Iranian Electric Industry Journal
Quality & Productivity
P.P 19-28

Vol. 14/ No. 1/ Spring 2025
ISSN 2322-2344
EISSN 2717-1639

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

Mehdi Alizadeh[1], Majid Delshad[2]*, Mohammad Rouhollah Yazdani[3], Bahador Fani[4]

[1] Ph.D. Student, Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Isfahan (Khorasgan) Branch, Isfahan, Iran, mehdi.alizadeh@iau.ir
[2]* Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Isfahan (Khorasgan) Branch, Isfahan, Iran delshad@khuisf.ac.ir
[3] Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Islamic Azad University, Isfahan (Khorasgan) Branch, Isfahan, Iran, m.yazdani@khuisf.ac.ir
[4] 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 auther: Majid Delshad
Corresponding author's Address: Department of Electrical Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

Iranian Electric Industry Journal
Quality & Productivity
ص.ص ۲۸-۱۹

Vol. 14 / No. 1/ Spring 2025
ISSN 2322-2344
EISSN 2717-1639

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

نوع مطالعه: پژوهشی

مهدی علی زاده[۱] ،مجید دلشاد*[۲]، محمد روح اله یزدانی[۳]، بهادر فانی[۴]

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@khuisf.ac.ir

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

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

چکیده: این مقاله یک مبدل بسیار افزاینده و درهم‌تنیده همراه با یک مدار کمکی با تعداد المان پایین را معرفی می‌کند. مدار کمکی شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای سوئیچ‌های اصلی فراهم می‌کند، در حالی که سوئیچ کمکی با کلیدزنی جریان صفر عمل می‌کند. علاوه بر این، سلفهای کمکی با سلفهای اصلی تزویج شده‌اند و انرژی مدار کمکی به‌طور مؤثری به خروجی منتقل می‌شود. مدار کمکی ماژولار است و می‌تواند برای اضافه کردن شاخه‌های بیشتر گسترش یابد. به دلیل بهره ولتاژ بالا در مبدل، استرس ولتاژی روی سوئیچ‌های اصلی کم است. علاوه بر این، زمان روشن کوتاه سوئیچ کمکی منجر به جریان چرخشی پایین در مدار کمکی می‌شود و تلفات اضافی در مبدل را به حداقل می‌رساند. به خاطر عدم وجود تلفات سوئیچینگ، تلفات روشن شدن خازنی و مشکلات بازیابی معکوس در دیودها، همچنین تلفات هدایتی پایین سوئیچ‌ها 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 به‌طور کامل تحلیل شده است و برای تأیید تحلیل‌های نظری، یک نمونه اولیه ۲۴۰ وات ساخته و آزمایش شده است.

واژه‌های کلیدی: مبدل درهم تنیده، بهره ولتاژ بالا، کلیدزنی نرم، مدار کمکی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۱۰/۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۴/۰۱/۱۶

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید دلشاد

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

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

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 می باشد، ولی پنل‌های فتوولتائیک (PV) معمولاً دارای ولتاژ پایین و جریان بالا می باشند که برای اتصال به شبکه مناسب نیست. برای حل این مشکل، از مبدل DC-DC افزاینده 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 امپدانس 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 جفت‌شده است، نه تنها بهره ولتاژ را افزایش می‌دهد بلکه استرس ولتاژی روی سوئیچ‌ها را کاهش می‌دهد (Shamsi, et al., 2021). با این حال، سلفهای جفت‌شده ممکن است انرژی ذخیره‌شده در خود را به سوئیچ‌ها منتقل کرده و باعث ایجاد پیک‌های ولتاژی شوند. برای کاهش این مشکل، مدارهای کلیدزنی یا سنابرهای 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). با این حال، این تکنیک به تعداد زیادی قطعه نیاز 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., 2019; Tseng, et al., 2017; Alghaytani, et al. 2021). یک مشکل رایج در تمام مبدل‌های افزاینده، تلفات سوئیچینگ و پیک‌های ولتاژی ناشی از سلف نشتی ترانسفورمرها است. برای مقابله با این چالش‌ها، تکنیک‌های مختلف سوئیچینگ نرم معرفی شده‌اند. این تکنیک‌ها نه تنها انرژی سلف نشتی 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 PWMحفظ 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 PWMحفظ 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 مبدل‌هایZVT ، 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 فلای‌بک-بوست، امکان دستیابی به بهره ولتاژ بالا را فراهم می‌کند. در مبدل‌های ارائه‌شده در (Zuo, et al., 2024; Valdez-Resndiz, et al., 2024)، یک مبدل بوست درهم‌تنیده معمولی همراه با یک ماژول ضرب‌کننده ولتاژ مبتنی بر خازن سوییچ‌شده و سلف کوپل ترکیب شده است.

