

Design and Analysis of a New Structure for Non-Isolated DC-DC Boost Converters**Massoud Emamdad¹, Instructor, Ehsan Akbari², M.Sc., Shima Karbasi³, M.Sc., Abbas Zare Ghaleh Seyyedi⁴, M.Sc.**¹Electrical Engineering Department- Dezful Branch, Islamic Azad University, Dezful, Iran²Department of Electrical Engineering- Mazandaran University of Science and Technology, Babol, Iran³Department of Electrical and Computer Engineering- Isfahan University of Technology, Isfahan, Iran⁴Department of Electrical Engineering- Shahid Bahonar University of Kerman, Kerman, Iran

emamdad@iaud.ac.ir, e.akbari@ustmb.ac.ir, sh.karbasi@ec.iut.ac.ir, abbas.zare.1990@gmail.com

Abstract

Following the scarcity of non-renewable resources such as oil, gas and coal, more research is focused on the issue of high energy consumption and society's dependence on fossil fuels. The use of renewable energy and the development of microgrids can be necessary to reduce dependence on fossil fuels. Photovoltaic systems play a key role in microgrids as a source of renewable energy supply. In these systems, the output voltage of the cell is usually much lower than the voltage required by the DC bus, and as the output current increases, the amount of this voltage decreases significantly. Therefore, the presence of a step-up DC-DC converter with a wide input voltage range is necessary to connect the low-voltage cell source and the high-voltage DC bus connected to the inverter. In this paper, a new structure is presented for non-insulated DC-DC boost converters based on voltage lift technique. The proposed converter has a proper voltage gain at output and an acceptable voltage stress on switch and diodes in comparison with recent references. The proposed converter has a switch with easier control and high reliability due to the input source common point and the output load of the converter. Analysis of the voltage stress as well as selection of suitable elements along with converter analysis in continuous mode are performed and calculation validity is confirmed by presented laboratory results.

Keywords: booster, dc-dc converter, efficiency, voltage gain**Received:** 3 January 2022**Revised:** 1 March 2022**Accepted:** 1 May 2022**Corresponding Author:** Massoud Emamdad

<https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1403.15.58.8.9>

مقاله پژوهشی

طراحی و آنالیز ساختاری جدید در مبدل‌های DC-DC افزایشنده غیرایزوله

مسعود امامداد^۱، مربی، احسان اکبری^۲، دانش‌آموخته کارشناسی ارشد، شیما کرباسی^۳، دانش‌آموخته کارشناسی - ارشد، عباس زارع قلعه سیدی^۴، دانش‌آموخته کارشناسی ارشد

۱- گروه مهندسی برق - واحد دزفول، دانشگاه آزاد اسلامی، دزفول، ایران

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه علوم و فنون مازندران، بابل، ایران

۳- دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان، اصفهان، ایران

۴- بخش مهندسی برق - دانشگاه شهید باهنر کرمان، کرمان، ایران

emammad@iaud.ac.ir, e.akbari@ustmb.ac.ir, sh.karbasi@ec.iut.ac.ir, abbas.zare.1990@gmail.com

چکیده: به دنبال کمیاب شدن منابع تجدیدناپذیر مانند نفت، گاز و زغال سنگ، تحقیقات بیشتری بر مسئله مصرف بالای انرژی و وابستگی جامعه به سوخت‌های فسیلی منعطف شده است. استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر و توسعه ریزشبکه‌ها می‌تواند امری ضروری جهت کاهش وابستگی به سوخت‌های فسیلی باشد. سیستم‌های فتوولتائیک به عنوان منبع تامین انرژی تجدیدپذیر نقش بسیار اساسی در ریز شبکه‌ها را دارند. در این سیستم‌ها، معمولاً ولتاژ خروجی سلول بسیار کمتر از ولتاژ مورد نیاز باس DC بوده و با افزایش جریان خروجی، میزان این ولتاژ به‌طور قابل توجهی کاهش می‌یابد. از این‌رو، حضور یک مبدل DC-DC افزایشنده با محدوده ولتاژ ورودی گسترده برای اتصال بین منبع سلول ولتاژ پایین و باس DC ولتاژ بالای متصل به اینورتر ضروری به نظر می‌رسد. در این مقاله یک ساختار جدید در مبدل‌های DC-DC غیرایزوله افزایشنده ولتاژ بر مبنای روش افزایش ولتاژ ارائه شده است. مبدل پیشنهادی در مقایسه با مراجع اخیر دارای بهره ولتاژ مناسب در خروجی و استرس ولتاژ قابل قبول روی سوئیچ و دیود است. ساختار مبدل دارای یک سوئیچ است که کنترل آن راحت‌تر بوده و با توجه به نقطه مشترک منبع ورودی و بار خروجی مبدل قابلیت اطمینان بالایی دارد. تجزیه و تحلیل استرس ولتاژ و انتخاب المان‌های مناسب به همراه تحلیل مبدل در حالت مد کاری پیوسته انجام شده و با توجه به نتایج آزمایشگاهی ارائه شده صحت محاسبات تایید می‌شود.

کلمات کلیدی: افزایشنده ولتاژ، بهره ولتاژ، راندمان، مبدل غیرایزوله

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۱۰/۱۳

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۱۲/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۱/۲/۱۱

نام نویسنده‌ی مسئول: مسعود امامداد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: دزفول - دانشگاه آزاد اسلامی واحد دزفول - دانشکده مهندسی - گروه برق

