

مبدل DC-DC تک سوئیچی غیر ایزوله با بازده و بهره بالا و ریپل جریان ورودی کم برای کاربردهای فتوولتائیک

اسماعیل رکرک^۱، استادیار؛ لیلا میری^۲، دانشجوی دکتری

۱- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه لرستان - خرم‌آباد - ایران - rokrok.e@lu.ac.ir

۲- دانشکده فنی و مهندسی - دانشگاه لرستان - خرم‌آباد - ایران - miri.le@fe.lu.ac.ir

چکیده: امروزه استفاده از منابع انرژی پراکنده از جمله انرژی خورشیدی اهمیت زیادی در موضوع تأمین انرژی به خود اختصاص داده است. برای کاربردهای اتصال به شبکه لازم است ولتاژ خروجی آرایه خورشیدی که ممکن است با تغییرات گسترده ولتاژ همراه باشد توسط یک مبدل DC-DC به ولتاژ ثابت و بالاتری تبدیل گردد. از جمله معیارهای اساسی برای بررسی میزان کارایی مبدل‌های DC-DC می‌توان به بهره ولتاژ، بازدهی، سادگی سیستم کنترل، سادگی ساختار مدار، قیمت تمام‌شده، ریپل جریان ورودی و استرس ولتاژ و جریان در ادوات الکترونیک قدرت اشاره کرد. در این مقاله یک مبدل DC-DC ایزوله (بدون ترانسفورماتور) با بازده و بهره بالا و ریپل جریان کم معرفی شده است. برای ارزیابی صحت محاسبات نظری و ایده حاکم بر طراحی مبدل، نمونه آزمایشگاهی مدار موردنظر ساخته شده است. مشخصات اساسی عملکرد مبدل همچون بهره ولتاژ و بازده، بررسی و با مدارات مشابه مقایسه می‌شود. نتایج به‌دست‌آمده بیانگر بهبود بازده و بهره ولتاژ در این مبدل و نیز مؤید محاسبات نظری است.

واژه‌های کلیدی: مبدل DC-DC، بهره ولتاژ مبدل، ریپل جریان ورودی، بازده مبدل.

Single Switch non-Isolated DC-DC Converter with High Gain and Efficiency and Low Input Current Ripple for Photovoltaic Applications

Esmael Rokrok¹, Assistant Professor; Leila Miri², PhD Student

1- Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Lorestan, Khorramabad, Iran, Email: rokrok.e@lu.ac.ir

2- Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, University of Lorestan, Khorramabad, Iran, Email: miri.le@fe.lu.ac.ir

Abstract: Nowadays, using distributed energy resources (DERs) such as solar energy have gained a high degree of importance for supplying customers. For grid-connected applications, it is necessary to step up the varying output voltage of the solar array which is done by a DC-DC converter. The essential criterions for evaluating the effectiveness of a converter are voltage gain, efficiency, circuit simplicity, total cost, input current ripple and voltage/current stress on power elements. In this paper a single switch non-isolated (transformer less) DC-DC converter with high voltage gain, high efficiency and low input current ripple is proposed. To verify the performance of the proposed DC-DC converter, a prototype circuit is fabricated and the essential performance indexes such as voltage gain and efficiency are measured and compared with the similar converters. Results show the improvement in gain and efficiency which validate the theoretical studies.

Keywords: DC-DC Converter, Converter Voltage Gain, Input Current Ripple, Converter Efficiency.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۲/۱۷

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۶/۰۷/۰۸ و ۱۳۹۶/۰۸/۱۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۶/۱۲/۱۹

نام نویسنده مسئول: اسماعیل رکرک

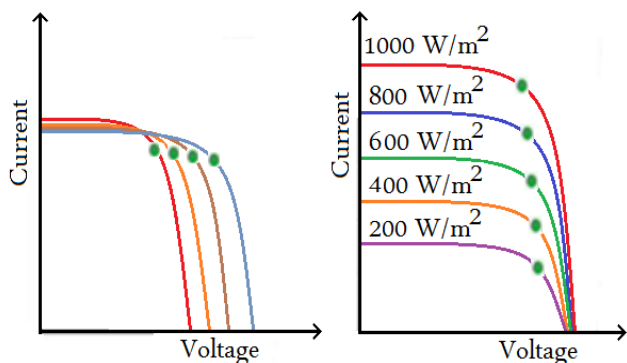
نشانی نویسنده مسئول: ایران - خرم‌آباد - کیلومتر ۵ جاده خرم‌آباد، بروجرد - دانشگاه لرستان - دانشکده فنی و مهندسی.

۱- مقدمه

با افزایش جمعیت جهان، صنعتی شدن کشورها و بهبود استانداردهای زندگی، مصرف انرژی به طور مداوم در حال افزایش است. پیش‌بینی می‌شود مصرف انرژی تا سال ۲۰۲۵ حدود ۵۷ درصد نسبت به مصرف آن در سال ۲۰۰۲ افزایش یابد و این در حالی است که منابع متداول انرژی مانند نفت و ذغال سنگ به صورت هشداردهنده‌ای رو به پایان می‌باشند و از سوی دیگر آلاینده‌های ناشی از مصرف سوخت‌های فسیلی نتایج جبران‌ناپذیری را بر آب‌وهوای کره زمین تحمیل نموده است [۱]. از طرفی وجود منابع انرژی تجدید پذیر از جمله باد و خورشید توجه جهانی را به امکان جایگزینی این منابع با منابع انرژی فسیلی سوق داده است.

برای اتصال منابع جدید انرژی به شبکه برق بایستی تمهیدات لازم اندیشیده شود. به طور نمونه آرایه‌های خورشیدی انرژی الکتریکی را به صورت ولتاژ مستقیم در دسترس قرار می‌دهند لذا برای اتصال به شبکه برق سراسری لازم است توسط مبدل‌های الکترونیک قدرت، ولتاژ مستقیم به ولتاژ متناوب تبدیل گردد. معمولاً طی یک تبدیل دومرحله‌ای، ابتدا ولتاژ DC آرایه خورشیدی به ولتاژ DC با دامنه بالاتر تبدیل شده و سپس تبدیل ولتاژ حاصل به ولتاژ متناوب انجام گیرد. در تبدیل دومرحله‌ای، برای داشتن خروجی ۲۲۰ ولت متناوب، باید ولتاژ ورودی اینورتر در حدود ۳۸۰ ولت باشد تا بهترین بازده تبدیل به دست آید. این در حالی است که خروجی آرایه‌های خورشیدی عموماً در بازه ۲۵ تا ۴۵ ولت است. لذا با استفاده از یک مبدل DC-DC با بهره ولتاژ بالا؛ خروجی آرایه را به ولتاژی در سطح مناسب تبدیل می‌نمایند [۳]. نکته دیگری که در خصوص تبدیل انرژی آرایه‌های خورشیدی وجود دارد وابستگی مشخصه ولتاژ- جریان آرایه‌های خورشیدی به شدت تابش و دما است (شکل ۱). میزان تابش و دمای آرایه‌های خورشیدی در ساعات مختلف روز و در طی سال متغیر هست که نتیجه آن داشتن ولتاژ DC خروجی با تغییرات گسترده هست. لذا مبدل DC-DC مورد استفاده باید بتواند تبدیل ولتاژ را در محدوده تغییرات ولتاژ وسیع ورودی، با کمترین تلفات انجام دهد تا بتوان بیشترین میزان تبدیل انرژی نورانی به الکتریکی حاصل آید.

در کاربردهایی که بهره ولتاژ بالا مورد نیاز است معمولاً از مبدل بوست^۱ به دلیل ساختار ساده و راندمان بالا استفاده می‌شود؛ اما در جاهایی که بهره خیلی بالاتر مورد نیاز باشد مبدل بوست جوابگو نیست و باید به دنبال روش‌های دیگری برای افزایش بهره مبدل بود [۳]. فن‌های متعددی برای افزایش بهره مبدل بوست معرفی شده است که از آن بین می‌توان فن استفاده از القاگر سوئیچ شده و سلول خازن سوئیچ شده را نام برد [۳-۴]. سلول‌های خازنی معمولاً به صورت موازی شارژ شده و به صورت سری دشارژ می‌شوند تا بهره ولتاژ را افزایش دهند. دسته دوم مبدلهایی هستند که از فن بالا کشیدن یا لیفت ولتاژ و یا سلول ضرب کننده، برای افزایش ولتاژ استفاده می‌کنند.



