

# High Voltage Gain Interleaved Converter with an Innovative Auxiliary Circuit for Photovoltaic Applications

Mehdi Alizadeh<sup>1</sup>, Majid Delshad<sup>2\*</sup>, Mohammad Rouhollah Yazdani<sup>3</sup>, Bahador Fani<sup>4</sup>

<sup>1</sup> Ph.D. Student, Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Isfahan (Khorasgan) Branch, Isfahan, Iran, mehdi.alizadeh@iau.ir

<sup>2\*</sup> Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Isfahan (Khorasgan) Branch, Isfahan, Iran  
delshad@khuisf.ac.ir

<sup>3</sup> Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Isfahan (Khorasgan) Branch, Isfahan, Iran,  
m.yazdani@khuisf.ac.ir

<sup>4</sup> Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Isfahan (Khorasgan) Branch, Isfahan, Iran, b.fani@khuisf.ac.ir

## Abstract:

This paper presents a high step-up interleaved DC-DC converter integrated with a compact auxiliary circuit featuring a low component count. The proposed auxiliary circuit enables Zero Voltage Switching (ZVS) for all main power switches, significantly reducing switching losses, while the auxiliary switch operates under Zero Current Switching (ZCS), minimizing transition losses and electrical stress. The auxiliary inductors are magnetically coupled with the main inductors, facilitating efficient energy transfer from the auxiliary stage to the output and improving the overall conversion efficiency. In addition, the interleaved configuration lowers input current ripple, enhances dynamic response, and reduces electromagnetic interference (EMI), which is especially beneficial in applications where input sources are sensitive to current fluctuations, such as photovoltaic (PV) panels or fuel cells. The modular structure of the auxiliary circuit allows easy expansion by adding more branches with minimal redesign, making the converter suitable for scalable power systems. Due to the converter's high voltage gain, the voltage stress on the main switches is considerably reduced, enabling the use of low-voltage-rated switches with lower conduction losses, thus contributing to higher efficiency and more compact heat management. The auxiliary switch also exhibits a short conduction duration, leading to a reduced circulating current in the auxiliary path and further lowering associated power losses. The proposed converter avoids switching losses, capacitive turn-on losses, and reverse recovery issues in the diodes. Together with reduced conduction and switching losses due to minimized voltage stress, the converter achieves high efficiency, with experimental results showing a 4% improvement under full-load conditions compared to the converter without auxiliary circuit and with passive clamp. A comprehensive theoretical analysis is presented, including steady-state operation, waveform characterization, voltage gain derivation, and component stress evaluation. A 240W prototype was built and tested to verify the analytical results, with experimental outcomes closely matching theoretical predictions. The key features of the proposed topology include low input current ripple, reduced voltage stress on all power devices, elimination of voltage spikes across the switches, and high efficiency, making it particularly suitable for solar energy systems, electric vehicles, and distributed generation applications. However, a notable drawback of the design is the asymmetry between the two converter phases, resulting in uneven current sharing, which can cause unbalanced thermal stress and reduce system reliability. To address this, it is recommended that advanced control techniques be developed and employed to equalize current distribution, optimize thermal balance, and ensure enhanced performance and long-term stability in practical implementations.

**Keywords:** High voltage gain, Interleaved converter, Auxiliary circuit, Soft switching

Date of sending the article: 2024/12/25

Acceptance date of the article: 2025/04/05

Name of responsible author: Majid Delshad

Corresponding author's Address: Department of Electrical Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran

## ارایه یک مبدل درهم تنیده با بهره ولتاژ بالا و مدار کمکی ابتکاری برای کاربردهای فوتوولتائیک

نوع مطالعه: پژوهشی

مهدی علی زاده<sup>۱</sup>، مجید دلشاد\*<sup>۲</sup>، محمد روح اله یزدانی<sup>۳</sup>، بهادر فانی<sup>۴</sup>

۱- دانشجوی دکتری - گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) - اصفهان - ایران mehdi.alizadeh@iau.ir

۲- دانشیار - گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) - اصفهان - ایران delshad@khuif.ac.ir

۳- دانشیار - گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) - اصفهان - ایران m.yazdani@khuif.ac.ir

۴- دانشیار - گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) - اصفهان - ایران b.fani@khuif.ac.ir

چکیده: این مقاله یک مبدل بسیار افزاینده و درهم تنیده همراه با یک مدار کمکی با تعداد المان پایین را معرفی می کند. مدار کمکی شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای سوئیچ های اصلی تزویج شده اند و انرژی مدار کمکی به طور مؤثری به خروجی منتقل می شود. مدار کمکی علاوه بر این، سلفهای کمکی با سلفهای اصلی تزویج شده اند و انرژی مدار کمکی به طور مؤثری به خروجی منتقل می شود. مدار کمکی ماژولار است و می تواند برای اضافه کردن شاخه های بیشتر گسترش یابد. به دلیل بهره ولتاژ بالا در مبدل، استرس ولتاژی روی سوئیچ های اصلی کم است. علاوه بر این، زمان روشن کوتاه سوئیچ کمکی منجر به جریان چرخشی پایین در مدار کمکی می شود و تلفات اضافی در مبدل را به حداقل می رساند. به خاطر عدم وجود تلفات سوئیچینگ، تلفات روشن شدن خازنی و مشکلات بازیابی معکوس در دیودها، همچنین تلفات هدایتی پایین سوئیچ ها به دلیل کاهش استرس ولتاژ، مبدل دارای بازدهی بالا است، بطوریکه راندمان آن در بار کامل نسبت به مبدل با کلیدزنی سخت ۴ درصد بهبود را نشان می دهد. مبدل پیشنهادی به طور کامل تحلیل شده است و برای تأیید تحلیل های نظری، یک نمونه اولیه ۲۴۰ وات ساخته و آزمایش شده است.

**واژه های کلیدی:** مبدل درهم تنیده، بهره ولتاژ بالا، کلیدزنی نرم، مدار کمکی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۱۰/۱۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۴/۰۱/۱۶

نام نویسنده ی مسئول: دکتر مجید دلشاد

نشانی نویسنده ی مسئول: دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) - اصفهان - ایران

## ۱- مقدمه

گسترش زیرساخت‌های برق در حال بهبود استانداردهای زندگی در مناطق دورافتاده و روستایی است. یک سیستم تولید انرژی تجدیدپذیر غیرمتمرکز می‌تواند نیاز فزاینده به برق را پاسخ دهد (Hosseini & Ghasemi, 2023; Ghorbani, et al., 2023; Babaei, et al., 2017) سیستم‌های فوتوولتاییک یکی از راهکارهای بسیار مناسب در ایران با توجه به شدت تابش و تعداد روزهای بالای آفتابی در سال می‌باشد. ولی پنل‌های فوتوولتاییک (PV) معمولاً دارای ولتاژ پایین و جریان بالا می‌باشند که برای اتصال به شبکه مناسب نیست. برای حل این مشکل، از مبدل DC-DC فزاینده استفاده می‌شود.

