

طراحی و ساخت یک مبدل ترکیبی بوست-سپیک با بهره بالا و کلیدزنی نرم

سید محمد مهدی میرطلایی^(۱) - مهناز محتاج^(۲) - حمیدرضا کرمی^(۳)

(۱) استادیار- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، اصفهان، ایران

(۲) کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، اصفهان، ایران

(۳) استادیار- دانشکده مهندسی برق، دانشگاه بوعلی سینا، همدان، ایران

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۴/۱۰/۵

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۵/۱۲

خلاصه: در این مقاله یک مبدل ترکیبی بوست-سپیک با کلیدزنی نرم برای کاربردهایی که به بهره ولتاژ بالا نیاز دارند، ارائه شده است. یکی از ویژگی‌های اصلی در این مبدل روشن شدن سوئیچ اصلی تحت شرایط ZCS می‌باشد. این کار بدون بهره‌گیری از سوئیچ کمکی و مدارات اضافی انجام می‌شود. در این مبدل جهت افزایش بهره ولتاژ، خروجی مبدل سپیک با خروجی مبدل بوست سری شده که تشکیل یک مبدل ترکیبی را می‌دهند. علاوه بر این از یک سلف تزویج در مبدل بوست استفاده شده است که منجر به افزایش بیشتر بهره می‌گردد. برای ارزیابی عملکرد مبدل پیشنهادی نتایج شبیه سازی به همراه تحلیل وضعیت‌های عملکردی مبدل ارائه شده که نتایج به دست آمده صحت عملکرد مدار را نشان می‌دهد. همچنین با استفاده از نتایج آزمایشگاهی بر روی یک نمونه عملی ساخته شده صحت عملکرد مدار و تحلیل‌های مداری ارائه شده بررسی شده است.

کلمات کلیدی: مبدل بوست-سپیک، کلیدزنی نرم، بهره ولتاژ بالا.

Design and Implementation of a High Step-Up Boost-Sepic Hybrid Converter with Soft Switching

Sayyed Mohammad Mehdi Mirtalaei⁽¹⁾ - Mahnaz Mohtaj⁽²⁾ - Hmid Reza Karami⁽³⁾

(1) Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Esfahan, Iran
mirtalaei.iaun@gmail.com

(2) Msc. - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Esfahan, Iran
mahnaz.mohtaj@yahoo.com

(3) Assistant Professor - Department of the Electrical Engineering, Bu Ali Sina University, Hamadan, Iran
hamidr.karami@basu.ac.ir

In this paper a compound boost- sepic converter with soft switching for high voltage application is proposed. One of the advantages of this converter is that, the main switch is turned on under the ZCS condition without need to any auxiliary switch so we have lower switching loss. In order to increase the voltage gain in this topology, a boost converter used in series with the output stage of sepic converter, therefore the output voltage of boost converter added to the output voltage of sepic converter and the voltage gain has been increased. Also a coupled inductor has been used in the boost converter topology which leads to a further increase in the voltage gain of the converter. In order to evaluate the operation of the proposed converter, simulation results and analysis of converter operational modes are presented. In addition, experimental results are presented for a typical boost-sepic converter. These results verify the proper operation of proposed converter.

Index Terms: Boost-sepic converter, soft switching, high voltage gain.

نویسنده مسئول: سیدمحمد مهدی میرطلایی، استادیار- دانشکده برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، اصفهان، ایران، mirtalaei.iaun@gmail.com

۱- مقدمه

ولتاژ مبدل را افزایش می‌دهد. در این مقاله نتایج شبیه‌سازی برای تأیید تحلیل‌های نظری مبدل ارائه گردیده است. شکل مدار و طراحی اصلی مبدل ارائه شده در بخش ۲ نشان داده شده است و در بخش ۳ تجزیه تحلیل مدار ارائه گردیده است. نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی و آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی در بخش ۴ ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی صحت تجزیه تحلیل‌های نظری را تأیید می‌کند

