Journal of **N**ovel **R**esearches on **S**mart **P**ower **S**ystems - Vol. 14 - No. 3 – Autumn 2025
P-ISSN: 2322-2468, E-ISSN: 2981-0272, https://jeps.dezful.iau.ir/

Research Article

A quadratic high step-up converter with low input current ripple and high efficiency

Mehdi Alizadeh[1], *Ph.D Candidate*, Majid Delshad[* 2], *Professor*, Mohammad Rouhollah Yazdani[3], *Associate Professor*, Bahador Fani, *Professor*

[1] Department of Electrical Engineering, Isf.C, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
mehdi.alizadeh@iau.ir
[2] Department of Electrical Engineering, Isf.C, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
majid.delshad@iau.ac.ir
[3] Department of Electrical Engineering, Isf.C, Islamic Azad University, Isfahan, Iran,
m.yazdani@khuisf.ac.ir
[4]Department of Electrical Engineering, Isf.C, Islamic Azad University, Isfahan, Iran
b.fani@khuisf.ac.ir

Abstract:
In this study, a second-order boost converter with a very high voltage step-up capability is introduced. The proposed topology employs an efficient structure that enables zero-voltage-switching (ZVS) at the turn-on instant of both the main and auxiliary switches. Achieving ZVS significantly reduces the voltage stress on the semiconductor devices and improves the overall switching efficiency. In this converter, all diodes are turned off under zero-current conditions, thereby minimizing their turn-off losses. Moreover, the auxiliary switch operates complementarily with the main switch, which allows the PWM-based control strategy to be preserved without increasing implementation complexity. The continuous input current further makes this configuration suitable for renewable energy applications such as photovoltaic panels and fuel-cell systems. Simulation results obtained in PSPICE validate the correct operation and analytical assessments of the proposed converter and demonstrate an efficiency of 96.2% at full load.

Keywords: Continuous current, ultra step-up converter, second-order topology, high efficiency, zero-voltage switching (ZVS)

Received: 30 Jun. 2025
Revised: 6 Sep. 2025
Accepted: 24 Sep. 2025

* Corresponding Author: Dr. Majid Delshad

Citation: M. Alizadeh, M. Delshad, M. R. Yazdani, B. Fani, "A quadratic high step-up converter with low input current ripple and high efficiency", Journal of Novel Researches on Smart Power Systems, vol. 14, no. 3, pp. 1-13, November 2025 (in Persian).

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]

مقاله پژوهشی

مبدل بسیار افزاینده مرتبه دوم با ریپل جریان ورودی پایین و راندمان بالا

مهدی علی زاده[۱]، دانشجوی دکتری، مجید دلشاد[۲]، استاد، محمد روح اله یزدانی[۳]، دانشیار، بهادر فانی[۴]، استاد

۱- گروه مهندسی برق، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران، mehdi.alizadeh@iau.ir
۲- گروه مهندسی برق، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران،majid.delshad@iau.ac.ir
۳- گروه مهندسی برق، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران،m.yazdani@khuisf.ac.ir
۴- گروه مهندسی برق، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران،b.fani@khuisf.ac.ir

چکیده: در این پژوهش یک مبدل افزاینده مرتبه دوم با قابلیت افزایش ولتاژ بسیار بالا معرفی می‌شود که از ساختاری کارآمد برای دستیابی به شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر در لحظه روشن‌شدن کلید اصلی و کمکی بهره می‌برد. تحقق این شرایط موجب کاهش چشمگیر تنش ولتاژ بر عناصر نیمه‌رسانا و بهبود بازده سوئیچینگ می‌شود. در این مبدل، تمامی دیودها تحت شرایط جریان صفر خاموش می‌شوند و بنابراین تلفات ناشی از خاموشی آن‌ها به حداقل می‌رسد. از طرفی، کلید کمکی به صورت مکمل با کلید اصلی عمل می‌کند و همین موضوع موجب می‌شود راهبرد کنترلی مبتنی بر PWM حفظ شده و پیچیدگی پیاده‌سازی افزایش نیابد. پیوستگی جریان ورودی نیز این ساختار را برای کاربرد در سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر نظیر پنل‌های فوتوولتاییک و پیل‌های سوختی مناسب می‌سازد. نتایج شبیه‌سازی در محیط PSPICE عملکرد صحیح و تحلیل‌های ارائه‌شده برای مبدل پیشنهادی را تأیید کرده و راندمان ۹۶,۲ درصد را در بار کامل نشان می‌دهد.

کلمات کلیدی: جریان پیوسته، مبدل بسیار افزاینده، مرتبه دوم، راندمان بالا، کلیدزنی در ولتاژ صفر

تاریخ دریافت: ۱۴۰۴/۴/۹
تاریخ بازنگری: ۱۴۰۴/۶/۱۵
تاریخ پذیرش: ۱۴۰۴/۷/۲

* **نام نویسنده مسئول:** دکتر مجید دلشاد
نشانی نویسنده مسئول: اصفهان، بلوار ارغوانیه، بلوار دانشگاه، دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان، گروه مهندسی برق

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025

۱- مقدمه

ادغام منابع انرژی تجدیدپذیر با شبکه قدرت الکتریکی، نیاز به استفاده از مبدل‌های ولتاژ بالای جریان مستقیم را افزایش داده است تا ولتاژ خروجی پایین منابع تجدیدپذیر را به سطحی مناسب برای اتصال به شبکه‌های توزیع با ولتاژ ۴۰۰ ولت برسانند. استفاده از سیستم توزیع جریان مستقیم نسبت به توزیع متناوب، مزایای متعددی دارد که از جمله می‌توان به کاهش تعداد واحدهای تبدیل، کاهش هزینه و بهبود کیفیت توان اشاره کرد. بنابراین با استفاده از یک مبدل جریان مستقیم با بهره ولتاژ بالا، می‌توان ولتاژ خروجی پایین و نامنظم یک پنل خورشیدی را به ولتاژ بالای تنظیم‌شده تبدیل کرد. همچنین مبدل‌های با بهره ولتاژ بالا قادرند حداکثر توان ممکن را از منبع استخراج کنند[۱-۳].

به‌کارگیری سلف تزویج[۱] از روش‌های شناخته شده برای افزایش بهره ولتاژ است، اما وجود اندوکتانس نشتی معمولاً منجر به ایجاد نوسانات ولتاژی و افزایش تنش روی کلیدها می‌شود. برای کنترل این اثرات، معمولاً از مدارهای کلمپ[۲] استفاده می‌شود تا علاوه بر محدودسازی ولتاژهای ناخواسته، امکان بازیابی انرژی نشتی نیز فراهم گردد. در کنار این رویکرد، استفاده از سلول‌های خازن یا سلف سوئیچ‌شونده یکی از متداول‌ترین روش‌ها برای تقویت ولتاژ خروجی به شمار می‌رود. این تکنیک‌ها به دلیل سادگی ساخت، هزینه کم و سهولت پیاده‌سازی، در طراحی بسیاری از مبدل‌ها به‌کار گرفته شده‌اند. برای نمونه، مبدل‌های ارائه‌شده در [۴] و [۵] از خازن‌های سوئیچ‌شونده برای افزایش بهره ولتاژ استفاده می‌کنند، در حالی‌که ساختارهای معرفی‌شده در [۶] و [۷] با ترکیب یک سلف غیرفعال سوئیچ شونده و یک خازن سوئیچ شونده[۳]، بدون افزودن پیچیدگی زیاد، بهره ولتاژ بیشتری فراهم می‌سازند. مزیت اصلی این نوع سلول‌ها، ایجاد افزایش قابل توجه ولتاژ با حداقل افزوده‌شدن اجزای جدید و بدون نیاز به تغییر اساسی در کنترل است.

