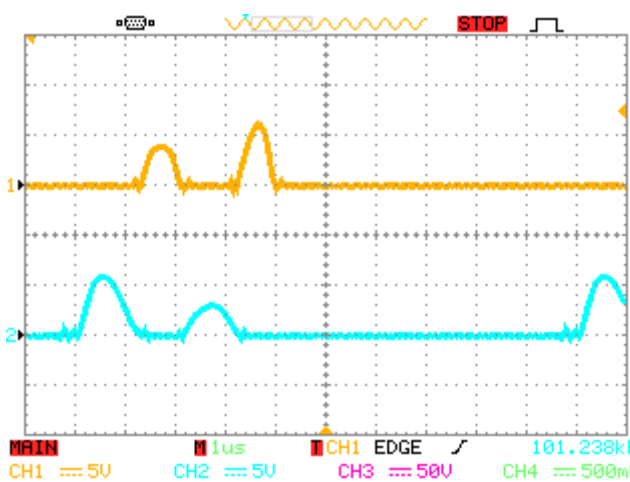


ب

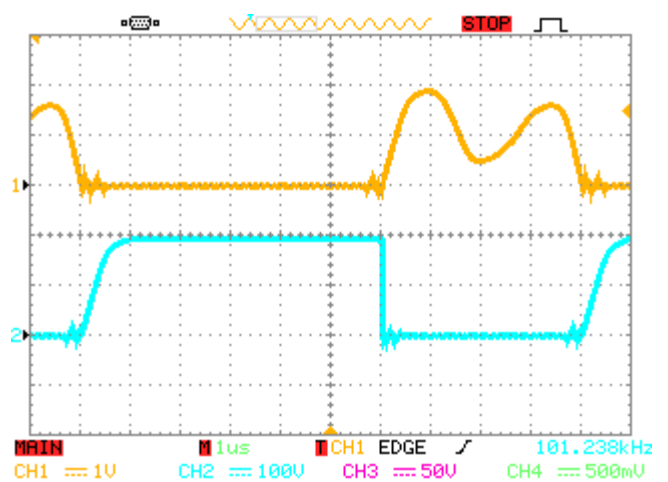


الف

شکل (۱۷): نتایج عملی مبدل دوطرفه پیشنهادی در حالت افزایشده
الف: کلید M_1 جریان (بالا) و ولتاژ (پایین). ب: جریان دیودهای D_2 (بالا) و D_1 (پایین))



ب

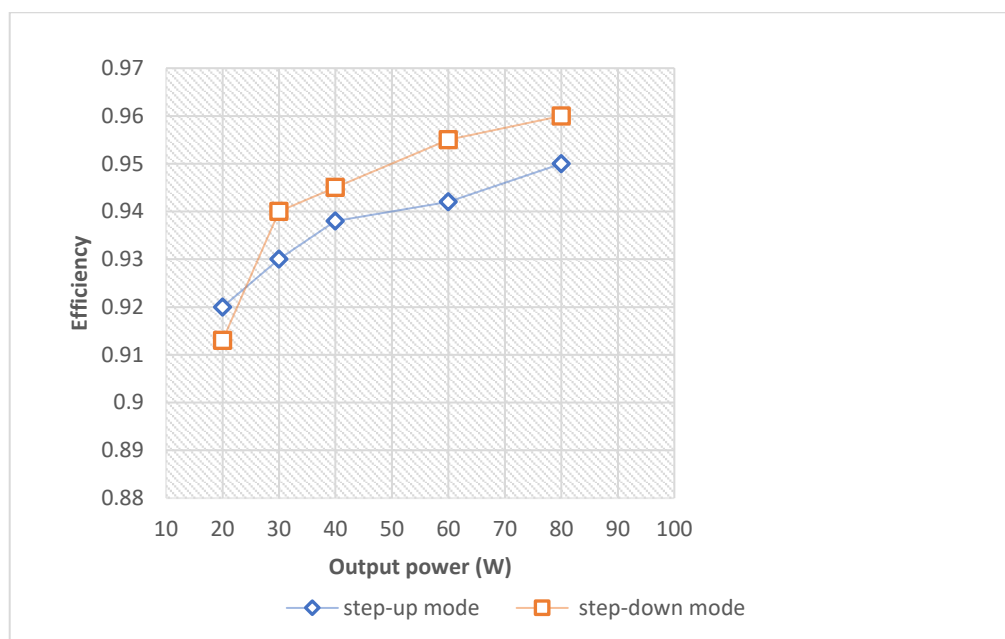


الف

شکل (۱۸): نتایج عملی مبدل دوطرفه پیشنهادی در حالت کاهشده
الف: کلید M_2 جریان (بالا) و ولتاژ (پایین). ب: جریان دیودهای D_2 (بالا) و D_1 (پایین))

