

## مبدل DC-DC بدون ترانسفورماتور افزایشدهنده با ضریب بوست بالا مبتنی بر شبکه خازن سوئیچ شده فعال

آرمینه دستگیری<sup>۱</sup>، مجید حسین پور<sup>۱\*</sup> و علی سیفی<sup>۲</sup>

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۳۹۹/۱۱/۲۴	
پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۰۲/۲۶	
<b>واژگان کلیدی:</b> خازن سوئیچ شده فعال (ASC) سلف، سوئیچ شده فعال (ASL)، مبدل بدون ترانسفورماتور افزایشدهنده، بهره ولتاژ بالا.	مبدل های DC-DC افزایشدهنده با بهره ولتاژ بالا به طور گسترده در کاربردهای مختلفی از جمله منابع انرژی تجدیدپذیر مورد استفاده قرار می گیرند. در مبدل بوست مرسوم، بهره ولتاژ از طریق تنش ولتاژ بالا، ریپل جریان زیاد و بازده کم ناشی از به کارگیری نسبت سیکل کاری بالا محدود می شود. در این مقاله برای رفع این مشکل، مبدل DC-DC افزایشدهنده مبتنی بر شبکه خازن سوئیچ شده فعال (ASC) پیشنهاد شده است. در این ساختار پیشنهادی هر دو تکنیک خازن سوئیچ شده فعال (ASC) و سلف سوئیچ شده فعال (ASL) به همراه شاخه سوئیچ و دیود برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا ترکیب شده است. به کارگیری سه سوئیچ با دو سیکل کاری مختلف و افزایش بهره ولتاژ با افزودن صرفاً یک دیود و خازن از جمله مزایای این مبدل محسوب می شوند. در کنار این مزایا، در مبدل پیشنهادی بر خلاف برخی از ساختارهای خازن سوئیچ شده مورد استفاده برای افزایش ولتاژ، جریان های گذرای زیاد برای خازن سوئیچ شده فعال وجود ندارد. در این مقاله به ارائه اصول عملکردی مبدل پیشنهادی در رژیم هدایتی پیوسته، طراحی سلف ها و خازن های ساختار ارائه شده و مقایسه این ساختار با دیگر ساختارهای مشابه پرداخته شده است. همچنین المان های پارازیتی برای محاسبه بهره ولتاژ DC واقعی و بازده مورد بررسی قرار گرفته اند. در نهایت برای نمایش صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار PSIM ارائه شده است.

### ۱- مقدمه

اخیراً کمبود سوخت فسیلی و مشکلات زیست محیطی ناشی از گرمای جهانی منجر به افزایش استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر و منابع سبز شده است. ایراد اصلی منابع انرژی سبز مانند آرایه های فتوولتائیک و پیل سوختی، سطح ولتاژ خروجی پایین این منابع است. در نتیجه به منظور افزایش سطح ولتاژ منابع سبز و بهره وری کلی سیستم، نیازی مبرم به مبدل های DC-DC با نسبت تبدیل ولتاژ بالا و راندمان بالا وجود دارد. همچنین مبدل های قدرت DC-DC ناشی از مزایایی مانند قابلیت اطمینان بالا،

حجم کم و وزن سبک به صورت گسترده در کاربردهای مختلف مورد استفاده قرار می گیرند [۱]. مبدل های DC-DC به دو گروه ایزوله و غیر ایزوله تقسیم بندی می شوند [۲]. در ساختارهای ایزوله، یک ترانسفورماتور فرکانس بالا (HF) برای تامین ایزولاسیون گالوانیزه بین ورودی و خروجی با تبدیل های توان DC / AC و AC / DC استفاده می گردد. مبدل های DC-DC ایزوله یکی از انواع مبدل هایی هستند که در آن ها، بهره بالای ولتاژ مبدل با تنظیم نسبت ترانسفورماتور قابل دستیابی است.

\* پست الکترونیک نویسنده مسئول: hoseinpour.majid@uma.ac.ir

۱. گروه مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران  
۲. مرکز تحقیقات مدیریت انرژی، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران

خازن‌ها و سلف‌ها در تبدیل ولتاژ و فرایندهای انتقال توان برای بهبود کاربرد انرژی خازن‌ها استفاده می‌نمایند [۱۰]. مبدل افزایشدهنده‌ای مبتنی بر خازن سوئیچ شده در [۱۱] ارائه شده است. عیب اصلی این مبدل، جریان‌های گذرای زیاد برای خازن سوئیچ شده فعال می‌باشد. با این وجود در صورت رفع این نقیصه با استفاده از سلف با اندوکتانس پایین، برای کاربرد در سیستم‌های انرژی تجدیدپذیر مناسب است.

ساختار در هم تنیده<sup>۳</sup> [۱۲] یکی دیگر از روش‌های افزایش ولتاژ است. در مبدل DC-DC در هم تنیده افزایشدهنده‌ای ارائه شده در [۱۳]، سلف کوپل شده و ترانسفورماتور داخلی برای گسترش بهره ولتاژ به کار گرفته شده است. تعداد المان‌های این مبدل از جمله دیودها و خازن‌ها زیاد است. مبدلی با ترکیب روش در هم تنیده و خازن سوئیچ شده (SC) در [۱۴] ارائه شده است. این مبدل با تنظیم ولتاژ خروجی و عملیات سوئیچینگ نرم با استفاده از چهار کلید و هفت دیود به بهره ولتاژ بسیار بالا دست می‌یابد.

با استفاده از تکنیک چندسطحی<sup>۴</sup> [۱۵] نیز می‌توان افزایش ولتاژ را بهبود داد. در [۱۶] مبدلی بر اساس ساختار چندسطحی برای حذف استفاده از ترانسفورماتور ارائه شده است. اما پیاده‌سازی این مبدل ناشی از پیچیدگی مدار چندسطحی و تلفات هدایتی بالا، دشوار است.

از تکنیک سلف سوئیچ شده<sup>۵</sup> (SL) [۱۷] نیز می‌توان برای افزایش ولتاژ استفاده نمود. برای کاربرد بهتر مبدل‌های DC-DC می‌توان روش‌های خازن سوئیچ شده (SC) و سلف سوئیچ شده (SL) را طبق نمونه اشاره شده در [۱۸] ترکیب نمود. با استفاده از سلف سوئیچ شده فعال<sup>۶</sup> (ASL) نیز امکان افزایش ولتاژ وجود دارد. در [۱۹] مبدلی با استفاده از این تکنیک ارائه شده که به دلیل داشتن ساختار ساده و تنش ولتاژ پایین کلیدها مورد توجه قرار گرفته است. ولی در این مبدل افزایش سیکل کاری برای بالا بردن بهره ولتاژ منجر به افزایش قابل توجه تلفات هدایتی می‌شود. مبدلی با شبکه فعال بر اساس تکنیک خازن سوئیچ شده فعال در [۲۰] ارائه شده است. از معایب این مبدل می‌توان به مدار کنترل پیچیده، تنش ولتاژ بالای سوئیچ‌ها و دیود و همچنین جریان‌های گذرای زیاد برای خازن سوئیچ شده فعال اشاره نمود.

در این نوع مبدل‌ها برای کاربردهایی با بهره ولتاژ بالا از ترانسفورماتور با نسبت دور بالا استفاده می‌شود که این امر سبب افزایش تلفات هدایتی ترانسفورماتور می‌شود. در ضمن به دلیل اندوکتانس نشستی ترانسفور فرکانس بالا که منجر به تولید اسپایک‌های ولتاژ بر روی نیمه رساناها می‌شود، مدار اسنابر برای کاهش اسپایک و بازیافت انرژی موردنیاز است [۳]. به دلیل معایب ذکر شده‌ی مبدل‌های ایزوله، مبدل‌های غیرایزوله با بهره ولتاژ بالا با هزینه و اندازه نسبتاً پایین و تلفات کاهش یافته به طور گسترده به کار گرفته می‌شوند [۴]. یکی از انواع مبدل‌های غیر ایزوله، مبدل بوست مرسوم است. برای کاربردهای با نسبت تبدیل پایین، این مبدل به دلیل ساختار فشرده و راندمان بالا گزینه مناسبی در نظر گرفته می‌شود [۵]. اما برای افزایش سطح ولتاژ خروجی مبدل بوست مرسوم بایستی مقدار سیکل کاری را افزایش داد و این امر سبب افزایش بیشتر بازیابی معکوس دیود در قسمت خروجی می‌شود. علاوه بر این، افزایش سیکل کاری افزایش ولتاژ را محدود کرده و تنش ولتاژ بر روی نیمه‌هادی‌ها را افزایش می‌دهد. بنابراین مبدل بوست مرسوم برای کاربردهای با نسبت تبدیل بالا مناسب نیست [۶]. برای دستیابی به سطح ولتاژ بالا در سمت خروجی مبدل‌های DC-DC با راندمان بالا، تکنیک‌های متنوعی توسط محققین ارائه شده است.

یکی از تکنیک‌های افزایش ولتاژ، سلف کوپل شده<sup>۱</sup> (CL) است. در این روش، سلف مبدل بوست برای تحقق بهره ولتاژ بالا به طور مغناطیسی کوپل شده است. با این حال، اندوکتانس نشستی سلف به اسپایک ولتاژ بالا در دو سرکلید منجر می‌شود. برای رفع این مشکل از مدارهای اسنابر برای کاهش تنش ولتاژ کلید استفاده می‌شود. البته این راهکار نیز سبب افزایش تعداد المان‌ها و هزینه می‌گردد [۷].