۱- مقدمه

امروزه استفاده از مبدل‌های DC-DC به سرعت در سیستم‌های کامپیوتری، تجهیزات پزشکی، سروو موتورها، سیستم‌های روشنایی دیود ساطع‌کننده نور^۱ (LED)، تصحیح ضریب توان^۲ (PFC)، سیستم‌های ارتباطی، وسایل نقلیه هیبریدی، تجهیزات کمکی قابل حمل، تجهیزات الکتریکی مانند تلفن همراه و کامپیوترهای قابل حمل، منبع تغذیه بدون وقفه و سیستم‌های انرژی سبز مانند سیستم‌های پیل سوختی و سیستم‌های فتوولتائیک^۳ (PV) در حال گسترش است [۱]. این نوع مبدل‌های الکترونیک قدرت با استفاده از مدولاسیون پهنای پالس^۴ (PWM) و فرکانس کلیدزنی کنترل می‌شوند. این گروه از مبدل‌ها به دو دسته ایزوله و غیرایزوله طبقه‌بندی می‌شوند. در ساختار مبدل‌های DC-DC ایزوله مانند فلائی‌بک، نیم‌پل و پل کامل از ترانسفورماتور فرکانس بالا استفاده می‌شود که منجر به دستیابی به ولتاژ بالا می‌شود و تغییر ولتاژ با تغییر تعداد دور ترانسفورماتور امکان‌پذیر است. با این حال، ترانسفورماتورهای فرکانس بالا علاوه بر بالا بردن قیمت‌ها منجر به ولتاژ کلیدزنی بالا و تلفات قابل توجه به دلیل اندوکتانس ناشی ترانسفورماتور می‌شوند [۲]. برای کاهش این مشکل، از مدارهای اسنابر غیراتلافی استفاده می‌شود که قیمت و اندازه مبدل‌ها را افزایش داده و فرآیند کنترل را پیچیده می‌کند [۳]. در ساختار مبدل‌های DC-DC غیرایزوله مانند باک، بوست، باک-بوست، کاک و مبدل‌های سپیک هیچگونه ترانسفورماتور فرکانس بالایی وجود ندارد لذا قیمت پایین‌تری دارند. در نتیجه دارای تلفات کلیدزنی کمتر و راندمان بالاتری هستند [۴]. در میان مبدل‌های DC-DC غیرایزوله، مبدل افزایشنده به دلیل بهره ولتاژ بالا، اتصال مستقیم سلف در ورودی، اندازه فیلتر کوچک‌تر، حفاظت کلید در برابر اضافه ولتاژ و تداخل الکترومغناطیسی^۵ (EMI)، استرس توان کمتر در عناصر، نسبت پاسخ‌گذاری بالاتر، راندمان و چگالی توان بالاتر کاربردهای زیادی در سیستم‌های روشنایی [۴، ۵]، تجهیزات کمکی خودروهای هیبریدی [۶] و سیستم‌های انرژی خورشیدی [۷] مانند سیستم‌های پیل سوختی و سیستم‌های PV دارند. در مرجع‌های [۹] و [۱۰]، ساختارهای جدیدی برای مبدل‌های تقویت‌کننده DC-DC غیرایزوله ارائه شده است. اگرچه با استفاده از این روش، بهره ولتاژ به درستی افزایش می‌یابد اما در ولتاژ بالاتر، تعداد عناصر و تنش ولتاژ کلیدها افزایش یافته و طراحی سیستم کنترل آن پیچیده‌تر می‌شود. این روش در مرجع [۱۱] برای کاهش تنش ولتاژ کلیدها توسعه یافته است. در مرجع‌های [۱۲] و [۱۳] از سلف‌های تزویج جهت افزایش ضریب بهره ولتاژ استفاده شده است. در این روش می‌توان با تغییر تعداد دور سیم‌پیچ‌ها بهره ولتاژ و راندمان را افزایش داد. مشکل موجود در این روش افزایش ریپل جریان ورودی است [۱۴]. مبدل‌های DC-DC غیرایزوله که به صورت سری متصل می‌شوند در مرجع‌های [۱۵] و [۱۶] ارائه شده و هدف از این روش دستیابی به ولتاژ بالا و راندمان بالا با استفاده از حداقل تعداد کلیدهای فعال است. این روش برای برنامه‌های کاربردی در انرژی‌های تجدیدپذیر استفاده می‌شود. کنترل پیچیده کلیدزنی، اندازه بزرگ و قیمت بالا از معایب این روش هستند. برای کاهش استرس بالا، از کلیدها و عناصر نیمه‌هادی استفاده می‌شود [۱۷]. در روش سوئیچ خازنی [۱۸]، از حداقل تعداد سلف استفاده می‌شود و اساس این روش بر مبنای استفاده از خازن است. این روش در مرجع [۱۹] توسعه یافته است. اگرچه استفاده از این روش بهره ولتاژ و راندمان بالایی را ارائه می‌دهد اما به دلیل افزایش تعداد کلیدها و خازن‌ها ریپل جریان به‌طور قابل توجهی افزایش یافته است. در مرجع [۲۰]، روش افزایش ولتاژ^۶ (VL) معرفی شده است. این روش در مرجع‌های [۲۱] و [۲۲] نیز توسعه داده شده است. روش افزایش ولتاژ، یکی دیگر از روش‌های کاربردی است که به‌طور گسترده‌ای در مبدل‌های dc-dc به‌منظور افزایش سطح ولتاژ خروجی استفاده می‌شود. این روش بر مبنای شارژ خازن تا ولتاژ مشخصی (به عنوان مثال ولتاژ ورودی) و سپس افزایش ولتاژ خروجی به‌وسیله سلف‌ها است، به‌گونه‌ای که با شارژ و دشارژ شدن سلف و خازن ولتاژ در خروجی افزایش می‌یابد. با تکرار این کار با استفاده از خازن‌های اضافی می‌توان سطح ولتاژ باتری در خروجی مبدل را به‌دست آورد. بسیاری از مبدل‌های dc-dc افزایشنده توسط آقای لئو (مبدل‌های VL لئو^۷) معرفی شده است و روش افزایش ولتاژ برای تعدادی از مبدل‌ها مثل زتا، سپیک و چوک به‌کار گرفته شده است.

در این مقاله یک مبدل dc-dc تقویت‌کننده بدون ترانسفورماتور تک کلید جدید پیشنهاد شده است. مبدل پیشنهادی دارای مزیت‌هایی مانند بهره ولتاژ بالا، تنش ولتاژ پایین بر روی المان‌های نیمه‌رسانا، زمین مشترک و جریان ورودی کم است. در ادامه ساختار مقاله به این شرح است. در بخش دوم، ساختار و اصول عملکرد مبدل dc-dc پیشنهادی به همراه تحلیل حالت کاری پیوسته ارائه شده است. محاسبات مربوط به بهره ولتاژ خروجی در بخش سوم و مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر

مبدل‌های اخیر در بخش چهارم بیان شده است. در بخش پنجم تحلیل استرس ولتاژ و جریان المان‌ها آورده شده است. در بخش ششم محاسبات مربوط به انتخاب عناصر مبدل ارائه شده و در بخش هفتم نتایج آزمایشگاهی مبدل جهت تایید محاسبات تئوری آمده است. در بخش هشتم نتیجه‌گیری و پیشنهادات بیان شده است.

۲- پیکربندی مبدل پیشنهادی

ساختار مبدل پیشنهادی در شکل (۱) نشان داده شده است. این مبدل از یک کلید ماسفت (S)، سه دیود D_1 ، D_2 و D_3 ، سه سلف L_1 ، L_2 و L_3 ، پنج خازن C_1 ، C_2 ، C_3 ، C_4 و C_0 تشکیل شده است و R نشان‌دهنده یک بار مقاومتی است. در این مبدل بهره ولتاژ خروجی افزایش یافته و تنش ولتاژ روی کلید قدرت کاهش یافته است.

