

---

---

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

Arman Hovsep<sup>1</sup>, ph.D. Student, Majid Delshad<sup>2</sup>, Associate Professor, Bahador Fani<sup>3</sup> Associate Professor, Seyed Mahdi Sajadieh<sup>4</sup>, 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 افزایشنده با کلیدزنی نرم و ریپل جریان ورودی پایین برای کاربردهای انرژی سبز

آرمان هوسپ<sup>۱</sup> مجید دلشاد<sup>۲\*</sup> بهادر فانی<sup>۳</sup> سید مهدی سجادیه<sup>۴</sup>

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

[arman.hovsep@iau.ir](mailto:arman.hovsep@iau.ir)

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

[delshad@khuisf.ac.ir](mailto:delshad@khuisf.ac.ir)

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

[b.fani@khuisf.ac.ir](mailto:b.fani@khuisf.ac.ir)

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

[m.sajadieh@khuisf.ac.ir](mailto:m.sajadieh@khuisf.ac.ir)

**چکیده:** در این مقاله یک مبدل بسیار افزایشنده 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 سویچ‌های 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 نشستی 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 سویچ‌ها 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 افزایشنده، 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

استفاده دو سلف در مدار و کلیدزنی با اختلاف فاز ۱۸۰ درجه یک راه حل موثر جهت افزایش سطح ولتاژ خروجی است که می تواند ریپل 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 می کنند، راندمان محدود است و مسئله بازیابی معکوس دیود در کاربردهای ولتاژ بالا جدی است (Schmitz, Martin & Coelho, 2020). در نوع بعدی مبدل های افزایشنده، مبدل های چندسطحی کسکد (CMC)، از دیگر ساختارهای می باشد که ولتاژ خروجی آن حاصل ترکیب سری از ولتاژهای مبدل های پل است. ساختار مازولار، سادگی کنترل، قابلیت اعتماد بالا و تعداد پایین اجزا و متعادل بودن ولتاژهای dc از دلایل برتری و کاربرد گسترده در سیستم های قدرت الکترونیکی است. در این نوع از مبدل ها، بهره ولتاژ می تواند بی نهایت شود و ریپل جریان پایین بیاید تا عملکرد بالا ایجاد گردد (Forouzes, et al., 2017). مبدل بوست سه سطحی می تواند بهره ولتاژ 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 می باشد. استرس ولتاژ در مرحله اول پایین است، در نتیجه این مبدل می تواند با فرکانس سوئیچ بالایی کار کند تا تراکم ولتاژ را بهبود بخشد. در مرحله دوم مدار با فرکانس پایینی کار می کند تا تلفات سوئیچینگ را کاهش دهد (Islam, et al., 2014). استرس ولتاژ کم و راندمان بالا ماسفت ها با  $R_{DS(on)}$  پایین می تواند برای کاهش هزینه مدار و تلفات هدایتی بکار رود. به هر حال، مبدل کسکد به دو تنظیم جهت سوئیچ تجهیزات قدرت نیاز دارد، هسته های 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 بازیابی معکوس دیودهای خروجی همچنان باقی است. مرجع (Khalilzadeh, Mahdipour, Abbaszadeh, 2015) مسئله بازیابی 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 سوئیچ ها تحقق می بخشد و مشکل بازیابی معکوس را نیز کمتری نماید. نوع دیگر مبدل ها، مبدل های متداول دارای دو کلید و چند سطحی هستند. از این روش پر کاربرد در طراحی مبدل های افزایشنده معمولی که مخصوصا در خودروهای الکتریکی به کار برده می شود. این نمونه مبدل های افزایشنده در حقیقت دو مبدل افزایشنده ساده و مکمل هم هستند، زمانی که سلف یکی شارژ می شود، دیگری در حال تحویل انرژی سلف خود به خروجی است و بالعکس. همین ساختار را می توان با کنترل کلیدزنی مناسب و استفاده از سلف های تزویج هم هسته به نحوی تغییر داد تا در چهار افزایش ولتاژ را انجام می دهد. این مبدل را به چهار فاز ادغام شونده با ضریب بهره ولتاژ بالاتر تبدیل کرد.