از دیگر روش‌های افزایش ولتاژ، روش خازن سوئیچ شده<sup>۲</sup> (SC) [۸] است. در [۹] مبدلی بر اساس خازن سوئیچ شده برای فراهم نمودن بهره ولتاژ بالا ارائه شده است. مبدل مفروض دارای محدودیت‌هایی از جمله جریان ورودی ناپیوسته و زمین غیر مشترک بین ورودی و خروجی می‌باشد. اخیراً کاربردهای مختلف مبدل‌های خازن سوئیچ شده هیبریدی مورد توجه قرار گرفته است که از

<sup>4</sup> Multi-Level

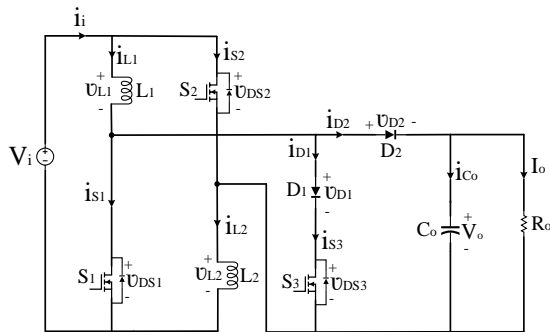
<sup>5</sup> Switched Inductor (SL)

<sup>6</sup> Active Switched Inductor (ASL)

<sup>1</sup> Coupled Inductor (CL)

<sup>2</sup> Switched Capacitor (SC)

<sup>3</sup> Interleaved



شکل ۱- مبدل DC-DC غیر ایزوله با بهره ولتاژ بالا [۲۳]

مزایای ساختار پیشنهادی عبارتند از: (۱) افزایش بهره ولتاژ بدون نیاز به مقدار سیکل کاری زیاد ناشی از به کارگیری سه سوئیچ با دو سیکل کاری مختلف. (۲) افزایش قابل توجه بهره ولتاژ ناشی از افزودن فقط یک دیود و خازن نسبت به ساختار ارائه شده در [۲۶]. (۳) جلوگیری از جریان‌های گذرای زیاد بر خلاف سایر ساختارهای دارای شبکه خازن سوئیچ شده فعال (ASC).

ادامه مقاله به شرح زیر سازمان دهی شده است: توصیف مدار مبدل پیشنهادی در بخش ۲ بیان شده است. در بخش ۳ به آنالیز اصول عملکردی و حالت دائمی مبدل پرداخته شده است. مقایسه این مبدل با دیگر مبدل‌های مشابه در بخش ۴ صورت گرفته و در بخش ۵ محاسبات بهره ولتاژ واقعی و بازده مبدل با در نظر گرفتن اثرات المان‌های پارازیتی ذکر شده است. در بخش ۶ مبدل مذکور در نرم‌افزار PSIM پیاده‌سازی شده و در نهایت در بخش ۷ نتیجه‌گیری نهایی صورت گرفته است.

## ۲- مدار قدرت مبدل پیشنهادی

مدار قدرت مبدل پیشنهادی در شکل (۲) نشان داده شده است. این مبدل شامل منبع ورودی  $V_i$ ، سه کلید  $S_1$ ،  $S_2$  و  $S_3$ ، سه دیود  $D(1)$ ،  $D(2)$  و  $D(3)$ ، دو سلف  $L_1$  و  $L_2$ ، و خازن‌های  $C_1$  و  $C_o$  و مقاومت بار  $R_o$  می‌باشد. در این ساختار صرفاً خازن  $C_1$  و دیود  $D(1)$  به عنوان شبکه خازن سوئیچ شده فعال (ASC) در مقایسه با ساختار مرجع [۲۶] افزوده شده است.

به منظور ساده‌سازی تحلیل، فرضیاتی به شرح زیر در نظر گرفته می‌شود:

الف- تمامی المان‌ها به صورت ایده‌آل در نظر گرفته می‌شوند.

برخی از دیگر ساختارهای جدید مبدل DC-DC با بهره ولتاژ بالا در [۲۱، ۲۲] پیشنهاد شده‌اند. در [۲۲] مبدل DC-DC دو ورودی-خروجی برای کاربرد خودروهایی برقی ارائه شده است که عیب اصلی این مبدل، تنش بالای کلید در پله بوست می‌باشد. مبدل DC-DC دوجته‌ای در [۲۳] ارائه شده است که در این مبدل برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا، سیکل کاری افزایش می‌یابد که این امر نه تنها سبب افزایش ضربه‌های ولتاژ و تلفات هدایتی می‌شود، بلکه منجر به مشکل بازبایی معکوس دیود نیز می‌گردد.

یک مبدل با شبکه خازن - سلف سوئیچ شده فعال<sup>۱</sup> (ASLC) در [۲۴] ارائه شده است. در این مبدل برای افزایش موثر بهره ولتاژ، شبکه خازن سوئیچ شده فعال<sup>۲</sup> (ASC) در مبدل با شبکه سلف سوئیچ شده فعال (ASL) در نظر گرفته شده که از جریان‌های لحظه‌ای خازن نیز جلوگیری شده است. در مبدل مفروض می‌توان بهره ولتاژ برابر با ۱۰ را با سیکل کاری ۰/۶۵ تولید کرد. یک مبدل بوست با شبکه خازن - سلف سوئیچ شده فعال و مدار لیفت ولتاژ در [۲۵] ارائه شده است. مدار کنترل ساده، جریان ورودی پیوسته و تنش ولتاژ پایین سوئیچ‌ها از جمله مزایای این مبدل می‌باشند. در این مبدل بهره ولتاژ برابر با ۱۰ با سیکل کاری برابر با ۰/۵۷ قابل دستیابی است. با این وجود، این مبدل دارای جریان‌های گذرا برای خازن سوئیچ شده فعال می‌باشد.

مبدل DC-DC غیر ایزوله با بهره ولتاژ بالا در [۲۶] ارائه شده است که بهره ولتاژ برابر با ۱۰ را می‌تواند با سیکل کاری برابر با ۰/۵ تولید کند. مزیت اصلی این مبدل، دستیابی به بهره ولتاژ بالا بدون استفاده از مقدار سیکل کاری زیاد است که این امر با به کارگیری سوئیچ‌ها با دو سیکل کاری مختلف حاصل می‌شود. ساختار این مبدل در شکل (۱) قابل مشاهده است.

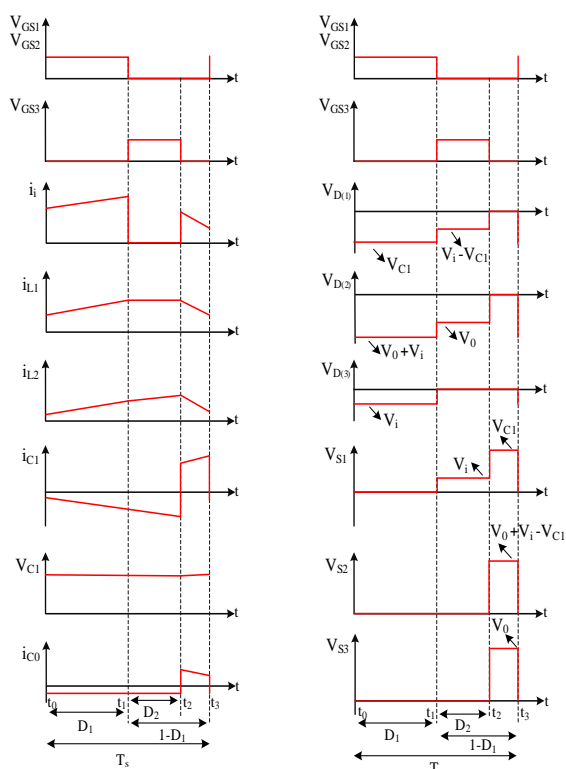
در این مقاله، یک ساختار جدید برای مبدل DC-DC غیر ایزوله افزاینده پیشنهاد شده که شبکه خازن سوئیچ شده فعال (ASC) در آن به کار گرفته شده است. در این مقاله ضمن بررسی حالت‌های کاری مبدل پیشنهادی و انجام محاسبات لازم برای حالت ایده‌آل، محاسبات بهره ولتاژ واقعی و بازده مبدل با در نظر گرفتن اثر المان‌های پارازیتی در عملکرد مبدل نیز مورد بررسی قرار گرفته است.