۲-۱- تجزیه و تحلیل وضعیت کلیدزنی

با توجه به حالت‌های مختلف المان‌های نیمه-هادی، عملکرد مبدل پیشنهادی را می‌توان به دو حالت کلیدزنی در مد کاری پیوسته تقسیم کرد که به اختصار V_{in} ولتاژ ورودی، V_C و V_L به ترتیب ولتاژهای خازن و سلف و همچنین i_C و i_L به ترتیب جریان‌های خازن و سلف هستند. برای سهولت در تجزیه و تحلیل، فرض‌های زیر در نظر گرفته می‌شوند:

- کلید و دیودها ایده‌آل هستند.
- مقاومت‌های سری معادل سلف‌ها و خازن‌ها برابر با صفر است.
- خازن‌ها و سلف‌ها به اندازه کافی بزرگ هستند.

۲-۲- حالت اول کلیدزنی

این حالت کلیدزنی زمانی اتفاق می‌افتد که ولتاژ گیت V_{gs} کلید قدرت بالا باشد و کلید روشن شود. در این حالت، سه دیود در حالت قطع، سه سلف در حال شارژ، C_3 و C_4 در حال دشارژ، C_1 و C_2 در حال شارژ و C_0 در حال دشارژ هستند. شکل (۲-الف) مسیره‌های جریان را برای این حالت سوئیچینگ نشان می‌دهد. با اعمال قانون ولتاژ (KVL) و قانون جریان (KCL) در مدار معادل نشان داده شده، می‌توان روابط (۱) الی (۸) را استخراج کرد.

$$V_{L1} = V_{in} \quad (1)$$

$$V_{L2} = V_{C3} - V_{C1} \quad (2)$$

$$V_{L3} = V_{C3} + V_{C4} - V_{C2} - V_{C1} \quad (3)$$

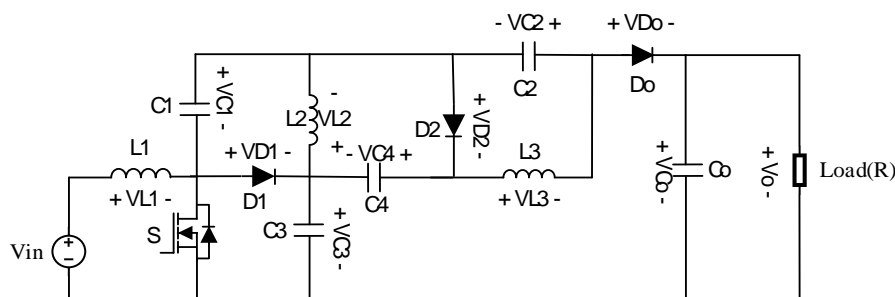
$$i_{C1} = I_{L2} + I_{L3} \quad (4)$$

$$i_{C2} = I_{L3} \quad (5)$$

$$i_{C3} = I_{L2} + I_{L3} \quad (6)$$

$$i_{C4} = I_{L3} \quad (7)$$

$$i_{C0} = I_0 \quad (8)$$



شکل (۱): ساختار مبدل پیشنهادی
Figure (1): Proposed converter structure

۳-۲- حالت دوم کلیدزنی

این حالت کلیدزنی زمانی اتفاق می‌افتد که V_{gs} کم باشد و کلید خاموش شود. در این حالت، سه دیود در حالت وصل، سه سلف در حال دشارژ، C_3 و C_4 در حال شارژ، C_1 و C_2 در حال دشارژ و C_0 در حال شارژ هستند. شکل (۲-ب) مسیره‌های جریان را برای این حالت سوئیچینگ نشان می‌دهد. با اعمال قوانین KVL و KCL روی مدار معادل نشان داده شده می‌توان روابط (۹) الی (۱۴) را استخراج کرد.

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C3} \quad (9)$$

$$V_{L2} = -V_{C1} = -V_{C4} \quad (10)$$

$$V_{L3} = -V_{C2} \quad (11)$$

$$i_{C1} = i_{C2} + I_{L3} + i_{C4} - I_{L2} \quad (12)$$

$$i_{C3} = I_{L1} - i_{C1} - I_{L2} + i_{C4} \quad (13)$$

$$i_{C0} = i_{C2} + I_{L3} - I_0 \quad (14)$$

۳- بهره ولتاژ خروجی

با اعمال اصل دوم قانون ولتاژ بر روی سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 و با استفاده از معادلات ولتاژ سلف‌ها در دو حالت کلیدزنی می‌توان معادله‌های (۱۵) الی (۱۹) را به دست آورد که بهره ولتاژ خروجی در حالت پیوسته^۸ (MCCM) نیز به دست می‌آید.

$$V_{C1} = \frac{DV_{in}}{1-D} \quad (15)$$

$$V_{C2} = \frac{DV_{in}}{1-D} \quad (16)$$

$$V_{C3} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (17)$$

$$V_{C4} = \frac{DV_{in}}{1-D} \quad (18)$$

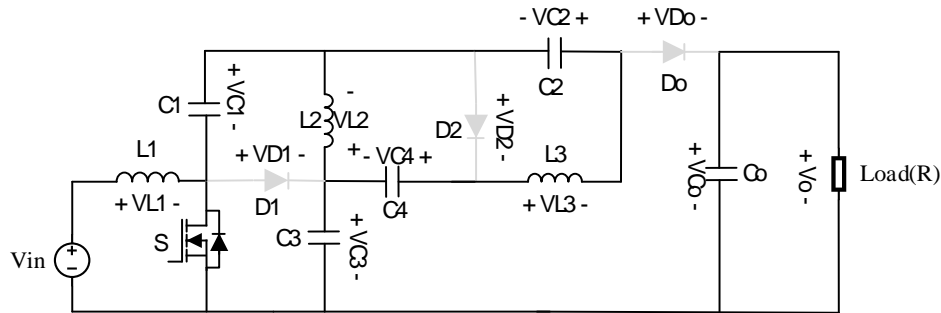
$$\begin{cases} DV_{in} + (1-D)(V_{in} - V_{C3}) = 0 \\ D(V_{C3} - V_{C1}) + (1-D)(-V_{C1}) = 0 \\ D(V_{C3} + V_{C4} - V_{C1} - V_{C2}) + (1-D)(-V_{C2}) = 0 \\ M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+2D}{1-D} \end{cases} \quad (19)$$

