

## استفاده از سلف تزویج در افزایش بهره مبدل بوست-سپیک

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:

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 بهره‌گیری از سوئیچ کمکی کلیدزنی می‌شود. 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 بدست آمده صحت عملکرد مدار را نشان می‌دهد. همچنین با استفاده از نتایج آزمایشگاهی صحت عملکرد مدار بررسی شده است.

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

### (۱) مقدمه

امروزه مبدل‌های DC-DC در کلیه تجهیزات خانگی مانند شارژرها،... و در صنایعی نظیر اتومبیل‌های برقی، درایوها، شتاب دهنده‌ها 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<sup>۱</sup>، لامپ تخلیه شدت بالا<sup>۲</sup>، سیستم سلول سوختی و سیستم خورشیدی از این ویژگی استفاده می‌شود برای این منظور می‌توان از مبدل‌های افزایش‌دهنده غیرایزوله با بهره بالا استفاده نمود [۹-۱]. تاکنون انواع مختلفی از مبدل‌های افزایش‌دهنده معرفی شده‌اند که در آنها از قابلیت تبدیل ولتاژ توسط ترانسفورمر، سلف تزویج و یا یک سلول چند برابرکننده استفاده می‌شود [۹ و ۱۳]. 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 [۱۳-۱۵]. به همین دلیل این سیستم‌ها نیازمند یک مدار اسنابر به منظور محدود کردن اسپایک ولتاژ دو سر سوئیچ‌ها می‌باشند [۱۴ و ۱۶]. 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

<sup>۱</sup> Uninterrupted power supply (UPS)

<sup>۲</sup> High-intensity-discharge (HID)

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. [۱۷ و ۱۴]. 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، مزیت‌های همانند قابلیت افزایشده بالا، طراحی انعطاف پذیر 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 [۱۰ و ۱۸].

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 برای این منظور روش‌های متفاوتی وجود دارد که از آن جمله می‌توان به استفاده از مدارات اسنابر، استفاده از کلیدزنی نرم و سایر روش‌ها اشاره نمود [۱۹ و ۲۰]. با اضافه کردن مدارات اسنابر به مبدل، تلفات کلیدزنی را به سمت بار یا منبع ورودی منتقل می‌شود. همچنین مدارهای اسنابر، در هنگام تغییر وضعیت سوئیچ (بیشتر در هنگام خاموش شدن) اسپایک‌های ولتاژ بر روی سوئیچ را از بین می‌برد [۲۱-۲۳].

در مبدل‌های سوئیچینگ نرم سعی می‌شود جریان یا ولتاژ سوئیچ در لحظه کلیدزنی در مقدار صفر نگهداشته شود به این روش کلیدزنی به ترتیب کلیدزنی در جریان صفر<sup>۱</sup> (ZCS) و کلیدزنی در ولتاژ صفر<sup>۲</sup> (ZVS) گفته می‌شود. روش‌های متنوعی برای رسیدن به این هدف مورد استفاده قرار گرفته است که از آن جمله می‌توان به مبدل‌های رزناسی، مبدل‌های شبه رزناسی، مبدل‌های کلمپ اکتیو و غیره 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 بهره ولتاژ مبدل را افزایش می‌دهد. در این مقاله نتایج شبیه‌سازی برای تایید 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 بدست آمده از شبیه‌سازی و آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی در بخش ۴ ارائه شده است. نتایج شبیه‌سازی صحت تجزیه تحلیل‌های نظری را تایید می‌کند.

