

طراحی و پیاده‌سازی یک مبدل جدید افزایشنده DC-DC با دو خروجی گسترده برای کاربرد در منابع تجدیدپذیر

سارا حسن پور^۱

۱- استادیار- گروه مهندسی برق- واحد رامسر- دانشگاه آزاد اسلامی - رامسر- ایران

Sara.Hasanpour@iau.ac.ir

چکیده: در این مقاله، یک مبدل جدید افزایشنده DC-DC تک سوئیچ برای کاربرد در منابع تجدید پذیر ارائه شده است. مبدل پیشنهادی دارای دو خروجی مجزا با ضریب بهره افزایشدهی وسیع می‌باشد. به منظور حصول بهره ولتاژ بالا به ازای تعداد المان کم، در این مدار از سلف تزویج شده سه سیم پیچ استفاده شده است. سوئیچ قدرت در این مبدل تحت شرایط کلیدزنی (کلید زنی در جریان صفر) عمل می‌کند. همچنین دیودهای مدار نیز بدون مشکل بازبافت معکوس خاموش می‌شوند. ضریب بهره ولتاژ بالا در خروجی اصلی مبدل به ازای تعداد دور محدود از سلف تزویج شده حاصل می‌شود. علاوه بر این، ضریب بهره بسیار بالا، جریان ورودی پیوسته با ریپل کم، و زمین مشترک میان ورودی و خروجی از دیگر ویژگی‌های مبدل پیشنهادی است. عملکرد مبدل و تحلیل حالت دایمی آن در این مقاله ارائه شده است. در انتها، به منظور اعتبار بخشی به تحلیل‌های تئوری، یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل پیشنهادی تهیه شده و نتایج عملی ارائه شده است.

واژه‌های کلیدی: مبدل DC-DC افزایشنده با دو خروجی، سلف تزویج شده سه سیم پیچ، سوئیچینگ نرم

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.61186/jiaeee.21.2.13

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۳/۱۵

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۲/۰۱/۱۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۴/۵

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر سارا حسن پور

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - مازندران - رامسر - بلوار شهید عباس مفرد - دانشگاه آزاد اسلامی واحد رامسر

۱- مقدمه

صورت تک ورودی و دو خروجی بر پایه مبدل‌های کلاسیک ارایه شده است. با این حال، ضرایب بهره‌های ولتاژ کم، استفاده از تعداد زیاد المان و ناپیوسته بودن جریان ورودی و عملکرد کلیدزنی سخت از مهمترین معایب آنها به حساب می‌آیند که منجر به محدود شدن کاربرد آنها می‌شود. سه ساختار جدید از مبدل‌های با یک ورودی و دو خروجی جدید نیز در [۱۵-۱۷] پیشنهاد شده است. در این مدارات با کمک سلف‌ها و خازن‌های سوئیچ شونده، دو خروجی با بهره‌های ولتاژ بالا قابل استحصال است. با این حال، در این مبدل‌ها تنها یکی از خروجی‌ها دارای پلاریته مثبت است و خروجی دوم پلاریته منفی دارد. در [۱۸] یک ساختار جدید از مبدل‌های DC بهره ولتاژ بالا دو خروجی سه سطحی پیشنهاد شده است. علاوه بر بهره ولتاژ خوب آن، استفاده از تعداد زیاد سوئیچ قدرت با الگوهای کلیدزنی متفاوت مهمترین اشکال این مبدل محسوب می‌شود. همچنین در [۱۹] نیز ضمن بررسی چندین ساختار دو خروجی، یک مبدل جدید بدون ترانسفورماتور دو خروجی معرفی شده است. با این وجود هر دو خروجی دارای پلاریته منفی هستند که منجر به محدود شدن کاربرد این مبدل می‌شود. چند مبدل جدید دو خروجی با تعداد المان کم، ضرایب بهره ولتاژ کم و عملکرد کلیدزنی سخت نیز در [۲۰ و ۲۱] پیشنهاد شده است. علاوه بر این، دو مبدل جدید با دو خروجی مثبت در [۲۲ و ۲۳] ارایه شده‌اند. هر چند بهره ولتاژ محدود و همچنین ریپل زیاد جریان ورودی از معایب این دو ساختار جدید محسوب می‌شوند. به منظور افزایش ضرایب بهره ولتاژ، در مبدل‌های [۲۴ و ۲۵] از تعداد زیادی خازن و سلف سوئیچ شونده استفاده شده است.

در سال‌های اخیر، به منظور بهبود عملکرد مبدل‌های DC-DC، استفاده از ادوات مغناطیسی (شامل ترانسفورماتور و سلف تزویج شده) رایج شده است. یکی از ویژگی‌های قابل توجه استفاده از سلف تزویج شده در مبدل‌های افزایش‌دهنده، قابلیت تنظیم دلخواه بهره ولتاژ با کمک تعداد دور آن است. در [۲۶] یک مبدل جدید افزایش‌دهنده ولتاژ تک سوئیچه با دو خروجی مجزا که دارای زمین مشترک میان بارها و ورودی هستند، ارایه شده است. در این مبدل، با کمک سلف تزویج شده امکان حصول بهره‌های ولتاژ بالاتر با کمک افزایش تعداد دور سلف تزویج شده فراهم است. از دیگر ویژگی‌های این مبدل عملکرد کلیدزنی تحت جریان صفر (ZCS) برای سوئیچ قدرت است. با این حال، ریپل زیاد جریان ورودی در این مبدل از معایب آن محسوب می‌شود که منجر به محدودتر شدن کاربرد آن برای منابع تجدید پذیر می‌شود. بعلاوه، با کمک سلف تزویج شده دو مبدل جدید با سه خروجی مجزا همراه با زمین مشترک نیز در [۲۷ و ۲۸] پیشنهاد شده است. با وجود عملکرد کلیدزنی نرم و ضرایب بهره ولتاژ به اندازه کافی زیاد، این مبدل‌ها همانند مبدل [۲۶] از ریپل زیاد جریان ورودی رنج می‌برند. در [۲۹]، مبدلی جدید ایزوله با استفاده از سلف تزویج شده و دو خروجی مستقل معرفی شده است. علاوه بر عملکرد کلیدزنی نرم این مبدل، استفاده از تعداد المان زیاد مهمترین عیب این ساختار به شمار

فهرست اصطلاحات

Parameter	Description	توضیحات
D	Duty cycle	سیکل وظیفه
DC	Direct Current	جریان مستقیم
f_s	Switching frequency	فرکانس کلید زنی
LRR	Low Reverse Recovery	بازیافت معکوس کم
FC	Fuel Cell	سلول خورشیدی
PV	Photovoltaic	فتولتائیک
CI	Coupled-Inductor	سلف تزویج شده
n_{21}, n_{31}	Turns ratios of the Coupled-Inductor	تعداد دورهای سلف تزویج شده
ZCS	Zero Current Switching	کلیدزنی در جریان صفر
CCM	Continuous Current Mode	مد جریان پیوسته
RMS	Root Mean Square	ریشه میانگین مربع
AVG	Averaged Value	مقدار متوسط

در سال‌های اخیر، استفاده از منابع تجدید پذیر، مانند سلول‌های خورشیدی (FC) و فتولتائیک (PV)، در جوامع مدرن به صورت قابل توجه توسعه یافته است. با این حال، به دلیل سطح ولتاژ کم چنین منابعی (کمتر از ۲۰-۳۰ ولت)، استفاده از مبدل‌های DC-DC سوئیچ‌مد افزایش‌دهنده ضروری است. علاوه بر کاربرد در منابع تجدید‌پذیر، مبدل‌های با بهره ولتاژ بالا در کاربردهای صنعتی بسیاری از جمله: سیستم‌های روشنایی، تجهیزات پزشکی و نظامی، و تجهیزات قابل حمل نیز کاربرد دارند [۱ و ۲]. تاکنون ساختار مبدل‌های با بهره ولتاژ بالا با کمک انواع روش‌های افزایش ولتاژ از جمله، خازن‌های سوئیچ شونده، سلف سوئیچ شونده و سری‌سازی ارایه شده است [۲-۵]. با این حال، در سال‌های اخیر استفاده از ادوات مغناطیسی در غالب سلف‌های تزویج شده دو یا سه سیم پیچه به دلیل مزایای خاص آن از جمله افزایش درجه آزادی مبدل مورد توجه بیشتر طراحان مبدل‌ها قرار گرفته است [۶-۹].

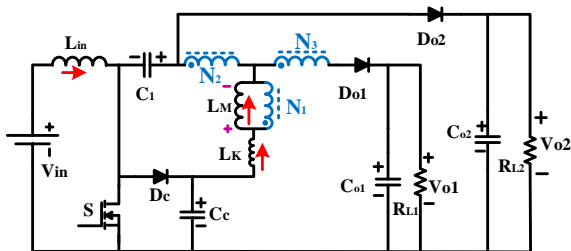
قابل ذکر است که در بسیاری از تجهیزات از جمله خودروهای الکتریکی، منابع تغذیه بدون وقفه و صنایع فضایی که دارای بخش‌های مختلفی هستند نیازمند استفاده از چندین مبدل جریان مستقیم با بهره بالا هستند. برای این منظور و همچنین افزایش راندمان و کاهش پیچیدگی کنترل، از مبدل‌های تک ورودی و چند خروجی استفاده می‌شود [۱۰-۱۲]. در چنین مبدل‌هایی، توان DC به چندین بار خروجی منتقل می‌شود. مهمترین شاخصه‌های عملکردی چنین مبدل‌هایی می‌توان به مواردی مانند: ضرایب بهره‌های ولتاژ مختلف و مستقل، تعداد المان کم، عملکرد کلید زنی نرم و استرس ولتاژ کم بر سر المان‌های مدار اشاره نمود.