<sup>2</sup> Active Switched Capacitor (ASC)

<sup>1</sup> Active Switched LC (ASLC)

$$\begin{cases} v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i \\ v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_i + v_{C1} \end{cases} \quad (1)$$

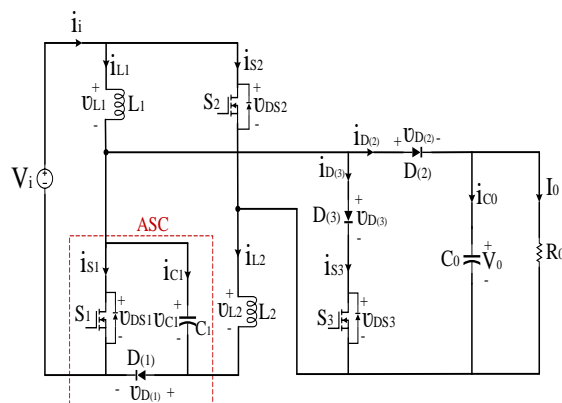
$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2} \\ i_{C0} = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = -I_o \end{cases} \quad (2)$$



شکل ۳- موج‌های عملکرد مبدل پیشنهادی برای رژیم هدایت پیوسته

حالت عملکردی دوم  $[t_1, t_2]$ : در حالت عملکردی دوم کلید  $S_1$  خاموش شده و کلید  $S_3$  روشن می‌شود. در این بازه زمانی اگرچه به کلید  $S_2$  پالسی داده نمی‌شود ولی ناشی از مسیر جریان سلف  $L_1$ ، دیود معکوس این کلید هدایت می‌کند و ولتاژ دو سر این کلید برابر با ولتاژ هدایتی دیود معکوس آن می‌باشد. در حالیکه دیود  $D_{(3)}$  بایاس مستقیم شده و روشن می‌شود، دیودهای  $D_{(1)}$  و  $D_{(2)}$  در شرایط بایاس معکوس قرار گرفته و خاموش می‌شوند. در این حالت عملکردی ولتاژ سلف  $L_1$  صفر بوده و جریانی ثابت از آن عبور می‌کند و سلف  $L_2$  به واسطه دیود  $D_{(3)}$  و کلید  $S_3$  از طریق خازن  $C_1$  شارژ می‌شود. انرژی ذخیره شده در خازن

ب- اندازه خازن‌ها به قدری بزرگ فرض می‌شوند که ولتاژشان ثابت باقی بماند.



شکل ۲- ساختار مبدل پیشنهادی

### ۳- آنالیز حالت دائمی و اصول عملکردی مبدل

#### پیشنهادی

در این بخش به تحلیل حالت‌های<sup>۱</sup> عملکردی مبدل پیشنهادی در رژیم هدایتی پیوسته<sup>۲</sup> (CCM) پرداخته شده است که برای یک دوره تناوب کلیدزنی با دو سیکل کاری مختلف، سه حالت عملکردی وجود خواهد داشت. شکل موج‌های مبدل پیشنهادی در رژیم هدایت پیوسته در شکل (۳) قابل مشاهده است.

#### ۳-۱- عملکرد رژیم هدایتی پیوسته (CCM)

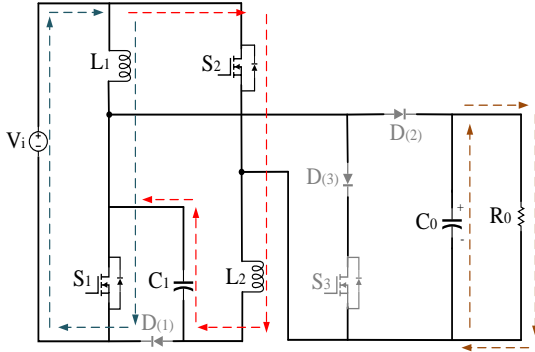
حالت عملکردی اول  $[t_0, t_1]$ : در حالت عملکردی اول کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  روشن شده و کلید  $S_3$  خاموش می‌شود. دیودهای  $D_{(1)}$ ،  $D_{(2)}$  و  $D_{(3)}$  نیز در شرایط بایاس معکوس قرار گرفته و خاموش می‌شوند. با این وجود دیود داخلی کلید  $S_3$  در شرایط بایاس مستقیم قرار می‌گیرد. بنابراین ولتاژ دو سر این کلید برابر با ولتاژ هدایتی دیود معکوس آن می‌باشد. قابل ذکر است در این حالت کاری برای جلوگیری از هدایت شاخه حاوی کلید  $S_3$  از دیود  $D_{(3)}$  به صورت سری با کلید  $S_3$  استفاده شده است. در این حالت کاری سلف  $L_1$  به صورت موازی از طریق منبع ورودی  $V_i$ ، و سلف  $L_2$  نیز از طریق منبع ورودی  $V_i$  و خازن  $C_1$  شارژ می‌شوند. از طرفی نیز خازن  $C_0$  انرژی خود را به مقاومت بار  $R_o$  انتقال داده و تخلیه می‌گردد. مسیرهای عبور جریان این حالت عملکردی در شکل (۴-الف) قابل مشاهده است. روابط جریان و ولتاژ این حالت کاری مطابق زیر نوشته می‌شوند:

<sup>2</sup> Continuous Conduction Mode (CCM)

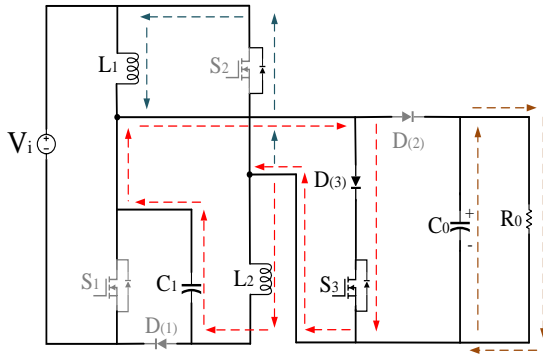
<sup>1</sup> Mode

با توجه به روابط (۱)، (۳)، (۵) و (۷) ولتاژ دو سر خازن  $C_1$  به صورت زیر به دست می‌آید:

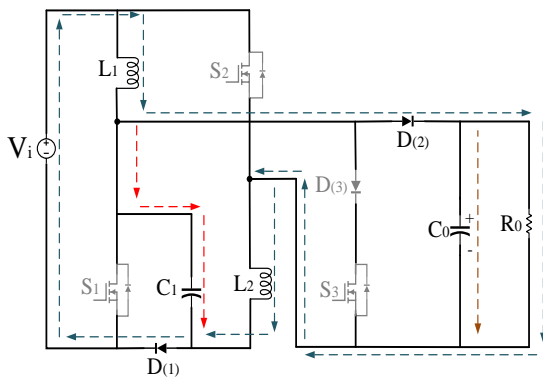
$$V_{C1} = \frac{(1 - D_2)}{(1 - D_1 - D_2)} V_i \quad (۸)$$



الف



ب



ج

شکل ۴- عملکرد رژیم هدایتی پیوسته. الف) حالت کاری اول، ب) حالت کاری دوم، ج) حالت کاری سوم به طور مشابه با اعمال قانون تعادل ولت-ثانیه بر روی سلف  $L_2$  داریم:

$$\int_0^{D_1 T_s} v_{L2} dt + \int_0^{D_2 T_s} v_{L2} dt + \int_0^{(1-D_1-D_2)T_s} v_{L2} dt = 0 \quad (۹)$$

$C_0$  نیز روی مقاومت بار  $R_o$  تخلیه می‌گردد. مسیرهای عبور جریان در این حالت عملکردی در شکل (۴-ب) قابل مشاهده است. روابط این حالت کاری با برقراری KVL و KCL به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$\begin{cases} v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \\ v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1} \end{cases} \quad (۳)$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2} \\ i_{C0} = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = -I_o \end{cases} \quad (۴)$$

حالت عملکردی سوم  $[t_2, t_3]$ : در حالت عملکردی سوم هر سه کلید  $S_1$ ،  $S_2$  و  $S_3$  خاموش می‌شوند. هم چنین دیودهای  $D(1)$  و  $D(2)$  در شرایط بایاس مستقیم قرار گرفته، روشن می‌شوند و دیود  $D(3)$  بایاس معکوس شده و خاموش می‌گردد. سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  با اتصال سری با منبع ورودی  $V_i$ ، انرژی خود را به خازن خروجی  $C_0$  و مقاومت بار  $R_o$  انتقال می‌دهند. در ضمن، خازن  $C_1$  به واسطه سلف  $L_1$  از طریق منبع ورودی  $V_i$  شارژ می‌شود. مسیرهای عبور جریان در این حالت کاری در شکل (۴-ج) نشان داده شده است. روابط این حالت کاری با برقراری KVL و KCL به صورت زیر قابل محاسبه‌اند:

$$\begin{cases} v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i - v_{C1} \\ v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1} - V_o \end{cases} \quad (۵)$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{L1} - i_{L2} \\ i_{C0} = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = i_{L2} - I_o \end{cases} \quad (۶)$$

### ۲-۳- محاسبه بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در رژیم هدایت پیوسته

برای استخراج بهره ولتاژ ایده آل، از قانون تعادل ولت-ثانیه استفاده می‌شود که در حالت دائمی متوسط ولتاژ دو سر یک سلف در یک دوره تناوب برابر صفر است. با اعمال قانون تعادل ولت-ثانیه بر روی سلف  $L_1$  داریم:

$$\int_0^{D_1 T_s} v_{L1} dt + \int_0^{D_2 T_s} v_{L1} dt + \int_0^{(1-D_1-D_2)T_s} v_{L1} dt = 0 \quad (۷)$$

### ۳-۵- تنش ولتاژ کلیدها و دیودها

تنش ولتاژ  $V_{DS1}$ ،  $V_{DS2}$  و  $V_{DS3}$  بر روی کلیدهای  $S_1$ ،  $S_2$  و  $S_3$  به ترتیب طبق رابطه (۱۶) به دست می‌آیند:

$$\begin{cases} V_{DS1} = v_{C1} \\ V_{DS2} = V_o + V_i - v_{C1} \\ V_{DS3} = V_o \end{cases} \quad (16)$$

تنش ولتاژ دیودهای  $D_{(1)}$ ،  $D_{(2)}$  و  $D_{(3)}$  نیز به ترتیب طبق رابطه (۱۷) محاسبه می‌شوند:

$$\begin{cases} V_{D(1)} = v_{C1} \\ V_{D(2)} = V_o + V_i \\ V_{D(3)} = V_i \end{cases} \quad (17)$$

### ۴- مقایسه عملکرد ساختار پیشنهادی با سایر ساختارها

در این بخش، مطابق جدول ۱۱ مبدل پیشنهادی با مبدل‌های مراجع [۲۳، ۲۴، ۲۵، ۲۶] از نقطه نظر مشخصه‌های متفاوت مقایسه می‌شود.