در(Vaghela & Mulla, 2023)، یک مبدل ورودی-موازی خروجی-سری پیشنهاد شده که شامل یک مبدل بوست درهم‌تنیده اصلاح‌شده 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 ارائه‌شده در (Zhang, et al., 2023)، یک مبدل افزاینده با کلیدزنی نرم و چهار کلید را معرفی می‌کند که در آن، یک اسنابر احیاکننده یکپارچه انرژی نشتی 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.

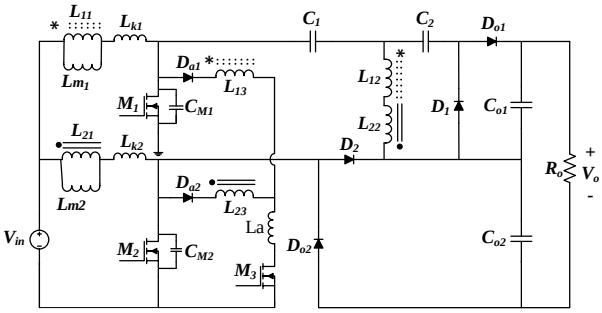
[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

این مقاله یک مبدل افزاینده ZVT درهم‌تنیده 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 ۵و 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}، قسمت کاهش ریپل جریان ورودی که از سری بسته شدن L_{12} و L_{22} حاصل می‌شود و قسمت کاهش 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 ۱۸۰ 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.



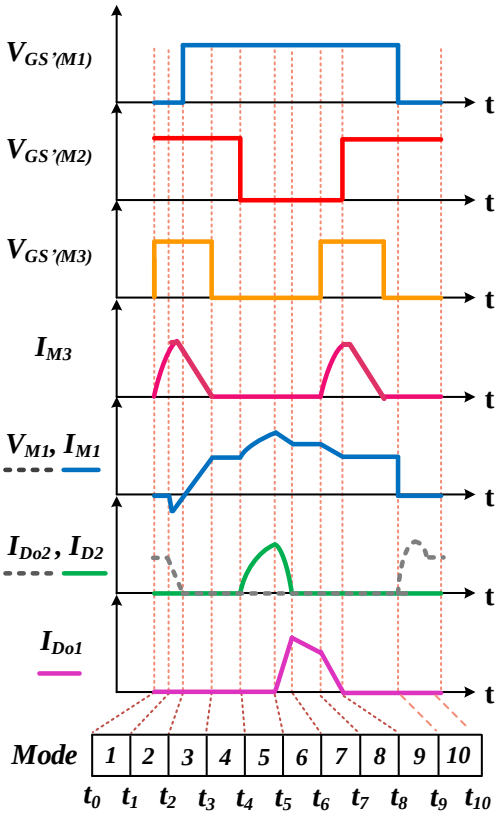
شکل (۱): نمای شماتیک مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی

سلفهای تزویج شده نیز با سلفهای مغناطیس کننده L_{m1}وL_{m2} و سلفهای نشتی L_{k1} وL_{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 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.