تاکنون ساختارهای متنوعی از مبدل‌های تک ورودی و چند خروجی در مقالات علمی معرفی شده‌اند. در [۱۲، ۱۳، ۱۴] با کمک مبدل‌های DC-DC افزایش‌دهنده کلاسیک، دو مبدل بدون ترانس به

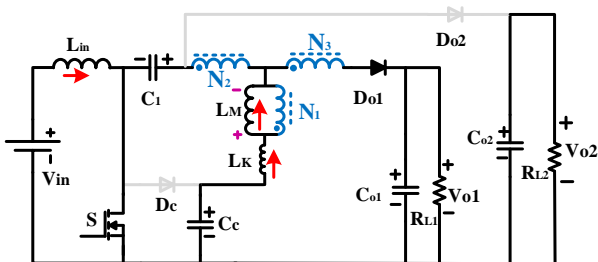
- سلف تزویج شده به صورت یک ترانسفورماتور ایده‌آل همراه با یک سلف مغناطیس‌کنندگی (L_m) و یک سلف نشستی در سمت اولیه (L_k) مدل‌سازی می‌شود.
- سلف ورودی و سلف مغناطیس‌کنندگی به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شده‌اند. بنابراین، ریپل جریان آنها قابل صرفه‌نظر کردن است. همچنین، تعداد دورها به صورت $n_{21}=n_2/n_1$ و $n_{31}=n_3/n_1$ هستند.

مبدل پیشنهادی دارای چهار مد عملیاتی در هر سیکل کلیدزنی است. مدهای عملکرد مبدل در شکل (۲) نشان داده شده است. همچنین، شکل موج‌های کلیدی ولتاژها و جریان‌های اجزاء مدار در عملکرد مد پیوسته (CCM) در شکل (۳) ارائه شده‌اند.

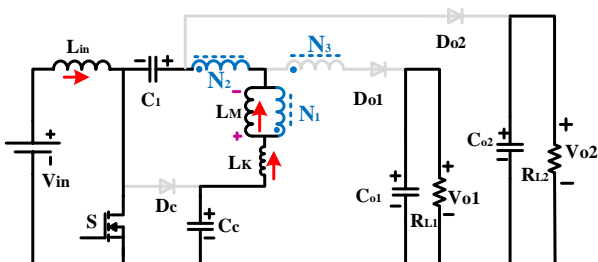
مد اول $[t_0-t_1]$: در ابتدای این مد کوتاه در زمان $t = t_0$ ، سوئیچ قدرت S تحت جریان صفر (ZCS) روشن می‌شوند. همچنین در این مد دیود D_{o1} نیز که از مد قبل روشن بوده به هدایت خود ادامه می‌دهد. همانطور که در شکل (۲) الف نشان داده شده است، ولتاژ منبع ورودی و خازن C_1 به همراه خازن C_c به ترتیب بر سلف ورودی (L_{in}) و سلف مغناطیس‌کنندگی اعمال می‌شوند. بنابراین، این سلف‌ها شروع به دریافت انرژی می‌کنند و جریان آنها (i_{Lk1} و i_{Lm1}) به



شکل (۱): ساختار مبدل افزایش دهنده دو خروجی پیشنهادی



(الف)



(ب)

می‌رود. همچنین یک ساختار جدید از مبدل های بهره بالا دو خروجی بر پایه سلف تزویج شده در [۳۰] پیشنهاد شده است. علاوه بر بهره ولتاژ بالا این مبدل، ناپیوستگی جریان ورودی این مبدل باعث محدودیت کاربرد آن می‌شود.

در این مقاله یک ساختار جدید از مبدل‌های DC-DC افزایش دهنده دو خروجی بر پایه سلف‌های تزویج شده سه سیم پیچه با خروجی‌های مجزا پیشنهاد شده است. در این مبدل ارایه شده، برای افزایش ضریب بهره ولتاژ بالا از سلف تزویج شده استفاده شده است. به دلیل سه سیم پیچه بودن سلف تزویج‌شده، بهره ولتاژ خروجی‌ها به صورت مستقل می‌تواند با انتخاب مناسب تعداد دور همراه با سیکل وظیفه در مقدار مورد نظر تنظیم شوند. علاوه بر این، مبدل پیشنهاد شده در این مقاله دارای خاصیت ترانس-معکوس نیز است که بر عکس بسیاری از مبدل‌های بر پایه سلف تزویج شده، با کاهش تعداد دور، بهره ولتاژ افزایش می‌یابد. در این مبدل ارایه شده، سوئیچ قدرت دارای عملکرد کلیدزنی نرم در جریان صفر است که باعث کاهش تلفات در مبدل می‌شود. بعلاوه، تمامی دیودهای مدار نیز در شرایط بدون بازیافت معکوس خاموش می‌شوند. در مبدل معرفی شده، جریان ورودی پیوسته با ریپل کم است، لذا مناسب کاربرد برای منابع تجدیدپذیر است. از دیگر مزایای این مبدل استرس ولتاژ کم نسبت به ولتاژ خروجی بر سر المان‌های مدار است. تعداد المان کم در این مبدل نیز خود باعث بهبود چگالی توان در مبدل پیشنهادی می‌شود.

در این مقاله، ابتدا در بخش دوم به معرفی اصول عملکرد مبدل پیشنهادی پرداخته می‌شود. در بخش‌های سوم - پنجم تحلیل حالت دائمی، مقایسه شاخصه‌های عملکردی و تحلیل تلفات توان مبدل پیشنهادی ارایه شده است. سپس، ملاحظات طراحی مبدل در بخش ششم گنجانده شده است. در بخش هفتم، برای اعتبارسنجی بیشتر تحلیل‌های تئوری، نتایج عملی ارائه شده است.

۲- اصول عملکرد مبدل پیشنهادی

شکل (۱) ساختار مدار معادل مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. این مبدل شامل یک سوئیچ قدرت (S)، یک سلف در ورودی (L_{in})، یک عدد سلف تزویج‌شده سه سیم پیچه، سه دیود (D_{o1} ، D_{o2} ، D_c) و چهار خازن (C_1 ، C_c ، C_{o1} ، C_{o2}) است. سوئیچ قدرت مبدل در شرایط کلیدزنی نرم ZCS به هدایت می‌رود که باعث کاهش تلفات مبدل می‌شود. همچنین، با توجه به ساختار مبدل، مشکل بازیافت معکوس دیودهای مدار حداقل است. علاوه بر این، مبدل پیشنهادی دارای جریان ورودی پیوسته، ساختار ساده، و زمین مشترک بین ولتاژ ورودی و خروجی‌ها است. به منظور ساده‌سازی روند تحلیل حالت پایدار، مفروضاتی به شرح زیر در نظر گرفته می‌شوند:

- تمام ادوات نیمه هادی ایده‌آل هستند.
- خازن‌ها به اندازه کافی بزرگ هستند، به طوری که ولتاژ آنها در طول یک چرخه کلیدزنی تقریباً ثابت است.

کنندگی و سلف ورودی به صورت خطی مانند مد قبل افزایش می‌یابند. در این فاصله زمانی، خازن‌های خروجی C_{o1} و C_{o2} جریان بار را تامین می‌کنند. معادلات زیر در این مد عملکرد برقرار است:

$$V_{LM} = K \frac{V_{Cc} - V_{C1}}{1 - n_{21}} \quad (1)$$

$$V_{Lin} = V_{in} \quad (2)$$

$$i_{sw}(t) = I_{in} + i_{LK}(t) \quad (3)$$

که در رابطه (۱) پارامتر K معادل ضریب کوپلینگ است و به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$K = \frac{L_M}{L_M + L_k} \quad (4)$$

مد سوم $[t_2-t_3]$: در لحظه $t=t_2$ سوئیچ قدرت خاموش می‌شود، و همزمان دیودهای مدار روشن می‌شوند. در طول این فاصله زمانی، انرژی ذخیره شده در سلف مغناطیس‌کنندگی به خروجی‌های اول و دوم خروجی منتقل می‌شود. همچنین، خازن کلمپ C_c از مسیر سلف ورودی شارژ می‌شود. خازن متعادل کننده C_1 نیز از سلف مغناطیس‌کنندگی انرژی دریافت می‌کند. این مد زمانی به اتمام می‌رسد که دیودهای D_{o1} و D_{o2} به صورت طبیعی و بدون معطل باز یافت معکوس خاموش شوند. معادلات زیر در این مد عملکرد برقرار است:

$$V_{LM} = K \frac{-V_{C1}}{1 - n_{21}} \quad (5)$$

$$V_{o1} = V_{LM} (1 + n_{31}) + V_{Cc} \quad (6)$$

$$V_{o2} = V_{C1} + V_{Cc} \quad (7)$$

مد چهارم $[t_3-t_4]$: در این فاصله زمانی، خازن خروجی C_{o2} جریان بار دوم را تامین می‌کند. همچنین، خازن C_{o1} همانند مد عملکرد قبل در حال دریافت انرژی از سلف تزویج شده است. مطابق شکل (۲) د، سلف ورودی و سیم پیچ طرف ثانویه سلف تزویج شده با هم به صورت سری قرار گرفته‌اند، لذا جریان هر دو با هم برابر است. این مساله منجر می‌شود تا در مد عملکرد اول، جریان سوئیچ قدرت از مقدار صفر شروع به افزایش یابد. به عبارتی، سوئیچ قدرت تحت جریان صفر شروع به هدایت می‌کند.

