

Doi: 10.71666/jipet.2025.998776

Research Article

## **A New Zero Voltage Transition Quadratic High Step-Up Converter with Leakage Inductance Energy Recovery for Photovoltaic Applications**

**Alireza Abdollahi, Ph.D. Student, Majid Delshad, Associate Professor, Ramtin Sadeghi, Assistant Professor**

Faculty of Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch- Islamic Azad University, Isfahan, Iran  
alireza.abdollahi58@yahoo.com, delshad@khuisf.ac.ir, ramtinsadeghi@yahoo.com

### **Abstract**

In this paper, a high step-up converter with leakage inductance energy recovery and zero voltage switching operation for both switches is presented. The auxiliary circuit not only uses the leakage inductance energy to increase voltage gain but also reduces switching and conduction losses of the semiconductor devices. The auxiliary circuit has only one snubber capacitor and one auxiliary switch, and the circuit capacitors are used as clamp capacitors. The low voltage stress of the switches makes it possible to use cheaper switches with more minor drain-source resistance. Also, the lifting voltage capacitor absorbs the leakage inductance energy. Due to zero voltage switching of switches, there are no capacitive turn-on losses, and due to switching off the diodes at zero-current conditions, the reverse recovery problem is solved in them, so the conduction losses of the converter are significantly reduced. On the other hand, the ripple input current in the converter has been dramatically reduced, which makes it very suitable for use in photovoltaic systems. The converter is implemented at 200 W and 350V output and the practical results confirm the theoretical analyzes.

**Keywords:** capacitive turn-on loss, high step-up converter, low voltage stress, photovoltaic system, zero voltage switching

**Received:** 4 June 2023

**Revised:** 7 August 2023

**Accepted:** 2 October 2023

**Corresponding Author:** Dr. Majid Delshad

|                                                                                                                                                                                                                                                                                                                           |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <p><b>Citation:</b> A. Abdollahi, M. Delshad, R. Sadeghi, "A new zero voltage transition quadratic high step-up converter with leakage inductance energy recovery for photovoltaic applications", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 16, no. 64, pp. 87-100, January 2025 (in Persian).</p> |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

Doi: 10.71666/jipet.2025.998776

مقاله پژوهشی

## ارایه یک مبدل بسیار افزاینده مرتبه دوم با کلیدزنی در ولتاژ صفر و قابلیت بازیابی انرژی سلف نشتی برای کاربردهای فوتوولتائیک

علیرضا عبدالمهی، دانشجوی دکتری، مجید دلشاد، دانشیار، رامتین صادقی، استادیار

دانشکده فنی مهندسی - واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران  
alireza.abdollahi58@yahoo.com, delshad@khuisf.ac.ir, ramtinsadeghi@yahoo.com

**چکیده:** در این تحقیق یک مبدل بسیار افزاینده با بازیابی انرژی سلف نشتی و کلیدزنی در ولتاژ صفر برای هر دو سوئیچ ارائه شده است. مدار کمکی نه تنها از انرژی سلف نشتی برای افزایش بهره ولتاژ استفاده می‌کند، بلکه تلفات کلیدزنی و هدایتی المان‌های نیمه هادی را نیز کاهش می‌دهد. مدار کمکی فقط یک خازن اسنابر و یک کلید کمکی دارد و از خازن‌های مدار به عنوان خازن اسنابر استفاده می‌شود. استرس ولتاژ پایین سوئیچ‌ها امکان استفاده از سوئیچ‌های ارزان‌تر با مقاومت کمتر در درین-سورس را فراهم می‌کند. همچنین خازن بالابر ولتاژ، انرژی سلف نشتی را جذب می‌کند. به دلیل کلیدزنی ولتاژ صفر سوئیچ‌ها، تلفات روشن شدن خازنی وجود ندارد و به دلیل خاموش شدن دیودها در شرایط جریان صفر، مشکل بازیابی معکوس در آنها حل می‌شود، بنابراین تلفات هدایتی مبدل به میزان قابل توجهی کاهش می‌یابد. از طرفی رپیل جریان ورودی در مبدل به طور چشم‌گیری کاهش یافته که آن را برای استفاده در سیستم‌های فوتوولتائیک بسیار مناسب می‌کند. مبدل برای خروجی ۲۰۰ وات و ۳۵۰ ولت پیاده‌سازی شده و نتایج عملی تحلیل‌های نظری را تایید می‌کند.

**کلمات کلیدی:** تلفات روشن شدن خازنی، فوتوولتائیک، کلیدزنی در ولتاژ صفر، مبدل بسیار افزاینده

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۳/۱۴

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۲/۵/۱۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۷/۱۰

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید دلشاد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: دانشگاه آزاد اسلامی اصفهان (خوراسگان)

## ۱- مقدمه

به دلیل ولتاژ پایین سلول‌های فتوولتائیک (بین ۲۴ تا ۴۸ ولت)، از مبدل بسیار افزاینده برای افزایش ولتاژ پایین سلول‌های خورشیدی استفاده می‌شود تا ولتاژ مناسب برای اینورتر فراهم نماید [۱،۲]. شکل (۱) بلوک دیاگرام سیستم فتوولتائیک را نشان می‌دهد. در چند سال اخیر، تکنیک‌های افزایش ولتاژ مانند خازن سوئیچ شده<sup>۲</sup>، سلف‌های کوپل شده<sup>۳</sup> و ضرب‌کننده‌های دیود-خازنی<sup>۴</sup> بسیار رایج شده‌اند [۳،۴]. به کارگیری این روش‌ها مشکل‌های مربوط به ضریب وظیفه بالا در مبدل‌های بوست معمولی را حل می‌کند [۵،۶]. ولتاژ ورودی در سیستم‌های فتوولتائیک بسیار کم بوده، بنابراین جریان در نقطه ورودی بسیار زیاد است. اگر تنش ولتاژ سوئیچ در ورودی زیاد باشد، باید از کلیدهای ولتاژ بالا با مشخصه ضعیف‌تر استفاده کرد و تلفات هدایتی<sup>۵</sup> این کلیدها به شدت افزایش می‌یابد [۷،۸]. همچنین تنش بالای ولتاژ کلید باعث افزایش ولتاژ و جریان هم‌پوشانی آن و همچنین افزایش تلفات کلیدزنی<sup>۶</sup> می‌شود. سوئیچ‌های ولتاژ بالا گران‌تر نیز هستند. هنگامی که تنش ولتاژ سوئیچ کاهش می‌یابد، تلفات کلیدزنی به‌طور قابل توجهی کاهش می‌یابد، تلفات هدایتی را می‌توان با انتخاب کلید با مشخصه بهتر کاهش داد. از آنجا که مبدل‌های افزاینده ولتاژ خروجی بالایی دارند، این ولتاژ بزرگ می‌تواند تلفات را به دلیل بازیابی معکوس<sup>۷</sup> دیودهای خروجی تشدید کند [۹،۱۰]. در نتیجه حل چالش بازیابی معکوس دیودها گامی موثر برای افزایش راندمان مبدل است. این بهبود با کاهش تنش ولتاژ دیودها و همچنین کلیدزنی جریان صفر در هنگام خاموش شدن آنها تحقق می‌یابد. افزایش بهره مبدل همچنین تنش ولتاژ عناصر نیمه هادی را کاهش می‌دهد [۱۱].

