



Technovations of Electrical Engineering in Green Energy System

Research Article

(2024) 3(3):85-102

A New Ultra High-Gain DC/DC Converter with Full Soft-Switching Performance and Low Voltage Stress

Sara Hasanpour¹, Assistant Professor, Amard Afzalian¹, Assistant Professor, Tohid Nouri², Assistant Professor

¹ Department of Electrical Engineering, Ramsar Branch, Islamic Azad University, Ramsar, Mazandaran, Iran

² Department of Electrical Engineering, Sari Branch, Islamic Azad University, Sari, Mazandaran, Iran

Abstract:

This paper presents a new single-switch Ultra High-Gain DC/DC converter for renewable energy applications. This converter is able to provide a high voltage gain in a low-duty cycle, low input current ripple, and low voltage stress. Moreover, a coupled inductor with three windings is utilized to extend the voltage gain, which indicates more converter flexibility. Also, the secondary winding of the coupled inductor acts in a trans-inverse manner. Thus, at a lower number of turn ratios, higher voltage gains can be achieved. A regenerative passive clamp circuit absorbs and recycles the energy of the leakage energy of the coupled inductor. The single-power MOSFET operates at zero current switching conditions with restricted voltage stress. In this circuit, because of the soft-switching operation for the power switch and diodes, the power dissipations have been alleviated considerably. Detailed steady-state and power loss analyses, as well as design considerations, are provided. Finally, to confirm the given theories a sample prototype (200 W, 25 V- 400 V) is implemented. Regarding the experimental results, the proposed converter efficiency is about 96.2%, and the maximum voltage stress across the power switch is limited to about 15% output DC voltage.

Keywords: Step-up DC-DC converter, Coupled-inductor, Continuous input current, Trans-inverse, Soft-switching.

Received: 08 March 2024

Revised: 03 May 2024

Accepted: 01 June 2024

Corresponding Author: Dr. Sara Hasanpour, Sara.Hasanpour@iau.ac.ir

DOI: 10.30486/TEEGES.2024.1104777





مقاله پژوهشی

فناوری‌های نوین مهندسی برق در سیستم انرژی سبز

یک مبدل جدید بسیار بهره بالا DC/DC با عملکرد کلیدزنی نرم کامل و استرس ولتاژ کم

سارا حسن پور^۱، استادیار، آمارد افضلیان^۱، استادیار، توحید نوری^۲، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق، واحد رامسر، دانشگاه آزاد اسلامی، رامسر، مازندران، ایران

۲- دانشکده مهندسی برق، واحد ساری، دانشگاه آزاد اسلامی، ساری، مازندران، ایران

چکیده: این مقاله یک مبدل جدید تک سوئیچ بسیار بهره بالا DC-DC برای کاربردهای انرژی تجدیدپذیر ارائه می‌دهد. این مبدل قادر است بهره ولتاژ بالا را در سیکل وظیفه کم، ریپل جریان ورودی کم و استرس ولتاژ پایین ارائه دهد. علاوه بر این، از یک سلف تزویج شده با سه سیم پیچ برای افزایش بهره ولتاژ استفاده شده است که نشان دهنده انعطاف پذیری بیشتر مبدل است. همچنین، سیم پیچ ثانویه سلف تزویج شده به صورت ترانس-معکوس عمل می‌کند. بنابراین در تعداد دوره‌های کمتر، بهره‌های ولتاژ بالاتر می‌تواند به دست آید. یک مدار کلمپ (محدودکننده) پسیو خوداحیا انرژی نشستی سلف تزویج شده را جذب و بازیافت می‌کند. تک ماسفت قدرت مدار در شرایط کلیدزنی در جریان صفر با استرس ولتاژ محدود فعالیت می‌کند. در این مدار به دلیل عملکرد کلیدزنی نرم برای سوئیچ قدرت و دیودها، تلفات توان به میزان قابل توجهی کاهش یافته است. تجزیه و تحلیل دقیق حالت دائمی و آنالیز تلفات توان به همراه ملاحظات طراحی مهیا شده است. در نهایت، برای تایید یافته‌های تئوری، یک نمونه آزمایشگاهی (۲۰۰ وات، ۲۵ ولت-۴۰۰ ولت) پیاده‌سازی شده است. با توجه به نتایج آزمایشگاهی، راندمان مبدل پیشنهادی در حدود ۹۶.۲٪ است و حداکثر استرس ولتاژ بر سر کلید قدرت تقریباً به اندازه ۱۵٪ ولتاژ DC خروجی محدود شده است.

واژه های کلیدی: مبدل جریان مستقیم بهره بالا، سلف تزویج شده، جریان ورودی پیوسته، ترانس-معکوس، کلیدزنی نرم.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۱۲/۱۸

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۳/۰۲/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۳/۱۲

نویسنده‌ی مسئول: دکتر سارا حسن پور ، sara.hasanpour@iau.ac.ir

DOI: 10.30486/TEEGES.2024.1104777



در چند دهه گذشته، آلودگیهای زیست‌محیطی و کمبود سوخت‌های فسیلی منجر شده است تا جوامع مدرن تمایل بیشتری به استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر مانند فتوولتائیک و سلول‌های سوختی داشته باشند. به دلیل سطح ولتاژ کم، جهت اتصال منابع تجدیدپذیر به یک اینورتر یا ریز شبکه، یک مبدل جریان مستقیم-جریان مستقیم (DC-DC) با بهره ولتاژ بالا به عنوان مدار رابط نیاز است [۱]. علاوه بر این یک مبدل بهره‌بالا می‌تواند در سیستم‌های روشنایی، دستگاه‌های قابل حمل، سیستم‌های مخابراتی و تجهیزات پزشکی نیز به کار برده شود. برخی شاخص‌های کلیدی مهم این مدارها شامل نسبت بهره ولتاژ بالا، تنش ولتاژ پایین، راندمان بالا و همچنین هزینه کم است [۲]. افزون بر این کشیدن جریان غیرضررانی از پنل‌های فتوولتائیک توسط مبدل‌های بهره بالا DC-DC نیز برای بهبود طول عمر و عملکرد آن ضروری است.

مبدل‌های DC-DC مرسوم با بهره ولتاژ بالا مانند بوست^۱ و سپیک^۲ در حالت ایده‌آل می‌توانند سطوح ولتاژ خروجی بالا را ایجاد کنند. با این وجود در عمل به دلیل استرس ولتاژ بالا و راندمان کم، قادر به ایجاد ضریب بهره ولتاژ بالاتر از پنج نیستند. برای حل این مشکل، از چندین تکنیک افزایش بهره ولتاژ مانند لیفت ولتاژ، سلول‌های ضرب‌کننده‌های ولتاژ، سلف/خازن‌های سوئیچ‌شده، و متد سری‌سازی استفاده شده است [۵-۱۱]. با این وجود بیشتر این مبدل‌ها نسبت تبدیل ولتاژ بالا را به ازای استفاده از تعداد زیادی المان ذخیره‌کننده انرژی، شرایط کلیدزنی سخت و همچنین مشکل بازیافت معکوس^۳ بالای دیودها ارائه می‌کنند که عملکرد مناسب آنها را تحت تاثیر قرار می‌دهد.

ادوات مغناطیسی شامل سلف تزویج‌شده یا ترانسفورماتور (ایزوله یا غیرایزوله) به عنوان یک راه‌حل مناسب می‌توانند برای بهبود عملکرد مبدل‌های افزایشنده ولتاژ به کار برده شوند. در مبدل‌های بر پایه سلف تزویج‌شده، بهره ولتاژ بالا به صورت تابعی از سیکل وظیفه کلید اصلی مدار به همراه نسبت دور سلف تزویج‌شده است. بنابراین مبدل مورد اشاره می‌تواند بدون نیاز به سیکل وظیفه زیاد، ضریب بهره ولتاژ بالا را فراهم کند که منجر به بهبود بازده مدار می‌شود [۵]. با این حال در چنین مبدل‌هایی برای بازیابی انرژی نشستی سلف تزویج شده، استفاده از یک مدار کلمپ به صورت پس‌پس یا اکتیو ضروری است [۶،۵].

ترکیب سلف تزویج‌شده با سایر روش‌های افزایشنده ولتاژ مانند خازن سوئیچ‌شده یا سلول‌های ضرب‌کننده ولتاژ^۴ راه حل موثرتری برای دستیابی به افزایش ولتاژ بالاتر همراه با عملکرد مناسب‌تر مبدل است. تاکنون مبدل‌های بهره بالا زیادی بر پایه سلف تزویج‌شده ارائه شده است. با این حال، در اینجا انواع مبدل‌هایی که دارای عملکرد نزدیک به ساختار پیشنهادی هستند ارزیابی می‌شوند. در مبدل‌های DC-DC افزایشنده ولتاژ در [۹-۷]، با ترکیب سلف تزویج‌شده و سلول ضرب‌کننده ولتاژ، به بهره‌های ولتاژ بالا دست یافته‌اند. با این حال، به دلیل اتصال سری بین سمت اولیه سلف تزویج‌شده و منبع ورودی، این مبدل‌ها از ریبیل زیاد جریان ورودی رنج می‌برند. همچنین ریبیل زیاد جریان ورودی در مبدل‌های افزایشنده ولتاژ سلف تزویج‌شده ارائه شده در [۱۰، ۱۱]، باعث محدود شدن کاربرد آن شده است. برای این منظور، چند مبدل غیرایزوله با جریان ورودی پیوسته و ریبیل کم و همچنین عملکرد کلیدزنی نرم در [۱۵-۱۲] برای کاربردهای انرژی تجدیدپذیر پیشنهاد شده‌اند. مزیت اصلی این مبدل‌ها شامل تعداد المان کم، راندمان بالا، روند کنترل ساده و مشکل بازیافت معکوس دیود ناچیز است. با این وجود، ضریب بهره ولتاژ در این مدارها کمتر از سایر هم‌تایان است. همچنین مبدل‌های جدید DC/DC با بهره ولتاژ بالا و ریبیل جریان ورودی کم با استفاده از یک ترانسفورماتور غیرایزوله و یک مدار کلمپ اکتیو در [۶-۱۶] پیشنهاد شده‌اند. با این حال استفاده از دو کلید اکتیو با الگوهای فرمان گیت متفاوت محدودیت اصلی مدارهای ذکر شده است.