روش دیگری که در سال‌های اخیر رواج یافته، استفاده از ساختار سلف فعال سوئیچ‌شونده است. در این تکنیک، دو سلف طوری طراحی می‌شوند که در حالت شارژ به‌صورت موازی و هنگام دشارژ به‌صورت سری عمل کنند؛ بدین ترتیب، هم بهره ولتاژ افزایش یافته و هم بازده کلی مبدل بهبود پیدا می‌کند. علاوه بر این، تقسیم جریان میان کلیدها در این ساختار به کاهش تلفات هدایتی[۴] و تنش ولتاژ[۵] کمک می‌کند [۸، ۹]. با وجود این مزایا، مبدل‌های مبتنی بر سلف فعال نسبت به نوسانات ولتاژ ناشی از اختلاف اندوکتانس‌ها حساس بوده و برای تثبیت ولتاژ خروجی نیازمند مدارهای کلمپ هستند [۱۰]. همچنین، بسیاری از این مبدل‌ها فاقد زمین مشترک‌اند و استفاده از دو کلید فعال منجر به افزایش هزینه، پیچیدگی کنترلی و کاهش چگالی توان می‌شود.

در ادامه، ساختارهای موازی به‌عنوان راهکاری برای بهبود عملکرد مبدل‌های افزاینده مطرح شده‌اند. هرچند موازی‌سازی به‌تنهایی بهره ولتاژ را افزایش نمی‌دهد، اما ترکیب آن با تکنیک‌هایی مانند سلول‌های ضرب‌کننده ولتاژ[۶]، امکان دستیابی به ولتاژ خروجی بالا را بدون نیاز به سیکل کاری شدید فراهم می‌کند. نمونه‌هایی از مبدل‌های موازی اصلاح‌شده در [۱۱] و [۱۲] ارائه شده‌اند که پاسخ دینامیکی مناسب‌تری نیز دارند. افزون بر این، تقسیم جریان میان شاخه‌های موازی باعث کاهش تلفات هدایتی کلیدها می‌شود، هرچند افزایش تعداد کلیدها در این ساختارها همچنان مسئله پیچیدگی کنترلی و افت چگالی توان را به همراه دارد.

در مقابل این روش‌ها، مبدل‌های تک‌کلیدی به دلیل سادگی ساختار، هزینه کمتر و چگالی توان بالاتر مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. این دسته از مبدل‌ها معمولاً با بهره‌گیری از سلول‌های ضرب‌کننده ولتاژ، سلف تزویج یا ترکیب هر دو، قادرند بدون افزایش قابل توجه پیچیدگی مدار، بهره ولتاژ زیادی ایجاد کنند. به عنوان نمونه، ساختار ارائه‌شده در [۱۳] با ترکیب همزمان سلول ضرب‌کننده ولتاژ و سلف تزویج به بهره بالایی دست یافته است، در حالی‌که مبدل معرفی شده در [۱۴] تنها با اتکا به سلول ضرب‌کننده ولتاژ توانسته ولتاژ خروجی قابل توجهی تولید کند.

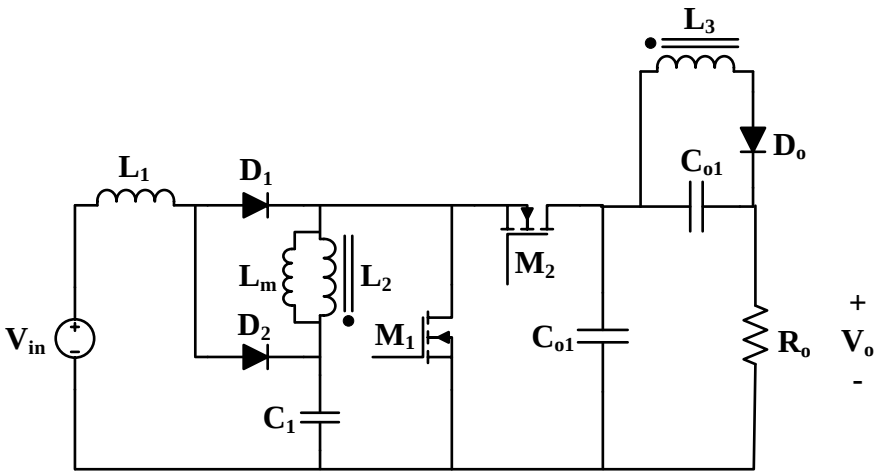
در این مقاله یک مبدل افزاینده مرتبه دوم با قابلیت کلیدزنی در ولتاژ صفر[۷] ارائه می شود که از مزایایی همچون جریان ورودی پیوسته، بهره ولتاژ بالا و تنش ولتاژ کم بر روی کلیدها برخوردار است. به‌کارگیری کلیدزنی نرم موجب کاهش تلفات سوئیچینگ و در نتیجه افزایش راندمان کلی مبدل می‌گردد. افزون بر این، ساختار فشرده و چگالی توان بالای آن سبب می‌شود این مبدل برای کاربردهای مبتنی بر انرژی‌های پاک و تجدیدپذیر گزینه‌ای مناسب و کارآمد باشد.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025

در این مقاله، ابتدا در بخش دوم نحوه عملکرد مبدل پیشـــنهادی به‌صـــورت مرحله‌به‌مرحله مورد بررســـی قرار می‌گیرد تا روند انتقال انرژی و نقش هر یک از اجزای مدار به‌روشنی تبیین شود. در ادامه، بخش سوم به تحلیل جامع مبدل اختصاص دارد؛ در این بخش روابط کلیدی، شـــرایط کاری و ویژگی‌های الکتریکی مدار اســـتخراج و بررســـی می‌شـــوند. در بخش چهارم نیز نتایج شبیه سازی ارائه شده‌اند که با هدف تأیید تحلیل‌های تئوری و نشان‌دادن صحت عملکرد مبدل در شرایط عملی به‌کار گرفته شده‌اند. این ساختار ارائه، امکان درک تدریجی مبدل و اعتبارسنجی کامل رفتار آن را فراهم می‌سازد.

۲- مبدل مرتبه دوم پیشنهادی

ساختار مبدل پیشنهادی در شکل ۱ نمایش داده شده است. این مبدل از یک سلف ورودی L_1 ، سلف‌های تزویج‌شده L_2–L_3 ، دو کلید اصلی و کمکی M_1 وM_2 ، دیودهای D_1 و D_2 در بخش ورودی، دیود D_3 در خروجی و خازن‌های C_1 ، C_2و C_3 تشکیل شده است. کلیدهای M_1 و M_2 به صورت مکمل عمل کرده و در هنگام روشن شدن تحت شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر قرار می‌گیرند.



