

## Design and Implementation of Soft Switching Three-port High Step-Up DC-DC Converter for Solar Energy Applications

Somaye Gashtasebi<sup>1,2</sup>, *MSc Student*, Fariborz Haghghatdar-Fesharaki<sup>1,2</sup>, *Assistant Professor*,  
Sayed Mohammad Mehdi Mirtalaei<sup>1,2</sup>, *Assistant Professor*

<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering- Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

<sup>2</sup>Smart Microgrid Research Center- Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran  
gashtasebi66@gmail.com, fr\_haghghat@pel.iaun.ac.ir, mirtalaei.iaun@gmail.com

### Abstract

In recent few decades, due to various reasons, including energy crisis and environmental problems, renewable energy sources such as wind energy, solar systems and fuel cells have received much attention. Solar or photovoltaic systems are one of the most widely used renewable energy sources that have a low output voltage. For this reason, research on dc-dc converters has increased in recent years. In this paper, a non-isolated high voltage gain converter with three input-output ports is proposed. This converter provides two separate paths for power flow from each input source to the output load. In order to reduce the number of converter components, some components play multiple roles. Therefore, the energy storage device (battery) will charge with the same components used to transfer the power to the load. In this converter, to increase the voltage gain, the coupled inductor technique is used. Moreover, to reduce the leakage inductance as well as achieving the soft switching condition, two active clamps are used. Since the voltage across the switches is limited, the switches can be used with low voltage stress and thus low conduction losses. In this converter, the ripple of the input current will reduce by adding an inductor at its input. This has a significant impact on the performance and the lifespan of the solar cells. The various operational modes of the converter are discussed and the designing considerations are presented. A prototype of the proposed converter is simulated to supply a 130 W, 330 V load with a switching frequency of 50 kHz, in OrCAD software. Finally, a laboratory sample is implemented and the theoretical analysis are validated by the practical results.

**Keywords:** converter, high-voltage gain, photovoltaic cell, soft switching

**Received:** 5 December 2022

**Revised:** 12 February 2023

**Accepted:** 1 April 2023

**Corresponding Author:** Dr. Fariborz Haghghatdar-Fesharaki

**Citation:** S. Gashtasebi, F. Haghghatdar-Fesharaki, S.M.M. Mirtalaei, "Design and implementation of soft switching three-port high step-up dc-dc converter for solar energy applications", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 15, no. 59, pp. 165-184, Autumn 2024 (in Persian).

<https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1403.15.59.7.0>

مقاله پژوهشی

## طراحی و پیاده‌سازی یک مبدل dc-dc سوئیچینگ نرم بهره ولتاژ بالای سه درگاه برای کاربردهای انرژی خورشیدی

سمیه گشتاسبی<sup>۱،۲</sup>، دانشجوی کارشناسی ارشد، فریبرز حقیقت‌دار فشارکی<sup>۱،۲</sup>، استادیار، سید محمدمهدی میرطلائی<sup>۱،۲</sup>، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق- واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران

۲- مرکز تحقیقات ریزشبکه‌های هوشمند- واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران  
gashtasebi66@gmail.com, fr\_haghighat@pel.iaun.ac.ir, mirtalaei.iaun@gmail.com

**چکیده:** در چند دهه اخیر، به دلایل مختلفی از جمله بحران انرژی و مشکلات زیست‌محیطی، منابع انرژی تجدیدپذیر بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. سیستم‌های خورشیدی یا فتوولتائیک به عنوان یکی از پرکاربردترین منابع انرژی تجدیدپذیر، دارای ولتاژ خروجی پایینی هستند. به همین دلیل اخیراً تحقیقات بر روی مبدل‌های dc-dc بهره ولتاژ بالا در تولید برق خورشیدی افزایش یافته است. در این مقاله یک مبدل بهره ولتاژ بالای غیرایزوله با سه درگاه ورودی-خروجی پیشنهاد شده که دو مسیر جداگانه برای شارش توان از هر منبع ورودی به بار خروجی را فراهم می‌کند. به منظور کاهش تعداد اجزاء مبدل، برخی از اجزاء نقش‌های چندگانه بازی می‌کنند. بنابراین وسیله ذخیره‌ساز انرژی (باتری) توسط همان اجزای مدار انتقال توان، شارژ می‌شود. در این مبدل، تکنیک سلف کوپل شده برای افزایش بهره ولتاژ مورد استفاده قرار می‌گیرد و برای کاهش اثر سلف نشستی و فراهم شدن شرایط سوئیچینگ نرم، دو مدار کلمپ اکتیو به کار گرفته می‌شود. از آنجا که ولتاژ روی سوئیچ‌ها محدود شده است، سوئیچ‌ها با استرس ولتاژ کم و نتیجتاً تلفات هدایت پایین کار می‌کنند. با اضافه کردن یک سلف در ورودی مبدل، ریپل جریان ورودی کاهش پیدا می‌کند که در عملکرد و طول عمر سلول‌های خورشیدی تاثیر چشم‌گیری دارد. حالت‌های مختلف عملکرد مبدل مورد بررسی قرار گرفته و ملاحظات طراحی ارائه شده است. یک مبدل نمونه برای تامین بار ۱۳۰ وات ۳۳۰ ولت با فرکانس سوئیچینگ ۵۰ کیلوهرتز، در نرم‌افزار ارکد شبیه‌سازی و سپس نمونه آزمایشگاهی پیاده‌سازی شده و تحلیل تئوری با نتایج آزمایشگاهی مورد تایید قرار گرفته است.

**کلمات کلیدی:** بهره ولتاژ بالا، سلول فتوولتائیک، سوئیچینگ نرم، مبدل

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۹/۱۴

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۱۱/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۱/۱۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر فریبرز حقیقت‌دار فشارکی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: نجف‌آباد- بلوار دانشگاه- دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد- دانشکده مهندسی برق

## ۱- مقدمه

در چند دهه اخیر، به دلایل مختلفی از جمله بحران انرژی و مشکلات زیست‌محیطی، منابع انرژی تجدیدپذیر<sup>۱</sup> بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. سیستم‌های خورشیدی<sup>۲</sup> یا فتوولتائیک به عنوان یکی از پرکاربردترین منابع انرژی تجدیدپذیر هستند که دارای ولتاژ خروجی پایینی هستند. به همین دلیل در سال‌های اخیر تحقیقات بر روی مبدل‌های dc-dc افزایش یافته است. در مرجع [۱] یک مبدل dc-dc بهره ولتاژ بالای غیرایزوله<sup>۳</sup> با سه درگاه ورودی-خروجی<sup>۴</sup> پیشنهاد شده که شامل یک منبع تولید انرژی و یک وسیله ذخیره‌ساز انرژی است. در این مبدل ریپل جریان ورودی قابل توجه است. در حقیقت مدار پیشنهادی شباهت زیادی با این مرجع دارد با این تفاوت که ریپل جریان ورودی مدار پیشنهادی به میزان قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته است و همچنین جریان dc ترانسفورماتور حذف شده و تلفات اهمی ترانسفورماتور کاهش یافته است. در مرجع [۲] یک مبدل سه درگاه غیرایزوله که با استفاده از سویچ‌های نیتريد گالیم<sup>۵</sup> پیاده‌سازی شده، پیشنهاد شده است. با توجه به ساختار توپولوژی این مبدل، جریان ورودی در بعضی از بازه‌های زمانی صفر شده، بنابراین ریپل جریان ورودی به صورت قابل ملاحظه‌ای زیاد است. مرجع [۳] یک مبدل چند درگاه بهره ولتاژ بالا را پیشنهاد داده که نسبت به مبدل‌های مشابه خود، دارای تعداد سوئیچ‌های کمی است. اما با توجه به ساختار توپولوژی این مبدل، به دلیل مشابه با آنچه که در مرجع [۲] نیز به آن اشاره شد، ریپل جریان ورودی این مبدل به صورت قابل ملاحظه‌ای زیاد است. در مرجع [۴] یک مبدل بهره ولتاژ بالا بر پایه سلف کوپل شده پیشنهاد شده است. این مبدل دارای بهره و راندمان خوبی است اما در توپولوژی آن از دو عدد سلف کوپل شده استفاده شده و در ساختار آن ذخیره‌ساز انرژی وجود ندارد. با توجه به شکل موج جریان ورودی و همچنین غیرخطی بودن آن، می‌توان مشاهده کرد که ریپل جریان قابل توجه است. در مرجع [۵] یک مبدل بهره ولتاژ بالای ایزوله پیشنهاد شده که دارای بهره نسبتاً بالا و ریپل جریان ورودی کم است؛ ولی راندمان آن نسبت به مبدل‌های مشابه پایین است. در مرجع [۶] یک مبدل جدید بهره ولتاژ بالای شبه رزناسی بر پایه مبدل سپیک<sup>۶</sup> ارائه شده که دارای بهره و راندمان بالایی است؛ اما با توجه به شکل موج جریان ورودی آن، ریپل جریان قابل ملاحظه است. یک مبدل سه درگاه سوئیچینگ نرم<sup>۷</sup> بهره ولتاژ بالا بر پایه سلف کوپل شده در مرجع [۷] ارائه شده که دارای بهره ولتاژ و راندمان بالایی است. همان‌طور که بیان شده به علت ناپیوسته بودن جریان ورودی، ریپل جریان قابل توجه است. در مرجع [۸] یک مبدل چندین درگاه غیرایزوله ارائه شده که در آن از سلف کوپل شده استفاده نشده است. ساختار ساده، جریان‌های ورودی پیوسته و ریپل جریان ورودی پایین، از مزایای این توپولوژی است. در این مبدل نسبت به دیگر توپولوژی‌های چند درگاه مشابه، از تعداد سوئیچ‌های بیش‌تری استفاده شده که از معایب این توپولوژی به شمار می‌آید. در مرجع [۹] یک مبدل چندین ورودی و چندین خروجی dc-dc بهره ولتاژ بالا برای محدوده گسترده‌ای از توان پیشنهاد شده است. با توجه به این‌که در ساختار این مبدل سلف کوپل شده وجود ندارد، برای بالا بردن بهره ولتاژ، باید واحدهای دیود-خازن و چندبرابر کننده ولتاژ، به خروجی مدار اضافه شود که این امر باعث کاهش راندمان می‌گردد. همچنین در ساختار این مبدل ذخیره‌ساز انرژی وجود ندارد. در مرجع [۱۰] یک مبدل dc-dc بهره ولتاژ بالا با دو ورودی و یک خروجی ارائه شده است که دارای جریان ورودی پیوسته با ریپل کم است و در ادوات نیمه‌هادی صرفه‌جویی شده است. این مبدل قابلیت ذخیره‌سازی انرژی را ندارد و همچنین تعداد دیودهای به کار رفته در آن زیاد است که از معایب این مبدل محسوب می‌شود. در مرجع [۱۱] یک توپولوژی سه درگاه کارآمد از ترکیب مبدل زتا<sup>۸</sup> با مبدل سپیک برای سیستم فتوولتائیک مستقل پیشنهاد شده است. این مبدل از ادغام دو مبدل تمام پل و دو جهت حاصل می‌شود. در مرجع [۱۲] یک مبدل سه درگاه dc-dc برای سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر با ذخیره‌سازی باتری پیشنهاد شده است. این مبدل دارای جریان ورودی پیوسته با ریپل جریان کم است. در این مبدل سوئیچ‌ها تحت شرایط سوئیچینگ نرم کار نمی‌کنند، به همین دلیل فرکانس سوئیچینگ مبدل پایین در نظر گرفته شده و همچنین ظرفیت سلف‌ها و خازن‌ها بزرگ تعیین شده است که باعث بزرگ شدن ابعاد مدار می‌گردد. در مرجع [۱۳] یک مبدل چند سطحی dc-dc براساس مدل دو سویه سه درگاه ارائه شده است. تمام سوئیچ‌ها در لحظه عبور از صفر ولتاژ کلیدزنی<sup>۹</sup> (ZVS) می‌شوند؛ اما ریپل جریان سلول خورشیدی زیاد است. در مرجع [۱۴] یک مبدل سه درگاه غیرایزوله با نسبت تبدیل ولتاژ بالا پیشنهاد شده است. ریپل جریان ورودی مبدل پیشنهادی در سمت ولتاژ پایین، برای تمام نسبت‌های پهنای پالس حذف شده است. از آنجایی که در این مبدل سوئیچ‌ها تحت

