Iranian Electric Industry Journal
Quality & Productivity
P.P 1-10

Vol. 13/ No. 4/ Winter 2025
ISSN 2322-2344
EISSN 2717-1639

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

Arman Hovsep[1], ph.D. Student, Majid Delshad[2], Associate Professor, Bahador Fani[3] Associate Professor, Seyed Mahdi Sajadieh[4], 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

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]

Iranian Electric Industry Journal
Quality & Productivity
ص.ص ۱۰-۱

Vol. 13 / No. 4/ Winter 2025
ISSN 2322-2344
EISSN 2717-1639

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 کلید زنی 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 نشتی 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

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]

۱- مقدمه

در سال‌های اخیر تقاضا برای مبدل هایDC-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 پیل‌های سوختی با داشتن ولتاژ خروجی پایین، نیاز به مبدل‌های افزاینده جهت افزایش سطح ولتاژ دارند(Zhu, et al., 2020). مبدل بوست ساده ترین ساختاری است که می‌توان 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 می‌پذیرد. در مراجع (Taheri, Shahgholian, Mirtalaei, 2022; Hashenas, et al., 2019; Khoramikia, et al., 2018) ضریب وظیفه بزرگ باعث می‌گردد که زمان انتقال توان به خروجی بسیار کوتاه شود و ریپل‌های 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 بازیابی معکوس دیود خروجی می‌شود. مبدل‌های بسیار افزاینده در انرژی‌های نو نظیر سیستم‌های سلول خورشیدی، پیل سوختی و....کاربرد وسیعی یافته اند، زیرا ولتاژ خروجی این سیستم‌ها در سطح پایین است و برای تزریق 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 می‌شود 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، می‌بایست ضریب وظیفه سوئیچ های اصلی را در مبدل‌های بوست متداول افزایش داد که باعث مشکل بازیابی معکوس دیودها، تداخل الکترومغناطیسی، ریپل جریان زیاد و راندمان پایین می‌گردد(Tseng, et al., 2016). نوع دیگر این مبدل‌ها استفاده از تکنولوژی خازن سوئیچ شده می‌باشد که این سوییچ‌ها باید جریان لحظه ای زیادی را تحمل کنند که خود باعث افزایش تلفات می‌گردد. همچنین استفاده از تکنولوژی سلف‌های سوئیچ شونده، روشی دیگر برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا است اما ولتاژ دو سر سوئیچ های قدرت همچنان بالا می‌باشد که باعث افزایش تلفات می-گردد. از طرفی استفاده از سلف‌های تزویج شده در ورودی موجب ریپل جریان ورودی زیاد و اثرگذاری روی طول عمر سلول های خورشیدی می‌گردد. از امتیازات مبدل های افزاینده، ریپل جریان ورودی کم، المان های مغناطیسی متراکم و فشرده و توانایی کنترل توان بالا است. در اینجا به بررسی مروری بر روش های بکار رفته در این نوع مبدل‌ها می-پردازیم و مزیا 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 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 می‌کنند، راندمان محدود است و مسئله بازیابی معکوس دیود در کاربردهای ولتاژ بالا جدی است(Schmitz, Martin & Coelho, 2020). در نوع بعدی مبدل‌های افزاینده، مبدل‌های چندسطحی کسکد(CMC) ، از دیگر ساختارهای می‌باشد که ولتاژ خروجی آن حاصل ترکیب سری از ولتاژهای مبدل های 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. دراین نوع از مبدل‌ها، بهره ولتاژ می تواند بی نهایت شود و ریپل جریان پایین بیاید تا عملکرد بالا ایجاد گردد(Forouzesh, et al., 2017) مبدل بوست سه سطحی می‌تواند 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 می‌باشد. استرس ولتاژ در مرحله اول پایین است، در نتیجه این مبدل می‌تواند 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 می‌تواند برای کاهش هزینه مدار و تلفات هدایتی بکار رود. به هرحال، 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 EMIبه دلیل استرس ولتاژ کم، کااهش 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 درمرحله 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 می‌بخشد و مشکل بازیابی معکوس را نیز کمترمی‌نماید. نوع دیگرمبدل ها، مبدلهای متداول دارای دو کلید و چند سطحی هستند. از این روش پرکاربرد در طراحی مبدل-های افزاینده معمولی که مخصوصا در خودروهای الکتریکی به کار برده می‌شود. این نمونه مبدل های افزاینده در حقیقت دو مبدل افزاینده 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 می توان 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 بهره ولتاژ بالاتر تبدیل کرد.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]

