

## ارائه مبدل جدید برای کاربردهای انرژی های نو

سید محمد مهدی میر طلایی<sup>۱</sup>

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

mirtalaei@aut.ac.ir.

مهناز محتاج<sup>۲</sup>

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

mahnaz.mohtaj@yahoo.com .

## چکیده

این مقاله یک مبدل  $DC-DC$  افزایش دهنده جدید که به طور خاص برای تنظیم رابط  $dc$  بین ریز منبع های مختلف و یک اینورتر  $DC-AC$  برای شبکه الکتریکی، پیشنهاد می شود. در این مقاله یک مبدل ترکیبی بوست-سپیک با کلیدزنی نرم برای کاربردهایی که به بهره ولتاژ بالا نیاز دارند، ارائه شده است. در این مبدل سوئیچ اصلی تحت شرایط  $ZCS$  روشن و بدون بهره گیری از سوئیچ کمکی کلیدزنی می شود. جهت افزایش بهره ولتاژ، خروجی مبدل سپیک با خروجی مبدل بوست سری شده که تشکیل یک مبدل ترکیبی را می دهند. علاوه بر این از یک سلف تزویج در مبدل بوست استفاده شده است که منجر به افزایش بیشتر بهره می گردد. برای ارزیابی عملکرد مبدل پیشنهادی نتایج شبیه سازی به همراه تحلیل وضعیت های عملکردی مبدل ارائه شده که نتایج بدست آمده صحت عملکرد مدار را نشان می دهد.

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

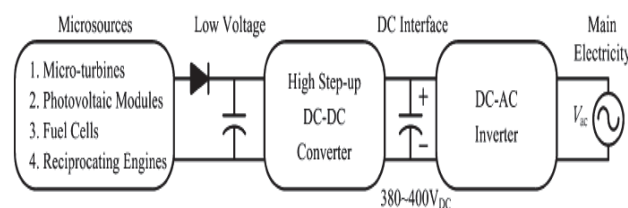
## (۱) مقدمه

انرژی های تجدیدپذیر در شبکه های توزیع روز به روز رایج تر و مهم تر می گردند که هزینه های متفاوتی را برای مشترکان فراهم می کنند برقرشان را از شبکه اصلی تامین کنند یا از طریق منابع کوچک تامین کنند که در این صورت علاوه بر تامین مصرف خود بعنوان تولید کننده در شبکه های کوچک (ریز شبکه ها) تبدیل شوند [۱-۹].

یک ریز شبکه معمولاً شامل بارها و منابع متفاوتی است که بعنوان سیستم های قابل کنترل و مستقل بهره برداری می شوند همانگونه که می توانند با اطمینان بالا قطع و وصل شوند یا به شبکه متصل هستند و یا مستقل از شبکه هستند. ریز منبع ها در دو دسته  $AC$  و  $DC$  فرکانس بالا دسته بندی می شوند این دو دسته ریز منبع با کاربردهای متفاوت انرژی تجدیدپذیر مثل سلول های خورشیدی، پیل سوختی، توربین های بادی و موتورهای رفت و برگشتی مقایسه می شوند. شکل ۱ یک طرح کلی استاندارد از یک ریز شبکه ای که با ریز منبع های مختلف تامین می شود را نشان می دهد. مبدل افزایش دهنده برای افزایش ولتاژ رابط  $DC$  خروجی ریز منبع به  $380$  تا  $400$  ولت جهت اتصال به شبکه توزیع از طریق اینورتر  $DC-DC$  به کار می رود. هم سلول خورشیدی و هم پیل سوختی نیاز به منبع ولتاژ پایین دارند و بنابراین یک مبدل  $DC-DC$  با ضریب افزایش ولتاژ جهت تنظیم ولتاژ واسط مبدل نیاز است. پژوهش های قبلی در مورد مبدل های مختلف به منظور افزایش شامل موارد زیر تحلیل های خازن سوئیچ شونده و سلف سوئیچ شونده و همچنین روش ترکیب خازن سوئیچ شونده با مبدل بوست، مبدل بالا بردن ولتاژ مدل ضرب کننده ولتاژ خازن دیود و مبدل های  $DC-DC$  ترانس است.