۲- معرفی ساختار و طراحی مبدل پیشنهادی

۲-۱ معرفی ساختار

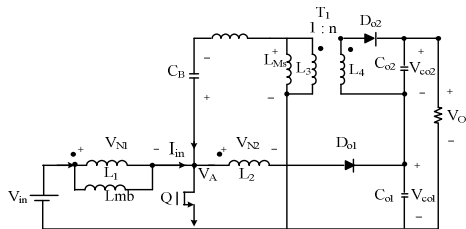
مبدل افزایشده بوست-سپیک ارائه شده در شکل (۱) نشان داده شده است. Q سوئیچ اصلی، C_{O1} و C_{O2} خازن‌های خروجی، R_{O1} مقاومت بار و I_{Lkg} سلف نشتی می‌باشند. D_{O1} و D_{O2} دیودهای خروجی هستند. L_{ms} و L_{mb} به ترتیب سلف‌های مغناطیس‌کنندگی ترانسفورمرهای T_1 و T_2 می‌باشند. C_B خازن مبدل سپیک می‌باشد. n_s نسبت دور ترانسفورمر مبدل-سپیک و n_b نسبت دور ترانسفورمر مبدل بوست می‌باشد. V_{CO1} و V_{CO2} به ترتیب ولتاژ دو سر خازن‌های خروجی C_{O1} و C_{O2} می‌باشد.

۲-۲ عملکرد مبدل

برای ساده‌سازی تحلیل مبدل، فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شود:

- برای اینکه ولتاژ خروجی در طول سیکل کلیدزنی ثابت باشد خازنهای خروجی به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته می‌شوند.
- همگی المان‌های پارازیتی نادیده گرفته می‌شوند.

مبدل در چهار وضعیت زیر عمل می‌کند که در شکل (۲) نشان داده شده است:



شکل (۱): نمای شماتیک مبدل بوست-سپیک پیشنهادی
Fig. (1): Schematic of the proposed boost-sepic converter

وضعیت ۱: سوئیچ Q در زمان t_0 روشن می‌شود. از آنجایی که دیود D_{O2} هنوز هدایت می‌کند، ولتاژ $(V_{O2}/n) + V_{cb}$ بر روی سلف نشتی ترانسفورماتور اعمال می‌شود. در این حالت جریان اولیه‌ی ترانسفورماتور I_{Lkg} به صورت خطی افزایش پیدا می‌کند در نتیجه I_Q افزایش می‌یابد و I_{D02} در پی آن کاهش می‌یابد. از آنجایی که سلف L_{kg} با دیود D_{O2} به صورت سری قرار گرفته منجر به کاهش di/dt می‌شود در نتیجه تلفات بازیابی معکوس دیود کاهش می‌یابد. در این حالت دیود D_{O1} به علت ولتاژ معکوسی که دو سر آن قرار گرفته هدایت نمی‌کند.

