

## Soft Switching Interleaved Boost Converter with Simple Auxiliary Circuit and Reduced Voltage Stress

Omid Haghparast Naeini<sup>1,2</sup>, *M.Sc. Student*, Mahdi Shaneh<sup>1,2</sup>, *Assistant Professor*,  
Mohammadreza Mohammadi<sup>1,3</sup>, *Assistant Professor*

<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering- Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

<sup>2</sup>Smart Microgrid Research Center- Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

<sup>3</sup>Department of Electrical and Computer Engineering- University of Alberta, Alberta, Canada  
omidhaghparast4795@gmail.com, m.shaneh@pel.iaun.ac.ir, m.r.mohammadi@pel.iaun.ac.ir

### Abstract

The interleaved boost converters are the power circuits that provide high-voltage, high-power with regulated output voltage for renewable energy systems which are generally suffer from low-voltage and unregulated output voltages. The soft switching methods reduce electromagnetic noises and switching losses in these converters. In this paper, a ZVT interleaved boost converter with a simple auxiliary circuit is proposed. The proposed converter has a simple structure with low size and cost. In the proposed converter, soft switching condition is provided without any extra voltage and current stress on the main switches. The auxiliary circuit comprises two diodes and one auxiliary switch. The leakage inductance of the utilized coupled inductors is used as resonant inductor. The auxiliary switches benefit from significantly reduced voltage stress without requiring floating gate driver. The proposed converter can achieve zero voltage switching operation for the main switches and zero current switching for diodes and auxiliary switches, which causes to alleviate the reverse recovery problems of all diodes.

**Keywords:** interleaved boost converter, soft switching technique, zero current switching, zero voltage switching

**Received:** 6 July 2021

**Revised:** 28 August 2021

**Accepted:** 9 September 2021

**Corresponding Author:** Dr. Mahdi Shaneh

**Citation:** O. Haghparast Naeini, M. Shaneh, M.R. Mohammadi, "Soft switching interleaved boost converter with simple auxiliary circuit and reduced voltage stress", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 13, no. 52, pp. 111-120, March 2023 (in Persian).

<https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1401.13.52.8.3>

مقاله پژوهشی

## ارائه یک ساختار مبدل افزایشنده درهم تنیده با قابلیت کلیدزنی نرم با مدار کمکی ساده و استرس ولتاژ کاهش یافته

امید حق پرست نائینی<sup>۱،۲</sup>، دانشجوی کارشناسی ارشد، مهدی شانه<sup>۱،۲</sup>، استادیار، محمدرضا محمدی<sup>۱،۳</sup>، استادیار

۱- دانشکده مهندسی برق- واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران

۲- مرکز تحقیقات ریز شبکه های هوشمند- واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران

۳- گروه مهندسی برق و کامپیوتر- دانشگاه آلبرتا، آلبرتا، کانادا

omidhaghparast4795@gmail.com, m.shaneh@pel.iaun.ac.ir, m.r.mohammadi@pel.iaun.ac.ir

**چکیده:** مبدل‌های افزایشنده درهم تنیده مدارهای قدرتی هستند که ولتاژ خروجی تنظیم شده با ولتاژ بالا و توان بالا برای سیستم‌های تجدیدپذیر انرژی که عموماً دارای ولتاژ تنظیم نشده و با ولتاژ پایین هستند فراهم می‌کند. استفاده از روش‌های کلیدزنی نرم باعث کاهش نویزهای الکترومغناطیسی و کاهش تلفات در این مبدل‌ها می‌شود. در این مقاله یک مبدل افزایشنده درهم تنیده شده با قابلیت کلیدزنی نرم ارائه شده که از یک مدار کمکی ساده برای کلیدزنی نرم استفاده می‌کند. هدف از ساختار پیشنهادی کاهش استرس ولتاژ سوئیچ‌های مبدل، حفظ سادگی مبدل، نیاز نداشتن به مدار راه انداز گیت شناور و کاهش المان‌های آن است. مدار کمکی از یک کلید برای هر دو شاخه استفاده می‌کند که باعث کاهش تعداد المان‌های نیمه هادی مبدل شده است. پایین بودن استرس ولتاژ سوئیچ مدار کمکی و عدم تحمیل ولتاژ و جریان اضافی به سوئیچ‌های اصلی مدار از مزایای مهم این طرح پیشنهادی است. در ساختار مدار کمکی سلف جداگانه وجود ندارد و سلف‌های آن با سلف‌های اصلی مبدل تزویج شده است. همچنین تنها دو عدد دیود و یک کلید در ساختار مدار کمکی وجود دارد. در مدار کمکی از سلف نشستی به‌عنوان سلف رزونانسی استفاده شده است. در مبدل پیشنهادی سوئیچ‌های اصلی تحت شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر خاموش و روشن می‌گردند و سوئیچ کمکی تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر خاموش و روشن می‌شود و تمامی دیودهای مبدل در جریان صفر خاموش می‌شوند که باعث برطرف شدن تلفات دیود موازی معکوس می‌شود.

**کلمات کلیدی:** کلیدزنی جریان صفر، کلیدزنی نرم، کلیدزنی ولتاژ صفر، مبدل افزایشنده درهم تنیده

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۴/۱۵

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۶/۶

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۶/۱۸

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مهدی شانه

نشانی نویسنده‌ی مسئول: نجف‌آباد- بلوار دانشگاه- دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد- دانشکده مهندسی برق