شکل (۱): نمای شماتیک مبدل مرتبه دوم پیشنهادی

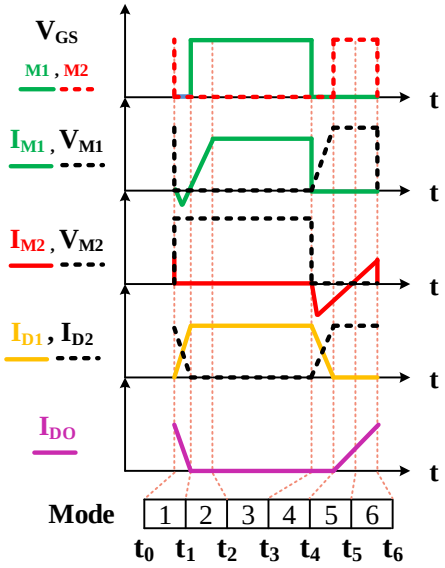
Figure (1): The schematic of proposed quadratic converter

۲-۱- عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت پیوسته

مبدل در هر سیکل سوئیچینگ شامل شش حالت مجزا است و برای ساده‌سازی فرآیند تحلیل، چند فرض اساسی در نظر گرفته شده است. نخست آن‌که تمام المان‌های مدار ایده‌آل فرض شده‌اند. همچنین به دلیل مقدار زیاد سلف L_1 ، جریان ورودی در طول یک سیکل تقریباً ثابت در نظر گرفته می شود. جریان سلف مغناطیس‌کننده L_m نیز ثابت فرض شده تا تحلیل معادلات ساده‌تر گردد. علاوه بر این، ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2و C_3 به علت ظرفیت بالای آن‌ها در طول یک سیکل تغییر محسوسی نداشته و ثابت در نظر گرفته می‌شود.

شکل‌موج‌های اصلی مربوط به عملکرد مبدل در شکل ۲ ارائه شده‌اند و شکل ۳ نیز مدارهای معادل مربوط به شش حالت کاری مختلف در هر سیکل سوئیچینگ را نمایش می‌دهد. این تصاویر درک بهتری از توالی عملکرد مبدل و رفتار انرژی در هر مرحله فراهم می‌سازند.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025



شکل (۲): شکل موجهای کلیدی مبدل پیشنهادی

Figure (2): The key waveforms of the proposed converter

پیش از آغاز وضعیت اول، سوئیچ M_2در حالت روشن و سوئیچ M_1خاموش است. در این بازه، دیود D_3هدایت می‌کند و انرژی ذخیره‌شده در سلف مغناطیس‌کنندگی به خروجی منتقل می‌شود.

وضعیت اول: در این مرحله، سوئیچ M_2خاموش می‌شود. پس از آن، سلف نشتی فرآیند تخلیه خازن مرتبط با M_1و شارژ خازن مربوط به M_2را آغاز می‌کند. هم‌زمان، جریان D_2کاهش یافته و جریان D_1رو به افزایش می‌رود. با هدایت دیود بدنهM_2 ، امکان روشن‌شدن M_1تحت شرایط ولتاژ صفر فراهم می‌شود.

وضعیت دوم: در این وضعیت، مسیر جریان از دیود بدنه M_1به خود سوئیچ منتقل شده و جریان آن با شیبی یکنواخت افزایش می‌یابد تا به مقدار I_{in}برسد. در این نقطه دیود D_3خاموش می‌گردد.

وضعیت سوم: در این مرحله، جریان عبوری از سوئیچ ثابت شده است. دیود D_1در حالت هدایت قرار دارد و دیودهای D_2و D_3خاموش هستند. پایان این وضعیت با خاموش‌شدن سوئیچ M_1مشخص می‌شود.

وضعیت چهارم: با خاموش شدن M_1، سلف نشتی فرآیند شارژ خازن M_1و دشارژ خازن M_2را آغاز می‌کند. در این حالت، دیود بدنه M_2هدایت نموده و از این نقطه به بعد، M_2 قادر است تحت ولتاژ صفر روشن شود. جریان D_1کاهش یافته و دیود D_2هدایت می‌کند و جریان آن رو به افزایش است. همچنین در این وضعیت فرآیند شارژ خازن C_1شروع می‌شود.

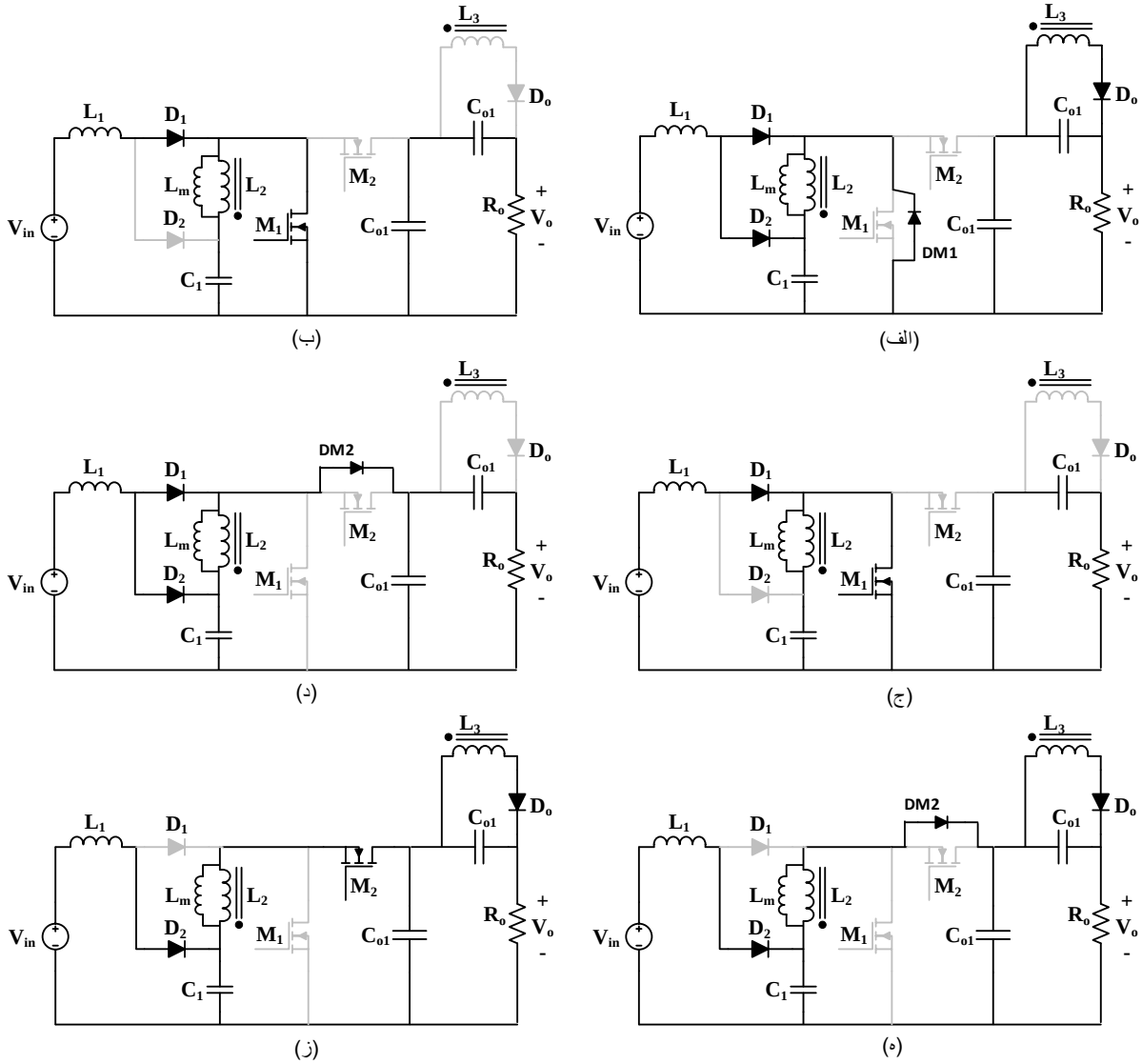
وضعیت پنجم: این حالت با روشن‌شدن دیود D_3شروع می‌شود. به دنبال آن شیب جریان سوئیچ M_2تغییر کرده و انرژی ذخیره‌شده در سلف مغناطیس‌کنندگی به سمت خروجی منتقل می‌شود.