امروزه مبدل‌های DC-DC در کلیه تجهیزات خانگی مانند شارژرها و در صنایعی نظیر اتومبیل‌های برقی، درایوها، شتاب‌دهنده‌ها و غیره کاربرد وسیعی دارند. به علت ویژگی‌هایی که دارند مانند راندمان بالا، حجم و وزن کم، ایزولاسیون و بهره بالا این مبدل‌ها متداول شده‌اند. یکی از ویژگی‌ها افزایش سطح ولتاژ می‌باشد برای مثال در خودروهای الکتریکی، منبع توان بدون وقفه، لامپ تخلیه شدت بالا، سیستم سلول سوختی و سیستم خورشیدی از این ویژگی استفاده می‌شود. برای این منظور می‌توان از مبدل‌های افزایشده غیرایزوله با بهره بالا استفاده نمود [۱-۱۷]. تاکنون انواع مختلفی از مبدل‌های افزایشده معرفی شده‌اند که در آنها از قابلیت تبدیل ولتاژ توسط ترانسفورمر، سلف تزویج و یا یک سلول چند برابرکننده استفاده می‌شود [۱۴، ۱۸]. در ساختارهایی که از ترانسفورمر برای افزایش بهره استفاده می‌کنند، با افزایش تعداد دور سیم‌پیچ‌ها، شار پراکندگی افزایش می‌یابد و در نهایت منجر به تلفات اضافی می‌شود [۱۸-۲۰]. به همین دلیل این سیستم‌ها نیازمند یک مدار اسنابر به منظور محدود کردن اسپایک ولتاژ دو سر سوئیچ‌ها می‌باشند [۲۱، ۱۹]. روش دیگر استفاده از سلف تزویج در مبدل بوست می‌باشد که این روش بسیار مناسبی در کاربردهای توان کم تا متوسط برای ساختارهای ساده می‌باشد. از مزایای این مبدل می‌توان به جریان ورودی پیوسته، کلمپ استرس ولتاژ بر روی سوئیچ، فراهم کردن یک نسبت افزایشده اضافی و همچنین توزیع و پخش استرس ولتاژ بر روی تجهیزات می‌توان اشاره کرد. [۲۲، ۱۹]. روش دیگر ترکیب مبدل بوست کلاسیک با مبدل نوع ایزوله شده است که به عنوان یک ماژول خروجی سری می‌توان در نظر گرفت. با انتخاب یک مبدل مناسب برای ماژول خروجی، مزیت‌هایی مانند قابلیت افزایشده بالا، طراحی انعطاف‌پذیر و استرس ولتاژ پایین قابل دستیابی می‌باشد. از آنجایی که ماژول خروجی سری است باید یک خروجی شناور داشته باشد. بنابراین یک مبدل ایزوله شده را می‌توان تطبیق داد [۲۳]. یکی از مشکلات مبدل‌های سوئیچینگ، استرس ولتاژ بالای کلیدها به خصوص برای ولتاژ ورودی بالا می‌باشد و مشکل دیگر این مبدل‌ها، کلیدزنی سخت آنها می‌باشد که باعث افزایش تلفات می‌شود. در ساختارهای سوئیچینگ به علت تلفات کلیدزنی در لحظه روشن و خاموش شدن راندمان کاهش می‌یابد بنابراین با استفاده از روش‌های مناسب باید تلفات کلیدزنی را کاهش داد تا بتوانیم فرکانس کلیدزنی را افزایش دهیم و در نتیجه حجم و وزن مدار کاهش یابد [۲۴-۲۵]. برای این منظور روش‌های متفاوتی وجود دارد که از آن جمله می‌توان به استفاده از مدارات اسنابر [۲۵-۲۸] استفاده از کلیدزنی نرم و سایر روش‌ها اشاره نمود. در این مقاله یک مبدل ترکیبی بوست-سپیک با کلیدزنی نرم و با بهره ولتاژ بالا ارائه شده است. در این مبدل سوئیچ را تحت شرایط ZCS (در لحظه روشن شدن) بدون اضافه کردن سوئیچ کمکی دیگری کلیدزنی می‌شود. همچنین این مبدل دارای سلف تزویج در مبدل بوست است که بهره‌ی

در رابطه (۱)، D ضریب وظیفه و V_{N1} ولتاژ سلف L_1 می‌باشد و از رابطه (۱) داریم:

$$V_{N1} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (2)$$

از طرفی:

$$V_A = V_{in} + V_{N1} \quad (3)$$

که در رابطه (۳)، V_A ولتاژ درین-سورس سوئیچ می‌باشد. از رابطه (۲) و (۳) داریم:

$$-V_{in} - V_{N1} - NV_{N1} + V_{CO1} = 0 \quad (4)$$

بنابراین بهره مبدل بوست با سلف تزویج برابر است با:

$$M = \frac{V_{CO1}}{V_{in}} = \frac{n_s D + 1}{1 - D} \quad (5)$$

حال برای مبدل سپیک داریم:

$$V_{cb} + \frac{V_{CO2}}{n_s} - V_A = 0 \quad (6)$$

در رابطه ۶، ولتاژ خازن C_B در مبدل سپیک می‌باشد. از رابطه (۳) و (۶) داریم:

$$V_{cb} = V_{in} + \frac{D}{1-D} V_{in} - V_{CO2} / n \quad (7)$$

از طرفی بالانس ولت-ثانیه:

$$-V_{cb} DT_s + \frac{V_{CO2}}{n} (1-D) T_s = 0 \quad (8)$$

با جایگذاری رابطه (۷) به دست آمده در رابطه (۸) بهره مبدل سپیک به دست می‌آید که داریم:

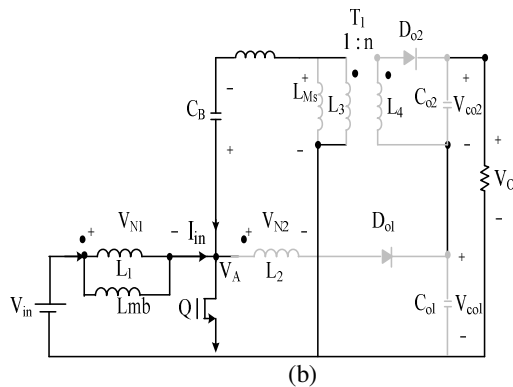
$$M = \frac{V_{CO2}}{V_{in}} = \frac{n_s D}{1 - D} \quad (9)$$