## ۱- مقدمه

در سال‌های اخیر و با پیشرفت ادوات‌های نیمه هادی استفاده از منابع تغذیه در دستگاه‌های الکترونیکی توان بالا افزایش چشم‌گیری داشته است و مطالعات بسیاری در این زمینه ارائه شده است [۱،۲]. به‌طور کلی برای انتقال توان دو توپولوژی مبدل‌های منبع ولتاژ و مبدل‌های منبع جریان وجود دارد ولی به دلیل ساختار ساده، بازدهی بالا و کنترل آسان، مبدل‌های منبع ولتاژ از عمومیت بیشتری برخوردار هستند [۳،۴]. مبدل‌های افزایشنده درهم تنیده شده به‌عنوان مدارهای واسط در سیستم‌های منابع تجدیدپذیر که اکثراً دارای ولتاژهای ناپایدار، غیر تنظیم شده و پایینی در خروجی خود هستند مورد استفاده قرار می‌گیرند و در حال توسعه هستند [۵،۶]. مبدل افزایشنده درهم تنیده شده معمولاً از ترکیب بیشتر از دو مبدل افزایشنده پایه و با هدف ایجاد جریان و توان بالا در خروجی کاربرد دارند [۷،۸]. مبدل‌های افزایشنده درهم تنیده شده از مزیت‌هایی مانند توزیع توان بین شاخه‌ها، پاسخ گذرای سریع، کاهش سایز المان‌های پسیو، کاهش ریپل جریان ورودی و کاهش ریپل ولتاژ خروجی از اهمیت بالایی برخوردار هستند [۹،۱۰]. با افزایش فرکانس کاری مبدل می‌توان به چگالی توان بالاتر و پاسخ گذرای سریع رسید. هرچند بالا بردن فرکانس در مبدل کلیدزنی سخت باعث افزایش تلفات کلیدزنی و ایجاد نویزهای الکترومغناطیسی خواهد شد، بنابراین برای افزایش بهره مبدل باید تلفات کلیدزنی مبدل با استفاده از تکنیک‌های کلیدزنی نرم به حداقل برسند [۱۱،۱۲]. تکنیک‌های متنوعی برای کلیدزنی نرم ارائه شده است. مدار اسنابر یک راهبرد قدیمی برای کاهش نویزهای الکترومغناطیسی است [۱۳،۱۴]. مدارهای اسنابر پسیو باعث روشن شدن کلید در جریان صفر و خاموش شدن در ولتاژ صفر بدون نیاز به المان اکتیو می‌شود [۱۵،۱۶]. با این حال در این مدارها کلیدزنی در ولتاژ صفر فراهم نیست. کلیدزنی در ولتاژ صفر یک تکنیک برای فراهم کردن شرایط کلیدزنی نرم برای مبدل است که از یک ماسفت فعال به عنوان کلید استفاده می‌کنند. این تکنیک می‌تواند تلفات کلیدزنی و خازنی را از بین ببرد [۱۷،۱۸]. در مرجع [۱۹]، با استفاده از مدار کمکی کلمپ فعال، کلیدزنی در ولتاژ صفر برای مبدل درهم تنیده فراهم شده است. با این حال در این روش، مدار کمکی برای تمامی دوره کلیدزنی در حال هدایت است که منجر به افزایش تلفات هدایتی مدار می‌شود. روش دیگری که برای کلیدزنی ولتاژ صفر استفاده می‌شود روش ZVT است [۲۰،۲۱]. در این روش مدار کمکی در محدوده کوتاهی هدایت می‌کند و در نتیجه تلفات هدایتی مدار کمکی کم است. در مرجع [۲۲] برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم فقط از یک مدار کمکی برای هر دو شاخه استفاده شده است که باعث کاهش تعداد قطعات به کار رفته و کاهش ابعاد مدار می‌شود. سوئیچ‌های اصلی و کمکی تحت ZCS خاموش و روشن می‌شوند. در این روش همچنان استرس ولتاژ سوئیچ کمکی برابر با ولتاژ خروجی است و در نتیجه باعث افزایش تلفات خازنی مدار می‌شود. در مرجع [۲۳] با استفاده از یک مدار کمکی شرایط کلیدزنی نرم برای مبدل فراهم شده است. کلیدهای اصلی مبدل تحت ZCS و ZVS هستند ولی سوئیچ کمکی مبدل همچنان از استرس ولتاژ بالای مدار کمکی رنج می‌برد. در مرجع [۲۴] با استفاده از یک جفت سیم پیچ و دو سوئیچ کمکی شرایط کلیدزنی نرم برای کلیدهای اصلی تحت ZVS و کلیدهای کمکی تحت ZCS فراهم شده است. ضمن اینکه استرس ولتاژ سوئیچ کمکی مبدل کاهش چشم‌گیری داشته است که باعث کاهش تلفات خازنی مدار می‌شود. در مرجع [۲۵] شرایط کلیدزنی نرم با استفاده از یک جفت سیم پیچ سری شده در مدار کمکی با سیم پیچ‌های ورودی مبدل فراهم شده است. کلید کمکی تحت ZCS و کلیدهای اصلی تحت ZVS خاموش و روشن می‌شوند. در این روش به دلیل استفاده سری دو سیم پیچ در ساختار مدار کمکی استرس ولتاژ سوئیچ کمکی از خروجی نیز بیشتر است که باعث افزایش تلفات خازنی و هدایتی این مدار شده است. در مبدل‌های افزایشنده درهم تنیده کاهش المان‌های نیمه هادی در سلول ZVT و استفاده از یک سلول برای چندین شاخه باعث کاهش هزینه ساخت و ابعاد مبدل می‌شود.

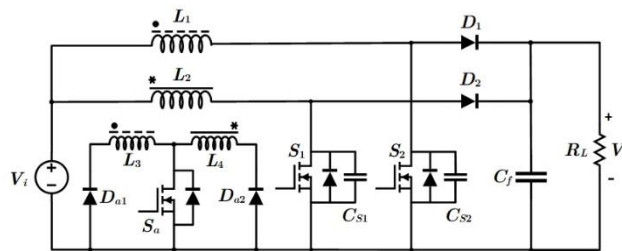
در این مقاله با استفاده از یک مدار کمکی شامل یک کلید، دو سلف تزویج شده با سلف‌های اصلی مبدل و دو دیود شرایط کلیدزنی نرم برای تمامی المان‌های مبدل فراهم شده است. در مبدل پیشنهادی در این مقاله نه تنها استرس ولتاژ و استرس جریان اضافی بر المان‌های نیمه هادی وجود ندارد بلکه استرس ولتاژ سوئیچ کمکی کاهش چشم‌گیری نیز داشته است. کلیدهای اصلی تحت شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر خاموش و روشن می‌گردند در حالی که کلید کمکی تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر خاموش و روشن می‌شود و تمامی دیودهای مبدل تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر خاموش می‌شوند که

باعث برطرف شدن تلفات دیود موازی معکوس می‌شود. در مبدل‌های کلیدزنی، به‌منظور کاهش حجم، وزن و هزینه مبدل، افزایش فرکانس کلیدزنی مطلوب است. با این حال با افزایش فرکانس کلیدزنی، تلفات کلیدزنی و همچنین اغتشاشات الکترومغناطیسی در مبدل افزایش می‌یابد. در این مبدل دیگر متحمل نویزهای الکترومغناطیسی ناشی از سوئیچینگ سخت با فرکانس بالا نخواهیم بود و امکان پیاده‌سازی مبدل با فرکانس بالا با بهره مناسب فراهم خواهد شد. ساختار مقاله به این شرح است. پس از بیان مسئله در قسمت مقدمه، در قسمت دوم مدار معادل مبدل افزاینده پیشنهادی ارائه شده است. روش طراحی مبدل شامل انتخاب المان‌های پسیو و انتخاب ادوات‌های نیمه هادی در قسمت سوم بیان شده است. نتایج شبیه‌سازی و نتایج عملی در قسمت چهارم نشان داده شده است. در نهایت در قسمت پنجم نتیجه‌گیری مقاله آمده است.