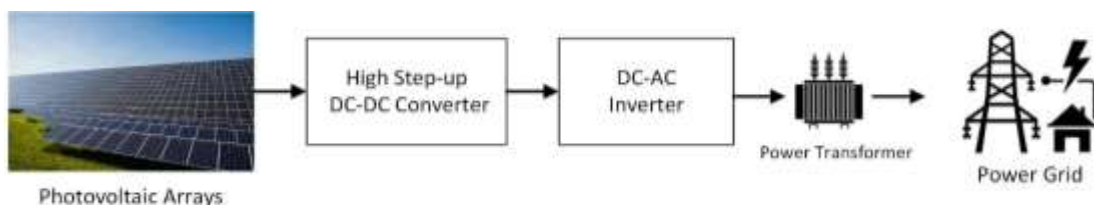
مبدل‌های ایزوله از ترانسفورماتورها برای افزایش ضریب تبدیل ولتاژ استفاده می‌کنند [۱۲،۱۳]. در عین حال، وجود ترانسفورماتور باعث افزایش وزن، حجم و افزایش ریپل جریان ورودی می‌شود. بنابراین، در سیستم‌های فتوولتائیک، مبدل‌های غیرایزوله رایج‌تر هستند [۱۴،۱۵].

یک مبدل بسیار افزاینده با تنش ولتاژ پایین و ریپل ورودی کم در مرجع [۱۶] ارائه شده است، اما تلفات هدایتی به دلیل وجود یک کلید کمکی در مسیر توان زیاد است. در مرجع [۱۷] یک مبدل با سه سیم پیچ معرفی شده که راندمان را به‌طور موثر افزایش می‌دهد و تنش ولتاژ روی کلید اصلی را کاهش می‌دهد. اما مشکل استرس ولتاژ کلید کمکی پابرجا است. در مرجع [۱۸]، یک مبدل بسیار افزاینده با اسنابر بدون تلفات ارائه شده که از تکنیک سلف تزویج شده و خازن بالابر ولتاژ برای افزایش بهره استفاده می‌کند. اما مبدل دارای افزایش ولتاژ دو سر سوئیچ است که تحت تأثیر سلف نشستی قرار دارد. یک مبدل dc-dc بسیار افزاینده با کلمپ فعال<sup>۸</sup> و سلف تزویج شده در مرجع [۱۹] ارائه شده است، با تعداد اجزای کم و بدون اتلاف روشن شدن خازنی<sup>۹</sup> [۱۸]، اما مدار کمکی تلفات گردشی زیادی در مبدل ایجاد می‌کند. در مرجع [۲۰] یک مبدل بسیار افزاینده با تعداد المان پایین و کلیدزنی نرم ارائه گردیده است. از طرفی مبدل دارای تنها یک سوئیچ است. اما مبدل در حالت گسسته عمل می‌کند و چگالی توان بالایی ندارد و استرس جریان روی سوئیچ نیز بالا است. یک مبدل بسیار افزاینده با کلمپ فعال در مرجع [۲۱] ارائه شده که مبدل دارای استرس پایین روی سوئیچ‌ها است ولی مشکل اصلی آن ریپل بالای جریان ورودی است که آن را برای کاربردهای فتوولتائیک و پیل سوختی مناسب می‌سازد.

در این مقاله یک مبدل بسیار افزاینده با حداقل تنش ولتاژ و بازیابی انرژی سلف نشستی و با کلیدزنی در ولتاژ صفر<sup>۱۰</sup> بر روی سوئیچ‌ها معرفی می‌شود. همچنین تمام دیودها در شرایط جریان صفر<sup>۱۱</sup> خاموش می‌شوند و مشکل بازیابی معکوس وجود ندارد. از نوآوری‌های تحقیق می‌توان به موارد زیر اشاره نمود:

- جذب انرژی سلف‌های نشستی مبدل و کمک به افزایش بهره مبدل توسط مدار کمکی
- کاهش موثر تعداد المان کمکی مدار برای افزایش راندمان
- بهره ولتاژ بالا و استرس ولتاژ پایین روی سوئیچ‌ها
- عدم وجود تلفات روشن شدن خازنی در سوئیچ‌ها

در ادامه ساختار مقاله به این شرح است. در قسمت دوم به عملکرد مبدل بسیار افزاینده با کلیدزنی نرم پیشنهادی اشاره می‌شود. در قسمت سوم تحلیل مبدل بیان می‌شود. نتایج عملی مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده در قسمت چهارم ارائه شده است. پاسخ دینامیکی و تحلیل تلفات مبدل پیشنهادی نیز به ترتیب در قسمت‌های پنجم و ششم آورده شده‌اند.



شکل (۱): بلوک دیگرام سیستم فوتوولتائیک  
Figure (1): Block diagram of Photovoltaic system

## ۲- معرفی مبدل بسیار افزاینده سوئیچینگ نرم پیشنهادی

شکل (۲) مبدل بسیار افزاینده با کلیدزنی در ولتاژ صفر را نشان می‌دهد. این مبدل تشکیل شده است از سلف تزویج شده، سوئیچ اصلی و یک سوئیچ کمکی که شرایط سوئیچینگ نرم را فراهم می‌آورد. در این مبدل  $M$  سوئیچ اصلی،  $M_a$  سوئیچ کمکی است و  $D_0$  دیود خروجی است. سلف ورودی  $L_1$  و سلف تزویج شده  $L_2-L_3$  با نسبت  $1:n$  برای افزایش بهره ولتاژ استفاده شده‌اند. مبدل همچنین دارای سه خازن بزرگ  $C_1, C_2, C_3$  و چهار دیود  $D_1, D_2, D_3, D_4$  است.  $C_0$  خازن خروجی مبدل و  $R_0$  بار است. همچنین سلف‌های کوپل شده با سلف مغناطیس کنندگی  $L_m$  و سلف نشستی  $L_k$  مدل شده است.

مبدل پیشنهادی دارای هشت وضعیت عملکرد در یک سیکل کلیدزنی است. شکل (۳) موج‌های کلیدی مبدل را نشان می‌دهد و شکل (۴) نیز مدار معادل مبدل در هر یک از وضعیت‌های عملکردی آن را نشان می‌دهد. برای سادگی تحلیل فرض می‌گردد که ولتاژ خازن‌های  $C_1, C_2, C_3$  و  $C_0$  ثابت است. همچنین جریان سلف مغناطیس کنندگی  $L_m$  در یک سیکل ثابت است.

قبل از وضعیت اول سوئیچ کمکی  $S_a$  و دیودهای  $D_0$  و  $D_1$  روشن هستند و انرژی از ورودی به خروجی منتقل می‌گردد. الف- وضعیت اول: با خاموش شدن  $M_a$  این وضعیت آغاز می‌گردد. سلف نشستی  $L_k$  شروع به شارژ خازن اسنابر  $M_a$  و دشارژ خازن اسنابر  $C_{sm}$  می‌نماید تا ولتاژ خازن  $C_{sm}$  به صورت کامل تخلیه گردد. ولتاژ خازن اسنابر از رابطه (۱) به دست می‌آید:

$$V_{cs}(t) = \frac{V_0}{n+2} \cos \omega(t-t_0) \quad (1)$$

مقدار خازن معادل برابر است با:

$$C_{seq} = C_{sm} + C_{sma} \quad (2)$$

فرکانس تشدید مدار معادل وضعیت اول برابر است با:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_{eq} L_k}} \quad (3)$$

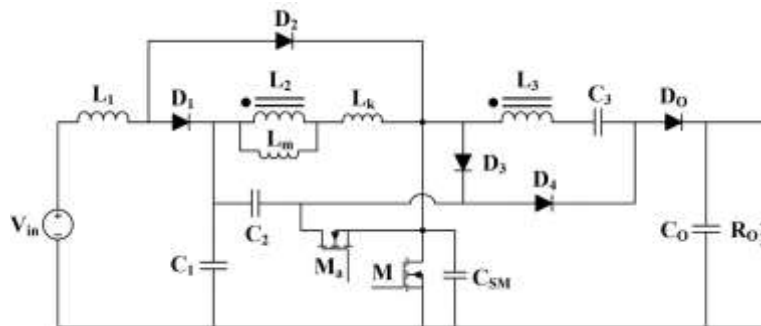
ب- وضعیت دوم: با روشن شدن دیود بدنه سوئیچ اصلی ولتاژ ثابت  $(1-K)V_{C1}$  دوسر  $L_k$  افتاده و جریان آن خطی افزایش می‌یابد تا به صفر برسد. در این وضعیت جریان دیود  $D_0$  نیز به همان شیب کاهش می‌یابد. این وضعیت با خاموش شدن دیود خروجی تحت شرایط کلیدزنی جریان صفر ( $ZCS$ ) و صفر شدن جریان دیود بدنه پایان می‌پذیرد. در این وضعیت جریان سوئیچ اصلی از رابطه (۴) تعیین می‌شود:

$$I_{sm}(t) = -I_{D_1}(t) + \frac{(1-K)V_{C1}}{L_k}(t-t_1) \quad (4)$$

که در آن ثابت  $K$  از رابطه (۵) به دست می‌آید:

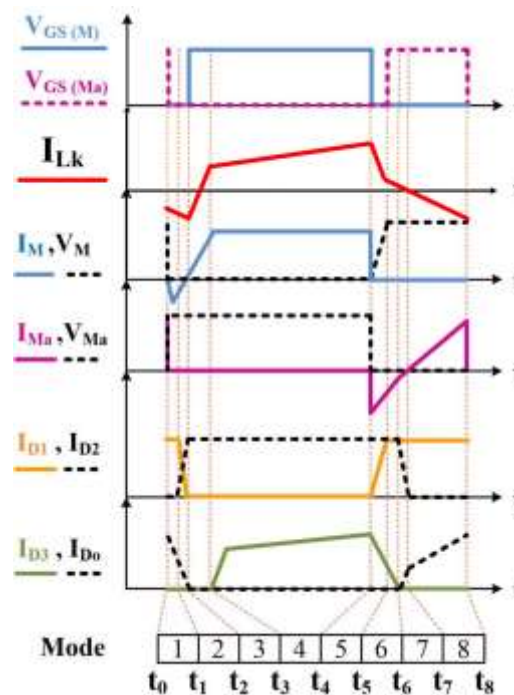
$$K = \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (5)$$

ج- وضعیت سوم: با مثبت شدن جریان  $L_k$  در واقع جریان از دیود بدنه سوئیچ  $M$  به خود سوئیچ  $M$  منتقل می‌شود و با همان شیب وضعیت قبل افزایش می‌یابد. در این حالت جریان دیود  $D_1$  خطی کاهش یافته و جریان دیود  $D_2$  با همان شیب افزایش می‌یابد. در پایان این وضعیت دیود  $D_1$  به صورت جریان صفر ( $ZC$ ) خاموش می‌شود و جریان سوئیچ اصلی نیز به مقدار ثابت  $I_{Lm}$  رسیده است.



شکل (۲): مبدل بسیار افزاینده سوئیچینگ نرم پیشنهادی

Figure (2): The proposed soft switching step-up converter



شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی مبدل

Figure (3): The key waveforms of the suggested converter

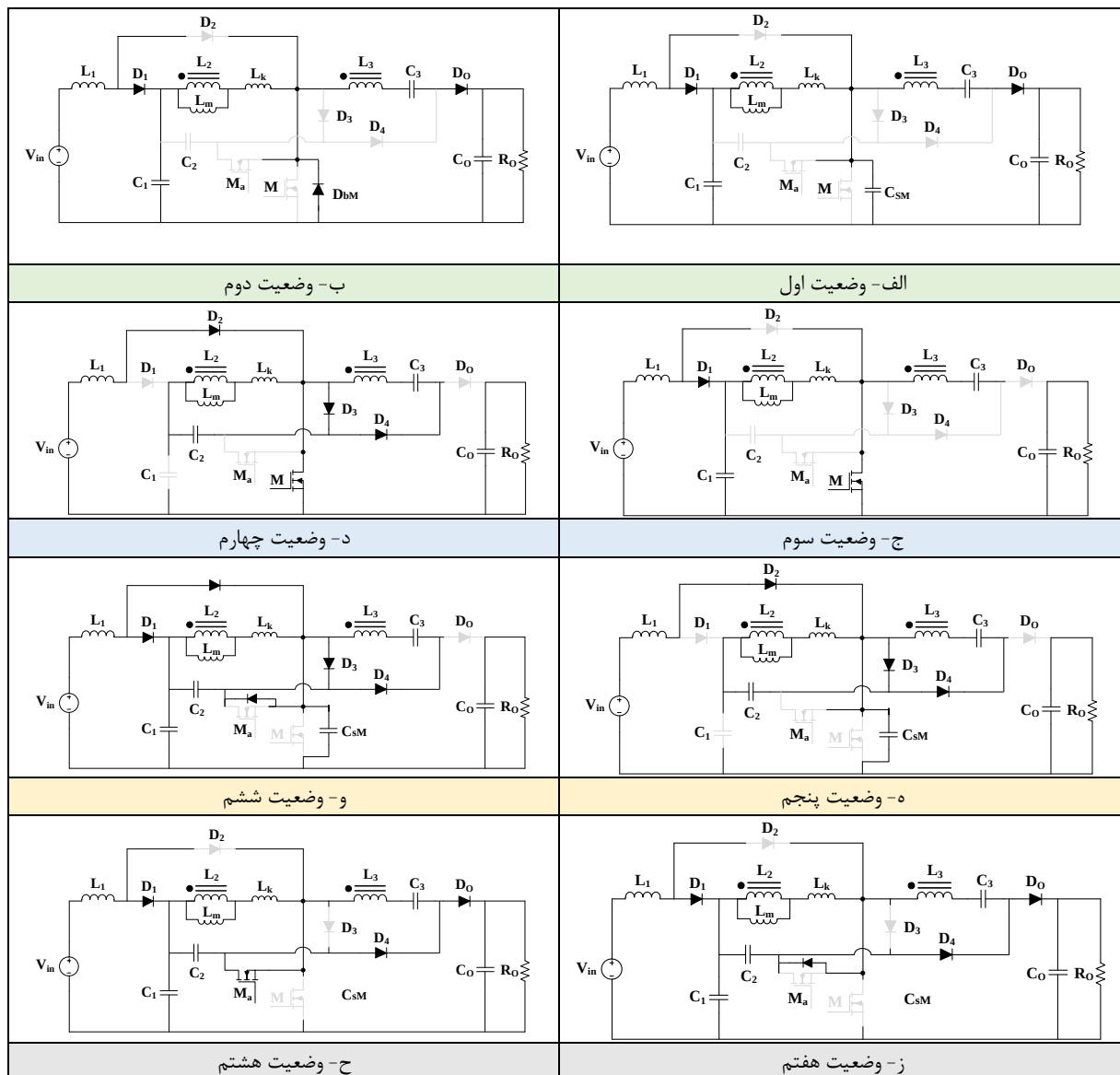
د- وضعیت چهارم: در این وضعیت دیود خروجی خاموش و دیود D<sub>4</sub> روشن می‌شود و انرژی V<sub>in</sub> از طریق D<sub>2</sub> به L<sub>1</sub> منتقل می‌شود و خازن C<sub>1</sub> نیز انرژی خود را به سلف مغناطیس کنندگی L<sub>m</sub> منتقل می‌کند و انرژی C<sub>1</sub> و C<sub>2</sub> نیز از طریق D<sub>3</sub> به D<sub>4</sub> منتقل می‌شود. این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ M پایان می‌پذیرد.

ه- وضعیت پنجم: با خاموش شدن سوئیچ M یک رزونانس بین L<sub>k</sub> و خازن‌های اسنابر C<sub>m</sub> و C<sub>ma</sub> اتفاق افتاده و خازن سوئیچ M شارژ و خازن سوئیچ M<sub>a</sub> دشارژ می‌شوند. با دشارژ کامل M<sub>a</sub> این وضعیت پایان می‌پذیرد (دیود D<sub>4</sub> نیز خاموش می‌شود).