اخیراً برخی از مبدل‌های مبتنی بر سلف تزویج‌شده در مقالات علمی معرفی شده‌اند که بر خلاف اکثر هم‌تایان خود، قادر به تولید بهره ولتاژ بالا به ازای مقداری ناچیز تعداد دور سیم پیچی هستند. در این ساختارها که دارای ویژگی منحصر به فرد ترانس-معکوس^۵ هستند، به دلیل نیاز به نسبت دورهای کمتر سلف تزویج‌شده، تلفات توان ادوات مغناطیسی نیز تقلیل می‌یابد که منجر به بهبود راندمان می‌شود. در [۱۹، ۲۰]، دو نوع جدید مبدل ترانس-معکوس با استفاده از سلف تزویج‌شده دو سیم‌پیچه برای ارائه بهره ولتاژ بالا با عملکرد کلیدزنی نرم پیشنهاد شده است. با این وجود، جریان ورودی با ریبیل زیاد [۱۹] و استفاده از دو کلید اکتیو [۲۰] از معایب اصلی مبدل‌های ذکر شده است. همچنین، یک مبدل ترانس-معکوس با بهره ولتاژ بالا در کنار ریبیل جریان ورودی کم در [۲۱] نیز پیشنهاد شده است. هر چند این مبدل از عملکرد کلیدزنی سخت برای سوئیچ قدرت و مشکلات بازیافت معکوس بالا برای دیودها رنج می‌برد.





استفاده از یک سلف تزویج شده سه سیم پیچه^۶ (TWCI) در مدارهای DC-DC بهره بالا، منجر به افزایش درجه آزادی مبدل جهت حصول بهره ولتاژ بالا همراه با بهبود عملکرد مبدل می‌شود. مبدل‌های تک سوئیچه ارائه شده در [۲۲-۲۴] که مبتنی بر TWCI هستند و دارای عملکرد کلیدزنی نیز هستند، از جریان ورودی با ریپل زیاد رنج می‌برند. در [۲۷-۲۵]، با استفاده از یک TWCI، چند توپولوژی جدید تک سوئیچه با بهره ولتاژ بسیار بالا با ریپل جریان ورودی کم و تنش ولتاژ پایین ارائه شده است. هر چند این مبدل‌ها دارای ویژگی ترانس-معکوس نیستند لذا به تعداد دور زیاد برای حصول بهره‌های ولتاژ بالا نیاز دارند. برای حل این مشکل، در [۳۳-۲۸] انواع جدیدی از توپولوژی‌های بهره بالا مبتنی بر TWCI با ریپل جریان ورودی کم، ویژگی ترانس-معکوس و عملکرد کلیدزنی نرم در جریان صفر ارائه شده‌اند. در این ساختارهای تک-سوئیچه، از اندوکتانس‌های نشتی سلف تزویج شده برای رفع مشکلات بازیافت معکوس دیودها بهره برده شده است. با این حال در این مدارها، استرس ولتاژ بالایی به دیودهای مدار القا می‌شود. با در نظر گرفتن مزایا و معایب مبدل‌های معرفی شده، این مقاله نوع جدیدی از ساختار ولتاژ بالا تک سوئیج DC-DC با ریپل جریان ورودی کم معرفی شده است. مزایای مبدل پیشنهادی به شرح زیر است:

۱- بهره ولتاژ بالا به ازای نسبت دورهای کمتر سلف تزویج شده.

۲- خاصیت ترانس-معکوس.

۳- درجه آزادی اضافی مستقل برای طراحی.

۴- کم بودن تعداد المان‌های مدار.

۵- ریپل جریان ورودی کم.

۶- استرس ولتاژ پایین بر سر قطعات کلیدزنی مدار.

۷- عملکرد کلیدزنی در جریان صفر برای سوئیج قدرت.

۸- فاقد مشکل بازیافت معکوس برای همه دیودها.

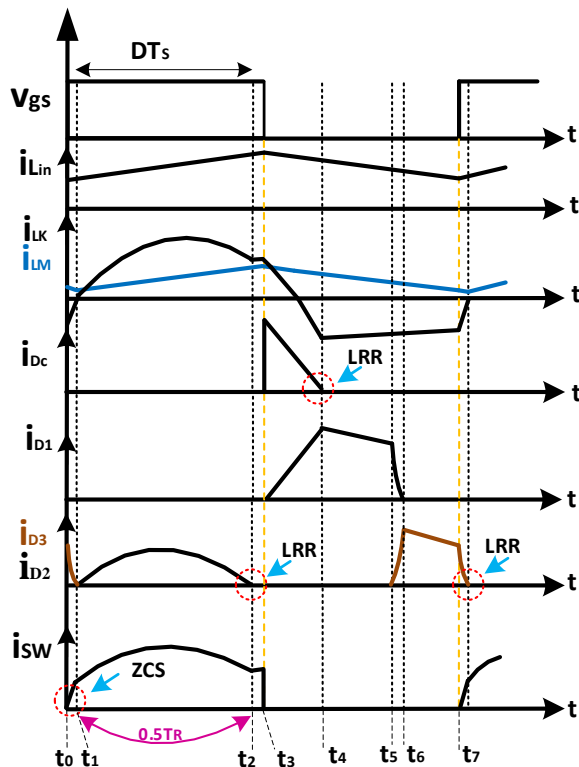
۹- عملکرد رزونانسی برای کاهش بیشتر تلفات توان.

طرح کلی این مقاله به شرح زیر است: شرح مبدل پیشنهادی و تجزیه و تحلیل حالت دائمی آن در بخش‌های (۲) و (۳) ارائه شده است. در بخش (۴)، مزایای مدار معرفی شده در مقایسه با سایر توپولوژی‌های مشابه نشان داده شده است. در بخش (۵)، ملاحظات طراحی المان‌های مدار به صورت بهینه مهیا شده است. نتایج تجربی یک نمونه اولیه ۲۰۰ وات، ۲۵ ولت به ۴۰۰ ولت در بخش (۶) برای تأیید عملکرد مبدل پیشنهادی ارائه شده است. در نهایت، نتیجه‌گیری مقاله در بخش (۷) مقاله بیان شده است.

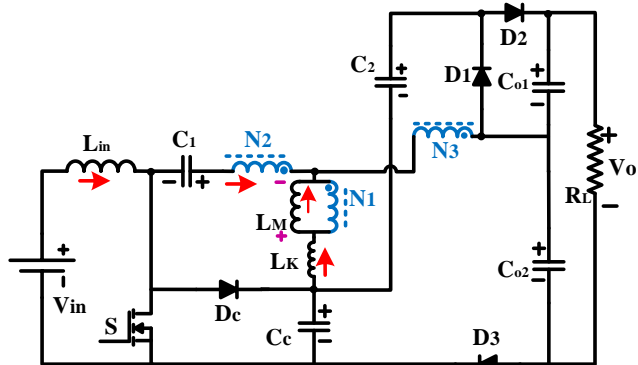
۲- معرفی توپولوژی و اصول عملکرد

ساختار توپولوژی پیشنهادی در شکل (۱-الف) نشان داده شده است. مدار پیشنهادی متشکل از یک سلف ورودی (L_{in})، یک سوئیچ قدرت، یک TWCI، چهار دیود و پنج خازن است. حلقه‌های $C_1-N_2-N_1-C_c$ و $D_1-C_2-N_1-N_3$ مدارهای ضرب‌کننده ولتاژ هستند که برای افزایش نسبت بهره ولتاژ به کار می‌روند. یک مدار کلمپ پسیو خوداحیا^۷ (شامل C_c و D_c) نیز منجر به محدود شدن استرس ولتاژ سوئیچ قدرت می‌شود. علاوه بر این در نظر گرفتن یک تانک رزونانس^۸ در قسمت میانی مدار، منجر به تغییر شکل موج جریان کلید قدرت و دیود D_2 به صورت شکل سینوسی می‌شود. این تغییر فرم جریان، به کاهش جریان سوئیچ در زمان خاموش شدن کمک می‌کند، لذا باعث کاهش تلفات سوئیچ در هنگام خاموشی می‌شود. به منظور ساده‌سازی تحلیل حالت دائمی مدار پیشنهادی، ولتاژ بر سر خازن‌های مبدل به صورت ثابت در نظر گرفته می‌شود. علاوه بر این، سلف تزویج شده به عنوان یک ترانسفورماتور ایده‌آل با نسبت‌های دور $n_{31}=N_3/N_1$ و $n_{21}=N_2/N_1$ همراه با یک سلف مغناطیسی (L_M) و یک سلف نشت ادغام شده (L_k) در سمت اصلی مدل سازی می‌شود. شکل (۱-ب)، شکل موج‌های کلیدی المان‌های کلیدزنی مدار را در حالت دائمی در حالت مد هدایت پیوسته (CCM) نشان می‌دهد. همچنین مدار پیشنهادی دارای هفت مد عملکرد است و مدارهای معادل مربوط به هر مد در یک دوره کلیدزنی در شکل (۲) ارائه شده است. شایان ذکر است که در جدول (۱)، علائم و متغیرهایی که در روابط این مقاله به کار رفته‌اند، معرفی و تشریح گردیده‌اند.





(ب)



(الف)

شکل (۱): (الف) ساختار مبدل پیشنهادی، (ب) شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی

مد اول $[t_0 - t_1]$: در لحظه t_0 ، کلید قدرت تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر^۹ (ZCS) روشن می‌شود. با توجه به شکل (۲-الف)، در طول این مد عملکرد، دیود D_3 نیز هدایت می‌کند، در حالی که سایر دیودهای مدار خاموش می‌شوند. در طول این بازه زمانی کوتاه، ولتاژ بر سر سلف ورودی (L_{in}) برابر با V_{in} است. بنابراین جریان آن به صورت خطی افزایش می‌یابد. همچنین خازن C_c از سلف تزویج شده انرژی دریافت می‌کند. به دلیل اثر اندوکتانس نشستی، جریان دیود D_3 بدون مشکل بازیافت معکوس در پایان این مد به صفر می‌رسد.