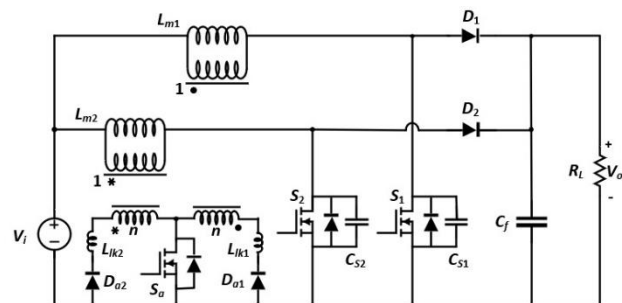
## ۲- مبدل افزاینده درهم تنیده کلیدزنی نرم پیشنهادی

شکل (۱-الف) مبدل سوئیچینگ نرم افزاینده درهم تنیده شده پیشنهاد شده در این مقاله را نشان می‌دهد که تنها با یک مدار کمکی شرایط سوئیچینگ نرم را برای هر دو شاخه مبدل فراهم کرده است. استرس ولتاژ روی سوئیچ کمکی به کمتر از نصف ولتاژ خروجی رسیده که باعث کاهش استرس ولتاژ و در نتیجه آن کاهش ابعاد و هزینه ساخت می‌گردد در حالی که ساختار ساده مبدل حفظ شده است. سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  مستقیماً با سلف‌های  $L_{a1}$  و  $L_{a2}$  در مدار کمکی کوپل شده هستند. کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  کلیدهای اصلی مبدل و دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  دیودهای خروجی مبدل هستند. خازن  $C_{s1}$  و  $C_{s2}$  خازن‌های اسنابر مربوط به کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  هستند.  $C_f$  خازن فیلتر مبدل و  $R_L$  بار است. مدار معادل این مبدل در شکل (۱-ب) نشان داده شده است. این مبدل دارای دوازده وضعیت کاری برای هر سیکل است. از این دوازده وضعیت فقط شش وضعیت مربوط به کلید  $S_1$  بوده و برای کلید  $S_2$  به همین صورت تکرار خواهد شد، به همین علت فقط شش وضعیت بررسی شده است. شکل (۲) مدار معادل برای هر وضعیت کاری مبدل را نشان می‌دهد. شکل موج‌های کلیدهای مبدل در شکل (۳) نشان داده شده است.

الف- وضعیت اول  $[t_0-t_1]$  [شکل (۲-الف)]: در زمان  $t_0$  سوئیچ کمکی به علت وجود  $I_{lk1}$  تحت ZCS روشن می‌شود. روشن شدن سوئیچ کمکی  $S_a$  ولتاژ  $n(V_o-V_{in})$  دو سر سلف نشستی قرار می‌گیرد و جریان این سلف به‌صورت خطی مطابق رابطه (۱) افزایش می‌یابد. همچنین جریان دیود  $D_1$  نیز به‌صورت خطی مطابق رابطه (۲) کاهش می‌یابد. در انتهای این وضعیت جریان دیود  $D_1$  به صفر می‌رسد و دیود  $D_1$  تحت شرایط ZCS خاموش می‌شود.