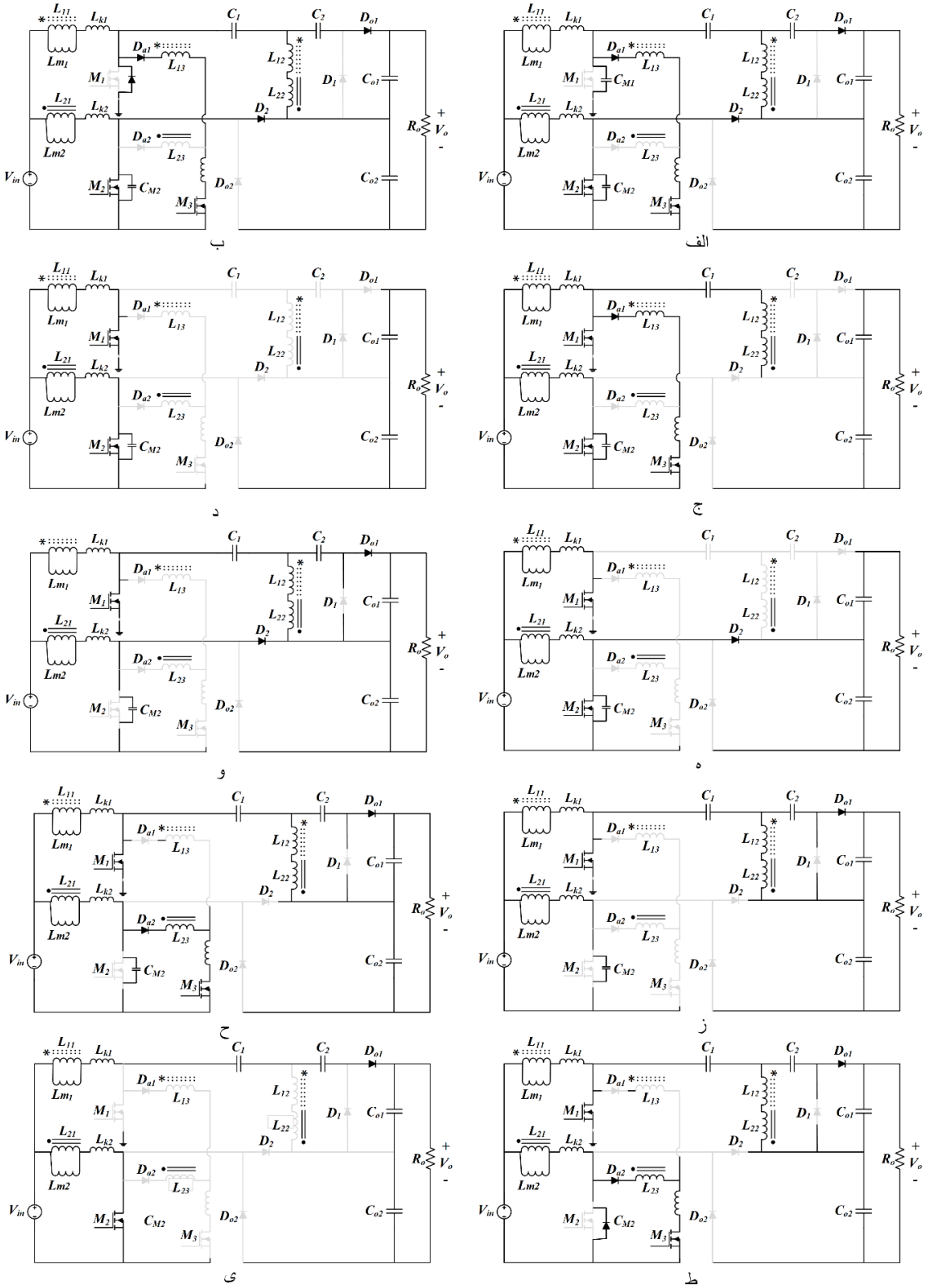
وضعیت دوم: در این وضعیت دیود بدنه M_1 روشن شده و از این لحظه به بعد M_1 می‌تواند تحت شرایط ZV روشن شود. در این وضعیت ولتاژ ثابت به صورت معکوس دو سر L_a افتاده و جریان L_a شروع به دشارژ به صورت خطی می‌کند. با صفر شدن جریان سوئیچ M_1 این وضعیت پایان می‌پذیرد.

