

# SID



سرویس های ویژه



سرویس ترجمه تخصصی



کارگاه های آموزشی



بلاگ مرکز اطلاعات علمی



عضویت در خبرنامه



فیلم های آموزشی

## کارگاه های آموزشی مرکز اطلاعات علمی جهاد دانشگاهی



PROPOSAL

پروپوزال

مركز آموزش  
پروپوزال نویسی و پایان نامه نویسی

کارگاه آنلاین  
پروپوزال نویسی و پایان نامه نویسی



مركز آموزش  
روش تحقیق و مقاله نویسی علوم انسانی

کارگاه آنلاین  
روش تحقیق و مقاله نویسی علوم انسانی



ISI  
Scopus

مركز آموزش  
آشنایی با پایگاه های اطلاعات علمی بین المللی و ترکیه های جستجو

کارگاه آنلاین آشنایی با پایگاه های اطلاعات علمی بین المللی و ترکیه های جستجو

## طراحی یک مبدل DC-DC افزایشده موازی ZVT با کاهش استرس جریان و ولتاژ

ابراهیم عبیری<sup>۱</sup>، محمد سپهوندی<sup>۲</sup><sup>۱</sup>دانشگاه صنعتی شیراز، abiri@sutech.ac.ir<sup>۲</sup>دانشگاه صنعتی شیراز، M.Sepahvandi@sutech.ac.ir

چکیده - در این مقاله یک مبدل DC-DC افزایشده موازی ZVT ارائه شده است. مبدل کلیدزنی نرم پیشنهادی، از یک مبدل DC-DC افزایشده موازی و یک مدار کمکی شامل دو سوئیچ کمکی، دو دیود کمکی، دو خازن رزونانسی، دو سلف رزونانسی و یک خازن اسنابر تشکیل شده است. در این مبدل سوئیچ‌های اصلی در شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) روشن و تحت شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) خاموش می‌گردند. سوئیچ‌های کمکی نیز در شرایط کلیدزنی جریان صفر (ZCS) روشن و تحت شرایط گذار جریان صفر (ZCT) خاموش می‌گردند. سایر المانهای نیمه‌هادی نیز تحت شرایط کلیدزنی نرم عمل می‌نمایند. هیچ گونه استرس ولتاژ و جریان اضافه‌ای بر روی سوئیچ‌های اصلی و دیودهای اصلی وجود ندارد. استرس ولتاژ سوئیچ‌های کمکی تنها اندکی بیش از ولتاژ خروجی می‌باشد. همچنین استرس جریان سوئیچ‌های کمکی نیز کمی بیشتر از نصف جریان ورودی باشد تا بتواند شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) را برای سوئیچ‌های اصلی فراهم آورد. در نتیجه مبدل پیشنهادی علاوه بر کاهش تلفات کلیدزنی، باعث افزایش تلفات هدایتی نمی‌گردد. عملکرد مبدل ارائه شده توسط نرم افزار MATLAB در فرکانس ۱۰۰ کیلو هرتز و توان ۱۲۰ وات مورد ارزیابی قرار گرفته است. نتایج شبیه‌سازی مبدل کارایی این مبدل می‌باشد.

کلید واژه- مبدل افزایشده DC-DC، کلیدزنی نرم، گذار ولتاژ صفر، کلیدزنی جریان صفر.

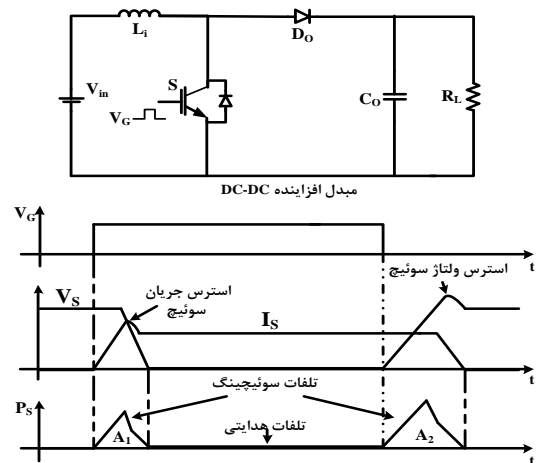
برای حل مشکل فوق و کاهش تلفات کلیدزنی، تا کنون

روش‌های کلیدزنی نرم بسیاری از جمله کلیدزنی نرم توسط اسنابرها پسیو و غیر پسیو [۵-۱]، کلیدزنی نرم گذار ولتاژ صفر (ZVT) [۹-۶]، گذار جریان صفر (ZCT) [۱۳-۱۰] و گذار ولتاژ و جریان صفر (ZVT-ZCT) [۱۴] ارائه شده است. اما در این مبدل‌ها مدار کمکی و رزونانس ناشی از سلف و خازن این مدار کمکی باعث افزایش استرس جریان و یا استرس ولتاژ بر روی المان‌های نیمه‌هادی می‌گردد. افزایش استرس جریان بر روی سوئیچ‌ها و یا دیودهای مبدل مستقیماً باعث افزایش تلفات هدایتی مبدل می‌گردد. استرس ولتاژ نیز موجب می‌گردد از المان‌هایی با مقادیر نامی بالاتر استفاده گردد که باز هم موجب افزایش تلفات هدایتی مبدل می‌گردد. همچنین در برخی از این مبدل‌ها وجود المان‌های کمکی کلیدزنی نرم در مسیر انتقال توان به خروجی و یا مسیر شارژ سلف ورودی باعث افزایش تلفات هدایتی می‌گردد. برای حل مشکل افزایش استرس سوئیچ‌ها و دیودهای مبدل و در نتیجه افزایش تلفات هدایتی، مبدل شکل ۲ ارائه شده است.