#### ۴-۱- مقایسه بهره ولتاژ

روابط بهره ولتاژ مبدل‌ها در جدول ۱۱ ارائه شده‌اند. همانطوریکه مشاهده می‌شود در حالیکه مبدل‌های مراجع [۲۳]، [۲۴] و [۲۵] فقط از یک سیکل کاری استفاده کرده‌اند، در مرجع [۲۶] و مبدل پیشنهادی برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا، دو سیکل کاری متفاوت مورد استفاده قرار گرفته است.

سیکل کاری سوئیچ‌های  $S_1$  و  $S_2$  با  $D_1$  و سیکل کاری سوئیچ  $S_3$  با  $D_2$  نمایش داده می‌شود. نمودار بهره ولتاژ بر حسب سیکل کاری اول  $D_1$  با در نظر گرفتن سیکل کاری دوم  $D_2 = 0.3$  برای مبدل پیشنهادی و دیگر مبدل‌ها در شکل (۵) نشان داده شده است. جدول ۱۱ و شکل (۵) این اطمینان را می‌دهند که در سیکل کاری یکسان برای  $D_1$ ، مبدل پیشنهادی به بهره ولتاژ بیشتری نسبت به مبدل‌های [۲۳، ۲۴، ۲۶] دست می‌یابد. همچنین، برای بهره ولتاژ یکسان نیز این مبدل به سیکل کاری کمتری نیاز دارد. در ضمن ذکر این نکته حائز اهمیت است که در مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل مرجع [۲۶] فقط یک دیود و خازن اضافه شده ولی بهره ولتاژ به طور موثر افزایش یافته است. هم چنین قابل ذکر است که مبدل پیشنهادی علی‌رغم دارا بودن تعداد المان‌های یکسان با مرجع [۲۵]، در سیکل‌های کاری بالای  $D_1 = 0.3$  به بهره ولتاژ بالاتری دست می‌یابد.

با توجه به روابط (۱)، (۳)، (۵) و (۹) می‌توان نوشت:

$$V_o = \frac{D_1 V_i + V_{C1}}{(1 - D_1 - D_2)} \quad (10)$$

با جایگذاری رابطه (۸) در (۱۰)، بهره ولتاژ ایده‌آل مبدل پیشنهادی مطابق زیر حاصل می‌شود:

$$\begin{aligned} M_{ideal} &= \frac{V_o}{V_{in}} = \\ &= \frac{(1 + D_1)(1 - D_2) - D_1^2}{(1 - D_1 - D_2)^2} \end{aligned} \quad (11)$$

#### ۳-۳- طراحی سلف‌های مبدل پیشنهادی

بنا بر مقادیر منبع ولتاژ ورودی ( $V_i$ )، فرکانس کلیدزنی ( $f_s$ )، سیکل‌های کاری ( $D_1, D_2$ ) و ریپل جریان‌های ( $\Delta i_{L1}, \Delta i_{L2}$ ) می‌توان به طراحی سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  پرداخت. بنابراین سلف‌ها با استفاده از روابط زیر طراحی می‌شوند:

$$\begin{cases} L_1 = \frac{D_1 V_i}{\Delta i_{L1} f_s} \\ L_2 = \frac{(2D_1 + D_2) - (D_1 + D_2)^2}{(1 - D_1 - D_2)} \frac{V_i}{\Delta i_{L2} f_s} \end{cases} \quad (12)$$

#### ۳-۴- طراحی خازن‌های مبدل پیشنهادی

با اعمال قانون تعادل آمپر-ثانیه (در حالت دائمی، متوسط جریان یک خازن در یک دوره تناوب برابر صفر است) بر روی خازن‌های  $C_1$  و  $C_o$  و با توجه به روابط (۲) و (۴) و (۶)، متوسط جریان‌های عبوری از سلف‌ها به صورت زیر قابل محاسبه‌اند:

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{1}{(1 - D_1 - D_2)^2} I_o \\ I_{L2} = \frac{1}{(1 - D_1 - D_2)} I_o \end{cases} \quad (13)$$

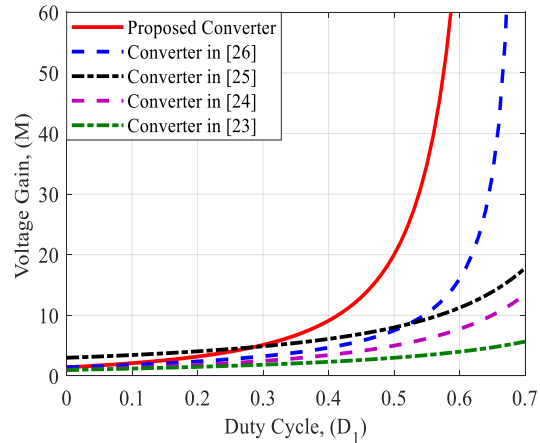
با توجه به دشارژ شدن خازن‌های  $C_1$  و  $C_o$  در هر دو حالت کاری اول و دوم، ریپل ولتاژ خازن‌ها از مجموع این دو حالت کاری مطابق روابط زیر به دست می‌آیند:

$$\begin{cases} \Delta v_{C1} = \frac{(D_1 + D_2)}{(1 - D_1 - D_2)} \frac{I_o}{C_1 f_s} \\ \Delta v_{C_o} = (D_1 + D_2) \frac{I_o}{C_o f_s} \end{cases} \quad (14)$$

بنابراین خازن‌ها طبق روابط زیر طراحی می‌شوند:

$$\begin{cases} C_1 = \frac{(D_1 + D_2)}{(1 - D_1 - D_2)} \frac{P_o}{V_o \Delta v_{C1} f_s} \\ C_o = (D_1 + D_2) \frac{P_o}{V_o \Delta v_{C_o} f_s} \end{cases} \quad (15)$$

قابل ذکر است با استناد به اینکه میزان افزایش ولتاژ در ساختار پیشنهادی بسیار بیشتر از ساختار مرجع می‌باشد، این افزایش در تنش ولتاژ امری غیرقابل اجتناب می‌باشد. در نهایت می‌توان نتیجه گرفت که در مبدل پیشنهادی تنش نسبی ولتاژ کلید  $S_1$  کاهش چشمگیری یافته است. تنش ولتاژ نسبی کلید  $S_3$  نیز برابر با کلید متناظر در ساختار [۲۶] بوده و صرفاً تنش نسبی ولتاژ کلید  $S_2$  بیشتر از کلید متناظر در ساختار مرجع [۲۶] می‌باشد. در مرجع [۲۳] نیز تنش ولتاژ کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  برابر با ۶۶ درصد ولتاژ خروجی و تنش ولتاژ کلید  $S_3$  برابر با ۱۳۳ درصد ولتاژ خروجی است. پس می‌توان نتیجه گرفت که تنش نسبی ولتاژ کلید  $S_1$  مبدل پیشنهادی کاهش محسوسی یافته و تنش نسبی ولتاژ کلید  $S_3$  بهبود قابل ملاحظه‌ای داشته است. صرفاً تنش نسبی ولتاژ کلید  $S_2$  دارای افزایش می‌باشد. در ضمن ذکر این نکته حائز اهمیت است که علی‌رغم بهره ولتاژ بالای مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل مرجع [۲۵]، در سیکل‌های کاری  $D_1 = 0$  الی  $D_1 = 0.6$  تنش ولتاژ کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  در مرجع [۲۵] دارای تفاوت اندکی نیست به تنش ولتاژ کلید  $S_1$  مبدل پیشنهادی می‌باشند. قابل توجه است که تنش ولتاژ کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  مرجع [۲۳] و تنش ولتاژ کلید  $S_1$  در مراجع [۲۴، ۲۵] با هم برابر است، در ضمن تنش ولتاژ کلید  $S_2$  مرجع [۲۴] و تنش ولتاژ کلید  $S_2$  مرجع [۲۵] نیز با هم برابر است، بنابراین فقط یکی از نمودارها در شکل (۶) رسم شده است.



