

Research Article

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

Mehdi Alizadeh<sup>1</sup>, *Ph.D Candidate*, Majid Delshad\*<sup>2</sup>, *Professor*, Mohammad Rouhollah Yazdani<sup>3</sup>, *Associate Professor*, Bahador Fani, *Professor*

<sup>1</sup> Department of Electrical Engineering, Isf.C, Islamic Azad University, Isfahan, Iran  
mehdi.alizadeh@iau.ir

<sup>2</sup> Department of Electrical Engineering, Isf.C, Islamic Azad University, Isfahan, Iran  
majid.delshad@iau.ac.ir

<sup>3</sup> Department of Electrical Engineering, Isf.C, Islamic Azad University, Isfahan, Iran,  
m.yazdani@khuif.ac.ir

<sup>4</sup>Department of Electrical Engineering, Isf.C, Islamic Azad University, Isfahan, Iran  
b.fani@khuif.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).

## مقاله پژوهشی

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

مهدی علی زاده<sup>۱</sup>، دانشجوی دکتری، مجید دلشاد<sup>۲</sup>، استاد، محمد روح اله یزدانی<sup>۳</sup>، دانشیار، بهادر فانی<sup>۴</sup>، 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 روشن شدن 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 فوتوولتائیک 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

## 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<sup>۱</sup> از روش‌های شناخته شده برای افزایش بهره ولتاژ است، اما وجود اندوکتانس ناشی معمولاً منجر به ایجاد نوسانات ولتاژی و افزایش تنش روی کلیدها می‌شود. برای کنترل این اثرات، معمولاً از مدارهای کلمپ<sup>۲</sup> استفاده می‌شود تا علاوه بر محدودسازی ولتاژهای ناخواسته، امکان بازیابی انرژی ناشی 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 به کار گرفته شده‌اند. برای نمونه، مبدل‌های ارائه شده در [۴] و [۵] از خازن‌های سوئیچ‌شونده برای افزایش بهره ولتاژ استفاده می‌کنند، در حالی که ساختارهای معرفی شده در [۶] و [۷] با ترکیب یک سلف غیرفعال سوئیچ‌شونده و یک خازن سوئیچ‌شونده<sup>۳</sup>، 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 به صورت موازی و هنگام دشارژ به صورت 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<sup>۴</sup> و تنش ولتاژ<sup>۵</sup> 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<sup>۶</sup>، 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.

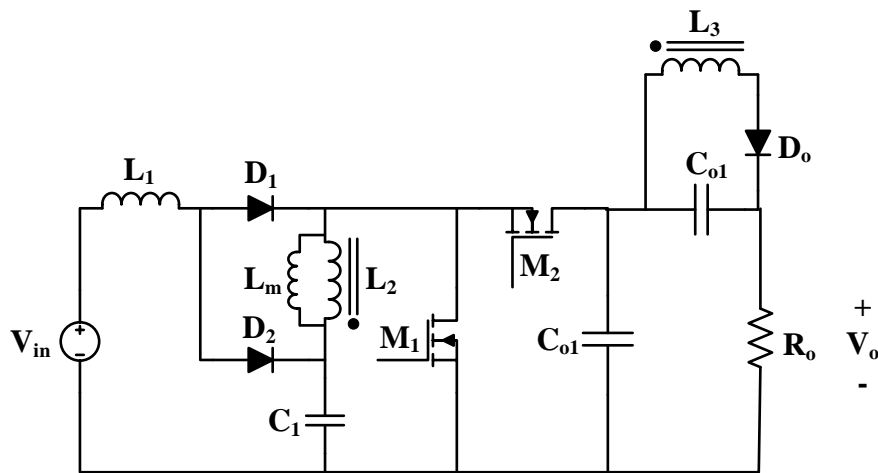
در مقابل این روش‌ها، مبدل‌های تک‌کلیدی به دلیل سادگی ساختار، هزینه کمتر و چگالی توان بالاتر مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. این دسته از مبدل‌ها معمولاً با بهره‌گیری از سلول‌های ضرب‌کننده ولتاژ، سلف تزویج یا ترکیب هر دو، قادرند بدون افزایش قابل توجه پیچیدگی مدار، بهره ولتاژ زیادی ایجاد کنند. به عنوان نمونه، ساختار ارائه‌شده در [۱۳] با ترکیب همزمان سلول ضرب‌کننده ولتاژ و سلف تزویج به بهره بالایی دست یافته است، در حالی که 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<sup>۷</sup> ارائه می‌شود 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.