همان طور که در شکل (۱) مشخص است ولتاژ خروجی از حاصل جمع ولتاژ خازن‌های خروجی مبدل پیشنهادی محاسبه می‌شود:

$$V_O = V_{CO1} + V_{CO2} \quad (10)$$

در نتیجه:

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{1 + (n_s + n_b) D}{1 - D} \quad (11)$$



وضعیت ۲: در زمان t_1 ، جریان I_{D02} به صفر می‌رسد و هر دو جریان I_i و I_{Lms} از طریق Q عبور می‌کنند. جریان I_{Lkg} فقط شامل جریان I_{Lmb} می‌باشد. در این صورت ولتاژهای V_{in} و V_{cb} به ترتیب به سلف‌های L_{ms} و L_{mb} اعمال می‌شوند. در این حالت جریان‌های I_i و I_{LM} به صورت خطی افزایش می‌یابند. ولتاژ V_{cb} به سمت ثانویه‌ی ترانسفورماتور ارجاع می‌شود و دیود D_{O2} توسط ولتاژ $nV_{Cb} + V_{CO2}$ بایاس معکوس و قطع می‌شود.

وضعیت ۳: سوئیچ Q در زمان t_2 خاموش می‌شود و جریان‌های I_i و I_{Lms} از طریق دیود D_{O1} جریان پیدا می‌کنند و دیود D_{O2} خاموش می‌شود. ولتاژهای $(V_{in} - V_{O1})/(1 + N)$ و $-V_{O2}/n$ به ترتیب به سلف‌های L_{ms} و L_{mb} اعمال می‌شوند. در نتیجه جریان‌های I_i و I_{Lms} به صورت خطی کاهش می‌یابند. در این حالت، دیود D_{O2} شروع به انتقال جریان می‌کند و ولتاژ $-V_{O1} - V_{L2} - V_{O1} + (V_{O2}/n)$ بر روی سلف نشتی اعمال می‌شود و جریان سلف نشتی به آهستگی کاهش می‌یابد و در پی آن جریان I_{D01} نیز کاهش می‌یابد و به تبع آن جریان I_{D02} افزایش می‌یابد. از آنجایی که جریان I_{D01} دارای یک شیب ملایم می‌باشد، بازیابی معکوس دیود D_{O1} به حداقل می‌رسد و مانند کلیدزنی تحت جریان صفر خاموش می‌شود.

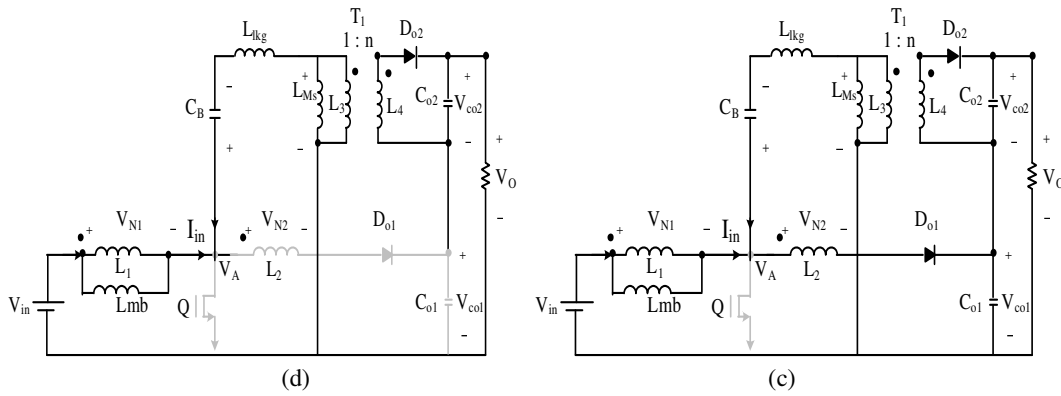
وضعیت ۴: جریان I_{D01} در زمان t_3 به صفر می‌رسد و جریان‌های I_i و I_{Lms} از طریق دیود D_{O2} جریان پیدا می‌کنند. دیود D_{O1} توسط ولتاژ $(V_{in} - V_{cb} - (V_{O2}/n))$ بایاس معکوس می‌شود و ولتاژ $-V_{O2}/n$ به سلف L_{mb} اعمال می‌شود با این حال، جریان I_i به آهستگی از وضعیت ۳ کاهش می‌یابد. در پایان زمان t_4 ، یک دوره کامل می‌شود و این عملکرد دوباره تکرار می‌شود. شکل موج‌های اصلی مبدل در شکل (۳) آورده شده است.