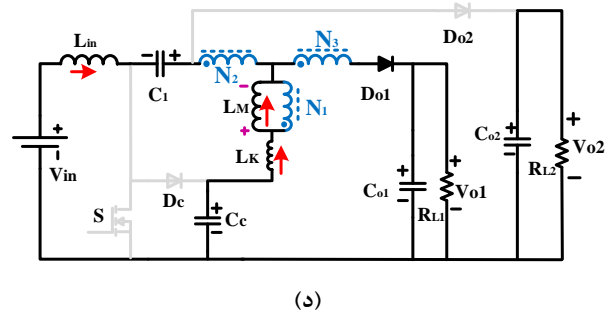
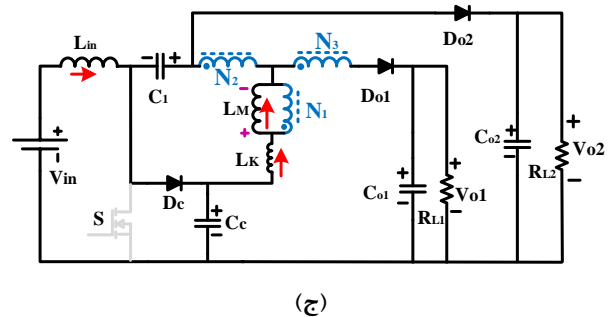
۳- تحلیل حالت دائمی

۳-۱- بهره ولتاژ

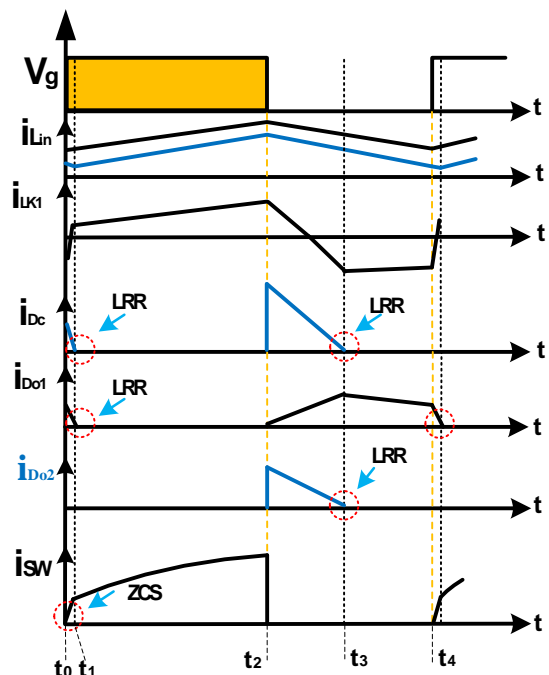
به منظور ساده‌تر شدن روند تعیین بهره ولتاژ حالت پایدار در مبدل پیشنهادی، سلف نشستی نادیده گرفته می‌شود. با اعمال اصل تعادل ولتاژ-ثانیه در سلف‌های ورودی و مغناطیس‌کنندگی (L_M و L_{in}) و با استفاده از (۱) - (۷)، معادلات زیر حاصل می‌شوند:

$$V_{Cc} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (8)$$

$$V_{C1} = DV_{Cc} \quad (9)$$



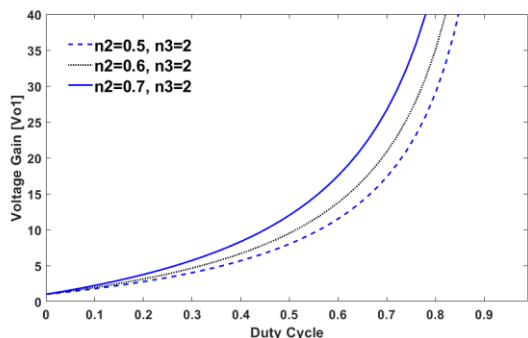
شکل (۲): مدهای عملکردی مبدل پیشنهادی (الف) مد اول، (ب) مد دوم، (ج) مد سوم، (د) مد چهارم



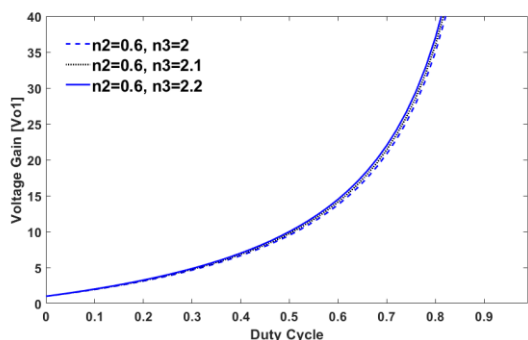
شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی در حالت مد پیوسته

صورت خطی افزایش می‌یابد. در این فاصله زمانی، خازن خروجی C_{o2} جریان بار دوم را تامین می‌کند.

مد دوم $[t_1-t_2]$: در این حالت همانطور که در شکل (۲) ب نیز نشان داده شده، سوئیچ قدرت به هدایت خود ادامه می‌دهد و دیود D_{o1} بدون مشکل باز یافت معکوس و به صورت طبیعی خاموش می‌شود. در طول این فاصله زمانی، جریان‌های سلف مغناطیس



(الف)



(ب)

شکل (۵): منحنی بهره ولتاژ خروجی های مبدل پیشنهادی (الف) به

ازای تغییرات n_{21} (ب) به ازای تغییرات n_{31}

۳-۲- استرس ولتاژ نیمه‌هادی‌ها

یکی از عوامل موثر در انتخاب مناسب اجزای مدار، میزان استرس ولتاژ در اجزای نیمه هادی است. با توجه به فرض نادیده گرفتن ریپل ولتاژ خازن‌های مدار و با استفاده از (۱)-(۷) حداکثر ولتاژ بر اجزای نیمه‌هادی شامل سوئیچ قدرت و دیودهای D_c ، D_{o1} و D_{o2} در حالت خاموش بودن آنها به شرح زیر به دست می‌آید:

$$V_{ds} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (13)$$

$$V_{D_{o2}} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (14)$$

$$V_{D_{o1}} = \frac{1+n_{31}}{(1-n_{21})(1-D)} V_{in} \quad (15)$$

۳-۳- استرس جریان نیمه‌هادی‌ها

با فرض نادیده گرفتن ریپل جریان سلفهای ورودی و مغناطیس‌کنندگی، مقدار متوسط جریان جریان سلف ورودی به صورت زیر است:

$$I_{in(AVG)} = M_{o1} I_{o1} + M_{o2} I_{o2} \quad (16)$$

در اینجا، M_{o1} و M_{o2} ضرایب بهره ولتاژ خروجی‌ها طبق روابط (۱۱) و (۱۲) و همچنین I_{o1} و I_{o2} جریان بار خروجی‌ها هستند. با

در این رابطه، D معادل سیکل وظیفه سوئیچ قدرت است. با در نظر گرفتن مد عملکرد سوم مبدل، رابطه وقتاژ خروجی V_{o1} و V_{o2} به صورت زیر بدست می‌آیند:

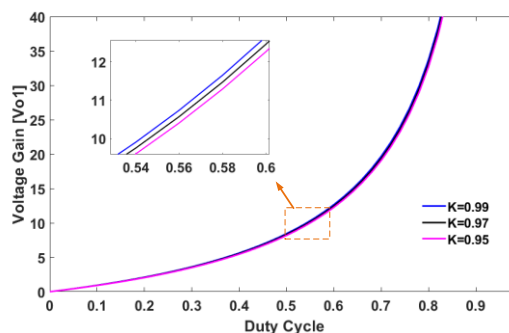
$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = M_{o1} = \frac{D(1+Kn_{31}-n_{21}+Kn_{21})+(1-n_{21})}{(1-n_{21})(1-D)} \quad (10)$$

$$\frac{V_{o2}}{V_{in}} = M_{o2} = \frac{1+D}{1-D} \quad (11)$$

شکل (۴) منحنی تغییرات بهره ولتاژ رابطه (۱۰) را بر حسب سیکل وظیفه به ازای چندین مقدار ضریب کوپلینگ، که در رنج $0 < K < 1$ است، را نشان می‌دهد. شایان ذکر است که با رعایت اصول پایه‌ای سیم‌پیچی، مقدار K در محدوده $0.96-0.99$ حاصل می‌شود. با توجه به این شکل، K اثر ناچیزی بر ضریب بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی دارد. لذا می‌توان مقدار آن را معادل عدد واحد ($K=1$) در نظر گرفت. بنابراین مقدار ایده‌آل ضریب بهره ولتاژ (V_{o1}) به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\frac{V_{o1}}{V_{in}} = M_{o1} = \frac{D(1+n_{31})+(1-n_{21})}{(1-n_{21})(1-D)} \quad (12)$$