در سال های اخیر تقاضا برای مبدل های DC-DC با بهره ولتاژ بالا افزایش یافته است. به علت مشکلات آلودگی های سوخت های فسیلی و تاثیر آن بر زندگی بشر استفاده از انرژی های تجدید پذیر جهت تولید برق، جذاب شده است. مرجع (Yang, et al., 2009) سلول های خورشیدی و پیل های سوختی با داشتن ولتاژ خروجی پایین، نیاز به مبدل های افزایشنده جهت افزایش سطح ولتاژ دارند (Zhu, et al., 2020). مبدل بوست ساده ترین ساختاری است که می توان از آن برای افزایش سطح ولتاژ استفاده نمود. اما مبدل بوست برای تولید بهره ولتاژ 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 می پذیرد. در مراجع (Taheri, Shahgholian, Mirtalaei, 2022; Hashenas, et al., 2019; Khoramikia, et al., 2018) می گردد که زمان انتقال توان به خروجی بسیار کوتاه شود و ریپل های بزرگی از جریان به وجود بیاید، که باعث افزایش شدید تلفات هدایتی و نیز آسیب دیدن قطعات می گردد. 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 بازیابی معکوس دیود خروجی می شود. مبدل های بسیار افزایشنده در انرژی های نو نظیر سیستم های سلول خورشیدی، پیل سوختی و... کاربرد وسیعی یافته اند، زیرا ولتاژ خروجی این سیستم ها در سطح پایین است و برای تزویج به شبکه باید سطح آن افزایش پیدا کند. معمولا در مبدل های ایزوله فلای بک، نیم پل و تمام پل بهره ولتاژ بالا، از افزایش تعداد دور سیم پیچ های ترانسفورمر حاصل می شود اما این روش معایبی همچون افزایش استرس جریان و جهش های ولتاژ کلید مبدل در اثر تخلیه سلف نشتی ترانسفورمر را دارد. برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا، می بایست ضریب وظیفه سوئیچ های اصلی را در مبدل های بوست متداول افزایش داد که باعث مشکل بازیابی معکوس دیودها، تداخل الکترومغناطیسی، ریپل جریان زیاد و راندمان پایین می گردد (Tseng, et al., 2016). نوع دیگر این مبدل ها استفاده از تکنولوژی خازن سوئیچ شده می باشد که این سوئیچ ها باید جریان لحظه ای زیادی را تحمل کنند که خود باعث افزایش تلفات می گردد. همچنین استفاده از تکنولوژی سلف های سوئیچ شونده، روشی دیگر برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا است اما ولتاژ دو سر سوئیچ های قدرت همچنان بالا می باشد که باعث افزایش تلفات می گردد. از طرفی استفاده از سلف های تزویج شده در ورودی موجب ریپل جریان ورودی زیاد و اثرگذاری روی طول عمر سلول های خورشیدی می گردد. از امتیازات مبدل های افزایشنده، ریپل جریان ورودی کم، امان های مغناطیسی متراکم و فشرده و توانایی کنترل توان بالا است. در اینجا به بررسی مروری بر روش های بکار رفته در این نوع مبدل ها می پردازیم و مزایا و معایب هر کدام مورد بحث و بررسی قرار می گیرد. نوع اول این مبدل ها، مبدل های بوست با ساختار در هم تنیده می باشد.

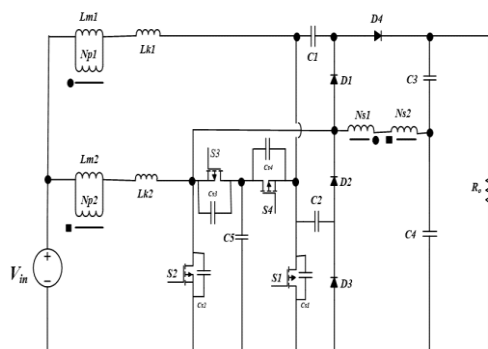
در سمت ورودی مدار قسمت اولیه سلف های تزویج و مدارات ضرب کننده ولتاژ، از ریپل جریان جلوگیری کرده باعث کاهش استرس ولتاژ مدار قدرت می گردد (Zhang, et al., 2020; Shen, et al., 2018, Tang, Wang & He, 2013). همچنین در سمت خروجی مدار، قسمت ثانویه سلف های تزویج سری، باعث افزایش بهره ولتاژ و کاهش استرس ولتاژ در مدار قدرت می شود. بنابراین می توان با کاهش مقدار ولتاژ روی ما سفت های قدرت و دیود ها، تلفات هدایتی آنها نیز کاهش داد.

