

ارائه و ساخت یک مبدل DC-DC بسیار افزایشنده شبه Z-Source با کلیدزنی نرم و استرس ولتاژ کم برای قطعات نیمه هادی

بهزاد قیصری^۱ محمد حسین ارشادی^۲

۱- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق- واحد خمینی شهر- دانشگاه آزاد اسلامی- خمینی شهر- ایران

gheisari@iaukhsh.ac.ir

۲- استادیار- دانشکده مهندسی برق- واحد خمینی شهر- دانشگاه آزاد اسلامی- خمینی شهر- ایران

ershadi@iaukhsh.ac.ir

چکیده: یک مبدل جدید بسیار افزایشنده در این مقاله ارائه شده است. در مبدل پیشنهادی از یک ساختار شبه Z-Source استفاده شده و با استفاده از تکنیک افزایش بهره با استفاده از سلف های تزویج، بهره ولتاژ مبدل بهبود داده شده است. همچنین این روش موجب کاهش تنش ولتاژ کلید قدرت مبدل نیز شده است. برای برقراری کلیدزنی نرم در مبدل پیشنهادی نیز از یک روش کلیدزنی نرم استفاده شده که تنها نیاز به یک سلف تزویج شده با سلف های مبدل، یک کلید و یک دیود کمکی دارد. از منظر اندازه رپیل جریان ورودی نیز در مبدل ارائه شده، جریان ورودی مشابه با مبدل بوست پایه پیوسته می باشد. یکی دیگر از ویژگی های مبدل ارائه شده در این مقاله مشترک بودن زمین ورودی و خروجی مبدل می باشد. در این مقاله، ابتدا سایر مبدل های بسیار افزایشنده ارائه شده در مقالات توضیح داده می شوند. سپس مبدل پیشنهادی ارائه می گردد و نحوه عملکرد آن به همراه روابط صحیح طراحی قطعات آن ذکر می شود. در ادامه نتایج ساخت مبدل پیشنهادی برای راستی آزمایی عملکرد این مبدل، گزارش می شود.

واژه های کلیدی: مبدل بوست، مبدل منبع زد، مبدل شبه منبع زد

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.61186/jiaeee.21.2.1

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۲/۲۰

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۲/۰۴/۱۷

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۵/۱۴

نام نویسنده ی مسئول: دکتر محمد حسین ارشادی

نشانی نویسنده ی مسئول: ایران - خمینی شهر - خیابان منظریه - دانشگاه آزاد اسلامی واحد خمینی شهر - دانشکده ی فنی مهندسی

۱- مقدمه

شرایط کلیدزنی نرم می‌توان از مدارهای کمکی کلیدزنی نرم در این مبدل استفاده نمود.

در این مقاله، مبدل شبه Z-Source به عنوان یک ساختار پایه انتخاب شده است و سعی شده است تا با استفاده از روشهای افزایش بهره و همچنین استفاده از روشهای کلیدزنی نرم در آن، مشخصات مبدل بهبود داده شود. در مبدل شبه Z-Source جریان ورودی پیوسته می‌باشد و زمین ورودی و خروجی مبدل مشترک می‌باشد که در مبدل پیشنهادی سعی شده است تا این مزایا حفظ شود. علاوه بر مزایای خود مبدل شبه Z-source، در مبدل پیشنهادی بهره ولتاژ مبدل بسیار بزرگتر از مبدل شبه Z-Source می‌باشد و تنش ولتاژ قطعات نیمه هادی استفاده شده در آن بسیار کمتر شده است. همچنین در مبدل پیشنهادی برای برقراری شرایط کلیدزنی نرم از یک مدار کمکی استفاده شده است و بنابراین کلیدزنی همه قطعات نیمه هادی در مبدل به صورت نرم انجام می‌شود و کلید کمکی نیز در شرایط نزدیک به کلیدزنی در جریان صفر روشن می‌شود و در شرایط کلیدزنی در جریان صفر خاموش می‌گردد. تنش ولتاژ کلید کمکی نیز در حدود تنش ولتاژ کلید اصلی مبدل می‌باشد. نوآوری اصلی مقاله در کاهش استرس ولتاژ سوئیچها و بکارگیری کلیدزنی نرم می‌باشد.

در بخش دوم ویژگی‌های بیان شده برای مبدل پیشنهادی ابتدا به صورت تئوری اثبات می‌شوند و سپس روابط طراحی قطعات مبدل پیشنهادی ارائه می‌شود. در بخش سوم بعد از بررسی مبدل پیشنهادی به صورت تئوری، یک نمونه از آن برای تبدیل ولتاژ ورودی ۴۰V به ولتاژ خروجی ۴۰۰V در سطح توان نامی ۲۰۰W و با فرکانس کلیدزنی ۱۰kHz طراحی می‌شود. در بخش چهارم گزارش ساخت یک نمونه از مبدل پیشنهادی با مشخصات طراحی شده که برای بررسی صحت آنالیزهای انجام شده و همچنین بررسی عملی بودن ایده پیشنهادی، ساخته شده است، گزارش می‌شود. در بخش پنجم نتیجه‌گیری ارائه می‌گردد.

۲- مبدل پیشنهادی

در شکل (۱) مدار مبدل شبه زد-سورس اصلاح شده پیشنهادی مشخص شده است. در این مبدل سلف L_{11} ، L_{12} و L_{13} دارای تزویج می‌باشند. در این مدار قطعات L_1 ، C_1 ، D_1 ، L_{11} ، C_2 ، D_2 ، C_01 و S_1 مربوط به مبدل شبه زد سورس می‌باشد. قطعات L_{12} ، C_3 ، D_3 ، D_4 و C_{02} که در کادر مشخص شده‌اند مربوط به مدار کمکی افزایش دهنده بهره ولتاژ و در واقع کاهش دهنده استرس ولتاژ کلید مبدل می‌باشد. همچنین قطعات C_s ، L_{13} ، D_a و S_a مربوط به مدار کمکی فراهم کننده شرایط کلیدزنی نرم برای کلید اصلی مبدل، تخلیه خازن خروجی کلید اصلی قبل از روشن شدن آن و برطرف کننده مسئله بازبایی معکوس برای دیود D_2 می‌باشند.

به دلیل وجود سلفهای تزویج سری با دیودهای مبدل، جریان بازبایی معکوس در دیودها بسیار ناچیز می‌باشد و در واقع تلفات بازبایی

امروزه مبدل‌های الکترونیک قدرت نقش بسیار مهمی را در سیستم‌های انرژی تجدید پذیر ایفا می‌کند [۱-۳]. همچنین، مبدل‌های الکترونیک قدرت در کاربردهای دیگری نظیر مدارهای اصلاح ضریب توان، خودروهای الکتریکی هیبرید و صنایع هوایی-فضایی به صورت گسترده استفاده می‌شوند [۴-۶]. در یک دسته بندی کلی می‌توان مبدل‌های الکترونیک قدرت را به مبدل‌های DC-DC، مبدل‌های AC-DC و مبدل‌های AC-AC دسته‌بندی نمود. در برخی از کاربردها، نیاز به یک بهره ولتاژ بسیار بالا وجود دارد. در این کاربردها اگرچه می‌توان از مبدل‌های ایزوله استفاده نمود و با افزایش نسبت دور ترانسفورمر مبدل، بهره‌های ولتاژ بالا را ایجاد نمود، اما تعداد قطعات بالای مورد نیاز (مخصوصاً تعداد کلیدها) و مشکلات ناشی از انرژی سلف نشستی و همچنین بازدهی پایین این مبدل‌ها در کاربردهای بهره بالا، باعث می‌شود استفاده از مدارهای ایزوله توجه پذیر نباشد [۷]. در این کاربردها معمولاً از مبدل‌های DC-DC پایه استفاده می‌شود و با استفاده از روشهای افزایش بهره، بهره ولتاژ مورد نیاز به دست می‌آید.