مد دوم $[t_1 - t_2]$: در این حالت عملکرد، کلید قدرت روشن است و دیود خروجی D_2 با شیب ملایم شروع به هدایت می‌کند. همانند مد اول، انرژی را از منبع ولتاژ ورودی دریافت می‌کند. همچنین خازن C_1 از سمت ثانویه سلف تزویج شده شارژ می‌شود. علاوه بر این، انرژی خازن‌های C_c و C_2 به سمت بار خروجی تخلیه می‌شوند. در طول این حالت ولتاژ روی اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی برابر با یک ولتاژ مثبت است لذا جریان آن به صورت خطی افزایش می‌یابد. در این مد به منظور کاهش جریان سوئیچ قدرت در لحظه خاموش شدن، یک تانک رزونانس میان TWCI به همراه خازن‌های میانی مدار C_c و C_1 اتخاذ می‌شود. بر اساس شکل (۲-ب)، این سلول رزونانسی کمک می‌کند تا جریان کلید قدرت به همراه جریان سلف نشستی و دیود D_2 به شکل سینوسی شکل بگیرد. بنابراین با کمک این عملکرد شبه‌رزونانسی اتلاف توان کلیدزنی کاهش می‌یابد. با توجه به پیکربندی مدار در این مد، این فرکانس تشدید به صورت زیر بدست می‌آید:

$$f_r = \frac{1}{T_r} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{k1} \left(\frac{n_{21} + n_{31}}{1 + n_{31}} \right) [C_1 \parallel C_c]}} \quad (1)$$

برای بهترین عملکرد، طول دوره رزونانس باید نزدیک به دوره کلیدزنی مدار به صورت $0.5T_r \approx DT_s$ تنظیم شود. در این حالت می‌توان معادلات زیر را بیان کرد:

$$v_{L_{in}} = V_{in} \quad (2)$$

$$v_{LM} = \frac{v_{C_c} - v_{C_1}}{1 - n_{21}} \quad (3)$$

$$v_{C_{o1}} = v_{C_2} + (1 + n_{31})v_{LM} \quad (4)$$



جدول (۱): واژه‌نامه

نماد	شرح	نماد	شرح
P_{Di}	تلف دیود	D	سیکل وظیفه سوئیچ قدرت
P_{Ci}	تلف خازن	D_{34}	طول بازه مد عملکرد چهارم مدار
P_{Mag}	تلفات ادوات مغناطیسی	f_r	فرکانس رزنانس
R_L	مقاومت بار خروجی	i_s	جریان سوئیچ قدرت
T_r	دوره تناوب مدار تانک رزنانس	i_s^{off}	جریان سوئیچ در لحظه خاموش شدن
V_{D1}	استرس ولتاژ دیود D_1	I_o	جریان بار خروجی
V_{D2}	استرس ولتاژ دیود D_2	$i_{S(RMS)}$	مقدار RMS جریان سوئیچ قدرت
V_{D3}	استرس ولتاژ دیود D_3	i_{LM}	جریان سلف مغناطیس‌کنندگی
V_{Dc}	استرس ولتاژ دیود D_c	i_{N2}	جریان سیم‌پیچ ثانویه سلف تزویج‌شده
V_o	ولتاژ بار خروجی	i_{N3}	جریان سیم‌پیچ ثالثیه سلف تزویج‌شده
V_s	استرس ولتاژ سوئیچ	i_{D1}	جریان دیود D_1
ΔV_{Ci}	ریپل ولتاژ مجاز خازن‌های مدار	i_{D2}	جریان دیود D_2
V_{Lin}	ولتاژ سلف ورودی	i_{D3}	جریان دیود D_3
V_{in}	ولتاژ منبع ورودی	ΔI_{in}	ریپل مجاز جریان سلف ورودی
V_{LM}	ولتاژ سلف مغناطیس‌کنندگی	ΔI_{LM}	ریپل مجاز جریان سلف مغناطیس‌کنندگی
V_{Cc}	ولتاژ خازن C_c مدار	i_{Dc}	جریان دیود D_c
V_{C1}	ولتاژ خازن C_1 مدار	M	ضریب بهره ولتاژ ایده‌آل مدار
V_{C2}	ولتاژ خازن C_2 مدار	n_{21}	نرخ تعداد دور ثانویه به اولیه سلف تزویج‌شده
V_{Co1}	ولتاژ خازن C_{o1} مدار	n_{31}	نرخ تعداد دور ثالثیه به اولیه سلف تزویج‌شده
V_{Co2}	ولتاژ خازن C_{o2} مدار	P_{Core}	تلفات هسته
		P_s	تلف سوئیچ قدرت

$$i_s = i_{in} + i_{N2} \quad (5)$$

این مد عملکرد زمانی پایان می‌یابد که جریان دیود خروجی D_2 با شیب ملایم و بازیافت معکوس کم 10 (LRR) به صفر برسد. مد سوم $[t_2 - t_3]$: همانطور که در شکل (۲-پ) نشان داده شده است، فقط سوئیچ S در طول این فاصله کوتاه همچنان هدایت می‌کند. در این حالت، خازن متعادل‌کننده C_1 توسط TWCI شارژ می‌شود. همچنین جریان سمت ثانویه و اندوکتانس نشستی سلف تزویج شده برابر است.

مد چهارم $[t_3 - t_4]$: با توجه به شکل (۲-ت)، این حالت عملیاتی زمانی شروع می‌شود که کلید قدرت در $t=t_3$ با اعمال یک پالس PWM به گیت خاموش شود. در همین حال، دیود D_c به همراه دیود D_1 به طور همزمان شروع به هدایت می‌روند. بنابراین حداکثر ولتاژ بر سر کلید قدرت مدار محدود می‌شود. سمت ثالثیه TWCI انرژی خود را به خازن C_3 می‌رساند. علاوه بر این، خازن کلمپ C_c از سلف ورودی انرژی دریافت می‌کند، لذا جریان سلف ورودی شروع به کاهش خطی می‌کند. این حالت عملکرد زمانی به پایان می‌رسد که دیود D_c تحت شرایط LRR خاموش شود. در این حالت می‌توان معادلات زیر را به دست آورد:

$$v_{Lin} = V_{in} - v_{Cc} \quad (6)$$

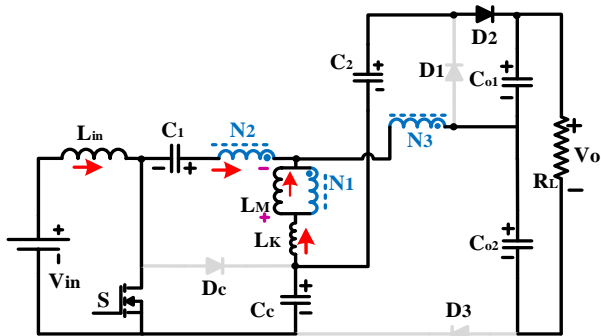
$$v_{C2} = -(1 + n_{31})v_{LM} \quad (7)$$

$$v_{LM} = \frac{-v_{C1}}{1 - n_{21}} \quad (8)$$

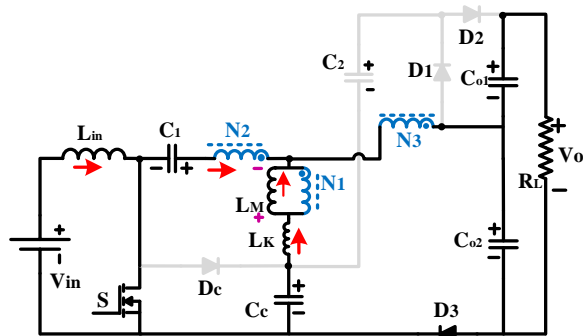
مد پنجم $[t_4 - t_5]$: در طول این بازه، دیود D_1 همچنان در حالت بایاس مستقیم است. همانند حالت قبلی، خازن C_2 انرژی را از سلف تزویج‌شده سه سیم پیچ دریافت می‌کند. این حالت زمانی به پایان می‌رسد که دیود D_3 شروع به هدایت کند. بر اساس شکل (۲-ث) رابطه ولتاژ خازن C_2 مدار را می‌توان به صورت زیر نوشت:

$$v_{C2} = -(1 + n_{31})v_{LM} \quad (9)$$

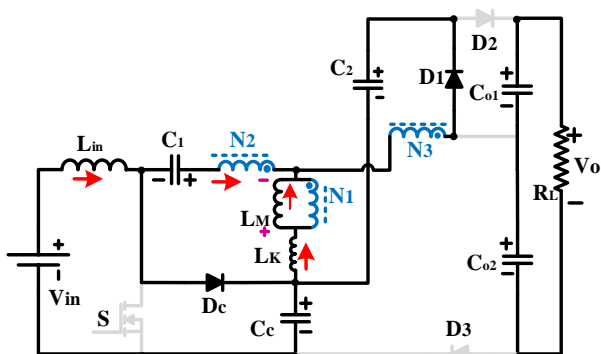




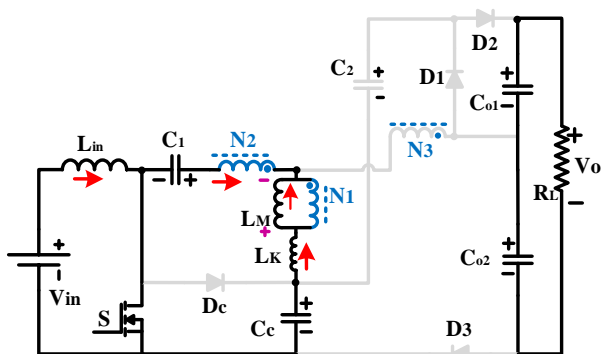
(ب)



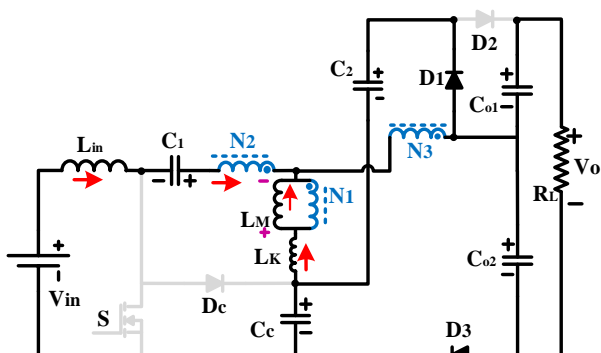
(الف)



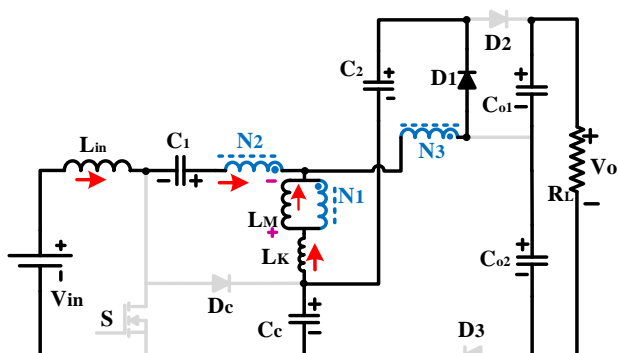
(ت)