شکل ۱: وابستگی مشخصه خروجی آرایه‌های خورشیدی به دما و شدت تابش [۱]

در مرجع [۵]، n طبقه خازن، القاگر و دیود بر اساس مدار لیفت ولتاژ و سلول ضرب کننده برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا مورد استفاده قرار گرفته است. در مرجع [۶]، مجموعه‌ای از مدارات لیفت ولتاژ معرفی شده و برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا با مبدل سپیک^۲ ترکیب شده‌اند. فن‌های لیفت ولتاژ خروجی به صورت مثبت یا منفی که به صورت مرحله به مرحله، ولتاژ را افزایش می‌دهند، در مرجع [۷] مورد بررسی قرار گرفته است. در مرجع [۸] یک مبدل با بهره ولتاژ بالا بر اساس مبدل‌های بوست به هم کوپل شده و دارای کلمپ فعال و سلول ضرب کننده ولتاژ مجتمع، مورد بررسی قرار گرفته است. در مرجع [۹] مبدل بوست دوگانه به عنوان روشی مؤثر جهت افزایش بهره ولتاژ معرفی شده است (وابستگی ولتاژ خروجی به دو زمان وظیفه). مبدل‌های دارای کوپلاژ سلفی مهم‌ترین دسته از مبدل‌های دارای بهره ولتاژ بالا هستند. کوپل کردن و یا کنترل القاگر روش ساده و مؤثری برای دستیابی به ولتاژ بالا ارائه می‌دهد. برای کاربردهایی که بهره بالا مورد نیاز است القاگرهای مبدل‌های بوست، زتا و سپیک را می‌توان با هم کوپل نمود که در این میان نیز، القاگر کوپل شده در مبدل بوست و ساختارهایی که از آن مشتق شده‌اند بیشترین توجه را از جنبه تحقیقاتی به خود جلب نموده است [۱۰-۱۳]. در مراجع [۱۴] و [۱۵] به ترتیب مبدل بدون ترانسفورماتور تک سوئیچ و مبدل سوئیچینگ سلفی/خازنی با بهره بالا معرفی و تحلیل شده‌اند. همچنین برای افزایش راندمان مبدل‌های الکترونیک قدرت از روش‌های کلیدزنی نرم در مبدل‌ها استفاده می‌شود [۱۶-۱۸].

هدف از این تحقیق افزایش بهره ولتاژ در یک مبدل DC-DC و بهبود راندمان آن برای کاربردهایی است که در آن تغییرات ولتاژ ورودی گسترده است. یکی از کاربردهای مهم این مبدل دستیابی به بیشترین انرژی خورشید در آرایه‌های فتوولتائیک است. در این مقاله یک مبدل DC-DC معرفی می‌شود که با الگوبرداری از عملکرد اینورتر کلاس P₂، راندمان بالاتر به واسطه کاهش تلفات هدایت مستقیم و نیز شرایط کلیدزنی نرم برای مبدل فراهم شده است. همچنین برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا از اصول حاکم بر مبدل با ساختار سوئیچینگ خازنی استفاده می‌کند. بعلاوه این مبدل دارای ریپل کم

قطع است مدار رزونانس سری شامل L_r و C_r با تشدید در هارمونیک دوم موج پالسی، باعث از بین رفتن هارمونیک دوم می‌شود که در نتیجه اعوجاجی در شکل موج ولتاژ درین-سورس مطابق شکل ۲-ب به وجود می‌آید. مدار رزونانس سری شامل L_s و C_s روی مؤلفه اصلی موج پالسی تشدید می‌نماید و مؤلفه اصلی جهت ارسال به خروجی فرستاده می‌شود. مقادیر L_r و C_r به نحوی انتخاب می‌شوند که شاخه رزونانسی در هارمونیک دوم موج پالسی امپدانس کمی داشته و در هارمونی‌های اول و سوم امپدانس بالایی داشته باشد [۱۶].

در شکل ۳، شبکه امپدانس معادل در ورودی میدل نشان داده شده است. محاسبه اندازه المان‌های ورودی میدل بر این اساس انجام می‌شود که اندازه امپدانس ورودی Z_{in} در فرکانس اصلی و سه برابر فرکانس کلیدزنی دارای مقدار بالایی بوده و در هارمونیک دوم دارای مقدار کمی باشد. در مورد خازن C_p این نکته یادآور می‌شود که این خازن می‌تواند همان خازن درین-سورس ماسفت باشد یا این که حاصل موازی خازن درین-سورس و یک خازن خارجی دیگر باشد که با درین-سورس موازی شده است.

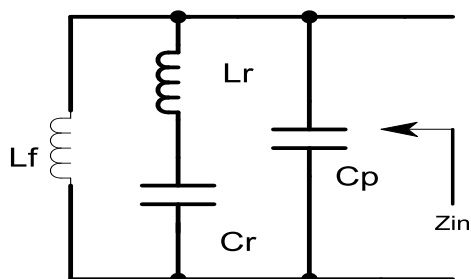
برای محاسبه مقادیر المان‌های ورودی میدل بر اساس اصول بیان شده می‌توان از روابط (۱) تا (۳) استفاده نمود [۱۶]:

$$L_r = \frac{1}{15\pi^2 f_s^2 C_p} \quad (1)$$

$$L_f = \frac{1}{9\pi^2 f_s^2 C_p} \quad (2)$$

$$f_2 = 2f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3)$$

همان‌گونه که از این روابط مشخص است C_p نقش تعیین‌کننده در انتخاب L_r و L_f دارد اما مقدار آن می‌تواند نامعین باشد. از این جنبه روابط بیان شده چهارچوب کلی برای انتخاب پارامترهای ورودی میدل را مشخص می‌کنند اما می‌توان با آزادی عمل بیشتر و قدری سعی و خطا مقادیر المان‌ها را انتخاب نمود. نمودار بود^۳ مربوط به امپدانس ورودی Z_{in} به‌ازای فرکانس کلیدزنی $f_s=50\text{kHz}$ و $C_p=0.6\ \mu\text{F}$ در شکل ۴ نشان داده شده است.



شکل ۳: شبکه ورودی در اینورتر کلاس Φ_2

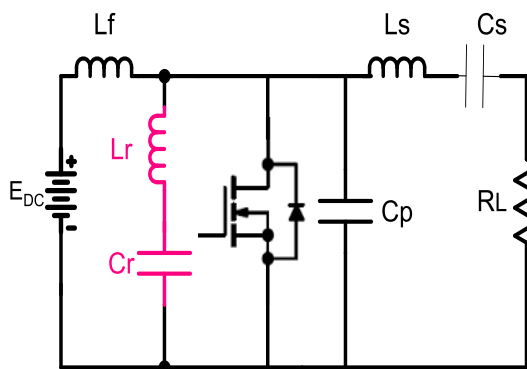
ایده موردنظر در این مقاله این است که با استفاده از میانی عملکرد اینورتر کلاس Φ_2 ، المان‌های تشدید در میدل پیشنهادی به‌نحوی انتخاب شوند که شکل موج ولتاژ درین-سورس ماسفت در میدل

جریان ورودی هست. برای ارزیابی میدل پیشنهادی، نمونه آزمایشگاهی آن ساخته شده و کارایی آن در مقایسه با میدل‌های هم‌رده نشان داده شده است.