مبدل Z-Source یکی دیگر از مبدل‌های الکترونیک قدرت می‌باشد که قابلیت افزایش ولتاژ را دارد. در این مبدل بهره ولتاژ نسبت به مبدل‌های بوست و سپیک بسیار بهتر می‌باشد ولی در این مبدل نیز مشکلاتی وجود دارد. مشکل اول این مبدل، محدود بودن ضریب وظیفه کاری آن می‌باشد که عملاً مبدل تنها برای ضریب وظیفه‌های زیر نیم دارای بهره ولتاژ مثبت و عملکرد صحیح می‌باشد. مشکل دیگر آن، تنش ولتاژ قطعات نیمه هادی در آن است که برابر با ولتاژ خروجی است و بنابراین مشکل تلفات کلیدزنی بالا در کاربردهای بهره بالا در این مبدل نیز وجود دارد. در این مبدل زمین ورودی و خروجی مجزا می‌باشند که این قضیه منجر به محدود شدن کاربرد این مبدل می‌شود ولی مشکل حادثتر این مبدل، پالسی بودن جریان ورودی این مبدل می‌باشد که با توجه به کم بودن سطح ولتاژ ورودی، عملاً طراحی فیلتر مناسب برای کاهش ریبیل جریان ورودی در مبدل مشکل می‌شود. بنابراین با توجه به اینکه بسیاری از منابع انرژی تجدیدپذیر نسبت به ریبیل جریان ورودی حساس می‌باشند، استفاده از این مبدل به این صورت مناسب نمی‌باشد.

برای برطرف کردن مشکلات مبدل Z-Source، مبدل شبه Z-Source ارائه شده است که در آن بهره ولتاژ و تنش ولتاژ قطعات نیمه هادی مشابه با مبدل Z-Source می‌باشد ولی جریان ورودی در مبدل پیوسته می‌باشد و زمین ورودی و خروجی مشترک می‌باشد [۸]. در صورتی که در این مبدل، تنش ولتاژ کلیدها کاهش یابد و شرایط کلیدزنی نرم در آن برقرار شود، به ساختار مناسبی برای کاربردهای بسیار افزایش دهنده تبدیل می‌شود. برای کاهش تنش ولتاژ در مبدل شبه زد-سورس، می‌توان بهره ولتاژ مبدل را افزایش داد و برای برقراری

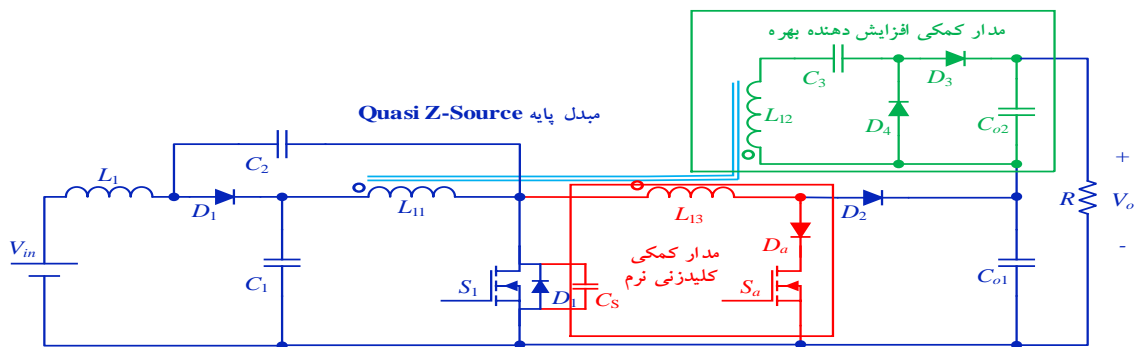
می‌باشند و ریپل ولتاژ آنها در یک دوره کلیدزنی قابل اغماض می‌باشد.

- فرض می‌شود که اندازه سلف L_1 به اندازه کافی بزرگ می‌باشد و این مبدل در یک دوره کلیدزنی به صورت حالت جریان پیوسته عمل می‌کند.
- سلف‌های تزویج مبدل یعنی L_{11} ، L_{12} و L_{13} به صورت نشان داده شده در شکل (۲) با یک سلف مغناطیس‌کنندگی L_m ، یک سلف نشستی L_{lk1} و سه سیم‌پیچ ایده آن n_1 ، n_2 و n_3 مدل می‌گردند.
- قطعات مبدل نیز به صورت ایده‌آل در نظر گرفته می‌شود و در واقع المان‌های پارازیتی آنها در رفتار کلی مبدل تاثیر چندانی ندارد.

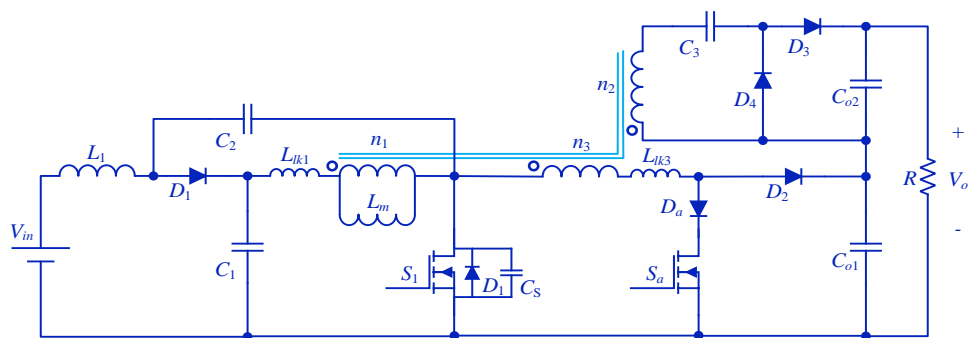
معکوس در دیودها وجود ندارد. در این مبدل کلید اصلی به صورت کلیدزنی در ولتاژ و جریان صفر روشن می‌شود و به صورت کلیدزنی در ولتاژ صفر خاموش می‌گردد. همچنین کلید کمکی مبدل به صورت کلیدزنی در جریان تقریباً صفر روشن و به صورت کلیدزنی در جریان صفر خاموش می‌شود.

به منظور دستیابی به درک درستی از مشخصات و ویژگی‌های مدار پیشنهادی، ابتدا باید رفتار مبدل پیشنهادی در یک دوره کامل کلیدزنی در حالت دائمی و پایدار عملکرد توصیف شود. برای توصیف رفتار مدار پیشنهادی ابتدا فرض‌هایی جهت ساده‌سازی در نظر گرفته می‌شود.

