

Introducing Soft Switching High Step – up Converter with Low Input Current Ripple for Green Energy Applications

Arman Hovsep¹, ph.D. Student, Majid Delshad², Associate Professor, Bahador Fani³ Associate Professor, Seyed Mahdi Sajadieh⁴, Associate Professor

1-Department of Electrical Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
arman.hovsep@khuisf.ac.ir

2- Department of Electrical Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
delshad@khuisf.ac.ir

3- Department of Electrical Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran, b.fani@khuisf.ac.ir

4- Department of Electrical Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran m.sajadieh@khuisf.ac.ir

Abstract:

This paper introduces a non-isolated step-up converter featuring coupling inductors and a voltage multiplier circuit with soft switching. By connecting the secondary coupling inductors in series, the current ripple at the input is minimized, while the multiplier circuit reduces voltage stress on the main power circuit switches. This reduction in voltage on the power MOSFETs and diodes leads to decreased conduction losses and lower circuit costs. Additionally, the large capacitor absorbs the energy from the leakage inductor and transfers it to the output, mitigating the reverse recovery issues of the diodes caused by zero-current switching and ensuring zero-voltage switching for all switches. To validate the converter's performance, a practical 200W prototype was constructed, demonstrating an efficiency of 94.2% under nominal load conditions.

Keywords: high Step–up converters, soft switching, low Input current ripple, green energy applications

Submit date: 2024/07/04

Accepted date: 2024/12/10

Corresponding author's name: Dr Majid Delshad

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

ارائه مبدل بسیار افزاینده با کلیدزنی نرم و ریپل جریان ورودی پایین برای کاربردهای انرژی سبز

آرمان هوسپ^۱ مجید دلشاد^{۲*} بهادر فانی^۳ سید مهدی سجادیه^۴

۱- دانشجوی دکتری، دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

arman.hovsep@iau.ir

۲- دانشیار، دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

delshad@khuisf.ac.ir

۳- دانشیار، دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

b.fani@khuisf.ac.ir

۴- دانشیار، دانشکده مهندسی برق، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

m.sajadieh@khuisf.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک مبدل بسیار افزاینده غیر ایزوله به همراه سلف‌های تزویج و مدار ضرب کننده ولتاژ با کلیدزنی نرم ارائه شده است. سری کردن سلف‌های تزویج ثانویه موجب کاهش ریپل جریان در ورودی گردیده و مدار ضرب کننده باعث کاهش استرس ولتاژ سوییچ‌های اصلی مدار قدرت می‌گردد. بنابراین با کاهش مقدار ولتاژ روی ماسفت‌های قدرت و دیودها، تلفات هدایتی و هزینه مدار کاهش می‌یابد. به علاوه انرژی سلف ناشی توسط خازن بزرگ جذب و به خروجی منتقل می‌شود، همچنین مشکلات بازیابی معکوس دیودها به علت کلیدزنی در جریان صفر حل شده و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر نیز برای تمام سوییچ‌ها فراهم می‌شود. برای اثبات درستی عملکرد مبدل یک نمونه عملی از مبدل پیشنهادی در توان ۲۰۰ وات ساخته شده و نتایج حاصل بیانگر راندمان ۹۴.۲ درصد در بار نامی است.

واژه‌های کلیدی: مبدل‌های بسیار افزاینده، کلیدزنی نرم، ریپل جریان ورودی پایین، کلیدزنی در ولتاژ صفر، کلیدزنی در جریان صفر

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۰۴/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۹/۲۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید دلشاد

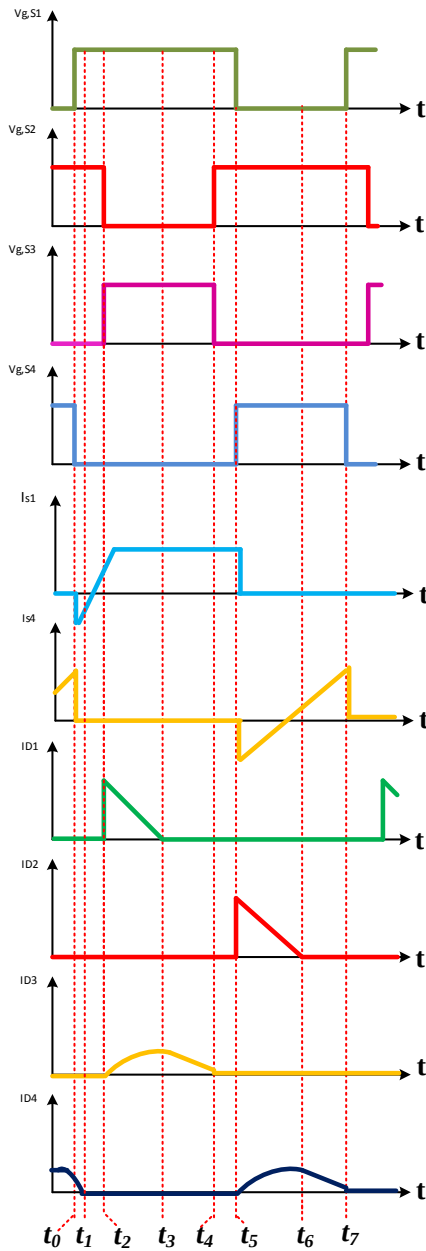
نشانی نویسنده‌ی مسئول: اصفهان، خیابان جی شرقی، دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشکده فنی مهندسی