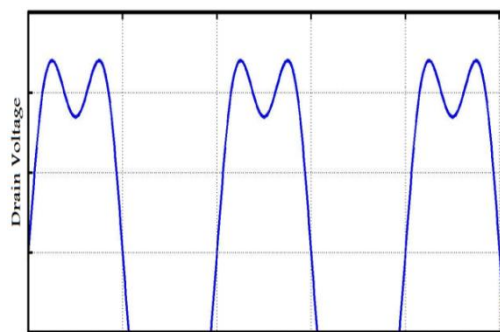
۲- اصول عملکرد میدل پیشنهادی

میدل DC-DC معرفی شده به‌منظور دستیابی به راندمان بالا از طریق کلیدزنی نرم و کاهش تلفات هدایت مستقیم کلید، از عملکرد اینورتر کلاس Φ_2 الگوبرداری می‌کند. همچنین برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا در این میدل از ایده سویچینگ خازنی بهره‌برداری شده است.

یکی از موضوعات تحقیق کاربردی در زمینه الکترونیک قدرت موضوع انتقال بی‌سیم انرژی بین دو نقطه است. ایده اساسی انتقال بی‌سیم انرژی به این صورت است که ابتدا ولتاژ DC مربوط به یک منبع انرژی به یک سیگنال با فرکانس بالا که قابلیت انتشار توسط آنتن را دارد تبدیل می‌شود سپس این سیگنال ارسالی توسط آنتن گیرنده دستگاه موردنظر دریافت شده و پس از تبدیل مجدد به DC، باتری دستگاه گیرنده را شارژ می‌نماید. نمونه‌ای از کاربردهای انتقال بی‌سیم انرژی را می‌توان در شارژ بی‌سیم خودروهای برقی مشاهده نمود.



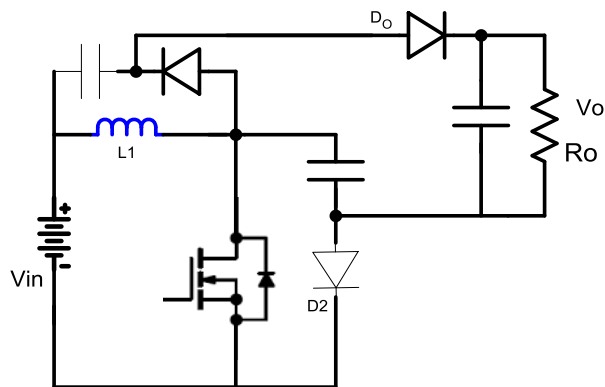
(الف)



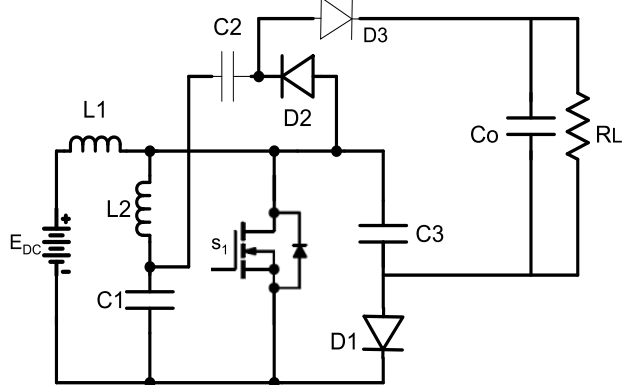
(ب)

شکل ۲: (الف) ساختار اینورتر کلاس Φ_2 (ب) شکل موج ولتاژ درین-سورس

یکی از روش‌های پیاده‌سازی اینورتر برای کاربرد در انتقال بی‌سیم انرژی، اینورتر کلاس Φ_2 است، مدار این نوع میدل در شکل ۲-الف نشان داده شده است. عملکرد مدار به این صورت است که در زمان وصل بودن کلید ولتاژ دو سر آن به صفر می‌رسد و در لحظاتی که کلید



(الف)



(ب)

شکل ۶: الف) مبدل با ساختار سوئیچینگ خازنی [۱۷] ب) مبدل پیشنهادی

ایده اصلی برای انتخاب پارامترهای مبدل پیشنهادی آن است که بر اساس اصول بیان شده، امپدانس شاخه موازی به نحوی طراحی گردد که دو شرط زیر را برآورده سازد:

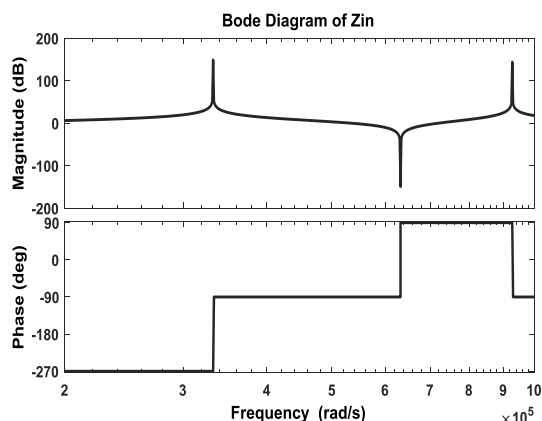
۱- از نظر مؤلفه DC، انتخاب ظرفیت خازنی مناسب برای تثبیت ولتاژ خروجی و نیز کاهش ریبیل جریان ورودی لازم است.

۲- امپدانس شاخه موازی در فرکانس کلید زنی بسیار کم باشد و در هارمونیک‌های بالاتر افزایش یابد، به طوری که برای لحظاتی در زمان خاموشی سوئیچ، ولتاژ دو سر کلید به صفر برسد. این موضوع باعث می‌شود که زمان وظیفه سوئیچ اصلی افزایش یافته و در نتیجه افزایش بهره مبدل را به دنبال خواهد داشت. لذا می‌توان در زمان وظیفه پایین‌تر نسبت به سایر ساختارهای مشابه به بهره ولتاژ بالاتر دست یافت.

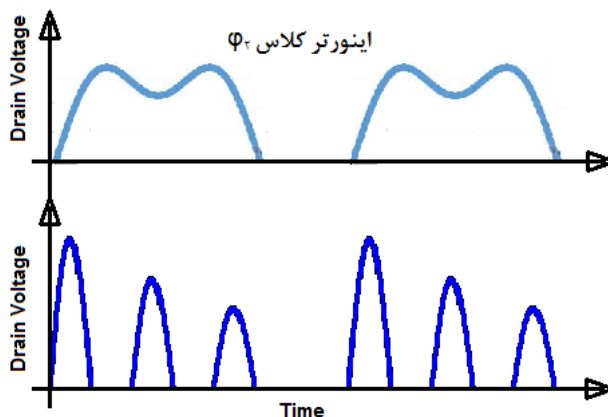
با توجه به پارامترهای انتخاب شده برای مبدل پیشنهادی، مطابق جدول ۱، مشاهده می‌شود که ولتاژ دو سر کلید (ولتاژ درین-سورس) در لحظاتی است که فرمانی به گیت داده نشده، متناوباً صفر می‌شود (شکل ۷). این وضعیت باعث افزایش بیشتر بهره به ازای یک زمان وظیفه مشخص در مبدل پیشنهادی می‌گردد. تحلیل تئوری و نتایج عملی در بخش‌های بعد این ایده را تأیید می‌کند.

پیشنهادی مطابق شکل ۵ تحقق یابد به طوری که برای لحظاتی در زمان خاموشی کلید ولتاژ آن به صفر برسد. در این صورت به ازای یک زمان وظیفه مشخص برای کلید زنی، مبدل بهره بالاتری خواهد داشت. از طرفی چون زمان هدایت ماسفت به منظور دستیابی به ولتاژ خروجی مورد نظر کمتر می‌شود، مبدل در زمان وظیفه کوچک‌تری به خروجی مورد نظر می‌رسد و لذا تلفات هدایت کمتر شده و بازده بالاتری قابل دستیابی است.