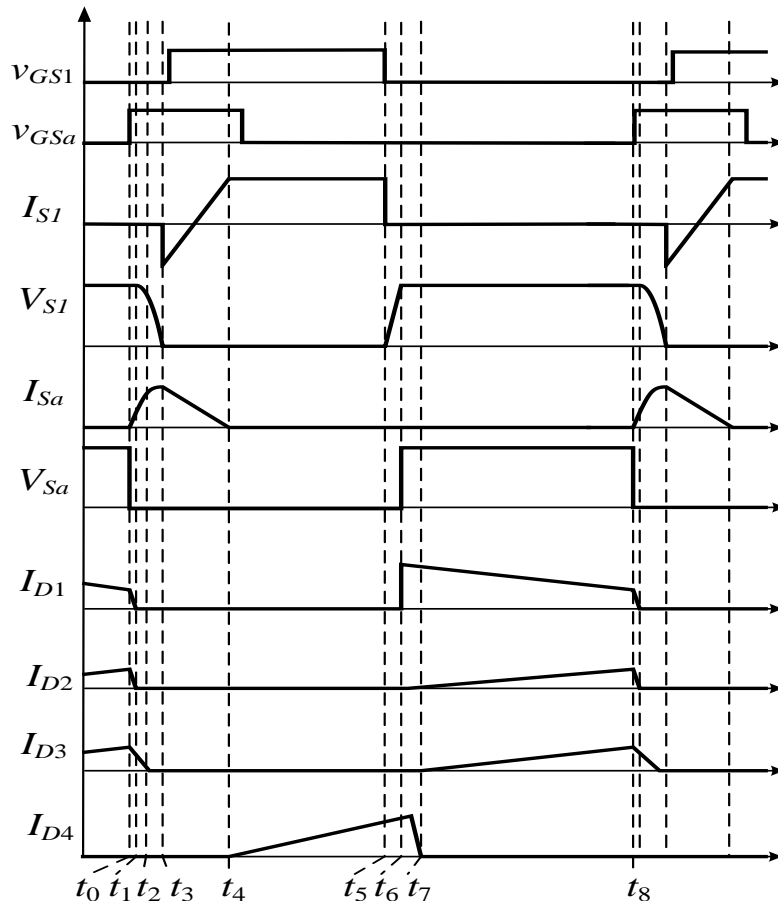
- اولاً فرض می‌شود که مدار حالت پایدار عملکرد خود می‌باشد و برای این منظور ولتاژهای خروجی و ورودی مبدل ثابت در نظر گرفته می‌شوند.
- برای ثابت در نظر گرفتن ولتاژهای خروجی و ورودی مبدل فرض می‌شود که اندازه خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_{o1} و C_{o2} به اندازه کافی بزرگ



شکل (۱): مدار مبدل شبه Z-source بهبود یافته پیشنهادی



شکل (۲): مبدل پیشنهادی با مدل سلف‌های تزویج



شکل (۳): شکل موج های توصیف کننده جریان و ولتاژ قطعات از لحاظ تئوری

$$I_{Lk3}(t) = I_{Lk3}(t_0) + \frac{V_{C1} + V_{C2} + N_3 V_{C2} \frac{L_m}{L_m + L_{k1}}}{L_{k3}} (t - t_0) \quad (1)$$

$$I_{D1}(t) = I_{L1} - I_{Lk3}(t) \quad (2)$$

به دلیل پیوسته بودن جریان سلفهای L_1 و L_m و بزرگ بودن اندازه آنها، مقدار جریان آنها در یک سیکل کلیدزنی ثابت و به ترتیب برابر I_{L1} و I_{Lm} در نظر گرفته می شود. همچنین در رابطه بالا n_3 برابر است با:

$$N_3 = \frac{n_3}{n_1} \quad (3)$$

۲-۲- حالت دوم $[t_1-t_2]$

با خاموش شدن دیود D_1 ، مبدل وارد حالت دوم می شود. در این حالت، به دلیل اینکه دیود D_1 خاموش است ولتاژ دو سر کلید S_1 می تواند کاهش یابد. بنابراین ولتاژ خازن C_s طی یک روزنانس با سلف L_{k3} شروع به کاهش می کند و جریان سلف L_{k3} نیز در حین این روزنانس افزایش می یابد. با توجه به افزایش جریان در سلف L_{k3} و در

با در نظر گرفتن فرض های بیان شده، مبدل در یک دوره کلیدزنی دارای ۸ مرحله مختلف می باشد که مبدل در یک سیکل کلیدزنی از مرحله اول شروع می کنند و به ترتیب با طی مراحل مختلف به مرحله آخر می رسد. شکل جریان و ولتاژ قطعات مهم مبدل پیشنهادی در یک دوره کلیدزنی در شکل (۳) ترسیم شده است. با توجه به این شکل، کلید کمکی S_a قبل از روشن شدن کلید اصلی مبدل روشن می شود تا بتواند شرایط کلیدزنی نرم را برای این کلید فراهم کند و جریان این کلید بعد از روشن شدن کلید اصلی به صفر می رسد و می توان این کلید را در جریان صفر خاموش نمود.

۲-۱- حالت اول $[t_0-t_1]$

در لحظه t_0 ، کلید کمکی S_a روشن می شود و به خاطر وجود سلف L_{k3} سری با این کلید روشن شدن آن تقریباً تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر (ZCS) انجام می گردد. در این مرحله، جریان S_a و سلف L_{k3} افزایش و بنابراین جریان عبوری از دیودهای D_1 و D_3 کاهش می یابد. در انتهای این حالت، جریان دیود D_1 صفر می شود و این دیود به صورت ZCS خاموش می گردد. بعد از خاموش شدن این دیود مبدل وارد مرحله یا حالت دوم می شود. روابط مهم مبدل در این وضعیت به صورت زیر می باشد.

واقع افزایش جریان n_3 ، جریان n_2 کاهش می‌یابد و در انتهای این حالت جریان عبوری از n_2 صفر می‌شود و دیود D_3 تحت ZCS خاموش می‌شود. روابط مهم مبدل در این حالت به صورت زیر می‌باشد.

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_3) + \frac{V_{Cl}}{L_m + L_{k1}}(t - t_3) \quad (11)$$

۲-۵- حالت پنجم $[t_4-t_5]$

با خاموش شدن کلید کمکی در وضعیت قبل، دیود D_4 روشن می‌شود و خازن C_3 از مسیر $n_2-D_4-C_3$ انرژی دریافت می‌کند. در این حالت سلف L_1 نیز در حال شارژ شدن از مسیر $V_{in}-L_1-C_2-S_1$ می‌باشد. سلف L_m نیز از مسیر $C_1-L_{k1}-L_m-S_1$ انرژی دریافت می‌نماید. مبدل تا پایان مدت زمان روشن بودن کلید در این وضعیت باقی می‌ماند. روابط مهم مبدل در این حالت به صورت زیر می‌باشد.

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_4) + \frac{V_{in} + V_{C2}}{L_1}(t - t_4) \quad (12)$$

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_4) + \frac{V_{Cl}}{L_m + L_{k1}}(t - t_4) \quad (13)$$

$$I_{D4}(t) = \frac{N_2 V_{Cl} - V_{C3}}{N_2^2 L_{k1}}(t - t_4) \quad (14)$$

$$I_{Lk1}(t) = I_{Lm}(t) + \frac{I_{D4}(t)}{N_3} \quad (15)$$

۲-۶- حالت ششم $[t_5-t_6]$

در لحظه t_5 کلید S_1 خاموش می‌شود و به خاطر وجود خازن اسنابر موازی با این کلید، افزایش ولتاژ دو سر کلید به آرامی اتفاق می‌افتد و در زمانی که هنوز ولتاژ دو سر کلید صفر می‌باشد، تغییر جریان در آن رخ می‌دهد و بنابراین خاموش شدن این کلید در شرایط ZVS صورت می‌گیرد. در مدت زمان این حالت، ولتاژ خازن C_s افزایش می‌یابد و به دلیل بسیار بزرگ تر بودن زمان مورد نیاز برای رزونانس خازن C_s و سلف‌های L_1 و L_m ، از مدت زمان این حالت، افزایش ولتاژ خازن اسنابر به صورت تقریباً خطی انجام می‌شود. رابطه زیر نشان دهنده ولتاژ خازن اسنابر است.