معادلات (۱۱) و (۱۲) نشان می‌دهند که ضریب بهره ولتاژهای خروجی مبدل معرفی شده، تابعی نمایی نسبت به تغییرات سیکل وظیفه (D) است. در این مبدل، ولتاژ خروجی اول مبدل تابعی غیرخطی از تعداد دورهای سلف تزویج شده است، به طوری که با افزایش تعداد دور، بهره‌های ولتاژ بالا تحت سیکل وظیفه کم ایجاد می‌شود. شکل (۵) منحنی افزایش بهره ولتاژ خروجی اول مبدل که بهره ولتاژ زیاد دارد را نسبت به تغییرات سیکل وظیفه و تعداد دورهای سلف تزویج شده نشان می‌دهد. به وضوح مشاهده می‌شود که، V_{o1} به ازای افزایش ناچیز تعداد دور n_{21} به سمت عدد واحد، به صورت قابل توجه افزایش می‌یابد. در این حالت مبدل پیشنهادی می‌تواند تحت تعداد دور کمتری از سلف تزویج شده نسبت به همتایان خود بهره ولتاژ بالا را ایجاد کند.



شکل (۴): منحنی بهره ولتاژ ماکزیمم مبدل پیشنهادی بر حسب

سیکل وظیفه به ازای چندین مقدار ضریب کوپلینگ K

معقول سیکل وظیفه ($0.4 < D < 0.7$) است. همچنین، مقایسه میان بهره‌های ولتاژ مینیمم (V_{oL}) مبدل‌ها نیز در شکل (۷) ارایه شده است. طبق این شکل، کمینه ولتاژ قابل استحصال در مبدل پیشنهادی به صورت قابل توجهی بیشتر از باقی مبدل‌ها است. لذا در مبدل پیشنهادی برای حصول ولتاژهای خروجی بالا نیازی به استفاده از تعداد دور زیاد سلف تزویج شده نیست و در سیکل وظیفه‌های کمتر قادر است ضرایب بهره ولتاژ مورد نظر را مهیا کند. این مساله در کنار تعداد المان کمتر مبدل پیشنهادی باعث کاهش تلفات توان می‌شود. یکی از شاخص‌های مهم در ارزیابی چگالی توان در مبدل‌های سوئیچ مد بهره بالا، ضریب بهره ولتاژ نسبت به تعداد المان‌های مدار است. شکل (۸) منحنی ضریب بهره ماکزیمم ولتاژ نسبت به تعداد المان‌های هر مدار را برای مبدل‌های جدول مقایسه نشان می‌دهد. مطابق این شکل، مبدل پیشنهادی دارای ضریب بهره ولتاژ بر تعداد المان به مراتب بالاتری نسبت به سایرین است. لازم به ذکر است که مقدار عددی ریپل جریان ورودی مبدل‌های جدول مقایسه در یک نقطه کار مشترک به صورت زیر محاسبه شده است.

$$V_{in}=25V, V_{o1}=200V, V_{o2}=80V, f=50kHz,$$

$$L_{in}=130\mu F$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود مبدل پیشنهادی دارای کمترین مقدار ریپل جریان ورودی است.

علاوه بر این، مقایسه میان استرس ولتاژ بر سر سوئیچ قدرت میان مبدل‌های جدول مقایسه نیز در شکل (۹) ارایه شده است. با توجه به جدول، میزان استرس ولتاژ مبدل پیشنهادی در پایین‌ترین سطح قرار دارد. همچنین در جدول (۲) ابعاد المانهای مغناطیسی و خازن‌های مبدل‌های جدول مقایسه در یک نقطه کار مشترک محاسبه شده است. این شاخص در شرایط زیر محاسبه شده است:

$$V_{in}=25V, V_{o1}=200V, V_{o2}=80V, f=50kHz, \Delta I_{in}=2A$$

با توجه به این جدول، مبدل پیشنهادی دارای ابعاد کوچکتر است که نشان دهنده چگالی توان مناسب آن است. علاوه بر این، مشخصات

اعمال قانون جریان کریشهف در قسمت اولیه سلف تزویج‌شده، جریان سلف مغناطیسی‌کنندگی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$I_{LM} = (1-n_{21})I_{o2} + (1+n_{31})I_{o1} \quad (17)$$

با استفاده از قانون تعادل آمپر-ثانیه در خازن‌های خروجی C_{o1} و C_{o2} ، حداکثر جریان عبوری از سوئیچ قدرت و دیودهای D_1 ، D_{o1} و D_{o2} به شرح زیر حاصل می‌شوند:

$$I_{SW(Max)} = \frac{I_{LM}}{1-n_{21}} + I_{Lin} \quad (18)$$

$$I_{Do1(Max)} = \frac{I_{o1}}{1-D} \quad (19)$$

$$I_{Do2(Max)} = \frac{I_{Lm} - (1+n_3)I_{o1}}{(1-D)(1-n_2)} \quad (20)$$

$$I_{Dc(Max)} = \frac{I_{Lm} - (n_2+n_3)I_{o1}}{(1-D)(1-n_2)} \quad (21)$$

۴- مقایسه شاخص‌های عملکردی مبدل پیشنهادی با سایر مبدل‌ها مرتب

به منظور نشان دادن برتری‌های مبدل پیشنهادی، مقایسه‌ای میان شاخص‌های عملکردی مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌های افزایشنده مشابه که در مراجع [۲۴-۲۹] ارایه شده‌اند، مهیا شده است که در جدول (۱) نشان داده شده است. با توجه به این جدول، مبدل پیشنهادی دارای کمترین تعداد المان‌های نیمه هادی (۱۰ مورد) نسبت به سایر مبدل‌ها است. همچنین، تنها مبدل پیشنهادی به همراه مبدل‌های [۲۴ و ۲۵ و ۲۹] دارای جریان ورودی پیوسته با ریپل کم هستند. علاوه بر این، در مبدل پیشنهادی و مبدل‌های [۲۶-۲۹] سوئیچ قدرت دارای عملکرد کلید زنی نرم ZCS هستند.

شکل (۶) مقایسه میان ماکزیمم بهره ولتاژ برحسب سیکل وظیفه مبدل پیشنهادی در برابر سایر مبدل‌های افزایشنده مشابه که در جدول (۱) به آنها اشاره شده است را به ازای $n_{21}=0.7$ ، $n_{31}=1$ از آنجا که $N=n_{21}+n_{31}=1.7$ نشان می‌دهد. با توجه به این شکل، خروجی اول مبدل پیشنهادی V_{o1} (V_{oH}) دارای بهره ولتاژ بالاتری در محدوده

جدول (۱): مقایسه شاخص‌های عملکردی مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌های افزایشنده مشابه

کلیدزنی نرم	استرس ولتاژ بر سوئیچ قدرت	مقدار ریپل جریان ورودی	ریپل جریان ورودی کم	مینیمم بهره ولتاژ	ماکزیمم بهره ولتاژ	تعداد المانها	مبدل
						S/D/C/CI+L/T	
-	$\frac{1}{3}(V_{oH})$	۲,۴	بله	$\frac{1+D}{1-D}$	$\frac{3}{1-D}$	1/7/8/2/18	[۲۴]
-	$\frac{1}{3D}(V_{oH})$	۲,۸	بله	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{3D}{1-D}$	1/3/6/4/14	[۲۵]
کلیدزنی در جریان صفر	$\frac{1}{1+N}(V_{oH})$	۲,۶	خیر	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1+N}{1-D}$	2/5/5/1 ^{2w} +1/14	[۲۶]

کلیدزنی در جریان صفر	$\frac{1}{2+N}(V_{oH})$	۲,۶	خیر	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{2+N}{1-D}$	$1/4/5/1^{2w}+1/12$	[۲۷]
کلیدزنی در جریان صفر	$\frac{1}{1+2N(1-D)+ND}(V_{oH})$	۲,۶	خیر	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1+2N(1-D)+ND}{1-D}$	$1/5/6/1^{2w}+1/14$	[۲۸]
کلیدزنی در جریان صفر	$\frac{1}{2N}(V_{oH})$	۲,۶	بله	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{2N}{1-D}$	$2/4/6/1^{2w}+1/14$	[۲۹]
کلیدزنی در جریان صفر	$\frac{1-n_{21}}{D(1+n_{31})+(1-n_{21})}(V_{oH})$	۲	بله	$\frac{1+D}{1-D}$	$\frac{D(1+n_{31})+(1-n_{21})}{(1-n_{21})(1-D)}$	$1/3/4/1^{3w}+1/10$	پیشنهادی