۳- تجزیه و تحلیل مبدل پیشنهادی

۳-۱- محاسبه بهره ولتاژ DC

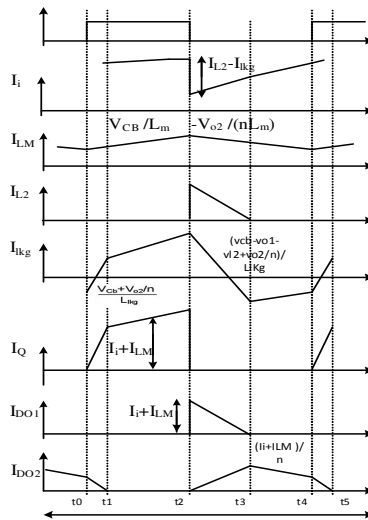
با نوشتن بالانس ولت-ثانیه برای دو ترانسفورمر روابط زیر برای به دست آوردن بهره به دست می‌آید:

$$V_{in} \times DT_s - (1-D) V_{N1} T_s = 0 \quad (1)$$



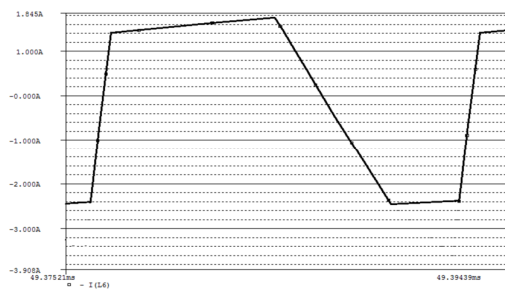
شکل (۲): مدار معادل وضعیت‌های مختلف عملکردی (المان‌های کم رنگ هدایت نمی‌کنند)، (a) بازه t_0 تا t_1 ، (b) بازه t_1 تا t_2 ، (c) بازه t_2 تا t_3 ، (d) بازه t_3 تا t_4

Fig. (2): Equivalent circuit for deferent modes: (a) t_0 - t_1 , (b) t_1 - t_2 , (c) t_2 - t_3 , (d) t_3 - t_4

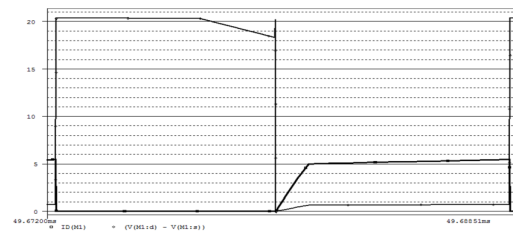


شکل (۳): شکل موج‌های اصلی مبدل

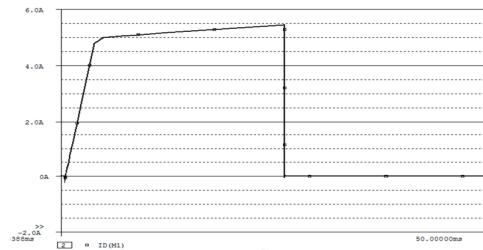
Fig. (3): Converter waveforms



شکل (۴): شکل موج جریان سلف نشتی
Fig. (6): Leakage inductance current



شکل (۴): شکل موج جریان و ولتاژ کلید
Fig. (4): Switch voltage and current



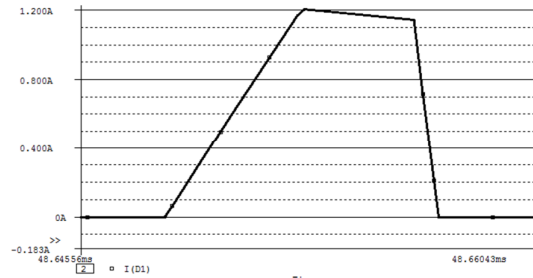
شکل (۵): شکل موج جریان کلید
Fig. (4): Switch current