و- وضعیت ششم: با دشارژ کامل M<sub>a</sub> دیود بدنه M<sub>a</sub> هدایت کرده و از این لحظه به بعد M<sub>a</sub> می‌تواند تحت ولتاژ صفر (ZV) روشن شود. از طرفی جریان دیود D<sub>2</sub> شروع به کاهش و جریان دیود D<sub>1</sub> شروع به افزایش می‌نماید. ولتاژ ثابت (1-K)V<sub>C2</sub> در این حالت به صورت عکس، دوسر L<sub>k</sub> افتاده و باعث کاهش جریان L<sub>k</sub> و افزایش جریان M<sub>a</sub> می‌شود. جریان سلف نشستی از رابطه (۶) به دست خواهد آمد:

$$I_{L_k}(t) = \frac{-(1-K)V_{C2}}{L_k}(t-t_5) + I_{L_m} \quad (۶)$$

ز- وضعیت هفتم: این وضعیت با خاموش شدن دیود D<sub>2</sub> تحت ZCS آغاز می‌شود. در این وضعیت دیود خروجی روشن شده و شیب جریان دیود بدنه M<sub>a</sub> تغییر می‌کند. این وضعیت با صفر شدن جریان سوئیچ کمکی پایان می‌پذیرد.



شکل (۴): مدار معادل وضعیت‌های عملکردی مبدل پیشنهادی

Figure (4): The equivalent circuits of the converter in different modes, a) Mode 1, b) Mode 2, c) Mode 3, d) Mode 4, e) Mode 5, f) Mode 6, g) Mode 7, h) Mode 8

جریان سوئیچ کمکی از رابطه (۷) به دست می‌آید:

$$I_{L_k} = \frac{V_{C1} + V_{C3} - (1+n)KV_{C2} - V_o}{L_k} (t - t_f) + I_k(t_f) \quad (7)$$

ح- وضعیت هشتم: با مثبت شدن جریان  $M_a$  در واقع از دیود بدنه  $M_a$  به خود  $M_a$  منتقل می‌شود. در این حالت دیود  $D_4$  نیز روشن شده است و انرژی خازن‌های  $C_1$  و  $C_2$  را به خازن  $C_3$  انتقال می‌دهد. این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ کمکی  $M_a$  پایان می‌پذیرد.

### ۳- تحلیل مبدل افزاینده پیشنهادی

در این قسمت رابطه‌های طراحی مبدل پیشنهادی ارائه می‌گردد. همان‌طور که مشخص است استرس المان‌های نیمه هادی مبدل، بهره مبدل و المان‌های پس‌وی بایستی مطابق با عملکرد مبدل محاسبه گردند که در ادامه به آنها اشاره شده است.

### ۳-۱- محاسبه بهره مبدل پیشنهادی

هنگامی که سوئیچ روشن است، در حالت پایدار رابطه‌های (۸) الی (۱۰) زیر برقرار است:

$$V_{L1} = V_{in} \quad (8)$$

$$V_{Lm} = V_{L1} \quad (9)$$

$$V_{C3} = nV_{C1} + V_{C1} + V_{C2} \quad (10)$$

هنگامی که سوئیچ خاموش است، رابطه‌های (۱۱) الی (۱۳) برقرار است:

$$V_{L1} = V_{in} - V_{C1} \quad (11)$$

$$V_{Lm} = -V_{C2} \quad (12)$$

$$V_o = V_{C1} + (n+1)V_{C2} + V_{C3} \quad (13)$$

با نوشتن بالانس ولت-ثانیه روی سلف  $L_1$  مقدار ولتاژ خازن  $C_1$  به دست می‌آید:

$$V_{in}DT + (V_{in} - V_{C1})(1-D)T \quad (14)$$

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (15)$$

با نوشتن بالانس ولت-ثانیه روی سلف  $L_m$  نیز مقدار ولتاژ خازن  $C_2$  به دست می‌آید:

$$V_{C1}DT - V_{C2}(1-D)T = 0 \quad (16)$$

$$V_{C2} = \frac{DV_{in}}{(1-D)^2} \quad (17)$$

با داشتن ولتاژهای  $V_{C1}$  و  $V_{C2}$ ، ولتاژ خازن  $C_3$  از رابطه (۱۸) محاسبه می‌گردد.

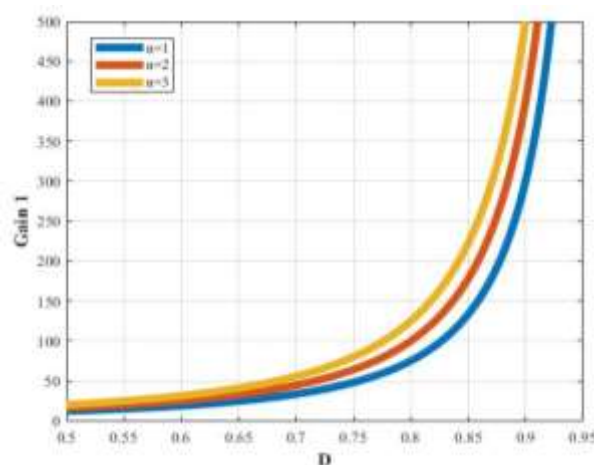
$$V_{C3} = \frac{(n+1-D_n)V_{in}}{(1-D)^2} \quad (18)$$

بنابراین به راحتی بهره ولتاژ بدون در نظر گرفتن تلفات ضریب وظیفه مطابق رابطه (۱۹) محاسبه می‌شود:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n+2}{(1-D)^2} \quad (19)$$

شکل (۵) منحنی بهره ولتاژ بهره مبدل پیشنهادی برحسب تعداد دورهای مختلف را نشان می‌دهد. اما به علت وجود تلفات، ضریب وظیفه ناشی از روشن بودن دیود بدنه باید اثر این تلفات روی بهره بررسی گردد. بنابراین باید زمان رسیدن جریان سوئیچ اصلی از مقدار منفی به جریان  $I_{in}$  محاسبه و از کل زمان روشن بودن سوئیچ اصلی کسر گردد. ضریب وظیفه موثر از رابطه (۲۰) به دست می‌آید:

$$D_{eff} = 1 - D_{loss} \quad (20)$$



شکل (۵): منحنی بهره ولتاژ بهره مبدل پیشنهادی برحسب تعداد دورهای مختلف

Figure (5): The converter voltage-gain against duty cycle and turn ratio variation

با توجه به شیب جریان در وضعیت دوم و سوم خواهیم داشت:

$$D_{\text{loss}} T = \frac{I_{\text{in}} L_K}{(1-K) V_{\text{Cl}}} \quad (21)$$

با جایگذاری رابطه (۱۵) در رابطه (۲۱) ضریب وظیفه تلفات برابر است با:

$$D_{\text{loss}} = \frac{I_{\text{in}} L_K (1-D) f}{(1-k) V_{\text{in}}} \quad (22)$$

بنابراین نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی از رابطه (۲۳) به‌دست خواهد آمد:

$$\frac{V_0}{V_{\text{in}}} = \frac{n+2}{(1-D+D_{\text{loss}})^2} \quad (23)$$

همان‌طور که از رابطه (۲۲) مشاهده می‌گردد تلفات ضریب وظیفه با مقدار سلف نشتی و همچنین توان مبدل رابطه مستقیم دارد و هرچه سلف نشتی بزرگ‌تر باشد بهره مبدل بیشتر کاهش می‌یابد. شکل (۶) بهره مبدل پیشنهادی برحسب مقادیر مختلف سلف نشتی را نشان می‌دهد.