در این مبدل ها ضریب ولتاژ برای تبدیل به یک منبع مناسب AC به عنوان مدلی برای ریزمنبعها کافی نمی باشد. در مواردی که ضریب ولتاژ خیلی بالا نیاز باشد از چند مدل سری برای افزایش ولتاژ تا حد مورد نیاز استفاده می گردد.

همانطور که می دانیم بازده و ضریب ولتاژ مبدل DC-DC بوست هم با اثر پارازیتی سوئیچ های قدرت و هم با عامل بازگشت دیود محدود می شود. بنابراین مقاومت معادل سری خازن و مقاومت پارازیتی سلف هر دو روی عملکرد تاثیر دارند. با یک روش جایگزینی می توان از مبدل فلای بک DC-DC که مزایایی از قبیل ساختار ساده، کنترل آسان و هزینه مقرون به صرفه دارد استفاده شود ولی انرژی سلف نشستی ترانس منجر به کاهش بازده و تنش الکتریکی زیاد بر سوئیچ می گردد. رفع این مشکل نه تنها برای بازیابی انرژی سلف نشستی ترانس است بلکه جهت در نظر گرفتن تنش ولتاژی درون سوئیچ فعال نیز کاربرد دارد. به هر حال مصالحه ای بین هزینه بالا و ساختار پیچیده کنترلی ایجاد شده است. بعضی از مبدل ها هر دو مبدل بوست و فلای بک را با هم ترکیب کردند و لذا ترکیب های دیگر مبدل ها برای تامین ولتاژ زیاد افزایش یافته با استفاده از روش سلف کوپل شده توسعه پیدا کرده است بخاطر اینکه ولتاژ بعثت فشار ولتاژی سوئیچ های فعال محدود می شد انرژی نشستی سلف های کوپل شده می تواند بازیافت شود [۹ و ۱۶]. این مقاله یک مبدل افزایش یافته DC-DC برای افزایش ولتاژ خروجی ریزمنبع ها به میزان سطح ولتاژ مورد نیاز برای واسط DC جهت اتصال به شبکه توزیع اصلی را معرفی می کند. مبدل پیشنهادی یک مبدل بوست-سپیک جدید است.



شکل ۱- یک نقشه کلی از ریز شبکه، مبدل و ریز منبعها

استفاده از سلف تزویج در مبدل بوست روش بسیار مناسبی در کاربردهای توان کم تا متوسط برای ساختارهای ساده می باشد از مزایای این مبدل می توان به جریان ورودی پیوسته، کلمپ استرس ولتاژ بر روی سوئیچ، فراهم کردن یک نسبت افزایش یافته اضافی و همچنین توزیع و پخش استرس ولتاژ بر روی تجهیزات می توان اشاره کرد [۱۴ و ۱۷]. روش دیگر ترکیب مبدل بوست با مبدل نوع ایزوله شده است که به عنوان یک ماژول خروجی سری می توان در نظر گرفت. با انتخاب یک مبدل مناسب برای ماژول خروجی، مزیت های همانند قابلیت افزایش توان، طراحی انعطاف پذیر و استرس ولتاژ پایین قابل دستیابی می باشد. از آنجایی که ماژول خروجی سری است باید یک خروجی شناور داشته باشد بنابراین یک مبدل ایزوله شده را می توان تطبیق داد [۱۰ و ۱۸].