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر تقاضا برای مبدل‌های DC-DC با بهره‌ولتاژ بالا افزایش یافته است. به علت مشکلات آلودگی‌های سوخت‌های فسیلی و تاثیر آن بر زندگی بشر استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر جهت تولید برق، جذاب شده است. مرجع (Yang, et al., 2009) سلول‌های خورشیدی و پیل‌های سوختی با داشتن ولتاژ خروجی پایین، نیاز به مبدل‌های افزایشده جهت افزایش سطح ولتاژ دارند (Zhu, et al., 2020). مبدل بوست ساده‌ترین ساختاری است که می‌توان از آن برای افزایش سطح ولتاژ استفاده نمود. اما مبدل بوست برای تولید بهره‌ولتاژ بالا باید با ضریب وظیفه بزرگ و نزدیک به یک کار کند. در مبدل بوست انتقال توان به خروجی در زمان خاموش بودن کلید صورت می‌پذیرد. در مراجع (Taheri, Shahgholian, Mirtalaei, 2022; Hashenas, et al., 2018; Khoramikia, et al., 2019) ضریب وظیفه بزرگ باعث می‌گردد که زمان انتقال توان به خروجی بسیار کوتاه شود و رپیل‌های بزرگی از جریان به وجود بیاید، که باعث افزایش شدید تلفات هدایتی و نیز آسیب دیدن قطعات می‌گردد. از سویی دیگر استرس ولتاژ کلید و دیودهای خروجی در مبدل بوست برابر با ولتاژ خروجی است که در ولتاژهای بالا، باعث افزایش تلفات کلیدزنی و هدایتی و تشدید بازبایی معکوس دیود خروجی می‌شود. مبدل‌های بسیار افزایشده در انرژی‌های نو نظیر سیستم‌های سلول خورشیدی، پیل سوختی و... کاربرد وسیعی یافته‌اند، زیرا ولتاژ خروجی این سیستم‌ها در سطح پایین است و برای تزریق به شبکه باید سطح آن افزایش پیدا کند. معمولاً در مبدل‌های ایزوله‌فلائی‌بک، نیم‌پل و تمام‌پل بهره‌ولتاژ بالا، از افزایش تعداد دور سیم پیچ‌های ترانسفورمر حاصل می‌شود اما این روش معایبی همچون افزایش استرس جریان و جهش‌های ولتاژ کلید مبدل در اثر تخلیه سلف نشتی ترانسفورمر را دارد. برای دستیابی به بهره‌ولتاژ بالا، می‌بایست ضریب وظیفه سوئیچ‌های اصلی را در مبدل‌های بوست متداول افزایش داد که باعث مشکل بازبایی معکوس دیودها، تداخل الکترومغناطیسی، رپیل جریان زیاد و راندمان پایین می‌گردد (Tseng, et al., 2016). نوع دیگر این مبدل‌ها استفاده از تکنولوژی خازن سوئیچ شده می‌باشد که این سوئیچ‌ها باید جریان لحظه‌ای زیادی را تحمل کنند که خود باعث افزایش تلفات می‌گردد. همچنین استفاده از تکنولوژی سلف‌های سوئیچ شونده، روشی دیگر برای دستیابی به بهره‌ولتاژ بالا است اما ولتاژ دو سر سوئیچ‌های قدرت همچنان بالا می‌باشد که باعث افزایش تلفات می‌گردد. از طرفی استفاده از سلف‌های تزویج شده در ورودی موجب رپیل جریان ورودی زیاد و اثرگذاری روی طول عمر سلول‌های خورشیدی می‌گردد. از امتیازات مبدل‌های افزایشده، رپیل جریان ورودی کم، آلان‌های مغناطیسی متراکم و فشرده و توانایی کنترل توان بالا است. در اینجا به بررسی مروری بر روش‌های بکار رفته در این نوع مبدل‌ها می‌پردازیم و مزایا و معایب هر کدام مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد. نوع اول این مبدل‌ها، مبدل‌های بوست با ساختار در هم تنیده می‌باشد.

استفاده دو سلف در مدار و کلیدزنی با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه یک راه حل موثر جهت افزایش سطح ولتاژ خروجی است که می‌تواند رپیل جریان را به حداقل برساند، اندازه اجزای پسیو را کاهش دهد، پاسخ گذرای سیستم را بهبود بخشد و توزیع حرارتی را محقق کند. اما در این سیستم تجهیزات قدرت هنوز در سوئیچینگ سخت کار می‌کنند، راندمان محدود است و مسئله بازبایی معکوس دیود در کاربردهای ولتاژ بالا جدی است (Schmitz, Martin & Coelho, 2020). در نوع بعدی مبدل‌های افزایشده، مبدل‌های چندسطحی کسکد (CMC)، از دیگر ساختارهای می‌باشد که ولتاژ خروجی آن حاصل ترکیب سری از ولتاژهای مبدل‌های پل است. ساختار ماژولار، سادگی کنترل، قابلیت اعتماد بالا و تعداد پایین اجزا و متعادل بودن ولتاژهای dc از دلایل برتری و کاربرد گسترده در سیستم‌های قدرت الکتریکی است. در این نوع از مبدل‌ها، بهره‌ولتاژ می‌تواند بی‌نهایت شود و رپیل جریان پایین بیاید تا عملکرد بالا ایجاد گردد (Forouzesh, et al., 2017). مبدل بوست سه سطحی می‌تواند بهره‌ولتاژ را دو برابر و استرس ولتاژ را در مقایسه با مبدل بوست دو سطحی متداول به نصف کاهش دهد که در کاربردهای ولتاژ ورودی پایین، ولتاژ خروجی بالا مناسب تر می‌باشد. استرس ولتاژ در مرحله اول پایین است، در نتیجه این مبدل می‌تواند با فرکانس سوئیچ بالای کار کند تا تراکم ولتاژ را بهبود بخشد. در مرحله دوم مدار با فرکانس پایینی کار می‌کند تا تلفات سوئیچینگ را کاهش دهد (Islam, et al., 2014). استرس ولتاژ کم و راندمان بالا ماسفت‌ها با $R_{DS(on)}$ پایین می‌تواند برای کاهش هزینه مدار و تلفات هدایتی بکار رود. به هر حال، مبدل کسکد به دو تنظیم جهت سوئیچ تجهیزات قدرت نیاز دارد، هسته‌های مغناطیسی و مدارات کنترلی در آن پیچیده و گران هستند. پایداری سیستم کسکد موضوع مهم دیگری است که باید مدارات کنترلی در آن به دقت طراحی شوند. تلفات سوئیچینگ و نویز EMI به دلیل استرس ولتاژ کم، کاهش یافته است. کارکرد عناصر قدرت تحت شرایط سوئیچینگ سخت و مشکل بازبایی معکوس دیودهای خروجی همچنان باقی است. مرجع (Khalilzadeh, Mahdipour, 2015) Abbaszadeh مسئله بازبایی معکوس دیود خروجی در مرحله دوم شدید است زیرا باید سطح ولتاژ بالایی را در کاربردهای ولتاژ بالا تحمل کند. برخی از روشهای سوئیچ اکتیو ارائه شده است که عملکرد سوئیچینگ نرم را برای سوئیچ‌ها تحقق می‌بخشد و مشکل بازبایی معکوس را نیز کمتری نماید. نوع دیگر مبدل‌ها، مبدل‌های متداول دارای دو کلید و چند سطحی هستند. از این روش پرکاربرد در طراحی مبدل‌های افزایشده معمولی که مخصوصاً در خودروهای الکتریکی به کار برده می‌شود. این نمونه مبدل‌های افزایشده در حقیقت دو مبدل افزایشده ساده و مکمل هم هستند، زمانی که سلف یکی شارژ می‌شود، دیگری در حال تحویل انرژی سلف خود به خروجی است و بالعکس. همین ساختار را می‌توان با کنترل کلیدزنی مناسب و استفاده از سلف‌های تزویج هم هسته به نحوی تغییر داد تا در چهار افزایش ولتاژ را انجام می‌دهد. این مبدل را به چهار فاز ادغام شونده با ضریب بهره‌ولتاژ بالاتر تبدیل کرد.