۴- مقایسه ساختار پیشنهادی با دیگر مبدل‌های افزایشنده

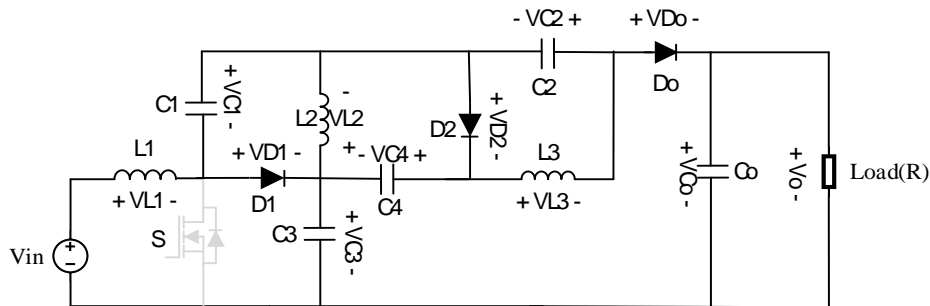
در این بخش مبدل پیشنهادی با سایر مبدل‌های افزایش دهنده غیرایزوله مقایسه شده است. بهره ولتاژ استاتیک، تنش ولتاژ در المان‌های نیمه‌هادی و شمارش اجزای این مبدل‌ها در جدول (۱) خلاصه شده است. با توجه به شکل (۳-الف) مبدل پیشنهادی در مقایسه با دیگر مبدل‌ها در چرخه کارهای بالاتر بهره ولتاژ بهتری را ارائه می‌دهد. اگر چه مبدل مرجع [۱۲] در چرخه کارهای بالاتر بهره ولتاژ بهتری نسبت به مبدل پیشنهادی دارد، اما با توجه به شکل‌های (۳-ب) و (۳-پ)، ساختار پیشنهادی استرس ولتاژ کمتری بر روی دیود و کلید دارد که باعث کاهش تلفات و عمر طولانی‌تر قطعات می‌شود. مبدل پیشنهادی نسبت به مرجع [۱۱] بهره ولتاژ بالاتری در تمام بازه‌های چرخه کاری دارد. در مرجع‌های [۲۴] و [۲۵] مبدل دارای دو سوئیچ است که این موضوع باعث افزایش استرس ولتاژ سوئیچ در مبدل‌ها شده و کنترل آنها به مراتب پیچیده‌تر است نسبت به مبدل پیشنهادی که دارای یک سوئیچ است.

۵- تجزیه و تحلیل استرس ولتاژ و جریان المان‌ها

استرس جریان سوئیچ و دیود زمانی اتفاق می‌افتد که آن‌ها در حالت وصل باشند. به‌گونه‌ای که در هر حالت کلیدزنی، وقتی که المان در حالت وصل باشد، معادله جریان عبوری از آن به‌عنوان معادله استرس جریان المان شناخته می‌شود. همچنین استرس ولتاژ سوئیچ و دیود زمانی محاسبه می‌شود که آن‌ها در حالت قطع باشند. به‌گونه‌ای که در هر حالت کلیدزنی، وقتی که سوئیچ یا دیود در حالت قطع باشند، معادله ولتاژ دو سر آن المان به‌عنوان معادله استرس ولتاژ به‌دست می‌آید.



(الف) حالت اول کلیدزنی



(ب) حالت دوم کلیدزنی

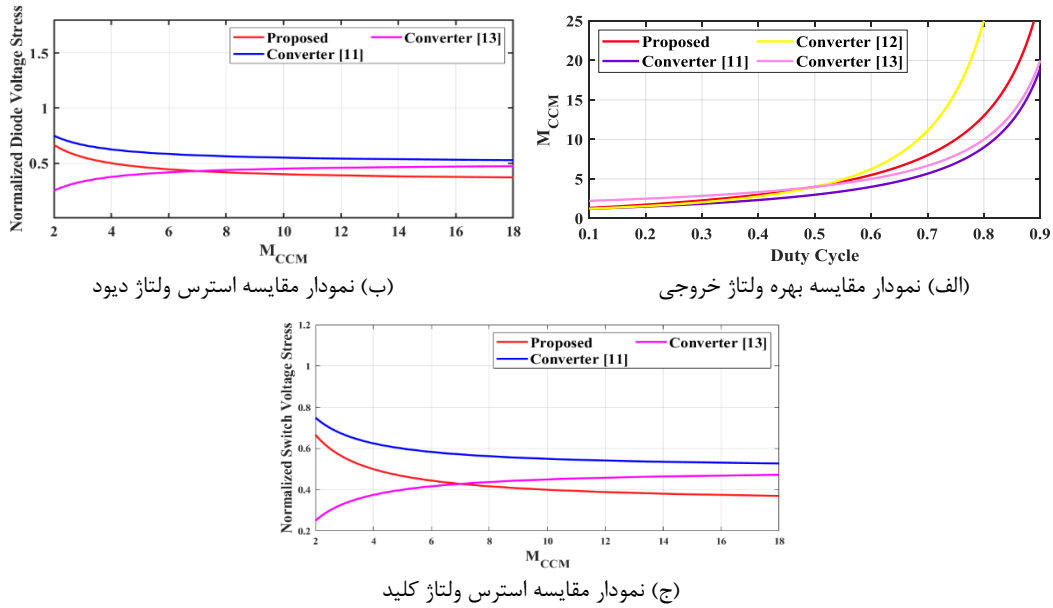
شکل (۲): مدارهای معادل مبدل پیشنهادی

Figure (2): Proposed converter equivalent circuit, a) First state of switching, b) Second state of switching

Table (1): Comparison of proposed converter with other references

جدول (۱): مقایسه مبدل پیشنهادی با دیگر منابع

| منابع | تعداد المان‌ها | | | | | بهره ولتاژ | استرس ولتاژ سوئیچ | استرس ولتاژ دیود | راندمان |
|-------------------|----------------|-----|------|------|-------|----------------------|------------------------------|------------------------------|---------|
| | سوئیچ | سلف | خازن | دیود | مجموع | | | | |
| مبدل بوست پایه‌ای | ۱ | ۱ | ۱ | ۱ | ۴ | $\frac{1}{1-D}$ | ۱ | ۱ | - |
| [۱۱] | ۱ | ۲ | ۲ | ۳ | ۸ | $\frac{1+D}{1-D}$ | $\frac{1+M}{2M}$ | $\frac{1+M}{2M}$ | ۹۴/۵ |
| [۱۲] | ۱ | ۲ | ۲ | ۳ | ۸ | $\frac{1}{(1-D)^2}$ | ۱ | ۱ | ۹۵ |
| [۱۳] | ۱ | ۱ | ۴ | ۴ | ۱۰ | $\frac{3-D}{1-D}$ | $\frac{M-1}{2M}$ | $\frac{M-1}{2M}$ | ۹۴ |
| [۲۴] | ۲ | ۲ | ۲ | ۳ | ۹ | $\frac{1}{D(1-D)}$ | $\frac{1+M}{2M}$ | $\frac{1+M}{M}$ | ۹۴/۵ |
| [۲۵] | ۲ | ۲ | ۳ | ۴ | ۱۱ | $\frac{1+D}{D(1-D)}$ | $\frac{D}{1+D}$ | $\frac{-1}{1+D}$ | ۹۳/۵ |
| [۲۶] | ۲ | ۳ | ۳ | ۴ | ۱۲ | $\frac{2}{D(1-D)}$ | $\frac{M+M^2-\sqrt{8M}}{3M}$ | $\frac{M+M^2-\sqrt{8M}}{3M}$ | ۹۳/۵ |
| مبدل پیشنهادی | ۱ | ۳ | ۵ | ۳ | ۱۲ | $\frac{1+2D}{1-D}$ | $\frac{2+M}{3M}$ | $\frac{2+M}{3M}$ | ۹۳ |