۵- مقایسه راندمان مبدل دو طرفه پیشنهادی در دو حالت بسیار افزایشده و بسیار کاهشده

در شکل (۱۹) راندمان مبدل پیشنهادی در هر دو حالت افزایشده و کاهشده نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد در بار کامل، بهترین راندمان حاصل شده است و با توجه به جریان گردشی در مدار کمکی با کاهش توان از راندمان مبدل در دو حالت کاسته شده است. همچنین مشاهده می‌گردد که راندمان مبدل در حالت کاهشده بالاتر از حالت افزایشده می‌باشد که ناشی از سطح بالاتر جریان در سویچ M_1 است. همانطور که مشخص است راندمان مبدل در حالت کاهشده بالاتر است زیرا سطح جریان ورودی در این حالت پایین‌تر از جریان ورودی در حالت افزایشده است و به همین دلیل تلفات هدایتی سویچ در این حالت کمتر است.



شکل (۱۹): نمودار بازده مبدل دو طرفه پیشنهادی در هر دو حالت بسیار افزایشده و بسیار کاهشده

۶- تحلیل تلفات مبدل در حالت کاهشده

در این بخش تلفات مبدل پیشنهادی بصورت تئوری تحلیل می‌شود. برای محاسبه تلفات، تلفات المان‌های نیمه هادی، تلفات هدایتی ماسفت‌ها و دیودها، تلفات هدایتی سلف‌های کوپل شده و تلفات هدایتی خازن‌ها محاسبه شده است. به دلیل ایجاد شرایط کلیدزنی نرم تحت شرایط ZCS برای هر دو سویچ مبدل، تلفات کلیدزنی صفر می‌باشد. همچنین، مقدار تلفات هسته آنقدر کم است که می‌توان از آن صرف نظر کرد. تلفات هدایتی سویچ‌ها به عواملی همچون مقاومت درین-سورس سویچ و جریان موثر آنها وابسته است. بنابراین کل تلفات سویچ‌های قدرت مبدل پیشنهادی برابر با تلفات هدایتی سویچ بوده که به صورت زیر محاسبه شده است:

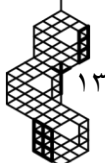
$$P_{Conduction'sw} = R_{DS}(I_{RMS'M2}^2) = (0.55)(0.37^2) = 0.07W \quad (12)$$

تلفات هدایتی دیودها به مقدار افت ولتاژ دیود در بایاس مستقیم و متوسط جریان آنها بستگی دارد. که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$P_{Conduction'Diodes} = (V_f I_{avg'D1} + V_f I_{avg'D2} + V_f I_{avg'DM1}) \\ = 1.2 * (0.37 + 0.31 + 1.1) = 2.14W \quad (13)$$

همچنین تلفات هدایتی سلف‌ها با توجه به مقاومت آنها در نظر گرفته شده است. البته سلف‌های رزونانس مدار کمکی L_{a1} و L_{a2} به خاطر مقدار ناچیزشان دارای مقاومت بسیار کوچک هستند که از آن صرف نظر می‌گردد. تلفات سلف‌ها به صورت زیر به دست آمده است:

$$P_{Conduction'Inductors} = R_{L1} I_{RMS'L1}^2 + R_{L2} I_{RMS'L2}^2 + R_{L3} I_{RMS'L3}^2 \\ = (1.5 * 0.13 + .4 * 0.13 + 1.2 * 0.08) = 0.34W \quad (14)$$





برای محاسبه تلفات خازن‌ها نیز، به مقدار مقاومت هر خازن و جریان موثر آن نیاز داریم که به خاطر ناچیز بودن مقاوت خازن‌های پلی‌استر اسنابر از آنها صرف نظر می‌گردد و فقط خازنهای الکتrolیتی خروجی در نظر گرفته می‌شود:

$$P_{Capacitors} = R_{C1} I_{RMS'Co1}^2 + R_{C2} I_{RMS'Co2}^2 = 0.18 + 0.21 = 0.39W \quad (15)$$

$$P_{loss}(total) = P_{Conduction'Sw} + P_{Conduction'Diodes} + P_{Conduction'Inductors} + P_{Capacitors} \\ = 0.07 + 2.14 + 0.34 + 0.39 = 2.94W \quad (16)$$

با توجه به محاسبات بالا، کل تلفات قدرت محاسبه شده مبدل پیشنهادی $2/94W$ برای توان خروجی 80 وات می‌باشد. بنابراین مبدل پیشنهادی از نظر تئوری در حالت کاهنده دارای بازده $96/3$ درصد می‌باشد.