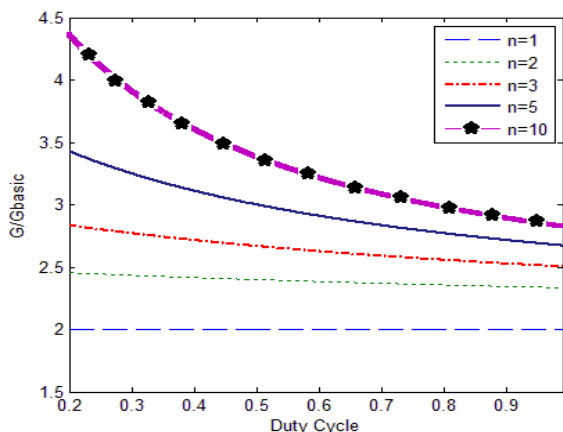
نکته آخر این که چنانچه با کاهش دامنه نوسانات ولتاژ درین-سورس در لحظه دریافت فرمان گیت، ولتاژ دو سر کلید به صفر یا نزدیک صفر برسد، شرایط کلید زنی نرم نیز فراهم می‌شود که به نوبه خود امکان افزایش بیشتر بازده را به دنبال دارد. برای افزایش بیشتر بهره مبدل، ساختار مذکور با ساختار سوئیچینگ خازنی [۱۷] ترکیب می‌شود تا بهره ولتاژ بیشتر محقق گردد. در شکل ۶- الف مبدل با ساختار سوئیچینگ خازنی و در شکل ۶- ب به کارگیری ساختار سوئیچینگ خازنی در مبدل پیشنهادی نشان داده شده است.



شکل ۴: پاسخ فرکانسی امپدانس ورودی مبدل



شکل ۵: شکل موج اینورتر کلاس ϕ_2 و شکل موج مربوط به ایده مبدل پیشنهادی



شکل ۹: منحنی تغییرات بهره مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل سوئیچینگ خازنی

با توجه به رابطه بهره در مبدل‌های خازنی [۱۷]، بهره مبدل پیشنهادی شکل ۶-ب را می‌توان با جایگزینی D_{eff} به جای D و قرار دادن $n=1$ در رابطه بهره مبدل‌های خازنی به صورت زیر تعیین نمود:

$$G = 2/(1 - D_{eff}) = 4/(1 - D) \quad (۶)$$

که در آن G بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی است. مشاهده می‌شود که در این مبدل بهره نسبت به مبدل پایه خازن سوئیچینگ دو برابر شده است.

در حالت کلی در صورتی که از طبقات متعدد سوئیچینگ خازنی در مبدل پیشنهادی استفاده شود، رابطه بهره به صورت زیر به دست می‌آید:

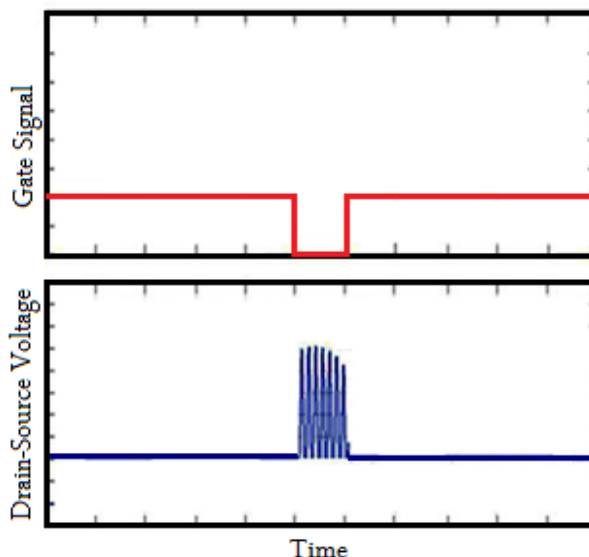
$$G = (2 + (n-1)D_{eff}) / (1 - D_{eff}) = (4 + (n-1)(D+1)) / (1 - D) \quad (۷)$$

در حالت کلی میزان بهبود بهره نسبت به مبدل خازن سوئیچینگ پایه به صورت زیر است:

$$G/G_{basic} = (2 + (n-1)D_{eff}) / (2 + (n-1)D) \quad (۸)$$

که در آن G_{basic} بهره مبدل خازن سوئیچینگ پایه است. همان‌طور که از رابطه فوق مشاهده می‌شود، بهره مبدل پیشنهادی که از ساختار اینورتری کلاس Φ_2 در ترکیب با مبدل سوئیچینگ خازنی پایه به دست آمده، افزایش قابل توجهی نسبت به مبدل پایه دارد. در این حالت میزان بهبود بهره، بیشتر از دو برابر است. به عنوان مثال به ازای $n=3$ و $D=0.5$ ، میزان افزایش بهره $2/66$ برابر خواهد بود. نتایج مدار عملی نیز صحت موارد فوق را تأیید می‌کند.

در مدار عملی پیاده‌سازی شده برای مبدل از نوع سوئیچینگ خازنی پایه به ازای ورودی ۳۰ ولت با تنظیم زمان وظیفه روی مقدار $D=0.85$ ولتاژ خروجی ۳۸۰ ولت در خروجی به دست آمد؛ اما در مبدل پیشنهادی به ازای $D=0.7$ خروجی ۳۸۰ ولت حاصل شد. افزایش بهره و به عبارتی دستیابی به ولتاژ مورد نظر در زمان وظیفه پایین‌تر دارای این مزیت است که زمان هدایت ماسفت کاهش یافته و دستیابی به بازده بالاتر در مبدل را فراهم می‌کند. در شکل ۹ منحنی تغییرات بهره مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل سوئیچینگ خازنی پایه ترسیم شده است.



شکل ۷: صفر شدن متناوب ولتاژ درین-سورس ماسفت در مبدل پیشنهادی در هنگام عدم وجود فرمان گیت

۳- بهره مبدل پیشنهادی

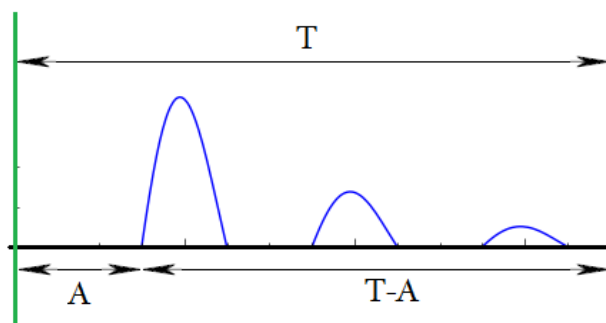
با توجه به توضیحاتی که در خصوص نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی ارائه شد، انتظار بهره بالا در این مبدل نسبت به ساختارهای مشابه وجود دارد. به بیان دیگر دستیابی به ولتاژ خروجی مورد نظر در زمان وظیفه کمتر محقق می‌گردد.

برای محاسبه بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با توجه به شکل موج درین-سورس (شکل ۸) یک فرض ساده کننده در نظر گرفته می‌شود؛ در نصف زمان خاموشی، ولتاژ درین-سورس صفر است. معنی این جمله آن است که اگر زمان وظیفه واقعی مبدل D باشد، زمان وظیفه مؤثر D_{eff} را می‌توان به صورت زیر محاسبه نمود:

$$D = \frac{A}{T} \quad (۴)$$

$$D_{eff} = (A + (T - A)/2) / T = 0.5 + 0.5D \quad (۵)$$

که در آن T پریود کلیدزنی و A مدت زمان روشن بودن کلید در یک سیکل کلیدزنی است.



شکل ۸: شکل موج ولتاژ درین-سورس جهت بررسی زمان وظیفه مؤثر

۴- بررسی شرایط کنترل و استرس ولتاژ در مبدل پیشنهادی

با توجه به اصولی که در طراحی مبدل پیشنهادی بیان شد معلوم می‌شود که کنترل مبدل نباید از نوع کنترل فرکانس باشد؛ زیرا در این صورت رزونانس موردنظر که مقادیر المان‌های شاخه موازی بر اساس آن طراحی شده بود باید به‌ازای فرکانس جدید تغییر کند که این موضوع عملی نیست. سیستم کنترل برای مبدل پیشنهادی از نوع PWM با فرکانس ثابت است که با کنترل عرض پالس و در نتیجه بهره، می‌تواند به‌ازای ولتاژهای ورودی متفاوت ولتاژ خروجی تثبیت‌شده‌ای را در خروجی مبدل ایجاد نماید. برای دستیابی به سوئیچینگ نرم در تمام شرایط کاری مبدل می‌توان از یک خازن C_c مطابق شکل ۱۰ دوسر درین-سورس استفاده نمود. البته خازن درین-سورس ماسفت نیز با این خازن موازی می‌شود.