شکل ۵- منحنی بهره ولتاژ برحسب سیکل کاری  $D_1$  با  $(D_2 = 0.3)$

#### ۲-۴- مقایسه تنش ولتاژ کلیدها

نمودار تنش ولتاژ کلیدها بر حسب سیکل کاری  $D_1$  با در نظر گرفتن  $D_2 = 0.3$  برای مبدل پیشنهادی و دیگر مبدل‌ها در شکل (۶) نشان داده شده است. بر اساس اطلاعات جدول ۱ و شکل (۶) قابل بیان است که تنش ولتاژ کلید  $S_1$  برابر با ۱۱ درصد ولتاژ خروجی است که از تنش ولتاژ کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  در مرجع [۲۶] برابر با ۵۵ درصد ولتاژ خروجی و تنش ولتاژ کلید  $S_3$  برابر با ۱۰۰ درصد ولتاژ خروجی کمتر است. با این وجود تنش ولتاژ کلیدهای  $S_2$  و  $S_3$  که به ترتیب برابر با ۹۰ درصد ولتاژ خروجی و ۱۰۰ درصد ولتاژ خروجی می‌باشند از نظر عددی نسبت به ساختار مرجع [۲۶] افزایش نشان می‌دهند. البته

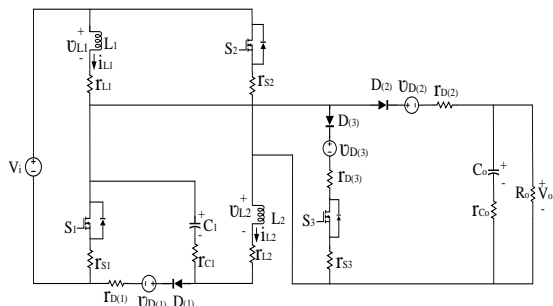
جدول ۱- مقایسه مشخصات توپولوژی‌های مورد مقایسه

پارامترها	مبدل مرجع [۲۳]	مبدل مرجع [۲۴]	مبدل مرجع [۲۵]	مبدل مرجع [۲۶]	مبدل پیشنهادی
بهره ولتاژ	$\frac{(1+D)}{(1-D)}$	$\frac{1+D-D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{3-2D}{(1-D)^2}$	$\frac{(1+D_1)}{(1-D_1-D_2)}$	$\frac{(1+D_1)(1-D_2)-D_1}{(1-D_1-D_2)^2}$
استرس ولتاژ سوئیچ‌ها	$\begin{cases} V_{DS1} = \frac{V_0 + V_i}{2} \\ V_{DS2} = \frac{V_0 + V_i}{2} \\ V_{DS3} = V_0 + V_i \end{cases}$	$\begin{cases} V_{DS1} = V_{C1} \\ V_{DS2} = V_0 + V_i - V_{C1} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{DS1} = V_{C1} \\ V_{DS2} = V_0 + V_i \\ -V_{C1} - V_{C2} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{DS1} = \frac{V_0 + V_i}{2} \\ V_{DS2} = \frac{V_0 + V_i}{2} \\ V_{DS3} = V_0 \end{cases}$	$\begin{cases} V_{DS1} = V_{C1} \\ V_{DS2} = V_0 + V_i - V_{C1} \\ V_{DS3} = V_0 \end{cases}$
استرس ولتاژ دیودها	-	$\begin{cases} V_{D1} = V_{C1} \\ V_{D0} = V_0 + V_i \end{cases}$	$\begin{cases} V_{D1} = V_{C1} \\ V_{D2} = V_0 - V_{C1} \\ V_{D3} = V_0 + V_i \\ -V_{C2} \end{cases}$	$\begin{cases} V_{D1} = V_i \\ V_{D2} = V_0 + V_i \end{cases}$	$\begin{cases} V_{D(1)} = V_{C1} \\ V_{D(2)} = V_0 + V_i \\ V_{D(3)} = V_i \end{cases}$
تعداد سوئیچ‌ها	۳	۲	۲	۳	۳
تعداد دیودها	۰	۲	۳	۲	۳
تعداد سلف‌ها	۲	۲	۲	۲	۲
تعداد خازن‌ها	۱	۲	۳	۱	۲

۵- محاسبات بهره ولتاژ واقعی و بازده مبدل

پیشنهادی

در این بخش به تحلیل اثر المان‌های پارازیتی بر روی بهره ولتاژ و بازده مبدل پیشنهادی پرداخته شده است. مدار مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن المان‌های پارازیتی در شکل (۷) نشان داده شده است.



شکل ۷- مبدل پیشنهادی با المان‌های پارازیتی

در مدار شکل (۷)،  $r_{L1}$  و  $r_{L2}$  مقاومت معادل سری<sup>۱</sup> (ESR) سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  هستند. در حالیکه  $r_{S1}$  و  $r_{S2}$  به ترتیب مقاومت حالت روشن کلیدها هستند،  $r_{D(1)}$ ،  $r_{D(2)}$  و  $r_{D(3)}$  مقاومت داخلی دیودها بوده و  $V_{D(1)}$ ،  $V_{D(2)}$  و  $V_{D(3)}$  نیز به ترتیب ولتاژ مستقیم دیودهای  $D(1)$ ،  $D(2)$  و  $D(3)$  می‌باشند.  $r_{C1}$  و  $r_{C2}$  هم مقاومت‌های معادل سری خازن‌های  $C_1$  و  $C_2$  هستند.

۵-۱- بهره ولتاژ DC واقعی

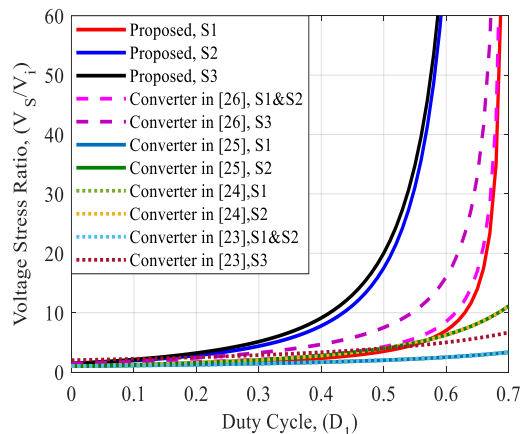
اصول عملکردی مبدل پیشنهادی در شرایط واقعی مشابه با اصول عملکردی مبدل در حالت CCM می‌باشد با این تفاوت که المان‌های پارازیتی نیز در محاسبات در نظر گرفته می‌شوند. ولتاژ سلف‌ها در بازه زمانی  $D_1 T_S$  مطابق روابط زیر قابل محاسبه‌اند:

$$v_{L1} = V_i - r_{L1}i_{L1} - (i_{L1} + i_{L2})r_{S1} \quad (18)$$

$$v_{L2} = V_i + v_{C1} - (r_{S2} + r_{L2} + r_{C1})i_{L2} - (i_{L1} + i_{L2})r_{S1} \quad (19)$$

ولتاژ سلف‌ها در بازه زمانی  $D_2 T_S$  مطابق روابط زیر قابل محاسبه‌اند:

$$v_{L1} = -V_{D(3)} - (r_{S2} + r_{S3} + r_{D(3)} + r_{L1})i_{L1} - (r_{S3} + r_{D(3)})i_{L2} \quad (20)$$



شکل ۶- منحنی تنش ولتاژ کلید بر حسب سیکل کاری  $D_1$  با  $(D_2 = 0.3)$

۳-۴- مقایسه از حیث جریان گذرای خازن سوئیچ شده فعال

در جدول ۳ ساختار مبدل پیشنهادی با ساختار مبدل مراجع [۲۶، ۲۵، ۲۰، ۱۱] از نقطه نظر جریان گذرای خازن سوئیچ شده فعال مقایسه شده‌اند. در ساختارهای دارای خازن سوئیچ شونده فعال زمانی جریان‌های گذرای زیاد از خازن عبور می‌نماید که حداقل در یکی از حالت‌های کلیدزنی دو خازن با یکدیگر و یا با منبع ورودی به صورت موازی قرار گرفته و در مسیر مذکور سلف وجود نداشته باشد. همانطوریکه در شکل (۱) و شکل (۲) قابل مشاهده است، در هر دو ساختار مبدل پیشنهادی و مبدل مرجع [۲۶] چنین مسیری برای عبور جریان گذرا وجود ندارد. در نتیجه این دو ساختار دارای جریان‌های گذرای زیاد از خازن سوئیچ شده فعال نمی‌باشند. بر خلاف این دو ساختار، ساختار مراجع [۲۵، ۲۰، ۱۱] دارای جریان‌های گذرا از خازن سوئیچ شده فعال می‌باشند.