۷- مقایسه مبدل دو طرفه پیشنهادی با مبدل‌های مشابه پیشین

در جدول (۲) مبدل دو طرفه پیشنهادی با مبدل‌های دوطرفه پیشین از نظر تعداد سویچ، تعداد سلف کوپل شده، تعداد المان و نوع کلیدزنی نرم مقایسه گشته است. همانطور که از جدول مشخص است مبدل پیشنهادی کمترین تعداد المان را دارد. تعداد سویچ آن نیز مینیمم است. از نظر نوع کلیدزنی مبدل‌های [۱۱] و [۱۲] بهتر هستند چون تلفات روشن شدن خازنی ندارند ولی تعداد سویچ و پیچیدگی عملکرد در آنها بالا است.

جدول (۲): مبدل دو طرفه پیشنهادی با مبدل‌های دوطرفه پیشین

نوع کلیدزنی نرم	تعداد سلف تزویج شده	تعداد سویچ	تعداد المان	
ZC	۳	d۲	۱۱	[۸]
ZC	۲	۲	۱۲	[۹]
ZV	۱	۴	۹	[۱۱]
ZV	۰	۳	۱۱	[۱۲]
ZC	۱	۲	۸	مبدل پیشنهادی

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل دوطرفه ایزوله جدید معرفی گردید. این مبدل به خاطر داشتن تعداد المان پایین بدون سلف تزویج شده اضافی در مدار کمکی دارای تلفات هدایتی پایین است. شرایط کلیدزنی نرم برای سویچ‌ها فراهم شده و مدار کنترل ساده است. بنابراین مزایای مبدل ارائه شده را می‌توان به صورت زیر دسته‌بندی نمود.

- ایجاد شرایط ZCS برای روشن شدن سویچ‌ها و ZVS برای خاموش شدن آنها و در نتیجه کاهش تلفات کلیدزنی
 - خاموش شدن دیودهای بدنه به صورت ZCS و در نتیجه حل مشکل بازیابی معکوس
 - انتقال انرژی مدار کمکی به بار در هر دو حالت افزایش یافته و کاهنده
 - عدم نیاز به ضریب وظیفه بسیار کوچک یا بسیار بزرگ به خاطر وجود ترانسفورمر
 - جذب انرژی سلف نشستی در خازن‌های مدار اسنابر
 - شناور نبودن سوریس سویچ‌ها
 - داشتن حداقل المان کمکی ممکن در مبدل دوطرفه پیشنهادی و در نتیجه افزایش چگالی توان
 - کنترل PWM مبدل پیشنهادی تنها یک سویچ در هر حالت و در نتیجه سادگی پیاده‌سازی مدار کنترل
- همچنین از نقاط ضعف مبدل می‌توان به استرس جریان سویچ‌ها به خاطر رزونانس اشاره نمود.



نویسندگان مقاله از آزمایشگاه الکترونیک قدرت دانشگاه آزاد اسلامی اصفهان (خوراسگان) که در زمینه گرفتن تست‌های عملی مساعدت کامل داشتند، کمال سپاسگزاری و قدردانی را دارند.