شکل (۳): بهره ولتاژ خروجی و استرس ولتاژ

Figure (3): Output voltage gain and voltage stress, a) Compared output voltage gain, b) Compared diode voltage stress, c) Compared switch voltage stress

با توجه به شکل (۲-ب)، حداکثر ولتاژ دو سر تک کلید در این حالت مطابق با رابطه (۲۰) و با توجه به شکل (۲-الف)، حداکثر ولتاژ دو سر دیود شماره یک در این حالت مطابق با رابطه (۲۱) به دست می‌آیند.

$$V_s = V_{C3} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (20)$$

$$V_D = V_{C3} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (21)$$

با توجه به شکل‌های (۲-الف) و (۲-ب)، استرس جریان تک سوئیچ و دیود شماره یک به ترتیب از رابطه‌های (۲۲) و (۲۳) به دست می‌آید.

$$i_s = (M_{CCM} + 2)I_o \quad (22)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = i_{D3} = \left(\frac{M_{CCM} + 2}{3}\right)I_o \quad (23)$$

۶- محاسبات تلفات و ملاحظات طراحی و انتخاب اجزاء

با فرض اینکه حداکثر ریپل جریان سلف‌ها با Δi_{L1} ، Δi_{L2} و Δi_{L3} شناخته شده باشند. حداقل مقادیر سلف‌های مورد نیاز را می‌توان با استفاده از رابطه‌های (۲۴) الی (۲۶) تعیین کرد.

$$L_1 = \frac{DV_{in}}{f_s \Delta i_{L1}} \quad (24)$$

$$L_2 = \frac{DV_{in}}{f_s \Delta i_{L2}} \quad (25)$$

$$L_3 = \frac{DV_{in}}{f_s \Delta i_{L3}} \quad (26)$$

با فرض اینکه حداکثر ریپل ولتاژ خازن‌ها با ΔV_{C1} ، ΔV_{C2} و ΔV_{C3} شناخته شده باشند. حداقل ظرفیت خازن‌های مورد نیاز را می‌توان با استفاده از رابطه‌های (۲۷) الی (۳۱) تعیین کرد.

$$C_1 = \frac{2DI_o}{f_s \Delta V_{C1}} \quad (27)$$

$$C_2 = \frac{DI_o}{f_s \Delta V_{C2}} \quad (28)$$

$$C_3 = \frac{2DI_o}{f_s \Delta V_{C3}} \quad (29)$$

$$C_4 = \frac{DI_o}{f_s \Delta V_{C4}} \quad (30)$$

$$C_o = \frac{DI_o}{f_s \Delta V_{C_o}} \quad (31)$$

تلفات یکی از مهمترین عواملی است که به‌طور قابل توجهی بر عملکرد مبدل تأثیر می‌گذارد. به‌طور کلی، تلفات مبدل به نوع و تعداد عناصر بستگی دارد. بنابراین برای به‌دست آوردن راندمان مبدل پیشنهادی، بررسی تلفات در این بخش انجام می‌شود و مقایسه مقادیر راندمان خروجی مبدل پیشنهادی در جدول شماره (۱) قرار داده شده است. تلفات توان سلف‌ها از رابطه (۳۲)، تلفات دیودها از رابطه (۳۳)، تلفات خازن‌ها از رابطه (۳۴) و تلفات توان سوئیچ‌ها از رابطه (۳۵) به‌دست می‌آیند.

$$P_{Ln} = \sum_{N=1}^n \left[r_{LN} I_{LN}^2 + (Kf^\alpha B_{ac}^\beta W_{ife})(10^{-3}) \right] \quad (32)$$

$$P_{D(n)} = \sum_{N=1}^n \left[V_F I_{D(N),ave} + r_D I_{D(N)}^2 + \frac{Q_{rr} V_D f}{4} \right] \quad (33)$$

$$P_{Cn} = \sum_{N=1}^n r_{CN} I_{CN}^2 \quad (34)$$

$$P_{Sn} = \sum_{N=1}^n \left[r_{DS-on} I_{SN}^2 + \frac{f}{2} (t_r + t_f) I_{SN,ave} V_{SN} + \frac{f}{2} C_{OSS} V_{SN}^2 + \frac{f Q_{rr,BD} V_{SN}}{4} + r_{BDN} I_{BDN}^2 + V_{BFN} I_{BDN,ave} \right] \quad (35)$$

لذا تلفات کل مبدل و راندمان از رابطه‌های (۳۶) و (۳۷) به‌دست می‌آیند.

$$P_{Loss} = P_{Ln} + P_{Sn} + P_{Cn} + P_{Dn} \quad (36)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{Loss}} \times 100 \quad (37)$$