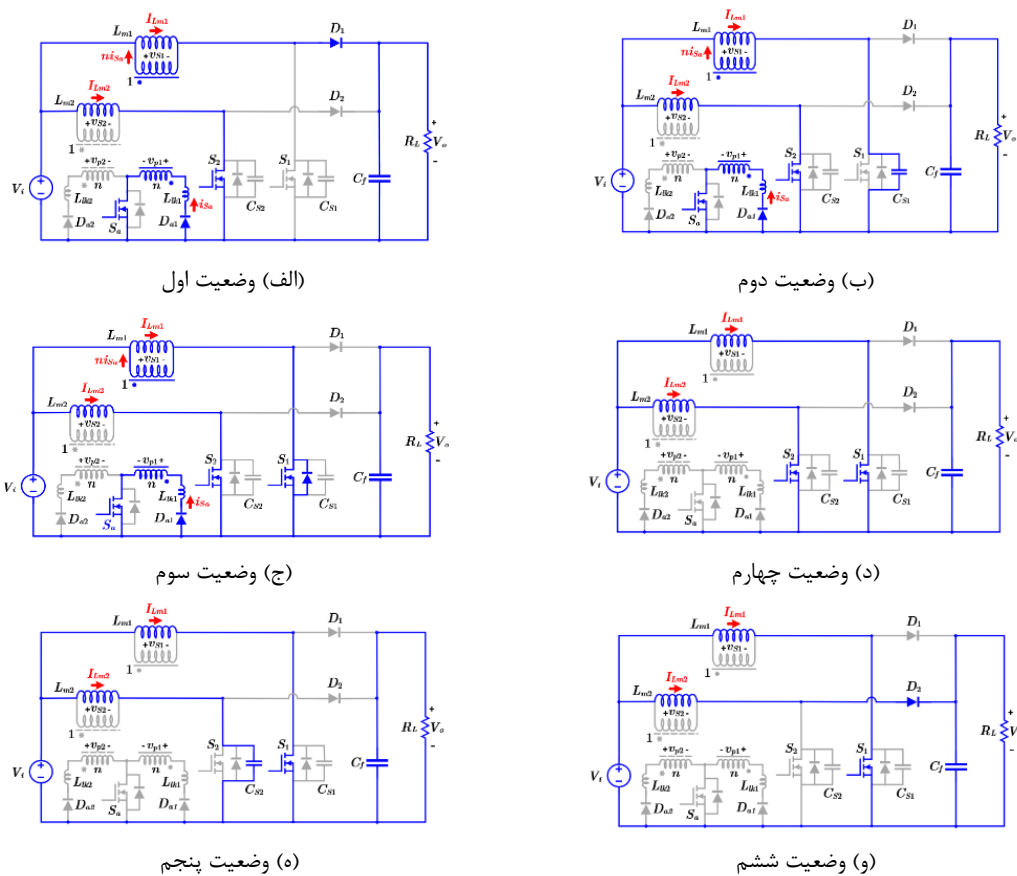
(الف) مبدل افزاینده



(ب) مدار معادل

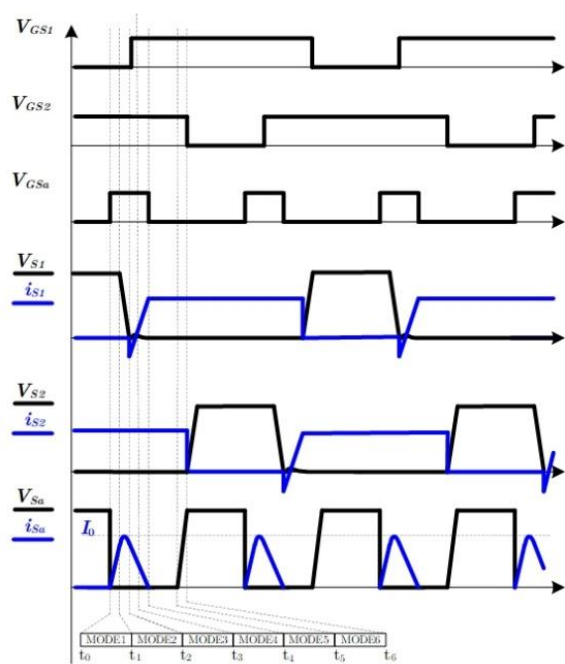
شکل (۱): نمای مبدل پیشنهادی و مدار معادل آن

Figure (1): View of the proposed converter and its equivalent circuit



شکل (۲): مدار معادل وضعیت های مبدل (الف) وضعیت ۱  $[t_0-t_1]$  (ب) وضعیت ۲  $[t_1-t_2]$  (ج) وضعیت ۳  $[t_2-t_3]$  (د) وضعیت ۴  $[t_3-t_4]$  (ه) وضعیت ۵  $[t_4-t_5]$  (و) وضعیت ۶  $[t_5-t_6]$

Figure (2): Equivalent circuit of converter states (a) state 1  $[t_0-t_1]$  (b) state 2  $[t_1-t_2]$  (c) state 3  $[t_2-t_3]$  (d) state 4  $[t_3-t_4]$  (E) state 5  $[t_4-t_5]$  (f) state 6  $[t_5-t_6]$



شکل (۳): شکل موج های کلیدی مبدل

Figure (3): Converter key waveforms

$$i_{Sa} = \frac{n(V_o - V_i)}{L_{ik1}}(t - t_o) \quad (1)$$

$$i_{D1} = I_{Lm1} - n i_{Sa} \quad (2)$$

ب- وضعیت دوم  $[t_1-t_2]$  [شکل (۲-ب)]: با خاموش شدن دیود  $D_1$  در ابتدای این وضعیت، یک رزونانس بین  $C_{S1}$  و  $L_{ik1}$  آغاز می‌شود. در حین این رزونانس، خازن اسنابر  $C_{S1}$  شروع به تخلیه می‌کند تا در انتهای این وضعیت ولتاژ آن به صفر می‌رسد.

ج- وضعیت سوم  $[t_2-t_3]$  [شکل (۲-ج)]: در ابتدای این وضعیت، خازن اسنابر  $C_{S1}$  تخلیه شده و دیود موازی معکوس سوئیچ  $S_1$  روشن می‌شود. در این شرایط سوئیچ  $S_1$  تحت شرایط ZVS روشن می‌شود. در این وضعیت، ولتاژ  $nV_{in3}$  به صورت معکوس دو سر سلف نشستی  $L_{ik1}$  قرار گرفته و جریان آن مطابق رابطه (۳) به صورت خطی شروع به کاهش می‌کند تا در انتهای این وضعیت جریان در مدار کمکی به صفر می‌رسد و دیود کمکی  $D_{a1}$  تحت شرایط ZCS خاموش می‌شود.

$$i_{Sa} = I_o - \frac{nV_i}{L_{k1}}(t - t_2) \quad (3)$$

د- وضعیت چهارم  $[t_3-t_4]$  [شکل (۲-د)]: این وضعیت استاندارد عملکرد مبدل افزایشده درهم تنیده شده است. در این وضعیت هر دو سوئیچ  $S_1$  و  $S_2$  روشن هستند و انرژی در  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  در حال ذخیره است.

ه- وضعیت پنجم  $[t_4-t_5]$  [شکل (۲-ه)]: در ابتدای این وضعیت سوئیچ  $S_2$  به واسطه خازن اسنابر  $C_{S2}$  تحت شرایط ZVS خاموش می‌شود. در این وضعیت خازن  $C_{S2}$  توسط جریان  $I_{Lm2}$  تا ولتاژ  $V_o$  شارژ می‌شود.

و- وضعیت ششم  $[t_5-t_6]$  [شکل (۲-و)]: در این وضعیت دیود  $D_2$  روشن شده و شروع به هدایت می‌کند. انرژی در  $L_{m2}$  به خروجی منتقل می‌شود.

### ۳- روش طراحی مبدل

بهره مبدل همانند مبدل افزایشده پایه درهم تنیده پایه طراحی و محاسبه می‌شود. خازن‌های  $C_s$  شرایط ZVS را برای خاموش شدن کلیدهای اصلی فراهم می‌کنند بنابراین همانند سایر خازن‌های اسنابر مقدار آنها انتخاب می‌شود. سلف نشستی در این مبدل باعث فراهم شدن شرایط ZCS می‌شود و تاثیری بر سایر پارامترهای مبدل ندارد.

#### ۳-۱- انتخاب المان‌های پسیو

سلف‌های  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  به عنوان سلف‌های اصلی مبدل و سلف‌های  $L_{a1}$  و  $L_{a2}$  به عنوان سلف‌های مدار کمکی استفاده می‌شوند و مقدار آنها به ترتیب از روابط (۴) و (۵) به دست می‌آید. مقدار خازن فیلتر مبدل  $C_f$  از رابطه (۶) به دست می‌آید. همان طور که در جدول (۱) نشان داده شده است سلف‌های تزویج  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  برابر با دو میلی هانری و خازن فیلتر خروجی مبدل برابر با پنج میکرو فاراد در نظر گرفته شده است.

$$L_{m1,m2} > \frac{V_{in}DT}{\Delta I_L} = \frac{V_{in}D}{\Delta I_L F} \quad (4)$$

$$L_{a1,a2} > \frac{L_{m1,m2}}{n} \quad (5)$$

$$C_f > \frac{D}{R\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)F} \quad (6)$$