روش‌های مختلفی برای افزایش بهره ولتاژ و کاهش استرس سوئیچ در مبدل‌های DC-DC پیشنهاد شده است. یکی از این روش‌ها استفاده از مبدل‌های منبع امیدانس است. در حالی که مبدل‌های Z-source بهره ولتاژ را افزایش می‌دهند، با چالش‌هایی همچون جریان ورودی گسسته و استرس ولتاژ بالا بر روی سوئیچ‌ها مواجه هستند (Torkan & Ehsani, 2018; Zhang, et al., 2018)

مبدل‌های منبع دلتا مرتبه ۲ محدودیت‌های ضریب وظیفه را حل کرده ، زمین مشترک را فراهم می‌آورند و جریان ورودی پیوسته‌ای دارند (Hakemi, et al., 2017). با این حال، آنها نیز از استرس ولتاژ بالا بر روی سوئیچ‌ها رنج می‌برند، عملکرد پیچیده‌ای دارند و قادر به دستیابی به بهره ولتاژ بسیار بالا نیستند. رویکرد دیگری که شامل سلفهای جفت شده است، نه تنها بهره ولتاژ را افزایش می‌دهد بلکه استرس ولتاژی روی سوئیچ‌ها را کاهش می‌دهد (Shamsi, et al., 2021). با این حال، سلفهای جفت شده ممکن است انرژی ذخیره شده در خود را به سوئیچ‌ها منتقل کرده و باعث ایجاد پیک‌های ولتاژی شوند. برای کاهش این مشکل، مدارهای کلیدزنی یا سناببرهای بدون تلفات ضروری هستند تا انرژی نشت کرده بازیابی شود (Sachit, et al., 2023). این افزودنی‌ها پیچیدگی و هزینه مدار را افزایش می‌دهند. استفاده از خازن‌های سوئیچ‌شونده یکی دیگر از روش‌ها برای افزایش بهره در مبدل‌های DC-DC است (Karthikeyan, et al., 2019; Wang, et al., 2018). این تکنیک که مبتنی بر مدارهای پمپ شارژ است، از ترکیب خازن‌ها، دیودها و سوئیچ‌ها برای افزایش بهره ولتاژ استفاده می‌کند. با این حال، استرس جریان بر روی سوئیچ‌ها، به همراه تلفات سوئیچینگ و هدایتی، بازدهی این مبدل‌ها را کاهش می‌دهد. سلول‌های ضرب‌کننده ولتاژ که شامل دیودها و خازن‌ها هستند، می‌توانند به‌طور مؤثر بهره ولتاژ را افزایش داده و در عین حال سادگی مدار و بازدهی بالا را حفظ کنند (Liu, et al., 2020; Meraj, et al., 2020). دارد و بازیابی معکوس دیود می‌تواند منجر به افزایش تلفات شود.

در برخی موارد، از تکنیک‌های ترکیبی که شامل ترکیب روش‌های ذکر شده قبلی، مانند سلفهای تزویج شده با خازن‌های سوئیچ‌شونده، برای بهره‌برداری از مزایای هر دو روش استفاده شده است (Nathan, et al., 2021). در تمام مبدل‌های فزاینده، تلفات سوئیچینگ و پیک‌های ولتاژی ناشی

از سلف ناشی ترانسفورمرها است. برای مقابله با این چالش‌ها، تکنیک‌های مختلف سوئیچینگ نرم معرفی شده‌اند. این تکنیک‌ها نه تنها انرژی سلف ناشی را جذب می‌کنند، بلکه شرایط سوئیچینگ نرم را برای قطعات نیمه‌رسانا فراهم می‌آورند، که این امر باعث افزایش بازدهی و کاهش استرس می‌شود.

در مبدل‌های ZVT، شرایط سوئیچینگ نرم برای قطعات نیمه‌رسانا فراهم می‌شود در حالی که کنترل PWM حفظ می‌گردد. سوئیچ اصلی یک بار خازنی را مشاهده می‌کند که اطمینان می‌دهد در زمان خاموش شدن، ولتاژ روی آن تا زمانی که جریان کاهش یابد، پایین باقی بماند و این امر امکان خاموش شدن نرم را فراهم می‌آورد. برای سوئیچینگ نرم در زمان روشن شدن، خازن روی سوئیچ باید قبل از فعال‌سازی کاملاً تخلیه شود و زمان تخلیه قابل کنترل است تا کنترل PWM حفظ گردد (Nouri, et al. 2020; Yi, et al., 2017) یک فرآیند رزونانسی برای تخلیه خازن استفاده می‌شود که با کمک یک سوئیچ کمکی که به‌صورت موازی قرار دارد، زمان رزونانس را تنظیم می‌کند. برای دستیابی به ولتاژ صفر روی سوئیچ اصلی، سوئیچ کمکی به‌طور موقت جریان سلف فیلتر را مدیریت کرده و از هدایت دیود جلوگیری می‌کند، که این امر باعث می‌شود ولتاژ روی سوئیچ اصلی کاهش یابد و خازن تخلیه شود. معیارهای عملکرد کلیدی برای این مبدل‌ها شامل استرس جریان و ولتاژ روی سوئیچ اصلی، کلیدزنی نرم برای هر دو سوئیچ، بازدهی بالا نسبت به سایر مبدل‌های ZVT، و قابلیت انطباق مدار کمکی با انواع دیگر مبدل‌ها است (Es-Haghpour, et al., 2021).

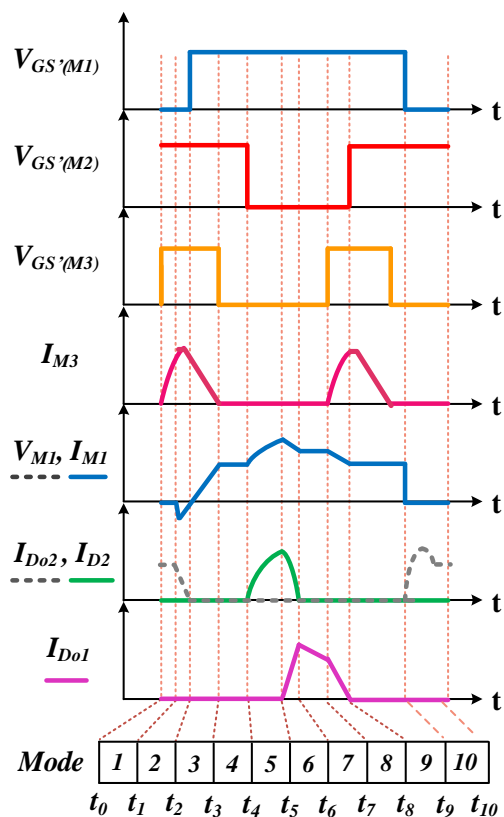
در (Akhlaghi, et al., 2023)، یک مبدل درهم‌تنیده معرفی شده است که با ترکیب یک مبدل بوست دو برابرکننده ولتاژ و یک مبدل فلای-بک بوست، امکان دستیابی به بهره ولتاژ بالا را فراهم می‌کند. در مبدل‌های ارائه شده در (Zuo, et al., 2024; Valdez-Resndiz, et al., 2024)، یک مبدل بوست درهم‌تنیده معمولی همراه با یک ماژول ضرب‌کننده ولتاژ مبتنی بر خازن سوئیچ‌شده و سلف کوپل ترکیب شده است.

در (Vaghela & Mulla, 2023)، یک مبدل ورودی-موازی خروجی-سری پیشنهاد شده که شامل یک مبدل بوست درهم‌تنیده اصلاح شده و یک سلول ضرب‌کننده ولتاژ است تا بهره ولتاژ بالاتری ایجاد کند. در (Goudarzhangh, Fatehi, Esfandiari, 2025)، یک مبدل با بهره ولتاژ بالا از مبدل بوست درهم‌تنیده برای ترکیب سلف‌های کوپل همراه با دو ماژول دو برابرکننده ولتاژ بهره می‌برد.