## ۲- توصیف مبدل پیشنهادی

مبدل بسیار افزایشنده پیشنهاد شده در شکل (۱) نشان داده شده است. مبدل پیشنهادی دارای دو سوئیچ اصلی  $S_1$  و  $S_2$  و دو سوئیچ کمکی  $S_3$  و  $S_4$  می باشد. برای افزایش بهره از تکنیک سلف های تزویج و خازن های سری استفاده شده است و برای کاهش ریپل جریان ورودی از تکنیک سلف های موازی در ورودی و سلف های سری در خروجی استفاده شده است. سوئیچ های کمکی بصورت مکمل با سوئیچ های اصلی فرمان می گیرند و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای روشن و خاموش شدن تمام سوئیچ ها فراهم شده است.

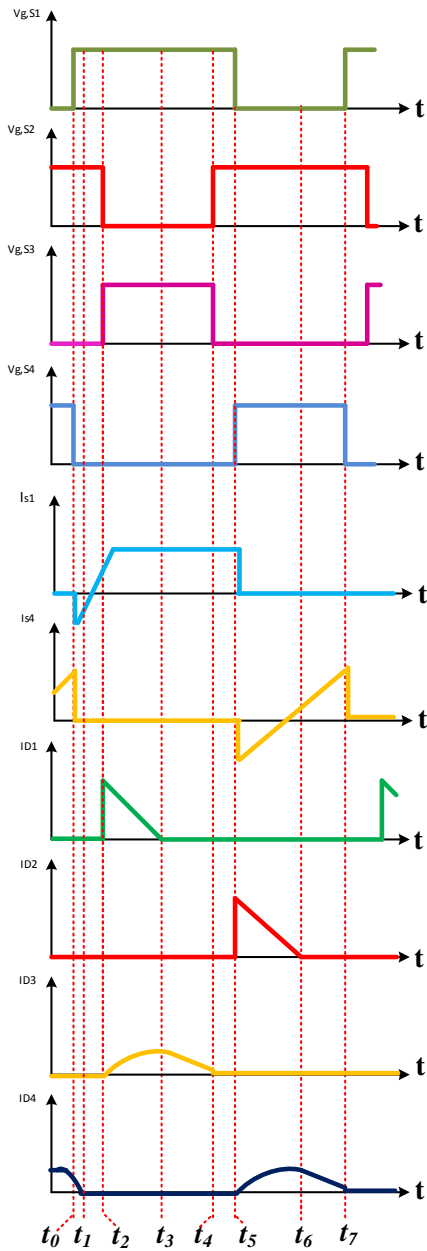
## ۳- عملکرد مبدل پیشنهادی

به منظور ساده سازی تحلیل مدار، فرضیات زیر بکار گرفت می شود: (الف) کلیه المان های نیمه هادی و ذخیره کننده انرژی ایده آل می باشند به این معنی که از مقاومت حالت روشن المان های نیمه هادی، ولتاژ شکست دیودها، و مقاومت سری معادل در سلف ها و خازن ها چشم پوشی می گردد. (ب) کلیه خازن ها به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شده و ولتاژ آنها مقدار ثابتی در نظر گرفته می شود. (ج) اختلاف فاز بین پالس گیت سوئیچ های  $S_1$  و  $S_2$  به اندازه  $180^\circ$  درجه می باشد. و ضریب وظیفه بزرگتر از  $0.5$  است و جریان سلف های  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  پیوسته می باشد. در شکل (۲)، شکل موج های پالس گیت - سورس دو سوئیچ اصلی و دو سوئیچ کمکی دیگر به همراه جریان تمام المان های نیمه هادی مبدل پیشنهادی در مد حالت پیوسته ارائه شده است. در شکل (۳) هنگامی که مبدل در حالت مد پیوسته است هفت حالت عملکردی به منظور آنالیز مدار مبدل بررسی می گردد.