## ۲) معرفی ساختار و طراحی مبدل پیشنهادی

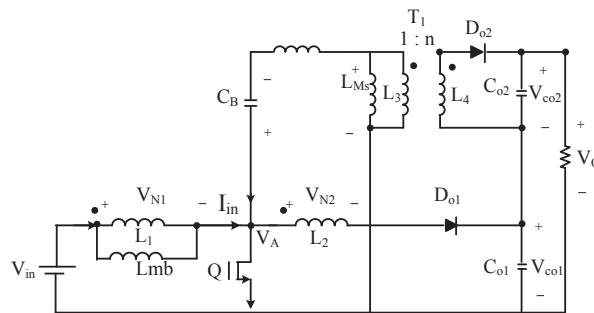
### ۱-۲ معرفی ساختار

مبدل افزایشده بوست-سپیک ارائه شده در شکل ۱ نشان داده شده است. Q سوئیچ اصلی،  $C_{O1}$  و  $C_{O2}$  خازن‌های خروجی،  $R_O$  مقاومت بار و  $I_{Lkg}$  سلف نشستی می‌باشند.  $D_{O1}$  و  $D_{O2}$  دیودهای خروجی هستند.  $L_{ms}$  و  $L_{mb}$  به ترتیب سلف‌های مغناطیس-کنندگی ترانسفورمرهای  $T_1, T_2$  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.

<sup>۱</sup> Zero-current Switching (ZCS)

<sup>۲</sup> Zero-current voltage (ZVS)



شکل ۱: نمای شماتیک مبدل بوست-سپیک پیشنهادی

## 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.

- همه‌ی المان‌های پارازیتی نادیده گرفته می‌شوند.

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

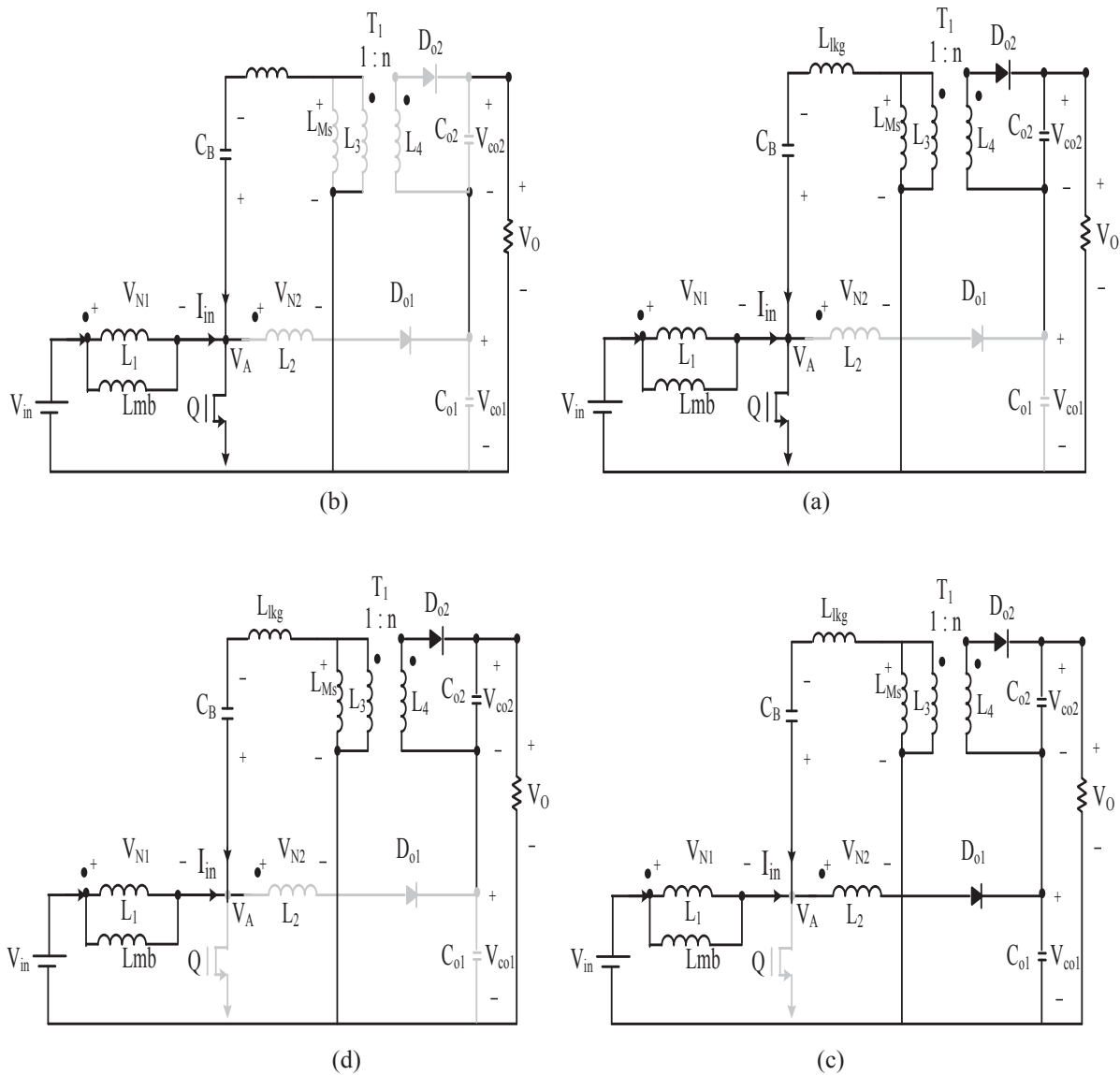
**وضعیت ۱:** سوئیچ Q در زمان  $t_0$  روشن می‌شود. از آنجایی که دیود  $D_{O2}$  هنوز هدایت می‌کند، ولتاژ  $(V_{cb} + (V_{O2}/n))$  بر روی سلف نشستی ترانسفورماتور اعمال می‌شود. در این حالت جریان اولیه‌ی ترانسفورماتور  $I_{lk}$  به صورت خطی افزایش پیدا می‌کند در نتیجه  $I_Q$  افزایش می‌یابد و  $I_{D_{O2}}$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