مبدل ارائه شده در (Zhang, et al., 2023)، یک مبدل فزاینده با کلیدزنی نرم و چهار کلید را معرفی می‌کند که در آن، یک اسنابر احیاکننده یکپارچه انرژی ناشی را بازیابی کرده و باعث کلیدزنی با ولتاژ صفر (ZVS) در کلیدها و کلیدزنی با جریان صفر (ZCS) در دیودها می‌شود. علاوه بر این، مبدل‌های درهم‌تنیده با بهره ولتاژ بالا و سلف‌های کوپل چندگانه که در (He, Chen & Sun, 2024; Asghari & Yegane, 2024) پیشنهاد شده‌اند، از شش سیم‌پیچ برای افزایش انعطاف‌پذیری در بهره ولتاژ استفاده می‌کنند.

خروجی منتقل می‌کند. مدارهای معادل مبدل پیشنهادی در شکل (۳) نشان داده شده است.

**وضعیت اول:** این وضعیت با روشن شدن سوئیچ کمکی  $M_3$  آغاز می‌شود. با روشن شدن  $M_3$ ، سلف  $L_a$  شروع به رزونانس با  $C_{m1}$  می‌نماید و خازن  $C_{m1}$  دشارژ و جریان  $L_a$  رزونانسی افزایش می‌یابد. بنابراین سوئیچ  $M_3$  و دیود سری با آن  $D_{a1}$  به صورت  $ZC$  روشن می‌شوند. این



شکل (۲): شکل موجهای کلیدی مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی

وضعیت با تخلیه کامل  $C_{m1}$  و روشن شدن دیود بدنه  $M_1$  پایان می‌پذیرد.

**وضعیت دوم:** در این وضعیت دیود بدنه  $M_1$  روشن شده و از این لحظه به بعد  $M_1$  می‌تواند تحت شرایط  $ZV$  روشن شود. در این وضعیت ولتاژ ثابت به صورت معکوس دو سر  $L_a$  افتاده و جریان  $L_a$  شروع به دشارژ به صورت خطی می‌کند. با صفر شدن جریان سوئیچ  $M_1$  این وضعیت پایان می‌پذیرد.

**وضعیت سوم:** این وضعیت با تغییر جهت جریان سوئیچ  $M_1$  و انتقال جریان از دیود بدنه  $M_1$  به خود  $M_1$  آغاز می‌گردد. بنابراین سلف  $L_{m1}$  شروع به شارژ به صورت خطی می‌کند. همچنین جریان  $M_3$  نیز صفر گردیده و در پایان این وضعیت، سوئیچ  $M_3$  به صورت  $ZC$  خاموش می‌شود.

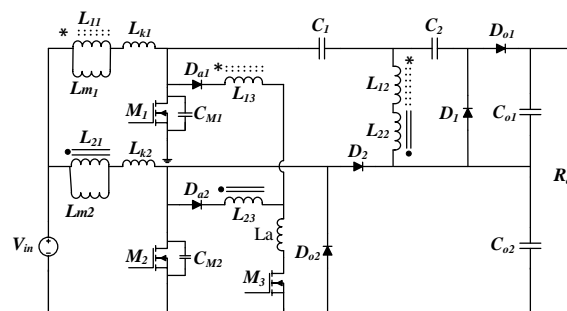
**وضعیت چهارم:** در این وضعیت هر دو سوئیچ  $M_1$  و  $M_2$  روشن هستند و دیوهای  $D_{o1}$  و  $D_{o2}$  خاموشند. بنابراین سلفهای ورودی شارژ و جریان بار را خازن های خروجی تامین می‌کنند.

این مقاله یک مبدل افزاینده  $ZVT$  درهم تنیده را معرفی می‌کند که از تکنیک کاهش ریپل بهره می‌برد. ویژگی‌های اصلی این مبدل شامل ریپل کم جریان ورودی، استرس ولتاژی پایین بر روی قطعات، حذف پیک‌های ولتاژی روی سوئیچ‌ها و بازدهی بالا است که آن را برای سیستم‌های انرژی خورشیدی مناسب می‌سازد.

مقاله با معرفی مبدل آغاز می‌شود و توضیح مشروح از عملکرد آن در بخش ۲ ارائه شده است. سپس در بخش ۳، مبدل تحلیل شده و معادلات طراحی برای قطعات آن ارائه می‌گردد. بخش ۴ نتایج تجربی مبدل را نشان می‌دهد و مبدل در بخشهای ۵ و ۶ مقایسه گردیده، در نهایت، نتیجه‌گیری در بخش ۷ ارائه می‌شود.

## ۲- مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده پیشنهادی

مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده پیشنهادی در شکل (۱) نشان داده شده است. این مبدل دارای سه قسمت اصلی می‌باشد. قسمت افزایش بهره شامل سلفهای کوپل شده  $L_{11}$ - $L_{12}$ - $L_{13}$  و  $L_{21}$ - $L_{22}$ - $L_{23}$  و خازن‌های  $C_1$  و  $C_2$  و  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  و دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  و  $D_{o1}$  و  $D_{o2}$  است. قسمت کاهش ریپل جریان ورودی که از سری شدن  $L_{12}$  و  $L_{22}$  حاصل می‌شود و قسمت تلفات کلیدزنی که از مدار کمکی شامل سوئیچ کمکی  $M_3$ ، سلف  $L_a$  و دیودهای  $D_{a1}$  و  $D_{a2}$  و خازن‌های اسنابر  $C_{m1}$  و  $C_{m2}$  تشکیل شده است. همچنین مبدل شامل دو سوئیچ اصلی  $M_1$  و  $M_2$  نیز می‌باشد که با اختلاف  $180^\circ$  درجه کلیدزنی می‌گردند. سوئیچ کمکی اندکی قبل از سوئیچ‌های اصلی روشن و پس از مدت کوتاهی خاموش می‌شود. شکل (۲) شکل موج‌های کلیدی مبدل می‌باشد.