در این مقاله، ابتدا در بخش دوم نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی به صورت مرحله به مرحله مورد بررسی قرار می‌گیرد تا روند انتقال انرژی و نقش هر یک از اجزای مدار به روشنی تبیین شود. در ادامه، بخش سوم به تحلیل جامع مبدل اختصاص دارد؛ در این بخش روابط کلیدی، شرایط کاری و ویژگی‌های الکتریکی مدار استخراج و بررسی می‌شوند. در بخش چهارم نیز نتایج شبیه سازی ارائه شده‌اند که با هدف تأیید تحلیل‌های تئوری و نشان دادن صحت عملکرد مبدل در شرایط عملی به کار 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 تزویج شده  $L_2-L_3$ ، دو کلید اصلی و کمکی  $M_1$  و  $M_2$ ، دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  در بخش ورودی، دیود  $D_3$  در خروجی و خازن‌های  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_3$  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.



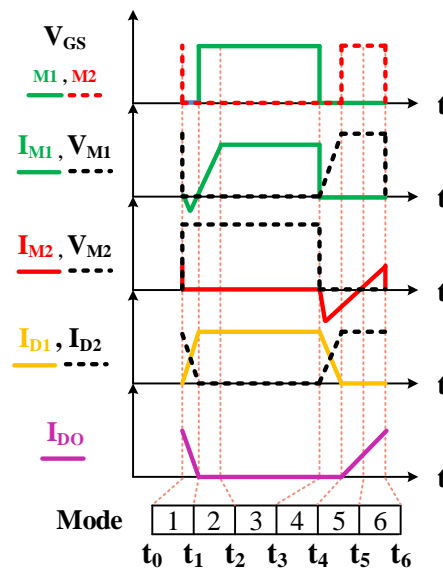
شکل (۱): نمای شماتیک مبدل مرتبه دوم پیشنهادی

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 ساده سازی فرآیند تحلیل، چند فرض اساسی در نظر گرفته شده است. نخست آن که تمام المان‌های مدار ایده آل فرض شده‌اند. همچنین به دلیل مقدار زیاد سلف  $L_1$ ، جریان ورودی در طول یک سیکل تقریباً ثابت در نظر گرفته می‌شود. جریان سلف مغناطیس کننده  $L_m$  نیز ثابت فرض شده تا تحلیل معادلات ساده تر گردد. علاوه بر این، ولتاژ خازن‌های  $C_1$ ،  $C_2$  و  $C_3$  به علت ظرفیت بالای آن‌ها در طول یک سیکل تغییر محسوسی نداشته و ثابت در نظر گرفته می‌شود.

شکل موج‌های 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.



شکل (۲): شکل موجهای کلیدی مبدل پیشنهادی

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

پیش از آغاز وضعیت اول، سوئیچ  $M_2$  در حالت روشن و سوئیچ  $M_1$  خاموش است. در این بازه، دیود  $D_3$  هدایت می‌کند و انرژی ذخیره شده در سلف مغناطیس‌کنندگی به خروجی منتقل می‌شود.

**وضعیت اول:** در این مرحله، سوئیچ  $M_2$  خاموش می‌شود. پس از آن، سلف ناشتی فرآیند تخلیه خازن مرتبط با  $M_1$  و شارژ خازن مربوط به  $M_2$  را آغاز می‌کند. هم‌زمان، جریان  $D_2$  کاهش یافته و جریان  $D_1$  رو به افزایش می‌رود. با هدایت دیود بدنه  $M_2$ ، امکان روشن شدن  $M_1$  تحت شرایط ولتاژ صفر فراهم می‌شود.

**وضعیت دوم:** در این وضعیت، مسیر جریان از دیود بدنه  $M_1$  به خود سوئیچ منتقل شده و جریان آن با شیبی یکنواخت افزایش می‌یابد تا به مقدار  $I_{in}$  برسد. در این نقطه دیود  $D_3$  خاموش می‌گردد.

**وضعیت سوم:** در این مرحله، جریان عبوری از سوئیچ ثابت شده است. دیود  $D_1$  در حالت هدایت قرار دارد و دیودهای  $D_2$  و  $D_3$  خاموش هستند. پایان این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ  $M_1$  مشخص می‌شود.