فاکتور مهم دیگری که در مبدل‌های دارای توان و بهره بالا اهمیت دارد استرس ولتاژ روی المان‌های قدرت است. استرس پایین روی ادوات قدرت به این معنی است که طراح می‌تواند از عناصری با مقادیر نامی کوچک‌تر استفاده نماید و همچنین ریسک خرابی در المان‌های قدرت مدار در طی زمان کاهش پیدا می‌کند. در مبدل ارائه‌شده در شکل ۱۰-الف، استرس ولتاژ روی سوئیچ S_1 که به‌اندازه ولتاژ خروجی است اما با استفاده از مدار کلمپ فعال مطابق شکل ۱۰-ب استرس ولتاژ روی سوئیچ‌های S_1 و S_2 برابر با ولتاژ خازن کلمپ C_6 می‌شود. در حالت ماندگار با توجه به رابطه ولت-ثانیه مربوط به القاگرهای L_1 ، L_2 و L_3 داریم:

$$E_{DC} \cdot D \cdot T_s = (E_{DC} - VC_3) \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (9)$$

$$(VC_3 - VC_5) \cdot D \cdot T_s = VC_4 \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (10)$$

$$VC_1 \cdot D \cdot T_s = VC_2 \cdot (1 - D) \cdot T_s = (VC_3 - VC_1) \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (11)$$

در روابط فوق VC_x ولتاژ دو سر خازن x ، T_s دوره تناوب کلیدزنی و D زمان وظیفه است. با انجام عملیات ساده‌سازی ریاضی نتیجه می‌شود:

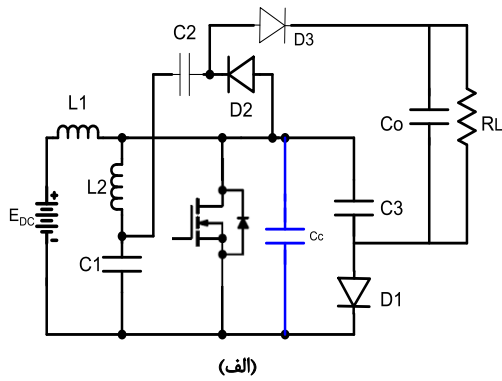
$$VC_3 = E_{DC} / (1 - D) \quad (12)$$

برای محاسبه استرس ولتاژ در این حالت با در نظر گرفتن شکل ۱۱-الف داریم:

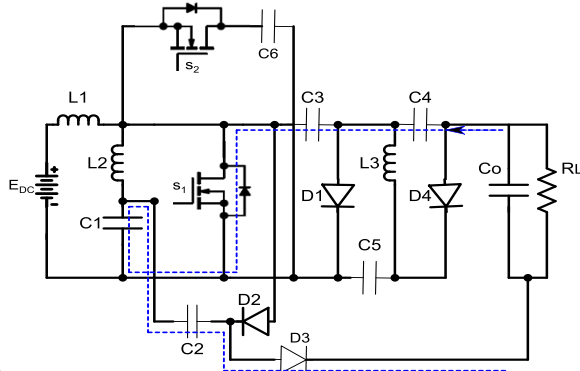
$$VS_1 = VS_2 = VC_6 = VC_3 = E_{DC} / (1 - D) \quad (13)$$

از طرفی بر اساس رابطه (۸) می‌توان نوشت:

$$G = (2 + (n - 1)Deff) / (1 - Deff) = (4 + (D + 1)) / (1 - D) = (D + 5) / (1 - D) \quad (14)$$

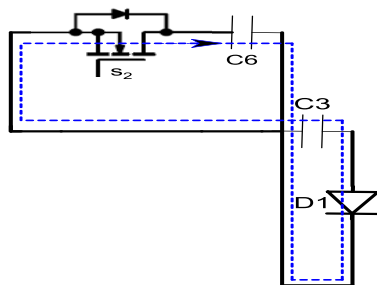


(الف)

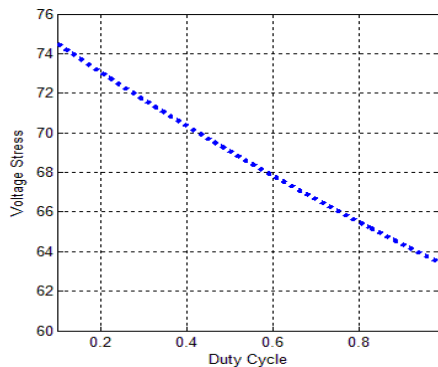


(ب)

شکل ۱۰: الف) مدار مبدل پیشنهادی با سوئیچینگ گذار نرم (ب) اعمال کلمپ فعال به مدار



(الف)



(ب)

شکل ۱۱: الف) مسیر جریانی جهت محاسبه استرس ولتاژ (ب) منحنی تغییرات استرس ولتاژ برحسب زمان وظیفه به‌ازای ولتاژ خروجی $v_0=380V$

آزمایش‌های انجام‌شده شامل مشاهده و ثبت شکل موج‌های ولتاژ درین-سورس ماسفت، جریان ورودی، جریان خروجی و ولتاژ خروجی است. در ادامه با تغییر توان بار و تغییرات ولتاژ ورودی به بررسی تغییرات بازده مبدل پرداخته می‌شود. برای امان کلیدزنی از ماسفت به شماره IRFP۲۶۰ استفاده شده و برای دیودهای قدرت از دیود U۱۵۶۰ استفاده شده است. مقادیر سایر المان‌ها و مشخصات کاری مبدل در جدول ۱ آمده است.

شکل موج ولتاژ درین - سورس مبدل در حالت متصل به بار به صورت شکل ۱۳ است. همان‌طور که انتظار می‌رفت برای لحظاتی در زمان خاموشی فرمان گیت ولتاژ درین-سورس به صفر می‌رسد که این موضوع باعث افزایش بهره این مبدل نسبت به مبدل‌های مشابه می‌گردد. همچنین ولتاژ درین-سورس مبدل پیشنهادی مشاهده می‌شود ولتاژ دو سر سوئیچ قبل از روشن شدن کلید به صفر می‌رسد (نزدیک به صفر است) و لذا عملکرد کلید زنی نرم را در مبدل به وجود می‌آورد که به نوبه خود زمینه افزایش بازده را فراهم می‌نماید.

یکی دیگر از معیارهای ارزیابی مبدل ریپل جریان ورودی است. ریپل جریان ورودی کم در مبدل‌های DC-DC باعث کاهش تنش در منبع ورودی و افزایش طول عمر آن می‌گردد. به عنوان یک معیار در صورتی که دامنه ریپل جریان ورودی در حد یک‌دهم جریان متوسط ورودی باشد، ریپل جریان کم محسوب می‌شود.

شکل موج جریان ورودی مبدل پیشنهادی به ازای بار ۴۵ وات و منبع ورودی ۴۰ ولت در شکل ۱۴ ترسیم شده است. ریپل یا تغییرات پیک به پیک جریان ورودی در این شکل حدود ۳۰۰ میلی آمپر است (دامنه آن ۱۵۰ میلی آمپر) و جریان متوسط آن ۱/۵ آمپر است و لذا مبدل از جنبه ریپل جریان ورودی دارای عملکرد مناسبی است و یک مبدل با ریپل کم جریان ورودی محسوب می‌گردد.