(پ)

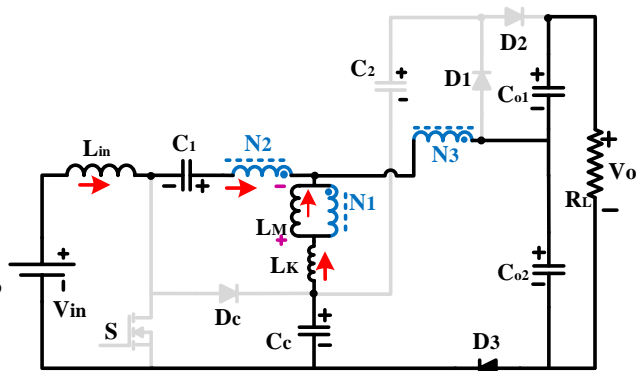


(ج)



(ث)

شکل (۲): مدار معادل‌های مبدل پیشنهادی، (الف) مد اول، (ب) مد دوم، (پ) مد سوم، (ت) مد چهارم، (ث) مد پنجم، (ج) مد ششم و (ج) مد هفتم



(ج)



مد ششم $[t_5 - t_6]$: در این مد عملکرد، دیودهای D_1 و D_3 در حال هدایت قرار دارند. خازن کلمپ همچنان از سلف تزویج شده انرژی دریافت می‌کند. به دلیل اثر اندوکتانس نشستی در سمت ثانویه سلف تزویج شده، جریان دیود D_1 با LRR به صفر می‌رسد.

مد هفتم $[t_6 - t_7]$: همانطور که در شکل (۲-چ) نشان داده شده است، در این بازه زمانی، D_3 هدایت می‌کند و در حالی که سایر دیودهای مدار مسدود هستند. در این حالت عملیاتی، انرژی‌های موجود در سلف نشستی به همراه خازن C_c از طریق D_3 به خازن خروجی C_{o2} انتقال می‌یابد. در این بازه، معادله حلقه ولتاژ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$v_{Co2} = v_{Cc} - (1 + n_{31})v_{LM} \quad (10)$$

۳- تحلیل حالت دائمی مبدل پیشنهادی

در این بخش، تحلیل حالت دائمی مدار معرفی شده ارائه شده است. برای ساده شدن تحلیل، از تأثیر سلف نشستی و مدهایی با بازه زمانی کوتاه چشم‌پوشی شده است.

۳-۱- بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی

با استفاده از روابط (۲)، (۳)، (۷)، و (۸)، و اعمال اصل تعادل ولتاژ-ثانیه بر روی اندوکتانس‌های ورودی و مغناطیس‌کنندگی مدار (L_{in}) و L_M ، ولتاژ خازن‌های C_c و C_1 به صورت زیر بدست می‌آیند:

$$V_{Cc} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (11)$$

$$V_{C1} \approx \frac{D \cdot V_{in}}{1-D} \quad (12)$$

در اینجا، عبارت D نماینده سیکل وظیفه کلید قدرت مدار است. بر اساس مد عملکرد چهارم و همچنین با استفاده از روابط (۷)، (۸) و (۱۲)، مقدار متوسط ولتاژ C_2 به صورت زیر بدست می‌آید:

$$V_{C2} = \frac{D(1+n_{31})}{(1-n_{21})(1-D)} \cdot V_{in} \quad (13)$$

همچنین، با جایگزینی معادلات (۱۱)–(۱۳) و (۳) به (۴)، ولتاژ C_{o1} خازن خروجی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$V_{Co1} = \frac{(1+n_{31})}{(1-n_{21})(1-D)} \cdot V_{in} \quad (14)$$

علاوه بر این با استفاده از (۸)، (۱۰)، و (۱۱)، متوسط ولتاژ خازن C_{o2} برابر با (۱۵) است.

$$V_{Co2} = \frac{1-n_{21}+D(1+n_{31})}{(1-n_{21})(1-D)} \cdot V_{in} \quad (15)$$

در نهایت بر اساس پیکربندی مدار و با در نظر گرفتن (۱۴) و (۱۵)، بهره ولتاژ توپولوژی ارائه شده در حالت مد عملکرد جریان پیوسته به صورت زیر بدست می‌آید:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+(1+D)(1+n_{31})-n_{21}}{(1-n_{21})(1-D)} \cdot V_{in} \quad (16)$$

مبدل پیشنهادی از سه درجه آزادی شامل سیکل وظیفه و تعداد دورهای سلف تزویج شده (n_{21} ، n_{31}) برای افزایش بهره ولتاژ استفاده می‌کند. شکل (۳) تغییر بهره ولتاژ پیشنهادی را در مقابل پارامترهای مبدل (D ، n_{21} ، و n_{31}) نشان می‌دهد. می‌توان مشاهده کرد که توپولوژی پیشنهادی قادر به ارائه بهره ولتاژ بالا در محدوده وسیعی به ازای مقادیر کوچک نسبت دور سلف تزویج شده است که تلفات توان هدایتی را کاهش می‌دهد. با توجه به رابطه (۱۶)، بهره ولتاژ توپولوژی پیشنهادی دارای رفتار نامی نسبت به پارامترهای D و n_{21} است.

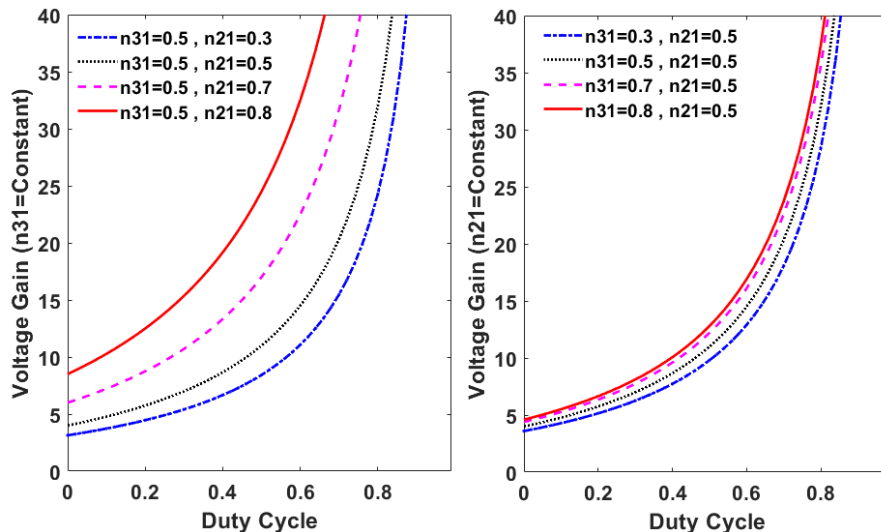
۳-۲- استرس‌های ولتاژ و جریان در المان‌های کلیدزنی مبدل پیشنهادی

بر اساس ساختار مبدل، حداکثر تنش‌های ولتاژ اجزای کلیدزنی مدار به صورت زیر هستند:

$$V_{S(Max)} = V_{Dc(Max)} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{1-n_{21}}{1+(1+D)(1+n_{31})-n_{21}} V_o \quad (17)$$

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = \frac{1+n_{31}}{1+(1+D)(1+n_{31})-n_{21}} V_o \quad (18)$$





شکل (۳): ضریب بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بر حسب سیکل وظیفه و تعداد دورهای سلف توزیع شده

با استفاده از (۵)، حداکثر استرس جریان و مقدار موثر^(RMS) جریان سوئیچ قدرت نیز به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$I_{S(peak)} \approx \left(M + \frac{(1+n_{31})(1+\frac{\pi}{2D})}{1-n_{21}} \right) I_o \quad (19)$$

$$I_{S(RMS)} = I_o \sqrt{DX_1^2 + \frac{DX_2^2}{2} + \frac{4DX_1X_2}{\pi}} \quad (20)$$

در اینجا، M بهره ولتاژ توپولوژی پیشنهادی است. همچنین پارامترهای X_1 و X_2 به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$X_1 = M + \frac{1+n_{31}}{1-n_{21}}, \quad X_2 = \frac{\pi}{2D} \left(\frac{n_{31}+1}{1-n_{21}} \right) \quad (21)$$

علاوه بر این مقدار جریان سوئیچ در لحظه خاموش شدن و همچنین حداکثر جریان عبوری از دیود کلمپ D_c در $t=t_4$ را می‌توان به صورت زیر بدست آورد:

$$i_S^{t=off} = i_{DC(peak)} = \left(M + \frac{1+n_{31}}{1-n_{21}} \right) I_o \quad (22)$$

علاوه بر این با توجه به شکل سینوسی جریان دیود خروجی D_2 ، مقدار پیک جریان آن را می‌توان به صورت زیر تعیین کرد:

$$i_{D2(peak)} = \frac{\pi}{2D} I_o \quad (23)$$

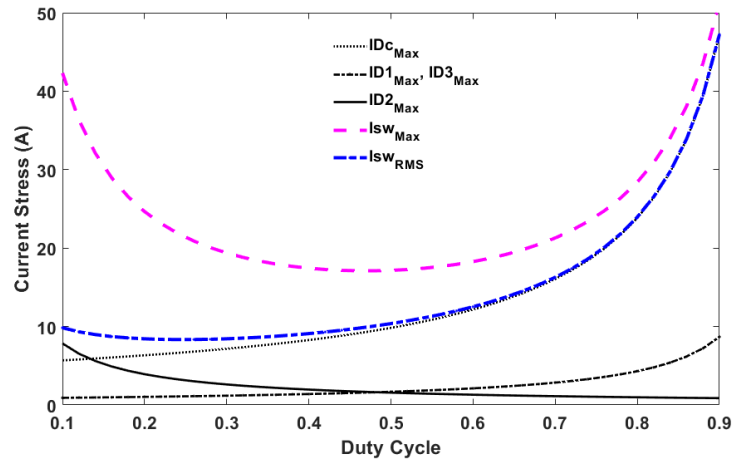
در اینجا، پارامتر I_o نشان دهنده جریان بار خروجی است. بعلاوه ماکزیمم مقدار جریان دیودهای D_1 و D_o را می‌توان به صورت تقریبی تخمین زد:

$$i_{D1(peak)} \approx i_{D3(peak)} \approx \frac{2I_o}{1-D_{34}} \quad (24)$$

که در اینجا، پارامتر D_{34} مدت زمان هدایت دیود کلمپ را نشان می‌دهد که به صورت زیر تقریب زده می‌شود:

$$D_{34} = \frac{2}{M + \frac{1+n_{31}}{1-n_{21}}} \quad (25)$$

شکل (۴) حداکثر مقدار جریان دیودها و همچنین مقادیر حداکثر و جریان موثر سوئیچ قدرت توپولوژی پیشنهادی را به ازای $n_{21} = 0.7$ ، $n_{31} = 0.4$ و مقاومت بار $R_L = 800 \Omega$ را نشان می‌دهد. برای این منحنی‌ها، با تنظیم محدوده سیکل وظیفه $0.35 < D < 0.7$ می‌توان به بهترین عملکرد مبدل پیشنهادی دست یافت.