۴- نتایج شبیه‌سازی

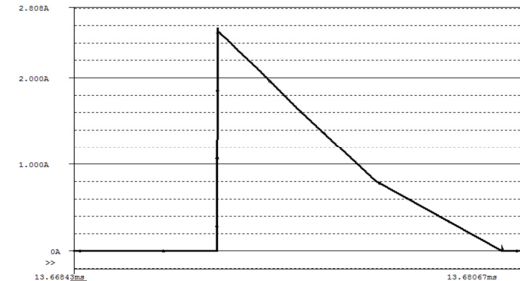
نتایج شبیه سازی به منظور بررسی مشخصات مبدل پیشنهادی با استفاده از نرم‌افزار ORCAD در این بخش ارائه شده است. مشخصات مبدل ارائه شده در جدول (۱) نشان داده شده است. شکل (۴) و (۵) شکل موج‌های ولتاژ درین-سورس و جریان کلید Q تحت شرایط ZCS (در لحظه روشن شدن) نشان می‌دهد. شکل (۶) شکل موج جریان I_{lk} را نشان می‌دهد. شکل (۷) و (۸) شکل موج جریان‌های دیودهای DO1 و DO2 را تحت شرایط ZCS نشان می‌دهد. شکل (۹) شکل موج جریان ورودی می‌باشد.

۵- نتایج عملی

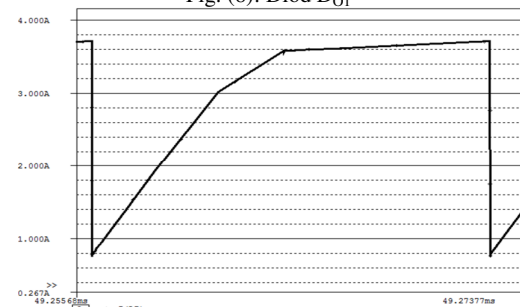
نتایج ساخت به منظور بررسی شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در این بخش ارائه شده است. شکل (۱۰) و (۱۱) شکل موج‌های ولتاژ درین-سورس و جریان کلید Q تحت شرایط ZCS (در لحظه روشن شدن) نشان می‌دهد. شکل (۱۲) ولتاژ خروجی را نشان می‌دهد. شکل (۱۳) و (۱۴) شکل موج جریان‌های دیودهای DO1 و DO2 را تحت شرایط ZCS نشان می‌دهد. شکل (۱۵) شکل موج جریان I_{lk} را نشان می‌دهد. شکل (۱۶) شکل ساخت مدار قدرت می‌باشد.



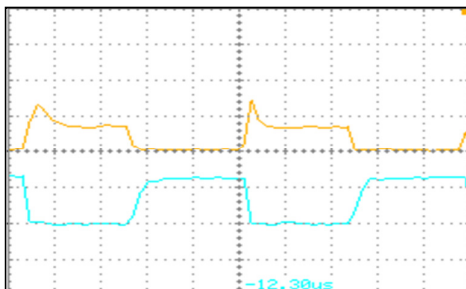
شکل (۷): شکل موج دیود DO2
Fig. (7): Diode D02



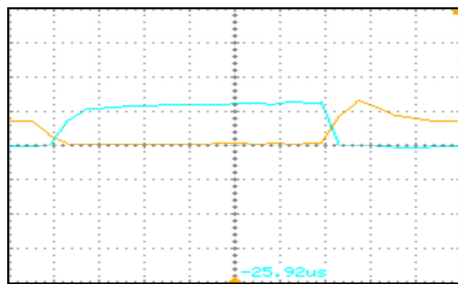
شکل (۸): شکل موج جریان دیود DO1
Fig. (8): Diode D01



شکل (۹): شکل موج جریان ورودی
Fig. (9): Input current



شکل (۱۰): شکل موج جریان سوئیچ (پایین) و ولتاژ درین - سورس (بالا)
Fig. (10): Switch current (below) and drain-source voltage (above), vertical scale 25V/div or 4A/div, time scale 1μs/div

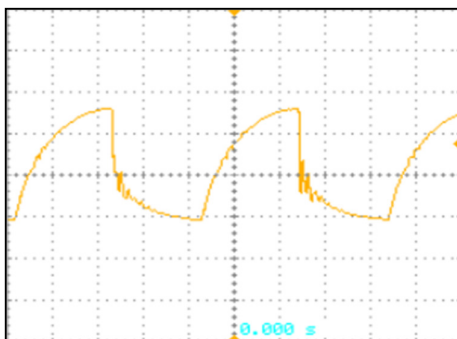


شکل (۱۱): شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ
Fig. (11): Switch Current and voltage (vertical scale 25V/div or 4A/div, time scale 1μs/div)

Table (1): Circuit parameters

جدول (۱): پارامترهای مدار

مقدار	پارامتر
4μH	سلف L_{lk}
3	ترانسفورمر n_s
50μF	خازن‌های C_1, C_2
11μF	خازن C_B
MUR460	دیوهای D_2 و D_1
IRF640	ماسفت Q
100 kHz	فرکانس سوئیچ زنی f_s
10 v	ولتاژ ورودی V_{in}
55 v	ولتاژ خروجی V_O
30 w	توان خروجی P_O