شکل (۱): نمای شماتیک مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی

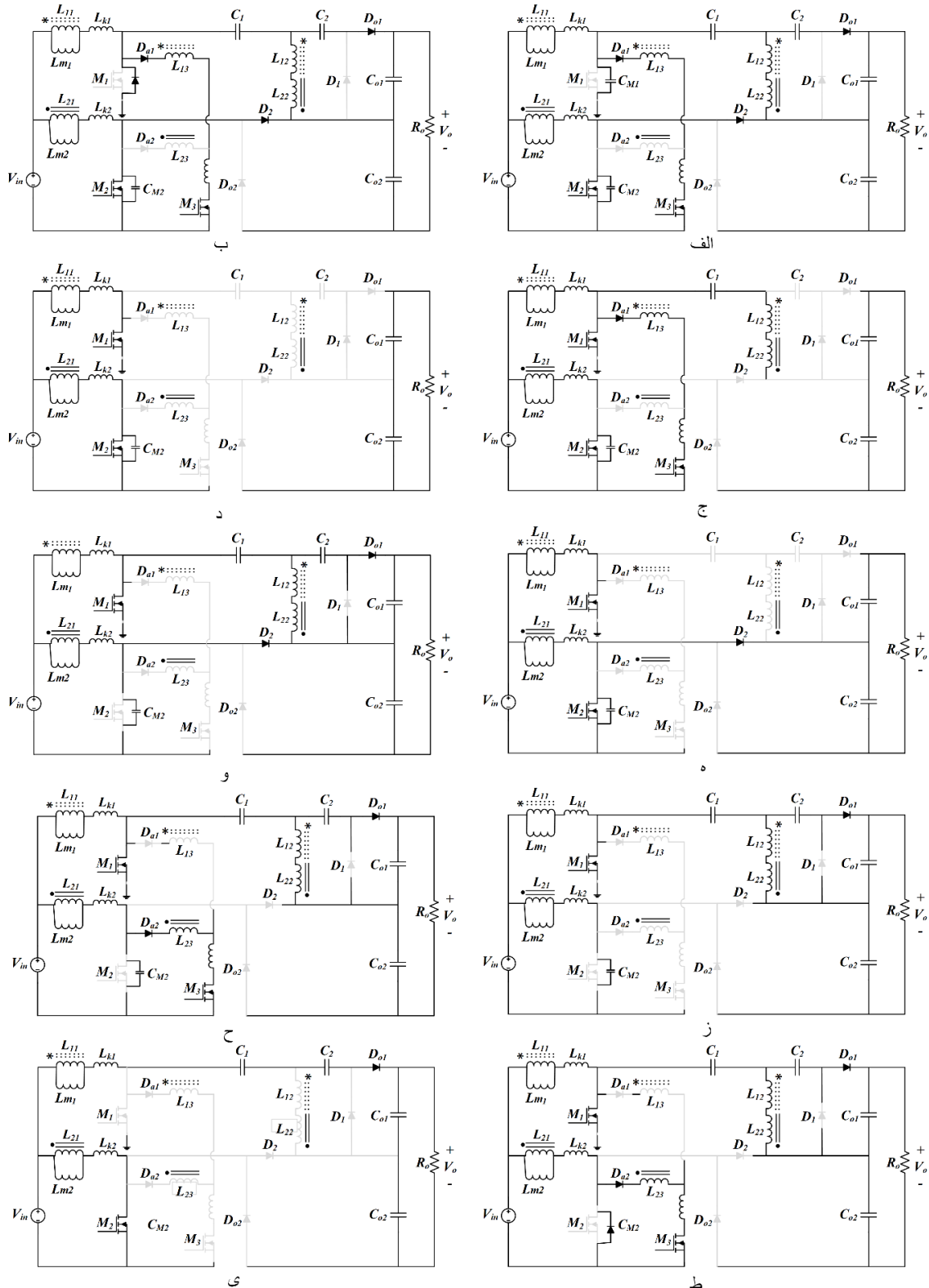
سلفهای تزویج شده نیز با سلفهای مغناطیس کننده  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  و سلفهای نشستی  $L_{k1}$  و  $L_{k2}$  مدل شده اند.

عملکرد مبدل دارای ۱۰ وضعیت عملکرد برای یک شاخه از مبدل می‌باشد که در این قسمت به صورت کامل توضیح داده خواهد شد. برای سادگی تحلیل مبدل فرض می‌گردد که سلفهای مغناطیس کنندگی به اندازه کافی بزرگ هستند و خازن‌های  $C_1$  و  $C_2$  و  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  نیز دارای ولتاژ ثابت در یک سیکل کلیدزنی می‌باشند.

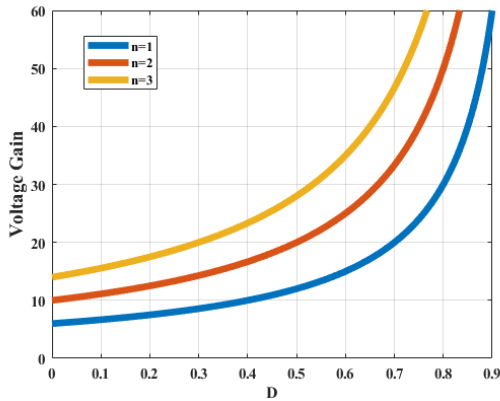
قبل از وضعیت اول سوئیچ‌های  $M_1$  و  $M_3$  خاموش و سوئیچ  $M_2$  روشن است. همچنین دیود  $D_{o2}$  نیز هدایت کرده و انرژی سلف  $L_{m2}$  را به

رفته و این وضعیت با خاموش شدن  $D_2$  و روشن شدن  $D_{o2}$  پایان می-پذیرد.

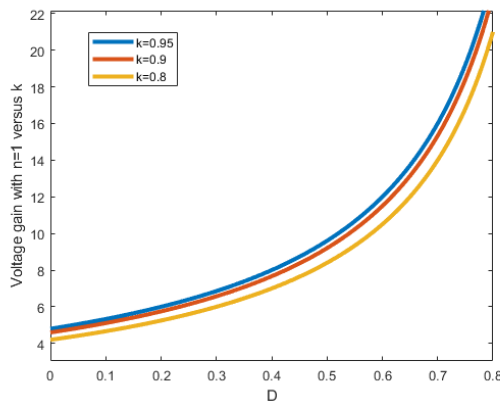
**وضعیت پنجم:** این وضعیت با روشن شدن  $D_2$  تحت شرایط ZC آغاز می-گردد زیرا سوئیچ  $M_2$  خاموش شده و جریان  $L_{m2}$  خازن اسنابر  $C_{m2}$  را خنثی شارژ می-کند. به همین خاطر جریان  $M_1$  از سطح  $I_{Lm1}$  بالاتر



شکل (۳): مدار معادل وضعیتهای مختلف مبدل پیشنهادی الف-وضعیت اول ب- وضعیت دوم ج-وضعیت سوم د-وضعیت چهارم ه-وضعیت پنجم و-وضعیت ششم ز-وضعیت هفتم ح-وضعیت هشتم ط-وضعیت نهم ی-وضعیت دهم



شکل (۴): نمودار بهره مبدل بر حسب تغییرات ضریب وظیفه



شکل (۵): نمودار بهره مبدل بر حسب تغییرات ضریب تزویج

### ۲-۲- استرس ولتاژ المان‌های مبدل

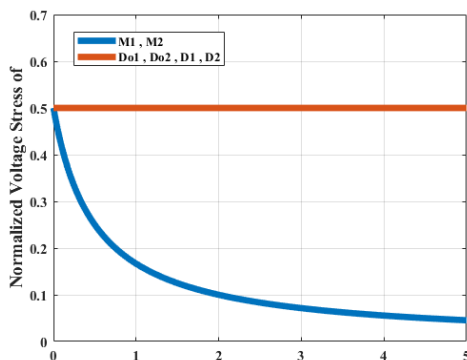
استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی  $M_1$  و  $M_2$  به راحتی با نوشتن KVL در حلقه ورودی و استفاده از رابطه بهره مبدل قابل محاسبه است.

$$V_{m1} = V_{m2} = \frac{V_o}{4n+2} \quad (5)$$

همچنین استرس ولتاژ دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  و  $D_{o1}$  و  $D_{o2}$  به علت قرار گرفتن به صورت سری و عملکرد مکمل آنها به صورت زیر به دست می‌آید.

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D_{o1}} = V_{D_{o2}} = \frac{V_o}{2} \quad (6)$$

شکل (۶) نمودار استرس ولتاژ المانها بر حسب تغییرات نسبت دور را نشان می‌دهد.



شکل (۶): نمودار استرس ولتاژ المانها بر حسب تغییرات نسبت دور

**وضعیت ششم:** در این وضعیت دیود  $D_{o1}$  روشن و خازن  $C_2$  دربار تخلیه می‌شود. از طرفی با روشن شدن  $D_1$  خازن  $C_2$  توسط سلف‌های  $L_{12}$  و  $L_{22}$  شارژ می‌شود.