جدول ۱: مشخصه و مقدار المان‌های مورد استفاده در مبدل پیشنهادی

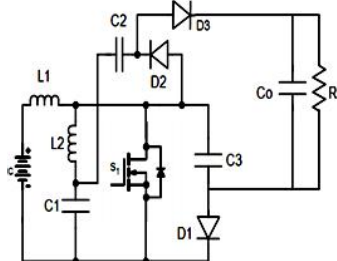
پارامترهای مبدل	مقدار و واحد
ولتاژ ورودی E_{DC}	۲۵-۴۰ ولت
خروجی ولتاژ V_{out}	۳۸۰ ولت
فرکانس کلیدزنی f_s	۵۰ کیلوهرتز
اندوکتانس‌های L_1, L_2	۲۲۰ و ۲ میکرو هانری
ظرفیت خازن‌های C_1, C_2	۲۲۰ و ۲۲۰ میکرو فاراد
بارهای مبدل	۹۰ و ۶۷/۵ و ۴۵ و ۲۲/۵ وات



(ب)



(الف)

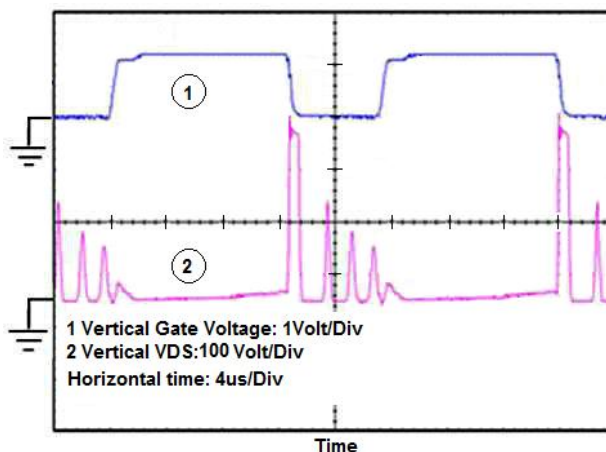


(د)



(ج)

شکل ۱۲: نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی (ب) مدار راه‌انداز گیت ماسفت (ج) شکل موج‌های ولتاژ درین و گیت (د) شماتیک مدار



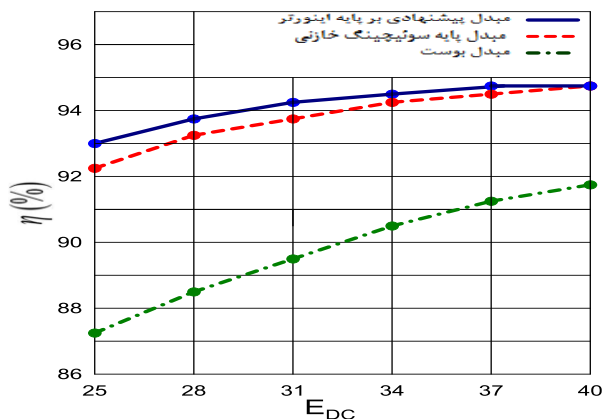
شکل ۱۳: شکل موج ولتاژ گیت و ولتاژ درین- سورس در حالت متصل به بار لذا استرس ولتاژ روی کلیدها به صورت زیر خواهد بود:

$$V_{S1} = V_{S2} = V_O / (D + 5) \quad (15)$$

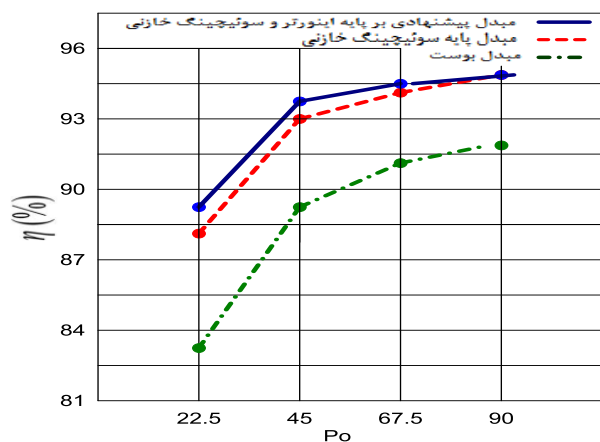
استرس ولتاژ به صورت تابعی از زمان وظیفه به ازای $V_O = 380V$ در شکل ۱۱-ب نشان داده شده است.

۵- نتایج عملی

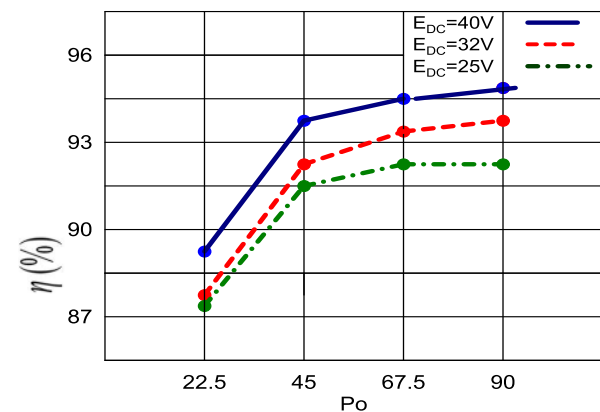
برای بررسی صحت محاسبات تئوری و عملکرد مبدل پیشنهادی، مدار آزمایشگاهی مربوط به مبدل ساخته شده و معیارهای اصلی عملکرد آن مورد ارزیابی قرار گرفته است. در شکل ۱۲ نمونه مدار عملی نشان داده شده است. مدار عملی بر اساس مبدل شکل ۶-ب طراحی شده و برای ولتاژ ورودی از منبع تغذیه متغیر با تغییرات ولتاژ از ۲۵ تا ۴۰ ولت استفاده شده است. با تنظیم زمان وظیفه، ولتاژ خروجی روی ۳۸۰ ولت تثبیت می‌شود. فرکانس کاری مبدل ۵۰ KHz در نظر گرفته شده است. بارهای با توان مصرفی ۲۲/۵، ۴۵، ۶۷/۵ و ۹۰ وات برای مبدل مورد استفاده قرار می‌گیرند.



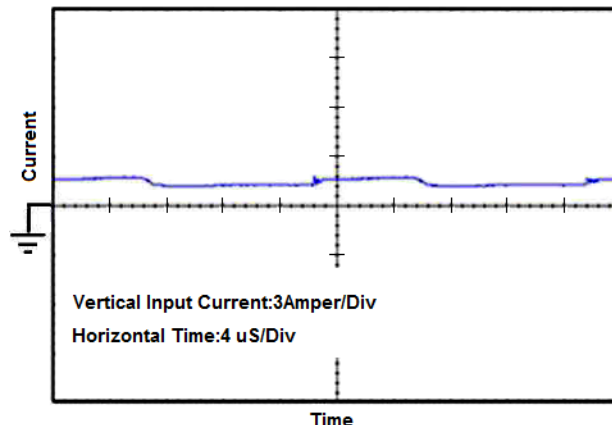
شکل ۱۵: منحنی تغییرات بازده برحسب تغییرات ولتاژ ورودی در توان ثابت 90W



شکل ۱۶: منحنی تغییرات بازده با تغییر توان بار به ازای ولتاژ ورودی 40V



شکل ۱۷: منحنی تغییرات بازده با تغییر توان بار در ولتاژهای ورودی مختلف شبیه سازی در دو حالت انجام می گیرد. حالت اول؛ سیکل کاری مبدل ثابت در نظر گرفته می شود (D=0.7) برای این منظور کلید ورودی مولد PWM شکل ۱۸ در وضعیت ۱ قرار داده می شود. در این شرایط تغییرات ولتاژ آرایه فتوولتاییک با نسبت بهره مبدل به خروجی هم منتقل می شود. شبیه سازی به ازای مقاومت بار ۱۲۰۰ اهم انجام شده است.