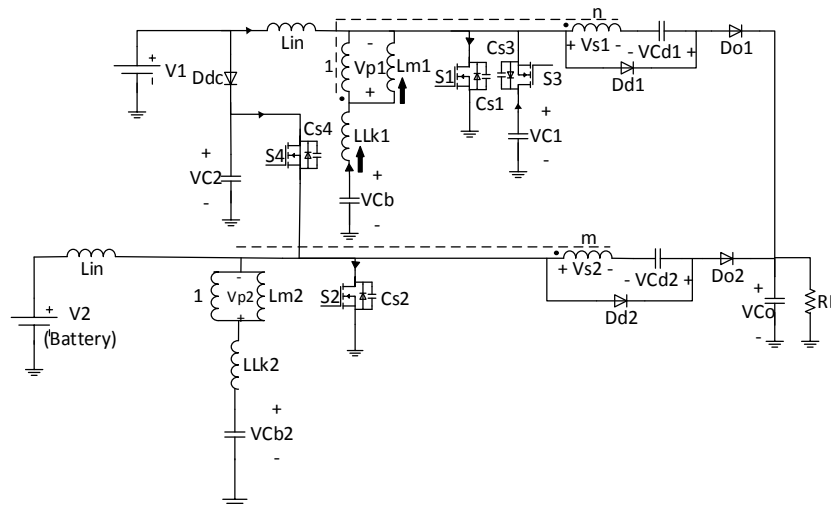
شرایط سوئیچینگ نرم کار نمی‌کنند، تلفات سوئیچینگ مبدل زیاد است، بنابراین راندمان مبدل نسبت به توپولوژی‌های مشابه پایین‌تر است. در مرجع [۱۵] یک مبدل غیرایزوله چند درگاه با بهره ولتاژ بالا به همراه یک ذخیره‌ساز انرژی طراحی و پیاده‌سازی شده که در این مبدل شرایط سوئیچینگ نرم برای سوئیچ‌ها فراهم شده و در به‌کارگیری ادوات نیمه‌هادی صرفه-جویی شده است، اما ریپل جریان ورودی بالاست.

در این مقاله یک مبدل dc-dc بهره ولتاژ بالای غیرایزوله با سه درگاه ورودی-خروجی که شامل یک منبع تولید انرژی و یک وسیله ذخیره‌ساز انرژی است، پیشنهاد شده است. در مبدل پیشنهادی ریپل جریان ورودی به شدت کاهش می‌یابد که مزیت اصلی آن افزایش طول عمر منابع انرژی تجدیدپذیر است. مبدل پیشنهادی همانند مبدل‌های dc-dc چند-ورودی دیگر دارای مزایایی مانند کاهش تعداد اجزاء، انعطاف‌پذیری در افزایش تعداد منابع ورودی، فراهم آوردن مسیرهای شارش توان برای باتری، افزایش بهره ولتاژ با استفاده از تکنیک سلف کوپل شده و به‌کارگیری روش‌های سوئیچینگ نرم برای افزایش بازده است. در ساختار توپولوژی معرفی شده در مقایسه با مبدل ارائه شده در مرجع [۱]، یک سلف در ورودی مبدل اضافه شده است. در نتیجه می‌توان ریپل جریان را با افزایش ضریب القایی سلف ورودی ( $L_{in}$ ) و یا با افزایش فرکانس، کاهش داد. همچنین با توجه به ساختار توپولوژی معرفی شده، مقدار جریان dc سمت اولیه ترانسفورماتور صفر است. در نتیجه سیم‌پیچ ترانسفورماتور حرارت کم‌تری تولید کرده و می‌توان در مقایسه با مبدل فوق‌الذکر از سیم‌پیچ ظریف‌تری استفاده کرد. این امر باعث کوچک‌تر شدن ابعاد ترانسفورماتور می‌شود.

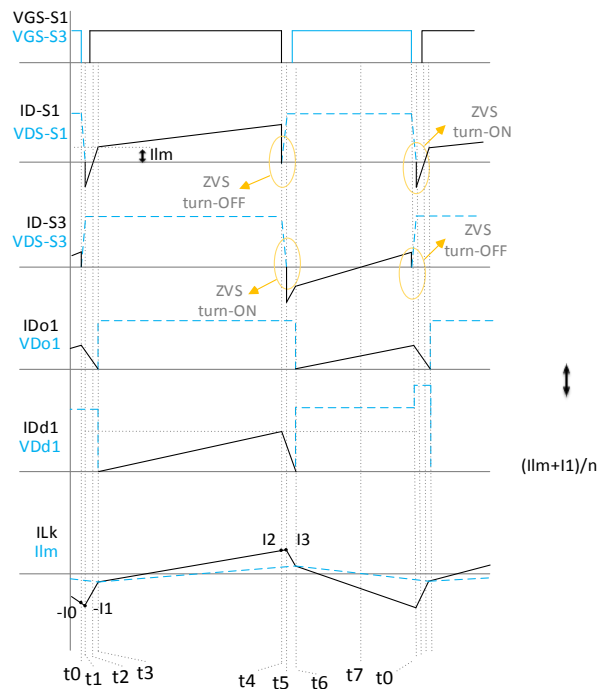
سازمان‌دهی ادامه این مقاله به این شرح است: پس از مقدمه، در بخش دوم ساختار مبدل پیشنهادی و حالت‌های عملکرد آن ارائه شده است. تجزیه و تحلیل مبدل و ملاحظات طراحی در بخش سوم مورد بحث قرار گرفته است. سپس مشخصات یک نمونه از مبدل طراحی شده در بخش چهارم ارائه شده و در بخش پنجم نتایج آزمایشگاهی آورده شده است. نهایتاً در بخش ششم نتیجه‌گیری از مباحث عنوان شده در این مقاله، به عمل آمده است.

## ۲- ساختار مبدل پیشنهادی و حالت‌های عملکرد آن

ساختار مبدل پیشنهادی در این مقاله بر مبنای سلف کوپل شده و مدار کلمپ اکتیو<sup>۱۱</sup> است و بر پایه دو فاز مجزا برای هر ورودی است. بنابراین با استفاده از دو فاز مجزا انرژی دریافتی از هر منبع می‌تواند به‌طور مناسبی کنترل شود. در مبدل پیشنهادی برای افزایش بهره ولتاژ، دو سلول بر مبنای سلف کوپل شده به‌کار گرفته می‌شود و برای حذف اثر سلف نشی<sup>۱۱</sup> مربوطه، دو مدار کلمپ اکتیو مورد استفاده قرار می‌گیرد. طرح شماتیک مبدل پیشنهادی در شکل (۱) ارائه شده است که در مقایسه با مبدل پیشنهادی در مرجع [۱]، دارای یک سلف و خازن اضافی در ورودی مدار است. تغییرات ایجاد شده در ساختار مبدل پیشنهادی، مزایایی را در عملکرد آن به دنبال دارد که در ادامه به آن‌ها اشاره خواهد شد. عملکرد مبدل پیشنهادی بستگی به حالت‌های شارژ و دشارژ باتری دارد. در حالت دشارژ باتری دیود  $D_{dc}$  همیشه خاموش است و هر دو فاز می‌توانند به‌طور مستقل از یکدیگر عمل کنند و انرژی را از ورودی به خروجی منتقل کنند. در این حالت سوئیچ‌های  $S_1$  و  $S_2$  به عنوان سوئیچ‌های اصلی مبدل برای هر فاز عمل می‌کنند و برای بازیابی انرژی سلف نشی و همچنین فراهم آوردن شرایط سوئیچینگ نرم، دو مدار کلمپ اکتیو که شامل اجزاء  $S_3$  و  $C_1$  در فاز بالا و اجزاء  $S_4$  و  $C_2$  در فاز پایین هستند، در نظر گرفته می‌شوند. عناصر  $L_{s1}$ ،  $C_{d1}$  و  $D_{d1}$  در فاز بالا و اجزاء  $C_{d2}$ ،  $L_{s2}$  و  $D_{d2}$  در فاز پایین برای افزایش بهره ولتاژ مورد استفاده قرار می‌گیرند.  $L_{p1}$ - $L_{s1}$  و  $L_{p2}$ - $L_{s2}$  سلف‌های کوپل شده هستند و  $C_{s1}$ ،  $C_{s3}$ ،  $C_{s4}$ ،  $C_{s2}$  خازن‌های اسنابر هستند. در حالت شارژ باتری عملکرد فاز بالاتر مشابه عملکرد آن در حالت دشارژ باتری است، اما با تغییر وظیفه اجزاء در فاز پایین‌تر. باتری توسط مبدل باک که تشکیل شده از  $S_4$  به عنوان سوئیچ اصلی و  $S_2$  به عنوان سوئیچ کمکی و همچنین القاء مغناطیسی سلف‌های کوپل شده  $L_{m2}$  و  $L_{in}$  که به عنوان سلف مبدل باک عمل می‌کنند، شارژ می‌شود. در این حالت کاتد  $D_{o2}$  به سمت ولتاژ بالای مدار متصل می‌شود، بنابراین همیشه خاموش است. همچنین در لحظه راه اندازی مبدل،  $C_{d2}$  شارژ می‌شود و در شارژ کامل باقی می‌ماند، بنابراین می‌توان فرض کرد که  $D_{d2}$  همیشه خاموش است و جریان از طریق  $L_{s2}$  صفر است. با توجه به تقاضای توان بار، تولید توان از  $v_1$  و حالت شارژ باتری، حالت‌های عملکرد شارژ/دشارژ مبدل پیشنهادی در ادامه مورد بحث قرار می‌گیرند.



شکل (۱): مبدل dc-dc بهره‌ی ولتاژ بالای غیرایزوله‌ی پیشنهادی با سه درگاه ورودی-خروجی  
Figure (1): Proposed non-isolated high voltage gain dc-dc converter with three input-output port



شکل (۲): شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی در حالت افزایشی  
Figure (2): Essential waveforms of the proposed converter in step-up mode

### ۲-۱- حالت افزایشی ولتاژ برای فاز بالا

در این حالت عملکرد، فاز بالا توان را به بار انتقال می‌دهد و دیود  $D_{dc}$  که فاز بالا و پایین را از یکدیگر جدا می‌کند، خاموش است. عملکرد مبدل پیشنهادی هشت مرحله در یک دوره سوئیچینگ دارد. قبل از اولین مرحله، فرض می‌شود که سوئیچ  $S_3$  و دیود  $D_{o1}$  روشن هستند و سوئیچ  $S_1$  خاموش است. به علت ظرفیت بزرگ خازن‌های  $C_1$  و  $C_b$  و ولتاژ آن‌ها در طول همه مراحل می‌تواند ثابت در نظر گرفته شود. در مدار معادل مبدل پیشنهادی، سلف‌های کوپل شده به عنوان یک ترانسفورماتور ایده‌آل با یک القاگر مغناطیسی موازی  $L_m$  و سلف نشستی سری  $L_{lk}$  در نظر گرفته می‌شوند. همچنین تمام عناصر نیمه‌هادی ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند. شکل موج‌های کلیدی مبدل در حالت افزایشی در شکل (۲) و مدارات معادل مبدل در مراحل زمانی مختلف در شکل (۳) نشان داده شده‌اند.

الف- مرحله I- بازه زمانی  $(t_0-t_1)$ : این مرحله زمانی شروع می‌شود که  $S_3$  به واسطه  $C_{s3}$  تحت ZVS خاموش می‌شود. سپس سلف نشستی و سلف ورودی شروع به رزونانس<sup>۱۲</sup> با  $C_{s1}$  و  $C_{s3}$  می‌کنند و چون ضریب القائی سلف ورودی بزرگ‌تر از سلف نشستی است، از آن صرف‌نظر می‌شود و در نتیجه  $V_{cs1}$  دشارژ و  $V_{cs3}$  شارژ می‌شود.