همین ساختار با استفاده از مدارهای معروف به Z-source تا حد زیادی بهبود داده می‌شوند خازن‌های موجود در ترکیبات این چنین با شارژ معکوس و قرار گرفتن به صورت مجموع تحویل خروجی می‌دهد. یک ساختار مهم دیگر از مبدل های افزاینده ساختارهای شامل خازن و یا سلف سوییچ 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 می‌شود. با پایان یافتن زمان روشن کلید و خاموش شدن آن انرژی ذخیره شده در خازن یا سلف سوییچ شونده که اکنون دیگر به صورت سری با سلف اصلی مبدل قرار گرفته به طور مجموع با هم ولتاژ خروجی را تامین می‌کنند. مبدل‌هایی که بر اساس خازن سوییچ شونده کار می کنند، خود نیز ساختارهای جالبی را در برمی‌گیرند. ساختارهای مبدل هایی که از خازن سوییچ شونده در آنها استفاده شده، همانطور که از اسمشان انتظار می‌رود بر اساس نحوه بایاس خازن‌های سوییچ شونده دسته بندی می‌شوند(Wang, et al., 2017). مبدل با چند طبقه خازن سوییچ شونده موازی فعال، مبدل با چند طبقه خازن سوییچ شونده متوالی غیرفعال و مبدل خازن سوییچ شونده متوالی دو فازه از مهمترین مبدلهای با خازنهای سوییچ شونده هستند. به جای خازن می توان از سلف نیز استفاده کرد که آن را مبدل افزاینده با سلف سوییچ شونده می‌نامند. ساختار مهم دیگری با عنوان مبدل افزاینده تزویج سلف یک مبدل معمولی با سلفی دیگر است به نحوی که ساختاری شبیه به یک مبدل فلای بک حاصل شود. در ساختارهایی که از استراتژی ترکیب مبدل افزاینده معمولی و مبدل فلای بک 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 بک نیز انرژی مورد نیاز بار را فراهم می‌کند.مراجع(Nouri, et al., 2015; Li, et al., 2009) از دیگر مزایای مبدل افزاینده معمولی ترکیب شده با ساختار فلای بک، قابلیت توسعه و بهبود این ساختار و سازگاری بسیار بالا و انعطاف پذیری در ترکیب شدن با سایر استراتژیهای افزایندگی ولتاژ است. اما در مدارهای عملی بهره ولتاژ توسط المان‌های پارازیتی نظیر سلف نشتی 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 تکنیکهای کلیدزنی نرم استفاده کرد. در این مقاله یک مبدل بسیار افزاینده ارایه شده است که در قسمت ورودی سلف‌های تزویج با هم موازی و درقسمت خروجی سلف های تزویج با هم سری هستند و بدین ترتیب ریپل جریان به شدت کاهش می‌یابد. همچنین کلیدزنی در ولتاژ صفر باعث کاهش تلفات کلیدزنی و افزایش راندمان مبدل می‌گردد(Liu, et al. 2019). به دلیل استفاده از روش ZVT[۴] شرایط سوئیچینگ نرم در محدوده وسیعی از بار خروجی برای سوئیچ‌های اصلی و کمکی مبدل ایجاد می‌شود. استفاده همزمان از ضرب کننده‌های ولتاژ با سلف های تزویج شده و دیودهای خازنی باعث افزایشبهره ولتاژ و کاهش استرس ولتاژ سوئیچ‌ها می گردد.

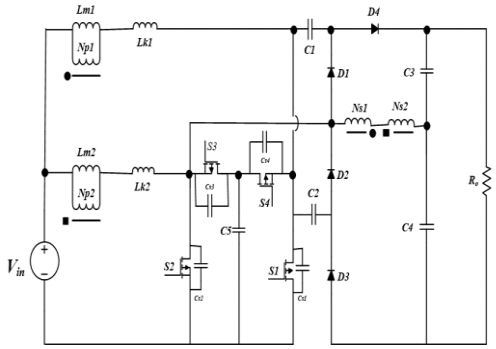
در سمت ورودی مدار قسمت اولیه سلف های تزویج و مدارات ضرب کننده ولتاژ، از ریپل جریان جلوگیری کرده باعث کاهش استرس ولتاژ مدار قدرت می‌گردد (Zhang, et al., 2020; Shen, et al., 2018, Tang, Wang & He, 2013). همچنین در سمت خروجی مدار، قسمت ثانویه سلف‌های تزویج سری، باعث افزایش بهره ولتاژ و کاهش استرس ولتاژ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

۲- توصیف مبدل پیشنهادی

مبدل بسیار افزاینده پیشنهاد شده در شکل (۱) نشان داده شده است. مبدل پیشنهادی دارای دو سوئیچ اصلی S_1و S_2 و دو سوئیچ کمکی S_3 وS_4 می‌باشد. برای افزایش بهره از تکنیک سلف‌های تزویج و خازنهای سری استفاده شده است و برای کاهش ریپل جریان ورودی از تکنیک سلف‌های موازی در ورودی و سلفهای سری در خروجی استفاده شده است. سوییچ‌های کمکی بصورت مکمل با سوییچ‌های اصلی فرمان می‌گیرند و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای روشن و خاموش شدن تمام سوییچ‌ها فراهم شده است.