**وضعیت هفتم:** در این وضعیت دیود  $D_2$  تحت شرایط ZC خاموش می‌شود و خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  در خروجی از طریق  $D_{o1}$  تخلیه می‌شوند سلف مغناطیس کنندگی  $L_{m1}$  خطی شارژ می‌شود.

**وضعیت هشتم:** این وضعیت با روشن شدن دوباره  $M_3$  آغاز می‌گردد، در نتیجه یک رزونانس بین  $L_a$  و  $C_{m2}$  آغاز می‌شود و  $C_{m2}$  شروع به تخلیه می‌کند. با توجه به روشن شدن سوئیچ کمکی سطح جریان سوئیچ  $M_1$  کاهش می‌یابد.

**وضعیت نهم:** با روشن شدن دیود بدنه  $M_2$  سوئیچ  $M_2$  می‌تواند تحت شرایط ZV روشن شود و سطح جریان  $M_1$  برابر جریان مغناطیس کنندگی می‌گردد. در این وضعیت جریان سوئیچ کمکی صفر شده و ZC خاموش می‌شود.

**وضعیت دهم:** با خاموش شدن  $M_1$ ، خازن  $C_{m1}$  به صورت خطی توسط  $L_{m1}$  شارژ می‌شود تا به سطح  $\frac{V_o}{n+1}$  برسد و دیود  $D_{o1}$  روشن شود. همچنین خازن  $C_{o2}$  نیز شارژ می‌شود. در این وضعیت دیود  $D_1$  خاموش می‌شود و در نتیجه ولتاژ دو سر سوئیچ  $M_1$  کاهش می‌یابد زیرا ولتاژ دو سر  $L_{12}$  کاهش می‌یابد. این وضعیت با روشن شدن سوئیچ کمکی  $M_3$  پایان می‌پذیرد.

### ۳- آنالیز مبدل درهم تنیده پیشنهادی

در این قسمت بهره مبدل، استرس ولتاژ المان‌ها و نحوه طراحی المان‌های پسیو مبدل پیشنهادی ارائه می‌گردد.

#### ۳-۱- بهره مبدل

با نوشتن بالانس ولت-ثانیه روی سلف‌های  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  ولتاژ خازن  $C_{m1}$  به دست می‌آید.

$$C_{m1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (1)$$

با نوشتن KVL در مسیر خازن‌های  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  به راحتی بهره مبدل به صورت زیر به دست می‌آید.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4n+1}{1-D} \quad (2)$$

شکل (۴) نمودار بهره مبدل بر حسب تغییرات ضریب وظیفه را نشان می‌دهد.

با در نظر گرفتن ضریب تزویج در رابطه بالانس ولت-ثانیه روی سلف‌های  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  به خاطر اثر سلف نشستی رابطه بهره ولتاژ مبدل بصورت رابطه ۳ نوشته می‌شود.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4nk+1}{1-D} \quad (3)$$

$$k = \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (4)$$

که  $k$  ضریب تزویج سلف‌های تزویج شده می‌باشد.

شکل (۵) اثر ضریب تزویج را روی بهره مبدل نشان می‌دهد.

### ۳-۳- طراحی تعداد دور مبدل

از رابطه بهره می توان تعداد دور لازم برای طراحی را به دست آورد.

$$n < \frac{1}{8} \frac{V_o}{V_{in}} - \frac{1}{2} \quad (7)$$

### ۴-۳- طراحی سلفهای مغناطیس کنندگی

با توجه به ریپل جریان ورودی و تکنیک حذف ریپل استفاده شده، می توان مقدار این سلفها را از رابطه زیر به دست آورد.

$$L_{m1} = L_{m2} = \frac{2V_{in}DT}{I_{in}} = \frac{2V_{in}D}{I_{inf}} \quad (8)$$

### ۵-۳- خازنهای مبدل

خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  با توجه به میزان توان مبدل، فرکانس کلیدزنی و میزان ریپل ولتاژ روی سوئیچها به صورت زیر محاسبه می گردد.

$$C_1 = C_2 = \frac{I_o}{\Delta V_{Cf}} \quad (9)$$

خازنهای خروجی مبدل نیز با توجه به رابطه پایه خازن مطابق زیر به دست می آیند.

$$C_{o1} = \frac{(1-D)V_o}{R_o \Delta V_{of}} \quad (10)$$

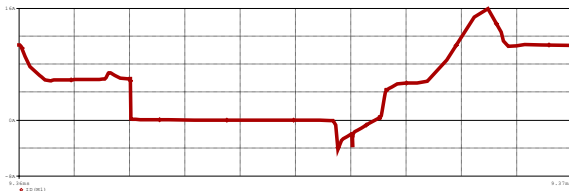
$$C_{o2} = \frac{DV_o}{R_o \Delta V_{of}} \quad (11)$$

### ۴- نتایج شبیه سازی و عملی مبدل در هم تنیده

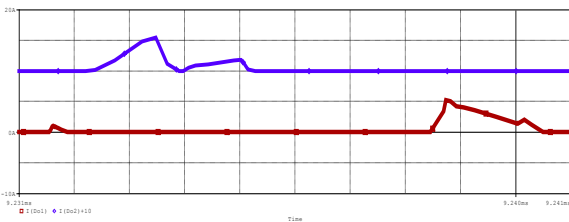
#### بسیار افزاینده پیشنهادی

برای اثبات درستی تحلیل های مبدل پیشنهادی، مبدل پیشنهادی برای ولتاژ خروجی ۴۴۰ ولت، ولتاژ ورودی ۳۰ ولت و در توان ۲۴۰ وات در نرم افزار PSpice شبیه سازی و سپس ساخته شده است. در جدول ۱ مشخصات المان های طراحی شده آورده شده است. شکل موج جریان شبیه سازی شده سوئیچ  $M_1$  در شکل (۷) و شکل موج شبیه سازی جریان دیودهای  $D_{o1}$  و  $D_{o2}$  در شکل (۸) و در نهایت شکل موج شبیه سازی جریان دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  در شکل (۹) نشان داده شده است. همچنین تصویر مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده پیشنهادی ساخته شده در شکل (۱۰) نشان داده شده است و نتایج عملی در شکل (۱۱) آورده شده است. شکل (۱۱-الف و ب) به ترتیب شکل موجهای جریان و ولتاژ سوئیچهای اصلی  $M_1$  و  $M_2$  را نشان می دهند. همانطور که در این شکلها مشخص است جریان سوئیچ در لحظه روشن شدن سوئیچها منفی است بنابراین دیود بدنه هدایت کرده و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سوئیچها برقرار است. بنابراین تلفات روشن شدن خازنی وجود ندارد. از طرفی ولتاژ سوئیچها هم در هنگام خاموش شدن به علت وجود خازن اسنابر با شیب بالا رفته است که مبین خاموش شدن سوئیچهای اصلی تحت شرایط ZV می باشد. در شکل (۱۱-ج) شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی  $M_3$  آورده شده است. همانطور که در شکل مشاهده می گردد، جریان با شیب بالا رفته و با شیب کاهش می یابد بنابراین شرایط ZC برای هر دو حالت روشن و خاموش شدن سوئیچ کمکی فراهم است. از طرفی با توجه به صفر بودن ولتاژ در زمان خاموش

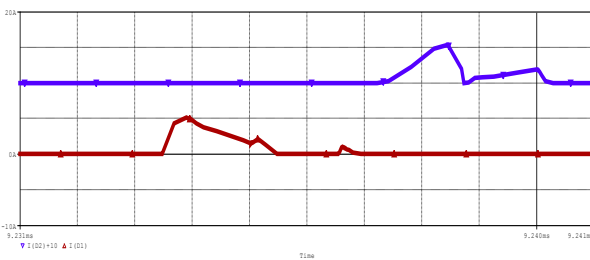
شدن سوئیچ کمکی تلفات روشن شدن خازنی برای سوئیچ کمکی نیز وجود ندارد. در شکل (۱۱-د) شکل موج جریان دیودهای  $D_1$  و  $D_{o1}$  نشان داده شده است و شرایط ZC برای دیودهای  $D_1$  و  $D_{o1}$  به خاطر شیب جریان اثبات می گردند، در نتیجه مشکل بازیابی معکوس برای دیودها وجود ندارد.