### ۳-۲- استرس ولتاژ ادوات‌های نیمه هادی

ماکزیمم استرس ولتاژ سوئیچ اصلی، سوئیچ کمکی و دیودها مطابق رابطه‌های (۲۴) الی (۲۹) محاسبه می‌شوند. شکل (۷) منحنی استرس نرمالیزه شده المان‌های مبدل پیشنهادی برحسب مقادیر مختلف نسبت دور را نشان می‌دهد.

$$V_{\text{stress-M}} = V_{\text{stress-Ma}} = \frac{V_0}{2+n} \quad (24)$$

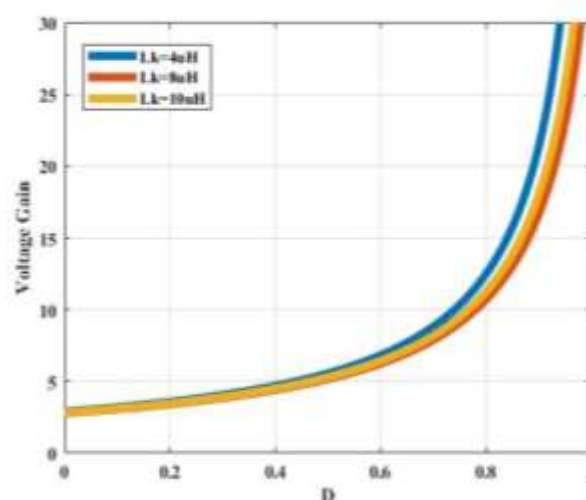
$$V_{\text{stress-D1}} = \frac{V_{\text{in}}}{1-D} = \frac{(1-D)}{(2+n)} \cdot V_0 \quad (25)$$

$$V_{\text{stress-D2}} = \frac{D}{(1-D)^2} \cdot V_{\text{in}} = \frac{D}{(2+n)} \cdot V_0 \quad (26)$$

$$V_{\text{stress-D3}} = \frac{V_{\text{in}}}{(1-D)^2} = \frac{1}{(2+n)} \cdot V_0 \quad (27)$$

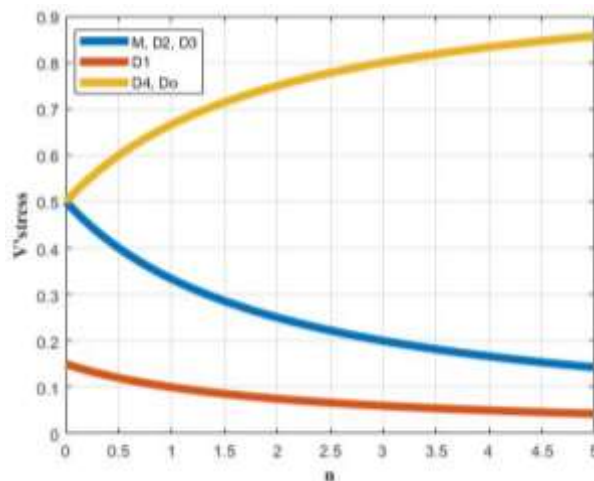
$$V_{\text{stress-D4}} = \frac{(1+n)}{(1-D)^2} \cdot V_{\text{in}} = \frac{(1+n)}{(2+n)} \cdot V_0 \quad (28)$$

$$V_{\text{stress-D0}} = \frac{(1+n)}{(1-D)^2} \cdot V_{\text{in}} = \frac{(1+n)}{(2+n)} \cdot V_0 \quad (29)$$



شکل (۶): بهره مبدل پیشنهادی برحسب مقادیر مختلف سلف نشتی

Figure (6): Influence of leakage inductance on the converter voltage gain



شکل (۷): منحنی استرس نرمالیزه شده المان‌های مبدل پیشنهادی برحسب مقادیر مختلف نسبت دور

Figure (7): Normalized stress of the converter elements in terms of different values of turn ratio

#### ۴- نتایج عملی مبدل پیشنهادی

با توجه به مراحل طراحی که در قسمت قبل توضیح داده شد، این مبدل برای توان ۲۰۰ وات و ولتاژ خروجی ۳۵۰ ولت ساخته شده است که تمامی المان‌ها و مقدارهایشان در جدول (۱) آمده است. تصویر مبدل ساخته شده در شکل (۸) و نتایج عملی مبدل در شکل (۹) نشان داده شده است. در شکل‌های (۹-الف) و (۹-ب)، موج جریان و ولتاژ عملی سوئیچ اصلی  $M$  و سوئیچ کمکی  $M_a$  آورده شده است. همان‌طور که در این شکل‌ها مشخص است جریان سوئیچ در لحظه روشن شدن سوئیچ‌ها منفی است، بنابراین دیود بدنه هدایت کرده و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سوئیچ‌ها برقرار است. بنابراین تلفات روشن شدن خازنی وجود ندارد. از طرفی مطابق این شکل‌ها، ولتاژ سوئیچ‌ها هم در هنگام خاموش شدن به علت وجود خازن اسنابر با شیب بالا رفته است که مبین خاموش شدن سوئیچ اصلی تحت شرایط  $ZV$  است. شکل موج جریان دیودهای  $D_1$  (سبز) و  $D_2$  (قرمز) مبدل در شکل (۹-ج) آورده شده که نشان می‌دهد این دیودها به‌صورت  $ZC$  خاموش و روشن می‌شوند و مشکل بازیابی معکوس ندارند. در شکل (۹-د)، موج جریان دیودهای  $D_4$  و  $D_6$  مبدل آورده شده و همان‌طور که از شکل موج‌ها مشخص است، جریان در هنگام روشن و خاموش شدن با شیب افزایش و کاهش یافته است و در نتیجه تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر روشن و خاموش می‌شوند و مشکل بازیابی معکوس ندارند. در شکل (۹-و) نیز موج جریان ورودی مبدل آورده شده است که بیانگر عملکرد مبدل در حالت پیوسته است.

Table (1): Specifications of the proposed converter and the values of its elements

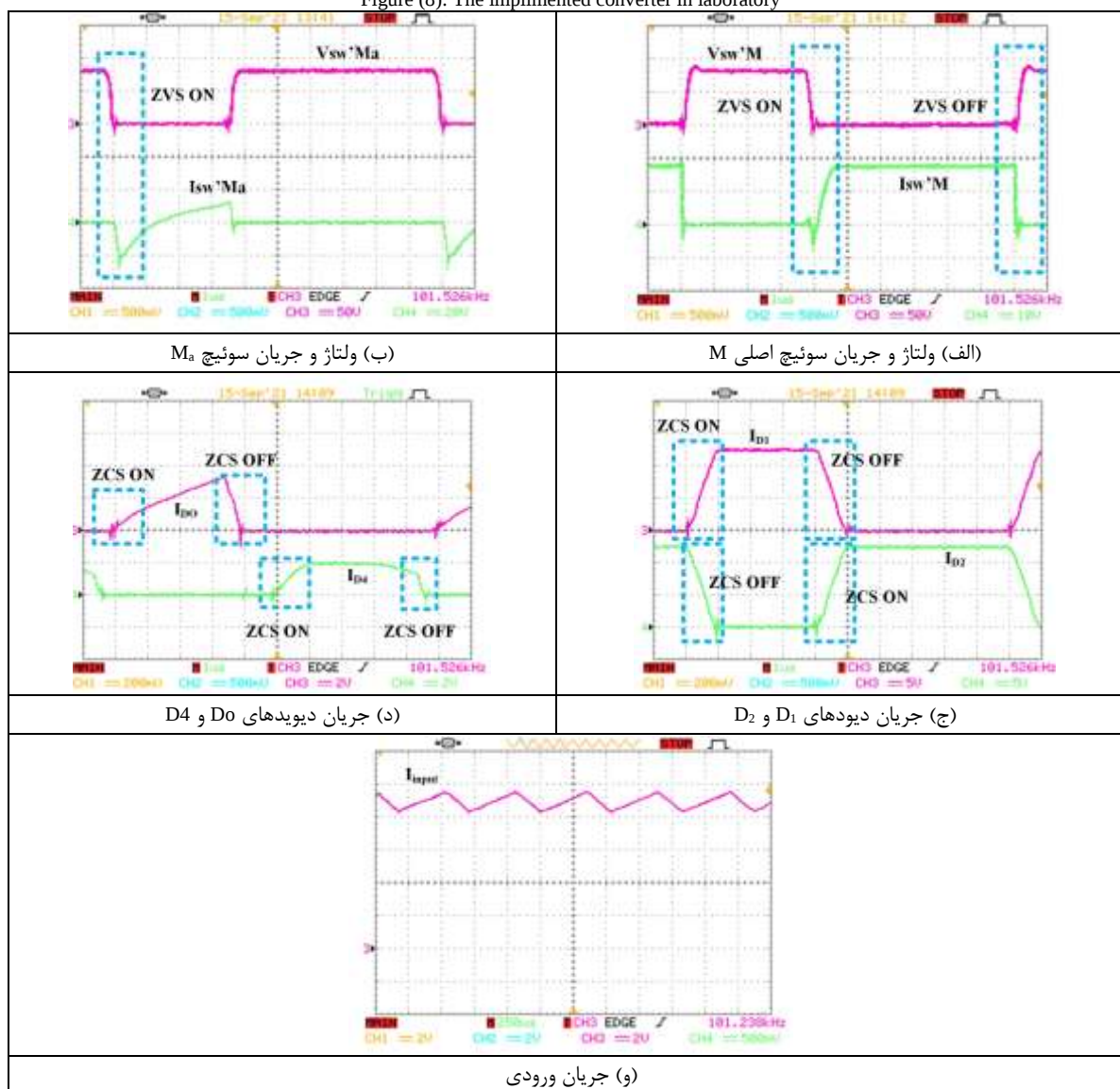
جدول (۱): مشخصات مبدل پیشنهادی و مقادیر المان‌های آن