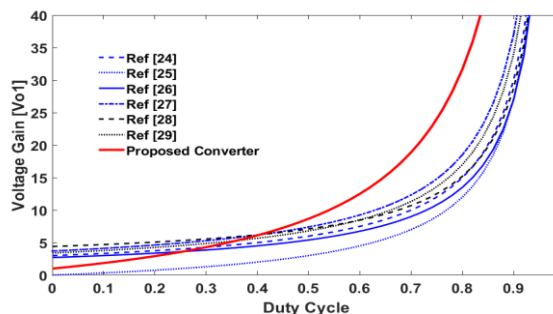
S = تعداد سوئیچ، D = تعداد دیود، C = تعداد خازن، CI = تعداد سلف تزویج شده، L = تعداد سلف، T = مجموع تعداد المان‌ها

جدول (۲): مقایسه شاخصه‌های عملکردی مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌های افزایش دهنده مشابه

پیشنهادی	[۲۹]	[۲۸]	[۲۷]	[۲۶]	[۲۵]	[۲۴]	مبدل
۵۳,۰۴	۵۳,۷۵	۶۳,۸۵	۵۴,۰۴	۵۳,۴۵	۸۶,۶۴	۵۳,۴۵	چگالی توان (Cm ³)
25V/200V-85V/205 W/50 kHz	25V/220V-62.5V/150 W/45 kHz	20V/260V-50V/200 W/100 kHz	12V/200V-30V/500 W/50 kHz	12V/200V-24V/1000 W/100 kHz	25V/110V-30V/110 W/33 kHz	-	مشخصات مدار $V_{in}/V_{o1}-V_{o2}/P_{off}$
% ۹۴,۲	% ۹۶	% ۹۵	% ۹۰,۴	% ۸۴,۵	% ۹۳,۴	-	راندمان عملی مبدل‌ها

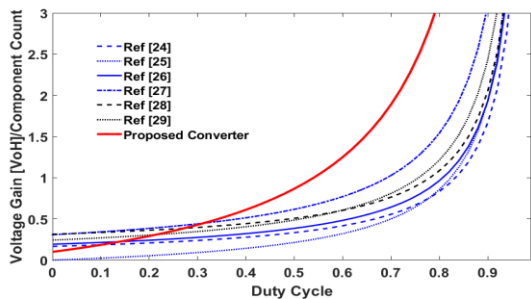
۵- تحلیل تلفات توان در مبدل پیشنهادی

در مبدل‌های سوئیچ مد، تلفات توان در المان‌های پارازیتی مدار ایجاد می‌شود. در این بخش، به آنالیز توان در مبدل پیشنهادی پرداخته می‌شود. جدول (۳) لیستی از مهمترین المان‌های پارازیتی مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد.

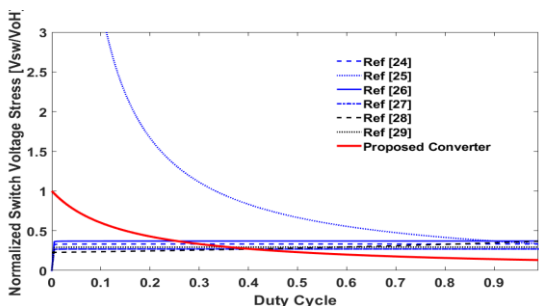


شکل (۶): مقایسه بهره ولتاژ ماکزیمم مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌های مشابه

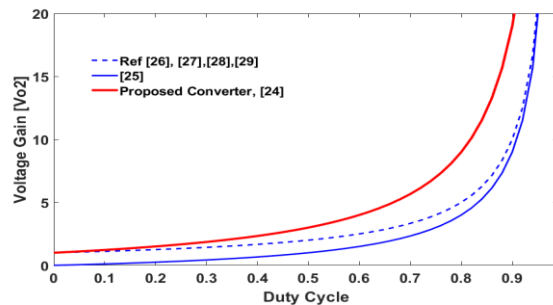
مداری به همراه راندمان مبدل‌های جدول مقایسه در شرایط بار نامی‌شان از مقالات مرتبط آنها استخراج و در جدول (۲) لحاظ شده است. ذکر این نکته ضروری است که راندمان به فاکتورهای مختلفی از جمله ضریب بهره ولتاژ، توان خروجی، فرکانس عملکرد، و نوع قطعات مورد استفاده بستگی دارد.



شکل (۷): مقایسه بهره ولتاژ ماکزیمم بر تعداد المان‌های مدار در مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌های جدول مقایسه

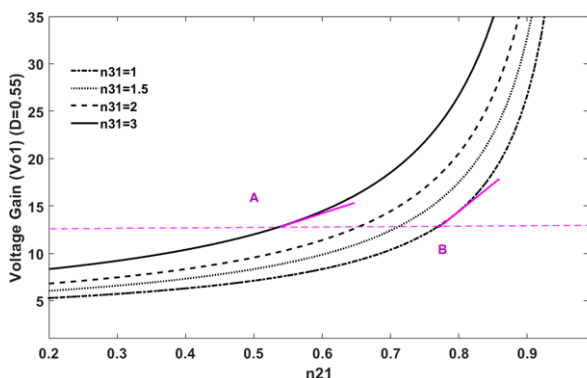


شکل (۸): مقایسه استرس ولتاژ سوئیچ قدرت نرمالیزه شده مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌های مشابه



شکل (۹): مقایسه بهره ولتاژ می نیمم مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌های مشابه

تعداد دور ثانویه در محدوده بیش از $n_{21} > 0.75$ توصیه نمی‌شود. پس از انتخاب مناسب D و n_{21} ، با توجه به مقدار بهره ولتاژ مورد نظر، مقدار تعداد دور n_{31} به راحتی با کمک رابطه (۱۲) قابل محاسبه است. برای عملکرد مناسب منابع تجدیدپذیر لازم است تا طراحی مدار بر اساس جریان ورودی پیوسته با ریبیل کم باشد. به طور معمول، میزان ریبیل جریان ورودی مبدل‌ها حداکثر ۲۰٪ مقدار متوسط آن در نظر گرفته می‌شود. لذا، حداقل مقدار سلف ورودی L_{in} به صورت زیر بدست می‌آید:



شکل (۱۰): منحنی ضرایب بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بر حسب تغییرات n_{31} و n_{21}

$$L_{in} = \frac{V_{Lin} D}{\Delta i_{Lin} f_s} = \frac{V_{in} D}{20\% I_{Lin} f_s} \quad (28)$$

که در این رابطه f_s فرکانس کلیدزنی سوئیچ قدرت است. همچنین، برای کاهش حجم سلف تزویج شده که در بخش میانی مبدل قرار دارد، حداکثر ریبیل مجاز می‌تواند بیش از ۲۰٪ انتخاب شود. با استفاده از (۱) حداقل مقدار سلف مغناطیس‌کنندگی L_M به شرح زیر بدست می‌آید:

$$L_{in} = \frac{V_{LM} D}{\Delta i_{LM} f_s} > \frac{V_{in} D}{20\% I_{LM} \cdot (1 - n_{21}) f_s} \quad (29)$$

در مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن ماکزیمم ریبیل ولتاژ مجاز ۱٪ در خروجی‌های مبدل در حالت پایدار، حداقل مقدار خازن‌های C_{o2} و C_{o1} به صورت زیر حاصل می‌شوند:

$$C_{o1} = \frac{P_{out1} D}{V_{o1} \Delta V_{o1} f_s} \quad (30)$$

$$C_{o2} = \frac{P_{out2} D}{V_{o2} \Delta V_{o2} f_s} \quad (31)$$

با استفاده از (۱۱) و (۱۲) و همچنین با توجه به در نظر گرفتن ماکزیمم ریبیل ولتاژ مجاز ۱٪، رابطه برای انتخاب حداقل مقدار خازن میانی مدار C_1 به شرح زیر است:

$$C_1 = \frac{i_{c1} D}{\Delta V_{c1} f_s} = \frac{i_{N2} D}{\Delta V_{c1} f_s} \quad (32)$$

$$C_c = \frac{i_{Cc} D}{\Delta V_{Cc} f_s} = \frac{i_{N2} D}{\Delta V_{Cc} f_s} \quad (33)$$

جدول (۳): لیست مهمترین المان‌های پارازیتی در مبدل پیشنهادی

توضیحات	پارامتر
مقاومت استاتیک حالت روشن ماسفت	r_{DS}
زمان‌های لحظه خاموش شدن و روشن شدن سوئیچ	t_{on}, t_{off}
دوره تناوب کلیدزنی	T_s
مقاومت سری معادل خازن	ESR
افت ولتاژ دیود	V_F
مقاومت‌های معادل سری سلف ورودی و سلف تزویج شده	r_{Lin}, r_{Ni}

در مبدل پیشنهادی، ماسفت قدرت در شرایط کلیدزنی در جریان صفر به هدایت می‌رود. لذا رابطه محاسبه تلف توان در ماسفت قدرت که شامل تلفات لحظه خاموشی و تلف هدایتی است به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$P_{Loss} = P_{Mosfet(off)} + P_{Mosfet(Conduction)} \quad (22)$$