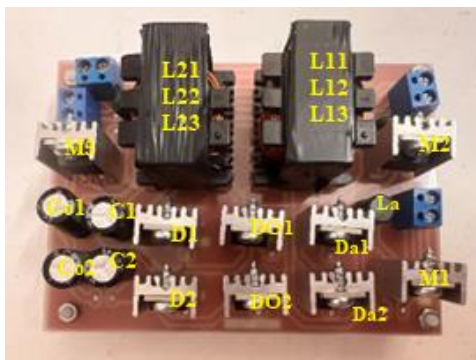
شکل (۷) شکل موج جریان سوئیچ  $M_1$  (1 μs/div, 4 A/div)



شکل (۸) شکل موج جریان دیودهای خروجی  $D_{o1}$  (پایین) و (بالا)  $D_{o2}$  مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 μs/div, 5 A/div)



شکل (۹) شکل موج جریان دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 μs/div, 5 A/div)



شکل (۱۰): تصویر مبدل پیشنهادی ساخته شده

می‌باشد. قابل ذکر است که در مبدل پیشنهادی با کاهش توان، راندمان کاهش محسوس نداشته ولی در مبدل سوئیچینگ سخت به خاطر وجود مدار کلمپ پسیو، راندمان افت بیشتری دارد.

## ۶- مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدلهای مشابه

### پیشین

در این قسمت مطابق جدول (۲)، مبدل پیشنهادی از نظر تعداد المان، بهره ولتاژ، استرس ولتاژ روی سوئیچ، تعداد سوئیچ و نوع کلیدزنی با مبدلهای مشابه اخیر مقایسه گردیده است. همانطور که از جدول مشخص است بهره مبدل پیشنهادی از تمام مبدلهای جدول بالاتر بوده و در نتیجه استرس ولتاژ روی سوئیچهای آن نیز کمتر بوده و امکان استفاده از سوئیچهای با مقاومت درین-سورس کوچکتر فراهم می‌گردد. شکل (۱۳) بهره مبدل را در مقایسه با مبدلهای دیگر جدول برحسب تغییرات ضریب وظیفه نشان می‌دهد.

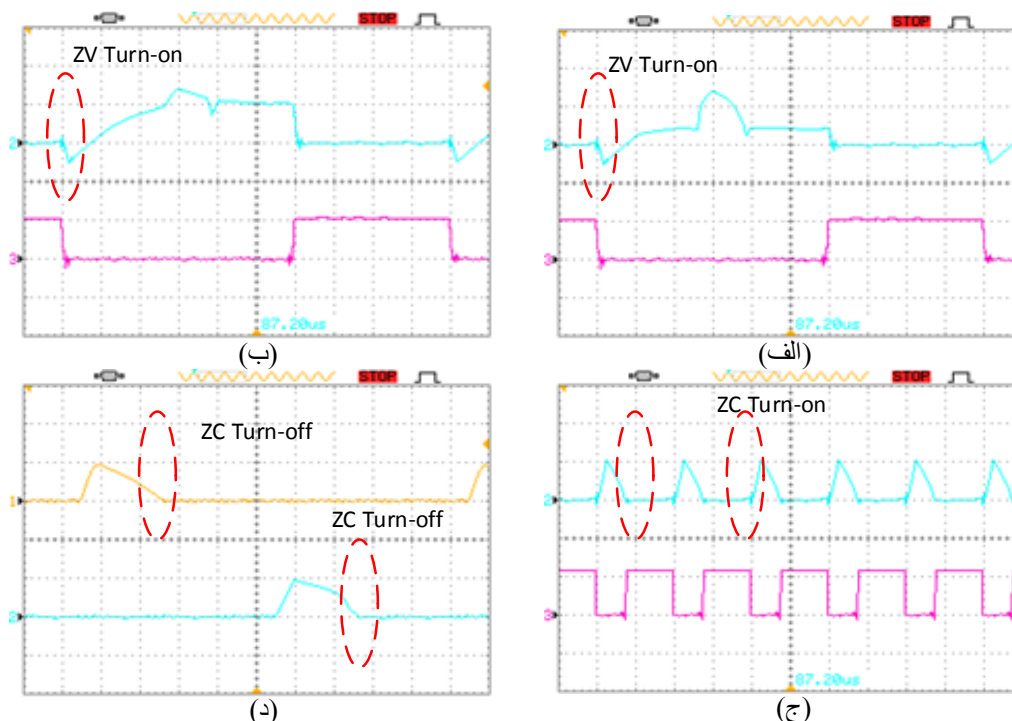
مبدلهای [۱۴]، [۱۶] و [۱۸] دارای تعداد المان پایینتری هستند اما مبدل [۱۸] چهار سوئیچ دارد و مبدل [۱۴] نیز دارای تلفات روشن شدن خازنی است و سوئیچهای مبدل [۱۶] نیز بصورت سخت کلیدزنی می‌گردند لذا دارای راندمان پایین است. مبدلهای [۱۵] و [۱۹] علاوه بر داشتن تعداد المان بالاتر که هم هزینه و هم پیچیدگی عملکرد را بالا می‌برد دارای بهره پایینتری نسبت به مبدل پیشنهادی هستند. شکل (۱۱) نمودار مقایسه‌ای استرس ولتاژ نرمالیزه شده سوئیچها را نشان می‌دهد که مشخص است مبدل پیشنهادی پایینترین استرس را دارد.

## جدول (۱) مشخصات مبدل پیشنهادی و مقادیر المانهای آن

مقدار/نام قطعه	المان ها/ مشخصات
IRFP4668pbf	All switches
MUR860	All diodes
200μH	$L_1, L_2$
1	Turns ratio= $n$
4μH	$L_a$
10μF	$C_1, C_2$
240W	$P_o$
100kHz	$f_s$
24nF	$C_{s1}-C_{s2}$
10 μF	$C_{o1}-C_{o2}$

## ۵- مقایسه راندمان مبدل پیشنهادی با همتای سوئیچینگ سخت

در شکل (۱۲) راندمان مبدل پیشنهادی در مقایسه با نمونه سوئیچینگ سخت آن (بدون مدار کمکی) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد در بار کامل، مبدل پیشنهادی دارای ۴ درصد بهبود راندمان



شکل (۱۱): نتایج عملی مبدل پیشنهادی الف- ولتاژ و جریان سوئیچ  $M_1$  (10A/div, 80V/div, 1μs/div). ب- ولتاژ و جریان سوئیچ  $M_2$  (10A/div, 80V/div, 1μs/div). ج- ولتاژ و جریان سوئیچ  $M_3$  (5A/div, 80V/div, 2.5μs/div). د- جریان دیودهای  $D_1$  و  $D_0$  (4A/div, 1μs/div)

شدن سوئیچ‌ها و همچنین تلفات کلیدزنی به صفر می‌رسد. علاوه بر این، تلفات هسته آن قدر ناچیز است که می‌توان از آن چشم‌پوشی کرد.