همین ساختار با استفاده از مدارهای معروف به Z-source تا حد زیادی بهبود داده می شوند خازن های موجود در ترکیبات این چنین با شارژ معکوس و قرار گرفتن به صورت مجموع تحویل خروجی می دهد. یک ساختار مهم دیگر از مبدل های افزایشنده ساختارهای شامل خازن و یا سلف سوئیچ شونده هستند. در این ساختار در زمان روشن بودن کلید، خازن یا سلفی مجزا از ساختار اصلی را به صورت موازی با سلف اصلی شارژ می شود. با پایان یافتن زمان روشن کلید و خاموش شدن آن انرژی ذخیره شده در خازن یا سلف سوئیچ شونده که اکنون دیگر به صورت سری با سلف اصلی مبدل قرار گرفته به طور مجموع با هم ولتاژ خروجی را تامین می کنند. مبدل هایی که بر اساس خازن سوئیچ شونده کار می کنند، خود نیز ساختارهای جالبی را در برمی گیرند. ساختارهای مبدل هایی که از خازن سوئیچ شونده در آنها استفاده شده، همانطور که از اسمشان انتظار می رود بر اساس نحوه بایاس خازن های سوئیچ شونده دسته بندی می شوند (Wang, et al., 2017). مبدل با چند طبقه خازن سوئیچ شونده موازی فعال، مبدل با چند طبقه خازن سوئیچ شونده متوالی غیرفعال و مبدل خازن سوئیچ شونده متوالی دو فازه از مهمترین مبدل های با خازن های سوئیچ شونده هستند. به جای خازن می توان از سلف نیز استفاده کرد که آن را مبدل افزایشنده با سلف سوئیچ شونده می نامند. ساختار مهم دیگری با عنوان مبدل افزایشنده تزویج سلف یک مبدل معمولی با سلفی دیگر است به نحوی که ساختاری شبیه به یک مبدل فلای یک حاصل شود. در ساختارهایی که از استراتژی ترکیب مبدل افزایشنده معمولی و مبدل فلای یک استفاده شده، با روشن شدن کلید قدرت سلف مبدل معمولی شارژ شده و با خاموش شدن کلید علاوه بر خازن مبدل معمولی، سلف مبدل فلای یک نیز انرژی مورد نیاز بار را فراهم می کند. مراجع (Nouri, et al., 2015; Li, et al., 2009) از دیگر مزایای مبدل افزایشنده معمولی ترکیب شده با ساختار فلای یک، قابلیت توسعه و بهبود این ساختار و سازگاری بسیار بالا و انعطاف پذیری در ترکیب شدن با سایر استراتژی های افزایشنده ولتاژ است. اما در مدارهای عملی بهره ولتاژ توسط المان های پارازیتی نظیر سلف نشستی محدود می شود. در برخی مبدل ها با بهره ولتاژ بالا، ترکیبی از سلف های تزویج شده و خازن سوئیچ شونده استفاده شده است که مزایای هر دو روش را دارد و معایبی چون جریان لحظه ای بالا را ندارد. برای افزایش راندمان و حل مشکل بازیابی معکوس دیودها می توان از تکنیک های کلیدزنی نرم استفاده کرد. در این مقاله یک مبدل بسیار افزایشنده ارائه شده است که در قسمت ورودی سلف های تزویج با هم موازی و در قسمت خروجی سلف های تزویج با هم سری هستند و بدین ترتیب ریپل جریان به شدت کاهش می یابد. همچنین کلیدزنی در ولتاژ صفر باعث کاهش تلفات کلیدزنی و افزایش راندمان مبدل می گردد (Liu, et al. 2019). به دلیل استفاده از روش  $ZVT^*$  شرایط سوئیچینگ نرم در محدوده وسیعی از بار خروجی برای سوئیچ های اصلی و کمکی مبدل ایجاد می شود. استفاده همزمان از ضرب کننده های ولتاژ با سلف های تزویج شده و دیود های خازنی باعث افزایش بهره ولتاژ و کاهش استرس ولتاژ سوئیچ ها می گردد.