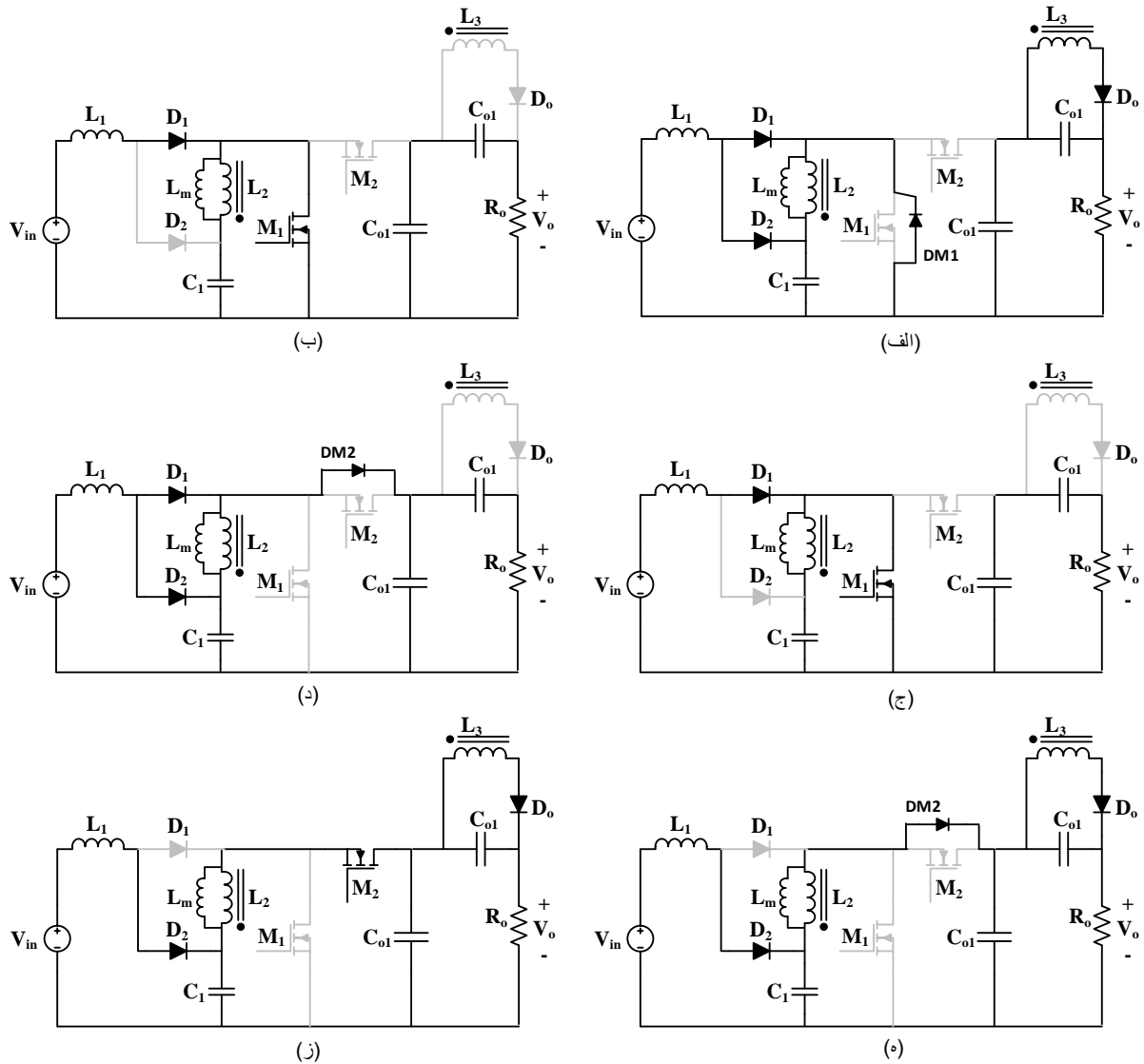
**وضعیت چهارم:** با خاموش شدن  $M_1$ ، سلف ناشتی فرآیند شارژ خازن  $M_1$  و دشارژ خازن  $M_2$  را آغاز می‌کند. در این حالت، دیود بدنه  $M_2$  هدایت نموده و از این نقطه به بعد،  $M_2$  قادر است تحت ولتاژ صفر روشن شود. جریان  $D_1$  کاهش یافته و دیود  $D_2$  هدایت می‌کند و جریان آن رو به افزایش است. همچنین در این وضعیت فرآیند شارژ خازن  $C_1$  شروع می‌شود.

