

Design of a High Step-Up DC-DC Converter Based on QZSI with Low Voltage Stress by Using Coupled Inductor Technique**Hosein Jafari Raraei^{1,3}, M.Sc. Student, Mahdi Shaneh^{1,3}, Assistant Professor, Tohid Nouri², Assistant Professor**¹Department of Electrical Engineering- Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran²Department of Electrical Engineering- Sari Branch, Islamic Azad University, Sari, Iran³Smart Microgrid Research Center- Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran
hoseiiiiin.jafariiii@gmail.com, m.shaneh@pel.iaun.ac.ir, thdnouri@iausari.ac.ir**Abstract**

High step-up structures are commonly used to upgrade the low voltage levels generated by renewable energy sources. In this paper, a high step-up structure based on Quasi Z-Source network is presented, which has a simple yet functional structure consisting of two inductors and two capacitors. Due to the lower duty cycle of 50% for this converter, the problems of reverse recovery of diodes are solved. In addition, the common ground of the power switch and the input source simplifies the control circuit. Using the coupled inductor technique as well as the voltage multiplier cell, the converter voltage gains increases significantly. In addition, the stacked capacitor is used to limit the voltage stress on the switch. The use of the proposed structure increases the voltage gain of the converter. The proposed structure also reduces the level of voltage stress on the semiconductors of the circuit, which reduces the cost and increases the efficiency of the circuit. The converter designed with input voltage 25V and output voltage 400V and power 100W is simulated in PSpice software and the results are presented in the article.

Keywords: coupled inductor, quasi Z-source impedance network, stacked capacitor, voltage multiplier cell**Received:** 7 August 2021**Revised:** 4 September 2021**Accepted:** 11 October 2021**Corresponding Author:** Dr. Mahdi Shaneh**Citation:** H. Jafari Raraei, M. Shaneh, T. Nouri, "Design of a high step-up dc-dc converter based on QZSI with low voltage stress by using coupled inductor technique", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 14, no. 55, pp. 1-12, December 2023 (in Persian).

طراحی یک مبدل بسیار افزایشنده DC-DC مبتنی بر شبکه شبه امپدانس با تنش ولتاژ کم با استفاده از تکنیک سلف کوپل شده

حسین جعفری رارائی^{۱،۲}، دانشجوی کارشناسی ارشد، مهدی شانه^{۱،۳}، استادیار، توحید نوری^۲، استادیار

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

۲- گروه مهندسی برق- واحد ساری، دانشگاه آزاد اسلامی، ساری، ایران

۳- مرکز تحقیقات ریز شبکه‌های هوشمند- واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران

hoseiiiiin.jafariiii@gmail.com, m.shaneh@pel.iaun.ac.ir, thdnouri@iausari.ac.ir

چکیده: ساختارهای بسیار افزایشنده عموماً برای ارتقاء سطح ولتاژ پایین تولید شده توسط منابع انرژی تجدیدپذیر به کار گرفته می‌شوند. در این مقاله یک ساختار بسیار افزایشنده مبتنی بر شبکه شبه امپدانس ارائه شده که دارای ساختاری ساده و در عین حال کاربردی متشکل از دو سلف و خازن است. با توجه به ضریب وظیفه کمتر ۵۰ درصد برای این مبدل مشکلات بازیابی معکوس دیودها برطرف می‌گردد. از طرفی زمین مشترک کلید قدرت و منبع ورودی باعث سادگی مدار کنترل می‌شود. با بهره‌گیری از تکنیک سلف کوپل شده و همچنین سلول چند برابر کننده ولتاژ، بهره ولتاژ مبدل به مقدار چشم‌گیری افزایش می‌یابد. علاوه بر آن در جهت محدود کردن تنش ولتاژ روی کلید، از خازن استک شده استفاده شده است. استفاده از ساختار پیشنهادی باعث افزایش بهره ولتاژ مبدل می‌گردد. همچنین ساختار ارائه شده سطح تنش ولتاژ روی نیمه هادی‌های مدار را کاهش می‌دهد که باعث کاهش هزینه و افزایش راندمان مدار می‌گردد. مبدل طراحی شده با ولتاژ ورودی ۲۵ ولت و ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت و توان ۱۰۰ وات در نرم‌افزار اسپیس شبیه‌سازی شده و نتایج نشان داده شده است.

کلمات کلیدی: خازن استک شده، سلول افزایشنده ولتاژ، سلف کوپل شده، شبکه شبه امپدانس

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۰۵/۱۶

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۰۶/۱۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۷/۱۹

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مهدی شانه

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

۱- مقدمه

در زندگی روزمره به خاطر وجود شرایط استفاده از منابع انرژی‌های تجدیدپذیر و همچنین دلایل زیست محیطی نیاز به استفاده بیشتر از منابع انرژی تجدیدپذیر که عبارتند از: انرژی خورشیدی و پیل‌های سوختی و ... لازم است، که این منابع تولیدکننده انرژی علاوه بر تامین نیاز شخصی می‌تواند از نظر درآمدزایی و کمک به شبکه اصلی دیده شود. برای استفاده از این منابع در مرحله اول نیاز است کیفیت برق تولیدی را متناسب با نیاز مصرفی ارتقا داده شود. در راستای پیشبرد هدف مذکور باید مشکلات سر راه را تا حد ممکن برطرف ساخت تا به یک برق تولید شده با کیفیت دست یافت. از جمله مشکلات موجود سطح پایین ولتاژ خروجی، نوسانی بودن جریان مصرفی توسط بیشتر بارهای متصل به اینگونه منابع، متغیر بودن ولتاژ خروجی با تغییرات بار و ... است، که هرکدام از این کاستی‌ها با توجه به پیشرفت‌ها در زمینه الکترونیک قدرت تا حدی برطرف شده است. از گذشته تا به امروز برای بهره‌وری و حل مشکلات انرژی‌های تجدیدپذیر مطالعات زیادی انجام شده است. در ابتدا مبدل بوست ابتدایی^۱ به دلیل ساختار افزاینده را می‌توان نام برد اما از آنجا که در جهت افزایش بهره ولتاژ نیاز به ضریب وظیفه بزرگ در حدود یک دارد باعث ایجاد مشکلاتی از جمله تلفات کلیدزنی و مشکلات بازیابی معکوس دیود ها و ... می‌شود. در مرجع [۱] طرحی ارائه شده که مشکلات را تا حدودی برطرف می‌کند. از دیگر ساختارهای تقویت‌کننده می‌توان به مبدل بوست سه حالتی^۲ [۲] و بوست KY [۳] اشاره کرد. مبدل‌هایی که از تکنیک خازن سوئیچ شونده^۳ استفاده می‌کنند بهره ولتاژ را افزایش می‌دهند که در مرجع [۴] معرفی شده‌اند. در مرجع [۵] تبدیلی با خاصیت تکنیک سلف کوپل شده^۴ ارائه شده که باعث افزایش بهره ولتاژ و بهبود پایداری دینامیکی می‌شود. در مرجع [۶] مبدل‌هایی با ادغام تکنیک‌های سلف کوپل شده و خازن سوئیچ شونده ارائه شده و افزایش بهره ولتاژ در ضریب وظیفه کوچک که باعث کاهش مشکلات بازیابی معکوس دیود می‌شود ارائه شده است. تنش ولتاژ بالا روی کلید باعث تلفات زیاد می‌شود و همچنین نیاز به نیمه هادی‌های با قیمت بیشتر است.