C_3 و C_4 تامین شده و سلف های ورودی نیز شارژ می شوند. به دلیل تقارن مدار، این وضعیت ها برای سوئیچ های S_1 و S_4 تکرار می گردد.



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

۳- تحلیل حالت ماندگار

مبدل پیشنهادی در این بخش در حالت پیوسته $(CCM)^y$ تحلیل می گردد.

۳-۱- محاسبه بهره ولتاژ

بهره ولتاژ توسط ولتاژ ثانویه اصلی، هنگامی که سوئیچ اصلی S_1 روشن می باشد، به کمک رابطه بالانس ولت-ثانیه بدست می آید:

$$V_{L_{m1}}^c \times T_{1on} = V_{L_{m1}}^{disc} \times T_{1off} \quad (5)$$

شکل (۱): مدار مبدل پیشنهادی

وضعیت اول (t_0-t_1): قبل از وضعیت اول هر دو سوئیچ S_1 و S_2 روشن هستند و دیودهای D_1 و D_2 و D_3 و D_4 خاموش هستند و جریان را خازن های C_3 و C_4 تامین می نمایند و سلف های مغناطیس کنندگی L_{m2} و L_{m1} در حال شارژ هستند.

وضعیت دوم (t_1-t_2): این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ S_2 آغاز می گردد. سلف L_{k2} شروع به شارژ خازن S_2 و دشارژ خازن پارازیتی S_3 می نماید. این وضعیت با شارژ کامل خازن C_{S2} به پایان می رسد.

$$V_{S2} = \frac{V_o}{4 + 2n} \quad (1)$$

وضعیت سوم (t_2-t_3): این وضعیت با روشن شدن دیود بدنه S_3 (D_{bs3}) آغاز می شود. همچنین در این وضعیت دیود D_1 و D_3 هدایت کرده و انرژی سلف نشستی L_{k2} از طریق دیودهای D_{bs3} و D_1 به خازن های C_1 و C_5 منتقل می شود. در این وضعیت جریان سلف نشستی کاهش می یابد تا در پایان به صفر برسد.

$$V_{lk2} = (2V_{in} + \frac{V_{C1} - V_{C2} - V_{C4} - V_{C5}}{n}) \quad (2)$$

$$I_{LK2}(t) = \frac{V_{LK2}}{L_{k2}}(t - t_2) - I_{lm} \quad (3)$$

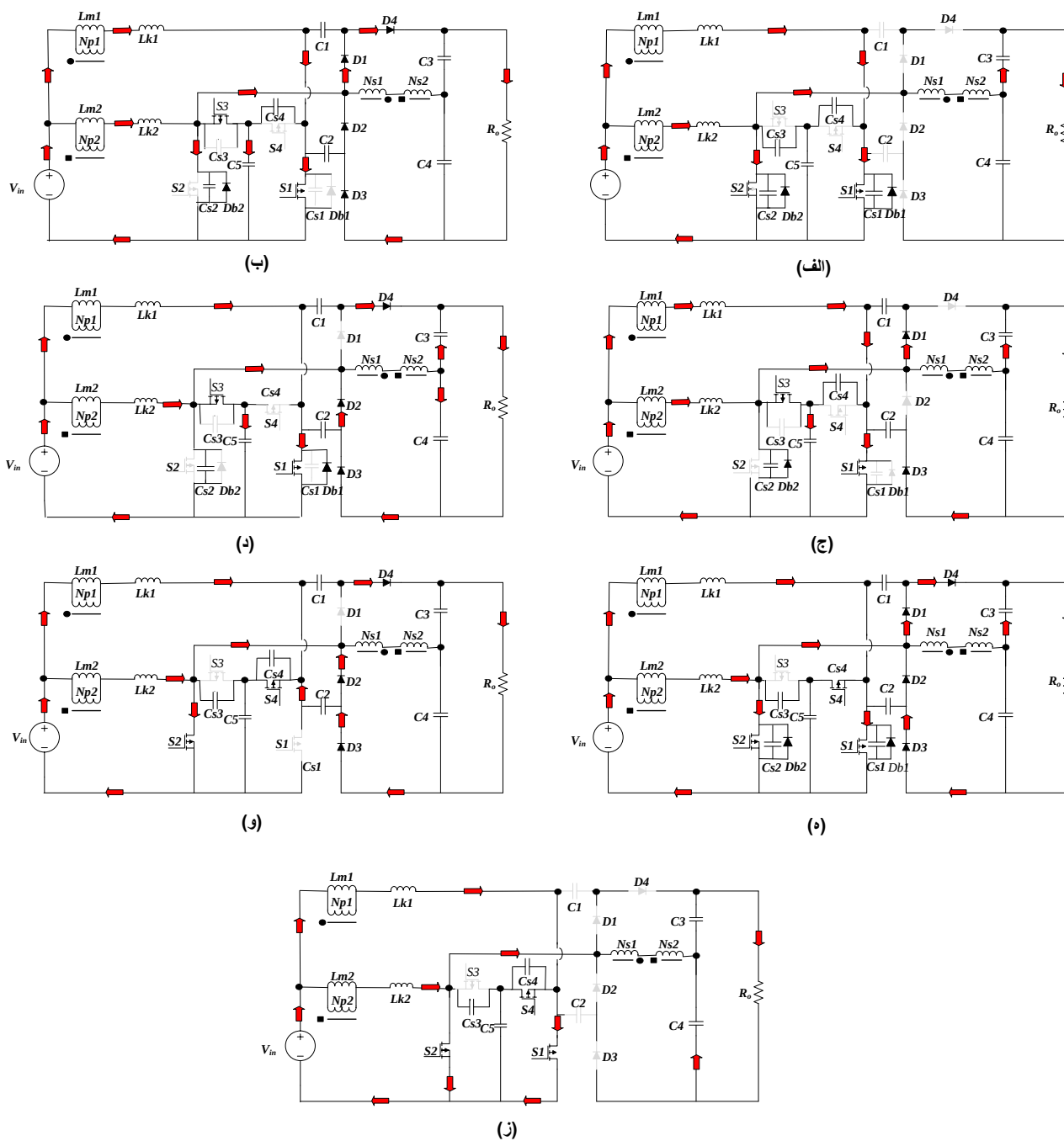
$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{I_{lm} L_{k2}}{V_{k2}} \quad (4)$$