تلفات هدایتی سوئیچ‌ها به عواملی مانند مقاومت درین-سورس و جریان مؤثر آن‌ها وابسته است. در نتیجه، مجموع تلفات سوئیچ‌های قدرت در مبدل پیشنهادی برابر با تلفات هدایتی آن‌ها بوده و طبق رابطه (۱۲) محاسبه می‌شود.

$$P_{Con(Sw)} = R_{DS}(I_{RMS'M1,2}^2 + I_{RMS'M3}^2) = (31 \times 10^{-3})(7.5^2 + 1.1^2) = 1.78W \quad (12)$$

تلفات هدایتی دیودها نیز به افت ولتاژ دیود در حالت بایاس مستقیم و مقدار متوسط جریان آن‌ها بستگی دارد که با استفاده از رابطه (۱۳) تعیین می‌شود.

$$P_{Con,Diodes} = V_f(I_{av,D1} + I_{av,D2} + I_{av,Do1} + I_{av,Do2} + I_{av,Da1} + I_{av,Da2}) = V_f(0.65 + 1.40 + 0.6 + 0.53 + 1.26 + 1.17) = 5.64W \quad (13)$$

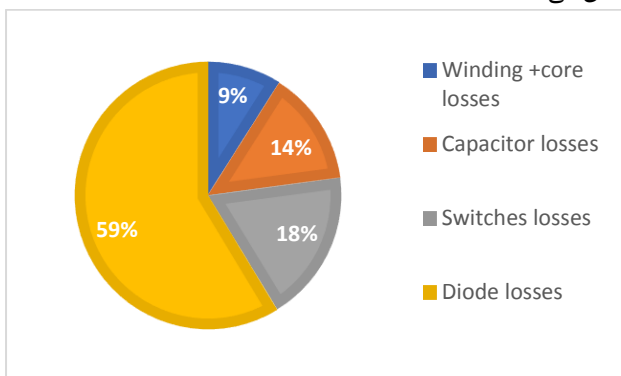
علاوه بر این، تلفات هدایتی سلف‌ها با در نظر گرفتن مقاومت آن‌ها محاسبه شده و مقدار آن از طریق رابطه (۱۴) به دست آمده است.

$$P_{Con,Inductors} = 2(R_{L11}I_{RMS'L11}^2 + R_{L12}I_{RMS'L12}^2 + R_{L13}I_{RMS'L13}^2) = 2(0.16 + 0.19 + 0.08) = 0.86W \quad (14)$$

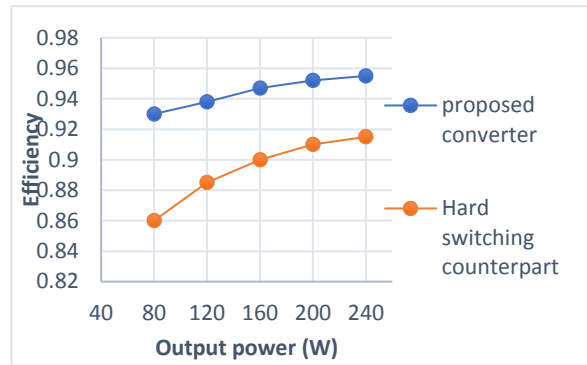
برای برآورد تلفات خازن‌ها نیز، مقدار مقاومت هر خازن و جریان مؤثر آن‌ها مورد نیاز است که مطابق رابطه (۱۵) تعیین شده است.

$$P_{Cap} = R_{C1}I_{RMS,C1}^2 + R_{C2}I_{RMS,C2}^2 + R_{C3}I_{RMS,Co1}^2 + R_{Co}I_{RMS,Co2}^2 = 0.48 + 0.34 + 0.26 + 0.24 = 1.32W \quad (15)$$

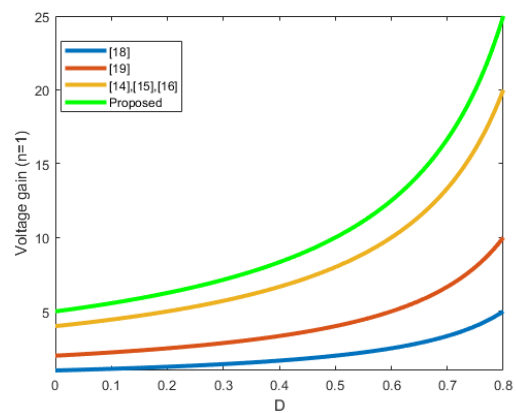
بر اساس محاسبات انجام‌شده، مجموع تلفات توان در مبدل پیشنهادی برای نمونه‌ای با توان ۲۴۰ وات، برابر با ۹.۶ وات است. بنابراین، بازده این مبدل ۹۶٪ خواهد بود. شکل (۱۲) توزیع تلفات در المانهای مبدل را نشان می‌دهد.



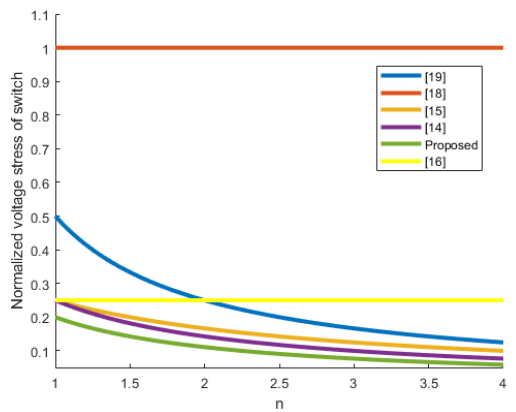
شکل (۱۵) نمودار توزیع تلفات المانهای مبدل پیشنهادی



شکل (۱۲) نمودار بازده مبدل بسیار افزایش‌دهنده درهم تنیده پیشنهادی نسبت به مبدل بسیار افزایش‌دهنده سخت



شکل (۱۳) نمودار های مقایسه ای بهره ولتاژ مبدلها به ازای n=1



شکل (۱۴) نمودار های مقایسه ای استرس ولتاژ نرمالیزه شده مبدلها به ازای تغییرات نسبت دور

## ۷- تحلیل تلفات

در این بخش، تأثیر استفاده از المان‌های نیمه‌هادی در مبدل بر توان کلی آن مورد بررسی قرار گرفته است. با در نظر گرفتن این المان‌ها، تلفات هدایتی مربوط به ماسفت‌ها، دیودها، سلف‌های کوپل شده و خازن‌ها محاسبه شده است. از آنجا که کلیدزنی نرم در شرایط ZVS برای هر دو سوئیچ اصلی و کمکی برقرار است، تلفات خازنی هنگام روشن

جدول (۲): مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدلهای مشابه

مبدل پیشنهادی	(Alghaytani, et al., 2020)	(Es-Haghpour, et al., 2021)	(Yi, et al., 2017)	(Tseng, et al., 2017)	(Liu, et al., 2020)	مبدل پارامتر
۱۶	۱۲	۱۷	۱۳	۲۱	۱۳	تعداد المان
۳	۲	۴	۴	۲	۲	تعداد سوئیچ
ZV	سخت	ZV	ZV	ZC	ZC	نوع کلیدزنی
$\frac{4n+1}{1-D}$	$\frac{4}{1-D}$	$\frac{2n}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{2n+2}{1-D}$	$\frac{3n+1}{1-D}$	بهره ولتاژ
$\frac{V_o}{4n+1}$	$\frac{V_o}{4}$	$\frac{V_o}{2n}$	$V_o$	$\frac{V_o}{2n+2}$	$\frac{V_o}{3n+1}$	استرس ولتاژ سوئیچ

*Electric Industry Journal of Quality and Productivity*, 5(2), 51–60.