در این رابطه تلف توان در لحظه خاموشی و همچنین تلف هدایتی به صورت زیر است:

$$P_{Mosfet(off)} = \frac{1}{2T_s} (I_{SW(Max)} V_{DS} t_{off}) \quad (23)$$

$$P_{Mosfet(Conduction)} = I_{SW(RMS)}^2 R_{DS(on)} \quad (24)$$

در این رابطه I_{SW} و V_{DS} معادل ولتاژ و جریان ماسفت هستند. محاسبه تلفات دیود به مقدار متوسط جریانی عبوری و ولتاژ دو سر آن وابسته است که به صورت زیر بدست می‌آید:

$$P_{Diode} = V_F \cdot I_{D(AVG)} \quad (25)$$

محاسبه تلفات خازن با کمک مقاومت سری معادل و مقدار موثر جریان آن قابل تقریب به شرح زیر است:

$$P_{Cap.} = ESR \cdot I_C^2(RMS) \quad (26)$$

ادوات مغناطیسی که در مبدل پیشنهادی شامل سلف ورودی و سلف تزویج شده است شامل تلفات اهمی سیم بندی و تلف هسته می‌باشند که به صورت زیر برآورد می‌شود:

$$P_{Mag.} = r_{Lin} \cdot I_{in}^2 + r_{Ni} \cdot I_{Ni}^2(RMS) + P_{Core} \quad (27)$$

شایان ذکر است که پارامترهای پارازیتی هر المان را می‌توان از کاتالوگ مربوطه و همچنین اندازه‌گیری بدست آورد.

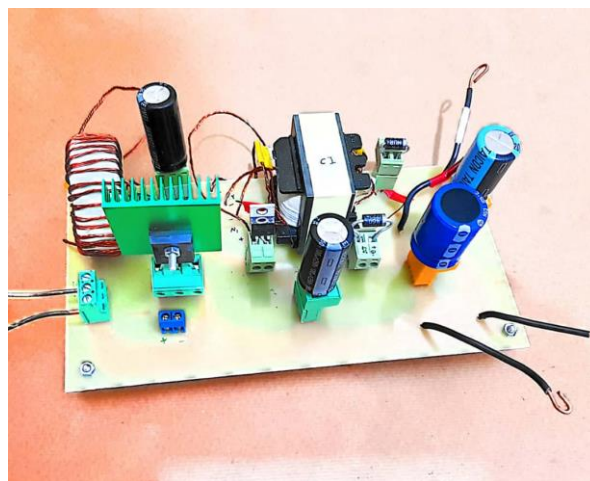
۶- ملاحظات طراحی پارامترهای کلیدی

مقدار تقریبی نسبت دور n_{21} سلف تزویج شده که با توجه به رابطه بهره ولتاژ، تاثیر قابل توجهی بر افزایش ولتاژ خروجی دارد بسیار اهمیت دارد. همانگونه که در شکل (۱۰) نیز نشان داده شده است با افزایش بیش از حد پارامتر n_{21} به سمت عدد واحد، منجر به افزایش شدید شیب تغییرات بهره ولتاژ مبدل می‌شود، که کنترل و تنظیم بهره ولتاژ خروجی را سخت‌تر می‌کند. از طرفی، این مساله منجر به افزایش استرس جریان المان‌های کلیدزنی مدار نیز می‌شود. در نتیجه، انتخاب

۷- نتایج عملی مبدل پیشنهادی

به منظور اعتبارسنجی بیشتر تحلیل‌های تئوری عملکرد مبدل پیشنهادی، یک نمونه مدار آزمایشگاهی تهیه شده است، که در شکل (۱۱) شماتیک آن نشان داده شده است. مقادیر پارامترهای مورد استفاده در نمونه آزمایشگاهی در جدول (۳) به صورت خلاصه ارائه شده است. با توجه به ولتاژ ورودی $V_{in}=25V$ ، برای ایجاد ولتاژهای $V_{out2}=85V$ و $V_{out1}=200V$ میزان سیکل وظیفه ماسفت‌ها معادل $D=0.55$ با انتخاب شده است. یک هسته تروئیدی پودر آهن $TI84-52$ و همچنین یک هسته فریت $EE42/21/20$ برای سلف ورودی و سلف تزویج شده سه سیم پیچ به ترتیب انتخاب شده است. برای دست آوردن شکل موج‌های جریان با دقت بالا، از یک پروب جریان فرکانس بالا $PA-677\ 1MHz$ با ضرایب تضعیف 0.5 و 0.05 استفاده شده است.

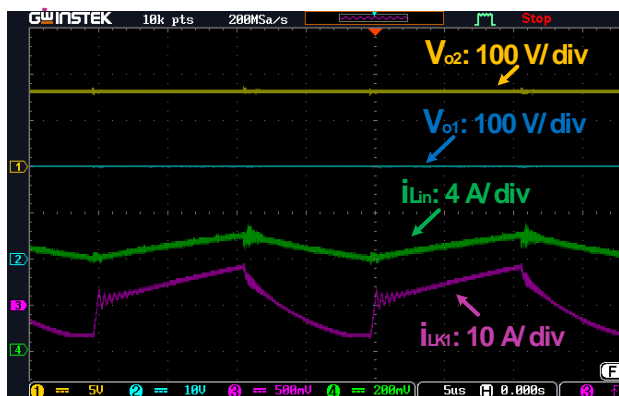
شکل (۱۲) شکل موج‌های نتایج عملی ولتاژهای خروجی، جریان‌های سلف نشتی و سلف ورودی را نشان می‌دهد. همان گونه که در شکل مشخص است، با توجه به عملکرد کلیدزنی نرم مبدل، ولتاژهای خروجی دارای حداقل اسپایک در لحظات کلیدزنی هستند. همچنین، جریان ورودی دارای ریپل کم است که مناسب کاربرد در منابع تجدید پذیر می‌باشد. نتایج عملی شکل موج‌های ولتاژ و جریان ماسفت قدرت در یک دوره سیکل کلیدزنی نیز در شکل (۱۳) ارائه شده است. در این شکل، عملکرد ZCS مبدل به صورت مشخص نشان داده شده است. علاوه بر این، شکل موج‌های دیودهای مدار نیز در شکل‌های (۱۴) - (۱۶) ارائه شده‌اند. تمامی دیودهای تحت بازیافت معکوس کم (LRR) خاموش می‌شوند.



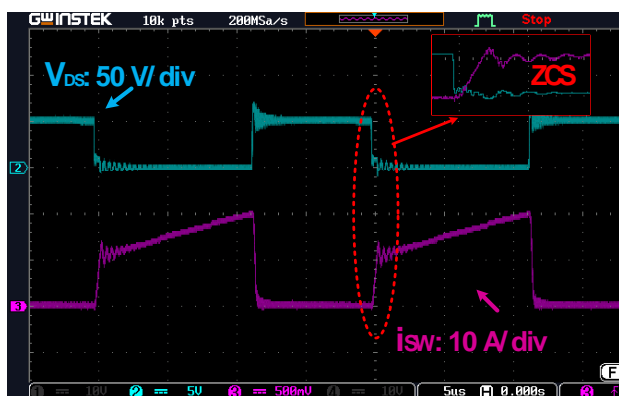
شکل (۱۱): نمونه آزمایشگاهی تهیه شده از مبدل پیشنهادی

جدول (۳): مقادیر پارامترهای مورد استفاده در نمونه آزمایشگاهی

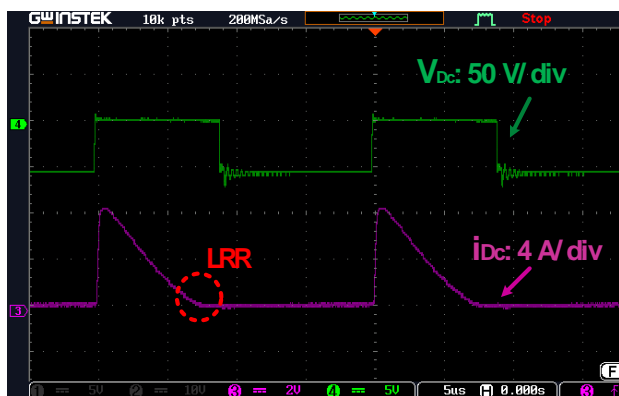
Parameter	Values	
	V_{out2}	V_{out1}
Output Power (P_{out})	72W	133W
Input Voltage (V_{in})	25V	25V
Output Voltage (V_{out})	85V	200V
Load (R_{Load})	100Ω	300Ω
Switching Frequency(f_s)	50 kHz	
Capacitors $C_{L1}, C_C, C_{o1}, C_{o2}$	100uF	
Power Switch S	IPP076N15N5 with $R_{DS(ON)}=7.6\ m\Omega$,	
Input Inductor L_{in}	140 uH	
Coupled-Inductor($n_1/n_2/n_3$)	EE42/21/20 (20/12/28)	
Magnetizing Inductor L_M	200 uH	
Diode D_{o1}	MUR 640	
Diode D_{o2}	MUR 415	
Diode D_c	MBR 10100	