مراجع

- [1] R. K. Kanaparathi, J. P. Singh and M. S. Ballal, "A review on multi-port bidirectional isolated and non-isolated DC-DC converters for renewable applications," *2022 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Jaipur, India*, pp. 1-6, 2022, doi: 10.1109/PEDES56012.2022.10080049.
- [2] M. Uno and K. Sugiyama, "Switched capacitor converter based multiport converter integrating bidirectional PWM and series-resonant converters for standalone photovoltaic systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1394-1406, Feb. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2828984.
- [3] M. Delshad, A. T. Harchegani, M. Karimi and M. Mahdavi, "A new ZVT multi-input converter for hybrid sources systems," *2016 International Conference on Applied Electronics (AE), Pilsen, Czech Republic*, pp. 61-64, 2016, doi: 10.1109/AE.2016.7577242.
- [4] M. Delshad and H. Farzanehfard, "A soft switching flyback current-fed push pull dc-dc Converter with active clamp circuit," *2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference, Johor Bahru, Malaysia*, 2008, pp. 203-207, doi: 10.1109/PECON.2008.4762471.
- [5] I.O. Lee and G.W. Moon, "Soft-switching dc-dc converter with a full ZVS range and reduced output filter for high-voltage applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.28, no. 1, pp. 112-122, Jan. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2199520.
- [6] H. Cai, J. Xiang, and W. Wei, "Modelling, analysis and control design of a two-stage photovoltaic generation system," *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 8, pp. 1195-1203, 2016, doi: 10.1049/iet-rpg.2015.0514
- [7] C. Yao, X. Ruan, X. Wang, and C. K. Tse, "Isolated buck-boost dc/dc converters suitable for wide input-voltage range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2599-2613, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2112672.
- [8] 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.
- [9] G. Moschopoulos, "Bidirectional and dual active bridge converters, in dc-dc converter topologies: basic to advanced," *IEEE*, 2024, pp.369-390, doi: 10.1002/9781119612490.ch16.
- [10] A. Iranpour Mobarakeh, R. Sadeghi, H. Saghafi Esfahani, and M. Delshad, "Optimal planning and operation of energy hub by considering demand response algorithms and uncertainties based on problem-solving approach in discrete and continuous space," *Electric Power Systems Research*, vol. 214, Part A, 108859, ISSN 0378-7796, 2023, doi: 10.1016/j.epsr.2022.108859.
- [11] A. Belizario, J. C. Colque and J. L. Azcue, "A review of topologies, principles of operation, and modulation strategies for bidirectional LLC resonant converters," *2023 15th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), São Bernardo do Campo, Brazil*, pp. 293-300, 2023, doi: 10.1109/INDUSCON58041.2023.10374577.
- [12] S. P. Gautam, M. K. Barwar, L. K. Sahu, S. Mohanty, S. K. Dash and K. M. Muttaqi, "A bidirectional single capacitor unit-based hybrid T-type converter topology with sensor-less voltage balancing capabilities," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 71, no. 1, pp. 443-453, Jan. 2024, doi: 10.1109/TCSI.2023.3331035.
- [13] H. Ardi, A. Ajami, F. Kardan, and S. N. Avilagh, "Analysis and implementation of a nonisolated bidirectional DC-DC converter with high voltage gain," *IEEE Trans. Indust. Electron.*, vol. 63, no. 8, pp. 4878-4888, 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2552139.
- [14] H. Ardi, R. R. Ahrabi, and S. N. Ravadanegh "Non-isolated bidirectional DC-DC converter analysis and implementation," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 12, pp. 3033-3044, 2014, doi: 10.1049/iet-pel.2013.0898
- [15] B. L. Narasimharaju, S. P. Dubey, and S.P. Singh, "Design and analysis of coupled inductor bidirectional dc-dc convertor for high-voltage diversity applications," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 7, pp. 998-1007, Aug. 2012, doi: 10.1049/iet-pel.2011.0141.
- [16] M. Delshad and H. Farzanehfard, "A new isolated bidirectional buck-boost PWM converter," *2010 1st Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, Iran*, 2010, pp. 41-45, doi: 10.1109/PEDSTC.2010.5471860.





- [17] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, L. Sh. Yang, C. Y. Wu, and W. S. Liu, "High-conversion-ratio bidirectional dc-dc converter with coupled inductor," *IEEE Trans. Indust. Electron.*, 2014, vol. 61, no. 1, pp. 210–222, 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2244541.
- [18] E. Babaei, Z. Saadatizadeh, and S. Laali, "A new topology of bidirectional buck-boost dc/dc converter with capability of soft switching and input current ripple cancellation," *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, vol. 12, no. 2, pp. 134-146, June 2016, doi: 10.22068/IJEEE.12.2.134.
- [19] E. Babaei, Z. Saadatizadeh, and C. Cecati, "High step-up high step-down bidirectional dc/dc converter," *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 12, pp. 1556-1571, 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2016.0977.
- [20] M. Delshad; N. Asadi and M. R. Amini, "Implementation of soft-switching bidirectional flyback converter without auxiliary switch," *IET Power Electronics*, vol. 6, no.9, pp.1884-1891., 2013, doi: 10.1049/iet-pel.2012.0472.

زیرنویس‌ها

-
- ¹ Switching frequency
 - ² Bidirectional converter
 - ³ Hard switching
 - ⁴ Zero Voltage Switching (ZVS)
 - ⁵ Duty cycle
 - ⁶ Stress
 - ⁷ Lossless snubber
 - ⁸ Zero Current Switching (ZCS)