۳- عملکرد مبدل پیشنهادی

به منظور ساده سازی تحلیل مدار، فرضیات زیر بکار گرفت می‌شود: (الف) کلیه المان‌های نیمه هادی و ذخیره کننده انرژی ایده آل می باشند به این معنی که از مقاومت حالت روشن المان‌های نیمه هادی، ولتاژ شکست دیودها، و مقاومت سری معادل در سلف‌ها و خازن‌ها چشم پوشی می‌گردد. (ب)کلیه خازن‌ها به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شده و ولتاژ آنها مقدار ثابتی در نظر گرفته می‌شود. (ج) اختلاف فاز بین پالس گیت سوئیچ‌های S_1 و S_2 به اندازه ۱۸۰ درجه می‌باشد. و ضریب وظیفه بزرگتر از ۰.۵است و جریان سلف های L_{m1} و L_{m2} پیوسته می باشد. در شکل (۲)، شکل موج‌های پالس گیت - سورس دو سوئیچ اصلی و دو سوئیچ کمکی دیگر به همراه جریان تمام المان‌های نیمه هادی مبدل پیشنهادی در مد حالت پیوسته ارایه شده است. در شکل (۳) هنگامی که مبدل در حالت مد پیوسته است هفت حالت عملکردی به منظور آنالیز مدار مبدل بررسی می‌گردد.



[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]

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 خازن‌های C_3 و C_4 تامین می‌نمایند و سلف‌های مغناطیس کنندگی L_{m1} و L_{m2} در حال شارژ هستند.

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

$$V_{S2} = \frac{Vo}{4+2n} \qquad (۱)$$

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

$$V_{lk2} = (2Vin + \frac{V_{C1} - V_{C2} - V_{C4}}{n} - V_{C5}) \qquad (۲)$$

$$I_{LK2}(t) = \frac{V_{LK2}}{L_{k2}}(t - t_2) - I_{lm} \qquad (۳)$$

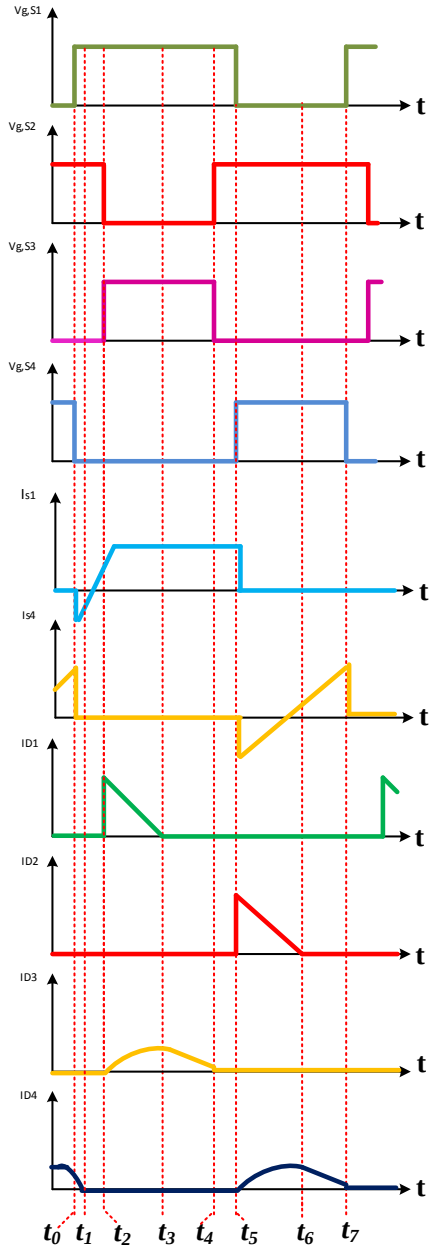
$$\Delta_{t3} = t_3 - t_2 = \frac{I_{lm} L_{k2}}{V_{k2}} \qquad (۴)$$

وضعیت چهارم (t_3-t_4): در این وضعیت جریان سوئیچ S_3 با همان شیب حالت قبل به صورت خطی افزایش می‌یابد. همچنین دیود D_1 تحت شرایط (ZC)[۵] خاموش گردیده و سلف L_{M1} همچنان در حالت شارژ می‌باشد و انرژی سلف L_{M2} نیز از طریق سیم پیچ تزویج به N_{S2} منتقل می‌گردد.

وضعیت پنجم (t_4-t_5): در این وضعیت سوئیچ کمکی S_3 خاموش گردیده و سلف نشتی L_{K2} شروع به دشارژ خازن C_{S2} می‌نماید. با روشن شدن دیود بدنه S_2 این سوئیچ می تواند تحت شرایط (ZVC)[۶] روشن شود.

وضعیت ششم (t_5-t_6): در این وضعیت جریان از دیود بدنه S_2 به خود S_2 منتقل می‌گردد و دیود D_3 نیز هدایت کرده و انرژی سلف NS_2 از طریق دیود D_3 به بار منتقل می‌شود و همچنین سلف L_{M2} نیز شروع به شارژ می‌کند.

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 (ZC)[۵]خاموش شده و در نتیجه کلیه دیود های مدار خاموش هستند و جریان بار از خازن‌های C_3و C_4 تامین شده و سلف های ورودی نیز شارژ می شوند. به دلیل تقارن مدار ، این وضعیت‌ها برای سوئیچ‌های S_1 و S_4 تکرار می‌گردد.