Es-Haghpour, I., Delshad, M., & Javadi, S. (2021). A new interleaved ZVT high step-up converter with low input current ripple. *International Journal of Electronics*, 109(11), 1935–1953. <https://doi.org/10.1080/00207217.2021.2001861>

Ghorbani-Esfahlan, A., Varesi, K., & Madadi Kojabadi, H. (2023). Design and implementation of an improved non-isolated step-up DC-DC converter with continuous input current and common-ground point suitable for DC micro-grids and low-power solar systems. *Iranian Electric Industry Journal of Quality and Productivity*, 12(1), 57–70.

Goudarzhagh, H., Fathi, S. H., & Esfandiari, S. (2025). A novel coupled winding nonisolated quasi-Z-source high step-up DC-DC converter with low input current ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 40(4), 6097–6106. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2024.3510635>

Hakemi, A., Sanatkar-Chayjani, M., & Monfared, M. (2017).  $\Delta$ -Source impedance network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(10), 7842–7851. <https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2698421>

He, Y., Chen, L., & Sun, X. (2024). An interleaved buck-boost-Zeta converter with coupled inductor multiplier cell and zero input current ripple for high step-up applications. *IEEE Access*, 12, 104807–104817. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3435140>

Hosseini Kordkheili, A., & Ghasemi Marzbali, A. (2023). The allocation of optimal capacity of solar sources to achieve the maximum penetration rate and improve the voltage profile in distribution systems. *Iranian Electric Industry Journal of Quality and Productivity*, 12(2).

Karthikeyan, V., Kumaravel, S., & Gurukumar, G. (2019). High step-up gain DC-DC converter with switched capacitor and regenerative boost configuration for solar PV applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 66(12), 2022–2026.

Liu, T., Lin, M., & Ai, J. (2020). High step-up interleaved DC-DC converter with asymmetric voltage multiplier cell and coupled inductor. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 8(4), 4209–4220.

## ۸- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل افزایش دهنده با بهره ولتاژ بالا و با ساختار درهم تنیده با کلیدزنی نرم معرفی می شود که کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سوئیچ های اصلی و کلیدزنی در جریان صفر برای سوئیچ کمکی را فراهم می کند. این مبدل دارای رپل بسیار کم در جریان ورودی، تعداد حداقلی قطعات در مدار کمکی و حذف مشکلات بازیابی معکوس در دیودها است. همچنین، مبدل استرس ولتاژ پایین بر روی سوئیچ های اصلی را تضمین می کند، با کنترل PWM کار می کند و جریان چرخشی پایینی در مدار کمکی دارد.

علاوه بر این، مدار کمکی قابلیت گسترش برای اضافه کردن شاخه های موازی بیشتر را دارد، که آن را به یک راه حل انعطاف پذیر و کارآمد تبدیل می کند. مشکل اصلی مبدل عدم تقارن دو فاز مبدل و در نتیجه عدم توزیع یکنواخت جریان روی دو فاز می گردد. بنابراین پیشنهاد می گردد مشکل یکسان نبودن جریان با روشهای ابتکاری کنترلی حل گردد.

## مراجع

Akhlaghi, B., Farzanehfard, H., Thiruvady, D., Faraji, R., & Shiri, F. (2023). ZVT interleaved high step-up converter for renewable energy systems. *2023 14th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Babol, Iran, 1–6. <https://doi.org/10.1109/PEDSTC57673.2023.10087127>

Alghaytani, M. L., O'Connell, R. M., Islam, N. E., Khan, M. M. S., & Guerrero, J. M. (2020). A high step-up interleaved DC-DC converter with voltage multiplier and coupled inductors for renewable energy systems. *IEEE Access*, 8, 123165–123174.

Asghari, A., & Yegane, Z. J. (2024). A high step-up DC-DC converter with high voltage gain and zero-voltage transition. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71(7), 6946–6954. <https://doi.org/10.1109/TIE.2023.3312434>

Babaei, E., Saadatizadeh, Z., & Mohammadi-Ivatloo, B. (2017). A three-port soft switching bidirectional DC-DC converter without input current ripple. *Iranian*

- inductor without right-hand plane zero. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(5), 5911–5927. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2023.3239553>
- Valdez-Resendiz, J. E., Silva-Vera, E. D., Rosas-Caro, J. C., & Hernandez, F. D. (2024). Improved interleaved boost converter with reduced inductors. *2024 International Symposium on Electromobility (ISEM)*, Guadalajara, Mexico, 1–5. <https://doi.org/10.1109/ISEM62699.2024.10786765>
- Wang, Z., Zhang, G., Chen, S., & Zhang, Y. (2018). Two impedance-network DC-DC converters based on switched-capacitor techniques. *Proceedings of the IEEE International Power Electronics Applications Conference and Exposition*, 1–5.
- Yi, J. H., Choi, W., & Cho, B. H. (2017). Zero-voltage transition interleaved boost converter with an auxiliary coupled inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(8), 5917–5930.
- Zhang, L., et al. (2023). High step-up DC/DC converter based on switched inductor and switched capacitor unit. *2023 IEEE 14th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Shanghai, China, 382–386. <https://doi.org/10.1109/PEDG56097.2023.10215296>
- Zhang, Y., Fu, C., Sumner, M., & Wang, P. (2018). A wide input-voltage range quasi-Z-source boost DC-DC converter with high-voltage gain for fuel cell vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(6), 5201–5212.
- Zuo, Y., Cobaleda, D. B., Shen, X., & Martinez, W. (2024). High step-up ratio interleaved boost L-LLC resonant converter with PWM and PFM control for wide input and output voltage range. *2024 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 1396–1402. <https://doi.org/10.1109/APEC48139.2024.10509079>
- Meraj, M. S., Bhaskar, S., Iqbal, A., Al-Emadi, N., & Rahman, S. (2020). Interleaved multilevel boost converter with minimal voltage multiplier components for high-voltage step-up applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(12), 12816–12833.
- Nathan, K., Ghosh, S., Siwakoti, Y., & Long, T. (2019). A new DC-DC converter for photovoltaic systems: Coupled-inductors combined Cuk-SEPIC converter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(1), 191–201.
- Nouri, T., Kurdkandi, N. V., & Shaneh, M. (2020). A novel ZVS high step-up converter with built-in transformer voltage multiplier cell. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(12), 12871–12886.
- Sachit, A. H., Fani, B., Delshad, M., Shahgholian, G., & Golsorkhi Esfahani, A. (2023). Analysis and implementation of second-order step-up converter using winding cross coupled inductors for photovoltaic applications. *Journal of Solar Energy Research*, 8(2), 1516–1525. <https://doi.org/10.22059/jser.2023.357285.1291>
- Shamsi, T., Delshad, M., Adib, E., & Yazdani, M. R. (2021). A new simple-structure passive lossless snubber for DC-DC boost converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(3), 2207–2214. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.2973906>
- Torkan, A., & Ehsani, M. (2018). A novel non-isolated Z-source DC-DC converter for photovoltaic applications. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 54(5), 4574–4583.
- Tseng, K. C., Cheng, C. A., & Chen, C. T. (2017). High step-up interleaved boost converter for distributed generation using renewable and alternative power sources. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(2), 713–722.
- Vaghela, M. A., & Mulla, M. A. (2023). High step-up gain converter based on two-phase interleaved coupled