| نام قطعه/مقدار | المان‌ها / مشخصات               |
|----------------|---------------------------------|
| IRFP4668pbf    | سوئیچ‌های اصلی $M$ و کمکی $M_a$ |
| MUR860         | همه دیودها                      |
| ۲۰۰ میکروهنری  | $L_m$                           |
| ۲ میکروهنری    | $L_k$                           |
| ۱۰ میکروفاراد  | $C_1, C_2$                      |
| ۱۰ میکروفاراد  | $C_o$                           |
| ۲              | $n$                             |
| ۲۰۰ وات        | توان خروجی                      |
| ۲۴ ولت         | ولتاژ ورودی                     |
| ۳۵۰ ولت        | ولتاژ خروجی                     |
| ۱۰۰ کیلوهرتز   | فرکانس کلیدزنی                  |



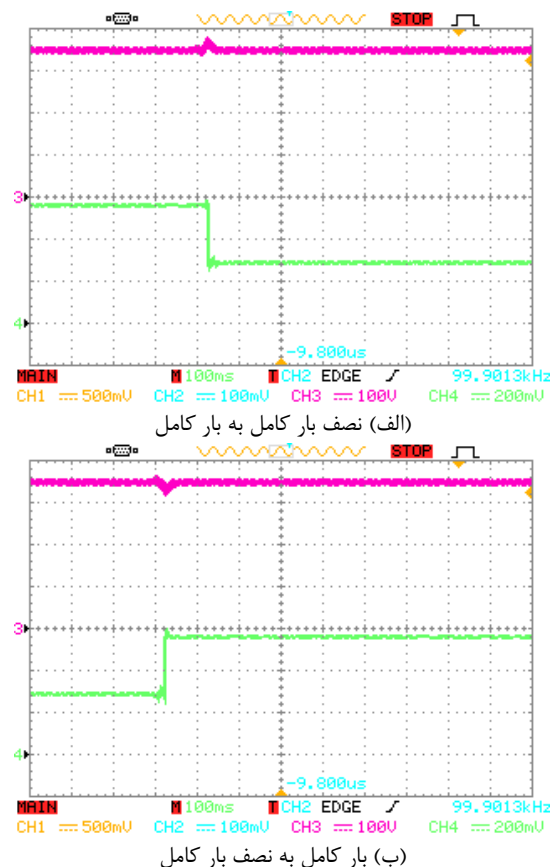
شکل (۸): مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده در آزمایشگاه

Figure (8): The implemented converter in laboratory



شکل (۹): شکل موج‌های عملی مبدل پیشنهادی

Figure (9): The practical results, (a) Voltage and current waveforms of switch M (50V/div,10A/div), (b) Voltage and current waveforms of switch  $M_a$  (50V/div,20A/div), (c) Current waveform of diodes  $D_1$  and  $D_2$  (5A/div), (d) Current waveform of diodes  $D_3$  and  $D_4$  (2A/div), (e) The input current of converter (2A/div)



شکل (۱۰): ولتاژ خروجی کنترل شده و جریان خروجی مبدل پیشنهادی در لحظه های تغییر بار خروجی

Figure (10): The output current and the controlled output voltage of the proposed converter in the face of the load variations a) Half load to full load b) full load to Half load

##### ۵- پاسخ دینامیکی مبدل

در این قسمت پاسخ دینامیکی مبدل به تغییرات بار نشان داده می شود. برای تثبیت ولتاژ خروجی مبدل در لحظه های تغییر بار، از کنترل کننده انتگرالی تناسبی استفاده شده است. شکل (۱۰) پاسخ دینامیکی مبدل پیشنهادی را به تغییرات بار نشان می دهد. همان طور که مشاهده می گردد در شکل (۱۰-الف) بار از ۱۰۰ وات به ۲۰۰ وات و در شکل (۱۰-ب) از ۲۰۰ وات به ۱۰۰ وات تغییر نموده است و ولتاژ خروجی کمتر از ۸ درصد نوسان داشته که نشان می دهد در لحظه های تغییر بار کنترل کننده به خوبی عمل کرده است.

##### ۶- تحلیل تلفات توان در مبدل پیشنهادی

در این بخش اثرات استفاده از المان های نیمه هادی مبدل، بر توان کلی مبدل بررسی می شود. با در نظر گرفتن المان های نیمه هادی، تلفات هدایتی ماسفت ها و دیودها، تلفات هدایتی سلف های کوپل شده و تلفات هدایتی خازن ها محاسبه شده است. به دلیل ایجاد شرایط کلیدزنی نرم تحت شرایط ZVS برای هر دو سوئیچ اصلی و کمکی، تلفات خازنی هنگام روشن شدن سوئیچ ها و همچنین تلفات کلیدزنی صفر است. همچنین، مقدار تلفات هسته آنقدر کم است که می توان از آن صرف نظر کرد. تلفات هدایتی سوئیچ ها به عواملی همچون مقاومت درین-سورس سوئیچ و جریان موثر آن ها وابسته است. بنابراین کل تلفات سوئیچ های قدرت مبدل پیشنهادی برابر با تلفات هدایتی سوئیچ ها بوده که مطابق رابطه (۳۳) محاسبه شده است.

$$P_{\text{Conduction Sw}} = R_{\text{DS}} (I_{\text{RMS'S}}^2 + I_{\text{RMS'Sa}}^2) = (31 \times 10^{-3}) (8.5^2 + 0.7^2) = 2.26 \text{ W} \quad (30)$$

تلفات هدایتی دیودها به مقدار افت ولتاژ دیود در بایاس مستقیم و متوسط جریان آن‌ها بستگی دارد. که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$P_{\text{Conduction Diodes}} = V_f (I_{\text{avg D1}} + I_{\text{avg D2}} + I_{\text{avg D3}} + I_{\text{avg D4}} + I_{\text{avg D5}}) = 5.40W \quad (31)$$

همچنین تلفات هدایتی سلف‌ها با توجه به مقاومت آن‌ها در نظر گرفته شده است. تلفات سلف‌ها به صورت زیر به دست آمده است:

$$P_{\text{Conduction Inductors}} = R_{L1} I_{\text{RMS}'L1}^2 + R_{L1} I_{\text{RMS}'L1}^2 + R_{L1} I_{\text{RMS}'L1}^2 = 0.36 + 0.29 + 0.15 = 0.8W \quad (32)$$

برای محاسبه تلفات خازن‌ها نیز، به مقدار مقاومت هر خازن و جریان موثر آن نیاز است که به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$P_{\text{Capacitors}} = R_{C1} I_{\text{RMS}'C1}^2 + R_{C2} I_{\text{RMS}'C2}^2 + R_{C3} I_{\text{RMS}'C3}^2 + R_{C4} I_{\text{RMS}'C4}^2 = 0.25 + 0.28 + 0.36 + 0.45 = 1.34W \quad (33)$$

با توجه به محاسبات بالا، کل تلفات قدرت محاسبه شده مبدل پیشنهادی ۹/۸ وات برای یک نمونه ۲۰۰ وات است. بنابراین مبدل پیشنهادی دارای بازده ۹۵/۱ درصد است.