شکل (۱۵): شکل موج جریان سلف نشتی

Fig. (15): Leakage inductance current, vertical scale 1.1A/div, time scale 1 μ s/div



شکل (۱۶): مبدل پیشنهادی

Fig. (16): Proposed converter

نتیجه گیری

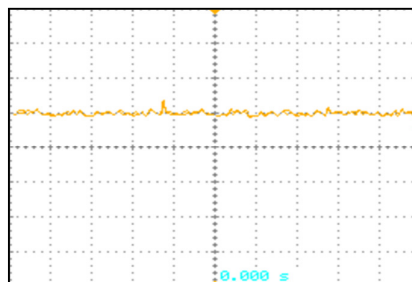
در این مقاله یک مبدل بوست-سپیک جدید با کلیدزنی نرم با بهره‌ری ولتاژ بالا ارائه گردید. در این مبدل سوئیچ تحت شرایط ZCS بدون هیچ کلید اضافی کلیدزنی می‌شود و بنابراین تلفات کلیدزنی کاهش می‌یابد. در این مبدل خروجی مبدل سپیک با خروجی مبدل بوست سری شده که تشکیل یک مبدل ترکیبی را می‌دهد و در این مقاله یک سلف تزویج به مبدل بوست اضافه شده که استفاده از این روش باعث افزایش بهره می‌گردد. در این مقاله نتایج شبیه سازی ارائه شده، نتایج تحلیل نظری را تأیید می‌کند.

پی نوشت:

- 1- Uninterrupted power supply (UPS)
- 2- High-intensity-discharge (HID)

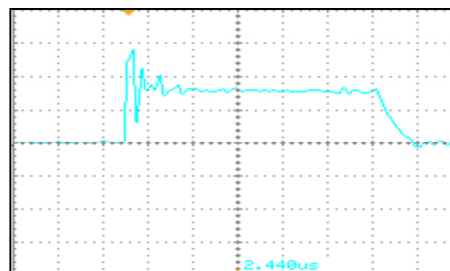
References

- [1] J. Faiz, Gh. Shahgholian, M. Ehsan, "Modeling and simulation of the single phase voltage source UPS inverter with fourth order output filter", Jou. of Int. Pro. in Ele. Tech., Vol. 1, No. 4, pp. 63-58, Winter 2011.
- [2] T.F. Wu, Y.S. Lai, J.C. Hung, Y.M. Chen, "Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 1, pp. 154-162, Jan. 2008.
- [3] A. Shahsavary-Babokany, M. Jabbaril, Gh. Shahgholian, M. Mahdavian "A review of bidirectional dual active bridge converter", Proceeding of the IEEE/ECTICON, pp. 1-4, Phetchaburi, May 2012.
- [4] E. Movahedi, M. Delshad, E. Adib, "New DC/DC high step up isolated converter with ZVS", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, Vol. 5, No. 19, pp. 63-70, Autumn 2014 (in Persian).
- [5] Q. Zhao, F.C. Lee, "High-efficiency, high step-up dc-dc converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [6] 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, Autumn 2013 (in Persian).