#### ۳-۲- انتخاب ادوات‌های نیمه هادی

ماکزیمم استرس ولتاژ سوئیچ اصلی، سوئیچ کمکی و دیودها مطابق رابطه‌های (۷) الی (۹) محاسبه می‌شوند.

$$V_{S1,2(MAX)} = V_{D1,D2(MAX)} = V_o \quad (7)$$

$$V_{Sa(MAX)} = \frac{(V_o - V_{in})}{n} \quad (8)$$

$$I_{S1,2} = I_{D1,2} = I_{Lm1,2} + \frac{\Delta I_{Lm1,2}}{2} \quad (9)$$

بر اساس رابطه (۷) استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی و دیودهای خروجی برابر با ۴۰۰ ولت هستند و ماکزیمم جریان گذرنده از آنها برابر با ۲/۵ آمپر است. بنابراین IRFPS40N50L با مقاومت داخلی ۰/۰۸۷ اهم و BYV32E200 می‌توانند به‌عنوان سوئیچ‌ها و دیودهای اصلی مبدل انتخاب شوند. مطابق رابطه‌های (۸) و (۹) استرس ولتاژ و جریان سوئیچ کمکی به ترتیب برابر با ۱۵۰ ولت و ۸ آمپر است، بنابراین این IRFP4227 با مقاومت داخلی ۲۱ میلی اهم می‌تواند به‌عنوان سوئیچ کمکی مبدل انتخاب شود.

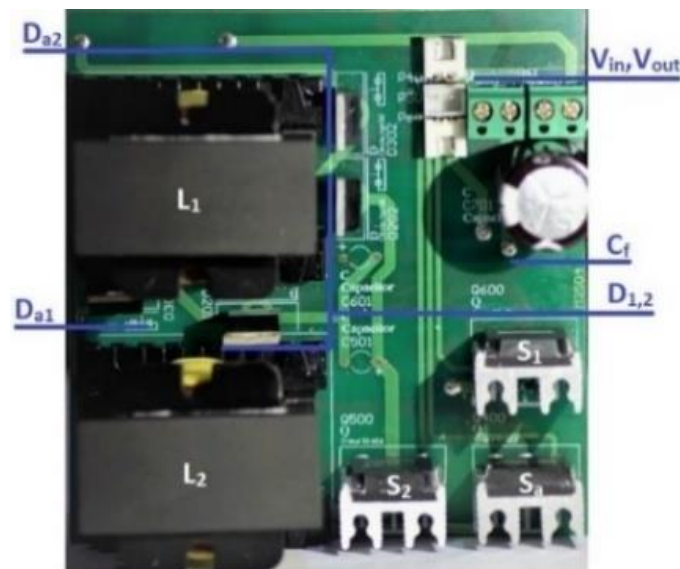
Table (1): Specifications of the proposed interleaved boost converter

جدول (۱): مشخصات مبدل افزایشنده درهم تنیده پیشنهادی

واحد	مقادیر / شماره فنی قطعه	پارامتر
ولت	۱۵۰ - ۱۰۰	ولتاژ ورودی
ولت	۴۰۰	ولتاژ خروجی
وات	۴۰۰	توان خروجی
میکرو فاراد	۵	فیلتر خازن
کیلو هرتز	۱۰۰	فرکانس کلیدزنی
میلی هانری	۲	سلف مغناطیس‌کنندگی ( $L_1, L_2$ )
میکرو هانری	۵۰۰	سلف نشستی ( $L_{a1}, L_{a2}$ )
ندارد	۰/۹۹	ضریب توزیع‌کنندگی K
ندارد	IRFPS40N50L	کلیدهای اصلی
ندارد	IRFP4227	کلید کمکی
ندارد	BYV32E200	دیودهای مبدل

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی و عملی

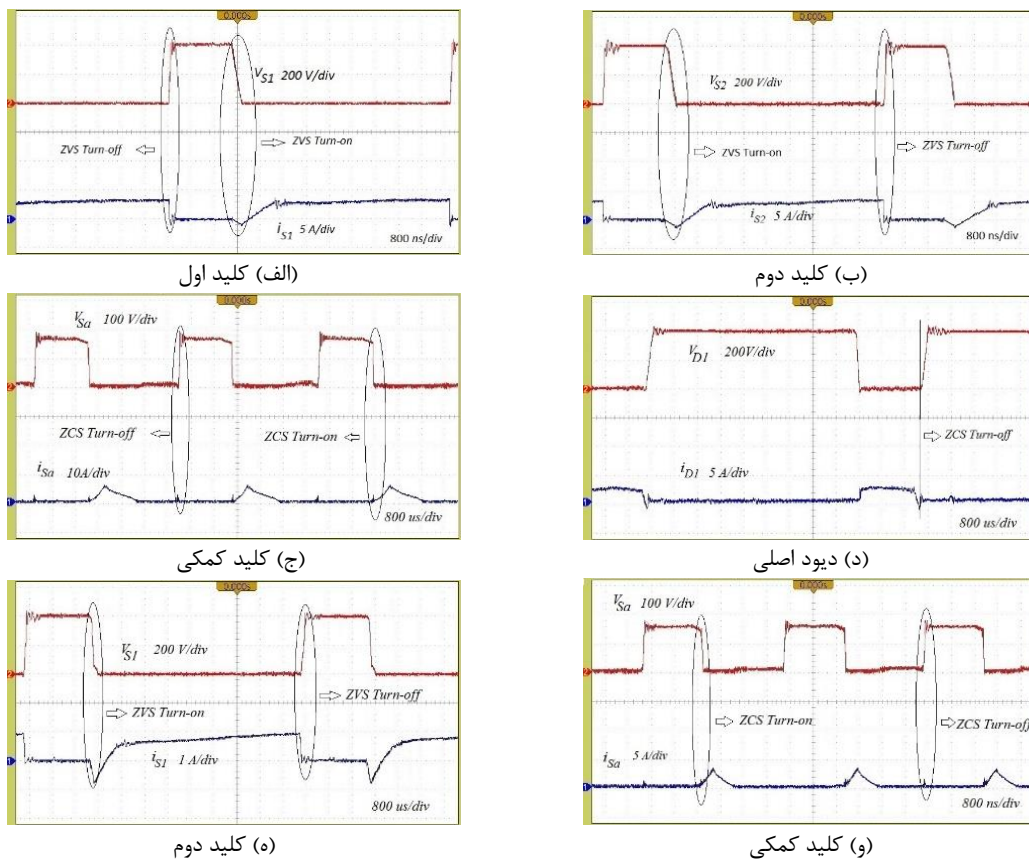
جهت بررسی درستی عملکرد مبدل، طرح شبیه‌سازی گردید و یک نمونه ۴۰۰ وات ساخته شده است (شکل ۴). در جدول (۱) پارامترها و امان‌های مهم استفاده شده آمده است.