شکل (۴): مقادیر حداکثر و موثر (RMS) جریان المان های کلید زنی مبدل پیشنهادی

۳-۳- تلفات توان در مبدل پیشنهادی

در این بخش، اتلاف تلفات مبدل پیشنهادی ناشی از اجزای پارازیتی المان های مدار بررسی می شود. اجزای اصلی مرتبط به تخمین تلفات توان در جدول (۲) معرفی شده است. به لطف تانک رزونانس در مد عملکرد دوم، تلفات توان در سوئیچ قدرت در زمان خاموش شدن کاهش می یابد. تلفات توان در کلید قدرت مبدل به صورت زیر محاسبه می شود:

$$P_S = \frac{1}{2T_s} \cdot V_{DS} (i_S^{t=off} \cdot t_{off}) + R_{DS(on)} \cdot I_S^2(RMS) \quad (26)$$

قابل توجه است که عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ قدرت در زمان هدایت در مبدل پیشنهادی، تلفات توان لحظه روشن شدن حذف می کند. همچنین تلفات توان هدایت دیود را می توان به صورت زیر تخمین زد:

$$P_{Di} = V_F \cdot I_{D(AVG)} + r_D \cdot I_D^2(RMS) \quad (27)$$

همانطور که قبلاً اشاره شد، عملکرد بازیافت معکوس ناچیز برای همه دیودهای مبدل پیشنهادی منجر به کاهش تلفات آنها می شود. علاوه بر این تلفات خازن های مدار را می توان با (۱۸) به دست آورد.

$$P_{Cap,i} = ESR \cdot I_C^2(RMS) \quad (28)$$

در نهایت تلفات ناشی از ادوات مغناطیسی شامل سلف ورودی و سلف مغناطیس کنندگی را می توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$P_{Mag.} = r_{Lin} \cdot I_{Lin}^2(RMS) + r_{N1} \cdot I_{k1}^2(RMS) + r_{N2} \cdot I_{N2}^2(RMS) + r_{N3} \cdot I_{N3}^2(RMS) + P_{Core(Lin,CI)} \quad (29)$$

جدول (۲): مهمترین پارامترهای پارازیتی المان های مدار پیشنهادی

پارامتر	توضیحات
$R_{DS(on)}$	مقاومت هدایتی ماسفت در حالت روشن
t_{on}, t_{off}	مدت زمان روشن شدن و خاموش شدن ماسفت
ESR	مقاومت سری معادل خازن ها
V_F	ولتاژ آستانه هدایت دیودها
r_D	مقاومت هدایتی دیودها
r_{Lim}, r_{Ni}	مقاومت های پارازیتی ادوات مغناطیسی سلف ورودی و سلف تزویج شده

۴- مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر مبدل های مشابه

به منظور نشان دادن برتری های توپولوژی پیشنهادی، شاخص های کلیدی اصلی مبدل پیشنهادی شامل تعداد المانهای مدار، ضریب بهره ولتاژ، ریپل جریان ورودی کم، استرس ولتاژ و عملکرد کلیدزنی نرم با سایر هم تایان مقایسه شده اند که در جدول (۳) ارائه شده است.



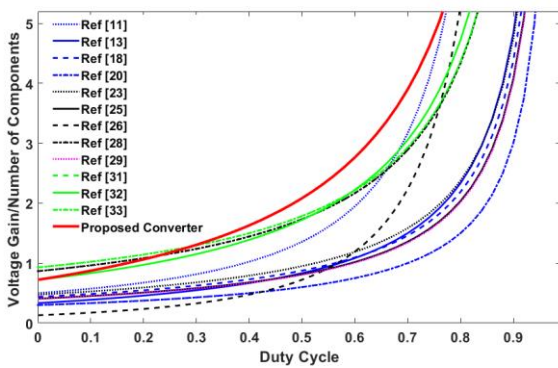
ضرایب بهره ولتاژ مبدل‌های جدول مقایسه (۳) تحت شرایط یکسان $n_{31} = 1.3$ ، $n_{21} = 0.7$ (برای مبدل‌های با سلف توزیج شده سه سیم پیچ)، و $n = 2$ (برای مبدل‌های با سلف توزیج شده دو سیم پیچ) در شکل (۵-الف) نشان داده شده است. با توجه به این شکل، مبدل پیشنهادی به همراه مبدل در [۲۳] (با دو المان بیشتر) قادر به ارائه ولتاژ بالاتری نسبت به سایرین است. علاوه بر این شکل (۵-ب) نسبت بهره ولتاژ را به ازای تعداد المان‌های مدار (M/N) ارائه شده در جدول مقایسه را نشان می‌دهد. با توجه به این شکل، تنها مبدل

جدول (۳): مقایسه مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌های مشابه دیگر

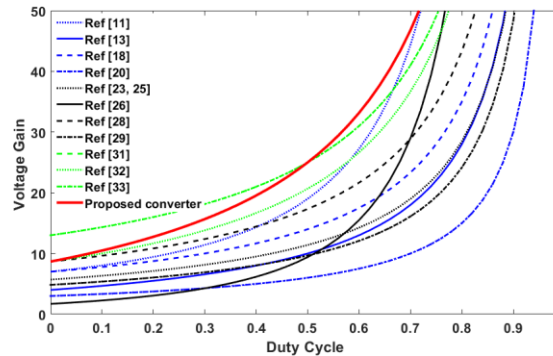
مبدل	عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ قدرت	حداکثر استرس ولتاژ دیودهای مدار	استرس ولتاژ سوئیچ قدرت	L.I.C.R	بهره ولتاژ	تعداد المان‌های مدار	بازیافت معکوس
						S/D/C/CI+L/T	
[۱۱]	ZCS	$\frac{n(2-D)V_o}{3+2n-(3+n-D)}$	$\frac{(1-D)V_o}{3+2n-(3+n-D)}$	بله	$\frac{3+2n-(3+n-D)}{(1-D)^2}$	2/5/5/1 ^{2w} +1/14	ناچیز
[۱۳]	ZCS+QR	$\frac{(1+n)V_o}{2+n+nD}$	$\frac{V_o}{2+n+nD}$	بله	$\frac{2+n+nD}{(1-D)}$	1/4/5/1 ^{2w} +1/12	ناچیز
[۱۸]	ZVT	$\frac{(1+n)V_o}{2n+3}$	$\frac{2n+3}{V_o}$	بله	$\frac{(1-D)}{2n+3}$	2/6/6/1 ^{2w} +1/16	کم
[۲۰]	ZVS	$\frac{nV_o}{2n-1}$	$\frac{(n-1)V_o}{2n-1}$	بله	$\frac{2n-1}{(n-1)(1-D)}$	2/2/4/1 ^{3w} +1/10	ناچیز
[۲۳]	ZCS	$\frac{(1+n_{21}+n_{31})V_o}{3+2n_{21}+n_{31}}$	$\frac{V_o}{3+2n_{21}+n_{31}}$	خیر	$\frac{(1-D)}{3+2n_{21}+n_{31}}$	1/5/5/1 ^{3w} +0/12	کم
[۲۵]	ZCS	$\frac{(1+n_{21}+n_{31})V_o}{3+2n_{21}+n_{31}}$	$\frac{V_o}{3+2n_{21}+n_{31}}$	بله	$\frac{(1-D)}{3+2n_{21}+n_{31}}$	1/5/6/1 ^{3w} +1/14	کم
[۲۶]	-	$\frac{(1+n_{21})V_o}{3+2n_{21}+n_{31}}$	$\frac{V_o}{3+2n_{21}+n_{31}}$	بله	$\frac{(1-D)^2}{1+n_{21}+n_{31}D}$	1/5/5/1 ^{3w} +1/13	زیاد
[۲۸]	ZCS	$\frac{(1+n_{31})V_o}{1+n_{21}+n_{31}D}$	$\frac{(1-n_{21})V_o}{1+n_{21}+n_{31}D}$	بله	$\frac{(1-D)^2}{2+n_{31}-n_{21}}$	1/3/4/1 ^{3w} +1/10	کم
[۲۹]	ZCS+QR	$\frac{(1+n_{31})V_o}{1+n_{21}+n_{31}D}$	$\frac{2+n_{31}-n_{21}}{(n_{31}-n_{21})V_o}$	بله	$\frac{(1-n_{21})(1-D)}{1+2n_{31}-n_{21}}$	1/4/5/1 ^{3w} +1/12	ناچیز
[۳۱]	ZCS+QR	$\frac{(1+N_{21}-N_{31})V_o}{1+2N_{21}-N_{31}}$	$\frac{1+2N_{21}-N_{21}}{(1-N_{31})V_o}$	بله	$\frac{(n_{31}-n_{21})(1-D)}{2+N_{21}\cdot(2-D)-N_{31}}$	1/4/5/1 ^{3w} +1/12	ناچیز
[۳۲]	ZCS+QR	$\frac{(1+n_{31})V_o}{2+D+n_{31}-n_{21}}$	$\frac{(1-n_{21})V_o}{2+D+n_{31}-n_{21}}$	بله	$\frac{(1-N_{31})(1-D)}{2+D+n_{31}-n_{21}}$	1/4/5/1 ^{3w} +1/12	ناچیز
[۳۳]	ZCS+QR	$\frac{(1+n_{31})V_o}{2+D+n_{31}-n_{21}}$	$\frac{(1-n_{21})V_o}{2+D+n_{31}-n_{21}}$	بله	$\frac{(1-n_{21})(1-D)}{2+D+n_{31}(2-D)-n_{21}}$	1/4/5/1 ^{3w} +1/12	ناچیز
پیشنهادی	ZCS+QR	$\frac{(1+n_{31})V_o}{1+(1+D)(1+n_{31})-n_{21}}$	$\frac{1+(1+D)(1+n_{31})-n_{21}}{1+(1+D)(1+n_{31})-n_{21}}$	بله	$\frac{1+(1+D)(1+n_{31})-n_{21}}{1+(1+D)(1+n_{31})-n_{21}}$	1/5/6/1 ^{3w} +1/14	ناچیز