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.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

وضعیت پنجم: این وضعیت با روشن شدن D_2 تحت شرایط ZC آغاز می‌گردد زیرا سوئیچ M_2 خاموش شده و جریان L_{m2} خازن اسنابر C_{m2} راخطی شارژ می‌کند. به همین خاطر جریان M_1 از سطح I_{Lm1} بالاتر رفته و این وضعیت با خاموش شدن D_2 و روشن شدن D_{O2} پایان می‌پذیرد.



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

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

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 می شود و خازنهای C_1 وC_2 در خروجی از طریق D_{o1} تخلیه می شوند سلف مغناطیس کنندگی L_{m1} خطی شارژ می شود.

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 سوییچ M_2 می تواند تحت شرایط ZV روشن شود و سطح جریان M_1 برابر جریان مغناطیس کنندگی می گردد. در این وضعیت جریان سوییچ کمکی صفر شده و ZC خاموش می شود.

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 درهم‌تنیده پیشنهادی

در این قسمت بهره مبدل، استرس ولتاژ المان‌ها و نحوه طراحی المان-های 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.

$$C_{m1} = \frac{V_{in}}{1-D} \qquad (۱)$$

با نوشتن KVL در مسیر خازن‌های C_{O1} و C_{O2} به راحتی بهره مبدل به صورت زیر به دست می‌آید.

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{4n+1}{1-D} \qquad (۲)$$

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

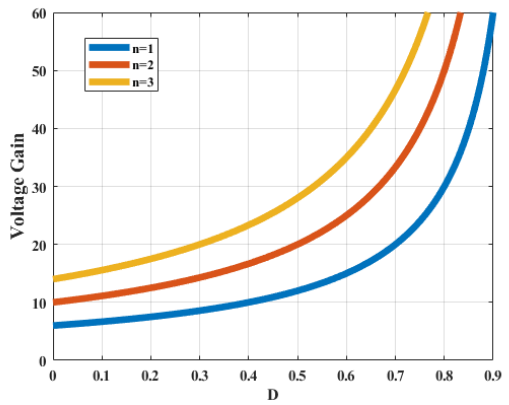
با در نظر گرفتن ضریب تزویج در رابطه بالانس ولت-ثانیه روی سلف‌های L_{m1} و L_{m2} به خاطر اثر سلف نشتی رابطه بهره ولتاژ مبدل بصورت رابطه ۳ نوشته می شود.

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{4nk+1}{1-D} \qquad (۳)$$

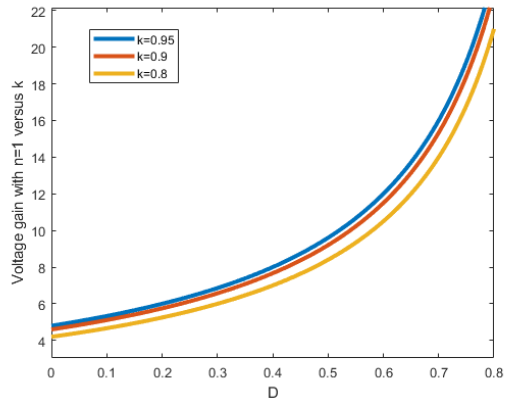
$$k = \frac{L_m}{L_m+L_k} \qquad (۴)$$

که kضریب تزویج سلفهای تزویج شده می باشد.

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



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



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

۳-۲- استرس ولتاژ المان‌های مبدل

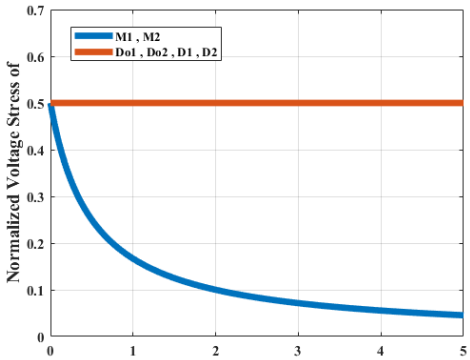
استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی M_1 و M_2 به راحتی با نوشتن KVL در حلقه ورودی و استفاده از رابطه بهره مبدل قابل محاسبه است.

$$V_{m1} = V_{m2} = \frac{V_O}{4n+2} \qquad (۵)$$

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.