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

۳- تحلیل حالت ماندگار

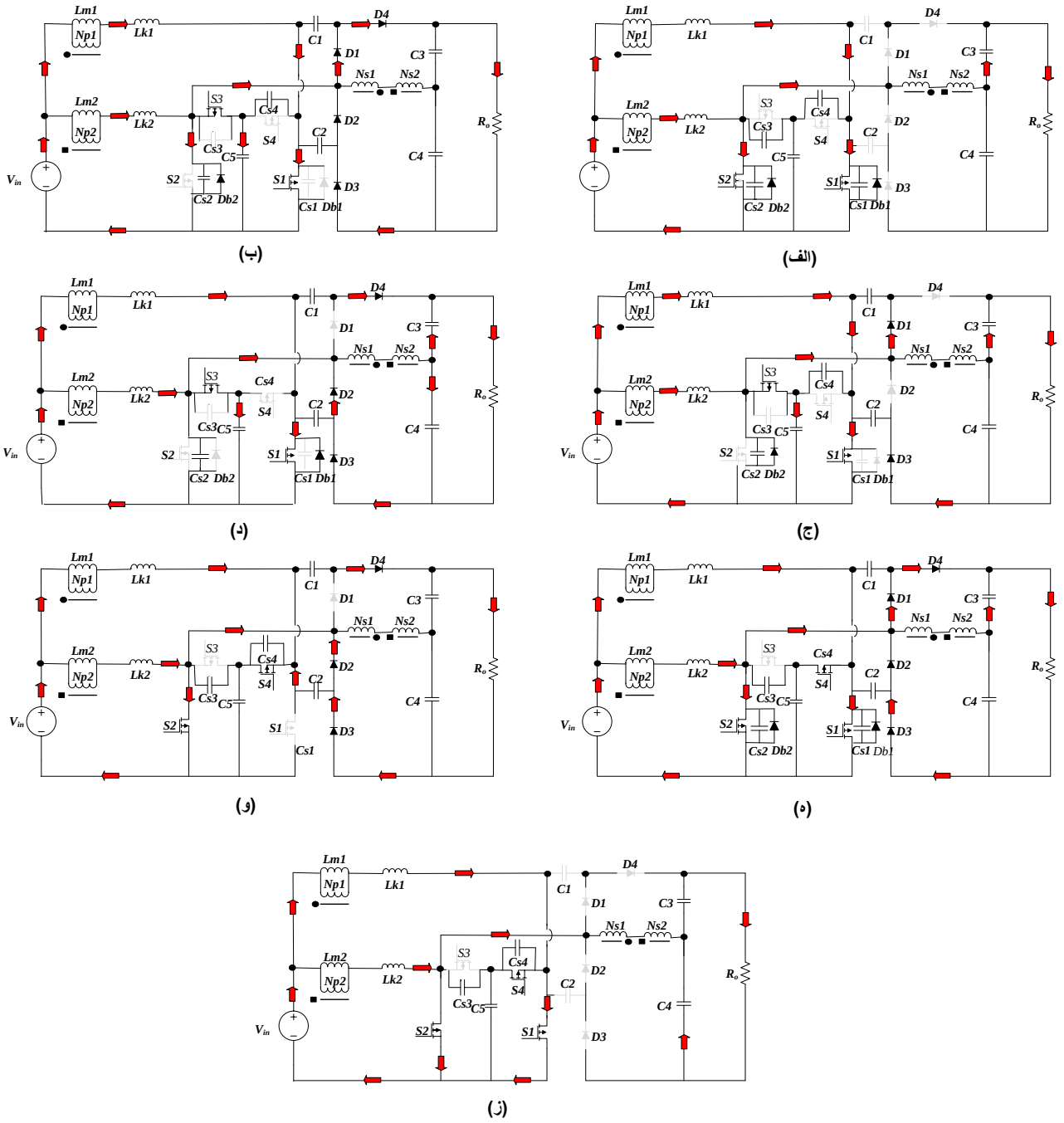
مبدل پیشنهادی در این بخش درحالت پیوسته (CCM)[۷] تحلیل می گردد.

۳-۱- محاسبه بهره ولتاژ

بهره ولتاژ توسط ولتاژ ثانویه اصلی، هنگامی که سوئیچ اصلی **S_1** روشن می‌باشد، به کمک رابطه بالانس ولت-ثانیه بدست می‌آید:

$$V_{L_{m1}}^{c} \times T1_{on} = V_{L_{m1}}^{disc} \times T_{1off} \qquad (۵)$$

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]



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

در مدت زمان T_1 دوره هدایت کلید اصلی S_1 شروع شده و با تمام شدن T_1 دوره هدایت این کلید پایان می‌پذیرد. V_{lm1}^{c} 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 نشتی قابل چشم پوشی می‌باشد. از وضعیت دوم تا ششم ولتاژ سلف L_{m1} به شرح معادله ذیل می‌باشد. طبق روابط (۱) و (۲) ولتاژ سلف L_{m1} برابر است با:

$$V_{l_{lm1}} = V_{in} \qquad (٦)$$

$$V_{L_{m1}}^{disc} = \frac{T_{1on}}{T_{1off}} V_{L_{m1}}^{c} = \frac{d_1}{1-d_1} V_{L_{m1}}^{c} = \frac{d_1}{1-d_1} V_{in} \qquad (٧)$$