جدول ۲- مقایسه جریان گذرا از خازن سوئیچ شده فعال

مبدل	جریان گذرا از خازن سوئیچ شده فعال
مبدل پیشنهادی	-
مبدل مرجع [۲۶]	-
مبدل مرجع [۲۵]	+
مبدل مرجع [۲۰]	+
مبدل مرجع [۱۱]	+

<sup>۱</sup> Equivalent Series Resistance (ESR)



$$v_{L2} = -V_{oreal} - V_{D(2)} + v_{C1} - (r_{L2} + r_{D(2)})i_{L2} + (i_{L1} - i_{L2})r_{C1} \quad (23)$$

با استفاده از روابط (۱۳) و (۲۳-۱۸) بهره ولتاژ واقعی طبق رابطه (۲۴) محاسبه می‌شود. نمودار بهره ولتاژ واقعی و ایده‌آل بر حسب سیکل‌های کاری  $D_1$  و  $D_2$  در شکل (۸) قابل مشاهده است.

$$M_{real} = \frac{M_{ideal} - \left(\frac{1}{1-D_1-D_2}\right)\left(\frac{V_{D(1)}}{V_i}\right) - \left(\frac{V_{D(2)}}{V_i}\right) + \left(\frac{D_2^2 - 2D_2 + D_1D_2}{(1-D_1-D_2)^2}\right)\left(\frac{V_{D(3)}}{V_i}\right)}{[ar_{S1} + br_{S2} + cr_{S3} + dr_{D(1)} + er_{D(2)} + fr_{D(3)} + gr_{C1} + hr_{L1} + r_{L2}]h\frac{1}{R_o} + 1}$$

$$a = \left(\frac{D_1^3 + 2D_1^2D_2 + D_1D_2^2 - 4D_1^2 - 4D_1D_2 + 4D_1}{(1-D_1-D_2)^2}\right);$$

$$b = \left(\frac{D_1^3 + 2D_1^2D_2 + D_1D_2^2 - 2D_1^2 - 2D_1D_2 + D_1 + D_2}{(1-D_1-D_2)^2}\right)$$

$$c = \left(\frac{D_2^3 + 2D_1D_2^2 + D_1^2D_2 - 4D_2^2 - 4D_1D_2 + 4D_2}{(1-D_1-D_2)^2}\right); \quad d = \left(\frac{1}{1-D_1-D_2}\right); \quad e = 1-D_1-D_2; \quad f = c$$

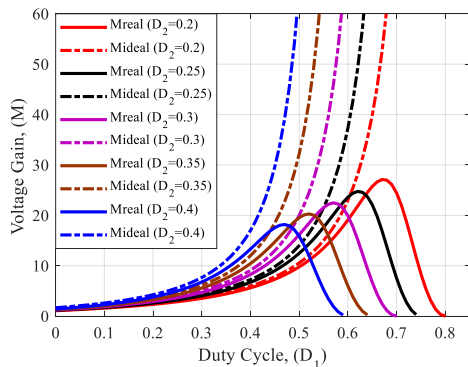
$$g = \left(\frac{D_1 + D_2}{1-D_1-D_2}\right); \quad h = \left(\frac{1}{(1-D_1-D_2)^2}\right)$$
(24)

### ب- تلفات دیود

تلفات توان دیودها طبق رابطه زیر قابل محاسبه‌اند:

$$P_{Loss}^{Diode} = r_D I_{D,rms}^2 + V_D I_{D,avg} \quad (27)$$

که  $r_D$  مقاومت داخلی دیود،  $I_{D,rms}$  مقدار موثر جریان عبوری از دیود،  $V_D$  ولتاژ مستقیم دیود و  $I_{D,avg}$  متوسط جریان عبوری از دیود است.



شکل ۸- منحنی بهره ولتاژ واقعی و ایده‌آل بر حسب سیکل کاری

### ۲-۵- بازده مبدل پیشنهادی

برای استخراج بازده مبدل پیشنهادی، تلفات متعددی باید محاسبه گردد. این تلفات به ترتیب در بخش زیر محاسبه می‌شوند.

### الف- تلفات سوئیچ

تلفات ناشی از کلیدها به دو تلفات کلیدزنی و هدایتی تقسیم‌بندی می‌شوند که طبق روابط (۲۵) و (۲۶) بدست می‌آیند.

$$P_{Loss}^{Switch} = P_{Conduction}^{Switch} + P_{Switching}^{Switch} \quad (25)$$

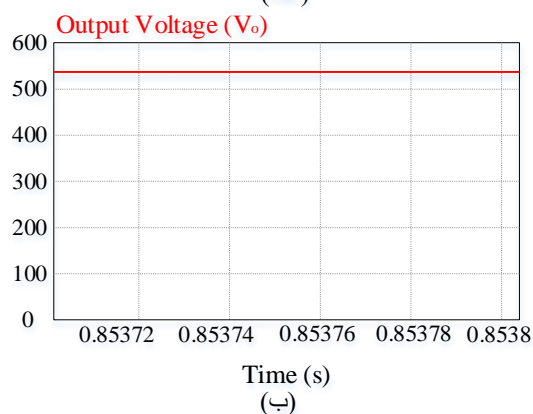
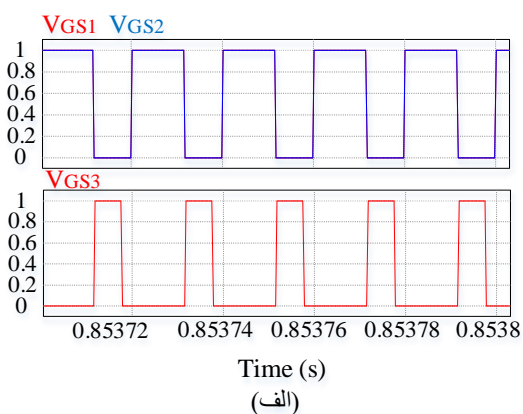
$$\begin{cases} P_{Conduction}^{Switch} = R_{DS-on} I_{Switch,rms}^2 \\ P_{Switching}^{Switch} = \frac{1}{2} V_{DS} I_{Switch,avg} (t_r + t_f) f_s \end{cases} \quad (26)$$

که  $I_{Switch,avg}$  متوسط جریان عبوری از کلید،  $V_{DS}$  ولتاژ کلید،  $t_r$  و  $t_f$  به ترتیب زمان‌های خیز و افت کلید،  $f_s$  فرکانس کلیدزنی،  $R_{DS-on}$  مقاومت حالت روشن کلید و نهایتاً  $I_{Switch,rms}$  مقدار موثر جریان عبوری از کلید است.

کاری ۰/۳ عمل می‌نماید. شکل موج ولتاژ خروجی  $V_o$  در شکل (۱۰-ب) نشان داده شده است.

جدول ۳- مقادیر پارامترهای مبدل پیشنهادی

مقدار	پارامتر مبدل پیشنهادی
۱۰۰ وات	توان نامی $P_o$
۵۳۴ ولت	ولتاژ خروجی $V_o$
۱۰ ولت	ولتاژ ورودی $V_i$
۵۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی $f_s$
۰/۵۸	سیکل کاری $D_1$
۰/۳	سیکل کاری $D_2$
۸۹ میکروهانری	سلف $L_1$
۲ میلی هانری	سلف $L_2$
۴۷ میکروفاراد	خازن $C_1$
۱۰۰ میکروفاراد	خازن $C_o$



شکل ۱۰- شکل موج‌های حاصل برای مبدل پیشنهادی. (الف) شکل موج پالس اعمال شده به سوئیچ‌ها. (ب) شکل موج ولتاژ خروجی  $V_o$ .

طبق رابطه (۱۱) و در نظر گرفتن سیکل‌های کاری ۰/۵۸ و ۰/۳، بهره ولتاژ برابر با ۵۳/۴ حاصل خواهد شد که با ولتاژ ورودی برابر با ۱۰ ولت، سطح ولتاژ خروجی برابر با ۵۳۴

### ج- تلفات سلف

تلفات توان سلف‌ها طبق رابطه زیر قابل محاسبه‌اند:

$$P_{Loss}^{Inductor} = r_{L1} I_{L1,rms}^2 + r_{L2} I_{L2,rms}^2 \quad (28)$$

### د- تلفات خازن

تلفات توان خازن‌ها طبق رابطه زیر قابل محاسبه‌اند:

$$P_{Loss}^{Capacitor} = r_{C1} I_{C1,rms}^2 + r_{C2} I_{C2,rms}^2 + r_{C0} I_{C0,rms}^2 \quad (29)$$

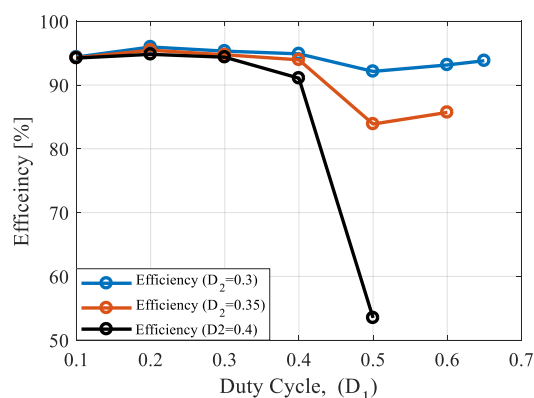
تلفات توان کل از طریق مجموع تلفات کلید، دیود، سلف و خازن طبق رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Loss}^{Total} = \sum (P_{Loss}^{Switch} + P_{Loss}^{Diode} + P_{Loss}^{Inductor} + P_{Loss}^{Capacitor}) \quad (30)$$

نهایتاً بازده طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{Loss}^{Total}} \times 100 \quad (31)$$

نمودار بازده بر حسب سیکل‌های کاری  $D_1$  و  $D_2$  در شکل (۹) قابل مشاهده است.