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{Do1} = V_{Do2} = \frac{V_O}{2} \qquad (۶)$$

شکل (۶) نمودار استرس ولتاژ المانها برحسب تغییرات نسبت دور را نشان می دهد.



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

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

۳-۳- طراحی تعداد دور مبدل

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

$$n < \frac{1}{8}\frac{V_O}{V_{in}} - \frac{1}{2} \qquad (۷)$$

۳-۴- طراحی سلف‌های مغناطیس کنندگی

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

$$L_{m1} = L_{m2} = \frac{2V_{in}DT}{I_{in}} = \frac{2V_{in}D}{I_{in}f} \qquad (۸)$$

۳-۵- خازن‌های مبدل

خازن‌های C_1 و C_2 با توجه به میزان توان مبدل، فرکانس کلیدزنی و میزان ریپل ولتاژ روی سوئیچ ها به صورت زیر محاسبه می‌گردد.

$$C_1 = C_2 = \frac{I_O}{\Delta V_C f} \qquad (۹)$$

خازن های خروجی مبدل نیز با توجه به رابطه پایه خازن مطابق زیر به دست می‌آیند.

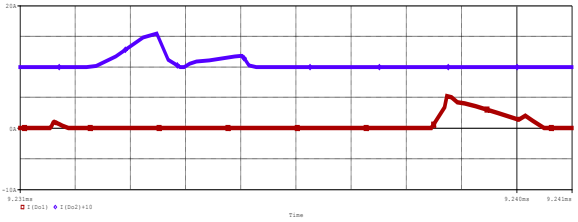
$$C_{o1} = \frac{(1-D)V_O}{R_O \Delta V_O f} \qquad (۱۰)$$

$$C_{o2} = \frac{DV_O}{R_O \Delta V_O f} \qquad (۱۱)$$

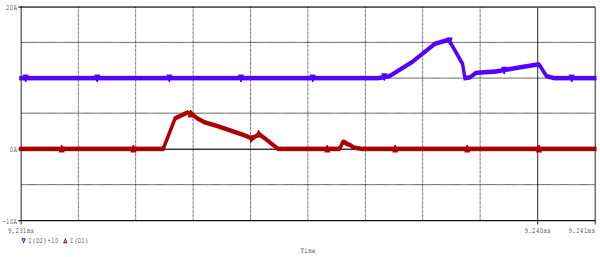
۴- نتایج شبیه سازی و عملی مبدل در هم تنیده بسیار افزاینده پیشنهادی

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 PSPICEشبیه سازی و سپس ساخته شده است. در جدول ۱ مشخصات المان های طراحی شده آورده شده است. شکل موج جریان شبیه سازی شده سوییچ M_1 در شکل (۷) و شکل موج شبیه سازی جریان دیودهای D_{o1}وD_{o2} در شکل (۸) و در نهایت شکل موج شبیه سازی جریان دیودهای D_1 وD_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 سوییچهای اصلی M_1وM_2 را نشان می دهند. همانطور که در این شکلها مشخص است جریان سوییچ در لحظه روشن شدن سوییچها منفی است بنابراین دیود بدنه هدایت کرده و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سوییچها برقرار است. بنابراین تلفات روشن شدن خازنی وجود ندارد. از طرفی ولتاژ سوییچها هم در هنگام خاموش شدن به علت وجود خازن اسنابر با شیب بالا رفته است که مبین خاموش شدن سوییچهای اصلی تحت شرایط ZV می باشد. در شکل (۱۱-ج) شکل موج جریان و ولتاژ سوییچ 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 سوییچ کمکی فراهم است. از طرفی با توجه به صفر بودن ولتاژ در زمان خاموش شدن سوییچ کمکی تلفات روشن شدن خازنی برای سوییچ کمکی نیز وجود ندارد. در شکل(۱۱-د) شکل موج جریان دیودهای D_1 وD_{o1} نشان داده شده است و شرایط ZC برای دیودهای D_1 وD_{o1} به خاطر شیب جریان اثبات می گردند، در نتیجه مشکل بازیابی معکوس برای دیودها وجود ندارد.