ب- مرحله II- بازه زمانی  $(t_1-t_2)$ : در لحظه  $t_1$ ،  $V_{cs1}$  به صفر رسیده و دیود موازی معکوس  $S_1$  شروع به هدایت می‌کند. بنابراین در پایان این مرحله  $S_1$  تحت شرایط ZVS روشن شده است. در این مرحله جریان سلف نشستی از مقدار منفی خودش به سمت مقدار صفر به‌صورت خطی شروع به افزایش می‌کند. معادلات توصیف کننده رفتار مدار در این مرحله مطابق با رابطه‌های (۱) و (۲) است که در آن  $i_{Llk}(t_1)$  مقدار جریان سلف نشستی در لحظه  $t_1$  و  $i_{Lin}(t_1)$  مقدار جریان سلف ورودی در لحظه  $t_1$  است.

$$i_{Llk}(t) = \frac{-V_{out} + V_{cd1} + nV_1}{nL_{lk}}(t-t_1) + i_{Llk}(t_1) \quad (1)$$

$$i_{Llk}(t) + i_{Lin}(t) = \left( \frac{-V_{out} + V_{cd1} + nV_1}{n.L_{lk}} + \frac{V_1}{L_{in}} \right) (t-t_1) + i_{Llk}(t_1) + i_{Lin}(t_1) \quad (2)$$

ج- مرحله III- بازه زمانی  $(t_2-t_3)$ : در این مرحله جریان سوئیچ  $S_1$  مثبت می‌گردد.

د- مرحله IV- بازه زمانی  $(t_3-t_4)$ : در لحظه  $t_3$  جریان سلف نشستی بیش‌تر از جریان القاگر مغناطیسی می‌شود و پلاریته سلف‌های کوپل شده تغییر می‌کند و در نتیجه  $D_{d1}$  روشن و  $D_{o1}$  خاموش خواهد شد، در حالی که  $S_1$  هنوز روشن است و  $S_3$  خاموش است. در طول این مرحله،  $L_{m1}$  توسط  $C_b$  در حال شارژ شدن است و  $C_{d1}$  از طریق  $D_{d1}$  و سلف‌های کوپل شده  $L_{b1}-L_{s1}$  شارژ می‌شود. معادلات حاکم بر جریان  $L_{lk1}$  و  $L_{m1}$  به ترتیب مطابق با رابطه‌های (۳) و (۴) خواهد بود که در آن  $i_{Lm}(t_3)$  مقدار جریان سلف مغناطیسی در لحظه  $t_3$  و  $i_{Llk}(t_0)$  مقدار جریان سلف نشستی در لحظه  $t_0$  است.

$$i_{Lm}(t) = \frac{V_{cd1}}{nL_m}(t-t_3) + i_{Lm}(t_3) \quad (3)$$

$$i_{Llk}(t) = \left( \frac{V_1 - \frac{V_{cd1}}{n}}{L_{lk}} \right) (t-t_3) + i_{Llk}(t_0) \quad (4)$$

ه- مرحله V- بازه زمانی  $(t_4-t_5)$ : در شروع این مرحله،  $S_1$  به واسطه  $C_{s1}$  در لحظه عبور از صفر ولتاژ خاموش می‌شود. سپس سلف نشستی  $L_{lk1}$  و سلف ورودی  $L_{in}$  با  $C_{s1}$  و  $C_{s3}$  شروع به رزونانس می‌کنند و در نتیجه  $V_{cs1}$  شارژ و  $V_{cs3}$  دشارژ می‌شود.

و- مرحله VI- بازه زمانی  $(t_5-t_6)$ : این مرحله زمانی شروع می‌شود که  $V_{cs3}$  به صفر رسیده باشد. در این مرحله دیود موازی معکوس  $S_3$  هدایت می‌کند که ولتاژ  $S_1$  را به  $V_{c1}$  محدود می‌کند. بنابراین در پایان این مرحله  $S_3$  تحت شرایط ZVS روشن شده است. از آنجا که  $C_1$  بسیار بزرگ‌تر از  $C_{s1}$  و  $C_{s3}$  است، با فرض اینکه  $V_{c1}$  ثابت است، جریان سلف نشستی در این مرحله به صورت خطی مطابق رابطه (۵) کاهش می‌یابد که در آن  $i_{Llk}(t_5)$  مقدار جریان سلف نشستی در لحظه  $t_5$  است.

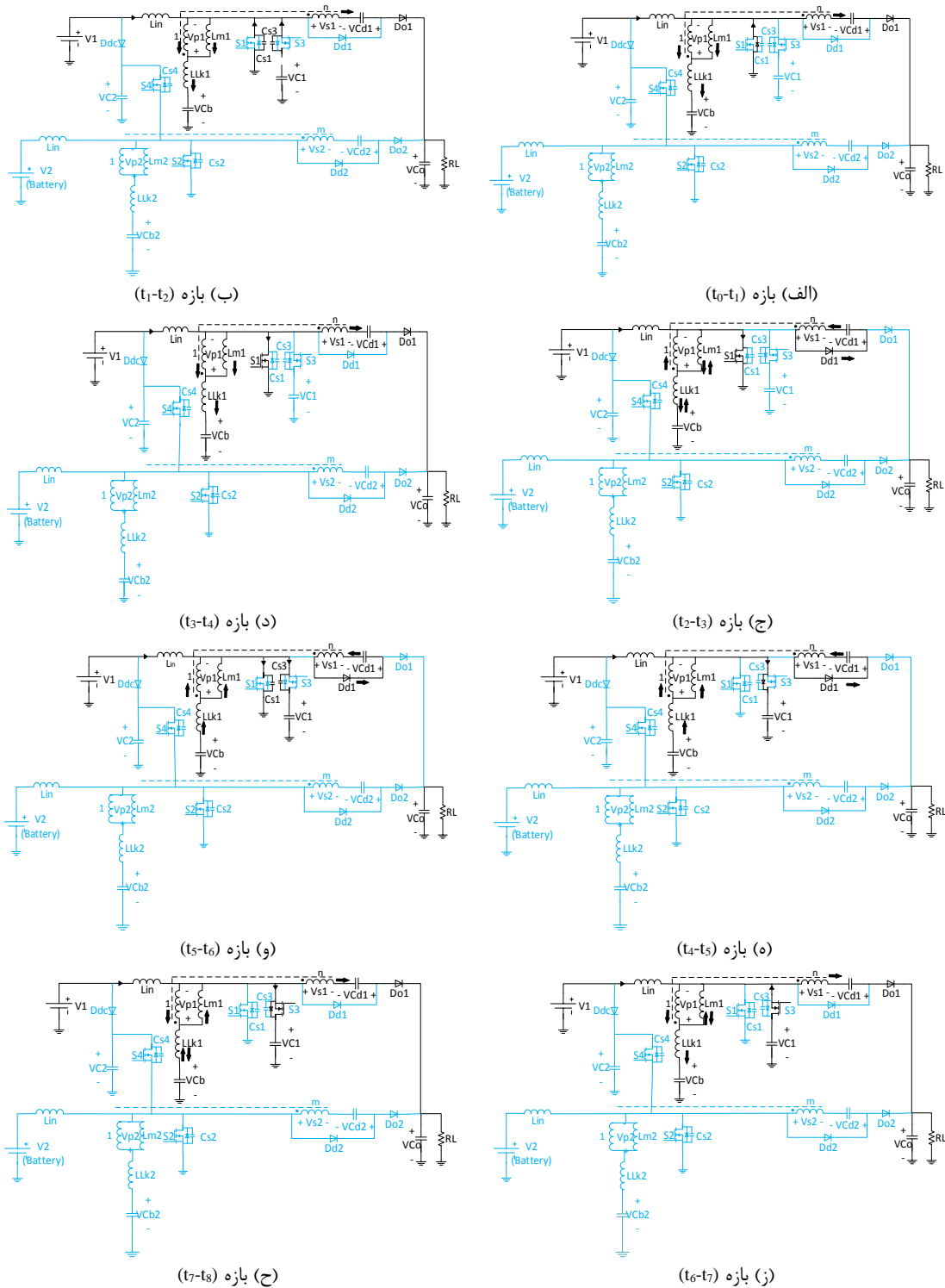
$$i_{Llk}(t) = \left( \frac{V_1 - \frac{V_{cd1}}{n} - V_{c1}}{L_{lk}} \right) (t-t_5) + i_{Llk}(t_5) \quad (5)$$

ز- مرحله VII- بازه زمانی  $(t_6-t_7)$ : در شروع این مرحله، جریان  $L_{lk1}$  کم‌تر از جریان  $L_{m1}$  می‌شود و پلاریته سلف کوپل شده تغییر می‌کند. بنابراین  $D_{d1}$  شروع به خاموش شدن می‌کند و  $D_{o1}$  روشن خواهد شد و انرژی به بار منتقل می‌شود. معادلات (۶) و (۷) نشان می‌دهند که جریان‌های  $L_{lk}$  و  $L_m$  در این مرحله در حال کاهش هستند که در آن  $i_{Lm}(t_6)$  مقدار جریان سلف مغناطیسی در لحظه  $t_6$  و  $i_{Llk}(t_6)$  مقدار جریان سلف نشستی در لحظه  $t_6$  است.

$$i_{Lm}(t) = \frac{-V_{out} + V_{cd1} + V_c}{nL_m}(t-t_6) + i_{Lm}(t_6) \quad (6)$$

$$i_{Llk}(t) = \frac{V_1 - \frac{(-V_{out} + V_{cd1} + V_c)}{n} - V_c}{L_{lk}}(t-t_6) + i_{Llk}(t_6) \quad (7)$$

ح- مرحله VIII-بازه زمانی  $(t_7-t_8)$ : در لحظه  $t_7$  جریان سوئیچ  $S_3$  مثبت می‌شود و خازن کلمپ  $C_1$  شروع به تامین جزیی بار می‌کند. معادلات  $i_{Lm}$  و  $i_{Llk}$  مشابه مرحله قبل هستند.



شکل (۳): مدار معادل مبدل dc-dc بهره‌ی ولتاژ بالای غیرایزوله‌ی پیشنهادی در بازه‌های زمانی مختلف در حالت افزایشنده

Figure (3): Equivalent circuit of the proposed non-isolated high voltage gain converter in various time periods in step-up mode, a) Time period  $(t_0-t_1)$ , b) Time period  $(t_1-t_2)$ , c) Time period  $(t_2-t_3)$ , d) Time period  $(t_3-t_4)$ , e) Time period  $(t_4-t_5)$ , f) Time period  $(t_5-t_6)$ , g) Time period  $(t_6-t_7)$ , h) Time period  $(t_7-t_8)$

## ۲-۲- حالت شارژ باتری

در این حالت، توان تولید شده از  $V_1$  بیش از توان تقاضای بار است و در حالتی که باتری نیاز به شارژ شدن داشته باشد، انرژی اضافی برای شارژ باتری مورد استفاده قرار می‌گیرد. مبدل پیشنهادی به عنوان یک مبدل باک از طریق فاز پایین باتری را شارژ می‌کند و فاز بالایی بار خروجی را تامین می‌کند. شکل موج‌های کلیدی مربوطه در شکل (۴) و مدار معادل شارژ باتری در مراحل زمانی مختلف در شکل (۵) نشان داده شده‌اند. مبدل پیشنهادی در حالت شارژ باتری دارای هشت مرحله است و همچنین  $C_2$  به‌طور کامل از طریق  $V_1$  و  $D_{dc}$  شارژ می‌شود و به علت مقدار زیاد آن، ولتاژش در طول یک دوره سوئیچینگ ثابت در نظر گرفته می‌شود.

الف- مرحله I- بازه زمانی  $(t_0-t_1)$ : قبل از این مرحله  $S_4$  روشن است و در لحظه  $t_0$  مجموع جریان‌های  $L_{m2}$  و  $L_{in}$  مثبت می‌شود و مطابق با معادلات زیر افزایش می‌یابد.

$$i_{L_{m2}}(t) = \frac{V_1 - V_2}{L_{m2}}(t - t_0) + i_{L_{m2}}(t_0) \quad (8)$$

$$i_{L_{in}}(t) = \frac{V_1 - V_2}{L_{in}}(t - t_0) + i_{L_{in}}(t_0) \quad (9)$$

که  $i_{L_{m2}}(t_0)$  مقدار جریان سلف مغناطیسی در لحظه  $t_0$  و  $i_{L_{in}}(t_0)$  مقدار جریان سلف ورودی در لحظه  $t_0$  است.

ب- مرحله II- بازه زمانی  $(t_1-t_2)$ : در آغاز این مرحله  $S_4$  به واسطه  $C_{s4}$  تحت شرایط ZVS خاموش می‌شود. سپس  $C_{s2}$  دشارژ می‌شود و  $C_{s4}$  از طریق رزونانس با  $L_{m2}$  و  $L_{in}$  شارژ می‌شود.