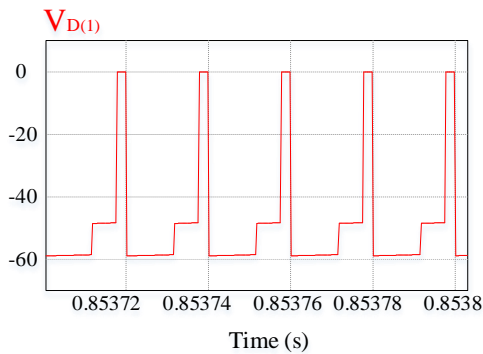
شکل ۹- نمودار بازده بر حسب سیکل کاری  $D_1$

### ۶- نتایج شبیه‌سازی

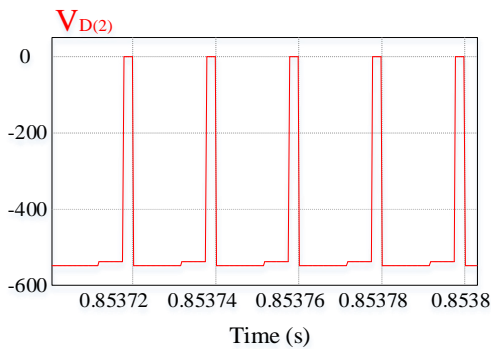
برای بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم افزار PSIM ارائه شده است. مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در جدول ۳ ارائه شده است.

عملکرد مبدل پیشنهادی در سیکل‌های کاری اول و دوم برابر با ۰/۵۸ و ۰/۳ مورد بررسی قرار گرفته است. شکل موج پالس اعمال شده به کلیدها در شکل (۱۰-الف) نشان داده شده است. همانطوریکه قابل مشاهده است؛ پالس اعمال شده به کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  در فرکانس کلیدزنی ۵۰ کیلوهرتز با سیکل کاری ۰/۵۸ عمل می‌کنند. در عین حال پالس گیت کلید  $S_3$  در فرکانس کلیدزنی یکسان با سیکل

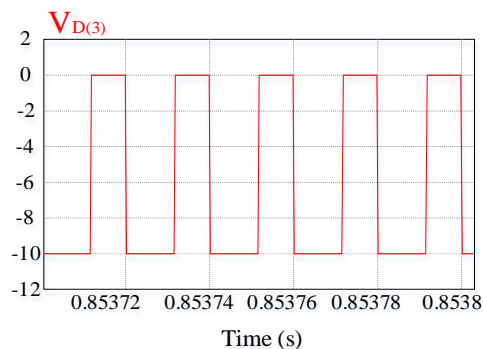
است که با شکل موج عملکرد مبدل پیشنهادی برای رژیم هدایت پیوسته در شکل ۳ نیز مطابقت دارد. جریان عبوری از سلف  $L_2$  در شکل (۱۱-ب) نشان داده شده است که در حالت اول و دوم به صورت خطی افزایش یافته و در حالت سوم به صورت خطی کاهش می‌یابد. شکل (ج) شکل موج ولتاژ سلف  $L_1$ . (د) شکل موج ولتاژ سلف  $L_2$  موج ولتاژ سلف‌های  $L_1$  و  $L_2$  به ترتیب در شکل‌های (۱۱-ج) و (۱۱-د) قابل مشاهده هستند که با نتایج حاصل از روابط (۱)، (۳) و (۵) در سه حالت کاری مطابقت دارند.



(الف)

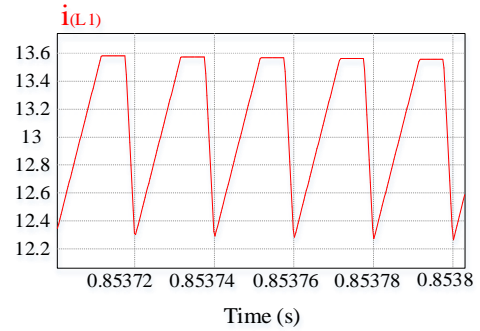


(ب)

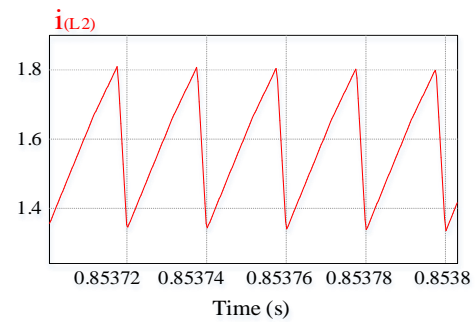


(ج)

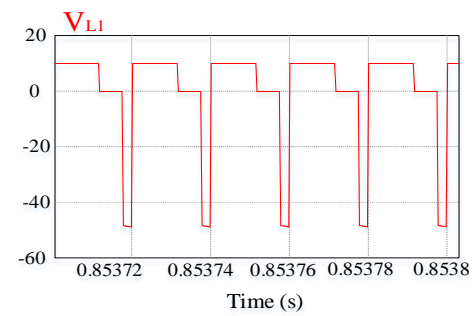
شکل ۱۲- شکل موج‌های نتایج شبیه‌سازی. (الف) تنش ولتاژ دیود  $D_{(1)}$ . (ب) تنش ولتاژ دیود  $D_{(2)}$ . (ج) تنش ولتاژ دیود  $D_{(3)}$



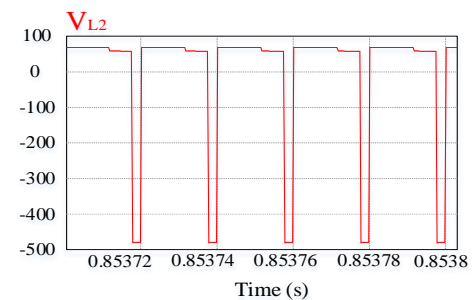
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۱۱- (الف) شکل موج جریان سلف  $L_1$ . (ب) شکل موج جریان سلف  $L_2$ .

ولت می‌شود. همانطوریکه قابل مشاهده است؛ مقدار ولتاژ خروجی برابر با ۵۳۸ ولت است که تطابق مناسبی بین محاسبات و نتیجه شبیه‌سازی مشاهده می‌شود. در شکل (۱۱-الف) جریان عبوری از سلف  $L_1$  قابل مشاهده

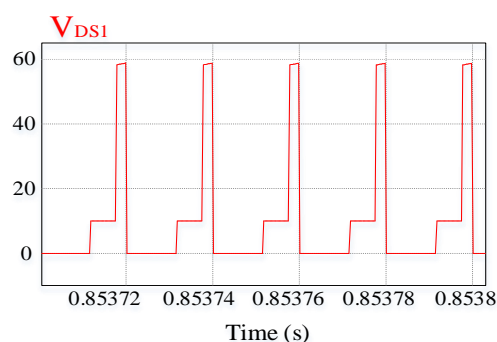
در شکل‌های (الف-۱۳) و (ج-۱۳) نیز به ترتیب شکل موج تنش ولتاژ کلیدهای  $S_1$ ،  $S_2$  و  $S_3$  نشان داده شده است. تنش ولتاژ کلید  $S_1$  برابر با ۱۱ درصد ولتاژ خروجی است. با این وجود تنش ولتاژ کلیدهای  $S_2$  و  $S_3$  نیز به ترتیب برابر با ۹۰ درصد ولتاژ خروجی و ۱۰۰ درصد ولتاژ خروجی می‌باشند. بنابر مطابقت نتایج حاصل از شبیه‌سازی با شکل موج‌های عملکرد مبدل پیشنهادی برای رژیم هدایت پیوسته در شکل (۳)، می‌توان درستی اصول عملکردی ارائه شده برای مبدل پیشنهادی را نتیجه گرفت.

### ۷- نتیجه‌گیری

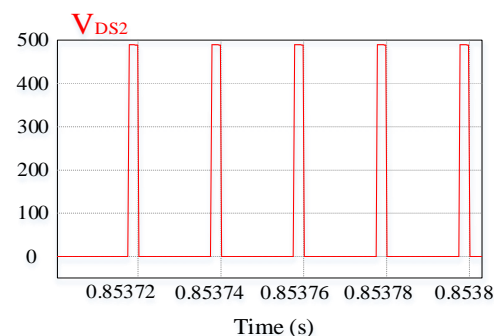
در این مقاله یک مبدل بدون ترانسفورمر با بهره ولتاژ بالا ارائه شده است. بهره ولتاژ بالا با ادغام دو تکنیک خازن سوئیچ شده فعال (ASC) و سلف سوئیچ شده فعال (ASL) حاصل شده است. در این مقاله، به بررسی مبدل پیشنهادی در رژیم هدایتی پیوسته، محاسبه بهره ولتاژ ایده‌آل مبدل و مقایسه عملکرد مبدل پیشنهادی با دیگر مبدل‌های مشابه پرداخته شده است.