وضعیت چهارم (t_3-t_4): در این وضعیت جریان سوئیچ S_3 با همان شیب حالت قبل به صورت خطی افزایش می یابد. همچنین دیود D_1 تحت شرایط $^{(5)}(ZC)$ خاموش گردیده و سلف L_{m1} همچنان در حالت شارژ می باشد و انرژی سلف L_{m2} نیز از طریق سیم پیچ تزویج به N_{S2} منتقل می گردد.

وضعیت پنجم (t_4-t_5): در این وضعیت سوئیچ کمکی S_3 خاموش گردیده و سلف نشستی L_{k2} شروع به دشارژ خازن C_{S2} می نماید. با روشن شدن دیود بدنه S_2 این سوئیچ می تواند تحت شرایط $^{(6)}(ZVC)$ روشن شود.

وضعیت ششم (t_5-t_6): در این وضعیت جریان از دیود بدنه S_2 به خود S_2 منتقل می گردد و دیود D_3 نیز هدایت کرده و انرژی سلف N_{S2} از طریق دیود D_3 به بار منتقل می شود و همچنین سلف L_{m2} نیز شروع به شارژ می کند.

وضعیت هفتم (t_6-t_7): در این وضعیت با رسیدن جریان S_2 به مقدار L_{m2} و تخلیه انرژی N_{S2} دیود D_3 نیز به صورت $^{(5)}(ZC)$ خاموش شده و در نتیجه کلیه دیود های مدار خاموش هستند و جریان بار از خازن های



شکل (۳): مدارهای معادل وضعیت های مختلف مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی

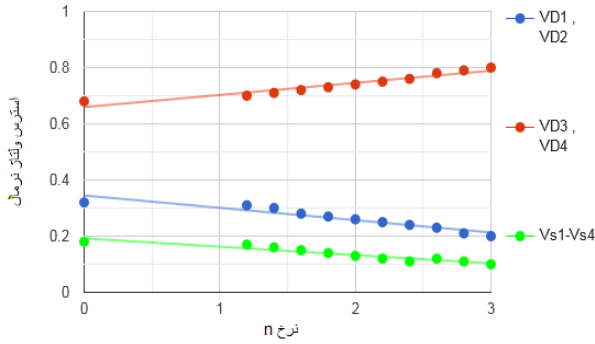
$$V_{L_{m1}}^{disc} = \frac{T_{1on}}{T_{1off}} V_{L_{m1}}^c = \frac{d_1}{1-d_1} V_{L_{m1}}^c = \frac{d_1}{1-d_1} V_{in} \quad (V)$$

D_1 ضریب وظیفه کلید اصلی S_1 می باشد. طبق همین اصل مشابه این روابط برای کلید اصلی S_2 می توان نوشت. ولتاژ سلف L_{M2} به شرح معادله ذیل می باشد:

$$V_{L_{m2}}^{disc} = \frac{T_{2on}}{T_{2off}} V_{L_{m2}}^c = \frac{d_2}{1-d_2} V_{L_{m2}}^c = \frac{d}{1-d_2} V_{in} \quad (A)$$

در مدت زمان T_1 دوره هدایت کلید اصلی S_1 شروع شده و با تمام شدن T_1 دوره هدایت این کلید پایان می پذیرد. ولتاژ شارژ سلف L_{m1} و $V_{L_{m1}}^{disc}$ ولتاژ دشارژ سلف L_{m1} می باشد. به منظور ساده سازی در تحلیل حالت ماندگار، ولتاژ سلف نشی قابل چشم پوشی می باشد. از وضعیت دوم تا ششم ولتاژ سلف L_{m1} به شرح معادله ذیل می باشد. طبق روابط (۱) و (۲) ولتاژ سلف L_{m1} برابر است با:

$$V_{L_{m1}} = V_{in} \quad (B)$$



شکل (۴): بهینه سازی استرس ولتاژ بر حسب نسبت دور سلف های کوپل شده

استرس ولتاژ دیودها و سوئیچها همواره از ولتاژ خروجی کمتر می باشد و به شتر از ۰.۲ ولتاژ خروجی نیست. بنابراین اندازه ولتاژ پایین ماسفتها و دیودها می تواند تلفات سوئیچینگ و هدایتی را کاهش داده و ولتاژ خروجی را افزایش دهد.