**وضعیت پنجم:** این حالت با روشن شدن دیود  $D_3$  شروع می‌شود. به دنبال آن شیب جریان سوئیچ  $M_2$  تغییر کرده و انرژی ذخیره شده در سلف مغناطیس‌کنندگی به سمت خروجی منتقل می‌شود.

**وضعیت ششم:** با انتقال جریان از دیود بدنه  $M_2$  به خود سوئیچ، این وضعیت آغاز می‌شود. در این مرحله، دیودهای  $D_2$  و  $D_3$  در حالت هدایت قرار دارند. این وضعیت زمانی پایان می‌یابد که  $M_2$  خاموش 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.



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 (g) Mode 7

با استفاده از رابطه توان ورودی-خروجی در حالت گسسته و شکل موج مثلی جریان سلف ورودی و سلف مغناطیس‌کنندگی، یک پارامتر بی‌بعد بار به صورت زیر تعریف می‌شود:

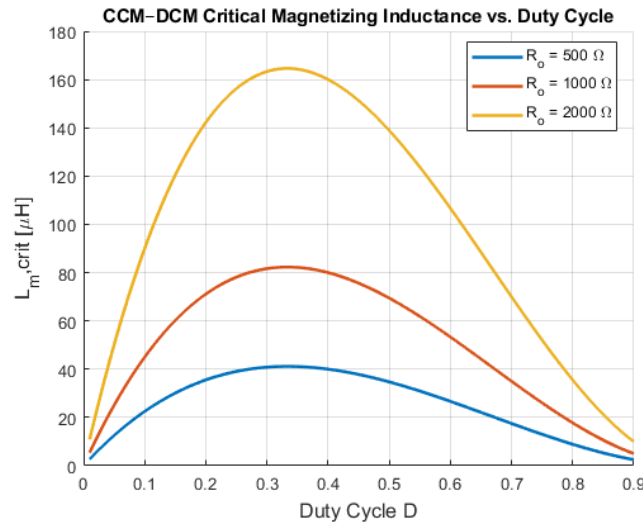
$$\frac{D(D+D_1)V_{in}}{2f} \left( \frac{1}{(1-D)L_m} + \frac{1}{L_1} \right) = \frac{V_o}{R} \quad (1)$$

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

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:

$$G_{DCM}(D, R) = \frac{1+2\kappa D^2 + \sqrt{1+4\kappa D^2(1+n)}}{2} \quad (3)$$

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



شکل (۴): مرز DCM-CCM در مبدل پیشنهادی (ناحیه زیر منحنی DCM)  
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 می‌آید.

$$V_{in}DT + (V_{in} - V_{C1})(1-D)T = 0 \quad (4)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (5)$$

همچنین با نوشتن رابطه ولت ثانیه برای سلف مغناطیس کنتورولتاژ خازنهای خروجی بدست می‌آید و در نتیجه با نوشتن یک KVL در حلقه خروجی مبدل بهره مطابق رابطه ۹ حاصل می‌شود.

$$V_{C1}DT + (V_{C1} - V_{C2})(1-D)T = 0 \quad (6)$$

$$V_{C1}DT + \left(-\frac{V_{C3}}{n}\right)(1-D)T = 0 \quad (7)$$

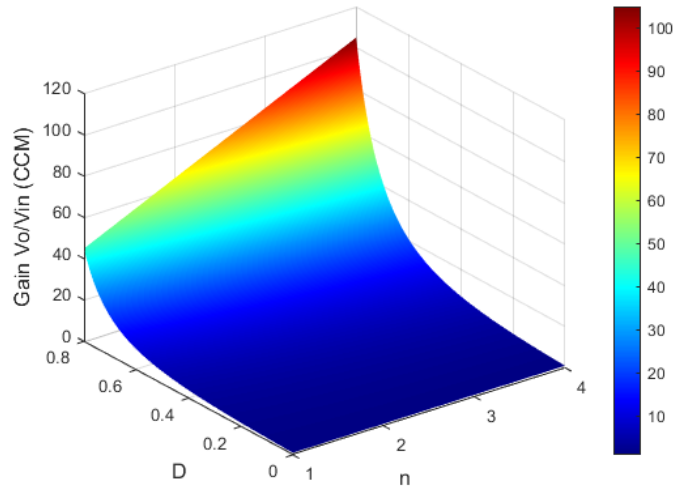
$$V_{C3} = \frac{nD}{1-D} V_{C1} = \frac{nDV_{in}}{(1-D)^2} \quad (8)$$