وضعیت ششم: با انتقال جریان از دیود بدنه M_2به خود سوئیچ، این وضعیت آغاز می‌شود. در این مرحله، دیودهای D_3و D_2 در حالت هدایت قرار دارند. این وضعیت زمانی پایان می‌یابد که M_2خاموش شود.

۲-۲-عملکرد مبدل پی‌شنهادی در حالت گسسته

در حالت گسسته ، یک وضعیت کاری اضافه نسبت به حالت پیوسته وجود دارد که در آن کلید M_1 خاموش است و تمامی دیودهای مسیر توان نیز خاموش هستند؛ در این بازه، جریان سلف‌ها به صفر رسیده و مبدل در حالت آزاد بدون انتقال انرژی عمل می‌کند. در این شرایط بهره مبدل علاوه بر نسبت سیکل، به مقاومت بار، اندوکتانس‌ها و فرکانس کلیدزنی نیز وابسته است.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025



شکل(۳): 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

Figure (3): The operating modes of the proposed converter (a) Mode 1 (b) Mode 2 (c) Mode 3 (d) Mode 4 (e) Mode 5 (f) Mode 6 (a) Mode 7

با استفاده از رابطه توان ورودی–خروجی در حالت گسسته و شکل‌موج مثلثی جریان سلف ورودی و سلف مغناطیس‌کنندگی، یک پارامتر بی‌بُعد بار به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\frac{D(D+D1)Vin}{2f}\left(\frac{1}{(1-D)Lm}+\frac{1}{L1}\right)=\frac{Vo}{R} \quad (۱)$$

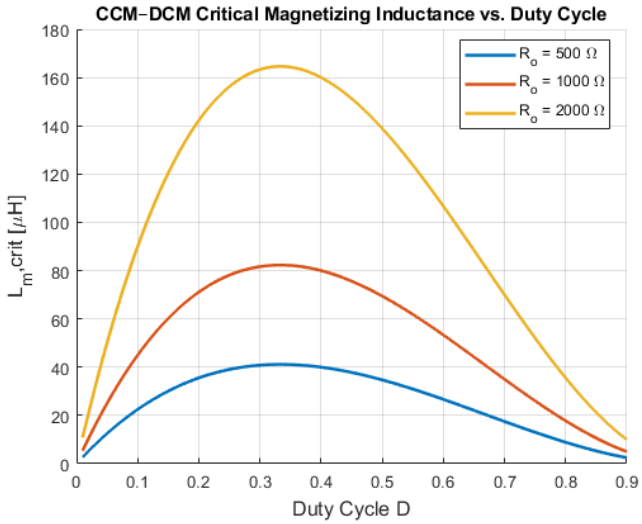
$$\kappa=\frac{R}{2f}\left(\frac{1}{(1-D)L_m}+\frac{1}{L_1}\right) \quad (۲)$$

که در آن D نسبت سیکل کلید، f فرکانس سوئیچینگ، L_m اندوکتانس مغناطیس‌کنندگی و L_1 سلف ورودی است. پس از حذف بازه D_1 از معادلات و حل معادله حاصل برای بهره، رابطه بسته بهره مبدل در DCM به دست می‌آید:

$$G_{DCM}(D,R)=\frac{1+2\kappa D^2+\sqrt{1+4\kappa D^2(1+n)}}{2} \quad (۳)$$

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025

بدین ترتیب، با کوچک بودن R(بار سنگین)، مقدار κکوچک شده و G_{DCM}به G_{CCM}نزدیک می‌شود، در حالی‌که برای بار سبک مقادیر بزرگ Rبهره DCM به‌طور قابل توجهی کاهش می‌یابد. شکل (۴) مرز دو حالت CCM وDCM را در مبدل پیشنهادی نشان می دهد. همانطور که مشخص است با افزایش بار ناحیه DCM کوچکتر می شود.



شکل (۴): مرز DCM-CCM در مبدل پیشنهادی (ناحیه زیر منحنیDCM)

Figure (4): DCM-CCM boundary in the proposed converter

۳- تحلیل مبدل پیشنهادی

در این قسمت مبدل پیشنهادی از نظر بهره ولتاژ، استرس روی المانهای نیمه هادی مورد بررسی قرار گرفته است.

۳-۱- محاسبه بهره مبدل پیشنهادی

با نوشته رابطه بالانس ولت ثانیه برای L_1 ولتاژ خازن C_1 بصورت زیر بدست می آید.

$$V_{in}DT+\left(V_{in}-V_{C1}\right)(1-D)T=0 \quad (۴)$$

$$V_{C1}=\frac{V_{in}}{1-D} \quad (۵)$$

همچنین با نوشتن رابطه ولت ثانیه برای سلف مغناطیس کنندگیولتاژ خازنهای خروجی بدست می آید و در نتیجه با نوشتن یک KVL در حلقه خروجی مبدل بهره مبدل مطابق رابطه ۹ حاصل می شود.