۴- ملاحظات طراحی

۴-۱- انتخاب سلف

طراحی سلفهای تزویج بر اساس مرز شرایط عملیاتی القا مغناطیسی صورت می گیرد. در روش طراحی یکپارچه نسبت تعداد دور سیم پیچ n و ضریب همبستگی سیم پیچ k می باشد. برای تقارن مدار، مقدار جریان متوسط سلفهای تزویج، یکسان در نظر گرفته شده و جریان ورودی I_{in} می باشد که از مجموع I_{Lm1} و I_{Lm2} بدست می آید.

$$I_{Lm1} = I_{Lm2} \quad (18)$$

$$I_{in} = I_{Lm1} + I_{Lm2} \quad (19)$$

برای راندها ایده ال رابطه بین جریان ورودی و جریان خروجی به شکل به صورت زیر بدست می آید:

$$P_{in} = P_{out} \quad (20)$$

$$I_{in} V_{in} = I_{out} V_{out} \quad (21)$$

با جایگذاری بهره ولتاژ (۱۳) و رابطه جریان ورودی داریم:

$$I_{Lm1} = I_{Lm2} = \frac{2+nk}{1-d} I_{out} \quad (22)$$

$$V_{Lm} = L_m \frac{dI_{Lm}}{dt} \quad (23)$$

هنگامی که سوئیچها روشن می باشند ولتاژ ورودی سلف تزویج برابر V_{in} می باشد.

V_{Lm2}^c ولتاژ شارژ سلف L_{m2} و V_{Lm2}^{disc} ولتاژ د شارژ سلف L_{m2} می باشد. در وضعیت سوم ولتاژ خازن C_1 توسط معادله زیرقابل محاسبه می باشد:

$$V_{C1} = V_{in} + V_{Lm2}^{disc} = V_{in} + \frac{d_2}{1-d_2} V_{in} = \frac{1}{1-d_2} V_{in} \quad (9)$$

به طور مشابه همین روابط را می توان برای خازن C_2 در وضعیت هفتم نوشت:

$$V_{C2} = V_{in} + V_{Lm1}^{disc} = V_{in} + \frac{d_1}{1-d_1} V_{in} = \frac{1}{1-d_1} V_{in} \quad (10)$$

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{2+nk}{1-d} V_{in} \quad (11)$$

مطابق حالت ۲ و ۶ ولتاژ خروجی به صورت رابطه زیر بیان می شود:

$$V_O = V_{C3} = V_{C4} = \frac{4+2nk}{1-d} V_{in} \quad (12)$$

بنابراین بهره ولتاژ از رابطه زیر بدست می آید:

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{4+2nk}{1-d} \quad (13)$$

شکل (۴) رابطه بین بهره ولتاژ، ضریب تزویج و ضریب وظیفه را نشان می دهد. مطابق دیاگرام نمودار می توان مشاهده نمود که ضریب کوپل سلفهای تزویج شده بر روی بهره ولتاژ اثر اندکی می گذارد. بنابراین برای ساده سازی محاسبات، ضریب تزویج یک در نظر گرفته می شود:

$$K = 1 \quad (14)$$

۳-۲ استرس ولتاژ نیمه هادیها

در این بخش تحلیل حالت ماندگار مبدل مورد بررسی قرار می گیرد. با فرض $K=1$ و بر اساس روابط (۱۵) - (۱۷) استرس ولتاژ سوئیچهای اصلی S_1 تا S_4 و دیودهای D_1 تا D_4 به صورت روابط زیر بدست می آید:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{S4} = \frac{1}{1-d} V_{in} = \frac{1}{4+2n} V_O \quad (15)$$

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{2}{1-d} V_{in} = \frac{2}{4+2n} V_O \quad (16)$$

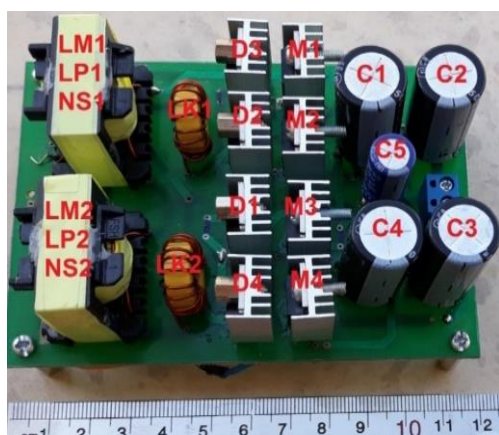
$$V_{D3} = V_{D4} = \frac{2+2n}{1-d} V_{in} = \frac{2+2n}{4+2n} V_O \quad (17)$$

بهینه سازی استرس ولتاژ سوئیچها و دیودهای مبدل بر حسب نسبت دور سلفهای تزویج شده در شکل (۵) ترسیم شده است:

نیمه هادی مبدل فراهم شده است. شکل (۶) تصویر مبدل پیشنهادی پیاده سازی شده بسیار افزایشنده با کلیدزنی نرم را نشان می دهد. شکل (۷) نمودار راندمان مبدل برحسب تغییرات ولتاژ ورودی و توان را نشان می دهد. م مشاهده می گردد که با افزایش ولتاژ ورودی به خاطر کاهش جریان ورودی و متعاقب آن کاهش تلفات هدایتی سوئیچ ها راندمان مطلوب تر است. شکل ۸-الف شکل موج های ولتاژ و جریان سوئیچ اصلی S_1 و شکل ۸-ب شکل موج های ولتاژ و جریان سوئیچ کمکی S_4 را نشان می دهند. همانطور که از شکلها مشخص است در زمان روشن شدن سوئیچ ها جریان منفی است لذا دیود بدنه هدایت کرده و شرایط ZVS برای آنها برقرار است. همچنین با توجه به اینکه بی شینه ولتاژ کلید اصلی مبدل کمتر از ۶۰ ولت می باشد، تلفات هدایتی کاهش می یابد. شکل ۸-ج شکل موج جریان دیودهای D_1 و D_2 و شکل ۸-د شکل موج جریان دیودهای D_3 و D_4 را نشان می دهد. با توجه به این شکل ها جریان کلیه دیودها با شیب کاهش یافته لذا خاموش شدن دیودهای مبدل تحت شرایط ZCS انجام شده و بنابراین مشکل بازبایی معکوس ندارند.