Notes: S: سوئیچ، D: دیود، C: خازن، CI: سلف توزیج شده، L: سلف، T: تعداد کل المان‌ها، L.I.C.R: ریپل جریان ورودی کم، QR: شبه رزنانسی

ZVT: کلید زنی در ولتاژ صفر، ZCS: کلید زنی در جریان صفر



(ب)

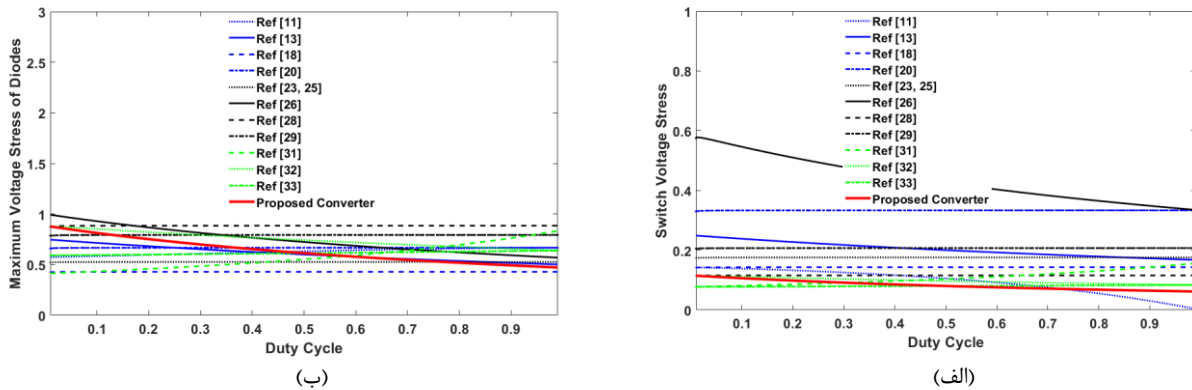


(الف)

شکل (۵): (الف) مقایسه ضریب بهره ولتاژ مبدل‌های جدول مقایسه، (ب) مقایسه ضریب بهره ولتاژ بر تعداد المان‌های مدار



پیشنهادی در این مقاله دارای نرخ بالاتری از نسبت M/N است. بنابراین، مدار پیشنهادی می‌تواند افزایش ولتاژ بالا را تحت مقادیر پایین‌تر نسبت دورهای سلف تزویج‌شده فراهم کند که منجر به کاهش مقاومت هدایتی سیم‌پیچ‌ها و تلفات مس می‌شود. همچنین شکل (۶-الف) استرس ولتاژ نرمالیزه شده سوئیچ قدرت مبدل‌ها را در جدول مقایسه نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که مبدل معرفی شده در این مقاله دارای کمترین میزان تنش ولتاژ است. علاوه بر این همانطور که در شکل (۶-ب) نشان داده شده است، حداکثر استرس ولتاژ دیودهای مدار در توپولوژی پیشنهادی تقریباً به اندازه نصف ولتاژ DC خروجی است. با توجه به آنچه در این قسمت ذکر شد، می‌توان ادوات کلیدزنی با نرخ ولتاژ کمتر را برای مدار پیشنهادی در نظر گرفت که باعث بهبود راندمان مدار می‌شود.



شکل (۶): (الف) مقایسه استرس ولتاژ سوئیچ قدرت مبدل‌های جدول مقایسه، (ب) مقایسه ماکزیمم استرس ولتاژ دیودهای مدار

۵- ملاحظات طراحی مبدل پیشنهادی

حداقل مقدار اندوکتانس ورودی L_{in} برای محدود کردن ریپل جریان ورودی (ΔI_{in}) به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$L_{in} > \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{in} \cdot f_s} \quad (30)$$

همچنین، حداقل اندوکتانس مغناطیسی سلف تزویج‌شده را می‌توان از رابطه زیر بدست آورد:

$$L_M > \frac{V_{Lm} \cdot D}{\Delta I_{LM} \cdot f_s} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_{LM} \cdot (1 - n_{21}) \cdot f_s} \quad (31)$$

همانطور که قبلاً در رابطه (۱۶) نشان داده شد، نسبت تبدیل ولتاژ مدار معرفی‌شده را می‌توان با استفاده از سه درجه آزادی شامل سیکل وظیفه و تعداد دورهای ثانویه و ثالثیه سلف تزویج‌شده تنظیم کرد. با توجه به شکل (۴)، محدوده مناسب محدوده سیکل وظیفه مبدل حدود $0.35 < D < 0.7$ است. علاوه بر این، از شکل (۳)، انتخاب نسبت دور N_{21} بسیار نزدیک به عدد یک توصیه نمی‌شود. برای به دست آوردن

ولتاژ DC خروجی با ریپل ولتاژ مورد نظر (ΔV_{Co})، ظرفیت‌های خازنهای خروجی مدار پیشنهادی به صورت زیر تعیین می‌شوند:

$$C_{O1} = \frac{(1-D)I_o}{\Delta V_{Co1} \cdot f_s} \quad (32)$$

$$C_{O2} = \frac{D I_o}{\Delta V_{Co2} \cdot f_s} \quad (33)$$

ظرفیت خازنی سایر خازنهای مبدل معرفی‌شده را نیز می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$C_c = \frac{D \cdot i_{N2}}{\Delta V_{Cc} \cdot f_s} = \frac{\pi(1+n_{31})V_{out}}{\Delta V_{Cc} 2R_L \cdot (1-n_{21})f_s} \quad (34)$$

$$C_1 = \frac{D \cdot i_{N2}}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} = \frac{\pi(1+n_{31})V_{out}}{\Delta V_{C1} 2R_L \cdot (1-n_{21})f_s} \quad (35)$$

$$C_2 = \frac{i_{D2} \cdot D}{\Delta V_{C2} \cdot f_s} = \frac{\pi V_{out}}{\Delta V_{C2} \cdot 2R_L \cdot f_s} \quad (36)$$

در اینجا ΔV_{Ci} ریپل ولتاژ مجاز خازنهای مبدل است. با این حال، محاسبه خازنهای C_c و C_1 نیاز به ملاحظات طراحی فرکانس تشدید نیز دارد که از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\pi \sqrt{L_{k1} \left(\frac{n_{21} + n_{31}}{1 + n_{31}} \right) [C_1 || C_c]} = DT_s \quad (37)$$



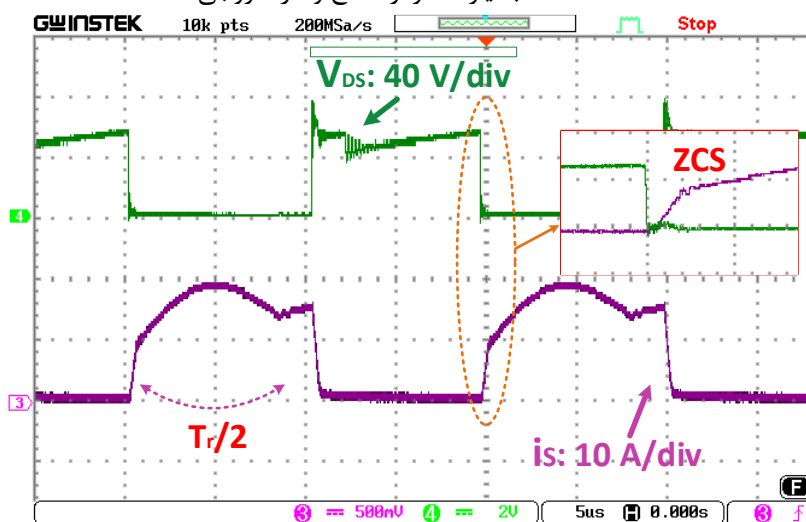
۶- نتایج عملی نمونه آزمایشگاهی از مبدل معرفی شده

یک نمونه اولیه ۲۰۰ وات، ۲۵ ولت به ۴۰۰ ولت برای تایید صحت عملکرد مبدل پیشنهادی و تحلیل تئوری آن پیاده‌سازی و تست شده است. مشخصات اجزای مورد استفاده برای نمونه اولیه در جدول (۴) خلاصه شده است. با توجه به استرس ولتاژ کم بر سر تک سوئیچ قدرت، می‌توان از ماسفت با مقاومت هدایتی ناچیز استفاده کرد. علاوه بر این، برای استخراج شکل موج جریان و ولتاژ اجزای مبدل پیشنهادی، یک پروب جریان فرکانس بالا PA-667 با ضرایب تقسیم 500 V/A و 50 mV/A و یک پروب ولتاژ دیفرانسیل GDP-025 با ضرایب تقسیم 20x، 50x و 200x استفاده شده است.