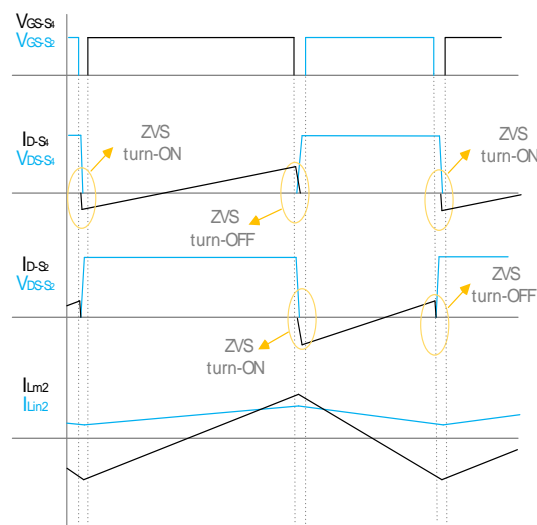
ج- مرحله III- بازه زمانی  $(t_2-t_3)$ : در این مرحله بدنه‌ی دیود  $S_2$  هدایت می‌کند و القاگر مغناطیسی  $L_m$  و سلف ورودی  $L_{in}$  به صورت خطی مطابق با روابط زیر دشارژ می‌شوند.

$$i_{L_{m2}}(t) = \frac{V_2}{L_{m2}}(t - t_2) + i_{L_{m2}}(t_2) \quad (10)$$

$$i_{L_{in}}(t) = \frac{V_2}{L_{in}}(t - t_2) + i_{L_{in}}(t_2) \quad (11)$$

که  $i_{L_{m2}}(t_2)$  مقدار جریان سلف مغناطیسی در لحظه  $t_2$  و  $i_{L_{in}}(t_2)$  مقدار جریان سلف ورودی در لحظه  $t_2$  است.

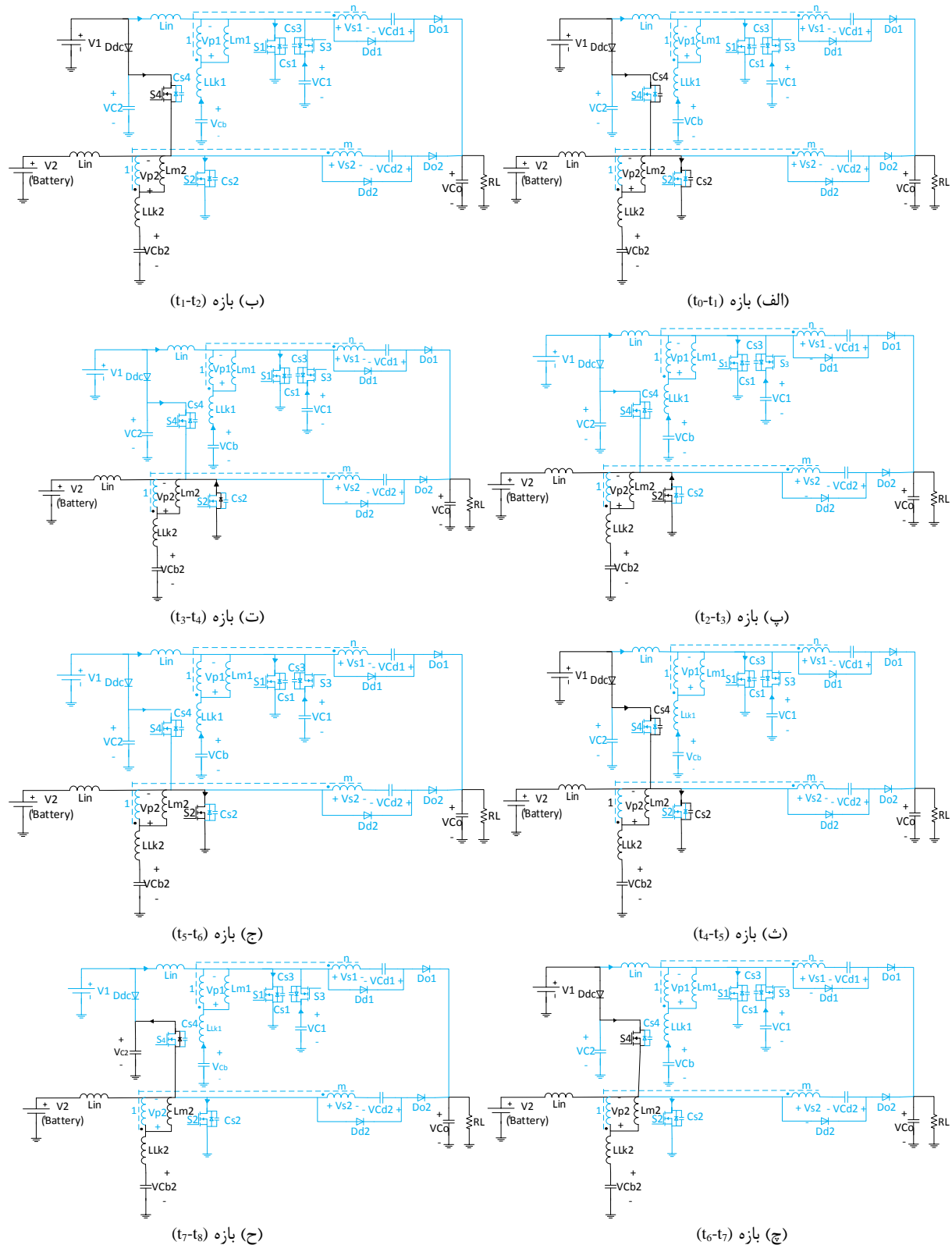
د- مرحله IV- بازه زمانی  $(t_3-t_4)$ : در لحظه  $t_3$ ،  $S_2$  به واسطه هدایت بدنه‌ی دیود خودش، تحت شرایط ZVS روشن می‌شود و مجموع  $L_{m2}$  و  $L_{in}$  بر طبق رابطه‌ی قبل، از طریق  $S_2$  تا زمانی که مجموع جریان‌شان به صفر برسد، به دشارژ خود ادامه می‌دهند.



شکل (۴): شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی در حالت شارژ

Figure (4): Essential waveforms of the proposed converter in charging mode





شکل (۵): مدار معادل مبدل dc-dc بهره‌ی ولتاژ بالای غیرایزوله‌ی پیشنهادی در بازه‌های زمانی مختلف در حالت شارژ

Figure (5): Equivalent circuit of the proposed non-isolated high voltage gain converter in various time periods in charging mode, a) Time period  $(t_0-t_1)$ , b) Time period  $(t_1-t_2)$ , c) Time period  $(t_2-t_3)$ , d) Time period  $(t_3-t_4)$ , e) Time period  $(t_4-t_5)$ , f) Time period  $(t_5-t_6)$ , g) Time period  $(t_6-t_7)$ , h) Time period  $(t_7-t_8)$

ه- مرحله V- بازه زمانی  $(t_4-t_5)$ : در این فاصله برای فراهم آوردن شرایط سوئیچینگ نرم،  $S_2$  روشن نگه داشته می‌شود و جریان القاگر مغناطیسی با همان شیب حالت قبلی منفی می‌شود.

و- مرحله VI- بازه زمانی  $(t_5-t_6)$ : در شروع این مرحله  $S_2$  به صورت ZVS خاموش می‌شود و  $L_{m2}$  و  $L_{in}$  از طریق یک رزونانس،  $C_{s2}$  را شارژ و  $C_{s4}$  را دشارژ می‌کنند.

ز- مرحله VII- بازه زمانی  $(t_6-t_7)$ : این مرحله زمانی آغاز می‌شود که  $C_4$  دشارژ می‌شود و بدنه‌ی دیود  $S_4$  شروع به هدایت می‌کند. سپس اختلاف ولتاژ بین  $V_{e2}$  و  $V_2$  بر روی  $L_{m2}$  و  $L_{in}$  اعمال می‌شود و مجموع جریان هر دو مطابق با روابط زیر شروع به افزایش می‌کند.

$$i_{L_{m2}}(t) = \frac{V_2 - V_1}{L_{m2}}(t - t_6) + i_{L_{m2}}(t_6) \quad (12)$$

$$i_{L_{in}}(t) = \frac{V_2 - V_1}{L_{in}}(t - t_6) + i_{L_{in}}(t_6) \quad (13)$$

که  $i_{L_{m2}}(t_6)$  مقدار جریان سلف مغناطیسی در لحظه‌ی  $t_6$  و  $i_{L_{in}}(t_6)$  مقدار جریان سلف ورودی در لحظه  $t_6$  است.  
ح- مرحله VIII- بازه زمانی  $(t_7-t_8)$ : از آنجا که بدنه‌ی دیود  $S_4$  هدایت می‌کند،  $S_4$  تحت ZVS روشن می‌شود. در پایان این مرحله مجموع جریان  $L_{m2}$  و  $L_{in}$  مثبت می‌شود و  $D_{bc}$  روشن خواهد شد.

### ۳- تجزیه و تحلیل مبدل پیشنهادی

در این بخش تجزیه و تحلیل مبدل پیشنهادی، بهره‌ی ولتاژ فاز بالا و پایین، رویکرد طراحی مبدل و شرایط سوئیچینگ نرم مورد بحث و بررسی قرار گرفته است. برای ساده‌سازی آنالیز، فرض می‌شود که ولتاژهای  $C_d$  و  $C_1$  و  $C_b$  ثابت هستند. همه‌ی عناصر مدار ایده‌آل هستند و مبدل در شرایط حالت پایدار عمل می‌کند.

#### ۳-۱- ملاحظات طراحی حالت افزایشی

با توجه به اینکه عملکرد فاز بالا و پایین در مبدل پیشنهادی در حالت افزایشی یکسان است، مواردی که در ادامه مورد بحث قرار گرفته است، برای فاز بالا و پایین یکسان است.

##### ۳-۱-۱- بهره ولتاژ ایستا برای حالت افزایشی

در شرایط حالت ماندگار، با در نظر گرفتن مقدار صفر برای ضریب القائی نشستی، یک دوره‌ی سوئیچینگ، به دو حالت قطع و وصل سوئیچ اصلی تقسیم می‌شود. هرگاه سوئیچ اصلی در حالت روشن و سوئیچ کمکی در حالت قطع باشد، القاگر مغناطیسی  $L_m$  و خازن  $C_d$  از طریق خازن  $C_b$  شارژ می‌شوند و خواهیم داشت:

$$V_{Lm\text{-charge}} = V_{C_b} \quad (14)$$

با در نظر گرفتن بالانس ولت-ثانیه روی  $L_{in}$  مقدار ولتاژ دو سر سوئیچ اصلی ( $V_{Ss1}$ ) به صورت زیر به دست می‌آید.

$$V_{Ss1} = \frac{V_1}{1-D} \quad (15)$$

با در نظر گرفتن بالانس ولت-ثانیه روی  $L_m$ ، با صرفه‌نظر از ضریب القائی نشستی، و با در نظر گرفتن رابطه (۱۵) رابطه زیر به دست می‌آید.

$$V_{C_b} = V_1 \quad (16)$$

در نتیجه خواهیم داشت:

$$V_{Lm\text{-charge}} = V_1 \quad (17)$$

و در حالتی که سوئیچ اصلی خاموش و سوئیچ کمکی وصل است، القاگر مغناطیسی  $L_m$  دشارژ می‌شود و ولتاژ آن از طریق رابطه (۱۸) تعیین می‌شود که با اعمال اصل بالانس ولت-ثانیه سلف به القاگر مغناطیسی  $L_m$ ، رابطه (۱۹) حاصل می‌شود.

$$V_{Lm-discharge} = V_1 - V_{C_1} \quad (18)$$

$$V_{C_1} = \frac{V_1}{1-D} \quad (19)$$

با توجه به برقراری رابطه (۲۰)، بهره ولتاژ ایستا مطابق رابطه (۲۱) به دست می‌آید:

$$-V_{C_1} + V_{S_1} - V_{C_{d1}} + V_o = 0 \quad (20)$$

$$\frac{V_o}{V_1} = \frac{1+n}{1-D} \quad (21)$$

### ۳-۱-۲- فرآیند طراحی عناصر مبدل

یکی از پارامترهای مهم در طراحی عناصر مبدل پیشنهادی، محاسبه ریپل جریان ورودی است که با توجه به رابطه زیر محاسبه می‌گردد.