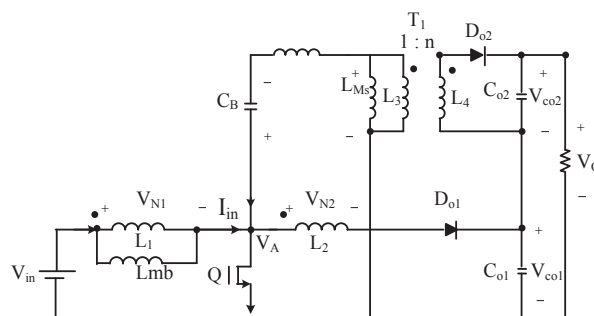
در این مقاله یک مبدل ترکیبی بوست-سپیک با کلیدزنی نرم و با بهره ولتاژ بالا ارائه شده است. در این مبدل سوئیچ را تحت شرایط ZCS (در لحظه روشن شدن) بدون اضافه کردن سوئیچ کمکی دیگری کلیدزنی می شود همچنین این مبدل دارای سلف تزویج در مبدل بوست است که بهره ولتاژ مبدل را افزایش می دهد. در این مقاله نتایج شبیه سازی برای تایید تحلیل های 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 بدست آمده از شبیه سازی مبدل پیشنهادی در بخش ۴ ارائه شده است. نتایج شبیه سازی صحت تجزیه تحلیل های نظری را تأیید می کند.

## ۲) معرفی ساختار و طراحی مبدل پیشنهادی

## ۱-۲ معرفی ساختار

مبدل افزایشنده بوست-سپیک ارائه شده در شکل ۲ نشان داده شده است.  $Q$  سوئیچ اصلی،  $C_{O1}$  و  $C_{O2}$  خازن های خروجی،  $R_O$  مقاومت بار و  $I_{Lkg}$  سلف نشستی می باشند.  $D_{O1}$  و  $D_{O2}$  دیودهای خروجی هستند.  $L_{mb}$  و  $L_{ms}$  به ترتیب سلفهای مغناطیس-کنندگی ترانسفورمرهای  $T_1, T_2$  می باشند.  $C_B$  خازن مبدل سپیک می باشد.

$n_s$  نسبت دور ترانسفورمر مبدل سپیک و  $n_b$  نسبت دور ترانسفورمر مبدل بوست می باشد.  $V_{CO1}$  و  $V_{CO2}$  به ترتیب ولتاژ دو سر خازنهای خروجی  $C_{O1}$  و  $C_{O2}$  می باشد.



شکل ۲: نمای شماتیک مبدل بوست-سپیک پیشنهادی

## ۲-۲ عملکرد مبدل

برای ساده سازی تحلیل مبدل، فرضیات زیر در نظر گرفته می شود:

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

مبدل در چهار وضعیت زیر عمل می کند که در شکل ۳ نشان داده شده است:

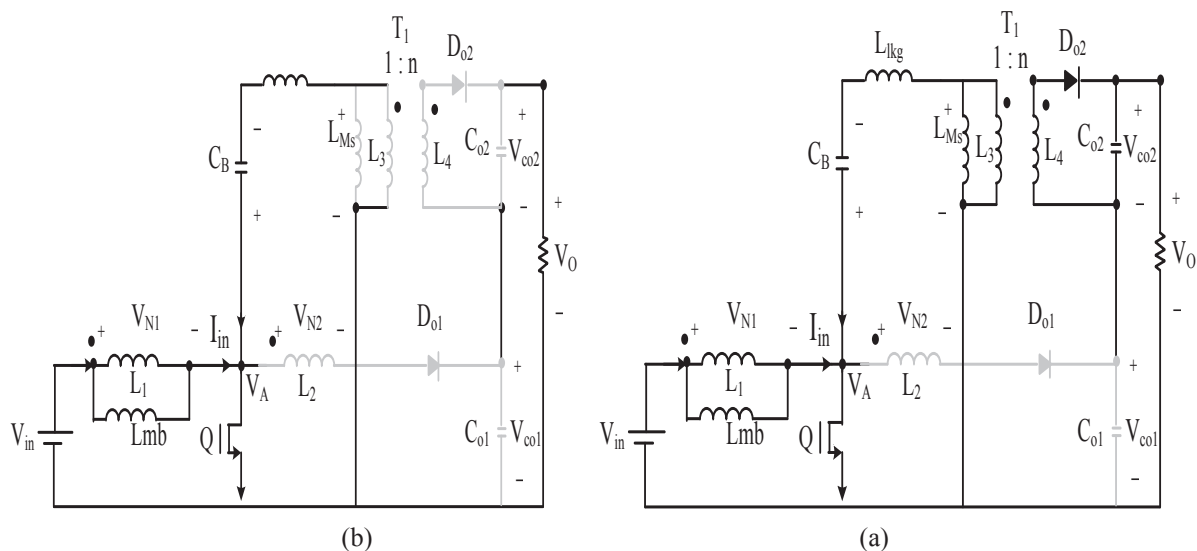
**وضعیت ۱:** سوئیچ  $Q$  در زمان  $t_0$  روشن می شود. از آنجایی که دیود  $D_{O2}$  هنوز هدایت می کند، ولتاژ  $(V_{O2}/n) + V_{cb}$  بر روی سلف نشستی ترانسفورماتور اعمال می شود. در این حالت جریان اولیهی ترانسفورماتور  $I_{Lkg}$  به صورت خطی افزایش پیدا می کند در نتیجه  $I_Q$  افزایش می یابد و  $I_{D_{O2}}$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