$$V_{Cs}(t) = \frac{I_{Lk1}(t_5) + I_{L1}(t_5)}{C_s}(t - t_5) \quad (16)$$

۲-۷- حالت هفتم $[t_6-t_7]$

بعد از افزایش ولتاژ خازن C_s تا سطح $V_{C1} + V_{C2}$ ، دیود D_1 روشن می‌شود و ولتاژ دو سر کلید در سطح ولتاژ $V_{C1} + V_{C2}$ محدود می‌شود. در این حالت سیم پیچ n_2 کاهش می‌یابد تا در انتهای این حالت به صفر برسد و دیود D_4 تحت شرایط ZCS خاموش شود. جریان سلف L_{k3} نیز به آرامی شروع به افزایش می‌کند. البته مقدار جریان شکل

$$I_{Lk3}(t) = \frac{\frac{n_3}{n_2}(V_{C02} - V_{C3}) + V_{Cl} + V_{C2}}{Z} \sin(\omega(t - t_0)) + I_{Lk3}(t_1) \cos(\omega(t - t_0)) \quad (4)$$

$$V_{Cs}(t) = \left[\frac{n_3}{n_2}(V_{C02} - V_{C3}) + V_{Cl} + V_{C2} \right] \cos(\omega(t - t_0)) - \frac{I_{Lk3}(t_1)}{\omega C_s} \sin(\omega(t - t_0)) - \frac{n_3}{n_2} (V_{C02} - V_{C3}) \quad (5)$$

که در روابط بالا

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{Lk3} \cdot C_s}} \quad (6)$$

$$Z = \sqrt{\frac{L_{Lk3}}{C_s}} \quad (7)$$

همچنین جریان دیود D_3 به صورت زیر کاهش می‌یابد.

$$I_{D3}(t) = I_{D3}(t_1) - \frac{n_3}{n_2} I_{Lk3}(t) \quad (8)$$

۲-۳- حالت سوم $[t_2-t_3]$

در مرحله سوم رزونانس خازن C_s با سلف نشستی L_{Lk3} ادامه می‌یابد تا در پایان این مرحله ولتاژ خازن C_s به صفر برسد. بعد از صفر شدن خازن C_s دیود بدنه کلید مبدل روشن می‌شود تا مانع از منفی شدن ولتاژ دو سر کلید گردد و به عبارتی روشن شدن دیود بدنه صفر بودن ولتاژ دو سر کلید قدرت را تضمین می‌کند و بنابراین می‌توان کلید قدرت مبدل را به صورت ZVS روشن کرد. روابط مربوط به این حالت، مشابه حالت قبل می‌باشد.

۲-۴- حالت چهارم $[t_3-t_4]$

در لحظه t_3 دیود بدنه کلید S_1 روشن می‌شود و می‌توان این کلید را تحت شرایط ZVS روشن نمود. در این وضعیت به دلیل صفر بودن ولتاژ دو سر کلید، یک ولتاژ منفی دو سر سلف نشستی L_{Lk3} قرار می‌گیرد و جریان آن را کاهش می‌دهد. در انتهای این حالت، جریان سلف L_{Lk3} صفر می‌شود و دیود D_a و کلید S_a تحت شرایط ZCS خاموش می‌شوند. روابط مهم مبدل در این حالت به صورت زیر می‌باشد.

$$I_{Lk3}(t) = I_{Lk3}(t_3) - \frac{N_3 \frac{L_m}{L_m + L_{k1}} V_{Cl}}{L_{Lk3}}(t - t_3) \quad (9)$$

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_3) + \frac{V_{in} + V_{C2}}{L_1}(t - t_3) \quad (10)$$

گرفته در I_{Lk3} نسبت به جریان این سلف در لحظات روشن بودن کلید کمکی بسیار ناچیز می‌باشد.

$$V_o = V_{Co1} + V_{Co2} \quad (27)$$

رابطه بهره ولتاژ مبدل به صورت زیر به دست می‌آید.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+N_2+N_3D}{1-2D} \quad (28)$$

با توجه به رابطه بالا و مقایسه با رابطه بهره ولتاژ مبدل شبه Z-Source معمولی، مشاهده می‌شود که بهره ولتاژ مبدل افزایش یافته است. برای درک بهتر بهبود حاصل شده در مبدل، در شکل ۴ نمودار مقایسه بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی و مبدل شبه Z-Source معمولی به ازای تغییرات ضریب وظیفه نشان داده شده است. تنش ولتاژ قطعات نیمه هادی بر اساس ولتاژ خروجی به صورت زیر می‌باشد.

$$V_{S1,max} = V_{D1,max} = \frac{V_{in}}{1-2D} = \frac{V_o}{1+N_2+N_3D} \quad (29)$$

$$V_{Sa,max} = V_{D2,max} = \frac{(1+N_3D)V_{in}}{1-2D} = \frac{(1+N_3D)V_o}{1+N_2+N_3D} \quad (30)$$

$$V_{D3,max} = V_{D4,max} = \frac{N_2V_{in}}{1-2D} = \frac{N_2V_o}{1+N_2+N_3D} \quad (31)$$

مقادیر سلفهای مبدل از روابط زیر بدست می‌آیند.

$$L_1 = \frac{(1-D)DV_{in}T_{sw}}{(1-2D)\Delta I_{L1}} \quad (32)$$

$$L_m = \frac{D^2V_{in}T_{sw}}{(1-2D)\Delta I_{Lm}} \quad (33)$$

در روابط بالا ΔI_{Lm} و ΔI_{L1} مقدار مجاز برای ریپل جریان سلفهای L_m و L_1 می‌باشد که با توجه به کاربرد مبدل تعیین می‌گردد. مقدار ظرفیت لازم برای خازن‌ها از روابط زیر به دست می‌آید.

$$C_1 = \frac{I_o(1-D)T_{sw}}{\Delta V_{C1}} \frac{1+N_2+N_3D}{1-2D} \quad (34)$$

$$C_2 = \frac{I_oDT_{sw}}{\Delta V_{C2}} \frac{1+N_2+N_3D}{1-2D} \quad (35)$$

$$C_3 = \frac{I_oT_{sw}}{\Delta V_{C3}} \quad (36)$$

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_6) - \frac{V_{in} - V_{Cl}}{L_1}(t - t_6) \quad (17)$$

$$I_{D4}(t) = I_{D4}(t_6) - \frac{N_2V_{C2} + V_{C3}}{N_2^2L_{k1}}(t - t_6) \quad (18)$$

۲-۸- حالت هشتم $[t_7-t_8]$

در آغاز این حالت جریان n_2 صفر می‌باشد و شروع به افزایش در جهت عکس حالت قبلی می‌کند که منجر به روشن شدن دیود D_3 می‌شود. در مدت زمان این حالت، جریان D_3 به آرامی زیاد می‌شود و خازن C_{o2} از مسیر $n_2-C_3-D_3-C_{o2}$ شارژ می‌شود. در قسمت ورودی مدار نیز سلف L_1 از مسیر $V_{in}-L_1-D_1-C_1$ در حال انتقال انرژی به خازن C_1 می‌باشد و سلف L_m نیز از مسیر $L_m-C_2-D_1-L_{k1}$ در حال انتقال انرژی به خازن C_2 است. روابط مهم مبدل در این حالت به صورت زیر می‌باشد.

$$I_{D3}(t) = \frac{N_2V_{C2} + V_{C3} - V_{Co2}}{N_2^2L_{k1}}(t - t_7) \quad (19)$$

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_7) - \frac{V_{in} - V_{Cl}}{L_1}(t - t_7) \quad (20)$$

$$I_{Lm}(t) = I_{Lm}(t_7) - \frac{V_{Co2} - V_{C3}}{N_2L_{k1}}(t - t_4) \quad (21)$$

۳- طراحی مبدل پیشنهادی

برای بدست آوردن بهره ولتاژ مبدل، ابتدا با استفاده از قانده بالانس ولت-ثانیه برای سلف‌های مبدل، ولتاژ هر یک از خازن‌ها به صورت زیر به دست می‌آید.