در مبدل‌های ایزوله با افزایش نسبت دور ترانس بهره ولتاژ بالا می‌رود و همچنین باعث افزایش اندوکتانس نشتی می‌شود که جرقه خوردن دو سر کلید در هنگام کلیدزنی را نتیجه می‌دهد [۷،۸]. به دلیل کار در فرکانس بالا تلفات بسیار زیادی را پدیدار می‌آورد که باعث نیاز به سیستم خنک‌کننده مجزا می‌شود [۹،۱۰]. این مبدل‌ها هزینه بالا و راندمان پایین دارد. برای حل مشکلات گفته شده طرح‌هایی با عنوان بوست آبخاری^۵، خازن سوئیچ شونده و چند برابر کننده‌های ولتاژ^۶ معرفی شده‌اند [۱۱،۱۲]. مبدل‌های شبکه امپدانس^۷ در سال ۲۰۰۳ معرفی شده‌اند که بهره ولتاژ بالایی را به ارمغان می‌آورد اما دارای معایبی مانند تنش ولتاژ بالا، زمین غیر مشترک بین بار و منبع ورودی هستند. از دیگر ساختارهای افزاینده می‌توان به مرجع‌های [۱۳] و [۱۴] اشاره کرد که از نوع مبدل‌های درهم تنیده^۸ هستند و بهره ولتاژ بالایی را دارا هستند اما به دلیل وجود ضریب وظیفه بزرگتر از ۵۰ درصد ممکن است مشکلاتی مانند بازیابی معکوس دیودها به وجود آید [۱۵]. در مرجع [۱۶] شبکه امپدانس ارائه شده و نحوه اتصال مابین ورودی و خروجی شرح داده شده است که باعث افزایش بهره ولتاژ به مقدار قابل توجه می‌شود. نوع اصلاح شده مبدل‌های شبکه امپدانس مبدل‌های شبه امپدانس نام دارد. این مبدل‌ها ساختاری ساده دارند. به خاطر وجود سلف در ورودی جریان ورودی پیوسته دارند. تنش ولتاژ روی کلید نسبت ولتاژ خروجی کم است. دارای ضریب وظیفه کوچک هستند که مشکلات بازیابی معکوس دیودها را برطرف می‌کنند. در مرجع‌های [۱۷] و [۱۸] طرحی ارائه شده که با ادغام شبکه شبه امپدانس و سلف کوپل شونده و خازن سوئیچ شونده باعث افزایش بهره ولتاژ می‌شود و با کاهش تعداد المان پسیو باعث کاهش قیمت نهایی می‌شود. در مرجع [۱۹] مبدل ارائه شده که با ادغام شبکه شبه امپدانس^۹ و تکنیک ولتاژ پمپینگ^{۱۰} باعث افزایش بهره ولتاژ شده است.

در این مقاله با ادغام شبکه شبه امپدانس و سلف کوپل شده و خازن سوئیچ شونده و سلول چند برابر کننده ولتاژ، بهره ولتاژ بالا قابل دستیابی است. به لطف سلف کوپل شده و ساختار شبه امپدانس، ضریب وظیفه کمتر از ۵۰ درصد می‌تواند باشد که مشکلات بازیابی معکوس دیودها را برطرف می‌کند. همچنین مبدل دارای یک کلید قدرت است، که دارای زمین مشترک با منبع ورودی است، که باعث جلوگیری از پیچیده شدن شرایط تنظیم فرمان کلید می‌شود و به حسن وجود خازن استک شده^{۱۱} در خروجی این کلید تنش ولتاژ کمی را تحمل می‌کند. ساختار مقاله در ادامه به این شرح است. در قسمت دوم ساختار مبدل افزاینده

پیشنهادی بررسی گردیده است. در قسمت سوم نتایج شبیه سازی مبدل ارائه شده است. در قسمت چهارم مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر ساختارها انجام شده و در قسمت پنجم به نتیجه گیری از مطالب ارائه شده پرداخته شده است.

۲- مبدل افزایشی پیشنهادی

ساختار مبدل پیشنهادی در شکل (۱) نشان داده شده است. این طرح از چهار قسمت شامل ساختار شبه امپدانس، سلف کوپل شده، سلول چند برابر کننده ولتاژ و خازن استک شده تشکیل شده است. بخش سلف کوپل شده باعث افزایش بهره ولتاژ مبدل می‌شود و خازن‌های استک شده ساختار علاوه بر افزایش ولتاژ باعث کاهش استرس ولتاژ روی کلید می‌شوند. L_1 در ورودی مدار نقش فیلتر را دارد و باعث کاهش ریپل جریان ورودی است. سلف‌های L_S و L_P با هم کوپل شده‌اند. کلید S_1 کلید اصلی مدار است و D_{O1} و D_{O2} دیودهای خروجی هستند. دیودهای D_2 و D_3 به همراه خازن‌های C_3 و C_4 سلول چند برابر کننده ولتاژ را تشکیل می‌دهند. C_{O1} و C_{O2} در خروجی خازن‌های استک شده هستند که علاوه بر افزایش بهره تنش ولتاژ روی کلید را کاهش می‌دهند. این مبدل با وجود تنها یک کلید قدرت دارای دو حالت کلید وصل و قطع است، که در هر دوره کلیدزنی شامل پنج وضعیت کاری است که در شکل (۲) نمایش داده شده است. همچنین شکل موج‌های کلیدی مدار که از جمله نیمه هادی‌ها، سلف ورودی و سلف مغناطیس کننده‌گی در شکل (۳) آورده شده است.