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

$$V_{L_{m2}}^{disc} = \frac{T_{2on}}{T_{2off}} V_{L_{m2}}^{c} = \frac{d_2}{1-d_2} V_{L_{m2}}^{c} = \frac{d}{1-d_2} V_{in} \qquad (٨)$$

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]

V_{Lm2}^{c} ولتاژ شارژ سلف L_{m2} و V_{Lm2}^{disc} ولتاژ د شارژ سلف L_{m2} می با شد. در و ضعیت سوم ولتاژ خازن C_1 تو سط معادله زیرقابل محا سبه می‌باشد:

$$Vc_1 = V_{in} + V_{L_{m2}}^{disc} = V_{in} + \frac{d_2}{1-d_2}V_{in} = \frac{1}{1-d_2}V_{in} \quad (۹)$$

به طور مشابه همین روابط را می‌توان برای خازن C_2 در و ضعیت هفتم نوشت:

$$Vc_2 = V_{in} + V_{L_{m1}}^{disc} = V_{in} + \frac{d_1}{1-d_1}V_{in} = \frac{1}{1-d_1}V_{in} \quad (۱۰)$$

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{2+nk}{1-d}V_{in} \quad (۱۱)$$

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

$$V_O = V_{C3+}V_{C4} = \frac{4+2nk}{1-d}V_{in} \quad (۱۲)$$

بنابراین بهره ولتاژ از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{4+2nk}{1-d} \quad (۱۳)$$

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

$$K = 1 \quad (۱۴)$$

۳-۲ استرس ولتاژ نیمه هادی‌ها

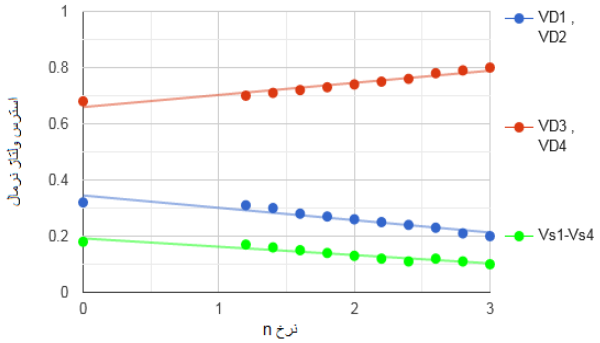
در این بخش تحلیل حالت ماندگار مبدل مورد برر سی قرار می‌گیرد. با فرض K=1 و بر اساس روابط (۱۵) – (۱۷) استرس ولتاژ سوئیچ های ا صلی S_1 تا S_4 و دیودهای D_1 تا D_4 به صورت روابط زیر بد ست می‌آید:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{S3} = V_{S4} = \frac{1}{1-d}V_{in} = \frac{1}{4+2n}V_O \quad (۱۵)$$

$$V_{D1} = V_{D2} = \frac{2}{1-d}V_{in} = \frac{2}{4+2n}V_O \quad (۱۶)$$

$$V_{D3} = V_{D4} = \frac{2+2n}{1-d}V_{in} = \frac{2+2n}{4+2n}V_O \quad (۱۷)$$

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



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 بی شتر از ۰.۲ ولتاژ خروجی نی ست. بنابراین اندازه ولتاژ پایین ماسفت‌ها و دیودها می‌تواند تلفات سوئیچینگ و هدایتی را کاهش داده و ولتاژ خروجی را افزایش دهد.

۴- ملاحظات طراحی

۴-۱- انتخاب سلف

طراحی سلف‌های تزویج بر ا ساس مرز شرایط عملیاتی القا مغناطیسی صورت می‌گیرد. در روش طراحی یکپارچه نسبت تعداد دور سیم پیچ n و ضریب همبستگی سیم پیچ k می‌با شد. برای تقارن مدار، مقدار جریان متو سط سلف‌های تزویج، یکسان در نظر گرفته شده و جریان ورودی I_{in} می‌باشد که از مجموع I_{Lm2}, I_{Lm1} بدست می‌آید.

$$I_{Lm1} = I_{Lm2} \quad (۱۸)$$

$$I_{in} = I_{Lm1} + I_{Lm2} \quad (۱۹)$$

برای راندمان ایده ال رابطه بین جریان ورودی و جریان خروجی به شکل به صورت زیر بدست می‌آید:

$$P_{in} = P_{out} \quad (۲۰)$$

$$I_{in}V_{in} = I_{out}V_{out} \quad (۲۱)$$

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

$$I_{Lm1} = I_{Lm2} = \frac{2+nk}{1-d}I_{out} \quad (۲۲)$$

$$V_{Lm} = L_m \frac{\square I_{Lm}}{\square t} \quad (۲۳)$$

هنگامی که سوئیچ‌ها رو شن می با شند ولتاژ ورودی سلف تزویج برابر V_{in} می‌باشد.