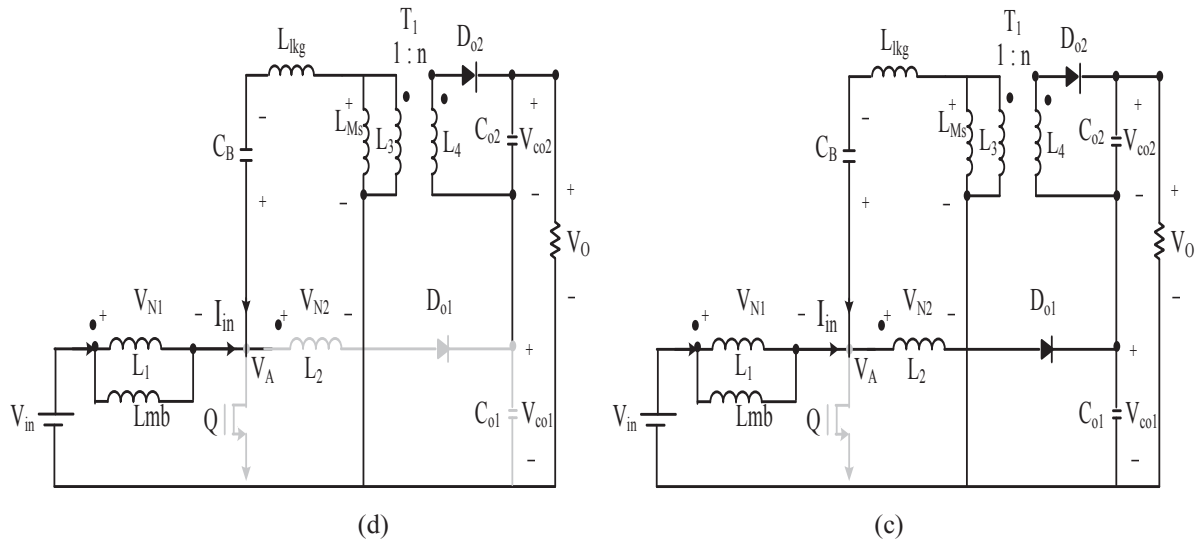
**وضعیت ۲:** در زمان  $t_1$ ، جریان  $I_{D_{O2}}$  به صفر می رسد و هر دو جریان  $I_i$  و  $I_{Lms}$  از طریق  $Q$  عبور می کنند. جریان  $I_{Lkg}$  فقط شامل جریان  $I_{Lms}$  می باشد. در این صورت ولتاژهای  $V_{in}$  و  $V_{cb}$  به ترتیب به سلفهای  $L_{mb}$  و  $L_{ms}$  اعمال می شوند. در این حالت جریانهای  $I_i$  و  $I_{LM}$  به صورت خطی افزایش می یابند. ولتاژ  $V_{cb}$  به سمت ثانویهی ترانسفورماتور ارجاع می شود و دیود  $D_{O2}$  توسط ولتاژ  $V_{CO2} + nV_{Cb}$  بایاس معکوس و قطع می شود.