$$\Delta I_{L_{in}} = \frac{V_1}{L_{in}} DT_s = \frac{DV_1}{L_{in} f_s} \quad (22)$$

یکی دیگر از پارامترهای مهم، ریپل جریان القاگر مغناطیسی است که با توجه به رابطه زیر محاسبه می‌گردد. به این علت که ضریب القائی سلف نشستی در مقایسه با ضریب القائی سلف مغناطیسی بسیار کوچک است، در محاسبه ریپل جریان القاگر مغناطیسی از آن صرفه‌نظر می‌شود.

$$\Delta I_{L_m} = \frac{V_1}{L_m} DT_s = \frac{DV_1}{L_m f_s} \quad (23)$$

از آنجا که ریپل جریان القاگر مغناطیسی در محدوده زیر در نظر گرفته شده است:

$$\frac{\Delta I_{L_m}}{2} < 0.2 I_{P1max} \quad (24)$$

در نتیجه محدوده‌ی مجاز برای ضریب القائی مغناطیسی طبق رابطه‌ی زیر بدست می‌آید.

$$L_m > \frac{D(1-D)V_1 R_L}{0.8 n f_s V_o} \quad (25)$$

### ۳-۱-۳- شرایط سوئیچینگ نرم در حالت دشارژ

برای محاسبه مقادیر خازن اسنابر در حالت دشارژ، لحظه‌ای در نظر گرفته می‌شود که سوئیچ  $S_3$  خاموش و سوئیچ  $S_1$  در حال روشن شدن است. اگر انرژی ذخیره شده در سلف بزرگ‌تر از انرژی ذخیره شده در خازن باشد، انرژی خازن می‌تواند به‌طور کامل در طول دوره زمانی مرده دشارژ شود. مقدار خازن اسنابر می‌تواند مطابق با رابطه زیر طراحی شود.

$$\frac{1}{2} (L_{lk} \parallel L_{in}) (I_{L_{lk}} + I_{L_{in}})^2 > \frac{1}{2} (C_{S_1} + C_{S_3}) \left( \frac{V_1}{1-D} \right)^2 \quad (26)$$

به این علت که جریان القاگر مغناطیسی در مقایسه با جریان سلف تزویج ناچیز است، می‌توان از آن صرفه‌نظر کرد. در نتیجه جریان سلف نشستی را می‌توان مطابق رابطه زیر به دست آورد.

$$I_{L_{lkmax}} = I_{P1max} = n I_o = \frac{2n V_o}{(1-D) R_L} \quad (27)$$

برای اینکه سوئیچ اصلی به صورت ZVS روشن شود، باید در لحظه‌ی روشن شدن، جریان سوئیچ اصلی منفی باشد. در نتیجه باید رابطه (۲۸) زیر برقرار باشد.

$$I_{S_1} = I_{L_{lk}} + I_{L_{in}} < 0 \quad (28)$$

که در آن:

$$I_{L_{lk}} = \frac{V}{L_{lk}} t + I_{L_{lk}}(0) \quad (v = v_1 + v_{p_1}), (I_{L_{lk}}(0) = I_{L_{lkmax}}) \quad (29)$$

در نتیجه محدوده مجاز برای ضریب القائی نشتی مطابق رابطه زیر بدست می‌آید.

$$L_{lk} > \frac{(V_1 + V_{p_1})t}{\frac{2nV_o}{(1-D)R_L} - I_{L_{in}}} \quad (30)$$

که در رابطه‌های (۲۹) و (۳۰)، فاصله‌ی زمانی مرده بین وصل دو سوئیچ  $t$  است که ۲۰۰ نانو ثانیه در نظر گرفته می‌شود. لازم به ذکر است که ضریب القائی نشتی را نمی‌توان خیلی بزرگ در نظر گرفت زیرا دیگر قابل صرفه‌نظر کردن نیست و بهره کاهش می‌یابد. برای انتخاب مقدار مناسب خازن‌های کلمپ، معادله ریپل ولتاژ  $\Delta Q = C\Delta V = Idt$  باید در نظر گرفته شود. بنابراین:

$$C_o \geq \frac{DV_o}{\Delta V_o f_s R_L} \quad (31)$$

برای محاسبه مقادیر خازن‌های کلمپ، می‌دانیم جریان خازن کلمپ در لحظه قطع سوئیچ اصلی مجموع ماکزیمم جریان سلف نشتی و جریان ورودی است.

$$I_{C_1} = I_{L_{lkmax}} + I_{L_{in}} \quad (32)$$

با توجه به رابطه  $\Delta Q = Idt$  امکان محاسبه  $\Delta Q$  و با توجه به رابطه  $\Delta Q = C\Delta V$  محاسبه مقدار خازن کلمپ امکان‌پذیر خواهد بود.

$$C_1 \geq \frac{I_o(n-1)}{4\Delta V_{C_1} f_s}, C_2 \geq \frac{I_o(n-1)}{4\Delta V_{C_2} f_s} \quad (33)$$

### ۲-۳- ملاحظات طراحی حالت شارژ باتری

در مبدل پیشنهادی، وسیله‌ی ذخیره‌ساز انرژی ( $V_2$ ) از طریق یک مدار باک شارژ می‌شود که شامل  $D_{dc}, V_1, S_2, S_4$  و القاگر مغناطیسی  $L_{m2}$  و سلف ورودی  $L_{in}$  است. در این مدار  $S_4$  به عنوان سوئیچ اصلی عمل می‌کند و  $S_2$  به عنوان یکسوساز همزمان عمل می‌کند. بهره ولتاژ در این حالت مشابه مبدل باک سنکرون است و به این علت که ضریب القائی نشتی در مقایسه با ضریب القائی مغناطیسی ناچیز است، از آن صرفه‌نظر می‌شود.

#### ۱-۲-۳- بهره‌ی ولتاژ ایستا برای حالت شارژ

در شرایط حالت ماندگار، یک دوره سوئیچینگ، به دو حالت قطع و وصل سوئیچ اصلی تقسیم می‌شود. در این حالت عملکرد  $S_4$  به عنوان سوئیچ اصلی و  $S_2$  به عنوان سوئیچ کمکی است. هرگاه سوئیچ اصلی روشن باشد  $L_m$  و  $C_d$  از طریق  $V_1$  شارژ می‌شوند و خواهیم داشت:

$$V_{Lm-charge} = V_1 - V_{C_{b2}} \quad (34)$$

و با توجه به رابطه (۳۵)، رابطه (۳۶) حاصل می‌شود.

$$V_{C_{b2}} = V_2 \quad (35)$$

$$V_{Lm-charge} = V_1 - V_2 \quad (36)$$

و در حالتی که سوئیچ اصلی خاموش است،  $L_m$  دشارژ می‌شود و ولتاژ آن از طریق رابطه زیر به دست می‌آید.

$$V_{Lm-discharge} = -V_{C_{b2}} = -V_2 \quad (37)$$

با اعمال بالانس ولت-ثانیه سلف بر القاگر مغناطیسی، بهره‌ی ولتاژ ایستا مطابق رابطه زیر به دست می‌آید.

$$\frac{V_2}{V_1} = D \quad (38)$$

### ۲-۲-۳- شرایط سوئیچینگ نرم در حالت شارژ

در این مدار، مقادیر  $L_{m2}$  و  $L_{in}$  نقش مهمی را برای فراهم آوردن شرایط سوئیچینگ نرم برای سوئیچ‌های فاز پایین ایفا می‌کنند. واضح است که خاموش شدن سوئیچ‌ها به علت وجود خازن‌های اسنابر به صورت ZVS خواهد بود؛ اما به منظور دستیابی به شرایط روشن شدن سوئیچ‌ها به صورت ZVS، خازن‌های اسنابر باید قبل از اینکه سوئیچ‌ها شروع به روشن شدن کنند، دشارژ شوند. بنابراین خازن‌های اسنابر در فاصله‌ی زمانی مرده بین هدایت سوئیچ‌ها، باید از طریق سلف‌ها دشارژ شوند. برای تحقق این وضعیت، هرکدام از سوئیچ‌ها به صورت جداگانه مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرند. قبل از اینکه سوئیچ  $S_2$  روشن شود، سوئیچ اصلی  $S_4$  خاموش می‌گردد. در این حالت جریان سوئیچ  $S_4$  مجموع جریان‌های  $L_{in}$  و  $L_{m2}$  است و به این علت که هر دو جریان دارای مقادیر مثبتی هستند و در بیش‌ترین مقادیر خود قرار دارند، جمع آن‌ها نیز مقدار مثبتی خواهد بود و در بیش‌ترین مقدار خود قرار دارد و بعد از قطع شدن سوئیچ اصلی خازن‌های اسنابر سوئیچ کمکی را دشارژ می‌کنند و باعث هدایت دیود موازی معکوس سوئیچ کمکی می‌گردند. در نتیجه هنگامی که فرمان وصل سوئیچ کمکی می‌آید، سوئیچ به صورت ZVS روشن می‌گردد. برای اینکه سوئیچ  $S_4$  به صورت ZVS روشن شود، باید مجموع جریان‌های  $L_{in}$  و  $L_{m2}$  در لحظه قطع  $S_2$  منفی گردد و چون در لحظه قطع سوئیچ  $S_2$  هرکدام از جریان‌های  $L_{in}$  و  $L_{m2}$  در کم‌ترین مقدار خود قرار دارند، بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که در لحظه قطع سوئیچ  $S_2$  مجموع جریان‌های آن‌ها نیز در کم‌ترین مقدار خود قرار دارد. همچنین می‌توان نتیجه گرفت در صورتی که مینیمم مجموع جریان‌های  $L_{in}$  و  $L_{m2}$  منفی شود، سوئیچ  $S_4$  به صورت ZVS روشن خواهد شد.

$$I_{L_{m\min}} + I_{L_{in\min}} < 0 \quad (39)$$

که در آن:

$$I_{L_{in\min}} = I_{L_{in\text{avg}}} - \frac{\Delta I_{L_{in}}}{2}, I_{L_{m\min}} = -\frac{\Delta I_{L_m}}{2} \quad (40)$$

با جایگذاری معادله (۴۰) در معادله (۳۹) رابطه زیر به دست می‌آید.

$$I_{L_{in\text{avg}}} - \frac{(1-D)V_2}{2f_s(L_{in} \parallel L_m)} < 0 \quad (41)$$

که با داشتن مقادیر  $I_{L_{in\text{avg}}}$  و  $\Delta I_{in}$  مقادیر دو سلف  $L_m$  و  $L_{in}$  را می‌توان تعیین کرد. برای محاسبه‌ی مقادیر خازن اسنابر در حالت شارژ، لحظه‌ای در نظر گرفته می‌شود که سوئیچ  $S_2$  خاموش و سوئیچ  $S_4$  در حال روشن شدن است. اگر انرژی ذخیره شده در سلف، بزرگ‌تر از انرژی ذخیره شده در خازن باشد، انرژی خازن می‌تواند به‌طور کامل در طول دوره زمانی مرده دشارژ شود. مقدار خازن اسنابر می‌تواند مطابق با رابطه زیر طراحی شود.

$$\frac{1}{2}(L_{lk} \parallel L_{in})(I_{L_{lk}} + I_{L_{in}})^2 > \frac{1}{2}(C_{s_2} + C_{s_4})V_1^2 \quad (42)$$

دوره زمانی مرده باید به اندازه‌ی کافی طولانی باشد برای اینکه انرژی ذخیره شده در سلف بتواند خازن را از مقدار اولیه خودش (صفر یا  $V_1$ ) تا ولتاژ نهایی شارژ یا دشارژ کند. با فرض اینکه جریان سلف در یک دوره‌ی سوئیچینگ ثابت است، دوره زمانی مرده برای دستیابی به ZVS مطابق رابطه زیر به دست می‌آید.

$$T_d > \frac{(C_{s_2} + C_{s_4})V_1}{\left| I_{L_{in\text{avg}}} - \frac{(1-D)V_2}{2f_s(L_{in} \parallel L_m)} \right|} \quad (43)$$

### ۳-۳- محاسبه بازده مبدل

در شکل (۶) چگونگی تغییر در مقادیر بازده مبدل پیشنهادی در صورت ایجاد تغییراتی در نسبت پهنای پالس نشان داده شده است.