وضعیت ۱ $[t_0 - t_1]$: با توجه به شکل (۲-الف) در زمان روشن بودن کلید S_1 جریان سلف L_1 افزایش پیدا می‌کند و شارژ می‌شود. دیودهای D_1 و D_{O1} و D_{O2} خاموش هستند. همچنین از طریق القاء مغناطیسی خازن‌های C_3 و C_4 از طریق دیودهای D_2 و D_3 شارژ می‌شوند. روابط در این حالت عبارتند از:

$$V_{L1} - V_{in} - V_{C2} = 0 \quad (1)$$

$$V_{LM1} - V_{C1} = 0 \quad (2)$$

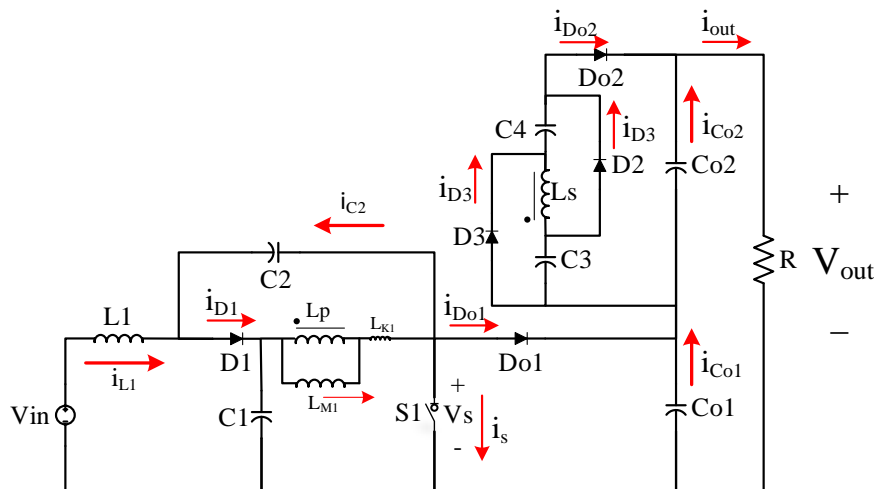
$$V_{Ls} - V_{C4} = 0 \quad (3)$$

$$V_{Ls} - V_{C3} = 0 \quad (4)$$

$$V_{CO1} + V_{CO2} = V_{out} \quad (5)$$

وضعیت ۲ $[t_1 - t_2]$: با توجه به شکل (۲-ب) در این وضعیت با خاموش شدن کلید S_1 جریان سلف L_1 کاهش می‌یابد. دیود D_1 روشن می‌شود و خازن‌های C_1 و C_2 در حال شارژ شدن هستند. همچنین جریان دیودهای D_2 و D_3 از ابتدای این وضعیت کاهش پیدا می‌کنند تا در t_2 تحت شرایط ZCS خاموش شوند. در این وضعیت روابط به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$V_{L1} - V_{in} + V_{C1} = 0 \quad (6)$$



شکل (۱): مبدل افزایشی پیشنهادی

Figure (1): Proposed high step-up converter

$$V_{LMI} + V_{C2} = 0 \quad (7)$$

$$V_{CO1} + V_{CO2} = V_{out} \quad (8)$$

وضعیت ۳ $[t_2 - t_3]$: با توجه به شکل (۲-ج) در این زمان مشابه وضعیت قبل کلید S_1 خاموش و دیود D_1 روشن است. دیودهای D_{O1} و D_{O2} آماده روشن شدن هستند.

وضعیت ۴ $[t_3 - t_4]$: با توجه به شکل (۲-د) در این وضعیت دیودهای D_{O1} و D_{O2} روشن می‌شوند و انرژی به خروجی منتقل می‌شود. به دلیل وجود سلف ثانویه سری با دیود D_{O2} جریان این دیود به صورت محدود افزایش پیدا می‌کند. خازن‌های C_3 و C_4 از طریق D_{O2} در خروجی تخلیه می‌شوند. برای وضعیت چهارم، روابط عبارتند از:

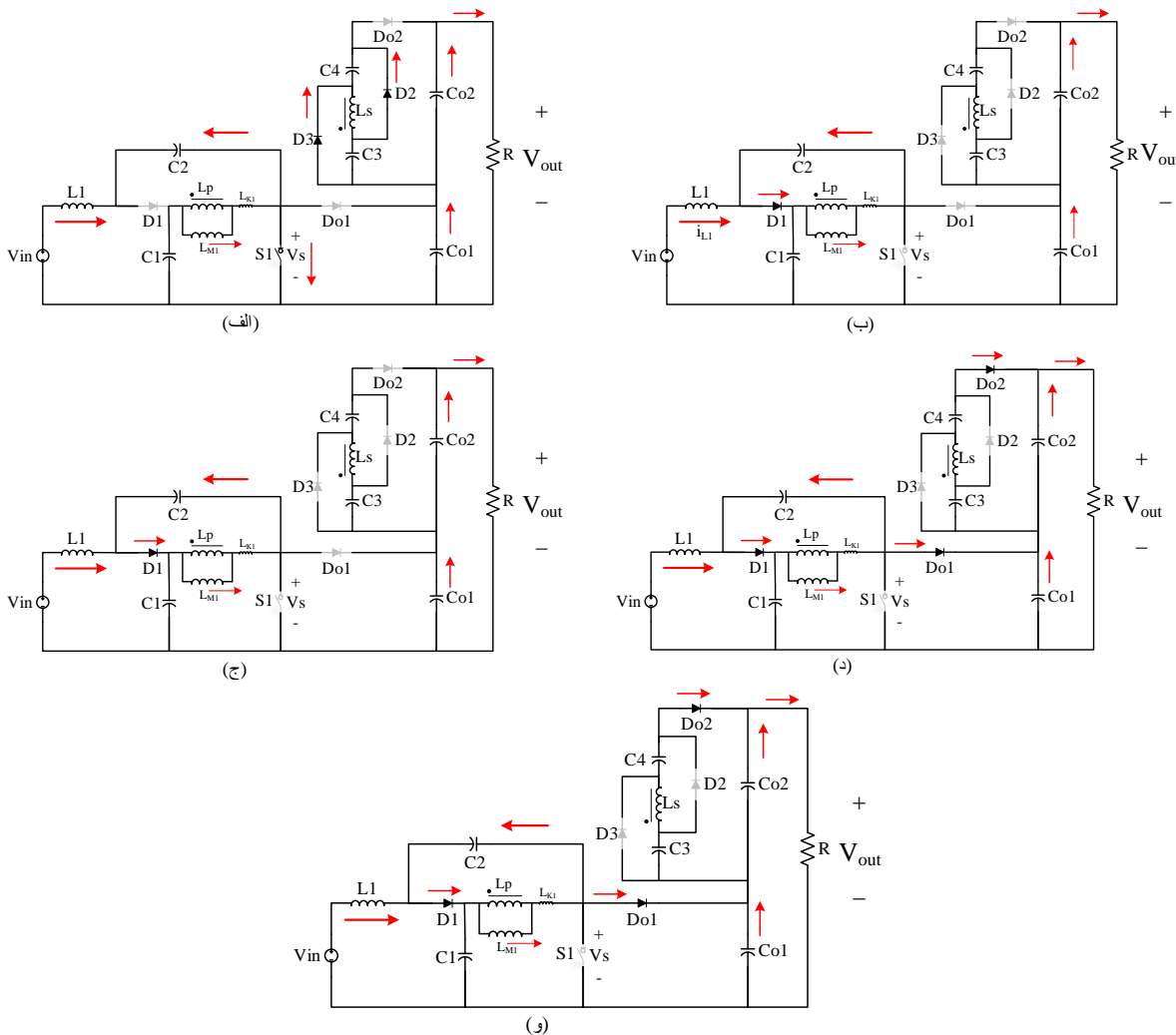
$$V_{L1} - V_{in} + V_{C1} = 0 \quad (9)$$