## ۷- مقایسه راندمان مبدل پیشنهادی با همتای سوئیچینگ سخت آن

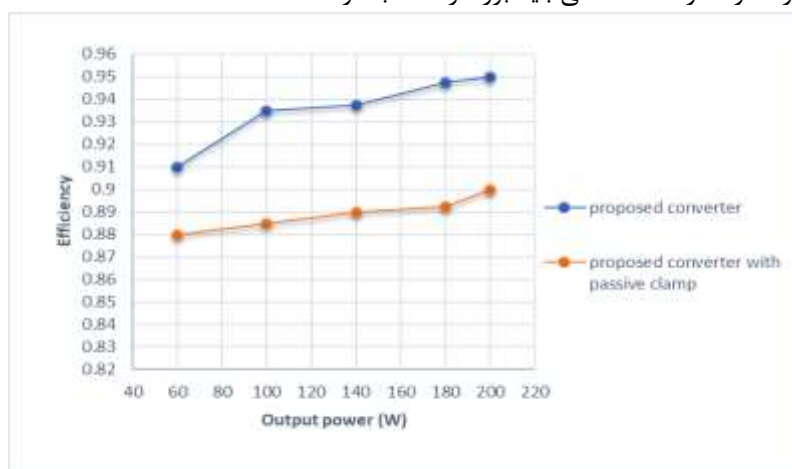
شکل (۱۱) بازده مبدل درجه دوم پیشنهادی را در مقایسه با همتای سوئیچینگ سخت نشان می‌دهد. به دلیل وجود یک سلف تزویج شده، یک مدار کلمپ RCD برای سوئیچ‌ها در همتای سوئیچینگ سخت استفاده می‌شود. مقاومت در این مدار باعث افزایش تلفات توان و کاهش راندمان می‌شود. همان‌طور که در شکل نشان داده شده است، راندمان مبدل سوئیچینگ نرم در مقایسه با همتای سوئیچینگ سخت بهبود یافته است. وجود جریان گردشی در مدار کمکی باعث کاهش بازده در بارهای سبک می‌شود. همان‌طور که مشاهده می‌شود، راندمان مبدل درجه دوم پیشنهادی پنج درصد بیشتر از همتای کلیدزنی سخت در بار کامل است.

## ۸- شرایط کلیدزنی نرم در مبدل پیشنهادی

برای تخلیه خازن اسنابر سویچ اصلی و ایجاد شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر بایستی انرژی سلف ناشی بزرگ‌تر از انرژی خازن اسنابر سوئیچ اصلی CSM باشد. بنابراین رابطه (۳۴) را می‌توان برای فراهم بودن شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر در نظر گرفت.

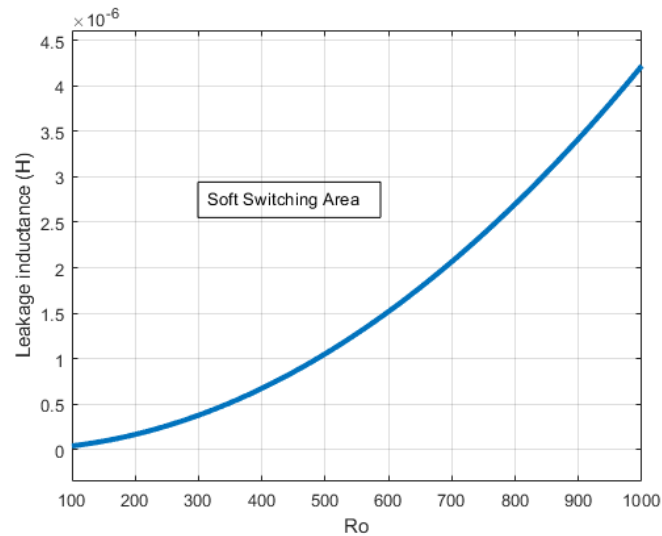
$$0.5 * L_K * I_{LK}^2 > 0.5 * C_{SM} * V_M^2 \quad (34)$$

با توجه به طراحی خازن اسنابر ۴/۷ نانو فاراد و رابطه‌های (۲۴) و (۳۴)، شکل (۱۲) به دست می‌آید که ناحیه کلیدزنی نرم در مبدل را به ازای مقادیر مختلف بار خروجی نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌گردد در بارهای سبک برای باقیماندن شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر اندازه سلف ناشی باید بزرگ‌تر انتخاب گردد.



شکل (۱۱): راندمان مبدل پیشنهادی تحت تغییرات بار در مقایسه با همتای سوئیچینگ سخت آن

Figure (11): The proposed high step-up converter efficiency compared to the hard-switched counterpart



شکل (۱۲): نمودار محاسبه سلف نشتی برای برقرار بودن کلیدزنی نرم مبدل پیشنهادی در بارهای مختلف

Figure (12): The leakage inductance value for the establishment of soft switching of the proposed converter at different loads

Table (2): Comparison of the proposed high step-up converter with previous similar converters

جدول (۲): مقایسه مبدل بسیار افزایشده پیشنهادی با مبدل‌های مشابه قبلی

| پارامتر                 | مرجع | مبدل پیشنهادی   | [۱۶]          | [۱۷]          | [۱۸]             | [۱۹]           |
|-------------------------|------|-----------------|---------------|---------------|------------------|----------------|
| تعداد کل المان‌ها       |      | ۱۴              | ۱۰            | ۱۲            | ۱۰               | ۷              |
| نوع کلیدزنی             |      | ZV              | ZV            | ZV            | ZC               | ZV             |
| بهره ولتاژ              |      | $(n+2)/(1-D)^2$ | $(n+2)/(1-D)$ | $(n+2)/(1-D)$ | $(1+nD+D)/(1-D)$ | $(1+nD)/(1-D)$ |
| استرس ولتاژ روی سویچ‌ها |      | $V_o/(n+2)$     | $V_o/(n+2)$   | $V_o/(n+2)$   | $V_o/(1+nD+D)$   | $V_o/(1+nD)$   |
| جریان ورودی             |      | پیوسته          | پیوسته        | پالسی         | پالسی            | پالسی          |

## ۹- مقایسه مبدل درجه دوم پیشنهادی با مبدل‌های قبلی

مبدل بسیار افزایشده مرتبه دوم پیشنهادی با مبدل‌های مشابه بر اساس معیارهایی مانند تعداد عناصر، نوع سوئیچینگ نرم، تنش ولتاژ کلیدها، بهره ولتاژ و نوع جریان ورودی مبدل مقایسه می‌شود. همان‌طور که در جدول (۲) نشان داده شده است، تمام مبدل‌های قبلی دارای اجزای کمتری نسبت به مبدل پیشنهادی هستند. اما تمام مبدل‌های معرفی شده دارای بهره ولتاژ کمتری نسبت به مبدل درجه دوم پیشنهادی هستند. تنش ولتاژ روی کلید در مرجع [۱۷] مشابه مبدل درجه دوم پیشنهادی است اما بهره ولتاژ آن کوچک‌تر و جریان ورودی آن پالسی است. سایر مبدل‌ها نیز تنش ولتاژ بالاتری دارند. همچنین مبدل پیشنهادی و مبدل ارائه شده در مرجع [۱۶] دارای جریان ورودی پیوسته هستند. سه مبدل دیگر دارای جریان ورودی گسسته هستند (به دلیل تعبیه یک سلف تزویج شده در ورودی)، که منجر به افزایش تلفات هدایتی و مشکل در تعقیب حداکثر توان در کاربردهای سلول خورشیدی می‌شود. مبدل مرجع [۱۸] تحت شرایط جریان صفر کار می‌کند که باعث افزایش تلفات روشن شدن سوئیچ و تخلیه خازن پارازیتی در آن می‌شود.