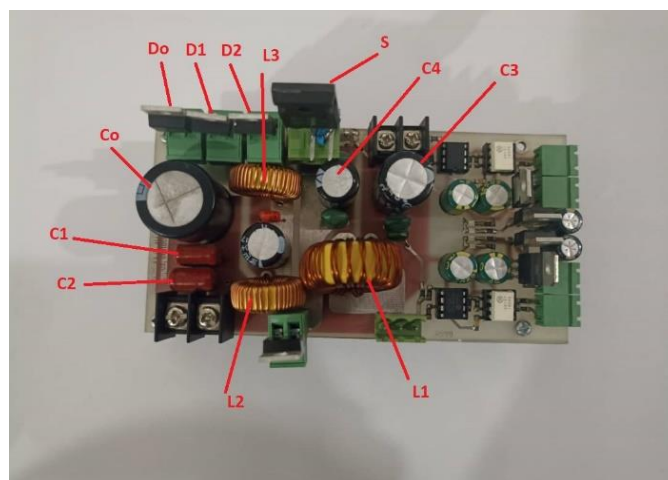
۷- نتایج آزمایشگاهی

به‌منظور اعتبارسنجی تحلیل نظری مبدل پیشنهادی، یک نمونه اولیه آزمایشگاهی ۱/۶ کیلووات کوچک مطابق با شکل (۴) و جدول (۲) ساخته شد که نتایج آن ارائه شده است. ضمناً از میکروکنترلر مدل TMS320f28335 استفاده شده است. ولتاژ ورودی به مبدل توسط یک منبع تغذیه dc قابل تنظیم داده می‌شود و مبدل توسط یک میکروکنترلر کنترل می‌شود. مدار تغذیه با استفاده از ماسفت و دیودهای شاتکی ساخته شده است. مقادیر سلف‌ها و خازن‌های مورد استفاده در نمونه اولیه توسعه یافته اندوکتانس‌های L_1 ، L_2 و L_3 برابر ۲۵۰ میکروهنری، خازن‌های C_1 و C_2 برابر ۴۰ میکروفاراد، خازن‌های C_3 و C_4 برابر ۲۲۰ میکروفاراد و خازن C_o برابر ۲۴۰ میکروفاراد است. همچنین مقاومت R برابر ۱۰۰ اهم و فرکانس کلیدزنی برابر ۱۰۰ کیلوهرتز است. سیستم مورد مطالعه برای بررسی در این بخش ولتاژ V_{in} برابر ۵۰ ولت و چرخه کاری D برابر ۰/۷ است. بر این اساس، جریان سلف‌ها I_{L1} ، I_{L2} و I_{L3} برابر ۴ آمپر و I_{L1} برابر ۳۲ آمپر است که کاملاً با نتایج آزمایشگاهی نشان داده شده در شکل (۵) مطابقت دارد. با توجه به معادلات (۱۵) الی (۱۸)، ولتاژ خازن‌ها V_{C1} ، V_{C2} و V_{C4} تقریباً برابر ۱۱۶/۷ ولت و V_{C3} تقریباً برابر ۱۶۶/۷ ولت و V_o تقریباً برابر ۴۰۰ ولت است که کاملاً با نتایج آزمایشگاهی در شکل (۴) مطابقت دارد. شکل موج عملی ولتاژ و جریان سوئیچ و ولتاژ دو سر دیودها به صورت شکل (۶) است. همچنین شکل موج ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی مبدل پیشنهادی در شکل (۷) نشان داده شده است. در نتایج آزمایشگاهی هر قسمت ولتاژ ۱۰۰ ولت و هر قسمت زمان ۵ میکروثانیه است.

Table (2): Experimental converter characteristics

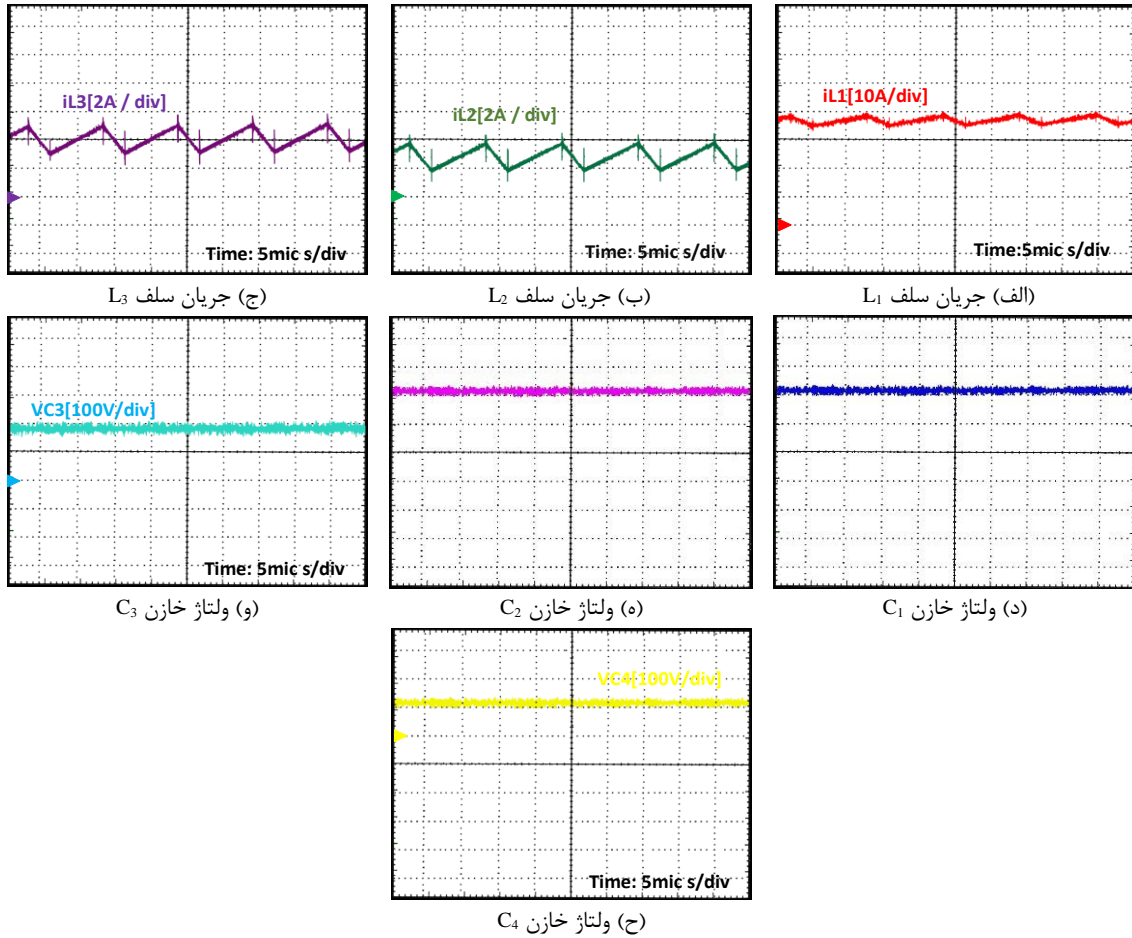
جدول (۲): مشخصات مبدل آزمایشگاهی

| واحد | سمبل | مقدار | پارامتر |
|--------------------|------------------|----------------|-----------|
| اهم | R_L | ۱۰۰ | مقاومت |
| اهم | r_L | ۰/۰۰۸ | اندوکتانس |
| میکروهنری | $L_{1,2,3}$ | ۵۰۰ | |
| اهم | r_L | ۰/۰۰۴ | |
| میکروهنری | L_2 | ۲۵۰ | |
| میکروهنری | L_3 | ۲۵۰ | |
| - | K | ۰/۰۰۵۵۱ | هسته |
| - | α | ۱/۲۳ | |
| - | β | ۲/۱۲ | |
| سانتیمتر مربع | W_{ef} | ۳۰ | |
| تسلا | B_{ac} | ۰/۰۵۴۵ | خازن‌ها |
| اهم | $r_{C1,2}$ | ۰/۰۱۵ | |
| میکروفاراد | $C_{1,2}$ | ۴۰ | |
| اهم | $r_{C3,4}$ | ۰/۰۴۲ | |
| میکروفاراد | $C_{3,4}$ | ۲۲۰ | |
| اهم | r_{C_o} | ۰/۰۴ | |
| - | - | Type = MUR1560 | دیود |
| اهم | r_D | ۰/۰۱ | |
| ولت | $V_{F,D}$ | ۱/۲ | کلید |
| - | - | Type = IRFP064 | |
| نانوثانیه | $t_f = t_n$ | ۱۹۰ | |
| اهم | r_{DS-an} | ۰/۰۰۹ | |
| آمپر بر میکروثانیه | di/dt | ۱۰۰ | |
| میکرو کولن | Q_{rr} | ۰/۹ | کلید |
| پیکوفاراد | C_{ass} | ۳۲۰۰ | |