شکل ۱۴: شکل موج جریان ورودی مبدل به ازای Po=45W

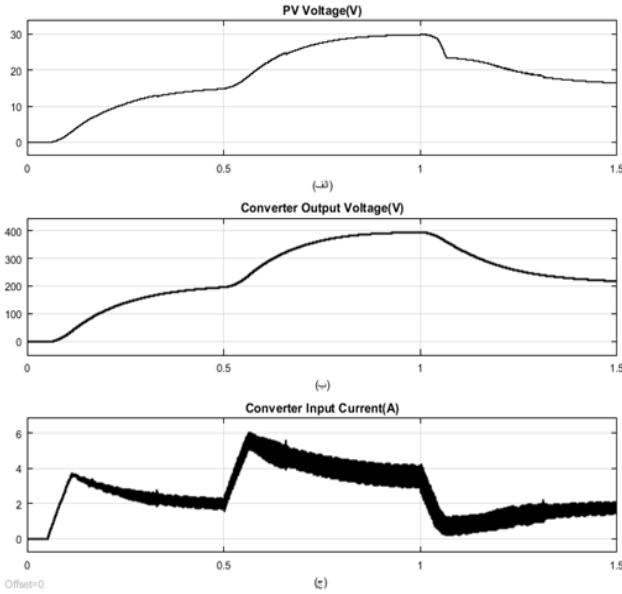
برای بررسی بازده مبدل، در ابتدا از بار ثابت ۹۰ وات استفاده شده است و با تغییرات ولتاژ ورودی از ۲۵ تا ۴۰ ولت بازده اندازه گیری می شود. نتایج آن به همراه بازده در مبدل های کلیدزنی خازنی پایه بوست در شکل ۱۵ نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می شود بازده مبدل پیشنهادی در مقایسه با دو مبدل کلیدزنی خازنی و بوست بهتر است. ضمن این که با افزایش ولتاژ ورودی، چون زمان وظیفه مورد نیاز برای دستیابی به ولتاژ خروجی مورد نظر کمتر است و تلفات هدایت کمتر است، لذا بازده افزایش می یابد.

در مرحله بعد با ثابت نگه داشتن ولتاژ ورودی مبدل به مقدار E=40V و تغییرات بار از توان ۲۲/۵ تا ۹۰ وات، منحنی تغییرات بازده بدست آمد. نتایج آن در مقایسه با دو مبدل بوست و مبدل پایه کلیدزنی خازنی در شکل ۱۶ نشان داده شده است. مشاهده می شود که بازده در مبدل پیشنهادی نسبت به مبدل بوست و مبدل پایه سوئیچینگ خازنی بهتر است و با افزایش توان خروجی در محدوده اندازه گیری شده بازده افزایش می یابد.

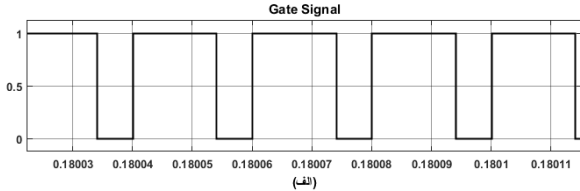
در مرحله آخر با ثابت نگه داشتن ولتاژ ورودی به ترتیب بر روی ۲۵، ۳۰ و ۳۵ ولت منحنی تغییرات بازده مبدل پیشنهادی نسبت به تغییرات توان بار به دست آمده که نتایج حاصل در شکل ۱۷ نشان داده شده است. مشاهده می شود که افزایش ولتاژ ورودی و توان خروجی باعث افزایش بازده مبدل می گردد.

۶- شبیه سازی عملکرد مبدل پیشنهادی با حضور آرایه فتوولتاییک

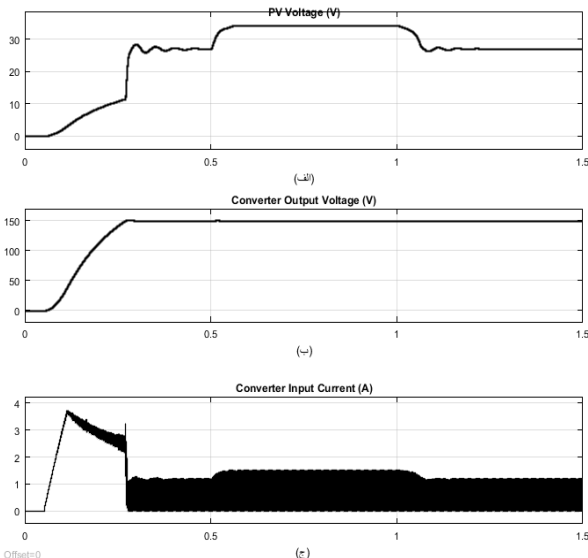
به منظور نشان دادن کارایی مبدل پیشنهادی در کاربرهایی که با تغییرات قابل توجه در ولتاژ ورودی همراه است، در محیط Matlab/Simulink شبیه سازی با حضور آرایه فتوولتاییک انجام شده است. نمودار بلوکی سیستم شبیه سازی شده در شکل ۱۸ نشان داده شده است. آرایه فتوولتاییک دارای توان ماکزیمم ۱۳۷ وات و ولتاژ بی باری ۳۷ ولت است. دمای محیط ۲۵ درجه سانتی گراد ثابت در نظر گرفته شده است اما برای تغییر ولتاژ خروجی آرایه شدت تابش آن مطابق شکل ۱۹ تغییر داده می شود.



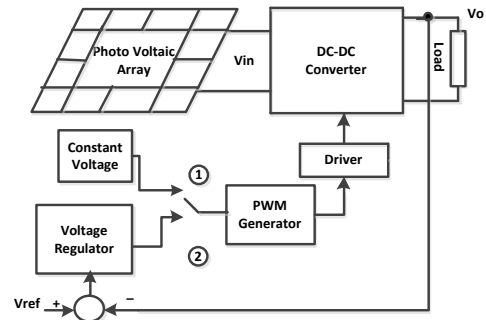
شکل ۲۰: شکل موج‌های الف) ولتاژ تولیدی آرایه ب) ولتاژ خروجی مبدل ج) جریان ورودی مبدل؛ به‌ازای تغییرات شدت تابش و سیکل کاری ثابت



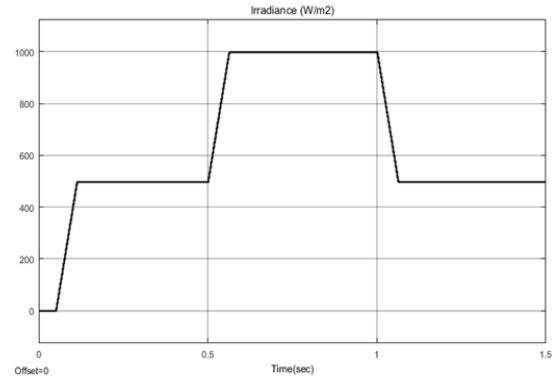
شکل ۲۱: الف) سیگنال گیت مسفت ب) ولتاژ درین-سورس



شکل ۲۲: شکل موج‌های الف) ولتاژ تولیدی آرایه ب) ولتاژ خروجی مبدل ج) جریان ورودی مبدل؛ به‌ازای تغییرات شدت تابش و سیکل کاری تنظیم‌شده



شکل ۱۸: مدل شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی با حضور آرایه PV



شکل ۱۹: تغییرات شدت تابش در آرایه PV

در شکل ۲۰-الف ولتاژ تولیدی آرایه به‌ازای تغییرات شدت تابش نشان داده شده است. در شکل ۲۰-ب ولتاژ خروجی مبدل و در شکل ۲۰-ج جریان ورودی مبدل نشان داده شده است. همان‌طور که از این شکل‌ها مشاهده می‌شود مبدل پیشنهادی دارای بهره ولتاژ بالا و ریبیل کم جریان ورودی است و نتایج شبیه‌سازی با نتایج مدار عملی مطابقت دارد. در شکل ۲۱ به‌ترتیب پالس‌های کلیدزنی مسفت و ولتاژ درین-سورس آن برای یک بازه زمانی کوچک نشان داده شده است. همان‌گونه که از این شکل مشخص است عملکرد تشدید در ولتاژ درین-سورس هنگام خاموش‌سازی مسفت مشاهده می‌شود که خود موجب افزایش بهره و بهبود راندمان مبدل می‌گردد. نتایج شبیه‌سازی بیانگر عملکرد مناسب مبدل پیشنهادی در حضور آرایه فتوولتاییکی است که تغییرات شدت تابش باعث تغییرات قابل‌توجه در ولتاژ خروجی آن شده است.