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]

$$L_m = \frac{V_{in} d}{f \cdot I_{Lm}} \qquad (۲۴)$$

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

$$n = \frac{M_{ccm}(1-D)-4}{2} \qquad (۲۵)$$

۴-۲- انتخاب خازن

برای طراحی خازن، عمدتا به استرس و نوسان ولتاژ برای دستیابی به یک محدوده ولتاژ مشخص توجه می‌شود. برای محاسبه خازن‌های مدار مبدل پیشنهادی از رابطه زیر استفاده می‌کنیم:

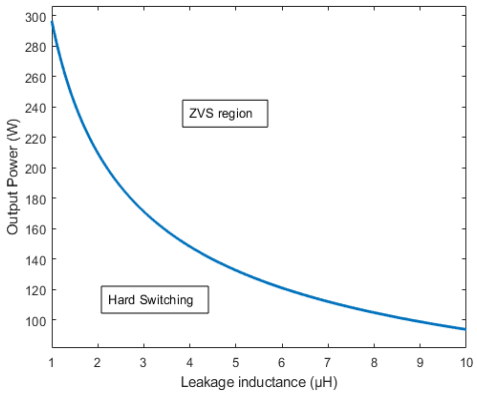
$$C_{1\cdot 4} \geq \frac{P_{C1\cdot 4}}{2V_{C1\cdot 4} \cdot V_{C1\cdot 4} f} \qquad (۲۶)$$

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

۴-۳- شرایط کلیدزنی نرم

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

$$\frac{1}{2} L_k I_{Lm}^2 > \frac{1}{2} C_s V_{sw}^2 \qquad (۲۷)$$



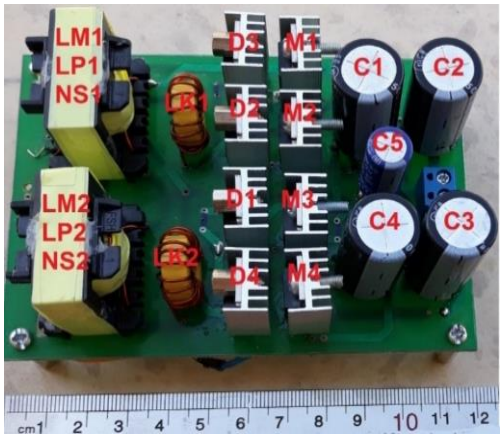
شکل (۵)ناحیه کلیدزنی نرم در مبدل پیشنهادی بر حسب توان

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 می‌آید. همانطور که مشخص است، شرایط کلیدزنی نرم برای تمام المان‌های 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. مشاهده می گردد که با افزایش ولتاژ ورودی به خاطر کاهش جریان ورودی و متعاقب آن کاهش تلفات هدایتی سوییچ ها راندمان مطلوب تر است. شکل ۸-الف شکل موج های ولتاژ و جریان سوییچ اصلی S_1 و شکل ۸ - ب شکل موج های ولتاژ و جریان سوییچ کمکی S_4 را نشان می دهند. همانطور که از شکلها مشخص است در زمان روشن شدن سوییچ ها جریان منفی است لذا دیود بدنه هدایت کرده و شرایط ZVS برای آنها برقرار است. همچنین با توجه به اینکه بیشینه ولتاژ کلید اصلی مبدل کمتر از ۶۰ ولت می‌باشد، تلفات هدایتی کاهش می‌یابد. 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 بازیابی معکوس ندارند.

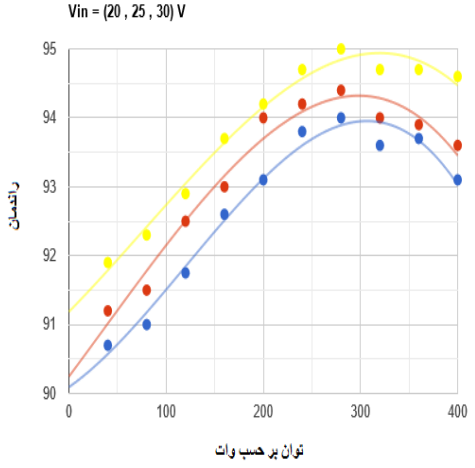
جدول (۱): المانها و مقادیر ویژه مبدل پیشنهادی

اجزا	مقدار
ولتاژ ورودی	۳۰V
ولتاژ خروجی	۴۰۰V
توان	200W
فرکانس سوییچینگ	۱۰۰KHZ
$Lm_۱$, $Lm_۲$	۱۰۰ μH
$S_۱$,$S_۲$	IRF۷۴۰
دیود های D_1~D_4	U۸۶۰G
خازن های C_1,C_2	۴۷μF/۴۵۰V
خازن های C_3,C_4	۴۷μF/۵۰۰V



[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]