$$V_{C1}DT+\left(V_{C1}-V_{C2}\right)(1-D)T=0 \quad (۶)$$

$$V_{C1}DT+\left(-\frac{V_{C3}}{n}\right)(1-D)T=0 \quad (۷)$$

$$V_{C3}=\frac{nD}{1-D}V_{C1}=\frac{nDV_{in}}{(1-D)^2} \quad (۸)$$

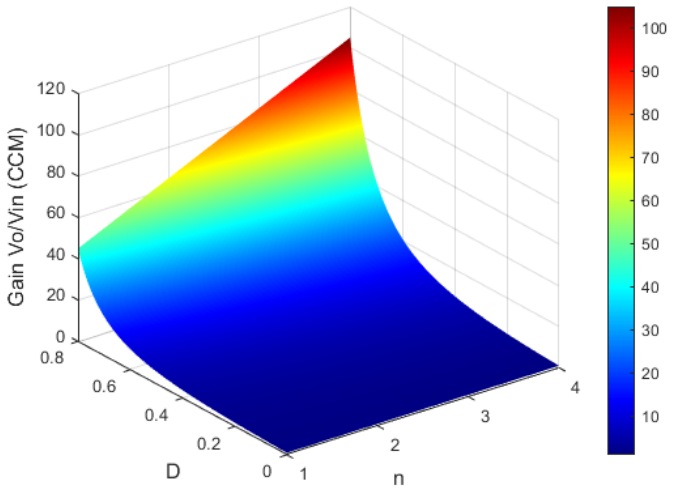
$$V_{C2}=V_{C1}+\frac{V_{C3}}{n}=\frac{V_{in}}{1-D}+\frac{DV_{in}}{(1-D)^2}=\frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (۹)$$

$$V_o=V_{C1}+V_{C2} \quad (۱۰)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}}=\frac{nD+1}{(1-D)^2} \quad (۱۱)$$

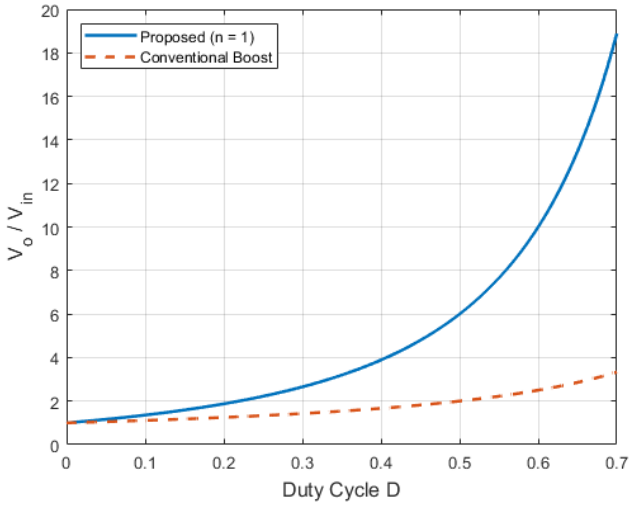
از توان دو در مخرج واضح است که مبدل مرتبه دوم است و بهره بالایی دارد. شکل (۵) رابطه بهره مبدل بدون اثر سلف نشتی به ازای مقادیر مختلف n را نشان می‌دهد. شکل (۶) بهره مبدل پیشنهادی را در دو حالت گسسته و پیوسته نشان می دهد. البته نسبت دور در هر دوحالت ۱ فرض شده است.

[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547] Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025 [Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]



شکل (۵): نمودار بهره مبدل پیشنهادی برحسب تغییرات نسبت دور و ضریب وظیفه

Figure (5): The voltage gain of the proposed converter versus turns ratio and duty cycle



شکل (۶): نمودار بهره مبدل پیشنهادی برحسب تغییرات ضریب وظیفه در دو حالت DCM,CCM

Figure (6): The voltage gain of the proposed converter versus turns ratio in DCM and CCM with n=1

استرس المان‌های مبدل

به راحتی با نوشتن KVL در مسیر المان‌ها هنگامی که آنها خاموش هستند می‌توان استرس ولتاژ سوئیچ‌ها و دیودها را مطابق زیر به دست آورد.

$$V_{M1} = V_{M2} = \frac{V_o}{1+nD} \quad (۱۲)$$

$$V_{D1} = \frac{DV_o}{1+nD} \quad (۱۳)$$

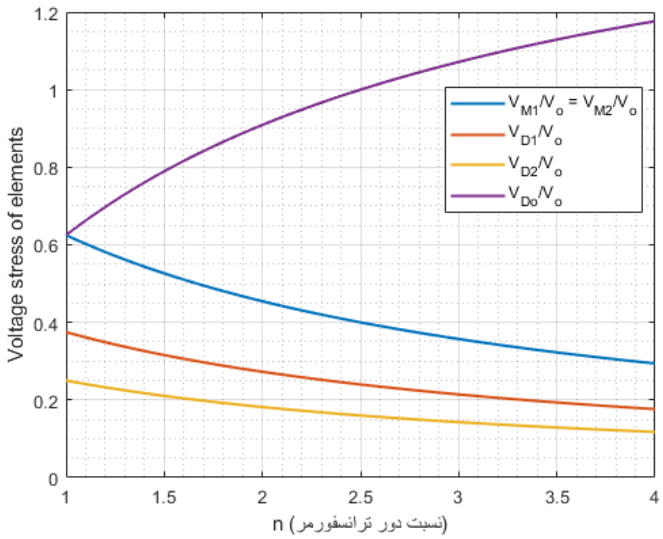
$$V_{D2} = \frac{(1-D)V_o}{1+nD} \quad (۱۴)$$

$$V_{Do} = \frac{nV_o}{1+nD} \quad (۱۵)$$

نمودار ارائه‌شده در شکل (۷) میزان استرس ولتاژ نرمالیزه‌شده عناصر مبدل پیشنهادی را در مقابل تغییرات نسبت دور nنشان می‌دهد. مطابق این نمودار، افزایش مقدار nموجب کاهش استرس ولتاژ بر روی کلیدهای اصلی و کمکی و همچنین دیودهای

[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547] Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025 [Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

مدار به‌جز دیود خروجی Do می‌شود. در مقابل، رفتار دیود Do متفاوت است و با افزایش نسبت دور، مقدار استرس ولتاژ آن روند افزایشی دارد. بنابراین، برای دستیابی به طراحی بهینه که در آن مجموعه المان‌ها تحت کمترین تنش ممکن قرار گیرند، انتخاب مقدار مناسب برای nضروری است. نتایج نشان می‌دهد که انتخاب نسبت دور در محدوده حدودی ۲ تا ۳ بهترین توازن را بین کاهش تنش روی عناصر و حفظ بهره مناسب مبدل فراهم می‌کند.



شکل (۷): نمودار استرس نرمالیزه شده المان‌های مبدل پیشنهادی بر حسب تغییرات n

Figure (7): The normalized stress of elements in the proposed converter

۴- شبیه سازی مبدل پیشنهادی

مبدل افزاینده پیشنهادی پس از طراحی، در محیط نرم‌افزار PSpiceمورد شبیه‌سازی قرار گرفته است. نتایج به‌دست‌آمده از شبیه‌سازی به‌خوبی تحلیل‌های تئوری ارائه‌شده برای این مبدل را تأیید می‌کنند. مشخصات اجزای مورد استفاده در پیاده‌سازی مبدل در جدول (۱) آورده شده است. همان‌گونه که در این جدول دیده می‌شود، ولتاژ ورودی مبدل برابر ۴۰ ولت بوده و ولتاژ خروجی آن به ۴۱۰ ولت می‌رسد. همچنین فرکانس کلیدزنی مبدل برابر با ۱۰۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است.