## ۱۰- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل درجه دوم جدید با نرخ تنش ولتاژ پایین ارائه شده است. مدار کمکی در مبدل پیشنهادی نه تنها شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای هر دو کلید فراهم می‌کند، بلکه به دلیل تعداد کم عناصر مدار کمکی، تلفات هدایتی قابل توجهی را به مبدل تحمیل نمی‌کند. از طرف دیگر، به دلیل عملکرد مکمل کلید کمکی، طراحی مدار کنترل مبدل پیچیده

نیست. یکی از ویژگی‌های مبدل معرفی شده، جریان ورودی پیوسته با ریلی ۱/۶ آمپر است. همچنین، راندمان مبدل درجه دوم پیشنهادی در بار کامل در مقایسه با مبدل با کلیدزنی سخت ۶ درصد بهبود می‌یابد.

## سیاسگزاری

این مقاله مستخرج از رساله دوره دکتری در دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) است. نویسندگان بر خود لازم می‌دانند مراتب تشکر صمیمانه خود را از همکاران حوزه پژوهشی دانشگاه آزاد اسلامی و داوران محترم که ما را در انجام و ارتقای کیفی این مقاله یاری نموده‌اند، اعلام نمایند.

## References

### مراجع

- [1] M. Emamdad, E. Akbari, S. Karbasi, A. Zare Ghaleh Seyyedi, "Design and analysis of a new structure for non-isolated dc-dc boost converters", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 15, no. 58, pp. 109-120, Sept. 2024 (in Persian) (dor: 20.1001.1.23223871.1403.15.58.8.9).
- [2] A. Dalirian, A.R. Solat, S.M.J. Rastegar-Fatemi, "Smart control of photovoltaic static compensator system based on fuzzy logic control to improve voltage stability", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 15, no. 60, pp. 119-134, March 2025 (in Persian).
- [3] D. Taheri, G. Shahgholian, M.M. Mirtalaei, "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 and Distribution, vol. 16, no. 17, pp. 3473-3497, Sept. 2022 (doi: 10.1049/gtd2.1-2537).
- [4] M. Rahimi, B. Fani, M. Moazzami, M. Dehghani, G. Shahgholian, "An online free penetration multi-stage fuse saving protection scheme in distribution systems with photovoltaic sources", Iranian Electric Industry Journal of Quality and Productivity, vol. 9, no. 2, pp. 24-35, Sept. 2020 (doi: 10.29252/iejqp.9.2.24).
- [5] I. Es-Haghpour, M. Delshad, S. Javadi, "A new interleaved ZVT high step-up converter with low input current ripple", International Journal of Electronics, vol. 109, no. 11, pp. 1935-1953, Dec. 2021 (doi: 10.1-080/00207217.2021.2001861).
- [6] A. Kianpour, G. Shahgholian, "A floating-output interleaved boost dc-dc converter with high step-up gain", Automatika, vol. 58, no. 1, pp. 18-26, April 2017 (doi: 10.1080/00051144.2017.1305605).
- [7] R. Ling, G. Zhao, Q. Huang, "High step-up interleaved boost converter with low switch voltage stress", Electric Power Systems Research, vol. 128, pp. 11-18, Nov. 2015 (doi: 10.1016/j.epsr.2015.06.016).
- [8] R. Rahimi, S. Habibi, M. Ferdowsi, P. Shamsi, "An interleaved high step-up dc-dc converter based on integration of coupled inductor and built-in-transformer with switched-capacitor cells for renewable energy applications", IEEE Access, vol. 10, pp. 34-45, Dec. 2022 (doi: 10.1109/ACCESS.2021.3138390).
- [9] R. Beiranvand, S.H. Sangani, "A family of interleaved high step-up dc-dc converters by integrating a voltage multiplier and an active clamp circuits", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 37, no. 7, pp. 8001-8014, Jan. 2022 (doi: 10.1109/TPEL.2022.3141941).
- [10] G. Haghshenas, S.M.M. Mirtalaei, H. Mordmand, G. Shahgholian, "High step-up boost-flyback converter with soft switching for photovoltaic applications", Journal of Circuits, Systems, and Computers, vol. 28, no. 1, pp. 1-16, Jan. 2019 (doi: 10.1142/S0218126619500142).
- [11] S. Hasanpour, Y.P. Siwakoti, F. Blaabjerg, "Analysis of a new soft-switched step-up trans-inverse DC/DC converter based on three-winding coupled-inductor", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 37, no. 2, pp. 2203-2215, Aug. 2022 (doi: 10.1109/TPEL.2021.3103978).
- [12] V.F. Pires, D. Foito, J.F. Silva, "A single switch hybrid DC/DC converter with extended static gain for photovoltaic applications", Electric Power Systems Research, vol. 146, pp. 228-235, May 2017 (doi: 10.1016/j.epsr.2017.02.001).
- [13] Y. Zhao, X. Xiang, C. Li, Y. Gu, W. Li, X. He, "Single-phase high step-up converter with improved multiplier cell suitable for half-bridge-based PV inverter system", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 29, no. 6, pp. 2807-2816, July 2014 (doi: 10.1109/TPEL.2013.2273975).
- [14] L. Schmitz, D.C. Martins, R.F. Coelho, "High step-up nonisolated ZVS/ZCS DC-DC converter for photovoltaic thin-film module applications", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 1, pp. 565-575, March 2019 (doi: 10.1109/JESTPE.2018.2830650).
- [15] R. Cheraghi, E. Adib, M.S. Golsorkhi, "A nonisolated high step-up three-port soft-switched converter with minimum switches", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 68, no. 10, pp. 9358-9365, Sept. 2021 (doi: 10.1109/TIE.2020.3026306).

- [16] Y. Zheng, B. Brown, W. Xie, S. Li, K. Smedley, "High step-up DC-DC converter with zero voltage switching and low input current ripple", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 35, pp. 9416-9429, Sept. 2020 (doi: 10.1109/TPEL.2020.2968613).
- [17] S. Shabani, M. Delshad, R. Sadeghi, H.H. Alhelou, "A high step-up PWM non-isolated DC-DC converter with soft switching operation", IEEE Access, vol. 10, pp. 37761-37773, March 2022 (doi: 10.1109/ACCESS.2022.3163146).
- [18] B.W. Williams, "Unified synthesis of tapped-inductor dc-to-dc converters", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 29, pp. 5370-5383, Oct. 2014 (doi: 10.1109/TPEL.2013.2291561).
- [19] T. F. Wu, Y.S. Lai, J.C. Hung, Y. M. Chen, "Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp", IEEE Trans.on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 154-162, Jan. 2008 (doi: 10.1109/TIE.2007.903925).
- [20] M. Mirtalaei, R.A. Nafchi, "Boost high step-up dc/dc converter with coupled inductors and diode-capacitor technique", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 10, no.39, pp. 3-12, Nov. 2019 (in Persian) (dor: 20.1001.1.23223871.1398.10.39.1.9).
- [21] J. Jalili, S.M.M. Mirtalaei, M.R. Mohammadi, B. Majidi, "A non-isolated high step-up soft-switching converter with coupled-inductor", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 15, no. 57, pp. 1-14, June 2022 (in Persian) (dor: 20.1001.1.23223871.1403.15.57.1.0).

---

#### زیر نویس ها

1. Photovoltaic cells
2. Switched capacitor
3. Coupled inductor
4. Diode-capacitor multiplier
5. Conduction loss
6. Switching loss
7. Reverse recovery
8. Active clamp
9. Capacitive turn-on loss
10. Zero voltage switching
11. Zero current switching