**وضعیت ۲:** در زمان  $t_1$ ، جریان  $I_{D_{O2}}$  به صفر می‌رسد و هر دو جریان  $I_i$  و  $I_{Lms}$  از طریق Q عبور می‌کنند. جریان فقط شامل جریان  $I_{Lms}$  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  $(V_{cb} + (V_{O2}/n))$  بر روی سلف نشستی اعمال می‌شود و جریان سلف نشستی به آهستگی کاهش می‌یابد و در پی آن جریان  $I_{D_{O1}}$  نیز کاهش می‌یابد و به تبع آن جریان  $I_{D_{O2}}$  افزایش می‌یابد. از آنجایی که جریان  $I_{D_{O1}}$  دارای یک شیب ملایم می‌باشد، بازتابی 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  $D_{02}$  جریان پیدا می‌کنند. دیود  $D_{01}$  توسط ولتاژ  $V_{01} = V_{cb} - (V_{02}/n)$  بایاس معکوس می‌شود و ولتاژ  $V_{in} - V_{cb} - (V_{02}/n)$  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.



شکل ۲: 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 می آید:

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

در رابطه ۱،  $D$  ضریب وظیفه و  $V_{N1}$  ولتاژ سلف  $L_1$  می باشد 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 می باشد. 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 می باشد. 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:

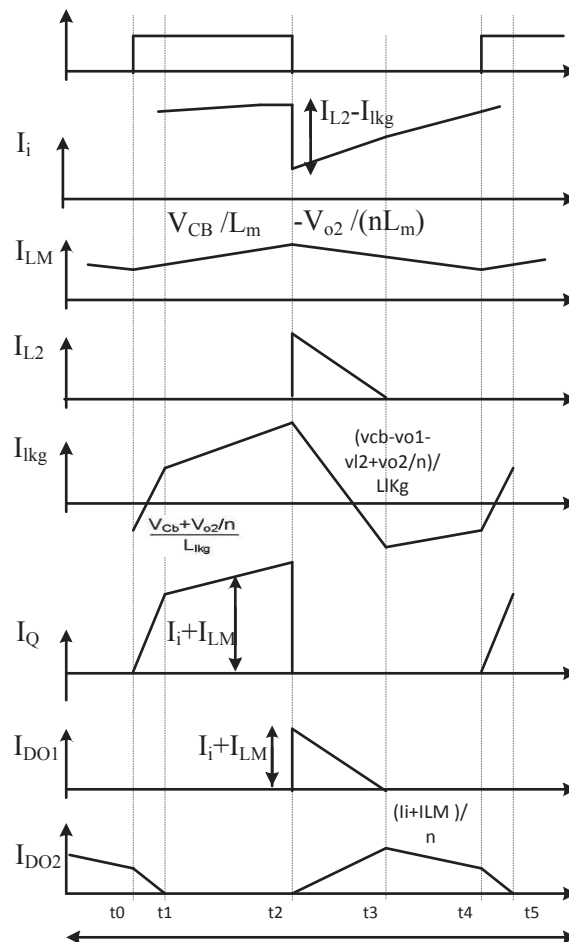
$$M = \frac{V_{CO2}}{V_{in}} = \frac{n_s D}{1-D} \quad (9)$$

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:

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



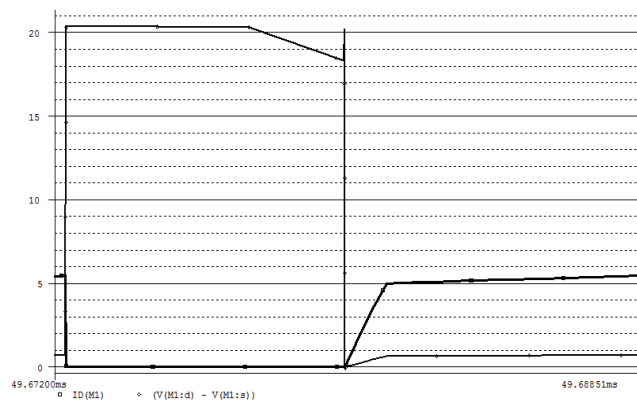
شکل ۳: شکل موج‌های اصلی مبدل

## (۴) نتایج شبیه‌سازی

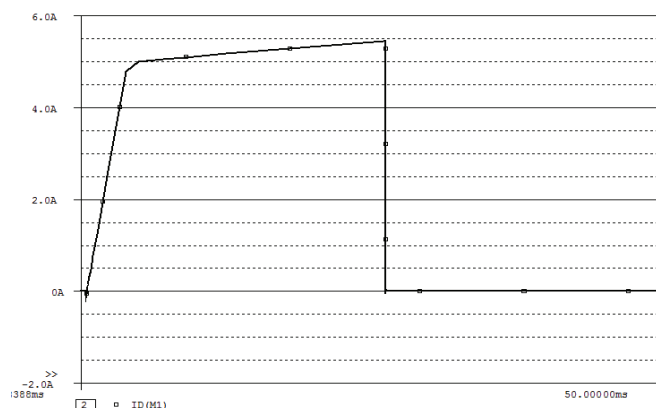
نتایج شبیه‌سازی به منظور بررسی مشخصات مبدل پیشنهادی در این بخش ارائه شده است. مشخصات مبدل ارائه شده در جدول ۱ نشان داده شده است. شکل ۴ و ۵ شکل موج‌های ولتاژ درین-سورس و جریان کلید Q تحت شرایط ZCS (در لحظه روشن شدن) نشان می‌دهد. شکل ۶ شکل موج جریان  $I_{lk}$  را نشان می‌دهد.