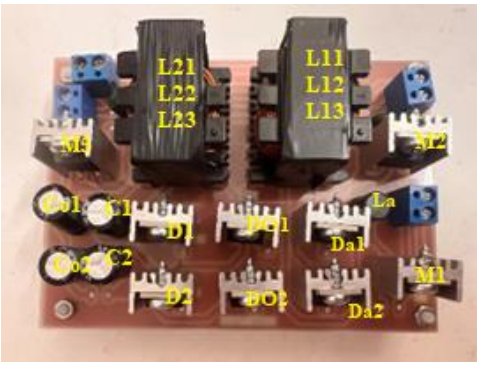
شکل (۷) شکل موج جریان سوییچ M_1 (1 µs/div, 4 A/div)



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 وD_2 مبدل شبیه سازی شده در مقیاس(1 µs/div , 5 A/div)



شکل (۱۰): تصویر مبدل پیشنهادی ساخته شده

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

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}

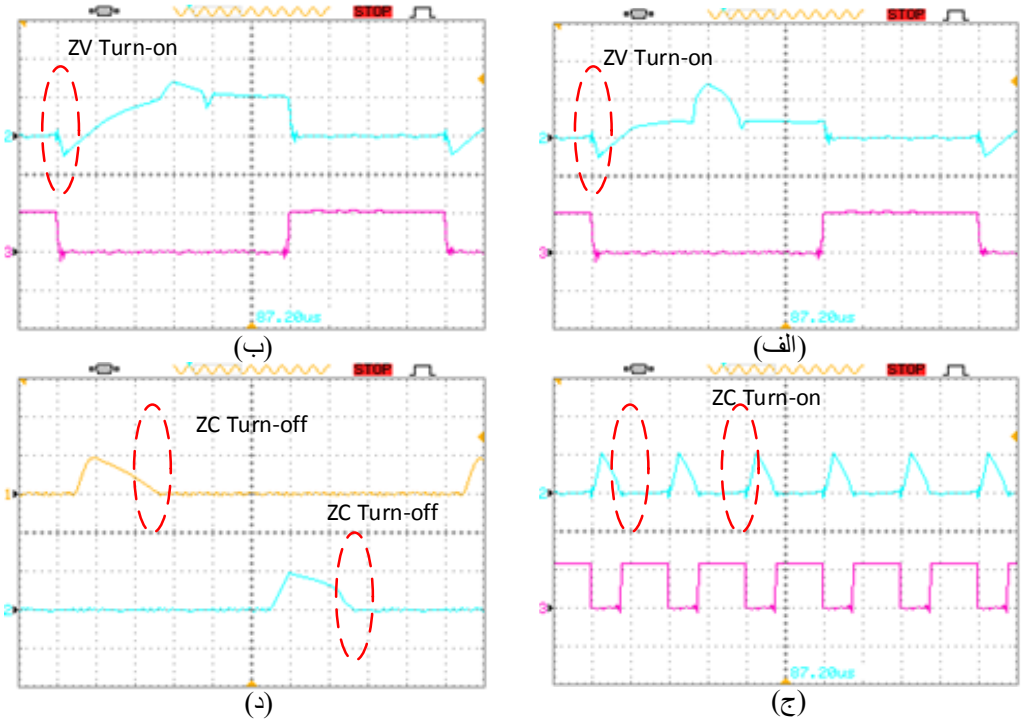
۵- مقایسه راندمان مبدل پیشنهادی با همتای سوئیچینگ سخت

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 ۴درصد بهبود راندمان می‌باشد. قابل ذکر است که در مبدل پیشنهادی با کاهش توان، راندمان کاهش محسوس نداشته ولی در مبدل سوئیچینگ سخت به خاطر وجود مدارکلمپ پسیو، راندمان افت بیشتری دارد.