وضعیت ۳: سوئیچ Q در زمان خاموش می شود و جریان های  $I_i$  و  $I_{Lms}$  از طریق دیود  $D_{O1}$  جریان پیدا می کنند و دیود  $D_{O2}$  خاموش می شود. ولتاژهای  $(V_{in} - V_{O1})/(1 + N)$  و  $-V_{O2}/n$  به ترتیب به سلف های  $L_{mb}$  و  $L_{ms}$  اعمال می شوند. در نتیجه جریان های  $I_i$  و  $I_{Lms}$  به صورت خطی کاهش می یابند. در این حالت، دیود  $D_{O2}$  شروع به انتقال جریان می کند و ولتاژ  $V_{cb} + (V_{O2}/n)$  بر روی سلف نشتی اعمال می شود و جریان سلف نشتی به آهستگی کاهش می یابد و در پی آن جریان  $I_{DO1}$  نیز کاهش می یابد و به تبع آن جریان  $I_{DO2}$  افزایش می یابد. از آنجایی که جریان  $I_{DO1}$  دارای یک شیب ملایم می باشد، بازیابی معکوس دیود  $D_{O1}$  به حداقل می رسد و مانند کلیدزنی تحت جریان صفر خاموش می شود.

وضعیت ۴: جریان  $I_{DO1}$  در زمان  $t_3$  به صفر می رسد و جریان های  $I_i$  و  $I_{Lms}$  از طریق دیود  $D_{O2}$  جریان پیدا می کنند. دیود  $D_{O1}$  توسط ولتاژ  $V_{O1} - V_{cb} - (V_{O2}/n)$  بایاس معکوس می شود و ولتاژ  $V_{in} - V_{cb} - (V_{O2}/n)$  به سلف  $L_{mb}$  اعمال می شود با این حال، جریان  $I_i$  به آهستگی از وضعیت ۳ کاهش می یابد. در پایان زمان  $t_4$ ، یک دوره کامل می شود و این عملکرد دوباره تکرار می شود.

شکل موج های اصلی مبدل در شکل ۴ آورده شده است.





شکل ۳: مدار معادل عملکرد هر وضعیت (المان‌های کم رنگ هدایت نمی‌کنند)، (a): $t_0-t_1$ , (b): $t_1-t_2$ , (c): $t_2-t_3$ , (d): $t_3-t_4$

### ۳) تجزیه و تحلیل مبدل پیشنهادی

#### ۳-۱ محاسبه بهره ولتاژ DC

با نوشتن بالانس ولت-ثانیه برای دو ترانسفورمر مقادیر زیر برای بدست آوردن بهره بدست می‌آید:

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

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:

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

حال برای مبدل سپیک داریم :

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

در رابطه ۶،  $V_{CB}$  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) بدست آمده در رابطه (۸) بهره مبدل سپیک بدست می‌آید که داریم:

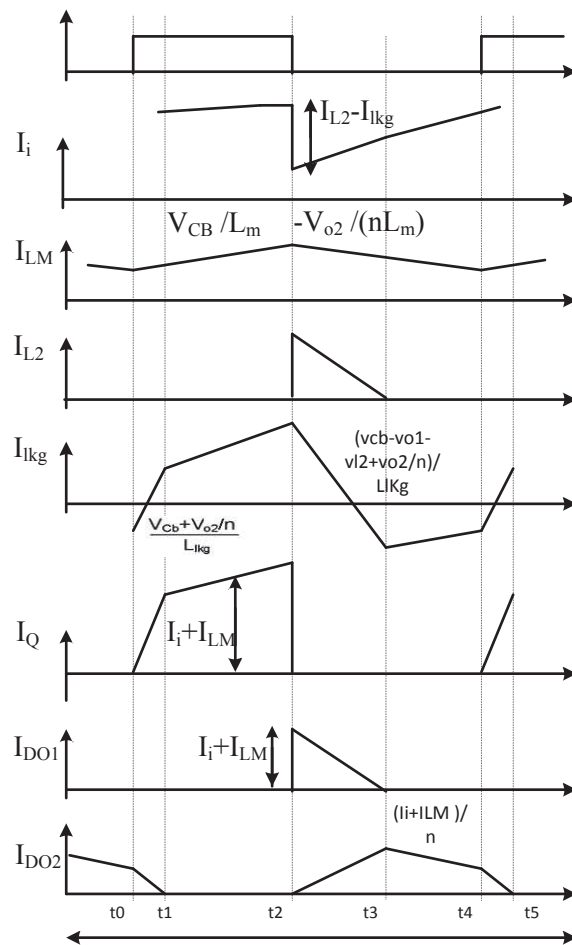
$$M = \frac{V_{CO2}}{V_{in}} = \frac{n_s D}{1-D} \quad (9)$$

همانطور 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:

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



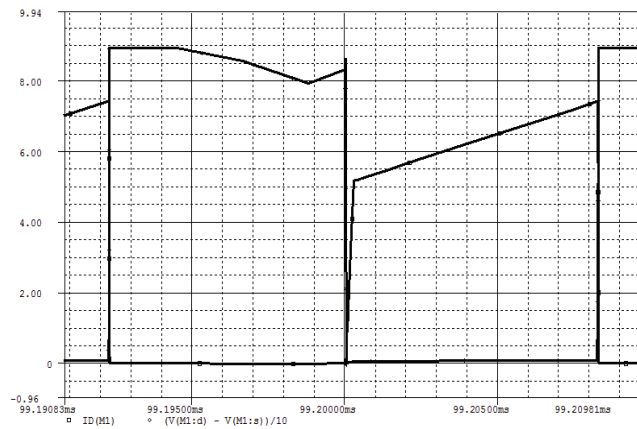
شکل ۴: شکل موج‌های اصلی مبدل

#### ۴) نتایج شبیه‌سازی

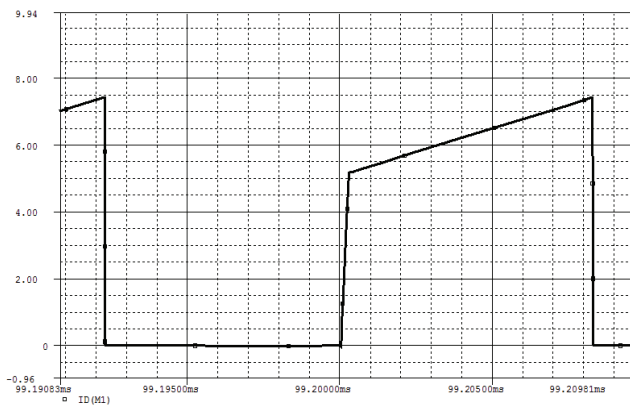
نتایج شبیه‌سازی به منظور بررسی مشخصات مبدل پیشنهادی در این بخش ارائه شده است. مشخصات مبدل ارائه شده در جدول ۱ نشان داده شده است. شکل ۵ و ۶ شکل موج‌های ولتاژ درین-سورس و جریان کلید Q تحت شرایط ZCS (در لحظه روشن شدن) نشان می‌دهد. شکل ۷ شکل موج جریان  $I_{Lkg}$  را نشان می‌دهد. شکل ۸ و ۹ شکل موج جریان‌های دیودهای  $D_{O1}$  و  $D_{O2}$  را تحت شرایط ZCS نشان می‌دهد. شکل ۱۰ شکل موج جریان ورودی می‌باشد.