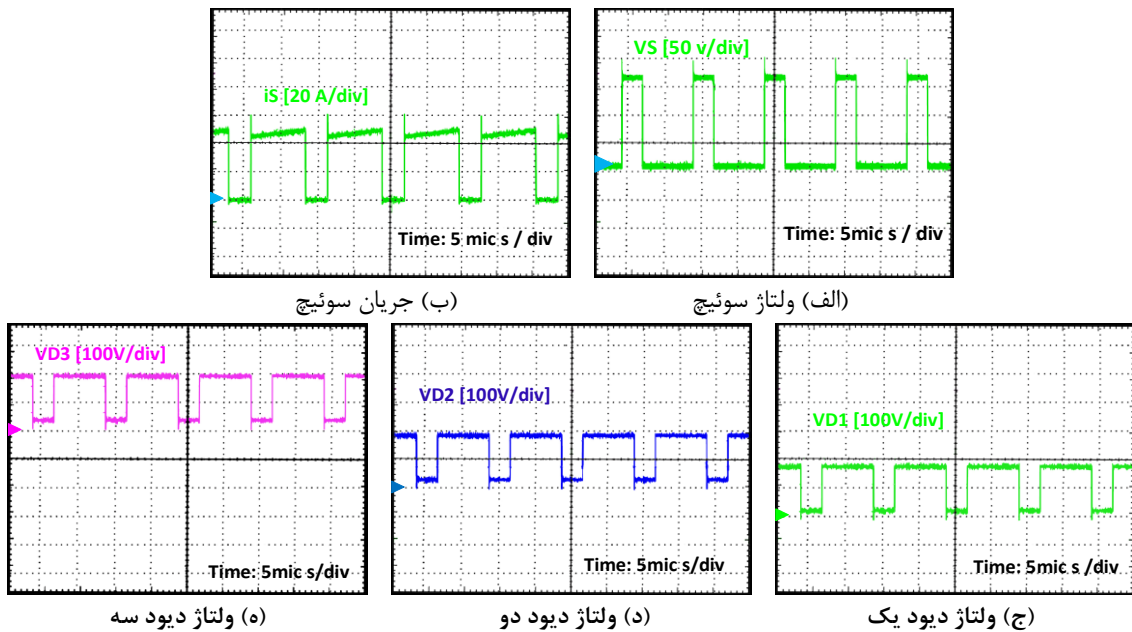
شکل (۴): نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی

Figure (4): Experimental picture of proposed converter



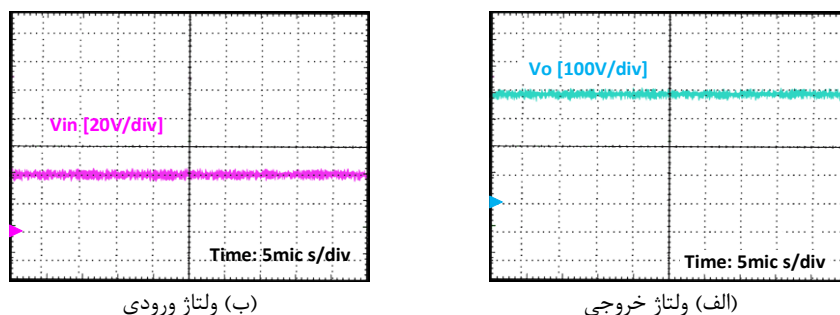
شکل (۵): نتایج آزمایشگاهی

Figure (5): Experimental results, a) Inductor current L_1 , b) Inductor current L_2 , c) Inductor current L_3 , d) Capacitor current C_1 , e) Capacitor current C_2 , f) Capacitor current C_3 , f) Capacitor current C_4



شکل (۶): نتایج آزمایشگاهی موج ولتاژ و جریان سوئیچ و ولتاژ دو سر دیودها

Figure (6): Experimental results of the voltage and current wave of the switch and the voltage of the two ends of the diodes, a) Switch voltage, b) Voltage switch, c) Voltage of diode 1, d) Voltage of diode 2, e) Voltage of diode 3



(ب) ولتاژ ورودی

(الف) ولتاژ خروجی

شکل (۷): موج ولتاژ ورودی و خروجی

Figure (7): Input and output voltage waveform, a) Output voltage waveform, b) Input voltage waveform

۸- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مبدل DC-DC تک سوئیچ جدید با شبکه یکپارچه ارائه شده است. مبدل پیشنهادی دارای مزایای بسیاری مانند بهره ولتاژ بالا بدون کوپلینگ مغناطیسی، تنش ولتاژ پایین بر روی المان‌های نیمه‌هادی، زمین مشترک بین منبع ورودی و بار خروجی است. این ویژگی‌ها مبدل را به یک گزینه عالی برای کاربردهای مختلف تبدیل می‌کند. تجزیه و تحلیل حالت پایدار و مد کاری پیوسته برای مبدل پیشنهادی مورد بحث قرار گرفت. مبدل پیشنهادی با تعدادی دیگر از مبدل‌های افزایش‌دهنده در رابطه با بهره ولتاژ، تنش ولتاژ روی المان‌های نیمه-رسانا، تعداد اجزا و سایر مشخصات مقایسه شده و امتیاز توپولوژی پیشنهادی توجیه می‌شود. در نهایت، یک نمونه اولیه آزمایشگاهی با ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت برای توپولوژی پیشنهادی ساخته شد و تجزیه و تحلیل نظری با نتایج تجربی تأیید گردید.

سپاسگزاری

این مقاله مستخرج از پژوهش تحقیقاتی است. نویسندگان بر خود لازم می‌دانند مراتب تشکر صمیمانه خود را از همکاران حوزه پژوهشی دانشگاه آزاد اسلامی و داوران محترم که ما را در انجام و ارتقای کیفی این مقاله یاری نموده‌اند، اعلام نمایند.