$$V_{LMI} + V_{C2} = 0 \quad (10)$$

$$V_{LMI} - V_{C1} + V_{CO1} = 0 \quad (11)$$

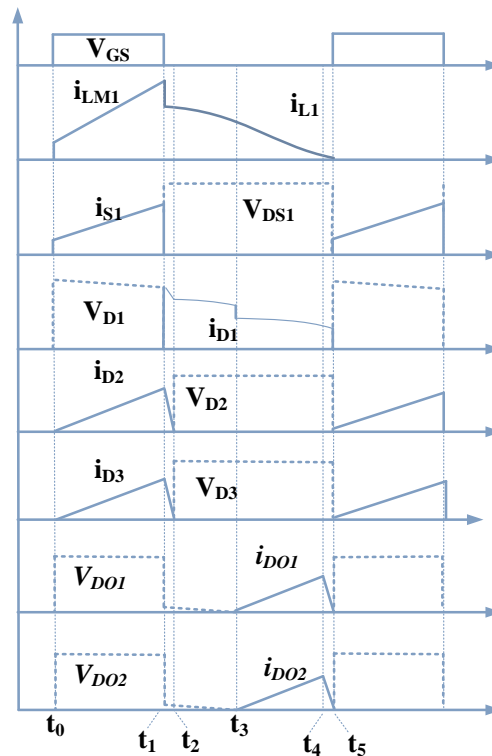
$$V_{Ls} - V_{C3} - V_{C4} + V_{CO2} = 0 \quad (12)$$

$$V_{CO1} - V_{C1} - V_{C2} = 0 \quad (13)$$



شکل (۲): مدار معادل وضعیت های مبدل (الف) وضعیت ۱ $[t_0-t_1]$ (ب) وضعیت ۲ $[t_1-t_2]$ (ج) وضعیت ۳ $[t_2-t_3]$ (د) وضعیت ۴ $[t_3-t_4]$ (و) وضعیت ۵ $[t_4-t_5]$

Figure (2): Equivalent circuit of converter states (a) state 1 $[t_0-t_1]$ (b) state 2 $[t_1-t_2]$ (c) state 3 $[t_2-t_3]$ (d) state 4 $[t_3-t_4]$ (E) Status 5 $[t_4-t_5]$



شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی مبدل

Figure (3): Converter key waveforms

وضعیت ۵ $[t_4 - t_5]$: با توجه به شکل (۲-و) در این وضعیت جریان دیود D_{O2} کاهش می‌یابد تا به صفر برسد. در این صورت دیود D_{O2} تحت شرایط ZCS خاموش خواهد شد.

۱-۱- محاسبه بهره ولتاژ

برای محاسبه بهره ولتاژ نیاز است تا با معادلات حاکم بر مدار در وضعیت‌های کاری مختلف ولتاژ اجزا مدار محاسبه شود و در نهایت بهره ولتاژ تعیین گردد. با اجرای بالانس ولت ثانیه برای سلف L_1 و معادلات (۱)، (۶) و (۹) رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_{in} + V_{C2}(D) - V_{C1}(1-D) = 0 \quad (14)$$

با استفاده از معادلات (۲)، (۷) و (۱۰) رابطه زیر را خواهیم داشت:

$$V_{C1} = \frac{1-D}{D} V_{C2} \quad (15)$$

با جایگذاری رابطه (۱۴) در (۱۵) ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 به دست خواهد آمد:

$$V_{C1} = \frac{1-D}{1-2D} V_{in} \quad (16)$$

$$V_{C2} = \frac{D}{1-2D} V_{in} \quad (17)$$

با استفاده از معادلات (۲)، (۳) و (۴) برای ولتاژ خازن‌های C_3 و C_4 می‌توان نوشت:

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{n(1-D)}{1-2D} V_{in} \quad (18)$$

برای محاسبه ولتاژ خازن C_{O1} با استفاده از معادلات (۱۳)، (۱۶) و (۱۷) می‌توان نوشت:

$$V_{CO1} = \frac{1}{1-2D} V_{in} \quad (19)$$

برای محاسبه ولتاژ خازن C_{O2} با استفاده از روابط (۱۰)، (۱۲) و (۱۶) می توان نوشت:

$$V_{CO2} = \frac{n(2-D)}{1-2D} V_{in} \quad (20)$$

پس از محاسبه ولتاژ خازن های مدار می توان بهره ولتاژ مبدل را با استفاده از روابط (۵)، (۱۹) و (۲۰) به صورت زیر محاسبه کرد:

$$M = \frac{V_{Out}}{V_{in}} = \frac{n(2-D)+1}{1-2D} \quad (21)$$

۲- طراحی المان های مبدل

برای طراحی المان های مدار از جمله سلف و خازن با استفاده از توان خروجی و ریپل جریان، مقدار المان را می توان به ترتیب از روابط (۲۲) و (۲۳) به دست آورد. همچنین مقدار اندوکتانس های نشستی برابر با ۱ میلی-هانی انتخاب می شود.

$$L > \frac{V_{in} DT}{\Delta I_L} = \frac{V_{in} D}{\Delta I_L F} \quad (22)$$

$$C > \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_{Out}}{V_{Out}} \right) F} \quad (23)$$