جدول ۱: پارامترهای مدار

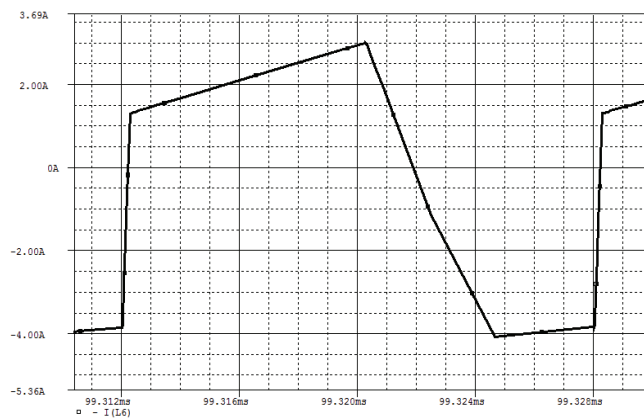
مقدار	پارامتر
4μH	سلف $L_{kg}$
5	ترانسفورمر $n_s$
50μF	خازن های $C_1, C_2$
11μF	خازن $C_B$
MUR460	دیوهای $D_1$ و $D_2$
IRF640	ماسفت Q
100 kHz	فرکانس سوئیچ زنی $f_s$
42 v	ولتاژ ورودی $V_{in}$
350 v	ولتاژ خروجی $V_o$
150 w	توان خروجی $P_o$