$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D} V_{in} \quad (22)$$

$$V_{C2} = \frac{D}{1-2D} V_{in} \quad (23)$$

$$V_{C3} = \frac{1-D}{1-2D} N_2 V_{in} \quad (24)$$

$$V_{Co2} = \frac{N_2}{1-2D} V_{in} \quad (25)$$

$$V_{Co1} = \frac{1+N_3D}{1-2D} V_{in} \quad (26)$$

حال با توجه به

مقدار مجاز سلف‌های نشستی نیز از روابط زیر تعیین می‌گردند. برای سلف L_{lk3} باید یک چهارم زمان رزونانس آن با خازن C_s کمتر از زمان روشن بودن کلید باشد. پس

$$\frac{\pi}{2} \sqrt{L_{lk3} C_s} < DT_{sw} \quad (40)$$

بنابراین مقدار L_{lk3} باید در نامساوی زیر صدق کند.

$$L_{lk3} < \frac{4D^2 T_{sw}^2}{C_s \pi^2} \quad (41)$$

سلف نشستی L_{lk1} نقشی در کلیدزنی نرم مدار ندارد و مقدار آن باید از سلف L_m بسیار کوچک تر باشد تا بتوان از تاثیر منفی در بهره ولتاژ مبدل نداشتن باشد، بنابراین

$$L_{lk1} \ll L_m \quad (42)$$

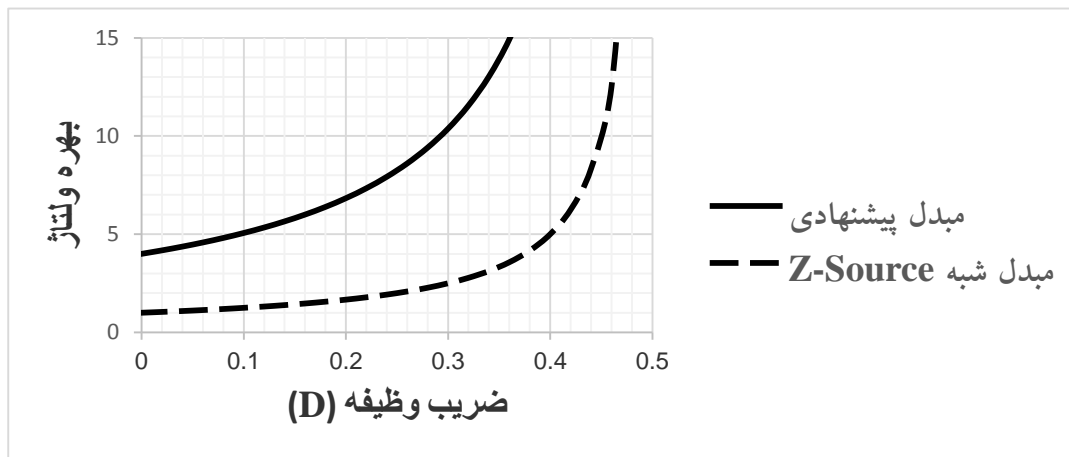
$$C_{o1} = \frac{I_o T_{sw}}{\Delta V_{Co1}} \quad (37)$$

$$C_{o2} = \frac{I_o T_{sw}}{\Delta V_{Co2}} \quad (38)$$

در روابط بالا مقدار تغییرات ولتاژ خازن‌ها با توجه به کاربرد در مبدل در نظر گرفته می‌شود که معمولا برای خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3 می‌توان پنج درصد مقدار ولتاژ DC خازن‌ها را به عنوان ریپل مجاز در نظر گرفت و برای خازن‌های خروجی نیز مقدار یک درصد سطح ولتاژ DC آنها به عنوان ریپل مجاز در نظر گرفته می‌شود. رابطه طراحی خازن اسنابر مبدل به صورت زیر می‌باشد.

$$C_S = \frac{(1-D)I_{S,max} t_r}{V_m} \quad (39)$$

که در رابطه بالا، t_r مدت زمان روشن شدن کلید است که با توجه به دیتاشیت کلید مورد استفاده تعیین می‌شود.



شکل (۴): نمودار مقایسه بهره مبدل پیشنهادی و مبدل شبه Z-Source به ازای تغییرات D ($N_3=0.5$ و $N_2=3$)

۴- نتایج عملی

در این بخش گزارش ساخت یک نمونه از مبدل پیشنهادی ارائه می‌شود. در آن ولتاژ ورودی برابر $40V$ ، ولتاژ خروجی $400V$ و توان نامی مبدل $200W$ وات می‌باشد. به دلیل کلیدزنی نرم بودن مبدل پیشنهادی، فرکانس کلیدزنی $10kHz$ انتخاب شده است که با توجه به وسایل اندازه‌گیری در دسترس امکان پیاده‌سازی یک مبدل سوئیچینگ با این فرکانس وجود دارد. بهره ولتاژ مبدل برابر 10 در نظر گرفته شود تا نشان دهد مبدل در عمل هم می‌تواند به بهره تئوری محاسبه شده برای آن برسد. در ادامه این بخش به بررسی شکل موج‌ها ذخیره شده از قطعات مبدل پیشنهادی پرداخته می‌شود.

در شکل ۵ تصویر نمونه ساخته شده از مبدل پیشنهادی در آزمایشگاه نشان داده شده است. با توجه به این شکل، سوئیچ‌های

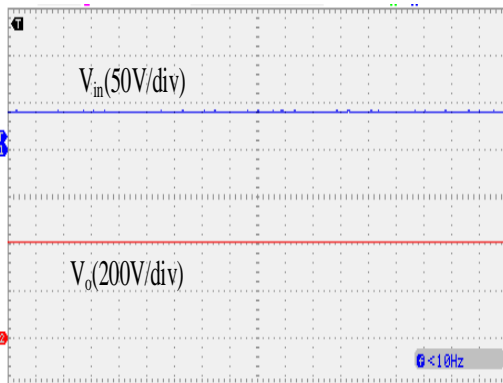
استفاده شده در مبدل پیشنهادی از نوع IRFP460 می‌باشند. همچنین، برای سلف ورودی مبدل از هسته مغناطیسی EE3329 استفاده شده است و برای سلف‌های تزویج مبدل هسته نوع EE4242 به کار گرفته شده است. خازن اسنابر مبدل از نوع پلیستر می‌باشد و خازن‌های دیگر مبدل از نوع الکترولیتی هستند. مقادیر پارامترهای مبدل در جدول (۱) آمده است. برای آماده‌سازی سلف L_1 ، از سیم مسی لاک‌پوش با قطر $1mm^2$ استفاده شده است و برای سلف‌های تزویج نیز از چند رشته سیم با ضخامت $0.4mm^2$ استفاده شده است. در تست مبدل برای مشاهده جریان قطعات از ترکیب موازی مقاومت‌های 2Ω واتی استفاده شده است. ورودی مبدل از یک منبع dc تامین شده است و برای بار نیز از یک مقاومت 80Ω اهمی با قابلیت تحمل توان بالا، استفاده شده است.