در شبیه‌سازی دوم به‌منظور تثبیت ولتاژ خروجی مبدل با وجود تغییرات گسترده در ولتاژ آرایه فتوولتاییکی از یک حلقه کنترل تنظیم ولتاژ مطابق شکل ۱۸ استفاده شده است. برای این منظور کلید ورودی مولد PWM در وضعیت ۲ قرار داده می‌شود. در این حالت ولتاژ خروجی مرجع مبدل ۱۵۰ ولت انتخاب شده است. رگولاتور ولتاژ شامل یک کنترل‌کننده تناسبی-انتگرالی با بهره تناسبی ۰/۱ و بهره انتگرالی ۱۰ است. در این حالت رگولاتور با تنظیم سیکل کاری مبدل، ولتاژ خروجی را تثبیت می‌نماید. شکل ۲۲ ولتاژ آرایه، ولتاژ خروجی مبدل و جریان ورودی مبدل را نشان می‌دهد. در شکل ۲۳ سیکل کاری مبدل نشان داده شده است. همان‌طور که از این شکل مشاهده می‌شود با تغییر سیکل کاری توسط سیستم کنترل حلقه بسته، ولتاژ ثابت برای بار فراهم شده است.

- photovoltaic module applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 2127–2136, 2015.
- [3] O. Abutbul, A. Gherlitz, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched capacitor circuit," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 50, no. 8, pp. 1098–1102, 2003.
- [4] Y. Ye and K. W. E. Cheng, "A family of single-stage switched-capacitor-inductor PWM converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 5196–5205, 2013.
- [5] T. Nouri, S. H. Hosseini, and E. Babaei, "Analysis of voltage and current stresses of a generalised step-up DC-DC converter," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 6, pp. 1347–1361, 2014.
- [6] M. Zhu and F. L. Luo, "Series SEPIC implementing voltage-lift technique for DC-DC power conversion," *IET Power Electron.*, vol. 1, no. 1, pp. 109–121, 2008.
- [7] F. L. Luo and H. Ye, "Positive output super-lift converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 105–113, 2003.
- [8] S. Lee, P. Kim, and S. Choi, "High step-up soft-switched converters using voltage multiplier cells," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 7, pp. 3379–3387, 2013.
- [9] D. Maksimovic and S. Cuk, "Switching converters with wide DC conversion range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 6, no. 1, pp. 151–157, 1991.
- [10] N. Vazquez, L. Estrada, C. Hernandez, and E. Rodriguez, "The tapped inductor boost converter," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. (ISIE)*, pp. 538–543, 2007.
- [11] Y. Zhao, W. Li, and X. He, "Single-phase improved active clamp coupled-inductor-based converter with extended voltage doubler cell," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2869–2878, 2012.
- [12] B. Gu, J. Dominic, B. Chen, L. Zhang, and J.-S. Lai, "Hybrid transformer ZVS/ZCS DC-DC converter with optimized magnetics and improved power devices utilization for photovoltaic module applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 4, pp. 2127–2136, 2015.
- [13] A. Ajami, H. Ardi, and A. Farakhor, "A novel high step-up DC/DC converter based on integrating coupled inductor and switched-capacitor techniques for renewable energy applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 8, pp. 4255–4263, 2015.

[۱۴] محمدرضا بنائی، حسین اژدر فائق بناب، «ارائه یک مبدل

dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با بهره ولتاژ بهبودیافته»، *مجله*

مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۶، شماره ۱، پاییز ۱۳۹۵.

[۱۵] مهدی سلیمی، مریم پرندام، «مبدل DC-DC افزایشده جدید

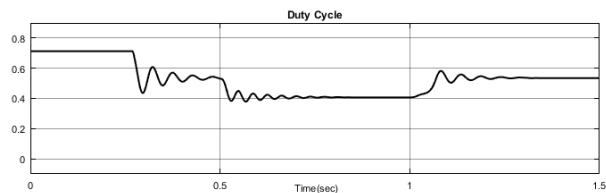
مبتنی بر کلیدزنی سلفی/خازنی با بهره ولتاژ بسیار بالا»، *مجله*

مهندسی برق دانشگاه تبریز، جلد ۴۷، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶.

[16] J. M. Rivas, Y. Han, and D. J. Perreault, "A high-frequency resonant inverter topology with low-voltage stress," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, 2008.

[17] G. Wu, X. Ruan, and Zhihong Ye, "Nonisolated high step-Up DC-DC converters adopting switched-capacitor cell", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 383–393, 2015.

[18] N. Molavi, E. Adib, H. Farzanehfard, "Soft-switched non-isolated high step-up DC-DC converter with reduced voltage stress", *IET Power Electronics*, Vol. 9, no. 8, pp.1711-1718,2016.



شکل ۲۳: سیکل کاری مبدل در حالت تنظیم ولتاژ خروجی مبدل

۷ جمع‌بندی و نتیجه‌گیری

در این مقاله یک ساختار جدید برای مبدل DC-DC افزایشده غیر ایزوله معرفی گردید که در مقایسه با مبدل‌های هم‌رده دارای عملکرد مناسب‌تری است. مبدل پیشنهادی که با الهام گرفتن از عملکرد اینورتر نوع $\phi 2$ و با بهره‌گیری از ساختار مبدل کلید زنی خازنی طراحی شده دارای ویژگی‌های زیر است:

۱- در رنج ولتاژ ورودی گسترده دارای بازده بالایی است به‌طوری‌که بازده آن از دو نوع مبدل بوست و مبدل دارای خازن سوئیچینگ پایه بیشتر است.

۲- دارای یک سوئیچ بوده و لذا به‌لحاظ ساختار و مکانیسم کنترل ساده است.

۳- بدون استفاده از ترانسفورماتور بهره بالایی را به وجود می‌آورد و لذا از لحاظ حجم و اندازه دارای مزیت است.

۴- به‌دلیل مکانیسم رزونانسی ایجادشده در مبدل، امکان دستیابی به بهره بالا در مقادیر زمان وظیفه پایین‌تر ایجاد می‌گردد.

۵- با انتخاب مقادیر مناسب برای المان‌های مبدل با توجه به فرکانس کلیدزنی، می‌توان شکل موج ولتاژ دو سر سوئیچ را در هنگام روشن شدن کلید به صفر یا نزدیک صفر رساند به‌طوری‌که عملکرد کلیدزنی نرم در آن تضمین شود.

۶- ریبیل جریان ورودی در این مبدل نسبت به مبدل پایه از نوع کلید زنی خازنی کمتر است و با داشتن ساختاری ساده می‌تواند ریبیل جریانی در حد مبدل‌های چند اتصال و اینترلیو را فراهم نماید.

عیب ساختار پیشنهادی را می‌توان در استرس ولتاژ روی کلید قدرت دانست که برابر با ولتاژ خروجی است. اگرچه می‌توان با استفاده از مدار کلمپ فعال این مشکل را حل کرد هرچند که این کار باعث افزایش پیچیدگی و قیمت مبدل می‌شود. یکی دیگر از مشکلات طرح پیشنهادی را می‌توان ایجاد تداخل الکترومغناطیسی بالاتر به‌دلیل هارمونیک‌های موجود در شکل موج ولتاژ درین-سورس دانست. نتایج به‌دست‌آمده از آزمایش‌های عملی بر روی نمونه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی کارایی بهتری نسبت به مبدل‌های هم‌رده به‌خوبی نشان می‌دهد.

مراجع

- [1] K. Strunz, E. Abbasi and D. N. Huu, "DC microgrid for wind and solar power integration," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 2, no. 1, pp. 115–126, 2014.
- [2] B. Gu, J. Dominic, B. Chen and L. Zhang, "Hybrid transformer ZVS/ZCS DC-DC converter with optimized magnetics and improved power devices utilization for

¹ Boost Converter

² Sepic Converter

³ Bode Plot