۶- مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدلهای مشابه پیشین

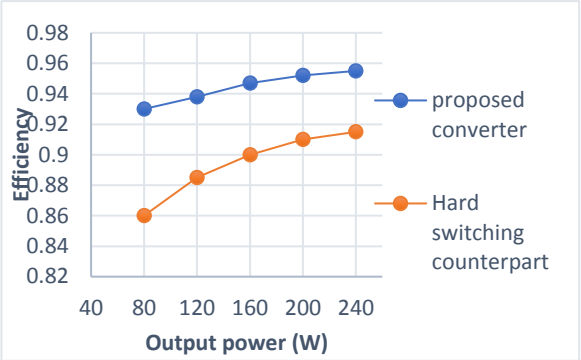
در این قسمت مطابق جدول (۲)، مبدل پیشنهادی از نظر تعداد المان، بهره ولتاژ، ا سترس ولتاژ روی سوییچ، تعداد سوییچ و نوع کلیدزنی با مبدلهای م شابه اخیر مقای سه گردیده ا ست. همانطور که اط جدول مشخص است بهره میدل پیشنهادی از تمام مبدلهای جدول بالاتر بوده و درنتیجه ا سترس ولتاژ روی سوییچهای آن نیز کمتر بوده و امکان ا ستفاده از سوییچهای با مقاومت درین- سورس کوچکتر فراهم می گردد. شکل (۱۳) بهره مبدل را در مقای سه با مبدلهای دیگر جدول برحسب تغییرات ضریب وظیفه نشان می دهد.

مبدلهای [۱۴] ، [۱۶] و [۱۸] دارای تعداد المان پایینتری هستند اما مبدل [۱۸] چهار سوییچ دارد و مبدل [۱۴] نیز دارا تلفات روشن شدن خازنی است و سوییچهای مبدل [۱۶] نیز بصورت سخت کلیدزنی می گردند لذا دارای راندمان پایین است. مبدلهای [۱۵] و [۱۹] علاوه بر داشتن تعداد المان بالاتر که هم هزینه و هم پیچیدگی عملکرد را بالا می برد دارای بهره پایینتری نسبت به مبدل پیشنهادی هستند. شکل (۱۱) نمودار مقایسه ای استرس ولتاژ نرمالیزه شده سوییچها را نشان می دهد که مشخص است مبدل پیشنهادی پایینترین استرس را دارد.

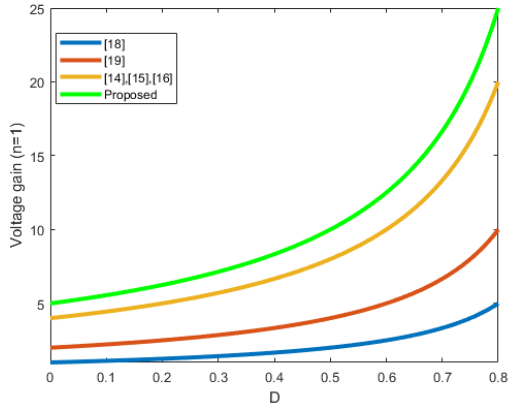


شکل (۱۱): نتایج عملی مبدل پیشنهادی الف- ولتاژ و جریان سوییچ M_1 (10A/div, 80V/div, 1μs/div). ب- ولتاژ و جریان سوییچ M_2 (10A/div, 80V/div, 1μs/div) ج- ولتاژ و جریان سوییچ M_3 (5A/div, 80V/div, 2.5μs/div) د- جریان دیودهای D_{o1}وD_1 (4A/div, 1μs/div)

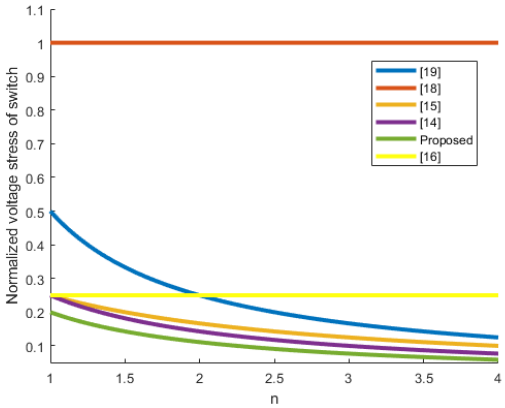
[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]