جدول (۱): المانها و مقادیر ویژه مبدل پیشنهادی

مقدار	اجزا
۳۰V	ولتاژ ورودی
۴۰۰V	ولتاژ خروجی
200W	توان
۱۰۰KHZ	فرکانس سوئیچینگ
۱۰۰ μH	L_{m1}, L_{m2}
IRF۷۴۰	S_1, S_2
U۸۱۰G	دیود های $D_1 \sim D_4$
۴۷μF/۴۵۰V	خازن های C_1, C_2
۴۷μF/۵۰۰V	خازن های C_3, C_4



$$L_m = \frac{V_{in} d}{f I_{Lm}} \quad (24)$$

که در آن f فرکانس کلیدزنی می باشد و برای تعداد دور سیم پیچ سلف تزویج داریم:

$$n = \frac{M_{ccm}(1-D)-4}{2} \quad (25)$$

۲-۴- انتخاب خازن

برای طراحی خازن، عمدتاً به استرس و نوسان ولتاژ برای دستیابی به یک محدوده ولتاژ مشخص توجه می شود. برای محاسبه خازن های مدار مبدل پیشنهادی از رابطه زیر استفاده می کنیم:

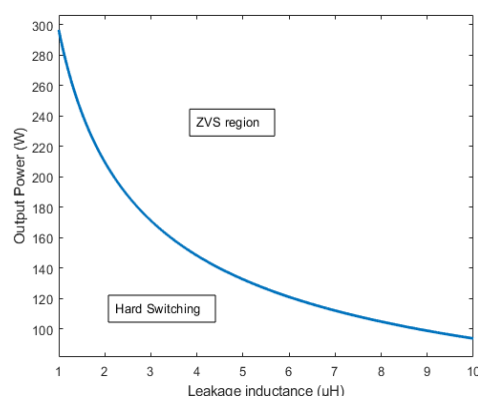
$$C_{14} \geq \frac{P_{C14}}{2V_{C14} V_{C14} f} \quad (26)$$

با توجه به اینکه هر چه اندازه ظرفیت خازن افزایش یابد، امپدانس معادل سری خازن الکترولیت کاهش می یابد. بنابراین همیشه سعی می گردد در طراحی محاسبات خازن بزرگتر انتخاب گردد تا تلفات کلی مدار کمتر گردد.

۳-۴- شرایط کلیدزنی نرم

مطابق با عملکرد مبدل، برای فراهم شدن شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر بایستی انرژی سلفهای نشستی از انرژی خازنهای اسنابر سوئیچ ها بزرگتر باشد. با توجه به رابطه (۲۷) مقدار سلف نشستی مورد نیاز برای حفظ شرایط کلیدزنی نرم در بارهای مختلف در شکل (۵) نمایش داده شده است.

$$\frac{1}{2} L_k I_{Lm}^2 > \frac{1}{2} C_s V_{sw}^2 \quad (27)$$

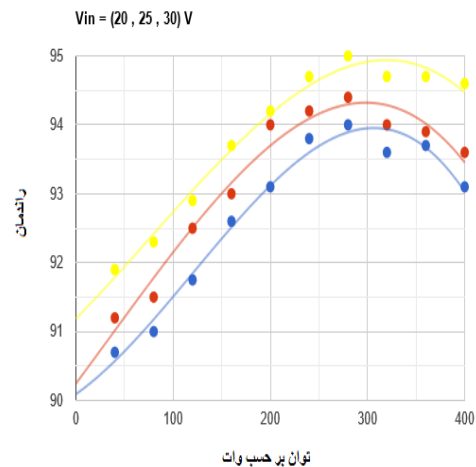


شکل (۵) ناحیه کلیدزنی نرم در مبدل پیشنهادی بر حسب توان

۵- نتایج عملی مبدل

با استفاده از پارامترهای داده شده در جدول (۱) مبدل پیشنهادی در آزمایشگاه مورد آزمایش قرار گرفته و نتایج زیر بدست می آید. همانطور که مشخص است، شرایط کلیدزنی نرم برای تمام المانهای

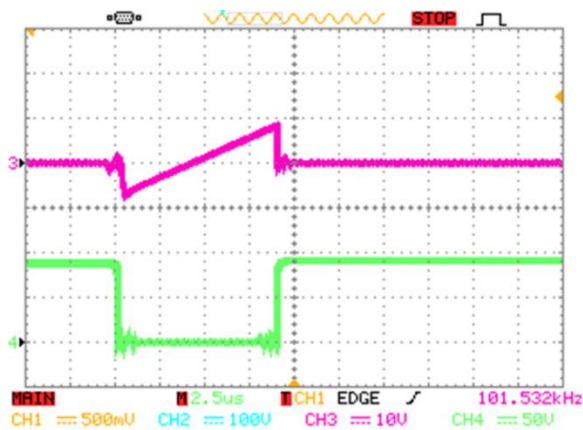
شکل (۶): تصویر ساخت مبدل پیشنهادی



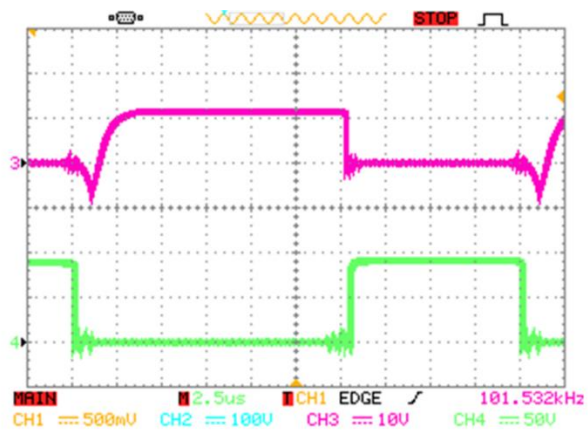
شکل (۷): نمودار راندمان برحسب تغییرات ولتاژ ورودی و توان مبدل پیشنهادی

۶- مقایسه مبدل بسیار افزایشده پیشنهادی بامبدل‌های مشابه پیشین

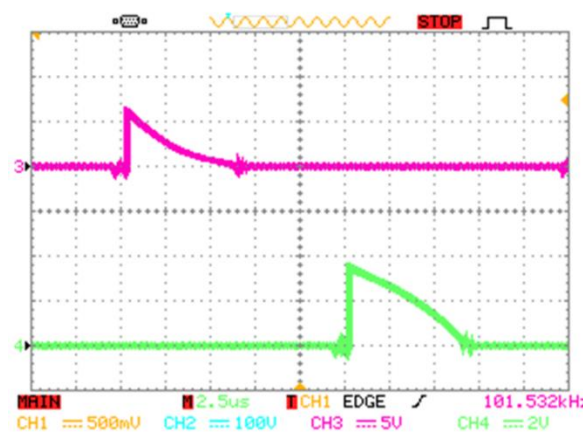
مبدل پیشنهادی با مبدل‌های Nouri.Tseng و Li از نظر تعداد المان، ماکزیمم استرس ولتاژ سوئیچ، ماکزیمم استرس ولتاژ دیود، میزان رپیل جریان ورودی و نوع کلیدزنی در جدول (۲) مقایسه شده است. همچنین استرس ولتاژ نرمالیزه شده سوئیچ مبدل‌ها در شکل ۹ الف و استرس ولتاژ نرمالیزه شده دیود در شکل ۹ ب نشان داده شده است. مطابق به اطلاعات جدول (۲) و شکل ۹ الف مبدل پیشنهادی دارای استرس ولتاژ کمتری نسبت به مبدل‌های دیگر می باشد و فقط مبدل Nouri دارای استرس ولتاژ کمتر در تعداد دوره‌های بالاتر از ۲ است.