Table (1): Main Design Parameters of the Proposed Convertor

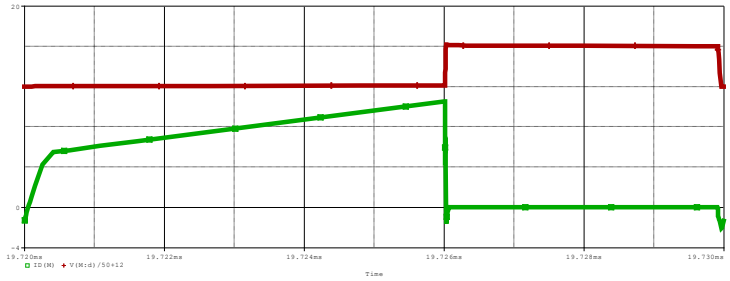
جدول (۱): مشخصات مهم طراحی مبدل پیشنهادی

المان	مشخصات	المان	مشخصات
سوییچها	IPW60R045CP	ولتاژ ورودی	۴۰ ولت
دیودها	MUR1560	ولتاژ خروجی	۴۱۰ ولت
L_1	۱۰۰میکرو هانری	توان خروجی	۲۰۰ وات
N	۲	فرکانس کلیدزنی	۱۰۰ کیلوهرتز
K	۰,۹۸	C_1	۱۰ میکروفاراد
L_m	۱۰۰میکرو هانری	C_2-C_3	۴۷میکروفاراد

شکل‌موج‌های شبیه‌سازی‌شده مربوط به المان‌های نیمه‌رسانای مبدل پیشنهادی در ادامه ارائه شده‌اند. در شکل (۸)، ولتاژ درین–سورس و جریان سوئیچ M_1نمایش داده شده است. همان‌گونه که مشاهده می‌شود، به دلیل وجود جریان منفی در لحظه روشن‌شدن سوئیچ، شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر (ZVS) برای M_1 مطابق تحلیل‌های تئوری فراهم شده است. شکل (۹) نیز

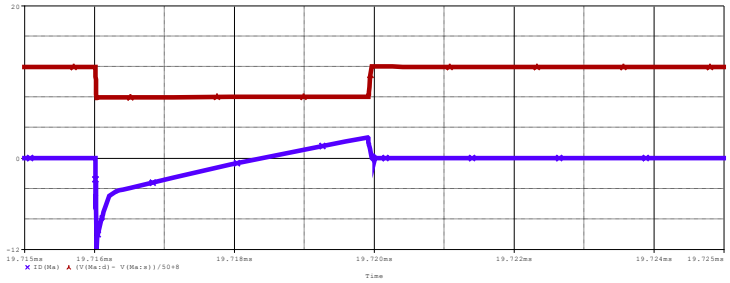
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025

شکل‌موج ولتاژ و جریان سوئیچ M_2را نشان می‌دهد که در آن نیز فراهم‌بودن شرایط ZVS هنگام روشن‌شدن سوئیچ به‌وضوح قابل مشاهده است .در شکل (۱۰)، جریان دیودهای D_1و D_2نشان داده شده است. مطابق انتظار و بر اساس شیب مثبت و منفی جریان، این دیودها تحت شرایط خاموشی و روشنی در جریان صفر (ZCS) عمل می‌کنند. شکل (۱۱) شکل‌موج جریان دیود D_oرا نمایش می‌دهد که آن نیز مانند سایر دیودها به دلیل ماهیت تغییرات جریان، به‌صورت ZCS خاموش و روشن می‌شود . در پایان، شکل‌موج جریان ورودی مبدل در شکل (۱۲) ارائه شده است. این شکل‌موج نشان می‌دهد که جریان ورودی دارای ریپل بسیار کم است که این ویژگی از مزایای مهم مبدل برای کاربردهای انرژی تجدیدپذیر و منابعی نظیر PV و پیل سوختی محسوب می‌شود.



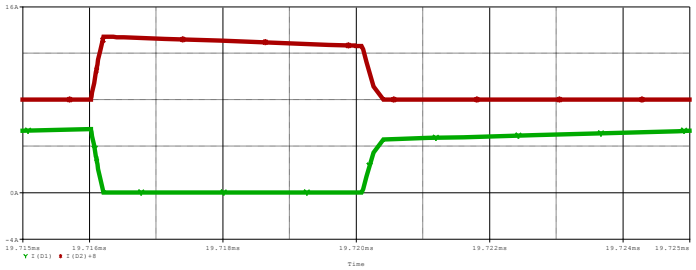
شکل (۸): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان(پایین) شبیه سازی شده سوییچ M_1مبدل پیشنهادی (4A/div, 200V/div,1 µs)

Figure (8): The simulated voltage (up) and current (bottom) of M_1 in the proposed converter



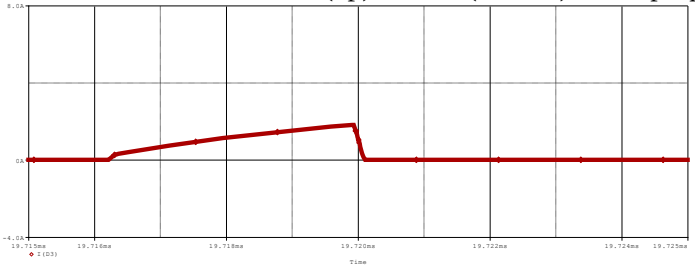
شکل (۹): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان(پایین) شبیه سازی شده سوییچ M_2مبدل پیشنهادی (4A/div, 200V/div,1 µs)

Figure (9): The simulated voltage (up) and current (bottom) of M_2 in the proposed converter



شکل (۱۰): شکل موج شبیه سازی شده جریان دیودهای D_1 (بالا) D_2 (پایین) مبدل پیشنهادی (4A/div, 1 µs)

Figure (10): The simulated current of D_1 (up) and D_2 (bottom) in the proposed converter

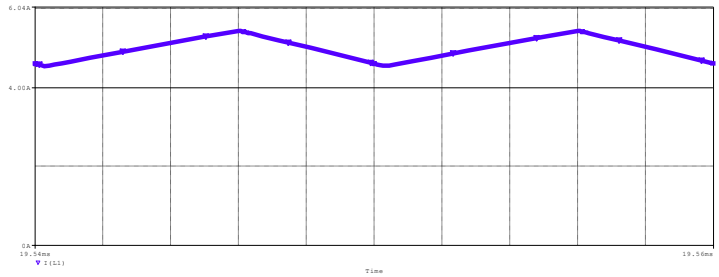


شکل (۱۱): شکل موج شبیه سازی شده جریان دیودD_o مبدل پیشنهادی (4A/div, 1 µs)