References

مراجع

- [1] D. Maksimovic, A.M. Stankovic, V.J. Thottuvelil, G.C. Verghese, "Modeling and simulation of power electronic converters", Proceedings of the IEEE, vol. 89, no. 6, pp. 898-912, June 2001 (doi: 10.1109/5.9-31486).
- [2] N.P. Papanikolaou, E.C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 3, pp. 632-640, June 2004 (doi: 10.1109/TIE.2004.825342).
- [3] J.M. Kwon, B.H. Kwon, "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 24, no. 1, pp. 108-115, Jan. 2009 (doi: 10.1109/TPEL.2008.2006268).
- [4] A.L. Masich, H.V. Blavi, J.M. B. Moncusi, L.M. Salamero, "A high-voltage sic-based boost PFC for LED applications", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 31, no. 2, pp. 1633-1642, Mar. 2016 (doi: 10.1109/TPEL.2015.2418212).
- [5] N. Genc, I. Iskender, "Teaching of power quality phenomenon based on modeling and simulation of boost type PFC converters", Computer Applications in Engineering Education, vol. 20, no. 1, pp. 149-160, Mar. 2012 (doi:10.1002/cae.20382).
- [6] S. Dwari, L. Parsa, "A novel high efficiency high power interleaved coupled-inductor boost DC-DC converter for hybrid and fuel cell electric vehicle", Proceeding of the IEEE/VPPC, pp. 399-404, Arlington, TX, USA, Sept. 2007 (doi: 10.1109/VPPC.2007.4544159).
- [7] K. Patidar, A.C. Umarikar, "A step-up PWM dc-dc converter for renewable energy applications", International Journal of Circuit Theory and Applications., vol. 44, no. 4, pp. 817-832, April 2016 (doi: 10.1002/c-ta.2108).

- [8] R.J. Wai, C.Y. Lin, R.Y. Duan, Y.R. Chang, "High-efficiency DC–DC converter with high voltage gain and reduced switch stress", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 354–364, Feb. 2007 (doi: 10.1109/TIE.2006.888794).
- [9] M.G. Ortiz-Lopez, J. Leyva-Ramos, L.H. Diaz-Saldierna, E.E. Carbajal-Gutierrez, "Multiloop controller for n-stage cascade boost converter", *Proceeding of the IEEE/CCA*, pp. 587–592, Singapore, Oct. 2007 (doi: 10.1109/CCA.2007.4389295).
- [10] M. Prudente, L.L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, R. Gules, "Voltage multiplier cells applied to non-isolated dc-dc converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 871–887, Mar. 2013 (doi: 10.1109/TPEL.2007.915762).
- [11] F.M. Shahir, E. Babaei, M. Farsadi, "Voltage-Lift technique based nonisolated boost DC–DC converter: Analysis and design", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5917–5926, July 2018 (doi: 10.1109/TPEL.2017.2740843).
- [12] Y.M. Ye, K.W.E. Cheng, "Quadratic boost converter with low buffer capacitor stress", *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 5, pp. 1162–1170, May 2014 (doi:10.1049/iet-pel.2013.0205).
- [13] B. Wu, S. Li, Y. Liu, K.M. Smedley, "A new hybrid boosting converter for renewable energy applications", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1203–1215, Feb. 2016 (doi: 10.1109/TPEL.2015.2420-994).
- [14] T. Nouri, E. Babaei, S.H. Hosseini, "A generalized ultra step-up dc-dc converter for high voltage application with design considerations", *Electric Power Systems Research*, vol. 5, pp. 71–84, Aug. 2013 (doi: 10.1016/j.eprs.2013.07.012).
- [15] Y.T. Chen, W.C. Lin, R.H. Liang, "An interleaved high step-up DC-DC converter with double boost paths", *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 43, no. 8, pp. 976–983, Aug. 2015 (doi: 10.1002/cta.1986).
- [16] S.M. Chen, T.J. Liang, L.S. Yang, J.F. Chen, "A cascaded high step-up dc-dc converter with single switch for micro-source applications", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1146–115, Feb. 2011 (doi: 10.1109/TPEL.2010.2090362).
- [17] S.V. Cheong, S.H. Chung, A. Ioinovici, "Development of power electronics converters based on switched-capacitor circuits", *Proceeding of the IEEE/ISCAS*, pp. 1907–1910, San Diego, CA, USA, May 1992 (doi: 10.1109/ISCAS.1992.230438).
- [18] R. Madeira, N. Paulino, "Analysis and implementation of a power management unit with a multiratio switched capacitor DC–DC converter for a supercapacitor power supply", *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 44, no. 11, pp. 2018–2034, Nov. 2016 (doi: 10.1002/cta.2209).
- [19] L. Zhou, B. Zhu, Q. Lou, S. Chen, "Interleaved non-isolated high stepup dc/dc converter based on the diode-capacitor multiplier", *IET Power Electronics*, vol. 7, pp. 390–397, Feb. 2014 (doi: 10.1049/iet-pel.20-13.0124).
- [20] T. Nouri, S.H. Hosseini, E. Babaei, J. Ebrahimi, "Interleaved high step-up dc-dc converter based on three-winding high-frequency coupled inductor and voltage multiplier cell", *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 175–189, Feb. 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2014.0165).
- [21] R.J. Wai, R.Y. Duan, "High step-up converter with coupled inductor", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 1025–1035, Sept. 2005 (doi: 10.1109/TPEL.2005.854023).
- [22] T.F. Wu, Y.S. Lai, J.C. Hung, Y.M. Chen, "Boost converter with coupled inductors and buck–boost type of active clamp," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 154–162, Jan. 2008 (doi: 10.1109/TIE.2007.903925).
- [23] Y.P. Hsieh, J.F. Chen, T.J. Liang, L.S. Yang, "Novel high step-up DC–DC converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 998–1007, Feb. 2012 (doi: 10.1109/TIE.2011.2151828).
- [24] F.M. Shahir, E. Babaei, M. Farsadi, "Extended topology for a boost DC-DC converter", *IEEE Trans on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2375–2384, March 2019 (doi: 10.1109/TPEL.2018.2840683).
- [25] F.M. Shahir, E. Babaei, M. Farsadi, "Analysis and design of voltage-lift technique-based non-isolated boost dc-dc converter", *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 1083–1091, July 2018 (doi: 10.1049/iet-pel.20-17.0259).
- [26] A. Rajabi, F.M. Shahir, E. Babaei, "Designing a novel voltage-lift technique based non-isolated boost DC-DC converter with high voltage gain", *International Trans .on Electrical Energy Systems*, vol. 31, no. 12, Article Number: e13213, 2021 (doi: 10.1002/2050-7038.13213).

3. Photovoltaic system
4. Pulse width modulation
5. Electromagnetic interference
6. Voltage lift
7. Voltage lift converter
8. Continuous current mode