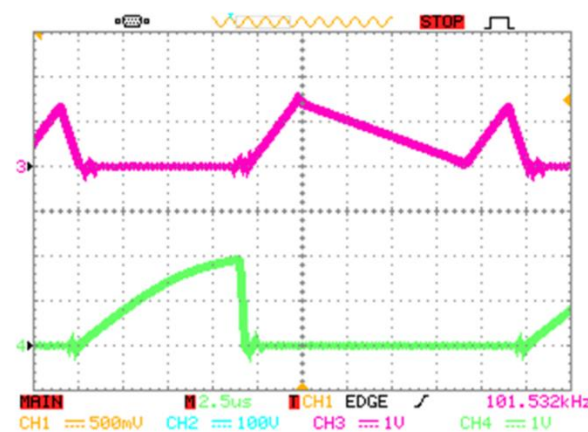
ب-.



الف-.

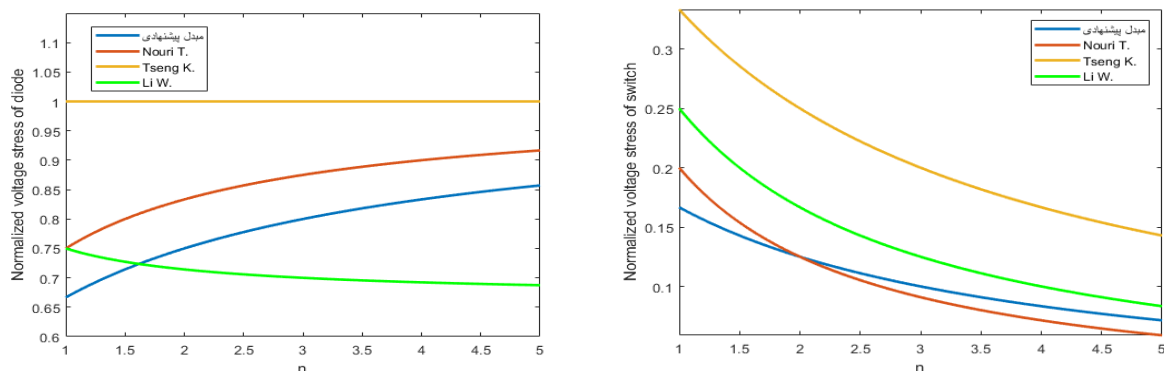


د-.



ج-.

شکل (۸): نتایج عملی: الف- شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ s_1 : (40V/div, 4A/div, 2.5 μ s/div) ب- شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ s_4 : (40V/div, 4A/div, 2.5 μ s/div) ج- شکل موج‌های جریان دیود D_1, D_2 : (0.4V/div, 0.4A/div, 2.5 μ s/div) د- شکل موج‌های جریان دیود D_4, D_3 : (2V/div, 0.8A/div, 2.5 μ s/div)



شکل (۹) الف - نمودار مقایسه استرس ولتاژ سویچ مبدل پیشنهادی با مبدل‌های دیگر ب- نمودار مقایسه استرس ولتاژ سویچ مبدل پیشنهادی با مبدل‌های دیگر

جدول (۲): مقایسه مبدل‌های پیشین با مبدل پیشنهادی

توپولوژی	Li, et al., 2009	Nouri, et al., 2015	Tseng, et al., 2016	مبدل پیشنهادی
تعداد سوئیچ‌ها	۲	۲	۲	۴
تعداد خازن‌ها	۶	۸	۴	۴
تعداد سیم پیچ‌ها	۵	۵	۳	۴
تعداد کل المان‌ها	۶	۶	۵	۴
بهره ولتاژ	۱۹	۲۱	۱۴	۱۶
استرس ولتاژ سوئیچ	$\frac{2+2nk}{1-d}$	$\frac{1+3nk}{1-d}$	$\frac{2+nk}{1-d}$	$\frac{4+2nk}{1-d}$
بیشترین استرس ولتاژ دیود‌ها	$\frac{1}{2+2nk}V_o$	$\frac{1}{2+3nk}V_o$	$\frac{1}{2+nk}V_o$	$\frac{1}{4+2nk}V_o$
ریپل جریان ورودی	$\frac{1+2nk}{2+2nk}V_o$	$\frac{1+2nk}{1+3nk}V_o$	V_o	$\frac{2+2nk}{4+2nk}V_o$
ریپل جریان ورودی	پایین	پایین	بالا	پایین
نوع کلیدزنی	ZC	ZC	Hard	ZV

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده با ریپل جریان پایین ارائه شده است. مبدل پیشنهادی از یک مدار کمکی ساده بهره می‌برد که شرایط کلیدزنی نرم (ZVS) را برای سوئیچ‌ها و شرایط کلیدزنی با جریان صفر (ZCS) را برای دیودها فراهم می‌کند. این ویژگی‌ها باعث افزایش فرکانس کلیدزنی و راندمان مبدل، و کاهش تلفات کلیدزنی و اندازه مبدل شده‌اند. تمام المان‌های نیمه‌هادی در این مبدل به صورت نرم کلیدزنی می‌شوند و در نتیجه تلفات کلیدزنی به مبدل تحمیل نمی‌شود. به دلیل نبود مشکل بازبایی معکوس در دیودهای خروجی، حذف تلفات روشن شدن خازنی در سوئیچ‌ها، و تعداد کم المان‌ها، تلفات هدایتی مبدل نیز به‌طور قابل توجهی کاهش یافته است. بازده مبدل پیشنهادی در