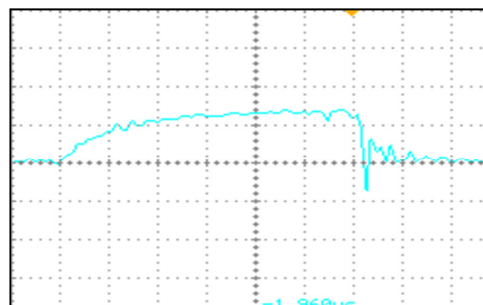
شکل (۱۲): شکل موج ولتاژ خروجی

Fig. (12): Output voltage, vertical scale 50V/div, time scale 1 μ s/div



شکل (۱۳): شکل موج جریان دیود D₀₁

Fig. (13): Diode D₀₁ current, vertical scale 1.5A/div, time scale 1 μ s/div



شکل (۱۴): شکل موج دیود D₀₂

Fig. (14): Diode D₀₂ current, vertical scale .7A/div, time scale 1 μ s/div

- [7] R.J. Wai, R.Y. Duan, "High step-up converter with coupled-inductor," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, pp. 1025–1035, Sep. 2005.
- [8] N. Asadi-Madiseh, M. Delshad, "A new ZVS nonisolated bidirectional DC-DC converter with minimal auxiliary element", Jou. of Int. Pro. in Elec. Tech., Vol. 3, No. 2, pp. 13-24, Winter 2013 (in Persian).
- [9] S. Dwari, L. Parsa, "An efficient high-step-up interleaved DC–DC converter with a common active clamp," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 26, No. 1, pp. 1025–1035, Jan. 2011.
- [10] M. Prudente, L.L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E.F. Romaneli, R. Gules, "Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC-DC converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 23, No. 2, pp. 871–887, Mar. 2008.
- [11] Y. Deng, Q. Rong, W. Li, Y. Zhao, J. Shi, X. He, "Single-switch high step-up converters with built-in transformer voltage multiplier cell", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 27, No. 8, pp. 3557–3567, Aug. 2012.
- [12] Wu. Li, We. Li, Y. Deng, X. He, "Single-stage single-phase high-step-up ZVT boost converter for fuel-cell microgrid system," IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 25, No. 12, pp. 3057–3065, Dec. 2010.
- [13] S.V. Araújo, R.P. Torrico-Bascope, G.V. Torrico-Bascope, "Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on threestate commutation cell", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 6, pp. 1987–1997, Jun. 2010.
- [14] E.H. Ismail, M.A. Al-Saffar, A.J. Sabzali, A.A. Fardoun, "A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio", IEEE Trans. on Circuit Systems I, Vol. 55, No. 4, pp. 1159–1171, May 2008.
- [15] R.W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. New York: Wiley, pp. 39–55, 1950.
- [16] C.J. Tseng, C.L. Chen, "A passive lossless snubber cell for nonisolated PWM DC/DC converters", IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 45, No. 4, pp. 593–601, Aug. 1998.
- [17] M. Nakamura, K. Ogura, M. Nakaoka, "Soft-switching PWM boost chopper-fed DC–DC power converter with load side auxiliary passiveresonant snubber," Journal Power Electronics, Vol. 4, No. 3, pp. 161–168, July 2004.
- [18] R. Redl, N.O. Sokal, "Push-pull current-fed multiple-output DC/DC power converter with only one inductor and with 0 to 100% switch duty ratio", Proceeding of the IEEE/PESC, pp. 341–345, Atlanta, Georgia, USA, June 1980.
- [19] H. Xiao, S. Xie, "A ZVS bidirectional DC–DC converter with phase shift plus PWM control scheme", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 23, No. 2, pp. 813–823, Mar. 2008.
- [20] E. Adib, H. Farzanehfard, "Zero-voltage transition current-fed full bridge PWM converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 24, No. 4, pp. 1041–1047, April 2009.
- [21] S.K. Han, H.K. Youn, G.W. Moon, M.J. Youn, Y.H. Kim, "A new active clamping zero-voltage switching PWM current-fed half-bridge converter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 20, No. 6, pp. 1271–1279, Nov. 2005.
- [22] W. Li, X. He, "A family of interleaved DC–DC converters deduced from a basic cell winding-cross-coupled inductors (WCCIs) for high step-up or step-down converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 23, No. 4, pp. 1791–1801, July 2008.
- [23] M.A. Al-Saffar, E.H. Ismail, A.J. Sabzali, A.A. Fardoun, "An improved topology of SEPIC converter with reduced output voltage ripple", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 23, No. 5, pp. 2377–2386, Sep. 2008.
- [24] Y. Gu, Z. Lu, Z. Qian, X. Gu, L. Hang, "A novel ZVS resonant reset dual switch forward DC–DC converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, pp. 96–103, Jan. 2007.
- [25] Y.S. Lee, G.T. Cheng, "Quasi-resonant zero-current-switching bidirectional converter for battery equalization applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 21, No. 5, pp. 1213–1224, Sep. 2006.
- [26] Q. Li, P. Wolfs, "A current fed two-inductor boost converter with an integrated magnetic structure and passive lossless snubbers for photovoltaic module integrated converter applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, pp. 309–321, Jan. 2007.
- [27] C.M. Wang, "New family of zero-current-switching PWM converters using a new zero-current-switching PWM auxiliary circuit", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 3, pp. 768–777, Jun. 2006.
- [28] F.W. Combrink, H.T. Mouton, J.H.R. Enslin, H. Akagi, "Design optimization of an active resonant snubber for high power IGBT converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 21, No. 1, pp. 114–123, Jan. 2006.