۲-۱- طراحی خازن ها

برای محاسبه خازن با استفاده از رابطه جریان خازن می توان میزان تغییرات جریان در وضعیت کلید وصل یا قطع را در زمان عملیات و همچنین ولتاژ متوسط خازن را محاسبه نمود. ظرفیت خازن با توجه به توضیحات به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$C_1 = i_{C1} \frac{\Delta T}{\Delta V} = (M-2n) i_{Out} \frac{D}{x\% f V_{C1}} \quad (24)$$

$$C_2 = i_{C2} \frac{\Delta T}{\Delta V} = i_{in} \frac{D}{x\% f V_{C2}} \quad (25)$$

$$C_3 = i_{C3} \frac{\Delta T}{\Delta V} = i_{Out} \frac{D}{x\% f V_{C3}} \quad (26)$$

$$C_4 = i_{C4} \frac{\Delta T}{\Delta V} = i_{Out} \frac{D}{x\% f V_{C4}} \quad (27)$$

$$C_{O1} = i_{CO1} \frac{\Delta T}{\Delta V} = i_{Out} \frac{D}{x\% f V_{CO1}} \quad (28)$$

$$C_{O2} = i_{CO2} \frac{\Delta T}{\Delta V} = i_{Out} \frac{D}{x\% f V_{CO2}} \quad (29)$$

۲-۲- طراحی سلف

با توجه به رابطه ولتاژ سلف می توان با در نظر گرفتن مقدار ولتاژ سلف در یک وضعیت کلید وصل یا قطع و همچنین متوسط جریان سلف، مقدار سلف را مانند روابط زیر به دست آورد:

$$L_1 = V_{L1} \frac{\Delta T}{\Delta i_{L1}} = \left(V_{in} + V_{C2} \right) \frac{D}{x\% f i_{in}} \quad (30)$$

۳-۲- طراحی نیمه هادی

در مورد انتخاب نیمه هادی‌های مدار نیاز به حداکثر جریان عبوری از المان و ولتاژ در دو سر المان است، تا بتوان با توجه به میزان حداکثری ولتاژ و جریان نیمه‌های متناسب با مدار را انتخاب کرد که تحمل ولتاژ و جریان عبوری را داشته باشد.

$$V_{S1} = V_{D1} = \frac{1}{n(2-D)+1} V_{Out} \quad (31)$$

$$V_{D2} = V_{D3} = \frac{n}{n(2-D)+1} V_{Out} \quad (32)$$

$$V_{DO1} = \frac{1}{n(2-D)+1} V_{Out} \quad (33)$$

$$V_{DO2} = \frac{n}{n(2-D)+1} V_{Out} \quad (34)$$

$$i_{S1-MAX} = i_{D1-MAX} = i_{in} + \Delta i_{LM} \quad (35)$$

$$i_{D2-MAX} = i_{D3-MAX} = \frac{1}{n} \frac{\Delta i_{LM}}{2} \quad (36)$$

مشخصات مربوط به ساختار پیشنهادی از جمله مقادیر سلف و خازن، نسبت دور سلف کوپل شده ($n=2$)، سطح ولتاژ خروجی و ورودی همچنین فرکانس کلید زنی در جدول (۱) آمده است. با توجه به معادله (۳۱)، ولتاژ دو سر کلید در زمان قطع برابر با ۹۵ ولت است که در این رنج ولتاژ با توجه به مشخصات کلید (V_{DS} برابر ۲۰۰ ولت و R_{DSon} برابر ۰/۰۲۱ اهم) می‌توان از کلید IRFP4227 استفاده کرد. همچنین بر اساس معادلات (۳۱) الی (۳۴) بیشترین مقدار ولتاژ در زمان قطع، برای دیود D_2 اتفاق می‌افتد که برابر ۲۰۰ ولت است و در این محدوده ولتاژ با توجه به VF برابر ۱/۰۵ ولت می‌توان از دیود MUR460 استفاده کرد، که از نوع دیودهای بسیار سریع است و برای سایر نیمه هادی‌های مدار نیز می‌تواند قابل استفاده باشد.

Table (1): Specifications of the proposed high step-up converter

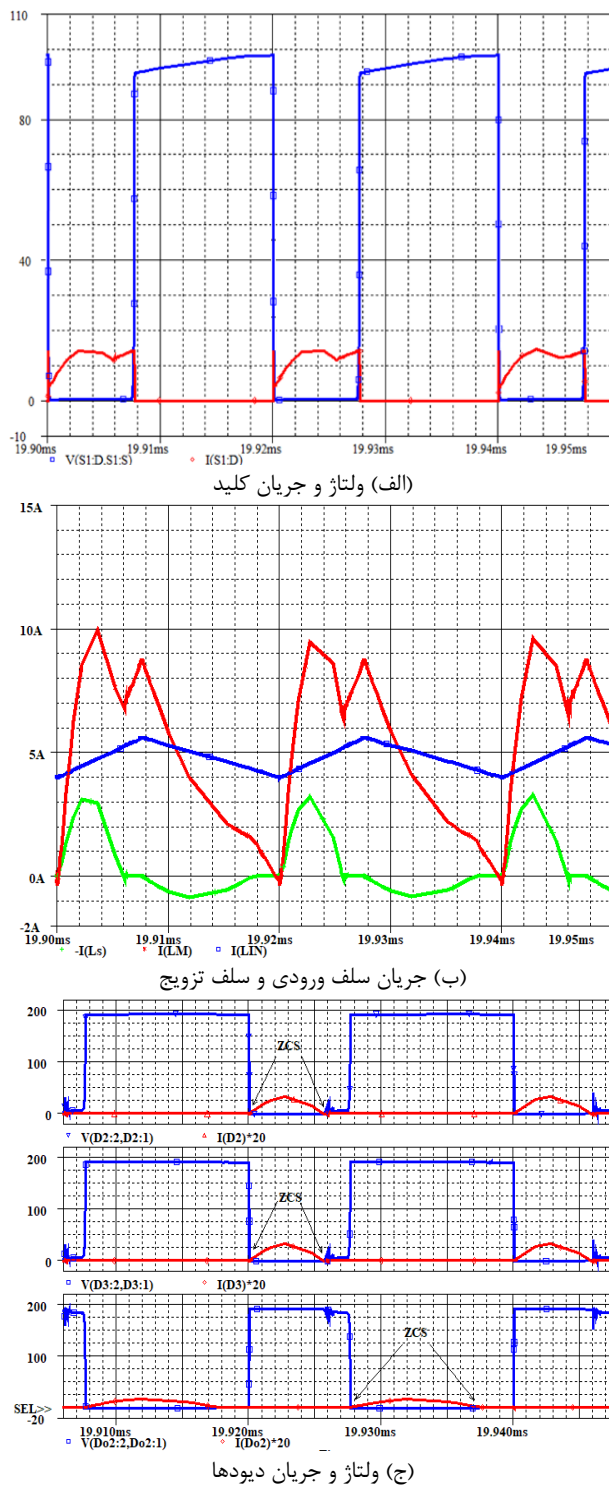
جدول (۱): مشخصات مبدل افزایشی پیشنهادی

واحد	مقادیر/شناسه قطعه	پارامتر
ولت	۲۵	ولتاژ ورودی
ولت	۴۰۰	ولتاژ خروجی
وات	۱۰۰	توان خروجی
کیلو هرتز	۵۰	فرکانس کلید زنی
میکرو هانری	۱۰۰	سلف مغناطیس کنندگی L_M
میکرو هانری	۱	سلف نشتی L_{K1}
-	۲	نسبت دور سلف کوپل n
میکرو فاراد	۱۰	خازن C_1 و C_2 و C_3
میکرو فاراد	۱۵	خازن C_{O1}
میکرو فاراد	۲۰	خازن C_{O2}
-	۰/۹۹۵	ضریب تزویج کنندگی K
-	IRFP4227	کلید مبدل
-	MUR460	دیودهای مبدل