با توجه به نتایج ارائه شده حاصل از مقایسه مبدل‌ها، مبدل پیشنهادی دارای ضریب بهره بالاتری است که این افزایش از طریق به‌کارگیری سه سوئیچ با دو سیکل کاری مختلف و افزودن فقط یک دیود و خازن حاصل می‌شود. تنش ولتاژ دو سر کلید  $S_1$  در مبدل ارائه شده برابر با ۱۱ درصد ولتاژ خروجی است که در این صورت کلید با رنج ولتاژ پایین با  $R_{DS(on)}$  کوچک‌تر می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد. با این وجود تنش ولتاژ کلیدهای  $S_2$  و  $S_3$  نیز به ترتیب برابر با ۹۰ درصد ولتاژ خروجی و ۱۰۰ درصد ولتاژ خروجی می‌باشند. شایان ذکر است این افزایش در تنش ولتاژ کلیدهای  $S_2$  و  $S_3$  امری غیرقابل اجتناب است که ناشی از بهره ولتاژ بالای مبدل می‌باشد. همچنین علی‌رغم به‌کارگیری شبکه خازن سوئیچ شده فعال (ASC) در این مبدل، از جریان‌های گذرای زیاد خازن جلوگیری شده است. محاسبات دقیق بهره ولتاژ واقعی و بازده با در نظر گرفتن عناصر پارازیتی انجام شده است که در این حالت مبدل پیشنهادی در سیکل‌های کاری ۰/۵۸ و ۰/۳ دارای راندمان بالای ۹۲ درصد می‌باشد.

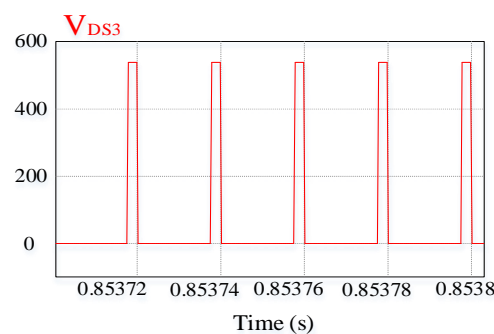
شکل موج تنش ولتاژ دیودهای  $D(1)$ ،  $D(2)$  و  $D(3)$  به ترتیب در شکل‌های (الف-۱۲) و (ج-۱۲) نشان داده شده است. تنش ولتاژ دیود  $D(1)$  برابر با ولتاژ خازن  $C_1$  است و تنش ولتاژ دیود  $D(2)$  برابر با مجموع ولتاژ خروجی و ورودی است. همچنین تنش ولتاژ دیود  $D(3)$  برابر با ولتاژ ورودی است. در نتیجه نتایج حاصل از شبیه‌سازی صحت رابطه (۱۷) را تصدیق می‌نماید. قابل ذکر است که تنش ولتاژ دیودهای  $D(2)$  و  $D(3)$  مبدل پیشنهادی با تنش ولتاژ دیودهای متناظر در ساختار مرجع [۲۶] برابر است.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۳- (الف) تنش ولتاژ کلید  $S_1$ . (ب) تنش ولتاژ کلید  $S_2$ . (ج) تنش ولتاژ کلید  $S_3$ .

## مراجع

- [۱] لیلیا محمدیان، ابراهیم بابائی و محمد باقر بناء شریفیان، "ارائه شیوه جدیدی برای مدلسازی مبدل Cuk بر مبنای گراف سیگنال جریان و کنترل آن به روش مقاوم از نوع حساسیت ترکیبی"، نشریه مدلسازی در مهندسی، دوره ۱۵، شماره ۵۱، زمستان ۱۳۹۶، صفحه ۲۷۵-۲۸۸.
- [۲] سید محمد مهدی میرطلائی و گلناز تاجمیر، "طراحی، مدلسازی و ساخت یک مبدل Z-Source بهره بالا برای کاربرد در اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر به شبکه برق"، نشریه مدلسازی در مهندسی، دوره ۱۶، شماره ۵۳، تابستان ۱۳۹۷، صفحه ۲۲۱-۲۲۹.
- [3] T. D. Duong, M. K. Nguyen, T. T. Tran, Y. C. Lim, and J. H. Choi, "Transformerless high step-up DC-DC converters with switched-capacitor network", *Electronics*, Vol. 8, No. 12, 2019, p. 1420.
- [۴] محمد رضا بنائی و حسین اژدرفائقی بناب، "ارائه، بررسی و مقایسه مبدل‌های DC-DC جدید تک کلیده با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ کم دو سر کلید"، نشریه مدلسازی در مهندسی، دوره ۱۷، شماره ۵۶، بهار ۱۳۹۸، صفحه ۳۴۷-۳۶۶.
- [5] W. Hassan, J. L. Soon, S. Gautam, D. D. C. Lu, and W. Xiao, "Optimized Coupled Inductor DC/DC Converter by Integrating Snubber Circuit with Voltage Lift Technique", *IECON 2020 The 46<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, October 2020, pp. 1401-1405.
- [6] X. Fan, H. Sun, Z. Yuan, Z. Li, R. Shi, and N. Ghadimi, "High voltage gain DC/DC converter using coupled inductor and VM techniques", *IEEE Access*, Vol. 8, 2020, pp. 131975-131987.
- [7] W. Hassan, Y. Lu, M. Farhangi, D. D. C. Lu, and W. Xiao, "Design, analysis and experimental verification of a high voltage gain and high-efficiency DC-DC converter for photovoltaic applications", *IET Renewable Power Generation*, Vol. 14, No. 10, 2020, pp. 1699-1709.
- [8] H. Xie, and R. Li, "A novel switched-capacitor converter with high voltage gain", *IEEE Access*, Vol. 7, 2019, pp. 107831-107844.
- [9] G. Zhang, Z. Wang, S. S. Yu, S. Z. Chen, B. Zhang, H. H. C. Iu, and Y. Zhang, "A generalized additional voltage pumping solution for high-step-up converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 7, 2018, pp. 6456-6467.
- [10] Z. Ye, Y. Lei, and R. C. Pilawa-Podgurski, "The cascaded resonant converter: A hybrid switched-capacitor topology with high power density and efficiency", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 35, No. 5, 2019, pp. 4946-4958.
- [11] N. Vosoughi Kurdkandi, M. Farhadi, E. Babaei, and P. Ghavidel, "Design and analysis of a switched-capacitor DC-DC converter with variable conversion ratio", *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Vol. 48, No. 10, 2020, pp. 1638-1657.
- [12] S. W. Seo, D. K. Lim, and H. H. Choi, "High step-up interleaved converter mixed with magnetic coupling and voltage lift", *IEEE Access*, Vol. 8, 2020, pp. 72768-72780.
- [13] T. Nouri, N. Nouri, and N. Vosoughi, "A Novel High Step-Up High Efficiency Interleaved DC-DC Converter With Coupled Inductor and Built-In Transformer for Renewable Energy Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 67, No. 8, 2019, pp. 6505-6516.
- [14] H. Lei, R. Hao, X. You, and F. Li, "Nonisolated High Step-Up Soft-Switching DC-DC Converter With Interleaving and Dickson Switched-Capacitor Techniques", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 8, No. 3, 2019, pp. 2007-2021.
- [15] M. Farhadi-Kangarlu, A. Moallemi Khiavi, and Y. Neyshabouri, "A non-isolated single-input dual-output boost DC-DC converter", *IET Power Electronics*, 2021, Early View.
- [16] B. Sharma, and J. Nakka, "Single-phase cascaded multilevel inverter topology addressed with the problem of unequal photovoltaic power distribution in isolated dc links", *IET Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, 2018, pp. 284-294.
- [17] Z. Saadatizadeh, P.C. Heris, E. Babaei, and M. Sabahi, "A new nonisolated single-input three-output high voltage gain converter with low voltage stresses on switches and diodes", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 6, 2018, pp. 4308-4318.
- [18] Y. Wang, Y. Qiu, Q. Bian, Y. Guan, and D. Xu, "A single switch quadratic boost high step up DC-DC converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 6, 2018, pp. 4387-4397.

- [19] L. Yang, T. Liang and J. Chen, "Transformerless DC-DC Converters With High Step-Up Voltage Gain", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 8, 2009, pp. 3144-3152.
- [20] Y. Tang, T. Wang, and Y. He, "A switched-capacitor-based active-network converter with high voltage gain", IEEE transactions on power electronics, Vol. 29, No. 6, 2013, pp. 2959-2968.
- [21] M. Karthikeyan, R. Elavarasu, P. Ramesh, C. Bharatiraja, P. Sanjeevikumar, L. Mihet-Popa, and M. Mitolo, "A hybridization of Cuk and boost converter using single switch with higher voltage gain compatibility", Energies, Vol. 13, No. 9, 2020, p. 2312.
- [22] S. Kumaravel, R. A. Narayanankutty, V. S. Rao, and A. Sankar, "Dual input-dual output DC-DC converter for solar PV/battery/ultra-capacitor powered electric vehicle application", IET Power Electronics, Vol. 12, No. 13, 2019, pp. 3351-3358.
- [23] L. Yang and T. Liang, "Analysis and Implementation of a Novel Bidirectional DC-DC Converter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 1, 2012, pp. 422-434.
- [24] Y. Gu, Y. Chen, B. Zhang, D. Qiu and F. Xie, "High Step-Up DC-DC Converter With Active Switched LC-Network for Photovoltaic Systems", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 34, No. 1, 2019, pp. 321-329.
- [25] A. Dastgiri, M. Hosseinpour, F. Sedaghati, and S. R. Mousavi-Aghdam, "A High Step-Up DC-DC Converter with Active Switched LC-Network and Voltage-Lift Circuit", 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC) , 2020, pp. 1-7.
- [26] M. Lakshmi and S. Hemamalini, "Nonisolated High Gain DC-DC Converter for DC Microgrids", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 2, 2018, pp. 1205-1212.