جدول (۱): مشخصات قطعات استفاده شده در مبدل پیشنهادی

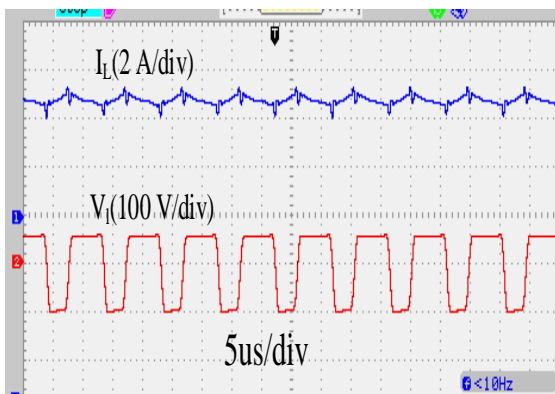
المان	مقدار/شماره
V_{in}	40V
V_o	400V
P_o	200W
f_{sw}	100kHz
S_a و S_1	IRFP260
D_1	BYV32-200
D_4 و D_3 ، D_2	MUR460
L_1	500 μ H
L_m	100 μ H
N_2	3
N_3	0.5
C_2 و C_1	10 μ F
C_3	22 μ F
C_{o2} و C_{o1}	47 μ F

شکل‌های (۶) الی (۱۳)، مربوط به شکل موج‌های ولتاژ و جریان قطعات مهم مبدل می‌باشند. در شکل ۶، ولتاژهای ورودی و خروجی مبدل نشان داده شده است. ولتاژ ورودی در حدود ۴۰ ولت و ولتاژ خروجی مبدل در حدود ۴۰۰ ولت می‌باشد و بنابراین مبدل بهره ولتاژ ۱۰ را ایجاد کرده است.

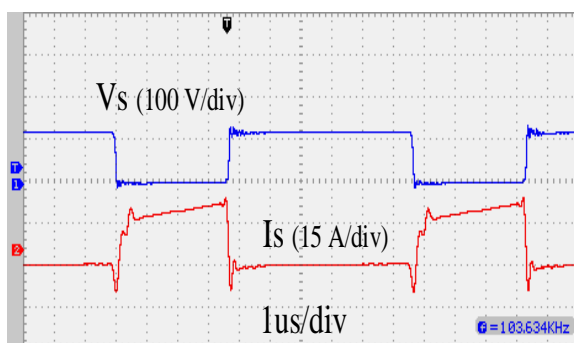
در شکل (۷) شکل جریان سلف L_1 و ولتاژ دو سر این سلف مشخص شده است. طبق این شکل ریپل جریان ورودی مبدل کم است و بنابراین علاوه بر مزایای یاد شده در مبدل پیشنهادی، جریان ورودی مبدل پیوسته می‌باشد.



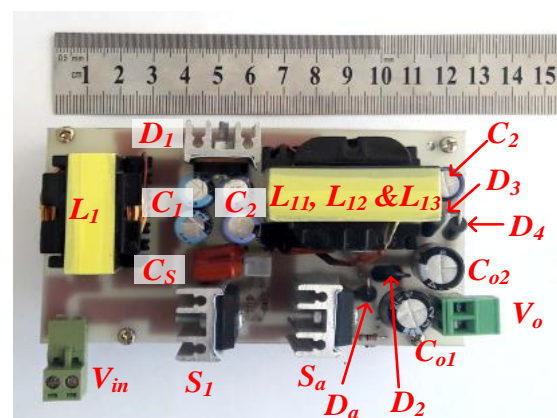
شکل (۶): ولتاژ خروجی (بالا)، ولتاژ ورودی (پایین)



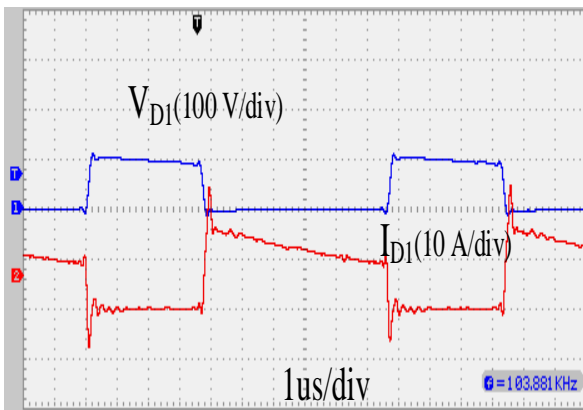
شکل (۷): ولتاژ دو سر سلف L_1 و جریان آن



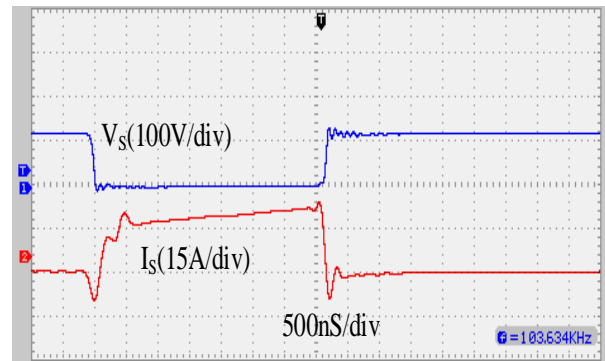
(الف)



شکل (۵): مبدل ساخته شده در آزمایشگاه



شکل (۱۰): ولتاژ دو سر دیود D_1 و جریان آن

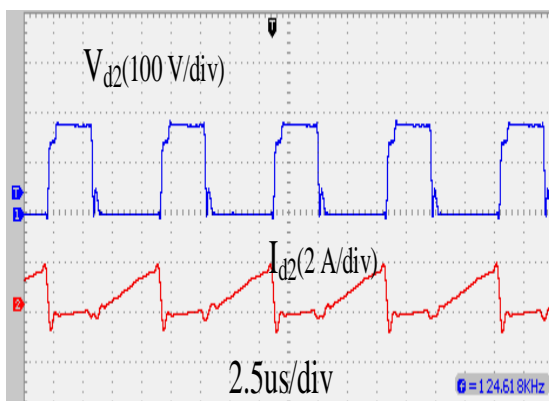


(ب)

شکل (۸): ولتاژ دو سر S_1 و جریان آن (الف) مقیاس زمان 1 μs/div (ب) مقیاس زمان 500 ns/div

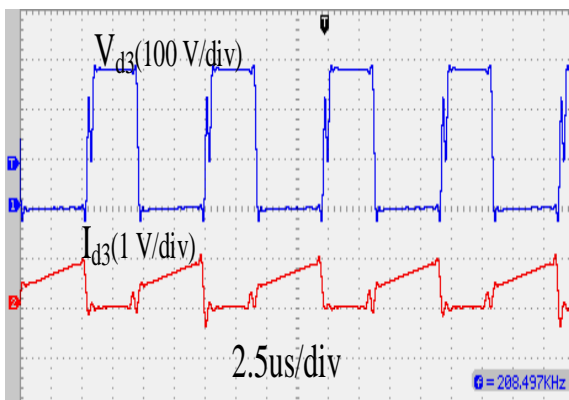
شکل جریان و ولتاژ دیود D_1 در شکل ۱۰ نشان داده شده است. تنش ولتاژ این دیود مطابق با نتایج شبیه‌سازی در حدود ۱۰۰ ولت می‌باشد، بنابراین می‌توان از دیودهای شاتکی زیر ۲۰۰ ولت در پیاده‌سازی این دیود استفاده نمود. همچنین با توجه به جریان این دیود در لحظات خاموش شدن، مشخص است که جریان بازبایی معکوس آن محدود شده است و بنابراین تلفات بازبایی معکوس در آن کم می‌باشد.