شکل (۱۲): شکل موج‌های نتایج عملی V_{out2} ، V_{out1} ، جریان سلف نشتی و جریان سلف ورودی مبدل پیشنهادی



شکل (۱۳): شکل موج‌های نتایج عملی ولتاژ و جریان ماسفت



شکل (۱۴): شکل موج‌های نتایج عملی ولتاژ و جریان دیود D_c

جدول (۴): جزئیات تلفات توان در المان‌های مبدل پیشنهادی

ماسفت					
Device	Type	P_{on} (W)	P_{off} (W)	$P_{con.}$ (W)	$P_{Total.}$ (W)
MOSFET	IPP076N15N5	-	0.1	0.8	0.9 W

دیودها

Device	Type	V_F (V)	$P_{Di.}$ (W)
D_c	MBR10100	0.54	0.8
D_{o1}	MUR415	0.65	0.4
D_{o2}	MUR420	0.9	0.8
Total			2 W

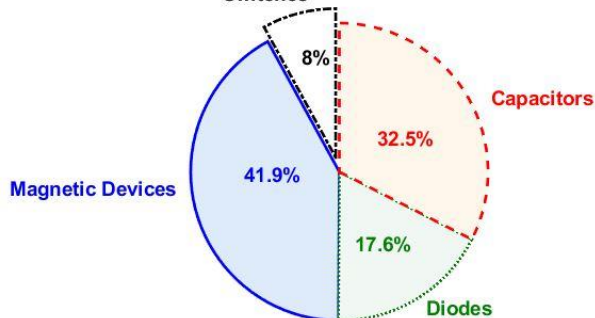
خازن‌ها

Device	Type	ESR (mΩ)	$P_{Cl.}$ (W)
C_c	100 uF 200 V	65	1.7
C_1	100 uF 200 V	65	1.6
C_{o1}	100 uF 250 V	90	0.06
C_{o2}	100 uF 250 V	95	0.34
Total			3.7 W

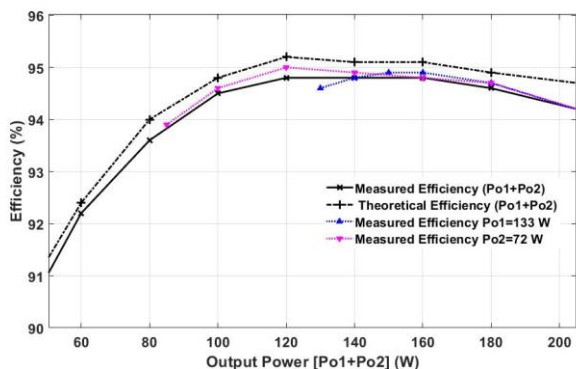
ادوات مغناطیسی

Device	Type	$P_{Con.}$ (W)	$P_{Core.}$ (W)
L_{in}	T184-52	2.2	1.0
TWCI	EE42/21/20	1.4	0.11

Switches

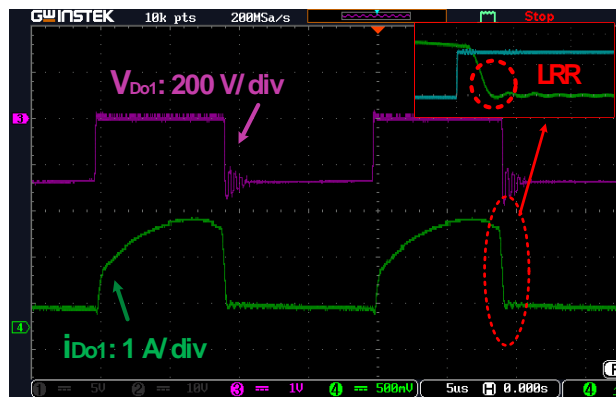


شکل (۱۷): درصد تلفات توان در المان‌های مبدل پیشنهادی در شرایط بار نامی

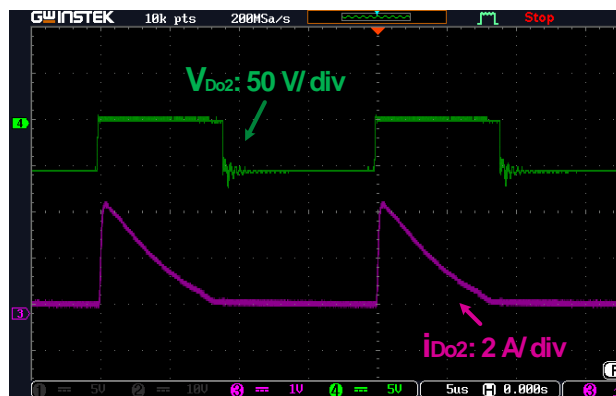


شکل (۱۸): راندمان‌های عملی و تئوری مبدل پیشنهادی به ازای توان خروجی

شکل (۱۷) نتایج عملی پاسخ گذرا ولتاژهای خروجی مبدل پیشنهادی در حالت حلقه بسته به ازای تغییر پله‌ای بار خروجی مبدل (R_{Li}) از ۳۰۰ اهم به ۵۰۰ اهم را نشان می‌دهد. همچنین نتایج عملی



شکل (۱۵): شکل موج‌های نتایج عملی ولتاژ و جریان دیود D_{o1}



شکل (۱۶): شکل موج‌های نتایج عملی ولتاژ و جریان دیود D_{o2}

علاوه بر این، راندمان مبدل پیشنهادی در شرایط بار نامی در حدود ۹۴٫۲٪ اندازه‌گیری شده است. در جدول (۴) جزئیات تلفات توان در المان‌های مختلف مدار، که با کمک روابط (۲۲)–(۲۷) محاسبه شده است، ارائه شده است. همچنین، درصد تلفات المان‌های مدار در شکل (۱۷) نمایش داده شده است. نتایج عملی راندمان در نمونه ساخته شده در آزمایشگاه در شرایط مختلف بار مهیا شده است که در شکل (۱۸) نشان داده شده است. در این منحنی به ازای سه شرایط مختلف راندمان اندازه‌گیری شده است که شامل موارد زیر است:

- ۱- اندازه‌گیری راندمان به ازای تغییرات مشابه در بارهای مدار (منحنی سیاه پیوسته)
- ۲- اندازه‌گیری راندمان به ازای تغییرات در مقاومت بار خروجی اول (منحنی بنفش). در این حالت توان خروجی دوم در مقدار ثابت $P_{o2}=72$ W قرار گرفته است.
- ۳- اندازه‌گیری راندمان به ازای تغییرات در مقاومت بار خروجی دوم (منحنی آبی). در این حالت توان خروجی دوم در مقدار ثابت $P_{o2}=133$ W قرار گرفته است.
- ۴- منحنی راندمان تیوری مبدل پیشنهادی به ازای درصد تغییرات مشابه در بارهای مدار (منحنی سیاه نقطه چین).

صورت گرفته در این مقاله، مبدل پیشنهادی می‌تواند گزینه مناسبی برای مدیریت توان منابع تجدید پذیر محسوب گردد.

مراجع

- [1] H. Tarzamni, H. S. Gohari, M. Sabahi, and J. Kyyrä, "Non-Isolated High Step-Up DC-DC Converters: Comparative Review and Metrics Applicability", IEEE Transactions on Power Electronics, 2023.
- [2] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, & B. Lehman, "Step-up DC-DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies", and applications. IEEE trans. power electron., 32(12), 9143-9178, 2017.
- [3] S. Esmaeili, M. Shekari, M. Rasouli, S. Hasanpour, A.A. Khan, and H. Hafezi, 2023. High Gain Magnetically Coupled Single Switch Quadratic Modified SEPIC DC-DC Converter. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023.
- [4] S. Hasanpour, Y. P. Siwakoti, & F. Blaabjerg, "A New High Efficiency High Step-Up DC/DC Converter for Renewable Energy Applications", IEEE Trans. Ind. Electron., DOI: 10.1109/TIE.2022.3161798, 2022.
- [5] S. Hasanpour, "A New Structure of Single-Switch Ultra High-Gain DC/DC Converter for Renewable Energy Applications", IEEE Trans. Power Electron, DOI: 10.1109/TPEL.2022.3172311, 2022.
- [6] S. Hasanpour, Y. P. Siwakoti, & F. Blaabjerg, "Analysis of a New Soft-Switched Step-Up Trans-Inverse DC/DC Converter Based on Three-Winding Coupled-Inductor", IEEE Trans. Power Electron., 37(2), 2203-2215, 2021.

[7] اژدر فائق بناب، حسین بنائی، محمدرضا و نجفی روادانق، سجاد. "آنالیز و تحلیل مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور جدید با ضریب بهره بالا"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال شانزدهم، شماره اول، صفحه های ۱۳۳-۱۴۶، ۱۳۹۸.