شکل (۱۲) نمودار بازده مبدل بسیار افزاینده درهم تنیده پیشنهادی نسبت به مبدل بسیار افزاینده 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 کوپل‌شده 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 شدن سوئیچ‌ها و همچنین تلفات کلیدزنی به صفر می‌رسد. علاوه بر این، تلفات هسته آن‌قدر 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.

$$P_{Con(Sw)} = R_{DS}\left(I_{RMS'M1,2}{}^2 + I_{RMS'M3}{}^2\right) = (31 \times 10^{-3})(7.5^2 + 1.1^2) = 1.78W \quad (۱۲)$$

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.

$$P_{Con,Diodes} = V_f\left(I_{av,D1} + I_{av,D2} + I_{av,Do1} + I_{av,Do2} + I_{av,Da1} + I_{av,Da2}\right) = V_f(0.65 + 1.40 + 0.6 + 0.53 + 1.26 + 1.17) = 5.64W \quad (۱۳)$$

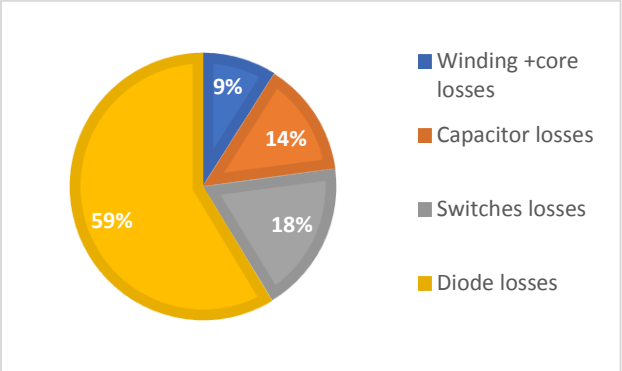
علاوه بر این، تلفات هدایتی سلف‌ها با در نظر گرفتن مقاومت آن‌ها محاسبه شده و مقدار آن از طریق رابطه (۱۴) به دست آمده است.

$$P_{Con,Inductors} = 2(R_{L11}I_{RMS'L11}{}^2 + R_{L12}I_{RMS'L12}{}^2 + R_{L13}I_{RMS'L13}{}^2) = 2(0.16 + 0.19 + 0.08) = 0.86W \quad (۱۴)$$

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

$$P_{Cap} = R_{C1}I_{RMS,\ C1}{}^2 + R_{C2}I_{RMS,\ C2}{}^2 + R_{C3}I_{RMS,\ Co1}{}^2 + R_{Co}I_{RMS,Co2}{}^2 = 0.48 + 0.34 + 0.26 + 0.24 = 1.32W \quad (۱۵)$$

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 می دهد.



شکل (۱۵) نمودار توزیع تلفات المانهای مبدل پیشنهادی

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

جدول (۲): مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدلهای مشابه

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

۸-نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل افزاینده با بهره ولتاژ بالا و با ساختار درهم‌تنیده با کلیدزنی نرم معرفی می‌شود که کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سوئیچ‌های اصلی و کلیدزنی در جریان صفر برای سوئیچ کمکی را فراهم می‌کند. این مبدل دارای ریپل 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 سوئیچ‌های اصلی را تضمین می‌کند، با کنترل PWM کار می‌کند و جریان چرخشی پایینی در مدار کمکی دارد.

علاوه بر این، مدار کمکی قابلیت گسترش برای اضافه کردن شاخه‌های موازی بیشتر را دارد، که آن را به یک راه‌حل انعطاف‌پذیر و کارآمد تبدیل می‌کند. مشکل اصلی مبدل عدم تقارن دو فاز مبدل و درنتیجه 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 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). Δ-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.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]

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

[Downloaded from ieijqp.ir on 2025-08-18]