$C_3$  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-ثانویه 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  $D_1$  و  $D_{bs3}$  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.

$$V_{Lk2} = (2V_{in} + \frac{V_{C1} - V_{C2} - V_{C4} - V_{C5}}{n}) \quad (2)$$

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

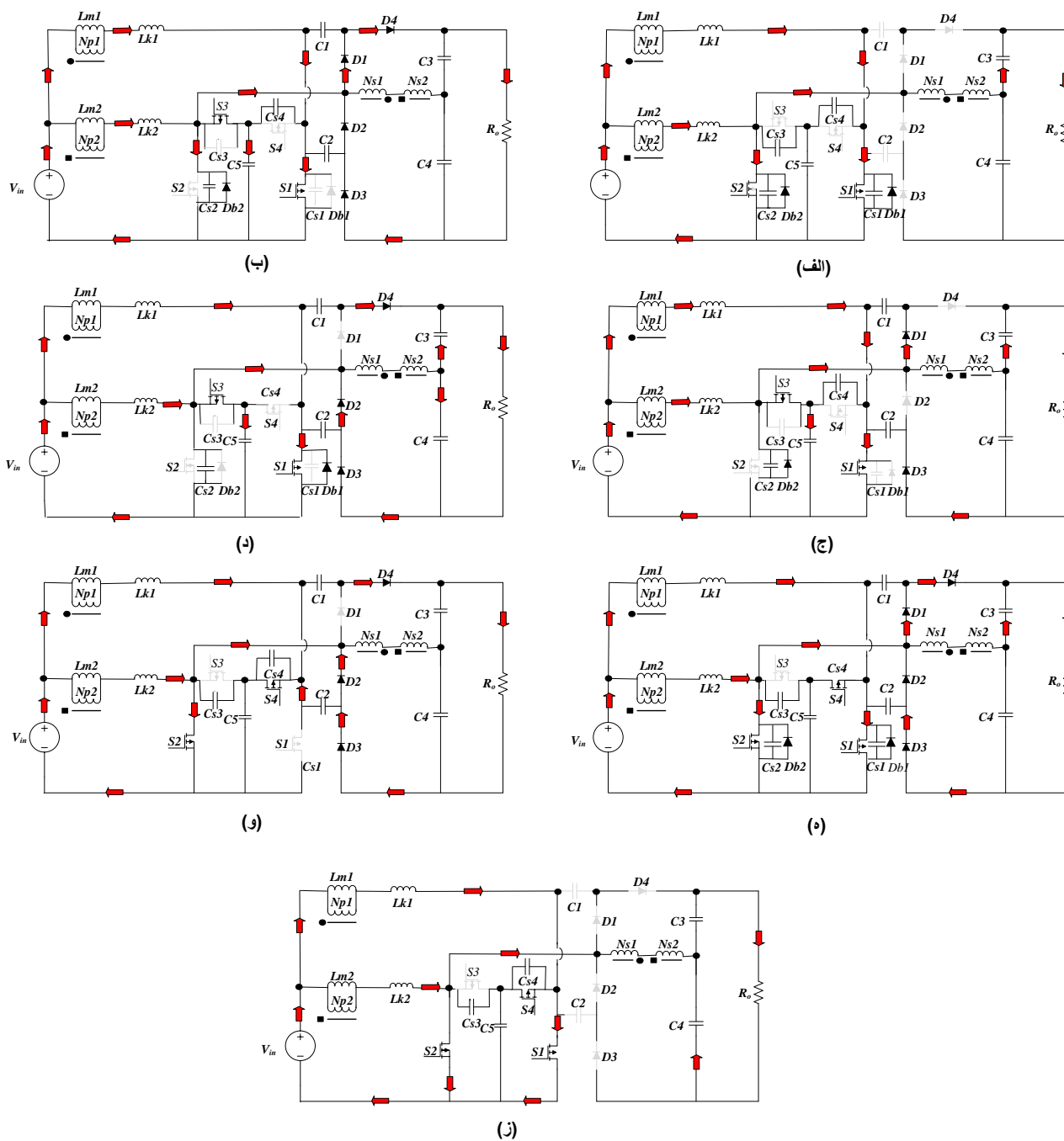
$$\Delta t_{t3} = t_3 - t_2 = \frac{I_{lm} L_{k2}}{V_{k2}} \quad (4)$$