شکل ۵: شکل موج جریان و ولتاژ کلید

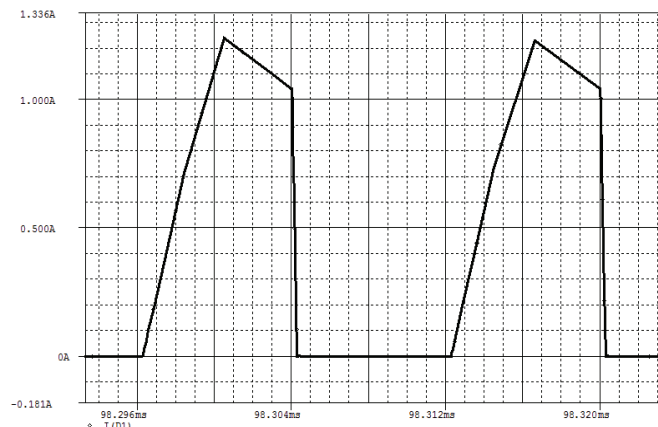


شکل ۶: شکل موج جریان کلید

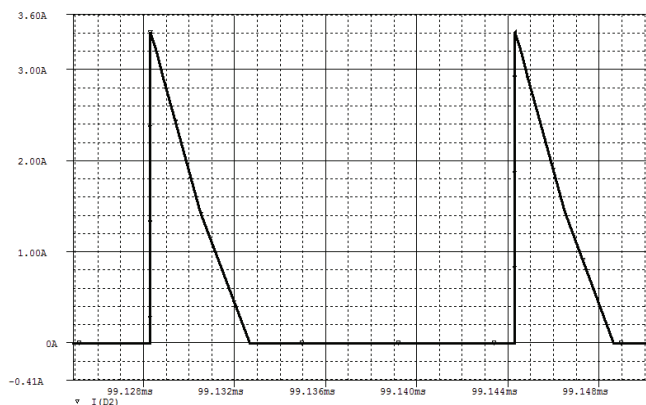


شکل ۷: شکل موج جریان سلف نشتی

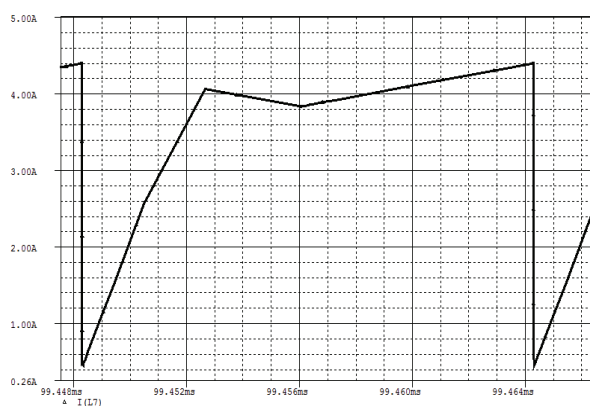




شکل ۸: شکل موج دیود D02



شکل ۹: شکل موج جریان دیود D01



شکل ۱۰: شکل موج جریان ورودی

## نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل بوست -سپیک جدید با کلیدزنی نرم با بهره‌ی ولتاژ بالا ارائه می‌شود. 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 می‌شود که استفاده از این روش باعث افزایش بهره می‌گردد. در این مقاله نتایج شبیه سازی ارائه شده، نتایج تحلیل نظری را تأیید می‌کند.

## References

- [1] T.-F. Wu, Y.-S. Lai, J.-C. Hung, and Y.-M. Chen, "Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 1, pp. 154–162, Jan. 2008.
- [2] Q. Zhao and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up dc-dc converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 65–73, Jan. 2003.
- [3] R.-J. Wai and R.-Y. Duan, "High step-up converter with coupled-inductor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 5, pp. 1025–1035, Sep. 2005.
- [4] Suman Dwari, Student Member, IEEE, and Leila Parsa, Member, IEEE, "An Efficient High-Step-Up Interleaved DC–DC Converter With a Common Active Clamp," IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 1, pp. 1025–1035, Jan. 2011.
- [5] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, and R. Gules, "Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC-DC converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 871–887, Mar. 2008.
- [6] Yan Deng, Qiang Rong, Wuhua Li, Yi Zhao, Jianjiang Shi, and Xiangning 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.
- [7] Wuhua Li, Weichen Li, Yan Deng, and Xiangning 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.
- [8] Samuel Vasconcelos Araújo, René P. Torrico-Bascopé, and Grover V. Torrico-Bascopé, "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.
- [9] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, and A. A. Fardoun, "A family of single-switch PWM converters with high step-up conversion ratio," IEEE Trans. Circuit Syst. I, vol. 55, no. 4, pp. 1159–1171, May 2008.
- [10] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed. New York: Wiley, 1990, pp. 39–55.
- [11] C. J. Tseng and C. L. Chen, "A passive lossless snubber cell for nonisolated PWM DC/DC converters," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 45, no. 4, pp. 593–601, Aug. 1998.
- [12] M. Nakamura, K. Ogura, and M. Nakaoka, "Soft-switching PWM boost chopper-fed DC–DC power converter with load side auxiliary passive resonant snubber," J. Power Electron., vol. 4, no. 3, pp. 161–168, Jul. 2004.
- [13] R. Redl and 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," in Proc. IEEE PESC, 1980, pp. 341–345.
- [14] H. Xiao and S. Xie, "A ZVS bidirectional DC–DC converter with phaseshift plus PWM control scheme," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 813–823, Mar. 2008.

- [15] E. Adib and H. Farzanehfard, "Zero-voltage transition current-fed fullbridge PWM converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 4, pp. 1041–1047, Apr. 2009.
- [16] S.-K. Han, H.-K. Youn, G.-W. Moon, M.-J. Youn, and Y.-H. Kim, "A new active clamping zero-voltage switching PWMcurrent-fed half-bridge converter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 20, no. 6, pp. 1271–1279, Nov.2005.
- [17] W. Li and X. He, "A family of interleaved DC–DC converters deduced from a basic cell winding-cross-coupled inductors (WCCIs) for high stepup or step-down converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 4, pp. 1791–1801, Jul. 2008..
- [18] M. A. Al-Saffar, E. H. Ismail, A. J. Sabzali, and A. A. Fardoun, "An improved topology of SEPIC converter with reduced output voltage ripple," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 5, pp. 2377–2386, Sep.2008.