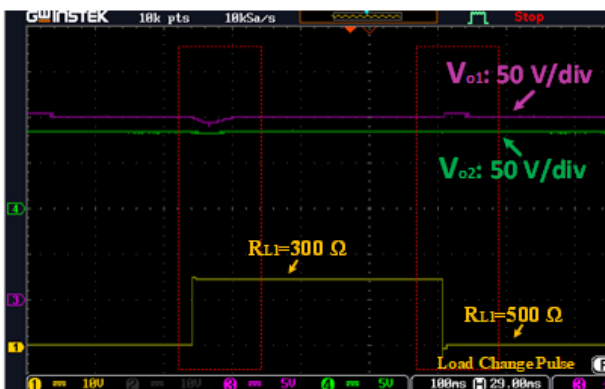
[8] میرزایی، امین. رضوانی وردوم، مهدی. حیدری، سارا. "تحلیل، طراحی و ساخت یک مبدل DC-DC شبه منبع امپدانس غیر ایزوله با کلیدزنی نرم و بهره ولتاژ بالا"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال شانزدهم، شماره سوم، صفحه های ۱۳-۲۴، ۱۳۹۸.

[9] اسلامی، مهدی. سیادتان، علیرضا. جوانی، غلامرضا. "طراحی و شبیه سازی یک مبدل DC-DC موازی در هم تنیده افزایش دهنده با کلیدزنی نرم برای بکارگیری بعنوان مدار واسط در منابع انرژی تجدید پذیر"، نشریه مهندسی برق و الکترونیک ایران، سال نوزدهم، شماره دوم، صفحه های ۱۴۹-۱۵۸، تابستان ۱۴۰۱.

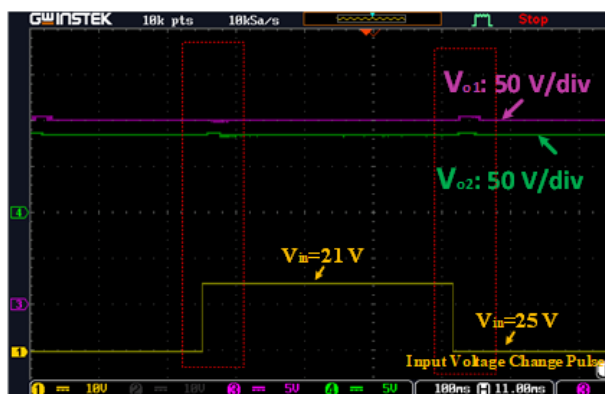
[۱۰] رحمانیان جزئی، محسن. و روح‌اله یزدانی، محمد. "مروری بر مبدل های چند خروجی"، ششمین کنفرانس ایده های نو در مهندسی برق، دانشگاه آزاد واحد اصفهان، اسفند ۱۳۹۶.

- [11] A. Edpuganti, V. Khadkikar, N. Al Sayari, and B. Zahawi, "Single-Inductor Multiple-Input-Multiple-Output Converter for CubeSats Electric Power System", IEEE Transactions on Power Electronics, 38(5), pp.6319-6336, 2023.
- [12] P. Patra, A. Patra, & N. Misra, "A single-inductor multiple-output switcher with simultaneous buck, boost, and inverted outputs", IEEE Trans. Power Electron., 27(4), 1936-1951, 2011.
- [13] K. I. Hwu, Y. T. Yau, & J. J. Shieh, "Dual-output boost converter", IEEE Ninth International Conference on

پاسخ دینامیکی مبدل پیشنهادی شده در این مقاله به ازای یک تغییر پله‌ای در ولتاژ ورودی (به مقدار ۴ ولت) در شکل (۱۸) نشان داده شده است. با توجه به این شکل‌ها، در مبدل پیشنهادی با استفاده از یک مدار کنترلر ساده، خروجی‌ها در مقدار مورد نظر تحت نوسانات بار خروجی و یا ولتاژ ورودی می‌توانند تثبیت شوند.



شکل (۱۹): نتایج عملی پاسخ دینامیکی مبدل پیشنهادی در ازای تغییر پله‌ای مقاومت بار



شکل (۲۰): نتایج عملی پاسخ دینامیکی مبدل پیشنهادی به ازای تغییر پله‌ای ولتاژ ورودی

۷- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مبدل DC-DC جدید تک سوئیچ افزایش دهنده ولتاژ با دو خروجی افزایش دهنده با پلاریته مثبت همراه با عملکرد کلیدزنی نرم و جریان ورودی پیوسته ارائه شده است. مزیت های مبدل پیشنهادی شامل: بهره‌های ولتاژ بالا، قابلیت تنظیم مجزا خروجی‌ها، جریان ورودی پیوسته با ریپل کم، عملکرد کلیدزنی نرم برای سوئیچ قدرت، بازیافت معکوس ناچیز دیودها، پلاریته مثبت در خروجی، زمین مشترک میان خروجی‌ها و منبع ورودی و تنش ولتاژ کم است. پس از معرفی ساختار مبدل پیشنهادی و تجزیه و تحلیل حالت دائمی، شاخصه‌های مهم عملکردی این مبدل با سایر مبدل‌های مرتبط مقایسه شده و مزایای مبدل ارائه شده نشان داده شد. در نهایت، برای اعتبار سنجی بیشتر تحلیل‌های تئوری، یک نمونه آزمایشگاهی از مبدل پیشنهادی تهیه و نتایج عملی ارائه گردید. با توجه به تحلیل‌های

- fuel cell-based electric vehicles”, *Electrical Engineering*, 102(3), 1715-1737, 2020.
- [29] K. Yari, S. H. Shahalami, & H. Mojallali, “High step-up isolated dc-dc converter with single input and double output and soft-switching performance for renewable energy applications”, *IET Power Electron.*, 12(11), 2942-2952, 2019.
- [30] Z. Li, R. Wang, Y. Liu, and G. Chen, “Synthesis of Dual-Output DC-DC Converters with Coupled Inductor from a Generalized Output Branch”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(10), pp.10025-10034, 2022.
- Power Electronics and Drive Systems (pp. 940-943), 2011.
- [14] K. S. Nathan, S. S. Ghosh, P. R. Tripathi, Y. P. Siwakoti, T. J. Flack, X. Li, & T. Long, “Benefits of the CI-CCS converter”, *The Journal of Engineering*, 2019(17), 4527-4531, 2019.
- [15] M.Y.A. Khan, H. Liu, S.M. Hashemzadeh, and X. Yuan, 2021. A Novel High Step-Up DC-DC Converter with Improved P&O MPPT for Photovoltaic Applications. *Electric Power Components and Systems*, 49(9-10), pp.884-900, 2022.
- [16] M. Farhadi-Kangarlu, A. Moallemi Khiavi, & Y. Neyshabouri, “A non-isolated single-input dual-output boost DC-DC converter. *IET Power Electron.*”, 14(5), 936-945, 2021.
- [17] N. Kumari, S.S. Kumar, and V. Laxmi, 2023. Self-balanced single-inductor single-input multiple-output bipolar DC-DC converter based on SEPIC-Ćuk combination with no cross-regulation. *Electrical Engineering*, pp.1-19, 2023.
- [18] A. Ganjavi, H. Ghoreishy, & A. A. Ahmad, “A novel single-input dual-output three-level DC-DC converter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 65(10), 8101-8111, 2018.
- [19] G. Chen, Z. Jin, Y. Deng, X. He, & X. Qing, “Principle and topology synthesis of integrated single-input dual-output and dual-input single-output DC-DC converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(5), 3815-3825, 2017.
- [20] C. Keerthika, S. Ramprasath, P. Rameshbabu, & C. Krishnakumar, “Simulation and Steady State Analysis of SIMO Boost Converter for Electric Vehicles”, 2nd International Conference for Emerging Technology (INCET) (pp. 1-5), 2021.
- [21] S. Daneshgar, D. Alizadeh, & E. Babaei, “Dual-Output Interleaved DC-DC Converter”, 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC) (pp. 341-345), 2022.
- [22] K. Suganthi, K. Sundararaman, C. Nityanarayanan, and K.B. Sudhakar, “A Single-Inductor Multi-Output Current-Mode LED Driver with Soft-Switching”, In 2022 First International Conference on Electrical, Electronics, Information and Communication Technologies (ICEEICT) (pp. 1-8). IEEE, 2022.
- [23] M. Dhananjaya, D. Potnuru, P. Manoharan, and H.H. Alhelou, “Design and implementation of single-input-multi-output DC-DC converter topology for auxiliary power modules of electric vehicle”, *IEEE Access*, 10, pp.76975-76989, 2022.
- [24] M. Y. Hassani, M. Maalandish, & S. H. Hosseini, “A Single-Switch High Step-Up DC-DC Converter with Low Input Current Ripple for Renewable Energy Applications”, In 2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC) (pp. 186-190), 2022.
- [25] M. R. Banaei, & S. G. Sani, “Analysis and implementation of a new SEPIC-based single-switch buck-boost DC-DC converter with continuous input current”, *IEEE trans. power electron.*, 33(12), 10317-10325, 2018.
- [26] R. J. Wai, & K. H. Jheng, “High-efficiency single-input multiple-output DC-DC converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, 28(2), 886-898, 2012.
- [27] R. J. Wai, & Z. F. Zhang, “High-Efficiency Single-Input Triple-Outputs DC-DC Converter with Zero-Current Switching”, *IEEE Access*, 7, 84952-84966, 2019.
- [28] P. R. Kumar, & C. G. Shankar, “High-performance single-input three-output DC-DC high gain converter for