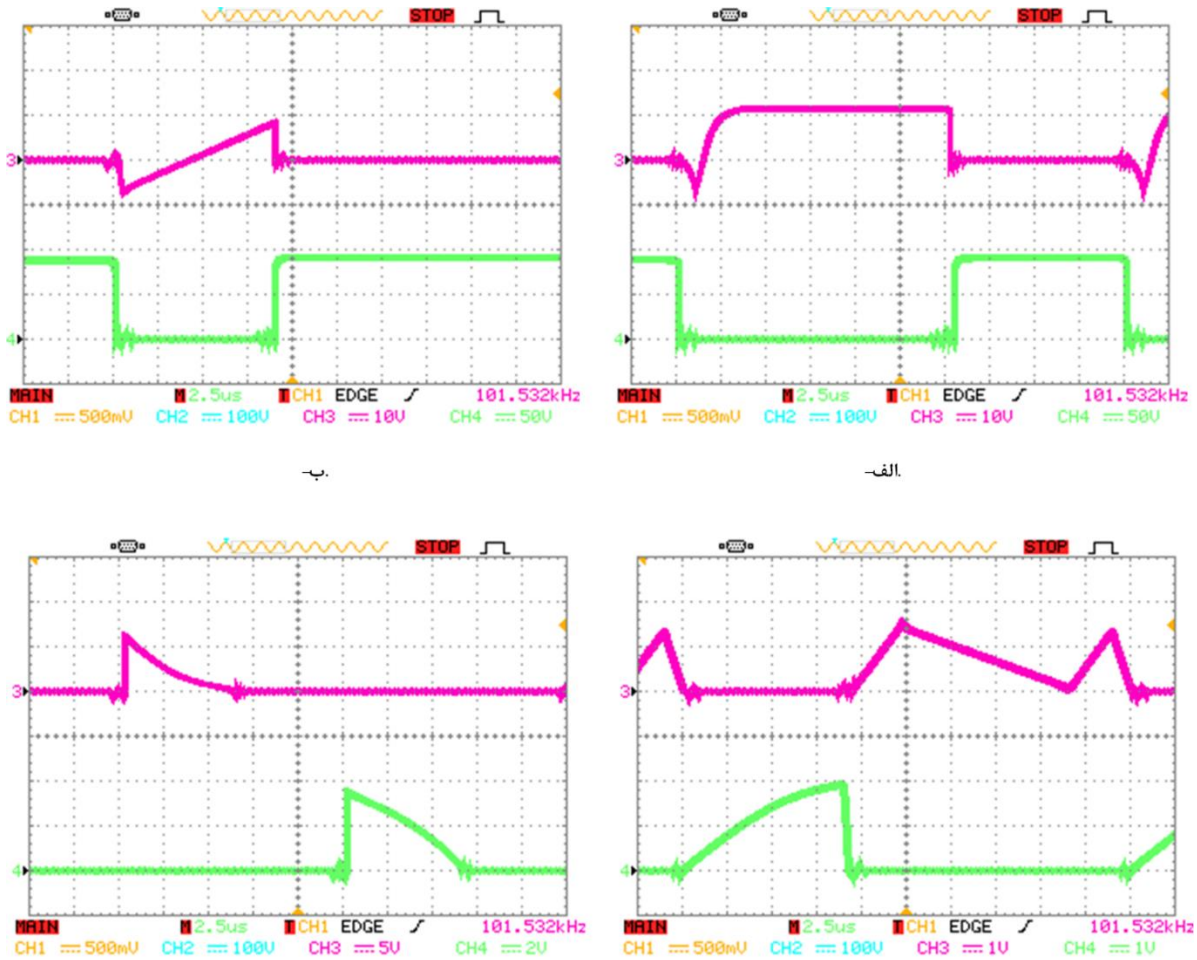
شکل (۶): تصویرساخت مبدل پیشنهادی



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

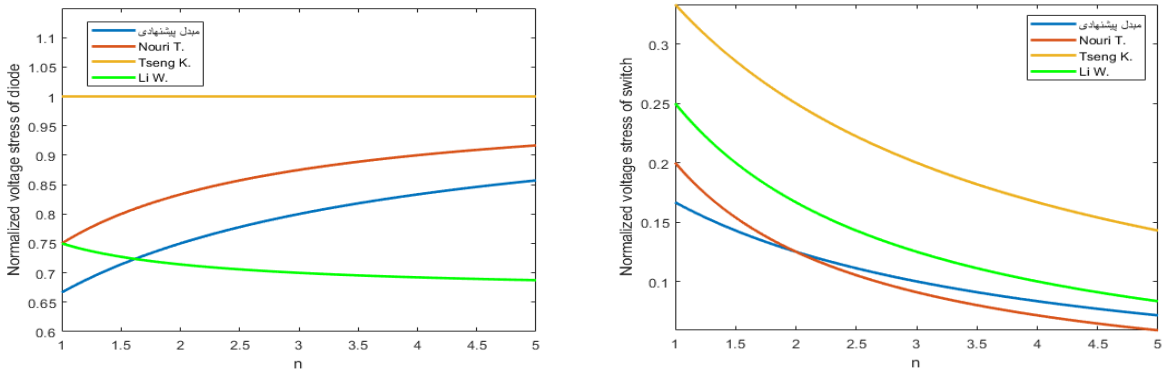
۶- مقایسه مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی بامبدلهای مشابه پیشین

مبدل پیشنهادی با مبدلهای Nouri،Tseng و Li از نظر تعداد المان، ماکزیمم استرس ولتاژ سوییچ ، ماکزیمم استرس ولتاژ دیود، میزان ریپل جریان ورودی و نوع کلیدزنی در جدول (۲) مقایسه شده است. همچنین استرس ولتاژ نرمالیزه شده سوییچ مبدلها در شکل ۹ الف و استرس ولتاژ نرمالیزه شده دیود در شکل ۹ب 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 دورهای بالاتر از ۲ است.