شکل (۴): مبدل پیاده‌سازی شده در آزمایشگاه

Figure (4): Laboratory-implemented converter

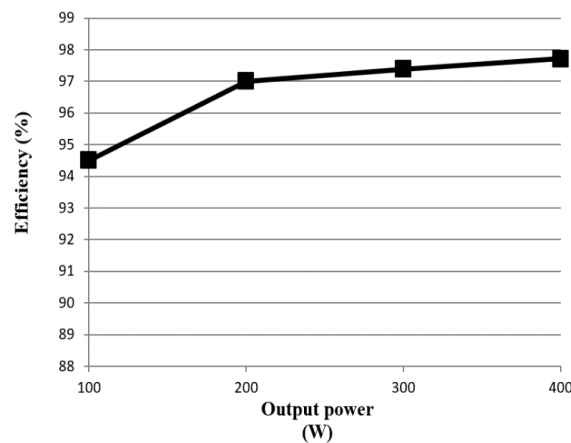
شکل (۵-الف) شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ  $S_1$  و شکل (۵-ب) شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ  $S_2$  را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود استرس ولتاژ و جریان اضافی روی سوئیچ‌های اصلی مبدل وجود ندارد. شکل (۵-ج) شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ کمکی را نشان می‌دهد که استرس ولتاژ روی این کلید کاهش قابل ملاحظه‌ای داشته است و باعث کاهش تلفات خازنی و هدایتی این کلید شده است. در شکل‌های (۵-ه) و (۵-و) شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ‌های اصلی و کمکی به‌ازای ۱۰۰ وات برای اثبات عملکرد مبدل کلیدزنی نرم در بارهای مختلف نشان داده شده است. خاموش و روشن شدن کلید کمکی تحت شرایط ZCS در شکل قابل ملاحظه است. در انتها با به‌دست آوردن تلفات المان‌های مبدل (جدول ۲) به‌ازای ولتاژ و توان‌های مختلف، تلفات و راندمان مبدل به‌دست آورده شده و در شکل‌های (۶) و (۷) ترسیم شده‌اند. به‌ازای توان ۴۰۰ وات راندمان مبدل برابر با ۹۷/۷۱ درصد به‌دست آمده است که نسبت به مبدل کلیدزنی سخت پایه بهبود قابل توجه داشته است.



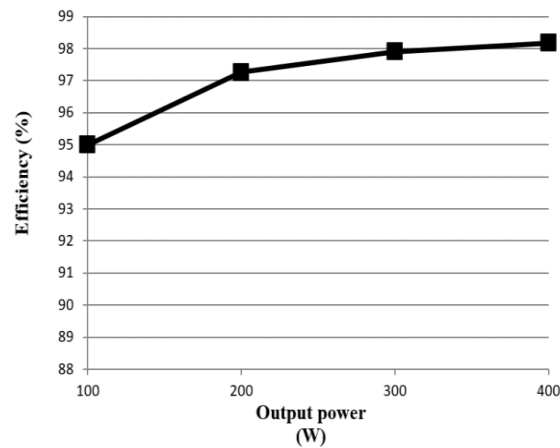
شکل (۵): نتایج شکل موج‌های ولتاژ و جریان حاصل از شبیه‌سازی (الف) کلید اول در ۴۰۰ وات (ب) کلید دوم در ۴۰۰ وات (ج) کلید کمکی در ۴۰۰ وات (د) دیود اصلی  $D_1$  در ۴۰۰ وات (ه) کلید دوم در ۱۰۰ وات (و) کلید کمکی در ۱۰۰ وات

Figure (5): The results of the voltage and current waveforms obtained from the simulation (a) The first switch at 400 W (b) The second switch at 400 W (c) The auxiliary switch at 400 W (d) The main diode  $D_1$  at 400 W (e) The second switch at 100 W (f) auxiliary switch at 100 W





شکل (۶): راندمان مبدل افزایشدهنده درهم تنیده پیشنهادی به ازای ورودی ۱۰۰ وات  
Figure (6): The proposed interleaved boost converter efficiency for an input of 100 watts



شکل (۷): راندمان مبدل افزایشدهنده درهم تنیده پیشنهادی به ازای ورودی ۱۵۰ وات  
Figure (7): The proposed interleaved boost converter efficiency for an input of 150 W  
Table (2): Losses and efficiency of the proposed converter