$$V_{C2} = V_{C1} + \frac{V_{C3}}{n} = \frac{V_{in}}{1-D} + \frac{DV_{in}}{(1-D)^2} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (9)$$

$$V_o = V_{C1} + V_{C2} \quad (10)$$

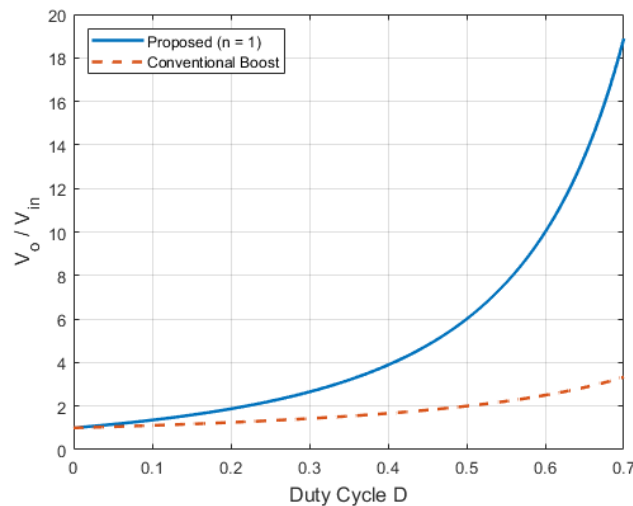
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{nD+1}{(1-D)^2} \quad (11)$$

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



شکل (۵): نمودار بهره مبدل پیشنهادی بر حسب 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 بر حسب 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.

$$V_{M1} = V_{M2} = \frac{V_o}{1+nD} \quad (12)$$

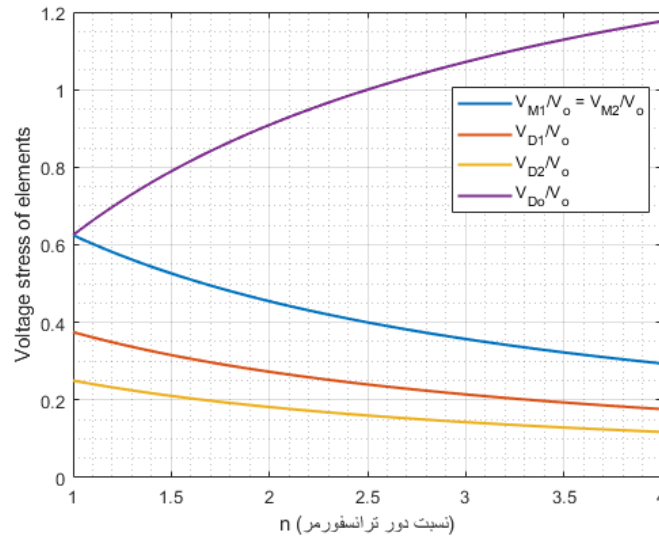
$$V_{D1} = \frac{DV_o}{1+nD} \quad (13)$$

$$V_{D2} = \frac{(1-D)V_o}{1+nD} \quad (14)$$

$$V_{D_o} = \frac{nV_o}{1+nD} \quad (15)$$

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

مدار به جز دیود خروجی  $D_o$  می‌شود. در مقابل، رفتار دیود  $D_o$  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  $n$  ضروری 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 PSpice مورد 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.

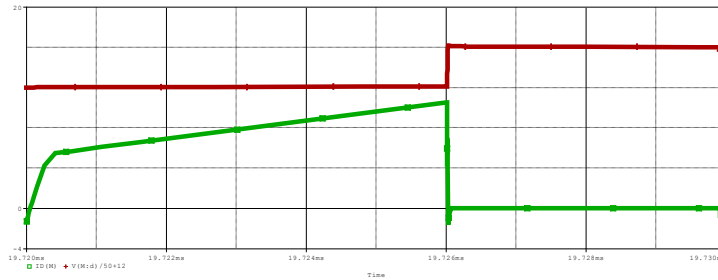
Table (1): Main Design Parameters of the Proposed Converter