باتوجه به اینکه تعداد دور بسیار بالا موجب افزایش وزن و حجم مبدل‌ها می‌شود، انتخاب نسبت دور بالا مر سوم نیست. از طرفی تعداد المان بالا باعث افزایش هزینه و تلفات هدایتی مبدل می‌گردد. با توجه به شکل ۹ مبدل Li استرس ولتاژ پایینتری در تعداد دورهای بزرگتر از ۱.۵ دارد ولی این مبدل علی‌رغم تعداد سوئیچ پایینتر از مبدل پیشنهادی دارای مشکلاتی نظیر بهره ولتاژ پایینتر و استرس ولتاژ بالاتر و تلفات روشن شدن خازنی در سوئیچ‌ها می‌باشد. مبدل Tseng دارای تعداد المان پایینتر از مبدل پیشنهادی است و فقط دو سوئیچ دارد ولی این مبدل مشکلات متعددی مانند استرس ولتاژ بالا روی سوئیچ و دیودها و همچنین کلیدزنی سخت دارد که راندمان آن را به شدت تحت تاثیر قرار می‌دهد.

- three-winding high-frequency coupled inductor and voltage multiplier cell. *IET Power Electronics*, 8(2), 175–189.
- Schmitz, L., Martins, D. C., & Coelho, R. F. (2020). Comprehensive conception of high step-up DC–DC converters with coupled inductor and voltage multipliers techniques. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 67(6), 2140–2151.
- Shen, Y., Wang, H., Shen, Z., Yang, Y., & Blaabjerg, F. (2018). A 1-MHz series resonant DC–DC converter with a dual-mode rectifier for PV microinverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(7), 6544–6564.
- Taheri, D., Shahgholian, G., & Mirtalaei, M. M. (2022). Analysis, design and implementation of a high step-up multi-port non-isolated converter with coupled inductor and soft switching for photovoltaic applications. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 16(17), 3473–3497.
- Tang, Y., Wang, T., & He, Y. (2013). A switched-capacitor-based active-network converter with high voltage gain. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(6), 2959–2968.
- Tseng, K. C., Cheng, C. A., & Chen, C. T. (2016). 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.
- Wang, P., Zhou, L., Zhang, Y., Li, J., & Sumner, M. (2017). Input-parallel output-series DC–DC boost converter with a wide input voltage range, for fuel cell vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(9), 7771–7781.
- Yang, B., Li, W., Zhao, Y., & He, X. (2009). Design and analysis of a grid-connected photovoltaic power system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(4), 992–1000.
- Zhang, X., Sun, L., Guan, Y., Han, S., Cai, H., Wang, Y., & Xu, D. (2020). Novel high step-up soft-switching DC–DC converter based on switched capacitor and coupled inductor. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(9), 9471–9481.
- Zhu, B., Chen, S., Zhang, Y., & Huang, Y. (2020). An interleaved zero-voltage zero-current switching high step-up DC–DC converter. *IEEE Access*, 9, 5563–5572.
- بار کامل به ۹۴.۲ در صد می رسد که نسبت به مدل های قبلی ارائه شده (مطابق جدول ۲) بهبود قابل توجهی را نشان می دهد. در طراحی این مبدل، سلف های تزویج در سمت اولیه به صورت موازی و در سمت ثانویه به صورت سری قرار داده شده اند که این پیکربندی موجب افزایش بهره ولتاژ مبدل شده است. همچنین، استرس ولتاژ پایین بر روی سوئیچ ها امکان استفاده از ماسفت های قدرت با ولتاژ پایین تر را فراهم می کند. این ویژگی نه تنها هزینه کلی مدار را کاهش می دهد، بلکه موجب کاهش محسوس تلفات هدایتی و افزایش راندمان مبدل نیز می گردد. برای بهبود عملکرد و بهینه سازی مبدل، پیشنهاد می شود راهکارهایی جهت کاهش زمان روشن بودن سوئیچ های کمکی ارائه گردد. این اقدام می تواند به کاهش جریان چرخشی در مدار کمکی منجر شود و در نتیجه، تلفات هدایتی ناشی از مدار کمکی که به مبدل تحمیل می شود، کاهش یابد.

مراجع

- Forouzesh, M., Shen, Y., Yari, K., Siwakoti, Y. P., & Blaabjerg, F. (2017). High-efficiency high step-up DC–DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(7), 5967–5982.
- Haghshenas, G., Mirtalaei, S. M. M., Mordmand, H., & Shahgholian, G. (2019). High step-up boost-fly-back converter with soft switching for photovoltaic applications. *Journal of Circuits, Systems and Computers*, 28(01), 1950014.
- Islam, M., Mekhilef, S., & Albatsh, F. M. (2014, April). An improved transformerless grid connected photovoltaic inverter with common mode leakage current elimination. In *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014)* (pp. 1–6). IET.
- Khalilzadeh, M., Mahdipour, M., & Abbaszadeh, K. (2015, February). High step-up DC–DC converter based on three-winding coupled inductor. In *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)* (pp. 195–200). IEEE.
- Khoramikia, H., Heydari, M., & Dehghan, S. M. (2018, May). A new three-port non-isolated DC–DC converter for renewable energy sources application. In *Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)* (pp. 1101–1106). IEEE.
- Li, W., Zhao, Y., Wu, J., & He, X. (2009). Interleaved high step-up converter with winding-cross-coupled inductors and voltage multiplier cells. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(1), 133–143.
- Liu, X., Hu, X., Chen, H., Chen, L., & Zhang, Y. (2019, June). An interleaved boost converter with parallel input and output series for renewable energy system. In *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)* (pp. 993–998). IEEE.
- Nouri, T., Hosseini, S. H., Babaei, E., & Ebrahimi, J. (2015). Interleaved high step-up DC–DC converter based on

زیر نویس ها:

- ^۱ Zero voltage switching
^۲ Photo voltage
^۳ Fuel cell
^۴ Zero voltage transmission
^۵ Zero current
^۶ Zero voltage current
^۷ Continuous conduction mode
^۸ Electromagnetic Interference