شکل(۸):نتایج عملی:الف-شکل موجهای ولتاژو جریان سوئیچ S_1:(40V/div,4A/div, 2.5 μs/div) ب-شکل موجهای ولتاژو جریان سوئیچ S_4: (40V/div,4A/div, 2.5 μs/div)ج-شکل موجهای جریان دیود D_1,D_2: (0.4V/div,0.4A/div, 2.5 μs/div) د-شکل موج-های جریان دیود D_4,D_3: (2V/div,0.8A/div, 2.5 μs/div)

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]



شکل (۹) الف -نمودار مقایسه استرس ولتاژ سوییچ مبدل پیشنهادی با مبدلهای دیگر ب- نمودار مقایسه استرس ولتاژ سوییچ 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 سوئیچ ها	۲	۲	۲	۴
تعداد خازن ها	۶	۸	۴	۴
تعداد سیم پیچ ها	۵	۵	۳	۴
تعداد کل المان ها	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 دیود ها	$\frac{1}{2+2nk}Vo$	$\frac{1}{2+3nk}Vo$	$\frac{1}{2+nk}Vo$	$\frac{1}{4+2nk}Vo$
ریپل جریان ورودی	$\frac{1+2nk}{2+2nk}Vo$	$\frac{1+2nk}{1+3nk}Vo$	Vo	$\frac{2+2nk}{4+2nk}Vo$
ریپل جریان ورودی	پایین	پایین	بالا	پایین
نوع کلیدزنی	ZC	ZC	Hard	ZV

باتوجه به اینکه تعداد دور ب سیار بالا موجب افزایش وزن و حجم مبدلها می شود، انتخاب ن سبت دور بالا مر سوم نی ست. از طرفی تعداد المان بالا باعث افزایش هزینه و تلفات هدایتی مبدل می گردد. با توجه به شکل ۹ب مبدل Li ا سترس ولتاژ پایینتری در تعداد دورهای بزرگتر از ۱.۵ دارد ولی این مبدل علی رغم تعداد سوییچ پایینتر از مبدل پیشنهادی دارای مشکلاتی نظیر بهره ولتاژ پایینتر و ا سترس ولتاژ بالاتر و تلفات رو شن شدن خازنی در سوییچها می با شد. مبدل Tseng دارای تعداد المان پایینتر از مبدل پی شنهادی ا ست و فقط دو سوییچ دارد ولی این مبدل مشکلات متعددی مانند ا سترس ولتاژ بالا روی سوییچ و دیودها و همچنین کلیدزنی سخت دارد که راندمان آن را به شدت تحت تاثیر قرار می دهد.

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل ب سیار افزاینده در هم تنیده با ریپل جریان پایین ارایه شده ا ست. مبدل پی شنهادی 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 ویژگی ها با عث افزایش فر کانس کلیدزنی و راندمان مبدل، و کاهش تلفات کلیدزنی و اندازه مبدل شده‌اند. تمام المان‌های نیمه‌هادی در این مبدل به صورت نرم کلیدزنی می شوند و در نتیجه تلفات کلیدزنی به مبدل تحمیل نمی شود. به دلیل نبود م شکل بازیابی معکوس در دیودهای خروجی، حذف تلفات رو شن شدن خازنی در سوئیچها، و تعداد کم المان‌ها، تلفات هدایتی مبدل نیز به‌طور قابل توجهی کاهش یافته است. بازده مبدل پیشنهادی در

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]

بار کامل به ۹۴.۲ در صد می‌رسد که نسبت به مدل‌های قبلی ارائه شده (مطابق جدول ۲) بهبود قابل توجهی را نشان می‌دهد. در طراحی این مبدل، سلف‌های تزویج در سمت اولیه به صورت موازی و در سمت ثانویه به صورت سری قرار داده شده‌اند که این پیکربندی موجب افزایش بهره ولتاژ مبدل شده است. همچنین، استرس ولتاژ پایین بر روی سوئیچ‌ها امکان استفاده از ماسفت‌های قدرت با ولتاژ پایین‌تر را فراهم می‌کند. این ویژگی نه تنها هزینه کلی مدار را کاهش می‌دهد، بلکه موجب کاهش محسوس تلفات هدایتی و افزایش راندمان مبدل نیز می‌گردد. برای بهبود عملکرد و بهینه‌سازی مبدل، پیشنهاد می‌شود راهکارهایی جهت کاهش زمان روشن بودن سوئیچ‌های کمکی ارائه گردد. این اقدام می‌تواند به کاهش جریان چرخشی در مدار کمکی منجر شود و در نتیجه، تلفات هدایتی ناشی از مدار کمکی که به مبدل تحمیل می‌شود، 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 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

زیرنویس ها:

[۱] Zero voltage switching

[۲] Photo voltage

[۳] Fuel cell

[٤] Zero voltage transmission

[٥] Zero current

[٦] Zero voltage current

[۷] Continuous conduction mode

[۸] Electromagnetic Interference

[Downloaded from ieijqp.ir on 2026-01-28]