۳- نتایج شبیه‌سازی

نتایج شبیه‌سازی مدار در شکل (۴) آمده است که نشان دهنده عملکرد مبدل است. شکل (۴-الف) نشان دهنده ولتاژ و جریان دوسر کلید است. شکل (۴-ب) مشخص کننده جریان سلف ورودی و سلف‌های تزویج است که به دلیل وجود سلف در ورودی مدار جریان ورودی بدون ریپل است. در شکل (۴-ج) ولتاژ و جریان دیودهای مدار رسم شده است، که بیشترین ولتاژ قابل تحمل

دیودها برابر با ۲۰۰ ولت است که کمتر از ولتاژ خروجی است. در جدول (۲) توان مبدل در ولتاژ ۲۰۰ ولت و ۴۰۰ ولت محاسبه شده و آورده شده است. با محاسبه تلفات در توان‌های مختلف و بارهای مختلف راندمان مبدل به صورت جدول (۳) قابل دستیابی است. نمودار راندمان برای بارهای مختلف، در ولتاژ ورودی ۲۰۰ ولت و ۴۰۰ ولت در شکل (۵) نشان داده شده است.



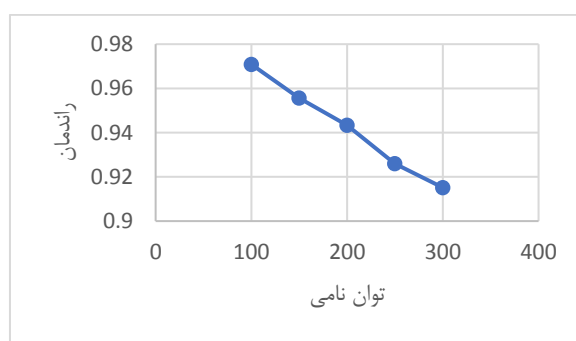
شکل (۴): موج‌های شبیه‌سازی شده مدار پیشنهادی. (الف) ولتاژ و جریان دو سر کلید، (ب) جریان سلف ورودی و سلف تزویج، (ج) ولتاژ و جریان دیودهای مدار

Figure (4): Simulated waveforms of the proposed circuit. (a) voltage and current at both ends of the switch, (b) current of input inductor and coupled inductor, (c) voltage and current of circuit diodes

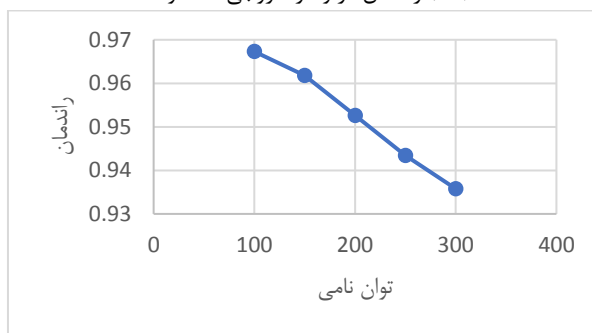
Table (2): Calculation of efficiency in different voltage at 200 volts and 400 volts

جدول (۲): محاسبه راندمان در توان‌های مختلف برای ولتاژهای ۲۰۰ و ۴۰۰ ولت

توان نامی	ولتاژ خروجی	توان ورودی	توان خروجی	توان نامی	راندمان	توان خروجی	توان ورودی	ولتاژ خروجی	توان نامی
۱۰۰	۴۰۱	۱۰۴	۱۰۰	۱۰۰	۰/۹۶۷۳۰۸	۱۰۰/۶	۱۰۴	۴۰۱	۱۰۰
۱۵۰	۴۰۱	۱۵۷	۱۵۰	۱۵۰	۰/۹۶۱۷۸۳	۱۵۱	۱۵۷	۴۰۱	۱۵۰
۲۰۰	۴۰۰	۲۱۱	۲۰۰	۲۰۰	۰/۹۵۲۶۹۷	۲۰۱	۲۱۱	۴۰۰	۲۰۰
۲۵۰	۴۰۰	۲۶۵	۲۵۰	۲۵۰	۰/۹۴۳۳۹۶	۲۵۰	۲۶۵	۴۰۰	۲۵۰
۳۰۰	۴۰۳	۳۲۷	۳۰۰	۳۰۰	۰/۹۳۵۷۸	۳۰۶	۳۲۷	۴۰۳	۳۰۰



(الف) راندمان در ولتاژ خروجی ۲۰۰ ولت



(ب) راندمان در ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت

شکل (۵): نمودار راندمان بر حسب توان نامی. (الف) راندمان در ولتاژ خروجی ۲۰۰ ولت، (ب) راندمان در ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت
Figure (5): Efficiency diagram in terms of nominal power, (a) efficiency at an output voltage of 200 V, (b) efficiency at output voltage of 400 V

۴- مقایسه نتایج

در این قسمت، تعدادی از مبدل‌هایی که از تکنیک مشابه استفاده کرده‌اند در جدول (۴) آورده شده و از نظر نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی و تنش ولتاژ روی کلید و ریپل جریان و تعداد المان نیمه هادی مورد مقایسه قرار می‌گیرند. قابل مشاهده است که مبدل پیشنهادی دارای بهره ولتاژ بالاتر و همچنین تنش ولتاژ کمتر نسبت به سایر مبدل‌ها است که گویای دستیابی به پیشرفت‌هایی نسبت به سایر ساختارها شده است. همچنین در شکل (۶) نمودارهای بهره ولتاژ و تنش ولتاژ مبدل پیشنهادی با سایر ساختارها آورده شده است.