**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  $(ZC)^5$  خاموش گردیده و سلف  $L_{m1}$  همچنان در حالت شارژ می باشد و انرژی سلف  $L_{m2}$  نیز از طریق سیم پیچ تزویج به  $NS_2$  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  $(ZVC)^6$  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  $NS_2$  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  $NS_2$  دیود  $D_3$  نیز به صورت  $(ZC)^5$  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

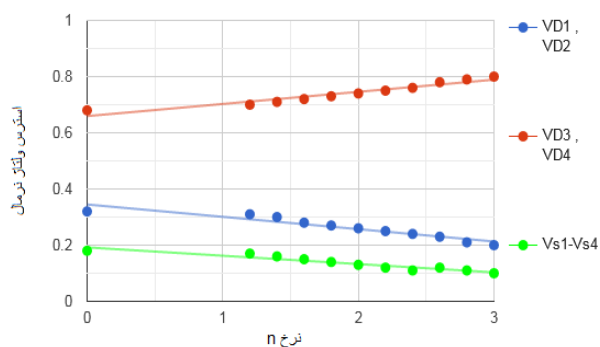
$$V_{L_{m1}}^{disc} = \frac{T_{1on}}{T_{1off}} V_{L_{m1}}^c = \frac{d_1}{1-d_1} V_{L_{m1}}^c = \frac{d_1}{1-d_1} V_{in} \quad (V)$$

$D_1$  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 نشستی 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 بیشتر 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  $I_{Lm1}, I_{Lm2}$  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 زیر قابل محاسب 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. 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:

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

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

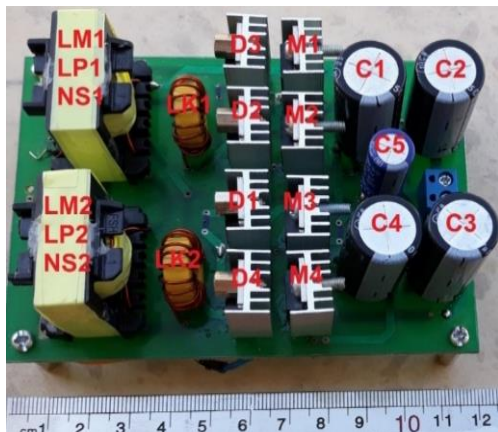
$$V_{D3} = V_{D4} = \frac{2+2n}{1-d} V_{in} = \frac{2+2n}{4+2n} V_o \quad (17)$$

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 افزاینده 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 سویچ ها راندمان مطلوب تر است. شکل ۸-الف شکل موج های ولتاژ و جریان سویچ اصلی  $S_1$  و شکل ۸-ب شکل موج های ولتاژ و جریان سویچ کمکی  $S_4$  را نشان می دهند. همانطور که از شکلها مشخص است در زمان روشن شدن سویچ 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
۳۰۷	ولتاژ ورودی
۴۰۰V	ولتاژ خروجی
200W	توان
۱۰۰KHZ	فرکانس سویچینگ
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 $C_3, C_4$



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

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:

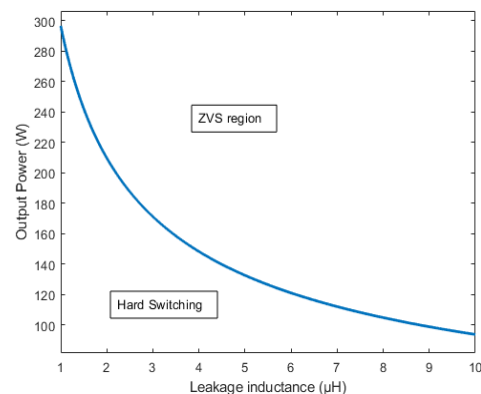
$$C_{\square 4} \geq \frac{P_{C_{\square 4}}}{2V_{C_{\square 4}} \square V_{C_{\square 4}} f} \quad (26)$$

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 سویچ 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

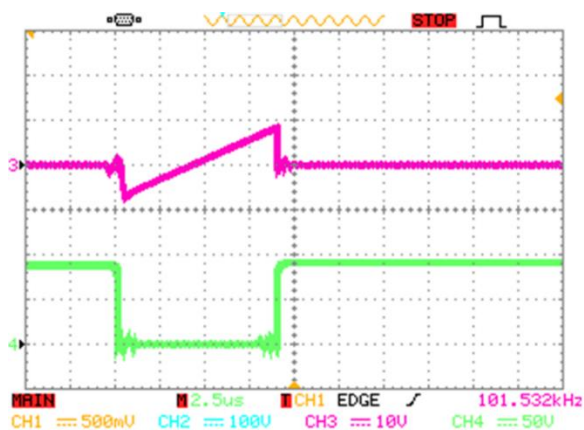
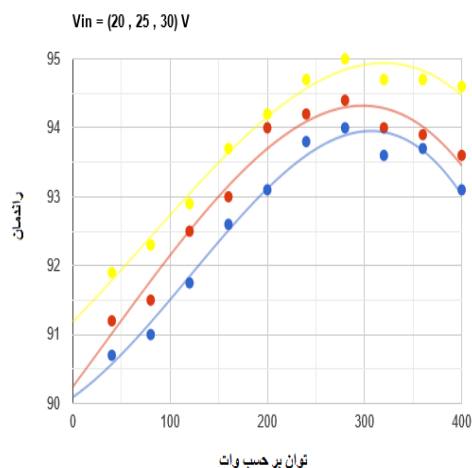
با استفاده از پارامترهای داده شده در جدول (۱) مبدل پیشنهادی در آزمایشگاه مورد آزمایش قرار گرفته و نتایج زیر بدست می آید. همانطور که مشخص است، شرایط کلیدزنی نرم برای تمام المانهای

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

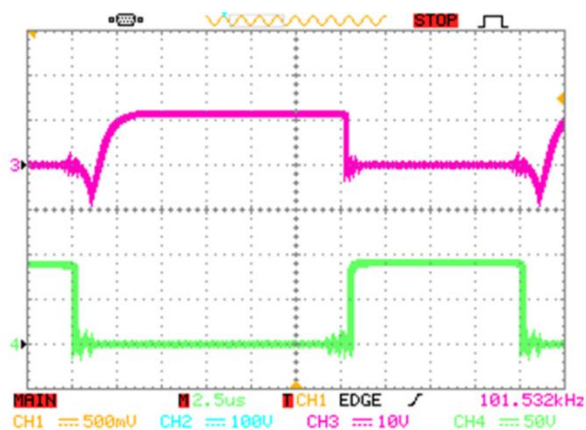
### ۶- مقایسه مبدل بسیار افزایشده پیشنهادی بامبدل‌های مشابه پیشین

مبدل پیشنهادی با مبدل‌های Nouri.Tseng و Li از نظر تعداد المان، ماکزیمم استرس ولتاژ سویچ، ماکزیمم استرس ولتاژ دیود، میزان ریپل جریان ورودی و نوع کلیدزنی در جدول (۲) مقایسه شده است. همچنین استرس ولتاژ نرمالیزه شده سویچ 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.