جدول (۲): تلفات و راندمان مبدل پیشنهادی

۴۰۰		۳۰۰		۲۰۰		۱۰۰		توان خروجی (وات)
۱۵۰	۱۰۰	۱۵۰	۱۰۰	۱۵۰	۱۰۰	۱۵۰	۱۰۰	ولتاژ ورودی (ولت)
۰/۲۶۵	۰/۲۹۴	۰/۱۳۹	۰/۲۸۵	۰/۰۷۸	۰/۲۴۳	۰/۰۳۴	۰/۱۰۲	تلفات هدایتی سوئیچ اصلی ۱
۰/۲۶۵	۰/۲۹۳	۰/۱۴۰	۰/۲۸۸	۰/۰۸۰	۰/۲۴۰	۰/۰۳۶	۰/۱۰۴	تلفات هدایتی سوئیچ اصلی ۲
۰/۵۳۷	۰/۵۳۰	۰/۴۰۰	۰/۴۰۶	۰/۲۶۷	۰/۲۵۱	۰/۱۳۳	۰/۱۳۴	تلفات هدایتی دیود اصلی ۱
۰/۵۳۷	۰/۵۳۱	۰/۴۰۰	۰/۴۰۵	۰/۲۶۸	۰/۲۴۸	۰/۱۳۳	۰/۱۳۵	تلفات هدایتی دیود اصلی ۲
۰/۱۵۱	۰/۳۷۴	۰/۰۹۰	۰/۲۳۷	۰/۰۴۸	۰/۱۲۷	۰/۰۱۹	۰/۰۵۲	تلفات اولیه سلف تزویج (L <sub>m1</sub> )
۰/۱۵۵	۰/۳۷۵	۰/۰۹۰	۰/۲۳۸	۰/۰۴۸	۰/۱۲۸	۰/۰۲۰	۰/۰۵۲	تلفات اولیه سلف تزویج (L <sub>m2</sub> )
۴/۰۰۰	۴/۰۰۰	۴/۰۰۰	۴/۰۰۰	۴/۰۰۰	۴/۰۰۰	۴/۰۰۰	۴/۰۰۰	تلفات هسته سلف تزویج شده
۰/۳۳۳	۰/۲۵۸	۰/۰۳۰	۰/۱۶۶	۰/۰۲۰	۰/۰۸۵	۰/۰۲۰	۰/۰۵۵	تلفات هدایتی سوئیچ کمکی
۰/۲۹۴	۰/۴۱۷	۰/۲۹۹	۰/۴۱۹	۰/۰۲۲	۰/۴۰۵	۰/۰۲۵	۰/۴۰۰	تلفات خازنی سوئیچ کمکی
۰/۰۲۰	۰/۱۲۹	۰/۰۱۹	۰/۰۸۴	۰/۰۱۶	۰/۰۶۵	۰/۰۰۹	۰/۰۳	تلفات ثانویه سلف تزویج (L <sub>m1</sub> )
۰/۰۲۱	۰/۱۳۰	۰/۰۲۰	۰/۰۸۸	۰/۰۱۴	۰/۰۶۸	۰/۰۱۱	۰/۰۳	تلفات ثانویه سلف تزویج (L <sub>m2</sub> )
۰/۳۴۱	۰/۹۱۳	۰/۳۳۰	۰/۷۳۴	۰/۳۰۵	۰/۶۴۵	۰/۲۷۵	۰/۴۶۰	تلفات هدایتی دیود کمکی ۱
۰/۳۴۰	۰/۹۱۱	۰/۳۳۰	۰/۷۳۰	۰/۳۰۵	۰/۶۴۷	۰/۲۷۴	۰/۴۶۷	تلفات هدایتی دیود کمکی ۲
۷/۲۵۹	۹/۱۵۵	۶/۲۵۷	۷/۸۱۷	۵/۴۷۱	۵/۹۵۹	۴/۹۸۹	۵/۵۴۹	مجموع تلفات
۹۸/۱۸	۹۷/۷۱	۹۷/۹	۹۷/۳۹	۹۷/۲۶	۹۷	۹۵	۹۴/۵	راندمان (درصد)

## ۵ - نتیجه‌گیری

در این مقاله ساختار جدیدی از مبدل‌های افزایش‌دهنده درهم تنیده شده ارائه شده است که برای هر دو شاخه از یک مدار کمکی ساده استفاده می‌کند. استرس ولتاژ سوئیچ‌های اصلی در این مبدل برابر با ولتاژ خروجی و استرس ولتاژ سوئیچ کمکی به کمتر از نصف ولتاژ خروجی می‌رسد که این موضوع باعث کاهش هزینه ساخت و همچنین کاهش تلفات مبدل می‌شود. لازم به ذکر است شرایط کلیدزنی نرم تنها با یک کلید کمکی، دو دیود و دو سلف تزویج برای تمام المان‌های نیمه هادی مبدل فراهم شده است. تلفات دیودهای موازی معکوس در کلیدهای اصلی مبدل از بین رفته است و شرایط کلیدزنی در کلید کمکی مبدل و دیودهای مبدل فراهم شده است. از مزایای دیگر این مبدل نیاز نداشتن به مدار راه‌انداز گیت شناور می‌توان اشاره کرد. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد این مبدل توانسته است به‌ازای ولتاژ ورودی های ۱۰۰ و ۱۵۰ ولت به ترتیب به راندمان ۹۷/۷۱ و ۹۸/۱۸ درصد برسد. در جدول (۳) مقایسه چند مطالعه با مبدل پیشنهادی آورده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در مبدل پیشنهادی به دلیل کاهش تعداد کل المان‌های مبدل پیشنهادی و استرس ولتاژ سوئیچ کمکی تلفات مبدل کاهش چشم‌گیری پیدا کرده است در حالی که شرایط کلیدزنی نرم برای تمامی ادوات نیمه هادی قدرت فراهم شده است.

Table (3): Comparison of the specifications of the proposed interleaved boost converter with the previous prominent interleaved boost converters

جدول (۳): مقایسه مشخصات مبدل افزایش‌دهنده درهم تنیده پیشنهادی با مبدل‌های افزایش‌دهنده درهم تنیده برجسته پیشین

نتایج		تعداد المان			استرس ولتاژ		نوع کلیدزنی	مرجع
راندمان	توان	کل مبدل	کلید کمکی	دیود کمکی	کلید اصلی	کلید کمکی		
۹۴/۶	۵۰۰	۱۴	۱	۲	$V_o$	$V_o$	ZCT [۲۲]	
۹۴/۷	۱۵۰۰	۱۴	۱	۴	$V_o$	$V_o$	ZVT [۷]	
۹۳	۱۰۰۰	۱۳	۱	۳	$V_o$	$V_o$	ZCS [۹]	
۹۵/۱	۲۰۰	۱۵	۱	۴	$V_o$	$V_o$	ZVT [۸]	
۹۴/۶	۶۰۰	۱۳	۱	۳	$V_o$	$V_o$	ZCT-ZVT [۱۴]	
۹۶/۸	۲۰۰	۱۰	۱	۲	$V_o$	$> V_o$	ZVT [۱۶]	
۹۷/۹	۲۰۰۰	۱۴	۱	۴	$V_o$	$V_o$	Snubber ZVT [۲۶]	
۹۴/۴	۴۰	۱۵	۲	۲	$V_o$	$V_o$	ZVZCS [۲۷]	
۹۷/۷۱	۴۰۰	۱۰	۱	۲	$V_o$	$V_o - V_{in}/n$	ZVT پیشنهادی	

## References

### مراجع

- [1] R. Eskandari, E. Babaei, M. Sabahi, S.R. Ojaghkandi, "Interleaved high step-up zero-voltage zero-current switching boost DC-DC converter", IET Power Electronics, vol. 13, no. 1, pp. 96-103, Jan. 2020 (doi: 10.1049/iet-pel.2019.0134).
- [2] C. Wang, C. Lin, C. Lu, J. Li, "Design and realization of a zero-voltage transition pulse-width modulation interleaved boost power factor correction converter", IET Power Electronics, vol. 8, no. 8, pp. 1542-1551, April 2015 (doi: 10.1049/iet-pel.2014.0313).
- [3] N. Hematian, M. Jabari, "Simulation and implementation a non-isolated buck converter at ZCS condition", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 4, no. 15, pp. 67-73, Dec. 2013 (doi: 20.1001.1.23223871.1392.4.15.7.5) (in Persian).
- [4] O. Sharifiyana, M. Dehghani, G. Shahgholian, S. Mirtalae, M. Jabbari, "Overview of dc-dc non-insulated boost converters (Structure and improvement of main parameters)", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 12, no. 48, pp. 1-29, March 2022 (doi: 20.1001.1.23223871.1400.12.48.6.6) (in Persian).
- [5] B. Akhlaghi, N. Molavi, M. Fekri, H. Farzanehfard, "High step-up interleaved ZVT converter with low voltage stress and automatic current sharing", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 65, no. 1, pp. 291-299, Jan. 2018 (doi: 10.1109/TIE.2017.2723861).
- [6] C.G. Zogogianni, E.C. Tatakis, V. Porobic, "Investigation of a non-isolated reduced redundant power processing dc/dc converter for high-power high step-up applications", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 34, no. 6, pp. 5229-5242, June 2019 (doi: 10.1109/TPEL.2018.2868165).