۵- نتیجه‌گیری

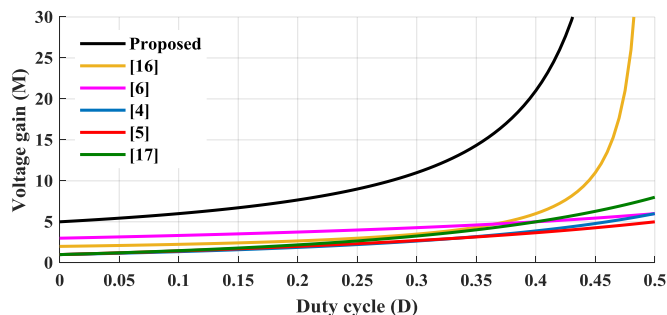
در این مقاله طراحی و بررسی یک مبدل بسیار افزایش‌دهنده مبتنی بر شبکه شبه میدانس اشاره شد که قابلیت افزایش بهره ولتاژ را دارد. این ساختار شامل یک سلف تزویج است که علاوه بر افزایش بهره ولتاژ باعث پایداری دینامیکی مدار نیز می‌شود. همچنین با بهره‌گیری از سلول چند برابرکننده ولتاژ و خازن استک شده در سمت خروجی افزون بر این که ولتاژ خروجی افزایش یافته است به کاهش تنش ولتاژ روی کلید نیز کمک شده است. به خاطر وجود سلف در ورودی مدار، جریان مدار بدون ریپل است.

طرح پیشنهادی برای منابع انرژی تجدیدپذیر که سطح ولتاژ ورودی پایین دارد به کار گرفته می‌شود و سطح ولتاژ دریافتی را از ۲۵ ولت به ۴۰۰ ولت می‌رساند. در جدول (۴) به مقایسه مبدل پیشنهادی با تعدادی از مبدل‌های افزایشنده مشابه پرداخته می‌شود و ساختارهای گوناگون از نظر بهره ولتاژ، تنش ولتاژ روی کلید، تعداد المان بررسی می‌شود.

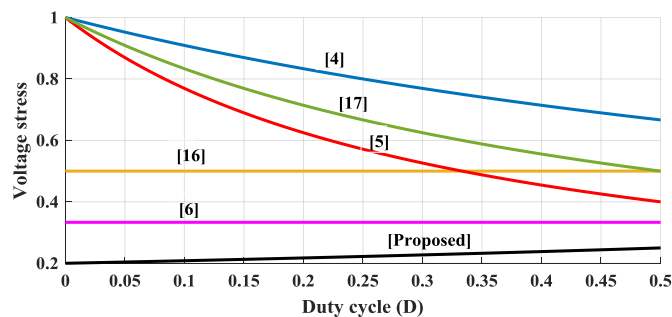
Table (3): Losses and efficiency of the proposed converter

جدول (۳): تلفات و راندمان مبدل پیشنهادی

PD/400V	۱۰۰	۱۵۰	۲۰۰	۲۵۰	۳۰۰	Psw/400V	۱۰۰	۱۵۰	۲۰۰	۲۵۰	۳۰۰
D1	۰/۵	۱/۲۷	۲/۲	۳/۶	۵/۱	S1	۰/۲	۰/۶۹	۱/۲	۲	۲/۹
D2	۰/۰۰۸۵	۰/۰۱۹	۰/۰۳۴	۰/۰۵۳	۰/۰۷۵	Psw	۰/۳	۰/۶۹	۱/۲	۲	۲/۹
D3	۰/۰۰۸۵	۰/۰۱۹	۰/۰۳۴	۰/۰۵۳	۰/۰۷۵	Pwire/400V	۱۰۰	۱۵۰	۲۰۰	۲۵۰	۳۰۰
D _{O1}	۰/۰۱	۰/۰۲۶	۰/۴۹	۰/۰۸۱	۰/۱۱	L1	۰/۲	۰/۴۶	۰/۸	۰/۱۳	۰/۱۹
D _{O2}	۰/۰۰۲۸	۰/۰۰۶	۰/۰۱	۰/۰۱۶	۰/۰۲۲	L _p	۰/۲	۰/۵	۰/۹	۰/۱۵	۰/۲۲
PD	۰/۵۲۹۸	۱/۳۴	۲/۷۶۸	۳/۸۰۳	۵/۳۸۲	L _s	۰/۱۸	۰/۰۴	۰/۰۷	۰/۱۱	۰/۱۶
PC/400V	۱۰۰	۱۵۰	۲۰۰	۲۵۰	۳۰۰	P _{wire}	۰/۵۸	۱	۱/۷۷	۰/۳۹	۰/۵۷
PC1	۰/۹۸۳	۲/۱۸۴	۳/۵	۵/۹۱۵	۸/۹۶	P _n	۱۰۰	۱۵۰	۲۰۰	۲۵۰	۳۰۰
PC2	۰/۳۸۱	۰/۸۴	۱/۵۲۴	۲/۴۱۱	۳/۵	PC	۱/۴۲	۳/۱۵	۵/۲۴	۸/۷۱	۱۳
PC3	۰/۰۱۹۶	۰/۰۴۲۳	۰/۰۶۸۶	۰/۱۲۱	۰/۱۶۹	P _{wire}	۰/۵۸	۱	۱/۷۷	۰/۳۹	۰/۵۷
PC4	۰/۰۱۹۶	۰/۰۴۲۳	۰/۰۶۸۶	۰/۱۲۱	۰/۱۶۹	P _{sw}	۰/۳	۰/۶۹	۱/۲	۲	۲/۹
PCo1	۰/۰۱۷۱	۰/۰۳۵	۰/۰۶۸۶	۰/۱۲۳	۰/۱۸۱	PD	۰/۵۳	۱/۳۴	۲/۷۷	۳/۸	۵/۳۸
PCo2	۰/۰۰۲۷	۰/۰۰۵۳	۰/۰۰۹۴	۰/۰۱۴۳	۰/۰۲۰۷	P _{loss}	۲/۸۳۳	۶/۱۷۹	۱۰/۹۷۷	۱۴/۸۹۹	۲۱/۸۵۳
PC	۱/۴۲۳	۳/۱۴۹	۵/۲۳۹	۸/۷۰۶	۱۳/۰۰۱	Efficiency	۰/۹۷۲۴	۰/۹۶۰۴	۰/۹۴۷۹	۰/۹۴۳۷	۰/۹۳۲۱



(الف)



(ب)

شکل (۶): مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر مبدل‌ها (الف) مقایسه بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با سایر ساختارها، (ب): مقایسه تنش ولتاژ

مبدل پیشنهادی با سایر ساختارها

Figure (6): Compare the proposed converter with other converters (a) comparison of the proposed converter voltage gain with other structures, (b) comparison of the proposed converter voltage stress with other structures

Table (4): Comparison of the proposed high step-up converter specifications with similar high step-up converters