جدول (۱): مشخصات مهم طراحی مبدل پیشنهادی

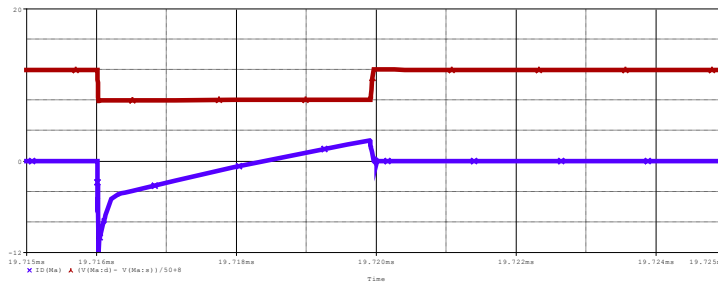
مشخصات	المان	مشخصات	المان
۴۰ ولت	ولتاژ ورودی	IPW60R045CP	سوئیچها
۴۱۰ ولت	ولتاژ خروجی	MUR1560	دیودها
۲۰۰ وات	توان خروجی	۱۰۰ میکرو هانری	$L_1$
۱۰۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی	۲	N
۱۰ میکروفاراد	$C_1$	۰٫۹۸	K
۴۷ میکروفاراد	$C_2-C_3$	۱۰۰ میکرو هانری	$L_m$

شکل موج‌های شبیه‌سازی‌شده مربوط به المان‌های نیمه‌رسانای مبدل پیشنهادی در ادامه ارائه شده‌اند. در شکل (۸)، ولتاژ درین-سورس و جریان سوئیچ  $M_1$  نمایش 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

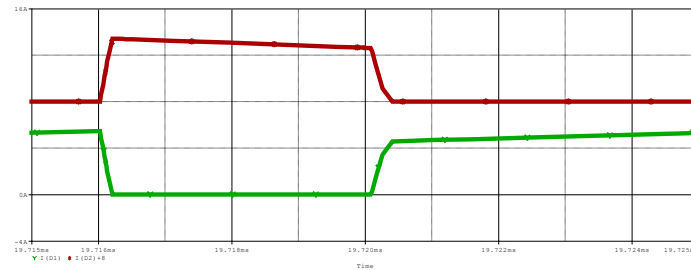
شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ  $M_2$  را نشان می‌دهد که در آن نیز فراهم‌بودن شرایط ZVS هنگام روشن‌شدن سوئیچ به‌وضوح قابل مشاهده است. در شکل (۱۰)، جریان دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  نشان داده شده است. مطابق انتظار و بر اساس شیب مثبت و منفی جریان، این دیودها تحت شرایط خاموشی و روشنی در جریان صفر (ZCS) عمل می‌کنند. شکل (۱۱) شکل موج جریان دیود  $D_o$  را نمایش می‌دهد که آن نیز مانند سایر دیودها به دلیل ماهیت تغییرات جریان، به‌صورت ZCS خاموش و روشن می‌شود. در پایان، شکل موج جریان ورودی مبدل در شکل (۱۲) ارائه شده است. این شکل موج نشان می‌دهد که جریان ورودی دارای ریبیل 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 سوئیچ  $M_1$  مبدل پیشنهادی (4A/div, 200V/div, 1  $\mu$ s)  
Figure (8): The simulated voltage (up) and current (bottom) of  $M_1$  in the proposed converter



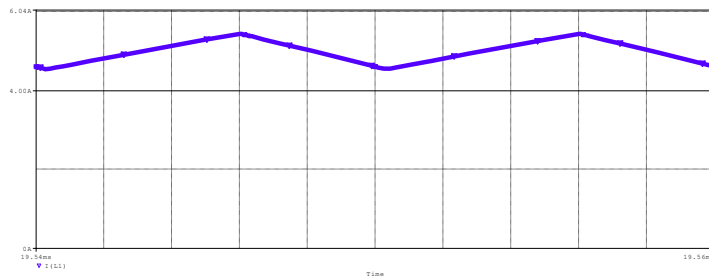
شکل (۹): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) شبیه سازی شده سوئیچ  $M_2$  مبدل پیشنهادی (4A/div, 200V/div, 1  $\mu$ s)  
Figure (9): The simulated voltage (up) and current (bottom) of  $M_2$  in the proposed converter



شکل (۱۰): شکل موج شبیه سازی شده جریان دیودهای  $D_1$  (پایین)  $D_2$  (بالا) مبدل پیشنهادی (4A/div, 1  $\mu$ s)  
Figure (10): The simulated current of  $D_1$  (up) and  $D_2$  (bottom) in the proposed converter