### ۳-۴- محاسبه بهره مبدل

در شکل (۷) چگونگی تغییر در مقادیر بهره مبدل پیشنهادی در صورت ایجاد تغییراتی در نسبت پهنای پالس نشان داده شده است.

### ۳-۵- محاسبه استرس ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها

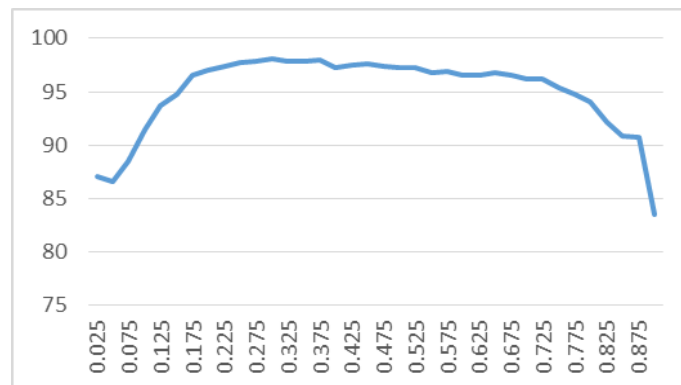
استرس ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها مطابق دو معادله زیر قابل محاسبه است.

$$V_{S_1} = V_{S_2} = V_{S_3} = V_{S_4} = \frac{V_1}{1-D} \quad (44)$$

$$I_{S_1} = I_{S_2} = \frac{2I_{out}(D+n)}{(1-D)D} \quad (45)$$

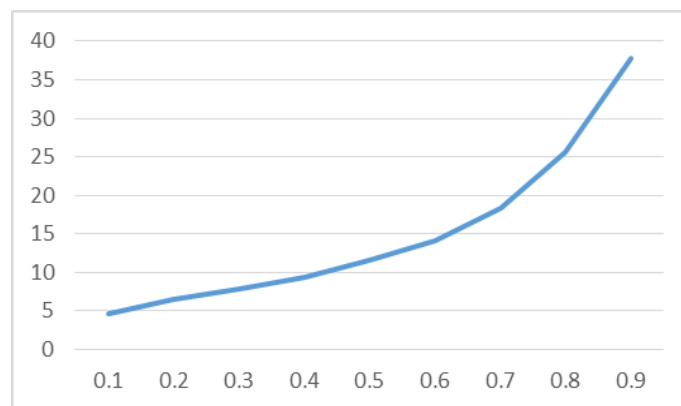
### ۳-۶- مقایسه عملکرد مبدل پیشنهادی با مبدل مشابه

با توجه به بررسی‌های صورت گرفته می‌توان گفت در صورت در نظر گرفتن شرایط یکسان برای اجزاء مبدل پیشنهادی و مبدل مشابه، راندمان هر دو مبدل حدود ۹۷ درصد است و ولتاژ خروجی هر دو مبدل، همانطور که در شکل (۸) دیده می‌شود، تقریباً مشابه است؛ ولی تفاوت محسوسی در ریبیل جریان ورودی وجود دارد. این مطلب در شکل (۹) نشان داده شده است. در توپولوژی پیشنهادی خازن  $C_b$  هم در فاز بالا و هم در فاز پایین، به صورت سری با سمت اولیه ترانسفورماتور است و با توجه به برقرار بودن بالانس جریان-ثانیه بر روی خازن  $C_b$  مقدار dc جریان سمت اولیه ترانسفورماتور صفر است؛ اما در توپولوژی مرجع [۱]، همان‌طور که در شکل (۱۰) نیز مشاهده می‌شود، مقدار dc جریان اولیه ترانس صفر نیست.



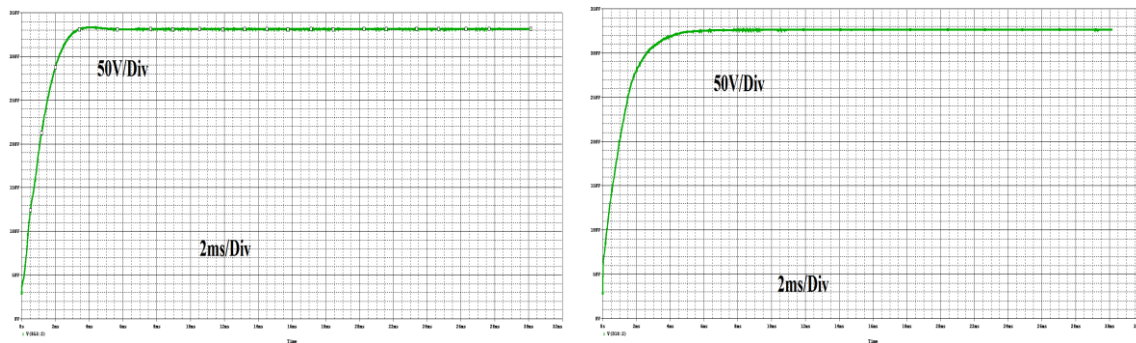
شکل (۶): تغییرات بازده مبدل پیشنهادی به ازای تغییر در نسبت پهنای پالس

Figure (6): Variations of the efficiency of the proposed converter versus variations in duty cycle



شکل (۷): تغییرات بهره مبدل پیشنهادی به ازای تغییر در نسبت پهنای پالس

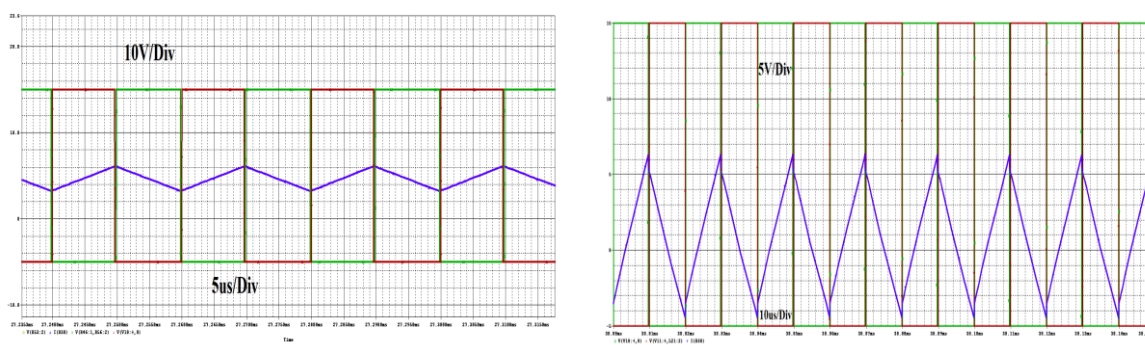
Figure (7): Variations of the gain of the proposed converter versus variations in duty cycle



(الف) ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در حدود ۳۳۱ ولت ۵۰ (V/div) (ب) ولتاژ خروجی مبدل مشابه در حدود ۳۲۶ ولت ۵۰ (V/div)

شکل (۸): مقایسه ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی با مبدل مرجع [۱]

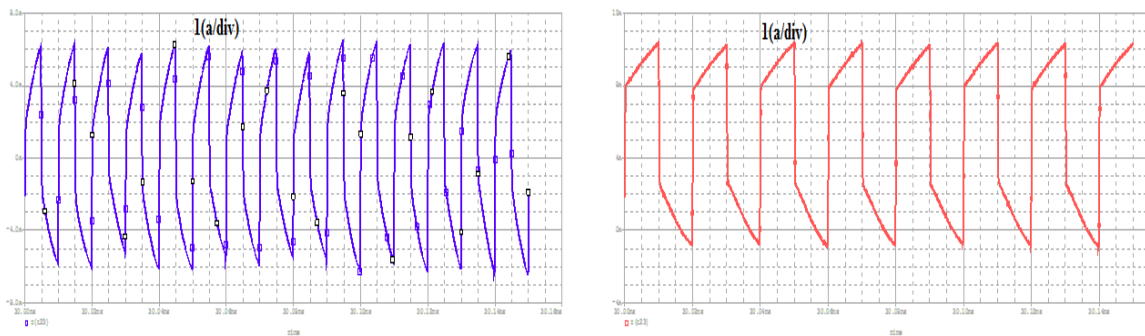
Figure (8): Comparing the output voltage of the proposed converter with the converter presented in [1], a) Output voltage of the proposed converter around 331 (V) 50 (V/div), b) Output voltage of the similar converter around 326 (V) 50 (V/div)



(الف) ریبیل جریان ورودی مبدل پیشنهادی در حدود ۲/۹ آمپر ۱۰ (A/div) (ب) ریبیل جریان ورودی مبدل مشابه در حدود ۱۰/۸ آمپر ۵ (A/div)

شکل (۹): مقایسه ریبیل جریان ورودی مبدل پیشنهادی با مبدل مرجع [۱]

Figure (9): Comparing the input current ripple of the proposed converter with the converter presented in [1], a) Input current ripple of the proposed converter around 2.9 (A) 10 (A/div), b) Input current ripple of the similar converter around 10.8 (A) 5 (A/div)



(ب) جریان سمت اولیه مبدل مشابه ۱ (A/div)

(الف) جریان سمت اولیه ترانس مبدل پیشنهادی ۱ (A/div)

شکل (۱۰): مقایسه جریان سمت اولیه ترانس مبدل پیشنهادی با مبدل مرجع [۱]

Figure (10): Comparing the transformer primary winding of the proposed converter with the converter presented in [1], a) transformer primary winding of the proposed converter 1 (A/div), b) transformer primary winding of the similar converter 1 (A/div)

### ۳-۶-۳- جدول مقایسه مشخصات مبدل پیشنهادی با مبدل مشابه

همان‌طور که در جدول (۱) مشاهده می‌شود، پارامترهای استرس ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها و بهره در مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل مرجع [۱] تفاوتی ندارد؛ اما ریبیل جریان ورودی به صورت قابل ملاحظه‌ای بهبود یافته است. همچنین ابعاد ترانسفورماتور به علت حذف جریان DC سمت اولیه، کوچک‌تر شده است. در مبدل پیشنهادی تعداد سلف‌ها و خازن‌ها کمی

افزایش یافته است؛ اما با توجه به مزایایی که در مقایسه با مبدل مرجع [۱] حاصل شده، افزایش در تعداد سلف‌ها و خازن‌ها قابل قبول است.

### ۷-۳- شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در نرم افزار ارکد

مطابق شکل‌های (۱۱-الف) الی (۱۱-ت)، شبیه‌سازی ولتاژ و جریان سوئیچ اصلی و کمکی هم در حالت افزایش یافته و هم در حالت شارژ، در نرم افزار ارکد و در حالت گذرا انجام شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، شرایط سوئیچینگ نرم در حالت قطع و وصل سوئیچ‌ها فراهم شده است. در شکل (۱۱-ث) مشاهده می‌شود، مقدار DC جریان سمت اولیه ترانسفورماتور صفر است. در نتیجه می‌توان در مقایسه با مرجع [۱] از سیم‌پیچ ظریف‌تری استفاده کرد که باعث کوچک‌تر شدن ابعاد ترانسفورماتور می‌شود. علاوه بر این همان‌طور که در شکل (۱۱-ج) مشاهده می‌شود، ریپل جریان ورودی مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل مرجع [۱] به مقدار قابل ملاحظه‌ای کاهش یافته است.

### ۴- نمونه طراحی شده مبدل پیشنهادی

با در نظر گرفتن مقادیر ولتاژ ورودی‌ها که ۳۰ ولت برای فاز بالا و ۲۰ ولت برای فاز پایین است و با توجه به بهره ولتاژ در حالت دشارژ ماندگار، نسبت دور سلف‌های کوپل شده و نسبت پهنای پالس سوئیچ اصلی برای هر فاز می‌تواند به دست آید. بنابراین نسبت دور سلف‌های کوپل شده، هم برای فاز بالا و هم برای فاز پایین (n) برابر با ۵ انتخاب می‌شود. در حالت دشارژ ماندگار، مقدار ریپل جریان ورودی کم‌تر از ۲۰ درصد جریان ورودی در نظر گرفته شده است. به این ترتیب با در نظر گرفتن بار خروجی (RL) برابر با ۸۰۰ اهم، ضریب القایی ورودی (Lin) برای فاز بالا ۱۱۰ میکروهنری و برای فاز پایین ۹۳ میکروهنری به دست می‌آید که در مبدل پیشنهادی ۱۰۰ میکروهنری در نظر گرفته شده است. با توجه به معادله (۳۰) و با در نظر گرفتن فاصله زمانی مرده (t) برابر با ۲۰۰ نانو-ثانیه، ضریب القایی سلف نشتی (Llk) بیش‌تر از ۱/۸ میکروفاراد به دست می‌آید که در مبدل پیشنهادی ۳ میکروفاراد در نظر گرفته شده است.