در شکل (۸)، ولتاژ و جریان سوئیچ اصلی مبدل مشخص است. قبل از روشن شدن سوئیچ، ولتاژ آن صفر شده است، بنابراین این سوئیچ تحت شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر روشن می‌شود. در لحظات خاموش شدن کلید، وقتی ولتاژ سوئیچ پایین است، جریان آن کم می‌شود و بنابراین هم پوشانی جریان و ولتاژ کلید به خاطر وجود خازن اسنابر در مبدل کم است. پس خاموش شدن سوئیچ نیز تقریباً در شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر انجام می‌شود. علاوه بر این، با توجه به شکل ولتاژ کلید، مشخص است که ولتاژ آن کلمپ می‌باشد و اسپایک ولتاژ دو سر آن وجود ندارد.

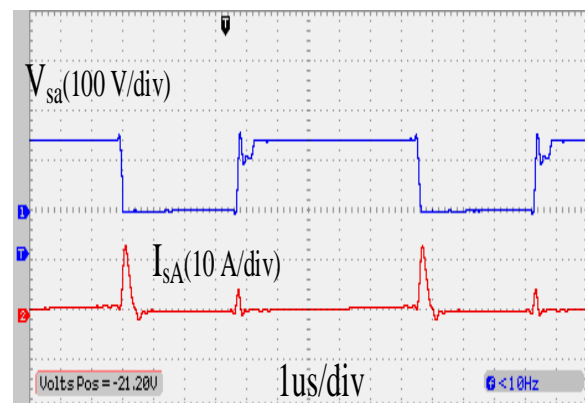


شکل (۱۱): ولتاژ دو سر دیود D_2 و جریان آن

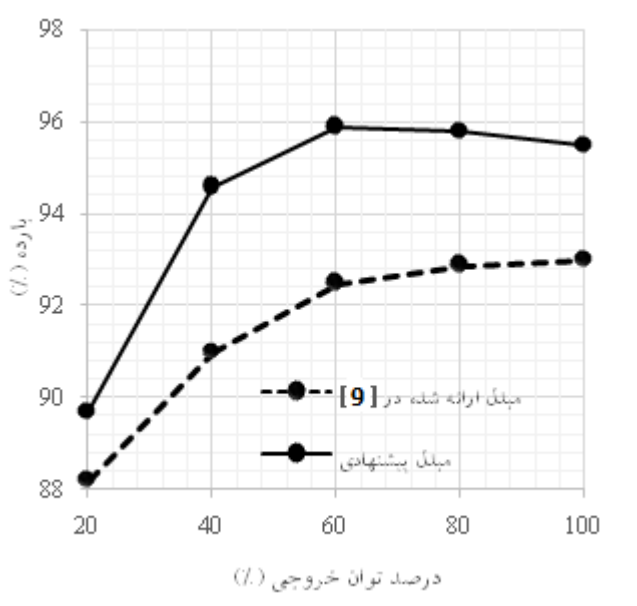
شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی که نقش برقراری شرایط کلیدزنی نرم در مبدل را برعهده دارد، در شکل ۹ نمایش داده شده است. با توجه در این شکل، مشخص است که این کلید نیز در شرایط کلیدزنی در جریان صفر روشن و خاموش می‌شود. استرس ولتاژ این کلید نیز مطابق با نتایج شبیه‌سازی مبدل در حدود ۱۵۰ ولت است و بالازدگی ولتاژ دو سر این کلید وجود ندارد. با توجه به بسیار کم بودن متوسط جریان عبوری از این کلید، تلفات هدایتی ناشی از آن کم است و بنابراین وجود این کلید تاثیر منفی قابل ملاحظه‌ای در بهره مبدل ندارد.



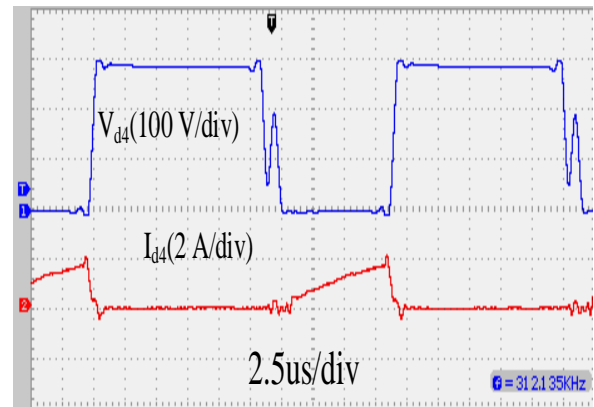
شکل (۱۲): ولتاژ دو سر دیود D_3 و جریان آن



شکل (۹): ولتاژ دو سر کلید کمکی و جریان آن



شکل (۱۴): مقایسه بازده مبدل پیشنهادی و مبدل [۹]



شکل (۱۳): ولتاژ دو سر دیود D_4 و جریان آن

۵- نتیجه گیری

در بخش‌های مختلف مقاله توضیحاتی راجع به علت انجام پژوهش حاضر و کارهای پیشین ارائه شده در مقالات مختلف و مبدل پیشنهادی در این مقاله ارائه شده است. مبدل‌های بوست و سپیک به خاطر محدود بودن بهره ولتاژ در آنها و همچنین بالا بودن تنش ولتاژ کلید و دیود آنها، برای کاربردهای بسیار افزایشنده مناسب نمی‌باشند. اگرچه در این مبدل‌ها جریان ورودی پیوسته می‌باشد و زمین ورودی و خروجی مبدل مشترک است. در مبدل زد-سورس، بهره ولتاژ بزرگتر از مبدل بوست می‌باشد ولی در این مبدل نیز بالا بودن تنش ولتاژ کلید و جدا بودن زمین ورودی و خروجی، مانع از مناسب بودن این مبدل برای کاربردهای بسیار افزایشنده می‌شود. ضمن اینکه در این مبدل جریان ورودی پالسی می‌باشد. اما در مبدل شبه زد-سورس هم زمین ورودی و خروجی مشترک است و هم بهره ولتاژ مبدل زیاد است و هم جریان ورودی پیوسته با ریپل کم می‌باشد. مشکل این مبدل بالا بودن تنش ولتاژ کلید و دیود آن می‌باشد. اگرچه هنوز در این مبدل نیاز به افزایش بهره هم وجود دارد. با بررسی مبدل‌های شبه زد-سورس اصلاح شده ارائه شده در مقالات، می‌توان نتیجه گرفت که اکثر آنها فقط بهره ولتاژ مبدل بهبود داده شده بود و در مواردی که تنش ولتاژ کلید هم کم شده بود، مزایای دیگر مبدل از جمله زمین ورودی و خروجی مشترک و جریان ورودی پیوسته با ریپل کم در مبدل از بین رفته بود.

در شکل‌های ۱۱، ۱۲ و ۱۳، شکل موج‌های جریان و ولتاژ دیودهای D_2 ، D_3 و D_4 نشان داده شده است. مطابق با این شکل‌ها، استرس ولتاژ این دیودها در حدود ۱۵۰ ولت است و در واقع کمتر از ۲۰۰ ولت می‌باشد. متوسط جریان این دیودها کمتر از نیم آمپر می‌باشد. پس تلفات هدایتی ناشی از استفاده از این دیودها، کم است و با توجه به اینکه این دیودها کمکی حساب می‌شوند، تلفات قابل توجهی را در ازای خدماتشان، به مبدل اضافه نمی‌کنند. جریان بازبایی معکوس این دیودها نیز کم است و بنابراین، تلفات بازبایی معکوس آنها نیز کم است.

شایان ذکر است نوسانات موجود در شکل موج‌های عملی ناشی از وجود المان‌های پارازیتی در عناصر مدار می‌باشد که باعث ایجاد رزونانس‌هایی در مدار می‌گردد.