جدول (۴) : مشخصات مداری نمونه آزمایشگاهی تهیه شده از مبدل پیشنهادی

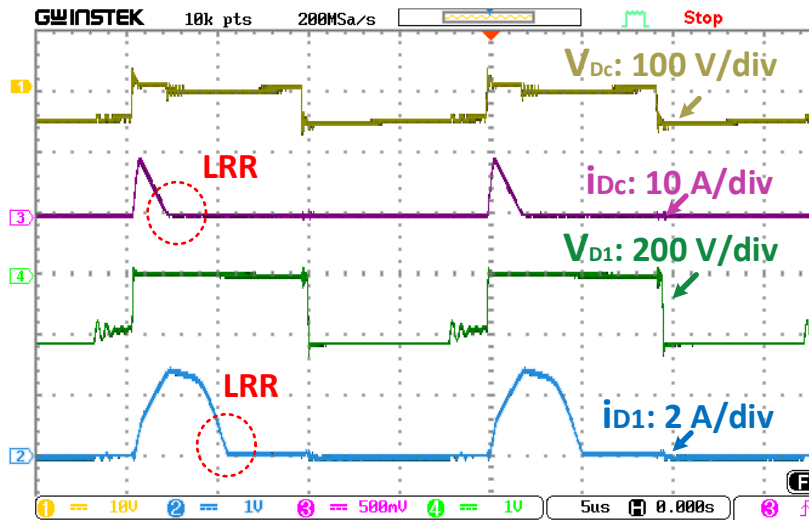
مقدار	پارامتر
۲۰۰ وات	توان خروجی مبدل
۲۵ ولت	ولتاژ ورودی
۴۰۰ ولت	ولتاژ خروجی
۵۰ کیلو هرتز	فرکانس کلید زنی
۱۰ میکرو فاراد	خازن C_1
۶.۶ میکرو فاراد	خازن C_c
۱۰ میکرو فاراد	خازن C_2
۱۰۰ میکرو فاراد	خازن های C_{o1}, C_{o2}
IP076N15N5 / $R_{DS(on)}=7.6 \text{ m}\Omega$	ماسفت
۱۲۰ میکرو هانری	سلف ورودی L_{in}
۲۶۰ میکرو هانری	سلف مغناطیس‌کنندگی (L_m)
(0.7/0.5) / ETD 44/22/15	تعداد دورهای سلف تزویج‌شده (n_{21}/n_{31})
MUR440	دیود های D_1, D_2, D_3
MBR10100	دیود D_c

شکل (۷) نتایج عملی ولتاژ و جریان کلید قدرت را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود کلید قدرت در شرایط کلیدزنی نرم در جریان صفر (ZCS) با استرس ولتاژ پایین ($V_{DS} \approx 60 \text{ V}$) روشن می‌شود. همچنین عملکرد شبه‌رزونانسی کلید قدرت در مد عملکرد دوم، مقدار جریان سوئیچ را در لحظه‌های خاموشی کاهش می‌دهد. بعلاوه، مطابق شکل های (۸-الف) و (۸-ب)، تمام دیودهای مدار پیشنهادی در شرایط بازپایی معکوس پایین (LRR) خاموش می‌شوند. مقدار استرس ولتاژ در دیودهای مدار به ترتیب حدود $V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} \approx 250 \text{ V}$ و $V_{Dc} = 60 \text{ V}$ و $V_o = 400 \text{ V}$ است.

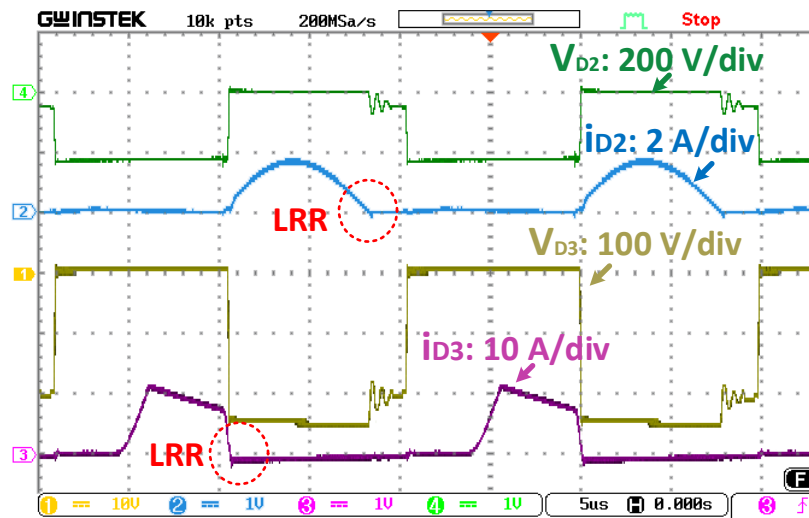


شکل (۷): نتایج عملی ولتاژ و جریان ماسفت قدرت





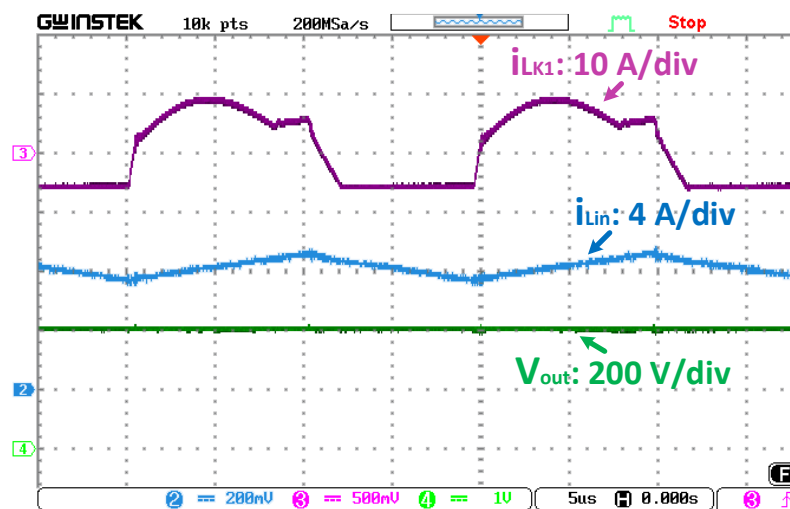
(الف)



(ب)

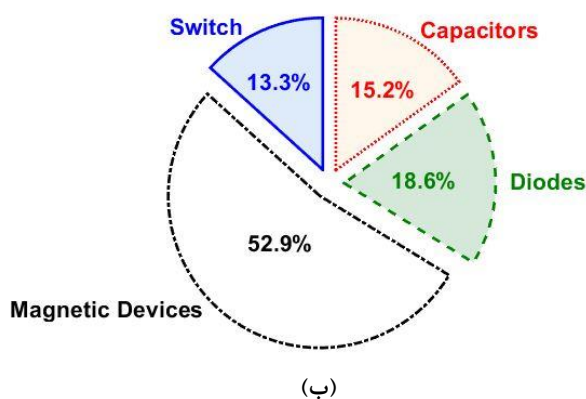
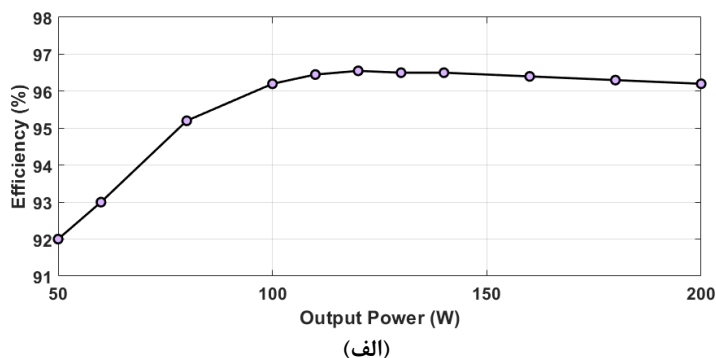
شکل (۸): نتایج عملی ولتاژ و جریان دیودهای مدار. (الف) D_c و D_1 ، (ب) D_2 و D_3

نتایج عملی شکل موج جریان‌های سلف ورودی و سلف نشستی ($i_{L_{in}}$ و $i_{L_{K1}}$) و همچنین ولتاژ DC خروجی نیز در شکل (۹) نشان داده شده است.

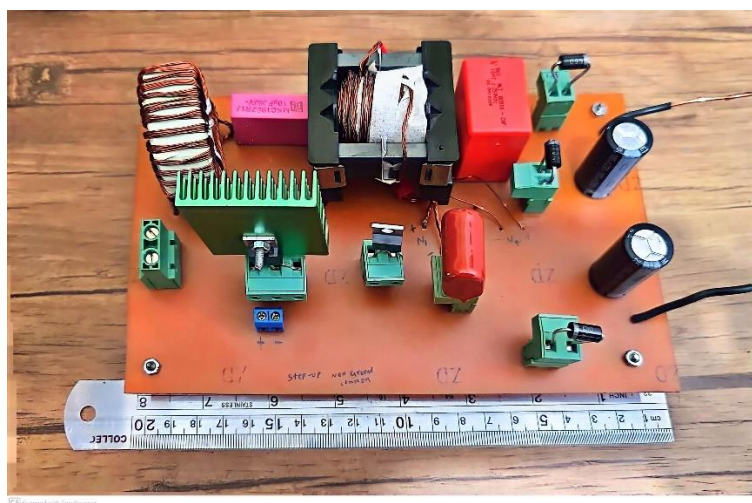


شکل (۹): نتایج عملی ولتاژ خروجی و جریان‌های سلف ورودی و نشستی

با توجه به این شکل، معرفی شده دارای جریان ورودی با ریپل کم ($\Delta i_{Lin} \approx 2A$) است که برای کاربردهای انرژی تجدیدپذیر مناسب است. همان گونه که پیش تر نیز بیان شد به دلیل عملکرد کلیدزنی نرم (ZCS برای سوئیچ و LRR برای دیودها)، مبدل پیشنهادی قادر است ولتاژ ثابت خروجی را با حداقل نویز و اسپایک‌های ولتاژ در لحظات کلیدزنی ایجاد کند که در نتایج عملی شکل (۹) نیز کیفیت ولتاژ خروجی کاملاً مشهود است. راندمان اندازه‌گیری شده بر حسب توان خروجی در مبدل پیشنهادی و همچنین توزیع تلفات اجزای مختلف مبدل در شکل (۱۰) نشان داده شده است. شایان ذکر است که در شرایط بار نامی ($25V/400V/200W$)، راندمان مبدل حدود ۹۶.۲ درصد به دست آمده است. شکل (۱۱) نیز تصویری از نمونه آزمایشگاهی تهیه شده از مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد.



شکل (۱۰): (الف) راندمان اندازه‌گیری شده بر حسب توان خروجی در مبدل پیشنهادی، (ب) توزیع تلفات توان محاسبه‌شده برای المان‌های مختلف مدار در شرایط بار کامل (۲۵ ولت / ۴۰۰ ولت / ۲۰۰ وات).



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



۷- نتیجه گیری

در این مطالعه، یک مبدل جدید جریان مستقیم با بهره ولتاژ بسیار بالا بر پایه سلف تزویج شده برای کاربردهای منابع تجدیدپذیر معرفی و تحلیل شده است. در توپولوژی ارائه شده، یک سلف تزویج شده سه سیم پیچه همراه با تکنیک‌های ضرب کننده ولتاژ برای حصول نسبت بهره ولتاژ بالا استفاده شده است. مزایای اصلی مبدل پیشنهادی شامل ضریب بهره ولتاژ بالا، جریان ورودی با رپیل کم، عملکرد کلیدزنی نرم کامل برای تمام المان‌های مدار، تنش ولتاژ پایین، خاصیت ترانس-معکوس، تعداد المان کم و در نهایت راندمان به اندازه کافی بالا است. با توجه به بخش تحلیل انجام شده در بخش مقایسه، این مبدل نسبت به توپولوژی‌های مشابه دارای بهره ولتاژ بالاتر و تنش ولتاژ کمتری است. در نهایت نتایج عملی از یک نمونه اولیه آزمایشگاهی 200 W, 25 V- 400 V برای تأیید اثربخشی توپولوژی پیشنهادی ارائه شد.