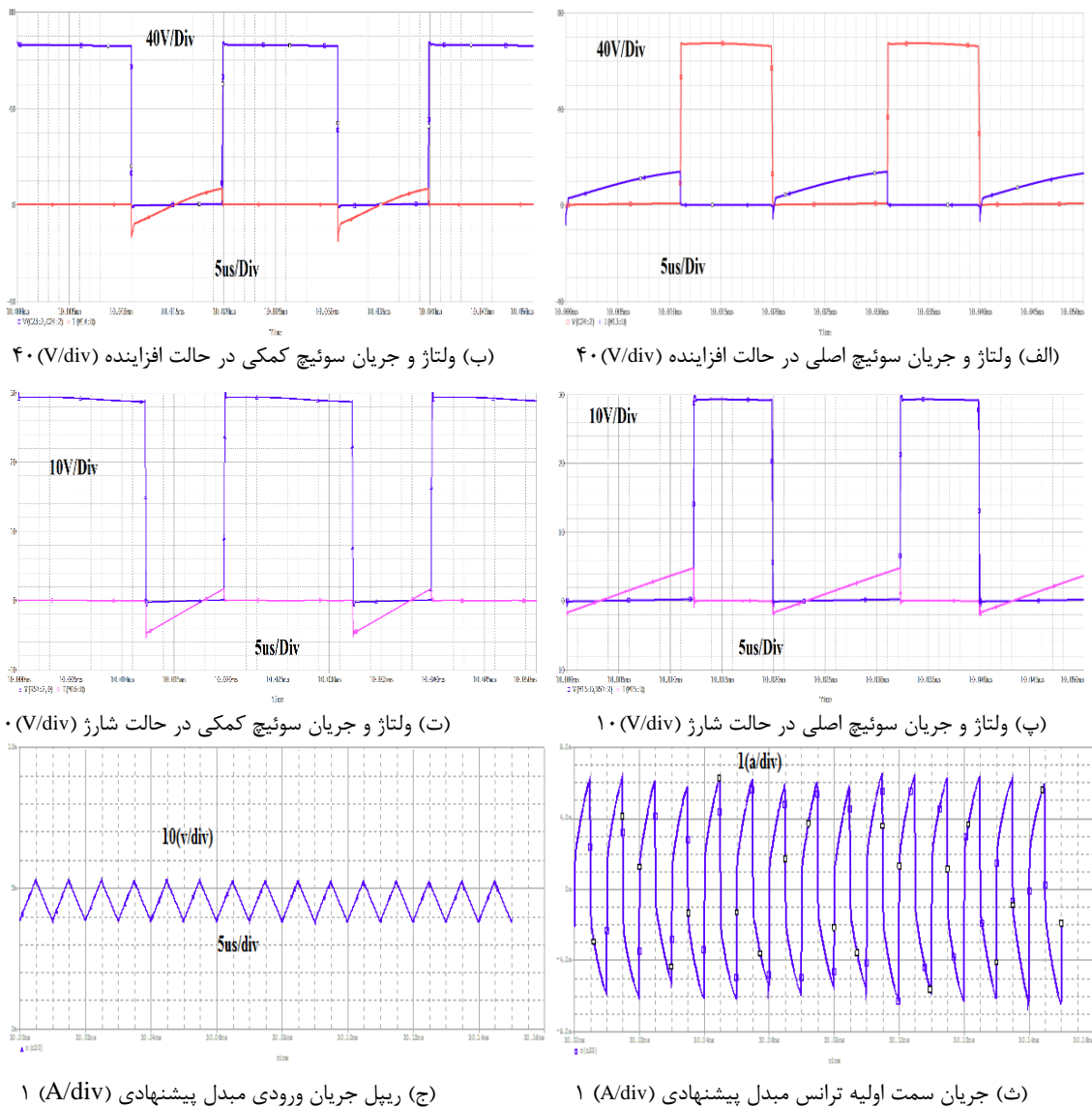
با در نظر گرفتن  $I_{Linavg}$  برابر با ۲ آمپر و مقدار  $L_{in}$  برابر با ۱۰۰ میکروهنری، مقدار  $L_m$  کوچک‌تر از ۵۱ میکروهنری به دست می‌آید که در مبدل پیشنهادی ضریب القایی مغناطیسی ( $L_m$ ) برابر با ۲۵ میکروهنری، برای فاز پایین و فاز بالا در نظر گرفته می‌شود. با توجه به معادله (۴۳) مقدار فاصله زمانی مرده ( $T_d$ )، ۲۰۰ نانو-ثانیه در نظر گرفته می‌شود. در حالت افزایش یافته با در نظر گرفتن معادله (۲۶)، مقدار خازن‌های اسنابر برای سوئیچ‌های فاز سمت بالاتر ( $C_{s1}+C_{s3}$ ) برابر با ۵ نانو فاراد و در حالت شارژ با در نظر گرفتن معادله (۴۲)، مقدار خازن‌های اسنابر برای سوئیچ‌های فاز سمت پایین‌تر ( $C_{s2}+C_{s4}$ )، ۵ نانو فاراد است.

Table (1): Comparing the parameters of the proposed converter with the converter presented in [1]

جدول (۱): مقایسه پارامترهای مبدل پیشنهادی با مبدل مرجع [۱]

پارامتر	مبدل پیشنهادی	مبدل مشابه [۱]
بهره	$\frac{1+n}{1-D}$	$\frac{1+n}{1-D}$
استرس ولتاژ	$\frac{V_1}{1-D}$	$\frac{V_1}{1-D}$
استرس جریان	$\frac{2I_{out}(D+n)}{(1-D)D}$	$\frac{2I_{out}(D+n)}{(1-D)D}$
تعداد سوئیچ	۴	۴
تعداد خازن	۷	۵
تعداد ترانسفورماتور	۲	۲
تعداد دیود	۵	۵
تعداد سلف	۲	۰
ریپل	کم	زیاد
ابعاد ترانسفورماتور	کوچک	متوسط





شکل (۱۱): نتایج شبیه سازی در نرم افزار ارکید OrCAD

Figure (11): Simulation results in OrCAD software a) Voltage as well as current of the main switch in step-up mode 40 (V/div) b) Voltage as well as current of the auxiliary switch in step-up mode 40 (V/div), c) Voltage as well as current of the main switch in charging mode 10 (V/div), d) Voltage as well as current of the auxiliary switch in charging mode 10 (V/div), e) Current of the transformer primary winding of the proposed converter 1 (A/div), f) Current ripple of the proposed converter 1(A/div)

مقدار خازن‌های کلمپ باتوجه به معادله‌ی (۳۳)، ۹ میکروفراد به‌دست می‌آید که در نتایج عملی میزان آن ۱۰ میکروفراد در نظر گرفته شده است. توان خروجی مبدل ساخته شده حدود ۱۳۰ وات است. پارامترهای مبدل پیشنهادی در جدول (۲) گردآوری شده است. در شکل (۱۲) تصاویری از مدار کنترل و مدار قدرت ساخته شده مربوط به مبدل پیشنهادی به ترتیب در شکل‌های (۱۲-الف) و (۱۲-ب) نشان داده شده است.

## ۵- نتایج آزمایشگاهی

در این بخش حالت عملکرد ZVS سوئیچ‌ها و همچنین ریبیل جریان ورودی در حالت افزایشده‌ی ولتاژ بررسی می‌شود. برای این کار از مدار نمونه‌برداری شده و ولتاژ و جریان دو سر سوئیچ‌ها و همچنین جریان سلف ورودی در اسیلوسکوپ مورد بررسی قرار می‌گیرد. به دلیل شباهت عملکرد مدار فاز بالا و پایین در حالت افزایشده‌ی ولتاژ، بررسی عملکرد فاز بالا به تنهایی کفایت

می‌کند. قابل ذکر است به این علت که جریان خازن‌های اسنابر هم در جریان سوئیچ‌ها موثر هستند، در شکل موج جریان سوئیچ‌های اصلی و کمکی، مقدار کمی نویز مشاهده می‌شود. در این بخش حالت عملکرد ZVS سوئیچ‌ها در حالت شارژ بررسی می‌شود. برای این کار، از مدار نمونه‌برداری شده و ولتاژ و جریان دو سر سوئیچ‌ها در اسیلوسکوپ مورد بررسی قرار می‌گیرد.

Table (2): Parameters of the proposed converter

جدول (۲): پارامترهای مبدل پیشنهادی

نشانه‌ها	پارامتر	مقدار
$V_1$	ولتاژ ورودی فاز بالا	۳۰ ولت
$V_2$	ولتاژ ورودی فاز پایین	۲۰ ولت
$f_{s1}-f_{s4}$	فرکانس سوئیچینگ	۵۰ کیلوهرتز
$S_1-S_4$	سوئیچ‌ها	IRFP4۲۲۷
$D_{d1}-D_{d2}-D_{o1}-D_{o2}-D_{dc}$	دیودها	MUR۸۶۰ G
$C_{s1}+C_{s3}$	خازن‌های اسنابر	۵ نانو فاراد
$C_{s2}+C_{s4}$	خازن‌های اسنابر	۵ نانو فاراد
$C_1, C_2$	خازن‌های کلمپ	۱۰ میکرو فاراد
$C_{d1}, C_{d2}$	خازن‌های سوئیچ شده	۱۰ میکرو فاراد
$C_o$	خازن خروجی	۱۱۰ میکرو فاراد
$L_{p1}-L_{p2}$	سلف اولیه	۲۵ میکرو هانری
$L_{s1}-L_{s2}$	سلف ثانویه	۶۲۵ میکرو هانری
$P_{out}$	توان خروجی	۱۳۰ وات



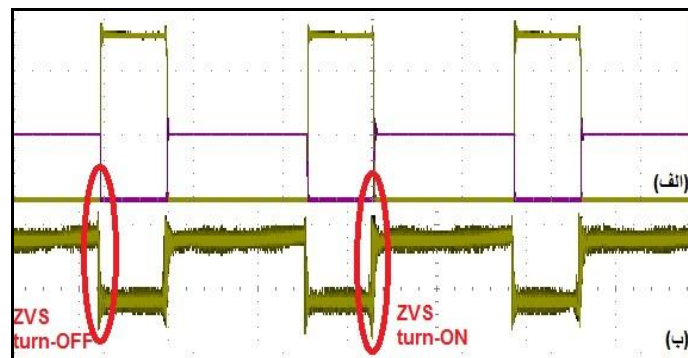
(الف) مدار کنترل



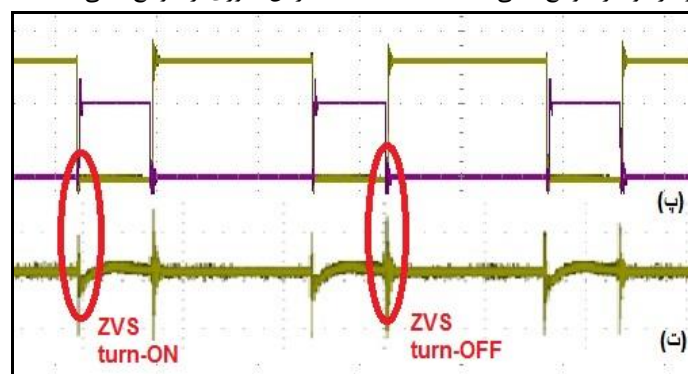
(ب) مدار قدرت

شکل (۱۲): تصویر مدار کنترل و قدرت طراحی و ساخته شده

Figure (12): Photo of the control as well as power circuits designed and constructed, a) Control Circuit, b) Power circuit



(الف): ولتاژ دو سر سوئیچ اصلی  $S_1$   $40 (V/div)$  (ب): جریان عبوری از سوئیچ اصلی  $S_1$   $10 (A/div)$



(پ): ولتاژ دو سر سوئیچ کمکی  $S_3$   $40 (V/div)$  (ت): جریان عبوری از سوئیچ کمکی  $S_3$   $10 (A/div)$

شکل (۱۳): شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ اصلی  $S_1$  و سوئیچ کمکی  $S_3$  در حالت افزایشده  $20 (us/div)$