بازده مبدل پیشنهادی به ازای توان‌های خروجی مختلف در نرم افزار اندازه‌گیری شده است. تغییرات بازده در محدوده ۲۰ الی ۱۰۰ درصد بار نامی یعنی ۴۰ الی ۲۰۰ وات اندازه‌گیری شده است و در شکل ۱۴ به تصویر کشیده شده است. علاوه بر بازده مبدل پیشنهادی، بازده مبدل ارائه شده در [۹] نیز که یک مبدل زد-سورس بهبود داده شده با سلف‌های تزویج می‌باشد، نیز اندازه‌گیری شده است و در شکل ۱۴ نشان داده شده است. برای شبیه‌سازی مبدل [۹] از قطعات مشابه با المان‌های استفاده شده در مبدل پیشنهادی استفاده شده است. با توجه به اندازه‌گیری‌های انجام شده در بار نامی بازده مبدل پیشنهادی در حدود ۳ درصد از مبدل ارائه شده در مرجع [۹] بهتر می‌باشد و در محدوده تغییرات اندازه‌گیری شده در کل بازده مبدل پیشنهادی بیشتر می‌باشد.

جدول (۲): مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل‌های دیگر

مبدل پیشنهادی	[۹]	[۱۰]	[۱۱]	مبدل شبه Z-Source	مبدل Z-Source	
$\frac{1+N_2+N_3D}{1-2D}$	$\frac{2n+1}{1-2D}$	$\frac{1+D}{1-3D}$	$\frac{2+D}{1-2D}$	$\frac{1}{1-2D}$	$\frac{1}{1-2D}$	بهره ولتاژ
$\frac{V_o}{1+N_2+N_3D}$ $\frac{(1+N_3D)V_o}{1+N_2+N_3D}$	$\frac{V_o}{1+2n}$	$\frac{V_o}{1+D}$	$\frac{V_o}{2+D}$	V_o	V_o	تنش ولتاژ کلید
۲	۱	۲	۱	۱	۱	تعداد کلید
۴	۴	۶	۵	۲	۱	تعداد دیود
۲	۲	۲	۳	۲	۳	تعداد هسته مغناطیسی
۵	۵	۲	۷	۳	۳	تعداد خازن
دارد	ندارد	ندارد	ندارد	دارد	ندارد	زمین ورودی و خروجی مشترک
دارد	ندارد	ندارد	ندارد	دارد	ندارد	جریان ورودی پیوسته
دارد	فقط روشن شدن	ندارد	ندارد	ندارد	ندارد	کلیدزنی نرم

مراجع

[۱] اسلامی، مهدی. سیادتان، علیرضا. جوانی، غلامرضا. "طراحی و شبیه‌سازی یک مبدل DC-DC موازی در هم تنیده افزایشنده با کلیدزنی نرم برای بکارگیری بعنوان مدار واسط در منابع انرژی تجدید پذیر"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، جلد ۱۹ شماره ۲، ۱۴۹-۱۵۸ (۱۴۰۱)

[۲] شهبادی، غلامرضا. ناصح، مجیدرضا. اسحاقی، سیاوش. "ارائه روش سیستماتیک برای طراحی و انتخاب پارامترهای کنترل کننده مدله‌غزشی در مبدل‌های منبع اِمپدانس DC-DC"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، جلد ۲۰ شماره ۲، ۱۸۳-۱۹۴ (۱۴۰۲).

[3] H. M. Maheri, E. Babaei, M. Sabahi, and S. H. Hosseini, "High step-up DC-DC converter with minimum output voltage ripple", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 5, pp. 3568-3575, May. 2017. (doi: 10.1109/TIE.2017.2652395)

[4] R. Khorami, M. Delshad, and H. Saghafii, "A New Step-Down DC-DC Converter with Synchronous Rectifier and Soft Switching Conditions", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 12, no. 48, pp. 71-83, 2022 (doi: 20.1001.1.23223871.1400.12.48.5.5)

[5] M. Vafa, M.H. Ershadi, H. Khodadadi, M. Baharizadeh, "An Interleaved High Step-Up DC-DC Converter with Low Voltage Stress", Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, vol. 44, no. 1, (2020) pp. 1-12 (<https://doi.org/10.1007/s40998-020-00366-w>)

[6] J. S. Kim, S. Lee, W. Cha, and B. Kwon, "High efficient bridgeless three-level power factor correction rectifier",

و اما از مطالب بیان شده در فصل سوم که مربوط به مبدل جدید اصلاح شده بر مبنای مبدل شبه زد-سورس می‌باشد، می‌توان دریافت که در مبدل پیشنهادی بر خلاف مبدل زد-سورس پایه و مشابه با مبدل شبه زد-سورس زمین ورودی و خروجی مشترک می‌باشد و این ویژگی در مبدل پیشنهادی حفظ شده است. همچنین از دید ریپل جریان ورودی نیز، جریان ورودی مبدل پیوسته و با ریپل کم می‌باشد. با توجه به توضیحات و روابط بیان شده در این مقاله، مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل شبه زد-سورس، بهره ولتاژ بسیار بیشتری دارد که با تنظیم نسبت دور ترانسفورمرها بهتر نیز می‌شود و تنش ولتاژ کلید در مبدل پیشنهادی بسیار کمتر از ولتاژ خروجی می‌باشد. کلیدزنی کلیه قطعات در مبدل پیشنهادی به صورت نرم انجام می‌شود که توضیحات مربوط به آن در مقاله ارائه شده است. بنابراین می‌توان مبدل پیشنهادی را جایگزین مبدل‌های زد سورس و شبه زد-سورس نمود و در کاربردهای مختلف مورد استفاده قرار داد. در جدول ۲ نیز مقایسه از نظر بهره ولتاژ، تنش ولتاژ کلیدها، تعداد قطعات مورد نیاز و موارد دیگر بین مبدل پیشنهادی، مبدل‌های پایه و دو نمونه مبدل دیگر ارائه شده در مقالات به صورت خلاصه ارائه شده است.

- IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 64, no. 2, pp. 1130-1136, Feb. 2018. (doi: [10.1109/INTLEC.2018.8612380](https://doi.org/10.1109/INTLEC.2018.8612380))
- [7] T. Noori, M. Shaneh, M. Benbouzid, and N. Vosoughi, "An Interleaved ZVS High Step-Up Converter for Renewable Energy Systems Applications", IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 69, no. 5, pp. 4786-4800, May. 2022 (doi: [10.1109/TIE.2021.3080211](https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3080211))
- [8] A. Chub, D. Vinnikov, F. Blaabjerg, and F. Z. Peng, "A review of galvanically isolated impedance-source dc-dc converters", IEEE Trans. Power. Electron., vol. 31, no. 4, pp. 2808-2828, April. 2016. (doi: [10.1109/TPEL.2015.2453128](https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2453128))
- [9] B. Poorali, A. Torkan, and E. Adib, "High step-up Z-source DC-DC converter with coupled inductors and switched capacitor cell", in IET Power Electronics, vol. 8, no. 8, pp. 1394-1402, 8 2015. (doi: [10.1049/iet-pel.2014.0200](https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0200))
- [10] A. Ho, T. Chun, and H. Kim, "Extended boost active-switched capacitor/switched-inductor quasi-Z-source inverters", IEEE Trans. Power. Electron., vol. 30, no. 10, pp. 5681-5690, Oct. 2015. (doi: [10.1109/TPEL.2014.2379651](https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2379651))
- [11] M. M. Haji-Esmaeili, E. Babaei, and M. Sabahi, "High Step-Up Quasi-Z-Source DC-DC Converter", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 12, pp. 10563-10571, Dec. 2018. (doi: [10.1109/TPEL.2018.2810884](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2810884))