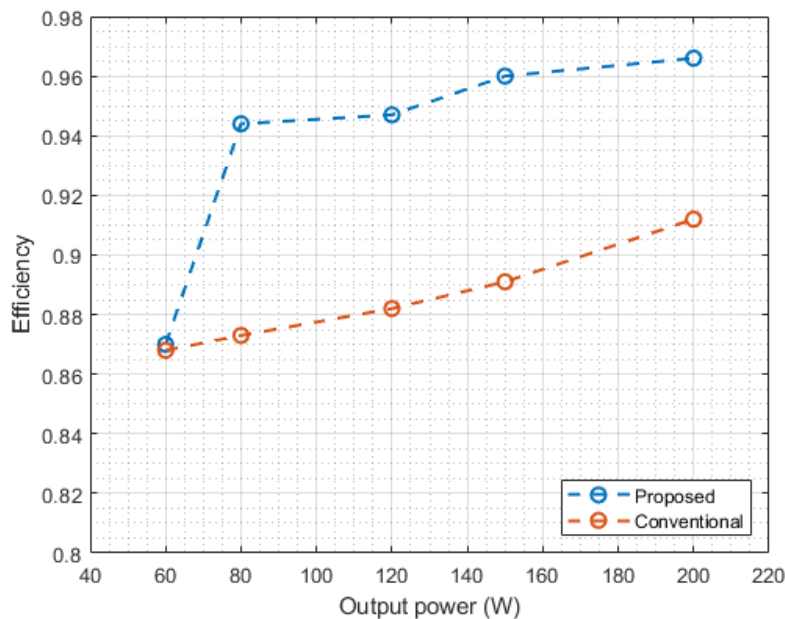


شکل (۱۱): شکل موج شبیه سازی شده جریان دیود  $D_o$  مبدل پیشنهادی (4A/div, 1  $\mu$ s)  
Figure (11): The simulated current of  $D_o$  in the proposed converter



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 دقیق تر عملکرد مبدل پیشنهادی، راندمان اندازه گیری شده آن در کنار راندمان یک مبدل هم رده با کلیدزنی سخت در شکل (۱۳) نمایش داده شده است. همان طور که این نمودار نشان می دهد، مبدل پیشنهادی در بار نامی به راندمانی برابر با ۹۶٫۶ درصد دست یافته است. این مقدار در مقایسه با نمونه دارای کلیدزنی سخت حدود ۵٫۵ درصد بهبود را نشان می دهد. این افزایش راندمان به طور مستقیم نتیجه استفاده از کلیدزنی نرم، کاهش تلفات سوئیچینگ و کاهش تنش ولتاژی بر روی المان ها است که در مجموع موجب ارتقای عملکرد انرژی و کارایی مبدل می شود.



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 هادی شدن در کلیدهای قدرت، دیودها، سلف ها و خازن ها است. به دلیل عملکرد با شکل موج های نرم و ساختار کلید کمکی، تلفات سوئیچینگ نسبتاً کوچک بوده و در این تحلیل صرف نظر شده است. تلفات کلیدهای IPW60R045CP با فرض مقاومت روشن  $R_{DS(on)} = 0.04 \Omega$  و جریان های مؤثر حاصل از شبیه سازی، برابر است

$$P_{Sw} = 0.04(I_{RMS,M_1}^2 + I_{RMS,M_2}^2) \quad (16)$$

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

$$P_D = V_f (I_{av,D1} + I_{av,D2} + I_{av,Do}) \quad (17)$$

تلفات سلف ها شامل تلفات مس و تلفات هسته می باشد. تلفات مسی هر سلف از رابطه ی زیر محاسبه می شود:

$$P_{Cu} = I_{RMS, Li}^2 R_{Li} \quad (18)$$

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

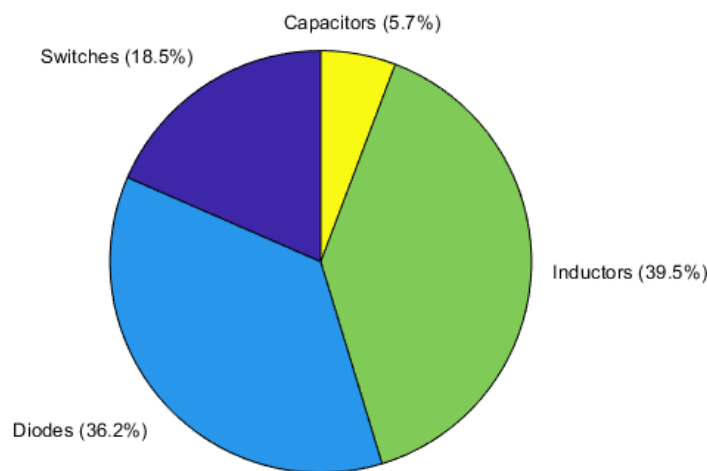
$$P_{core} = k \cdot f^a \cdot B_m^a \cdot X^b \cdot V_{core} \quad (19)$$