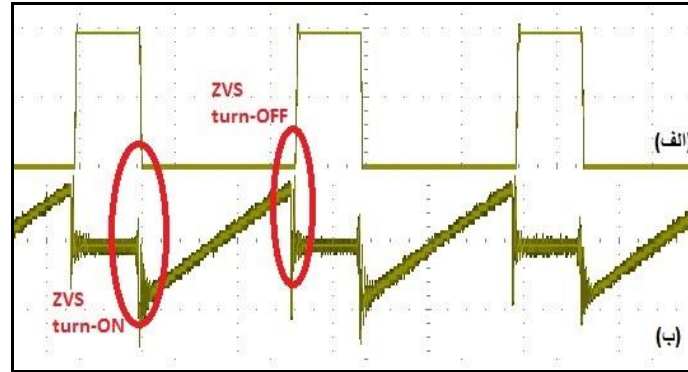
Figure (13): Voltage as well as current waveforms of the main switch  $S_1$  and the auxiliary switch  $S_3$  in step-up mode  $20 (us/div)$ , a) Voltage across the main switch  $S_1$   $40 (V/div)$ , b) Current through the main switch  $S_1$   $10 (A/div)$ , c) Voltage across the auxiliary switch  $S_3$   $40 (V/div)$ , d) Current through the auxiliary switch  $S_3$   $10 (A/div)$

در حالت افزایشده در لحظه خاموش شدن سوئیچ به دلیل وجود خازن‌های پارازیتی و همچنین خازن کلمپ اکتیو، سوئیچ به صورت ZVS خاموش می‌شود و در لحظه روشن شدن سوئیچ، به دلیل اینکه سوئیچ دیگر، قبل از آن خاموش شده است، خازن‌های پارازیتی سوئیچ دشارژ شده و ولتاژ آن به صفر می‌رسد، بنابراین سوئیچ به هنگام روشن شدن به صورت ZVS روشن می‌شود. در حالت شارژ به این علت که قبل از لحظه روشن شدن سوئیچ اصلی، جریان آن منفی شده، سوئیچ اصلی به صورت ZVS روشن می‌شود. در لحظه خاموش شدن سوئیچ اصلی به دلیل وجود خازن‌های پارازیتی و همچنین خازن کلمپ اکتیو، سوئیچ به صورت ZVS خاموش می‌شود. از نتایج به دست آمده در توپولوژی پیشنهادی می‌توان نتیجه گرفت که این توپولوژی عملکرد بسیار خوبی دارد و علاوه بر دارا بودن مزایای توپولوژی مرجع شماره [۱]، همان‌طور که در شکل (۱۵) دیده می‌شود، دارای ریپل جریان ورودی بسیار کم‌تری است که نقش مهمی در طول عمر سلول خورشیدی و باتری ایفا می‌کند.

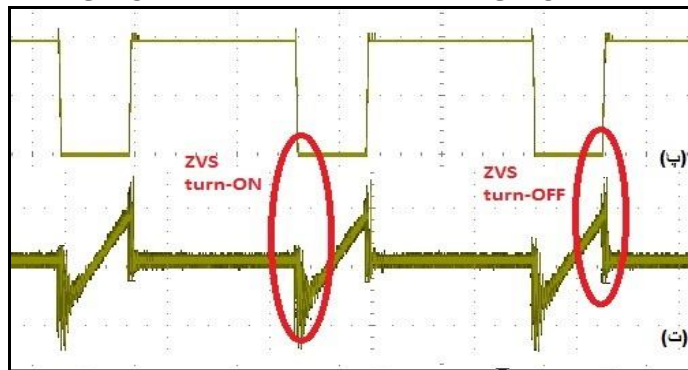
## ۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل dc-dc بهره ولتاژ بالا با سه درگاه ورودی-خروجی برای کاربردهای انرژی خورشیدی پیشنهاد شده است. از جمله مواردی که در این مبدل‌ها حائز اهمیت است، راندمان، ابعاد یا چگالی و هزینه‌های مبدل است. در این راستا در مبدل‌های سه درگاه با صرفه‌جویی در ادوات نیمه‌هادی، می‌توان به ابعاد کوچک‌تر و صرفه‌جویی اقتصادی در هزینه‌ها و همچنین کاهش تلفات و افزایش راندمان، دست یافت. یکی دیگر از پارامترهایی که در مبدل‌های مورد استفاده برای سلول‌های خورشیدی حائز اهمیت است، ریپل جریان ورودی مبدل‌ها است. زیرا ریپل‌های شدید جریان در سلول‌های خورشیدی باعث کاهش طول عمر سلول خورشیدی و همچنین کاهش راندمان می‌گردد. ساختار توپولوژی معرفی شده به گونه‌ای است که در آن می‌توان ریپل جریان را با افزایش ضریب القایی ورودی ( $L_{in}$ ) و یا با افزایش فرکانس [رابطه (۲۲)] کاهش داد. علاوه بر این، همان‌طور که در شکل (۹) مشاهده شد، ریپل جریان ورودی مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل مرجع [۱] به مقدار قابل

ملاحظه‌ای کاهش یافته است. همچنین با توجه به مطالب بیان شده در بخش ۳-۵-۲، مقدار جریان DC سمت اولیه ترانسفورماتور صفر است و در نتیجه سیم‌پیچ ترانسفورماتور حرارت کم‌تری تولید کرده و می‌توان در مقایسه با مرجع [۱] از سیم‌پیچ ظریف‌تری استفاده کرد که باعث کوچک‌تر شدن ابعاد ترانسفورماتور می‌شود.



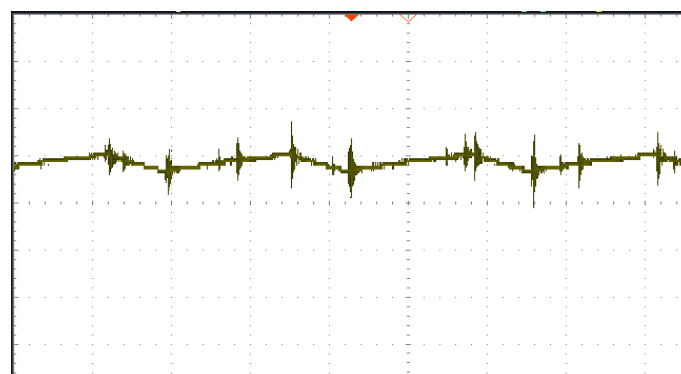
(الف): ولتاژ دو سر سوئیچ اصلی  $S_4$  (۱۰ (V/div) (ب): جریان عبوری از سوئیچ اصلی  $S_4$  (۵ (A/div)



(پ): ولتاژ دو سر سوئیچ کمکی  $S_2$  (۱۰ (V/div) (ت): جریان عبوری از سوئیچ کمکی  $S_2$  (۵ (A/div)

شکل (۱۴): شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ اصلی  $S_4$  و سوئیچ کمکی  $S_2$  در حالت شارژ (۲۰ (us/div)

Figure (14): Voltage as well as current waveforms of the main switch  $S_4$  and the auxiliary switch  $S_2$  in charging mode 20 (us/div), a) Voltage across the main switch  $S_4$  10 (V/div), b) Current through the main switch  $S_4$  5 (A/div), c) Voltage across the auxiliary switch  $S_2$  10 (V/div), d) Current through the auxiliary switch  $S_2$  5 (A/div)



شکل (۱۵): شکل موج جریان ورودی (۱۰ (A/div)

Figure (15): Input current Waveform 10 (A/div)

## References

### مراجع

- [1] R. Faraji, H. Farzanehfard, "Soft-switched non-isolated high step-up three-port dc-dc converter for hybrid energy systems", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 33, no. 12, pp. 10101-10111, Dec. 2018 (doi: 10.1109/TPEL.2018.2791840).

- [2] R. Faraji, H. Farzanehfard, G. Kampitsis, M. Mattavelli, E. Matioli, M. Esteki, "Fully soft-switched high step-up non-isolated three-port dc-dc converter using GaN HEMTs", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8371-8380, Oct. 2020 (doi: 10.1109/TIE.2019.2944068).
- [3] R. Faraji, E. Adib, H. Farzanehfard, "Soft-switched non-isolated high step-up multi-port dc-dc converter for hybrid energy system with minimum number of switches", *Electrical Power and Energy Systems*, vol. 106, pp. 511-519, March 2019 (doi:10.1016/j.ijepes.2018.10.038).
- [4] K.R. Kothapalli, M.R. Ramteke, H.M. Suryawanshi, N.K. Reddi, R.B. Kalahasthi, "A coupled inductor based high step-up converter for dc microgrid applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 6, pp. 4927-4940, June 2021 (doi: 10.1109/TIE.2020.2992019).
- [5] K. Zaoskoufis, E.C. Tatakis, "Isolated ZVS-ZCS dc-dc high step-up converter with low-ripple input current", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 464-480, Oct. 2021 (doi: 10.1109/JESTIE.2021.3063913).
- [6] M. Shahabi, S.H. Fathi, S. Salehi-Dobakhshari, "A novel SEPIC-based quasi-resonant high step-up dc/dc converter with soft-switching", *Proceeding of the IEEE/PEDSTC*, pp. 1-7, Tabriz, Iran, Feb. 2021 (doi: 10.1109/PEDSTC52094.2021.9405865).
- [7] G. Zhou, Q. Tian, L. Wang, "Soft-Switching High Gain Three-Port Converter Based on Coupled Inductor for Renewable Energy System Applications", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 2, pp. 1521-1536, Feb. 2022 (doi: 10.1109/TIE.2021.3060614).
- [8] K. Varesi, S.H. Hosseini, M. Sabahi, E. Babaei, S. Saeidabadi, N. Vosoughi, "Design and analysis of a developed multiport high step-up dc-dc converter with reduced device count and normalized peak inverse voltage on the switches/diodes", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5464-5475, June 2019 (doi: 10.1109/TPEL.2018.2866492).
- [9] P. Mohseni, S.H. Hosseini, M. Sabahi, T. Jalilzadeh, M. Maalandish, "A new high step-up multi-input multi-output dc-dc converter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5197-5208, July 2019 (doi: 10.1109/TPEL.2018.2866492, July 2019).
- [10] B. Zhu, Q. Zeng, Y. Chen, Y. Zhao, S. Liu, "A dual-input high step-up dc-dc converter with ZVT auxiliary circuit", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp. 161-169, March 2019 (doi: 10.1109/TEC.-2018.2876303).
- [11] M. Dhivya, P. Shanmugapriya "A high step-up three-port SEPIC & zeta converter for stand-alone photovoltaic systems", *Proceeding of the IEEE/ICCPEIC*, pp. 419-424, Melmaruvathur, India, April 2016 (doi: 10.1109/ICCPEIC.2016.7557267).
- [12] H. Khoramikia, M. Heydari, S.M. Dehghan, "A new three-port non-isolated dc-dc converter for renewable energy sources application", *Proceeding of the IEEE/ICEE*, pp. 1101-1106, Mashhad, Iran, May 2018 (doi: 10.1109/ICEE.2018.8472538).
- [13] D.B.S. Alves, P. Praca, D.S. Oliviera, L.H. Barreto, L.C.G. de Freitas, "A single-stage three-port boost converter with high voltage gain based on the bidirectional version of the three-state switching cell", *Proceeding of the IEEE/APEC*, pp. 1934-1940, Cahrlotte, NC, USA, March 2015 (doi: 10.1109/APEC.20-15.7104611).
- [14] Z. Saadatizadeh, E. Babaei, F. Blaabjerg, C. Cecati, "Three-port high step-up and high step-down dc-dc converter with zero input current ripple", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 36, no. 2, pp. 1804-1813, Feb. 2021 (doi: 10.1109/TPEL.2020.3007959).
- [15] M. Shahsavari, S.M.M. Mirtalaei, "Design and implementation of a non-isolated multi-port converter with high voltage gain", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, vol. 12, no. 46, pp. 33-48, Summer 2021 (in Persian), (dor: 20.1001.1.23223871.1400.12.2.3.1).

زیر نویس ها

1. Renewable energy resources	7. Soft switching
2. Solar systems	8. Zeta converter
3. Non-isolated high voltage gain dc-dc converter	9. Zero voltage switching
4. Three input-output port	10. Active clamp
5. Gallium nitride (GaN)	11. Leakage inductance
6. Single-ended primary-inductor converter	12. Resonance