جدول ۱: پارامترهای مدار

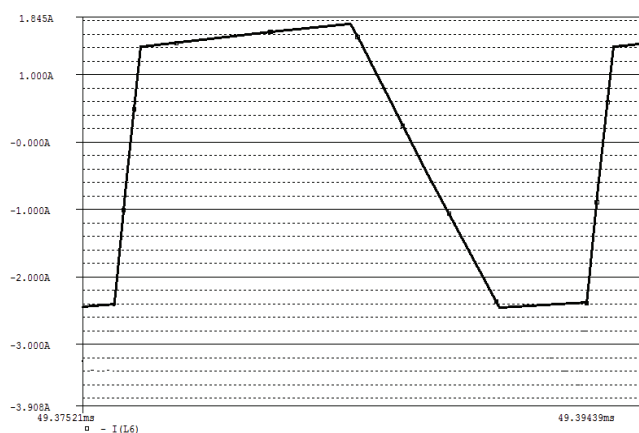
| پارامتر                | مقدار           |
|------------------------|-----------------|
| سلف $L_{lk}$           | $4\mu\text{H}$  |
| ترانسفورمر $n_s$       | 3               |
| خازن های $C_1, C_2$    | $50\mu\text{F}$ |
| خازن $C_B$             | $11\mu\text{F}$ |
| دیوهای $D_1$ و $D_2$   | MUR460          |
| ماسفت Q                | IRF640          |
| فرکانس سوئیچ زنی $f_s$ | 100 kHz         |
| ولتاژ ورودی $V_{in}$   | 10 v            |
| ولتاژ خروجی $V_O$      | 55 v            |
| توان خروجی $P_O$       | 30 w            |



شکل ۴: شکل موج جریان و ولتاژ کلید



شکل ۵: شکل موج جریان کلید

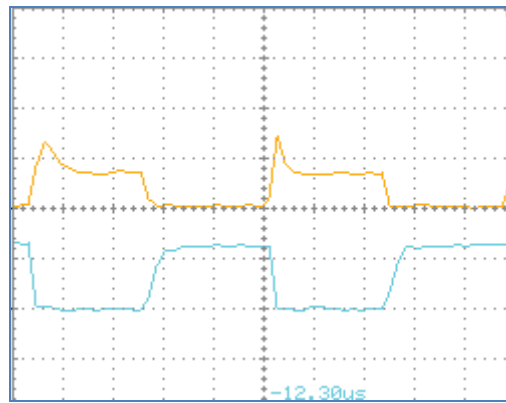


شکل ۶: شکل موج جریان سلف نشستی

### (۵) نتایج عملی

نتایج ساخت به منظور بررسی شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در این بخش ارائه شده است. شکل ۷ و ۸ شکل موج‌های ولتاژ درین-سورس و جریان کلید Q تحت شرایط ZCS (در لحظه روشن شدن) نشان می‌دهد. شکل ۹ ولتاژ خروجی را نشان می‌دهد. شکل ۱۰ و ۱۱ شکل موج جریان‌های دیودهای  $D_{01}$  و  $D_{02}$  را تحت شرایط ZCS نشان می‌دهد. شکل ۱۲ شکل موج جریان  $I_{lk}$  را نشان می‌دهد. شکل ۱۳ ساخت مدار قدرت می‌باشد.

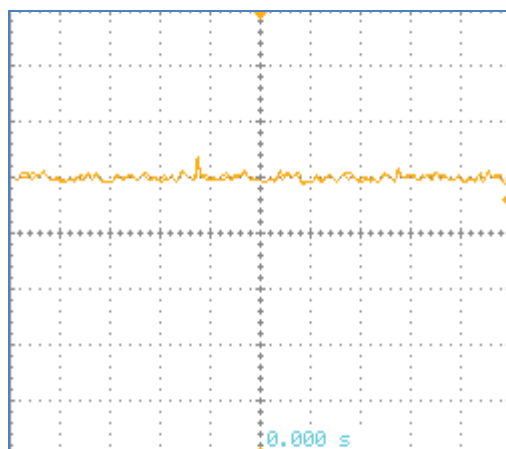




شکل ۷: شکل موج جریان (پایین-آبی) و ولتاژ درین - سورس (بالا-زرد) سوئیچ  
(vertical scale 25V/div or 4A/div, time scale 1μs/div)