- [7] C. Wang, C. Lin, C. Lu, J. Li, "Analysis, design, and realization of a ZVT interleaved boost dc-dc converter with single ZVT auxiliary circuit", *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 14, pp. 1789-1799, Nov. 2017 (doi: 10.1049/iet-pel.2015.0288).
- [8] B. Akhlaghi, M. Esteki, H. Farzanehfard, "Family of zero voltage transition interleaved converters with low voltage and current stress", *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 12, pp. 1886-1893, April 2018 (doi: 10.1049/iet-pel.2017.0656).
- [9] C. Wang, C. Lu, C. Lin, J. Li, "A ZVS-PWM interleaved boost DC/DC converter", *Proceeding of the IEEE/TECON*, pp. 1-4, , Xi'an, China, Oct. 2013 (doi: 10.1109/TENCON.2013.6718841).
- [10] X. Hu, W. Liang, X. Liu, Z. Yu, "A hybrid interleaved dc-dc converter with a wide step-up regulation range and ultralow voltage stress", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 7, pp. 5479-5489, July 2020 (doi: 10.1109/TIE.2019.2931264).
- [11] H. Wu, T. Mu, H. Ge, Y. Xing, "Full-range soft-switching-isolated buck-boost converters with integrated interleaved boost converter and phase-shifted control", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 987-999, Feb. 2016 (doi: 10.1109/TPEL.2015.2425956).
- [12] A. Bagherian, T. Nouri, M. Shانه, M. Radmehr, "An interleaved ZVS ultra-large gain converter for sustainable energy systems applications", *IET Power Electronics*, vol. 14, no. 9, pp. 1606-1621, July 2021.
- [13] M. R. Mohammadi, H. Farzanehfard, E. Adib, "Soft-switching bidirectional buck/boost converter with a lossless passive snubber", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 10, pp. 8363-8370, Oct. 2020 (doi: 10.1109/TIE.2019.2947850).
- [14] M.R. Mohammadi, "A lossless turn-on snubber for reducing diode reverse recovery losses in bidirectional buck/boost converter", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 2, pp. 1396-1399, Feb. 2020 (doi: 10.1109/TIE.2019.2901642).
- [15] M.R. Mohammadi, B. Poorali, S. Eren, M. Pahlevani, "A nonisolated TCM bidirectional converter with low input-current-ripple for DC microgrids", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 11, pp. 10845-10855, Nov. 2021 (doi: 10.1109/TIE.2020.3036213).
- [16] M. Moradian, K. Rahimi, M. Pakdel, "A new soft-switched three-phase four-wire shunt active power filter", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, vol. 1, no. 2, 2, pp. 59-65, Sept. 2010 (doi: 20.1001.1.23223871.1389.1.2.8.9) (in Persian).
- [17] A. Kianpour, M. Jabbari, G. Shahgholian, "High step-up floating-output interleaved-input coupled-inductor-based boost converter", *Proceeding of the IEEE/ICEE*, pp. 1088-1093, Shiraz, Iran , May 2016 (doi: 10.1109/IranianCEE.2016.7585683).
- [18] A. S. Babokany, M. Jabbari, G. Shahgholian, M. Mahdavian, "A review of bidirectional dual active bridge converter", *Proceeding of the IEEE/ECTICON*. pp. 1-4, Phetchaburi, Thailand, May 2012 (doi: 10.1109/ECTICon.2012.6254316).
- [19] M.R. Mohammadi, "An active-clamping ZVS interleaved buck/boost bidirectional converter with one auxiliary switch", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7430-7438, Sept. 2020 (doi: 10.1109/TIE.2019.2945284).
- [20] M.R. Mohammadi, H. Peyman, M.R. Yazdani, S.M.M. Mirtalaei, "A ZVT bidirectional converter with coupled-filter-inductor and elimination of input current notches", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7461-7469, Sept. 2020 (doi: 10.1109/TIE.2019.2944065).
- [21] A. Rahimi, M.R. Mohammadi, "Zero-voltage-transition synchronous DC-DC converters with coupled inductors", *Journal of Power Electronics*, vol. 16, no. 1, pp. 74-83, Jan. 2016 (doi: 10.6113/JPE.2016.16.1.74).
- [22] M. Rezvanyvardom, E. Adib, H. Farzanehfard, "Zero-current transition interleaved boost converter", *Proceeding of the IEEE/PEDSTC*, Tehran, Iran, pp. 87-91, Feb 2011 (doi: 10.1109/PEDSTC.2011.5742503).
- [23] Y. Chen, S. Shiu, R. Liang, "Analysis and design of a zero-voltage-switching and zero-current-switching interleaved boost converter", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 161-173, Jan. 2012 (doi: 10.1109/TPEL.2011.2157939).
- [24] M.R. Mohammadi, H. Farzanehfard, "New family of zero-voltage-transition PWM bidirectional converters with coupled inductors", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 912-919, Feb. 2012 (doi: 10.1109/TIE.2011.2148681).
- [25] B. Akhlaghi, H. Farzanehfard, "Family of ZVT interleaved converters with low number of components", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 11, pp. 8565-8573, Nov. 2018 (doi: 10.1109/TIE.2018.2808915).
- [26] R.T. Li, C.N.M. Ho, "An active snubber cell for N-phase interleaved dc-dc converters", *Proceeding of the IEEE/PEAC*, pp. 953-958, Shanghai, China, Nov. 2014 (doi: 10.1109/PEAC.2014.7037988).
- [27] H. Tarzamni, E. Babaei, A.Z. Gharehkoushan, M. Sabahi, "Interleaved full VZVCS DC-DC boost converter: analysis, design, reliability evaluations and experimental results", *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 7, pp. 835-845, Feb. 2017 (doi: 10.1049/iet-pel.2016.0578).