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*, vol. 39, no. 1, pp. 582 – 625, 2023. doi: 10.1109/TPEL.2023.3264172.
- [2] H. Liu, H. Hu, H. Wu, Y. Xing, and I. Batarseh, "Overview of high-step-up coupled-inductor boost converters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.4, no. 2, pp.689-704, 2016. doi: 10.1109/JESTPE.2016.2532930.
- [3] S. Hasanpour and T. Nouri, "New Coupled-Inductor High-Gain DC/DC Converter with Bipolar Outputs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1-12. doi: 10.1109/TIE.2023.3270512, 2023. doi: 10.1109/TIE.2023.3270512.
- [4] M. Zhang, Z. Wei, M. Zhou, F. Wang, Y. Cao, and L. Quan, "A high step-up DC-DC converter with switched-capacitor and coupled-inductor techniques," *IEEE Journal Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 1067-1076, 2022. doi: 10.1109/JESTIE.2022.3173909.
- [5] S. Hasanpour, Y. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "Analysis of a New Soft-Switched Step-Up Trans-Inverse DC/DC Converter Based on Three-Winding Coupled-Inductor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 2, pp. 2203 - 2215, 2021. doi: 10.1109/TPEL.2021.3103978.
- [6] S. Hasanpour, Y. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "A New Soft-Switched High Step-Up Trans-Inverse DC/DC Converter Based on Built-In Transformer," *IEEE Open Journal of Power Electron.*, vol.4, pp. 381 - 394, 2023. doi: 10.1109/OJPEL.2023.3275651.
- [7] A. A. Alencar Freitas, F. Carneiro de Araújo, F. A. Pereira Aragão, K. C. Alves de Souza, F. L. Tofoli, E. Mineiro Sá Jr, et al., "Non-isolated high step-up DC-DC converter based on coupled inductors, diode-capacitor networks, and voltage multiplier cells," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 50, no.3, pp. 944-963, 2022. doi: 10.1002/cta.3182.
- [8] C. L. Narayana, H. Suryawanshi, P. Nachankar, P. V. V. Reddy, and D. Govind, "A quintupler boost high conversion gain soft-switched converter for DC microgrid," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 69, no. 3, pp. 1287-1291, 2021. doi: 10.1109/TCSII.2021.3105638.
- [9] A. M. S. S. Andrade, L. Schuch, and M. L. da Silva Martins, "Analysis and design of high-efficiency hybrid high step-up DC-DC converter for distributed PV generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3860-3868, 2018. doi: 10.1109/TIE.2018.2840496.
- [10] J. Ai, M. Lin, and T. Liu, "High step-up DC-DC converter with three capacitors clamped circuits for reduced out capacitor stress," *IET Power Electron.*, vol. 13, no. 10, pp. 1974-1983, 2020. doi: 10.1049/iet-pel.2019.1347.
- [11] M. Rezaie and V. Abbasi, "Ultrahigh Step-Up DC-DC Converter Composed of Two Stages Boost Converter, Coupled Inductor and Multiplier Cell," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.69, no.6, pp. 5867-5878, 2021. doi: 10.1109/TIE.2021.3091916.
- [12] M. M. Jouzdani, M. Shaneh, T. Nouri, and H. Saeidi, "A High Step-Up Converter with Continuous Input Current and Auxiliary Circuit to Realize Soft-Switching Performance," *2023 Conference PEDSTC*, 2023, pp. 1-5, 2023. doi: 10.1109/PEDSTC57673.2023.10087131.
- [13] S. Hasanpour, M. Forouzesh, Y. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "A New High Gain, High-Efficiency SEPIC-Based DC-DC Converter for Renewable Energy Applications," *IEEE Journal Emerging and*



- Selected Topics in Industrial Electronics*, vol.2, no.4, pp. 567 - 578, 2021. doi: 10.1109/JESTIE.2021.3074864.
- [14] A. Alsaleem, A. Bubshait, and M. G. Simões, "A Low Current-Ripple Coupled-Inductor Step-Up DC-DC Converter for Voltage-Multiplier Topology Solar PV Applications," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4858-4862, 2018. doi: 10.1109/ECCE.2018.8558463.
- [15] Y. Zheng and K. M. Smedley, "Analysis and design of a single-switch high step-up coupled-inductor boost converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 535-545, 2019. doi: 10.1109/TPEL.2019.2915348.
- [16] K. Zaoskoufis and E. C. Tatakis, "Improved High Step-Up Boost-based DC/DC Converter with Built-In Transformer and Active Clamp for DC Microgrids," *22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe)*, pp. 1-10, 2020. doi: 10.23919/EPE20ECCEurope43536.2020.9215779.
- [17] P. Mohseni, S. Rahimpour, M. Dezhbord, M. R. Islam, and K. M. Muttaqi, "An optimal structure for high step-up nonisolated DC-DC converters with soft-switching capability and zero input current ripple," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no.5, pp.4676-4686, 2021. doi: 10.1109/TIE.2021.3080202.
- [18] R. Fani, E. Farshidi, E. Adib, and A. Kosarian, "Analysis, Design, and Implementation of a ZVT High Step-Up DC-DC Converter with Continuous Input Current," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 12, pp. 10455-10463, 2019. doi: 10.1109/TIE.2019.2960727.
- [19] H. Liu, F. Li, and P. Wheeler, "A family of DC-DC converters deduced from impedance source DC-DC converters for high step-up conversion," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 11, pp. 6856-6866, 2016. doi: 10.1109/TIE.2016.2582826.
- [20] A. Mirzaee and J. S. Moghani, "Coupled inductor-based high voltage gain DC-DC converter for renewable energy applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7045-7057, 2019. doi: 10.1109/TPEL.2019.2956098.
- [21] Y. P. Siwakoti, F. Blaabjerg, and P. C. Loh, "High step-up trans-inverse ($T_x - 1$) DC-DC converter for the distributed generation system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4278-4291, 2016. doi: 10.1109/TIE.2016.2546854.
- [22] J. Ding, S. W. Zhao, S. Gao, and H. Yin, "A Single-Switch High Step-Up DC-DC Converter Based on Three-Winding Coupled Inductor and Pump Capacitor Unit," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 3, pp. 3053 - 3061, 2021. doi: 10.1109/TPEL.2021.3113255.
- [23] M. E. Azizkandi, F. Sedaghati, H. Shayeghi, and F. Blaabjerg, "A high voltage gain DC-DC converter based on three winding coupled inductor and voltage multiplier cell," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 5, pp. 4558-4567, 2019. doi: 10.1109/TPEL.2019.2944518.
- [24] R. B. Kalahasthi, M. Ramteke, H. M. Suryawanshi., "A high step-up soft-switched DC-DC converter with reduced voltage stress for DC micro-grid applications," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 1758-1776, 2022. doi: 10.1002/cta.3499.
- [25] H. Radmanesh, M. R. Soltanpour, and M. E. Azizkandi, "Design and implementation of an ultra-high voltage DC-DC converter based on coupled inductor with continuous input current for clean energy applications," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 49, no. 2, pp. 348-379, 2021. doi: 10.1002/cta.2882.
- [26] H. Tarzamni, N. V. Kurdkandi, H. S. Gohari, M. Lehtonen, O. Husev, and F. Blaabjerg, "Ultra-high step-up DC-DC converters based on center-tapped inductors," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 136373-136383, 2021. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3117856.
- [27] S. Habibi, R. Rahimi, M. Ferdowsi, and P. Shamsi, "Coupled inductor based single-switch quadratic high step-up DC-DC converters with reduced voltage stress on switch," *IEEE Journal of Emerg. and Sel. Topics in Ind. Electron.*, vol. 4, no. 2, 2022. doi: 10.1109/JESTIE.2022.3209146.
- [28] A. Farakhor, M. Abapour, M. Sabahi, S. Gholami Farkoush, S.-R. Oh, and S.-B. Rhee, "A study on an improved three-winding coupled inductor based dc/dc boost converter with continuous input current," *Energies*, vol. 13, no. 7, pp. 1780, Apr. 2020. doi: 10.3390/en13071780.
- [29] S. Hasanpour, M. Forouzesh, Y. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "A Novel Full Soft-Switching High Gain DC/DC Converter Based on Three-Winding Coupled-Inductor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 11, pp. 12656 - 12669, 2021. doi: 10.1109/TPEL.2021.3075724.



- [30] R. Moradpour and A. Tavakoli, "A DC–DC boost converter with high voltage gain integrating three-winding coupled inductor with low input current ripple," *International Transactions Electrical Energy Systems*, vol. 30, no. 6, p. e12383, 2020. doi: 10.1002/2050-7038.12383.
- [31] S. Hasanpour, T. Nouri, F. Blaabjerg, and Y. P. Siwakoti, "High Step-Up SEPIC-Based Trans-Inverse DC–DC Converter With Quasi-Resonance Operation for Renewable Energy Applications," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 70, no. 1, pp. 485-497, 2022. doi: 10.1109/TIE.2022.3150103.
- [32] S. Hasanpour, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "A New High Efficiency High Step-Up DC/DC Converter for Renewable Energy Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 2, pp. 1489-1500, 2022. doi: 10.1109/TIE.2022.3161798
- [33] S. Hasanpour, "New structure of single-switch ultra-high-gain DC/DC converter for renewable energy applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 10, pp. 12715-12728, 2022. doi: 10.1109/TPEL.2022.3172311

زیر نویس ها

-
- ¹ Boost Converter
 - ² SEPIC Converter
 - ³ Reverse Recovery Problem
 - ⁴ Voltage Multiplier
 - ⁵ Trans-Inverse
 - ⁶ Three-Winding Coupled-Inductor
 - ⁷ Regenerative
 - ⁸ Resonant Tank
 - ⁹ Zero Current Switching
 - ¹⁰ Low Reverse Recovery
 - ¹¹ Root Mean Square