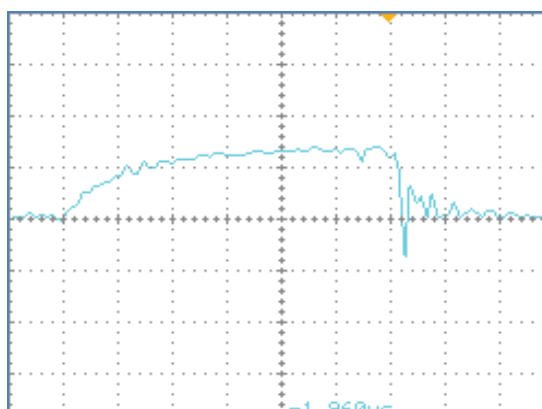
شکل ۸: شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچ  
(vertical scale 25V/div or 4A/div, time scale 1μs/div)



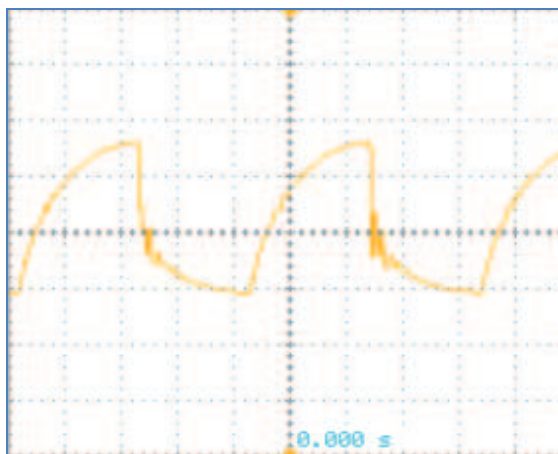
شکل ۹: شکل موج ولتاژ خروجی  
(vertical scale 50V/div, time scale 1μs/div)



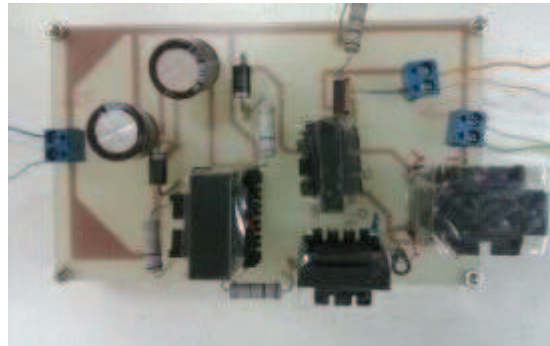
شکل ۱۰: شکل موج جریان دیود D01  
(vertical scale 1.5A/div, time scale 1μs/div)



شکل ۱۱: شکل موج دیود D02  
(vertical scale .7A/div, time scale 1μs/div)



شکل ۱۲: شکل موج جریان سلف نشتی  
(vertical scale 1.1A/div, time scale 1 $\mu$ s/div)



شکل ۱۳: شکل ساخت مدار قدرت

#### 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, 1950, 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 PWM current-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.
- [19] Y. Gu, Z. Lu, Z. Qian, X. Gu, and L. Hang, "A novel ZVS resonant reset dual switch forward DC–DC converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 96–103, Jan. 2007.
- [20] Y. S. Lee and G. T. Cheng, "Quasi-resonant zero-current-switching bidirectional converter for battery equalization applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 1213–1224, Sep. 2006.
- [21] Q. Li and 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. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 309–321, Jan. 2007.
- [22] C. M. Wang, "New family of zero-current-switching PWM converters using a new zero-current-switching PWM auxiliary circuit," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 3, pp. 768–777, Jun. 2006.
- [23] F. W. Combrink, H. T. Mouton, J. H. R. Enslin, and H. Akagi, "Design optimization of an active resonant snubber for high power IGBT converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 114–123, Jan. 2006.