جدول (۱): مقایسه مشخصات مبدل افزایشی پیشنهادی با مبدل‌های افزایشی مشابه

ریپل جریان	تعداد دیود	تعداد کلید	تنش ولتاژ کلید $\frac{V_{Sw}}{V_{Out}}$	بهره ولتاژ $\frac{V_{Out}}{V_{in}}$	مرجع
دارد	۴	۲	$\frac{1}{2} V_{Out}$	$\frac{2(1-D)}{1-2D}$	[۱۹]
دارد	۳	۱	$\frac{1}{n+1} V_{Out}$	$\frac{1+n}{1-D}$	[۶]
ندارد	۴	۱	$\frac{1}{1+D} V_{Out}$	$\frac{1+D}{(1-D)^2}$	[۴]
ندارد	۲	۱	$\frac{1}{1+(n+1)D} V_{Out}$	$\frac{1+(n+1)D}{1+D}$	[۵]
ندارد	۴	۱	$\frac{1}{1+nD} V_{Out}$	$\frac{1+nD}{(1-D)^2}$	[۲۰]
ندارد	۵	۱	$\frac{1}{n(2-D)+1} V_{Out}$	$\frac{n(2-D)+1}{1-2D}$	پیشنهادی

References

مراجع

- [1] F.Z. Peng, "Z-source inverter", IEEE Trans. Power Electronic, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, Mar./Apr. 2003 (doi: 10.1109/TIA.2003.808920).
- [2] M. Soltani, S. Mirtalae, "Design and simulation of a high step-up three level boost converter with coupled-inductor and passive clamp", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 8, no. 32, pp. 3-12, March 2017 (dor: 20.1001.1.23223871.1396.8.32.1.1) (in Persian).
- [3] D. Taheri, G. Shahgholian, M.M. Mirtalaei, "Simulation of combined boost converter behavior with positive output voltage and investigation of voltage ripple at output", vol. 9, no. 3, pp. 1-8, autumn 2020 (in Persian).
- [4] E.H. Ismail, M.A. Al-Saffar, A.J. Sabzali, "High conversion ratio dc-dc converters with reduced switch stress", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 55, no. 7, pp. 2139-2151, Aug. 2008 (doi: 10.1109/TCSI.2008.918-195).
- [5] Y. Zheng, K.M. Smedley, "Analysis and design of a single-switch high step-up coupled inductor boost converter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 35, no. 1, pp. 535-545, Jan. 2019 (doi: 10.1109/TPEL.20-19.2915348).
- [6] M. Das, V. Agarwal, "Design and analysis of a high-efficiency dc-dc converter with soft switching capability for renewable energy applications requiring high voltage gain", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 63, no. 5, pp. 2936-2944, 2016 (doi: 10.1109/TIE.2016.2515565).
- [7] O. Sharifiyana, M. Dehghani, G. Shahgholian, S. M. M. Mirtalaei, M. Jabbari, "An overview of the structure and improvement of the main parameters of non-isolated dc/dc boost converters", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 12, no. 48, pp. 1-29, March 2022 (dor: 20.1001.1.23223871.140-0.12.48.6.6) (in Persian).
- [8] A.A.A. Hafez, "Multi-level cascaded dc/dc converters for PV applications", Alexandria Engineering Journal, vol. 54, no. 4, pp. 1135-1146, Dec. 2015 (doi: 10.1016/j.aej.2015.09.004).
- [9] B. Gu, J. Dominic, J.S. Lai, Z. Zhao, C. Liu, "High boost ratio hybrid transformer dc-dc converter for photovoltaic module applications", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 28, no. 4, pp. 2048-2058, May. 2013 (doi: 10.1109/TIE.2016.2515565).
- [10] J.H. Lee, T.J. Liang, J.F. Chen, "Isolated coupled-inductor-integrated dc-dc converter with nondissipative snubber for solar energy applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 61, no. 7, pp. 3337-3348, July 2014 (doi: 10.1109/TIE.2013.2278517).
- [11] Y.P. Siwakoti, F.Z. Peng, F. Blaabjerg, P. C. Loh and G.E. Town, "Impedance-source networks for electric power conversion part I: A topological review", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 30, no. 2, pp. 699-716, Feb. 2015 (doi: 10.1109/TPEL.2014.2313746).

- [12] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, "Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid dc–dc PWM converters", *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, March 2008 (doi: 10.1109/TCSI.2008.916403).
- [13] T. Nouri, M. Shaneh, A. Ghorbani, "Interleaved high step-up ZVS dc–dc converter with coupled inductor and built-in transformer for renewable energy systems applications", *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 16, pp. 3537-3548, Dec. 2020 (doi: 10.1049/iet-pel.2020.0162).
- [14] T. Nouri, M. Shaneh, "New interleaved high step-up converter based on a voltage multiplier cell mixed with magnetic devices", *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 17, pp. 4089-4097, Dec. 2021 (doi: 10.1049/iet-pel.2020.0591).
- [15] Z. Peiravan, M. Delshad, M.R. Amini, "A new soft switching interleaved flyback converter with parallel coupled inductors and recovery leakage inductance energy", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, vol. 13, no. 50, pp. 31-47, September 2022 (doi: 20.1001.1.23223871.1401.13.50.2.3) (in Persian).
- [16] J. Zhang, J. Ge, "Analysis of Z-source dc-dc converter in discontinuous current mode", *Proceeding of the IEEE/APPEEC*, Chengdu, China, March 2010 (doi: 10.1109/APPEEC.2010.5448927).
- [17] M. Zhu, K. Yu, F.L. Luo, "Switched inductor Z-source inverter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 25, no. 8, pp. 2150-2158, Aug. 2010 (doi: 10.1109/TPEL.2010.2046676).
- [18] A. Raveendran, E. Paul, A.P. Ommen, "Quasi-Z-source dc-dc converter with switched capacitor", *International Journal of Engineering Research and General Science*, vol. 3, no. 4, pp. 1132-1137, July/Aug. 2015.
- [19] G. Zhang, Z. Wang, S.S. Yu, S.Z. Chen, B. Zhang, H.H. Iu, Y. Zhang, "A generalized additional voltage pumping solution (GAVPS) for high-step-up converters", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 7, pp. 6456-6467, 2019 (doi: 10.1109/TPEL.2018.2874006).
- [20] S.M. Chen, T.J. Liang, L.S. Yang, J.F. Chen, "A cascaded high step-up dc–dc converter with single switch for microsource applications", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1146 - 1153, April 2011 (doi: 10.1109/TPEL.2010.2090362).

زیر نویس

-
1. Initial boost converter
 2. Three state boost converter
 3. Switched capacitor
 4. Coupled inductor
 5. Cascade boost converter
 6. Voltage multiplier cell
 7. Impedance network converter
 8. Interleaved Converter
 9. Quasi impedance network converter
 10. Voltage pumping
 11. Stacked capacitor