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

$$P_{Cap} = 0.08(I_{RMS, C1}^2 + I_{RMS, C3}^2 + I_{RMS, C4}^2) \quad (20)$$

با استفاده از جریان‌های متوسط و مؤثر استخراج شده از شبیه‌سازی، تلفات عددی هر بخش به ترتیب شامل ۱۰،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 :

$$\eta = \frac{200}{(200 + 6.74)} = 96.7 \% \quad (21)$$

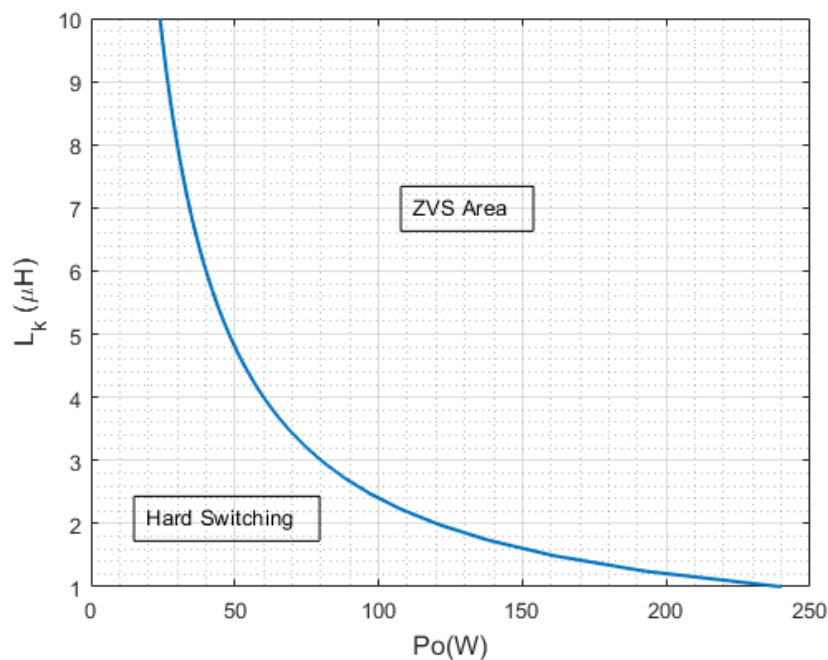


شکل (۱۴): نمودار توزیع تلفات در المانهای مبدل پیشنهادی

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

#### ۶- شرایط کلیدزنی نرم

شرط اصلی تحقق کلیدزنی نرم آن است که انرژی ذخیره شده در سلف نشستی در هر سیکل سوئیچینگ بیشتر از انرژی معادل خازن‌های پارازیتی موازی کلیدها باشد. به عبارت دیگر، سلف نشستی باید توانایی تخلیه کامل ولتاژ خازنی کلید را پیش از روشن شدن آن فراهم کند تا شرایط ZVS به طور پایدار برقرار شود. با استفاده از مقادیر طراحی شده برای اجزای مبدل، می‌توان محدوده‌ای از مقادیر سلف نشستی 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 نشستی و یا تغییر سطح توان، ناحیه دستیابی به ZVS قابل کنترل و بهینه‌سازی است.



شکل (۱۵): ناحیه کلیدزنی نرم در مبدل پیشنهادی

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

#### ۷- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل افزاینده مرتبه دوم با ساختار ساده و کارایی بالا معرفی و تحلیل شد. نتایج تئوری و شبیه سازی 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 به طور محسوسی کاهش دهد. استفاده از مدار کمکی کم هزینه و کم حجم، جریان ورودی با ریپل پایین و حذف کامل مشکل بازیابی معکوس دیودها از جمله ویژگی های برجسته این ساختار است. همچنین، به دلیل استرس ولتاژ پایین بر روی کلیدها و امکان کنترل ساده مبتنی بر PWM، مبدل پیشنهادی از نظر پایداری و بهره برداری 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. مهم ترین محدودیت های 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 می تواند گزینه ای مناسب برای کاربردهای مرتبط با انرژی های تجدیدپذیر، نظیر سامانه های فوتوولتائیک 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).

- [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

زیر نویس‌ها:

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