Figure (11): The simulated current of D_o in the proposed converter

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

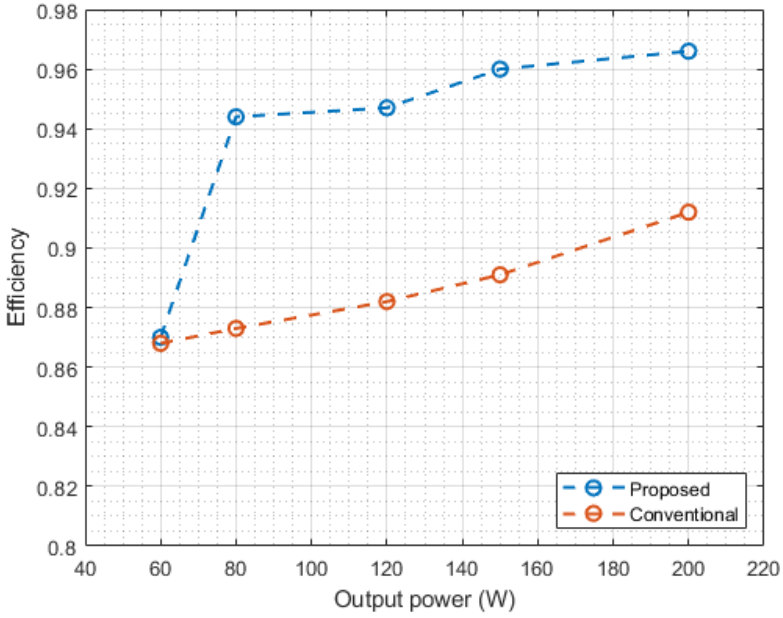
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025



شکل (۱۲): شکل موج شبیه سازی شده جریان ورودی(2A/div, 2 µs)

Figure (12): The simulated input current in the proposed converter

برای ارزیابی دقیق‌تر عملکرد مبدل پیشنهادی، راندمان اندازه‌گیری‌شده آن در کنار راندمان یک مبدل هم‌رده با کلیدزنی سخت در شکل (۱۳) نمایش داده شده است. همان‌طور که این نمودار نشان می‌دهد، مبدل پیشنهادی در بار نامی به راندمانی برابر با۹۶,۶ درصد دست یافته است. این مقدار در مقایسه با نمونه دارای کلیدزنی سخت حدود ۵,۵ درصد بهبود را نشان می‌دهد. این افزایش راندمان به‌طور مستقیم نتیجه استفاده از کلیدزنی نرم، کاهش تلفات سوئیچینگ و کاهش تنش ولتاژی بر روی المان‌هاست که در مجموع موجب ارتقای عملکرد انرژی و کارایی مبدل می‌شود.



شکل (۱۳): راندمان مبدل پیشنهادی و نمونه کلیدزنی سخت آن

Figure (13): The simulated efficiency of the proposed converter and hard switching counterpart

۵-تحلیل تئوری تلفات مبدل پیشنهادی

در مبدل پیشنهادی، تلفات عمدتاً ناشی از تلفات هادی‌شدن در کلیدهای قدرت، دیودها، سلف‌ها و خازن‌ها است. به دلیل عملکرد با شکل‌موج‌های نرم و ساختار کلید کمکی، تلفات سوئیچینگ نسبتاً کوچک بوده و در این تحلیل صرف‌نظر شده است. تلفات کلیدهای IPW60R045CP با فرض مقاومت روشن $R_{DS}(on)=0.04\ \Omega$ و جریان‌های مؤثر حاصل از شبیه‌سازی، برابر است

$$P_{Sw} = 0.04(I_{RMS,M_1}{}^2 + I_{RMS,M_2}{}^2) \quad (۱۶)$$

تلفات دیودها با فرض افت مستقیم $V_f=1V$ برابر است با:

$$P_D = V_f\ (I_{av,D1} + I_{av,D2} + I_{av,Do}) \quad (۱۷)$$

تلفات سلف‌ها شامل تلفات مس و تلفات هسته می‌باشد. تلفات مسی هر سلف از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025

$$P_{Cu} = I_{RMS,Li}^{2} R_{Li} \quad (۱۸)$$

و تلفات هسته بر اساس رابطه‌ی اشتاینمتز با پارامترهای ماده‌ی N95 به صورت زیر بیان می‌شود:

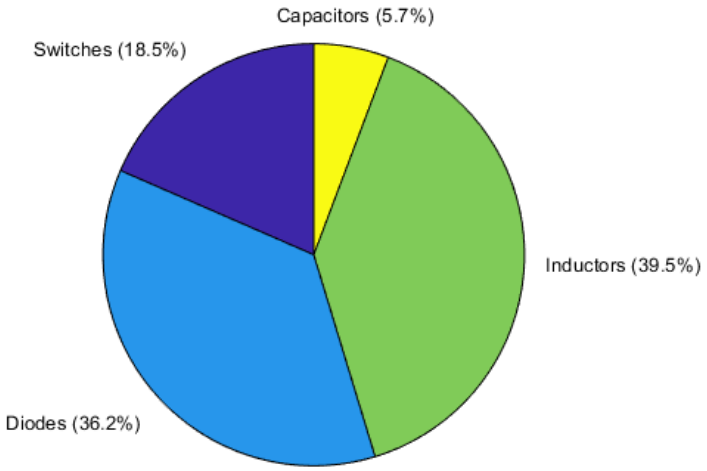
$$P_{core} = k \cdot f^{a} \cdot B_m^{a} x^{b} \cdot V_{core} \quad (۱۹)$$

تلفات خازن‌ها نیز با استفاده از $ESR=0.08\ \Omega$ و جریان‌های مؤثر به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$P_{Cap} = 0.08(I_{RMS,C1}^{2} + I_{RMS,C3}^{2} + I_{RMS,C4}^{2}) \quad (۲۰)$$

با استفاده از جریان‌های متوسط و موثر استخراج‌شده از شبیه‌سازی، تلفات عددی هر بخش به‌ترتیب شامل ۱،۰۶ وات برای کلیدها، ۲،۰۸ وات برای دیودها، ۲،۲۷ وات برای سلف‌ها و ۰،۳۳ وات برای خازن‌ها است. تلفات کل مبدل برابر با حدود ۶،۷۴ وات بوده و در توان خروجی ۲۰۰ وات بازده مبدل برابر با :

$$\eta = \frac{200}{(200 + 6.74)} = 96.7\ \% \quad (۲۱)$$



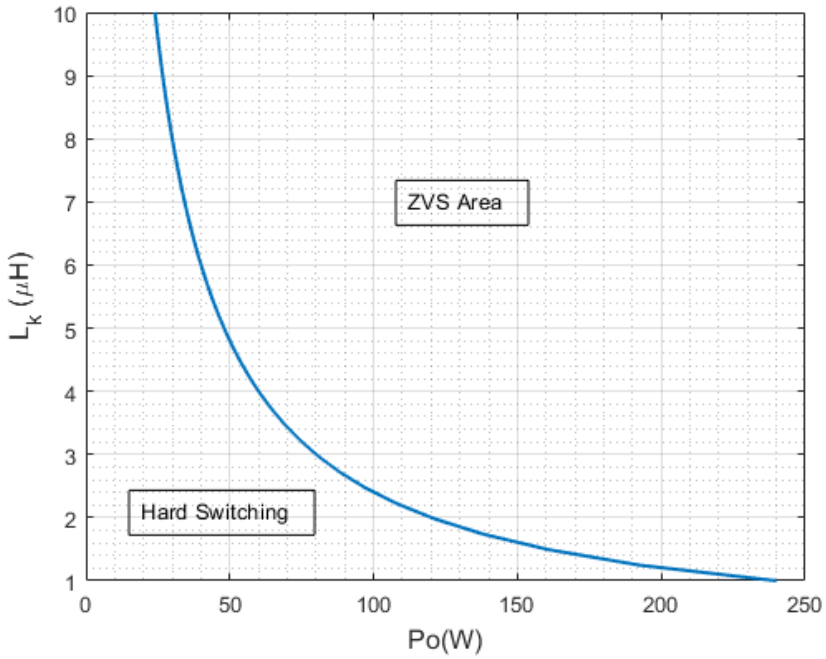
شکل (۱۴): نمودار توزیع تلفات در المانهای مبدل پیشنهادی