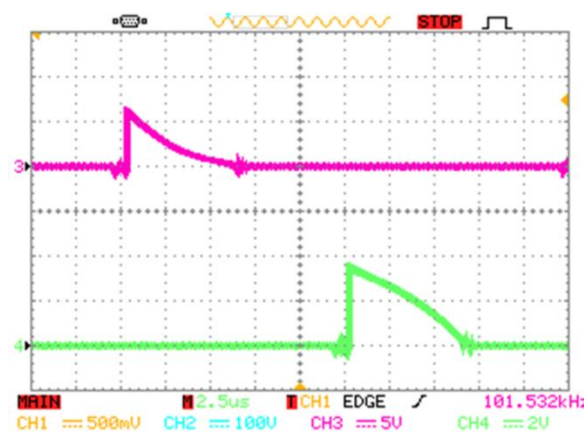
شکل (۶): تصویرساخت مبدل پیشنهادی



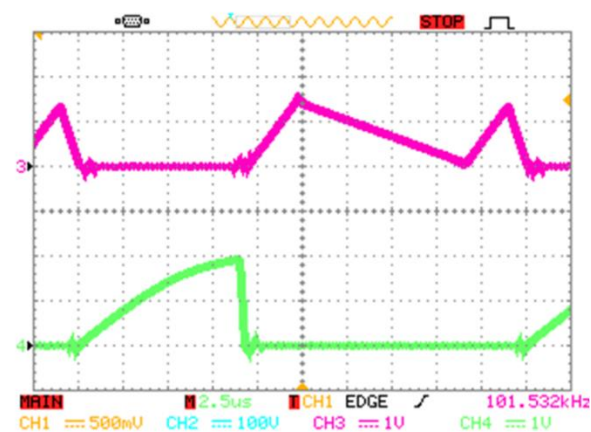
ب-



الف-

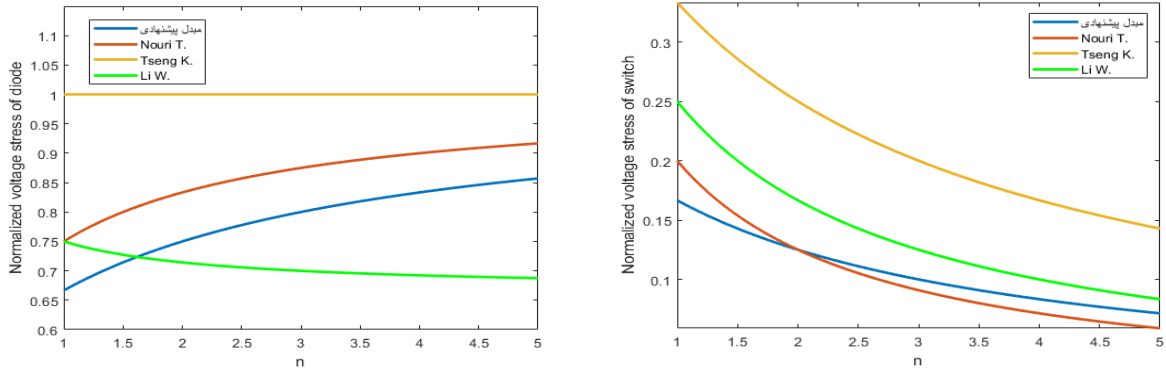


د-



ج-

شکل (۸): نتایج عملی: الف- شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ S<sub>1</sub>: (40V/div, 4A/div, 2.5 μs/div) ب- شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ S<sub>4</sub>: (40V/div, 4A/div, 2.5 μs/div) ج- شکل موج‌های جریان دیود D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>: (0.4V/div, 0.4A/div, 2.5 μs/div) د- شکل موج‌های جریان دیود D<sub>4</sub>, D<sub>3</sub>: (2V/div, 0.8A/div, 2.5 μs/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

#### زیر نویس ها:

- <sup>1</sup> Zero voltage switching  
<sup>2</sup> Photo voltage  
<sup>3</sup> Fuel cell  
<sup>4</sup> Zero voltage transmission  
<sup>5</sup> Zero current  
<sup>6</sup> Zero voltage current  
<sup>7</sup> Continuous conduction mode  
<sup>8</sup> Electromagnetic Interference

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 ما سفت 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