Figure (14): The loss breakdown of the proposed converter

۶-شرایط کلیدزنی نرم

شرط اصلی تحقق کلیدزنی نرم آن است که انرژی ذخیره‌شده در سلف نشتی در هر سیکل سوئیچینگ بیشتر از انرژی معادل خازن‌های پارازیتی موازی کلیدها باشد. به عبارت دیگر، سلف نشتی باید توانایی تخلیه کامل ولتاژ خازنی کلید را پیش از روشن‌شدن آن فراهم کند تا شرایط ZVS به‌طور پایدار برقرار شود. با استفاده از مقادیر طراحی‌شده برای اجزای مبدل، می‌توان محدوده‌ای از مقادیر سلف نشتی و توان خروجی را تعیین کرد که در آن کلیدزنی نرم تضمین می‌شود. این تحلیل امکان آن را فراهم می‌سازد که رفتار مبدل در توان‌های مختلف پیش‌بینی شده و شرایط عملکرد بدون تلفات سوئیچینگ برای طراحی‌های گوناگون ارزیابی گردد. نتایج حاصل از این بررسی در شکل (۱۵) ارائه شده و نشان می‌دهد که چگونه با افزایش یا کاهش مقدار سلف نشتی و یا تغییر سطح توان، ناحیه دستیابی به ZVS قابل کنترل و بهینه‌سازی است.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025



شکل (۱۵): ناحیه کلیدزنی نرم در مبدل پیشنهادی

Figure (15): The soft switching region in the proposed converter

۷-نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مبدل افزاینده مرتبه‌دوم با ساختار ساده و کارایی بالا معرفی و تحلیل شد. نتایج تئوری و شبیه‌سازی نشان داد که مبدل پیشنهادی قادر است کلیدهای اصلی و کمکی را تحت شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر روشن کرده و بدین ترتیب تلفات سوئیچینگ را به‌طور محسوسی کاهش دهد. استفاده از مدار کمکی کم‌هزینه و کم‌حجم، جریان ورودی با ریپل پایین و حذف کامل مشکل بازیابی معکوس دیودها از جمله ویژگی‌های برجسته این ساختار است. همچنین، به دلیل استرس ولتاژ پایین بر روی کلیدها و امکان کنترل ساده مبتنی برPWM ، مبدل پیشنهادی از نظر پیاده‌سازی و بهره‌برداری بسیار کارآمد بوده و بازگشت انرژی مدار کمکی به خروجی موجب بهبود بیشتر راندمان شده است. با وجود مزایای قابل توجه، مبدل پیشنهادی خالی از عیب نیست. مهم‌ترین محدودیت‌های آن شامل وجود استرس جریان نسبتاً بالا بر روی کلید اصلی و کاهش یا از بین رفتن شرایط کلیدزنی نرم در بارهای سبک است. با این حال، با توجه به راندمان بالا، سادگی ساختار و عملکرد مناسب در بارهای متوسط تا نامی، این مبدل می‌تواند گزینه‌ای مناسب برای کاربردهای مرتبط با انرژی‌های تجدیدپذیر، نظیر سامانه‌های فوتوولتاییک و پیل سوختی، محسوب شود.

References

مراجع

[1] J. Jalili, S. M. M. Mirtalaei, M. R. Mohammadi, B. Majidi, "The current-fed high step-up switching converter with low coupled-inductor RMS current", *Journal of Novel Researches on Smart Power Systems*, vol. 11, no. 4, pp. 1–7, 2023 (in Persian).

[2] E. Salary, S. Sabzi, "Providing voltage boosting DC/DC converter with direct connection between source and load", *Journal of Novel Researches on Smart Power Systems*, vol. 12, no. 1, pp. 57–70, 2023 (in Persian).

[3] F. Ghasemi, M. R. Yazdani, M. Delshad, "Step-up three-output single-switch DC–DC converter for solar cell applications", *Journal of Novel Researches on Smart Power Systems*, vol. 11, no. 2, pp. 39–47, 2022 (in Persian).

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025

[4] K. Zaoskoufis, E. C. Tatakis, "An improved boost-based DC–DC converter with high-voltage step-up ratio for DC microgrids", *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 1837–1853, 2021 (doi:10.1109/JESTPE.2020.2981018).
[5] H. Moradmand Jazi, B. Davoodi, M. Soltani, H.-M. Garcia, G. Velasco-Quesada, "A high step-up Z-source-flyback converter with integrated inductors for photovoltaic applications", *International Journal of Electronics*, vol. 110, no. 1, pp. 107–123, 2023.
[6] T. Shamsi, M. Delshad, E. Adib, M. R. Yazdani, "A new simple structure passive lossless snubber for DC–DC boost converters", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 3, pp. 2207–2214, 2021.
[7] R. R. Khorasani, et al., "ZVT high step-up boost converter with wide input voltage and wide output power for renewable energy applications", *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 10, no. 5, pp. 6057–6069, 2022.
[8] X. Hu, J. Wang, L. Li, Y. Li, "A three-winding coupled-inductor DC–DC converter topology with high voltage gain and reduced switch stress", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1453–1462, 2018.
[9] A. Gupta, N. Korada, R. Ayyanar, "Quadratic-extended-duty-ratio boost converters for ultra-high gain application with low input current ripple and low device stress", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 59, no. 1, pp. 938–948, 2023.
[10] S. Hasanpour, T. Nouri, "New coupled-inductor high-gain DC–DC converter with bipolar outputs", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 71, no. 3, pp. 2601–2613, 2024.
[11] S. Habibi, R. Rahimi, M. Ferdowsi, P. Shamsi, "Coupled inductor-based single-switch quadratic high step-up DC–DC converters with reduced voltage stress on switch", *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Ind. Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 434–446, 2023.
[12] A. Gupta, N. Korada, R. Ayyanar, "Quadratic-extended-duty-ratio boost converters for ultra-high gain application with low input current ripple and low device stress", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 59, no. 1, pp. 938–948, 2023.
[13] S. W. Lee, H. L. Do, "High step-up coupled-inductor cascade boost DC–DC converter with lossless passive snubber", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 10, pp. 7753–7761, 2018.
[14] K. Zaoskoufis, E. C. Tatakis, "An improved boost-based DC–DC converter with high-voltage step-up ratio for DC microgrids", *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 1837–1853, 2021

زیرنویس‌ها:

1. Coupled inductor
2. Clamp
3. Switched capacitor
4. Conduction loss
5. Voltage stress
6. Voltage multiplier
7. Zero voltage Switching (ZVS)

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
[DOI: 10.82362/jeps.2025.3.547]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 14 - No. 3- Autumn 2025