مبدل پیشنهادی، از یک مبدل افزایشده اینترلیود که یک سلول مدار کمکی شامل دو سوئیچ کمکی یک طرفه  $S_{a1}$  و  $S_{a2}$ ، دو دیود  $D_{a1}$ ،  $D_{a2}$ ، دو سلف  $L_{r1}$  و  $L_{r2}$  و یک خازن  $C_S$  تشکیل شده است. همچنین دو خازن رزونانس  $C_{r1}$  و  $C_{r2}$  موازی با

## ۱- مقدمه

مبدل‌های کلیدزنی فرکانس بالا به دلیل حجم کم، چگالی توان بالا، پاسخ سریع و کنترل ساده به صورت گسترده در صنعت امروز استفاده می‌شوند. مبدل افزایشده DC-DC به دلیل بهره ولتاژ بالا از اهمیت ویژه‌ای برخوردار می‌باشد. افزایش فرکانس، چگالی توان را افزایش و حجم مبدل را کاهش می‌دهد. اما باعث افزایش تلفات کلیدزنی و در نتیجه کاهش راندمان مبدل می‌گردد. تلفات کلیدزنی به دلیل هم‌پوشانی جریان و ولتاژ در لحظه کلیدزنی سوئیچ‌ها ایجاد می‌گردد (شکل ۱).



شکل ۱: مبدل افزایشده DC-DC و تلفات سوئیچینگ.

می‌گردد. همچنین خازن  $C_S$  در جهت عکس تا مقدار مشخصی شارژ شده است. این بازه با روشن شدن سوئیچ کمکی  $S_{a1}$  به اتمام می‌رسد.

بازه دوم ( $t_1 \leq t < t_2$ ): این بازه با روشن شدن سوئیچ کمکی  $S_{a1}$  شروع می‌شود. روشن شدن سوئیچ کمکی به دلیل سلف  $L_{r1}$  در شرایط جریان صفر (ZCS) صورت می‌گیرد. در این بازه جریان سلف  $L_S$  از صفر شروع به افزایش می‌کند و خازن  $C_S$  از مقدار اولیه خود شروع به شارژ شدن می‌نماید. دیود خروجی  $D_{O1}$  همچنان در حالت هدایت می‌باشد. زمانی که جریان سلف رزونانسی با جریان ورودی برابر شود، دیود خروجی  $D_{O1}$  خاموش می‌گردد و این بازه به اتمام می‌رسد. بنابراین:

$$V_{C_S}(t) = V_{O1} + (V_{O1} - V_{C_{S1}}) \cos \omega_{S1}(t - t_1) \quad (1)$$

$$I_{L_{r1}}(t) = \frac{V_{O1} - V_{C_{S1}}}{Z_{S1}} \sin \omega_{S1}(t - t_1) \quad (2)$$

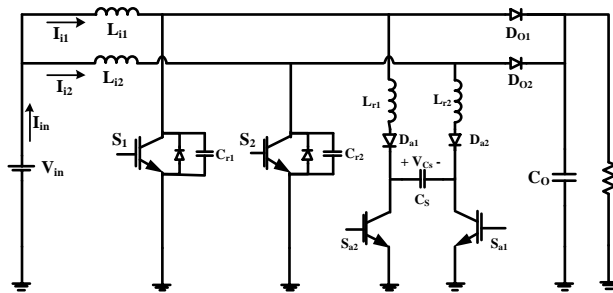
$$V_{C_S}(t_2) = V_{C_{S2}}, \quad I_{L_{r1}}(t_2) = I_{L_{i1}} \quad (3)$$

در روابط فوق  $\omega_{S1}$  و  $Z_{S1}$  به ترتیب فرکانس و امپدانس معادل رزونانس می‌باشند و برابرند با:

$$\omega_{S1} = 1/\sqrt{L_{r1}C_S}, \quad Z_{S1} = \sqrt{L_{r1}/C_S} \quad (4)$$

بازه سوم ( $t_2 \leq t < t_3$ ): زمانی جریان سلف  $L_{r1}$  به جریان ورودی می‌رسد دیود خروجی در شرایط جریان و ولتاژ صفر خاموش می‌گردد و این بازه آغاز می‌شود. در این بازه خازن رزونانس  $C_r$  شروع به دشارژ شدن در مدار کمکی می‌نماید و همچنان جریان سلف  $L_{r1}$  افزایش می‌یابد. ولتاژ خازن  $C_S$  نیز همچنان شارژ می‌گردد. در انتهای این بازه ولتاژ خازن  $C_r$  به صفر می‌رسد و دیود هرزگرد سوئیچ اصلی هدایت می‌نماید. بنابراین خازن  $C_r$  در صفر کلمپ می‌گردد. روابط این بازه:

$$I_{L_{r1}}(t) = \frac{I_{L_{i1}}}{L_{r1}C_S\omega_{r1}^2} \cos \omega_{r1}(t - t_2) + \frac{(V_{O1} - V_{C_{S2}})}{L_{r1}\omega_{r1}} \sin \omega_{r1}(t - t_2) + \frac{(L_{r1}C_S\omega_{r1}^2 - 1)I_{L_{i1}}}{L_{r1}C_S\omega_{r1}^2} \quad (5)$$



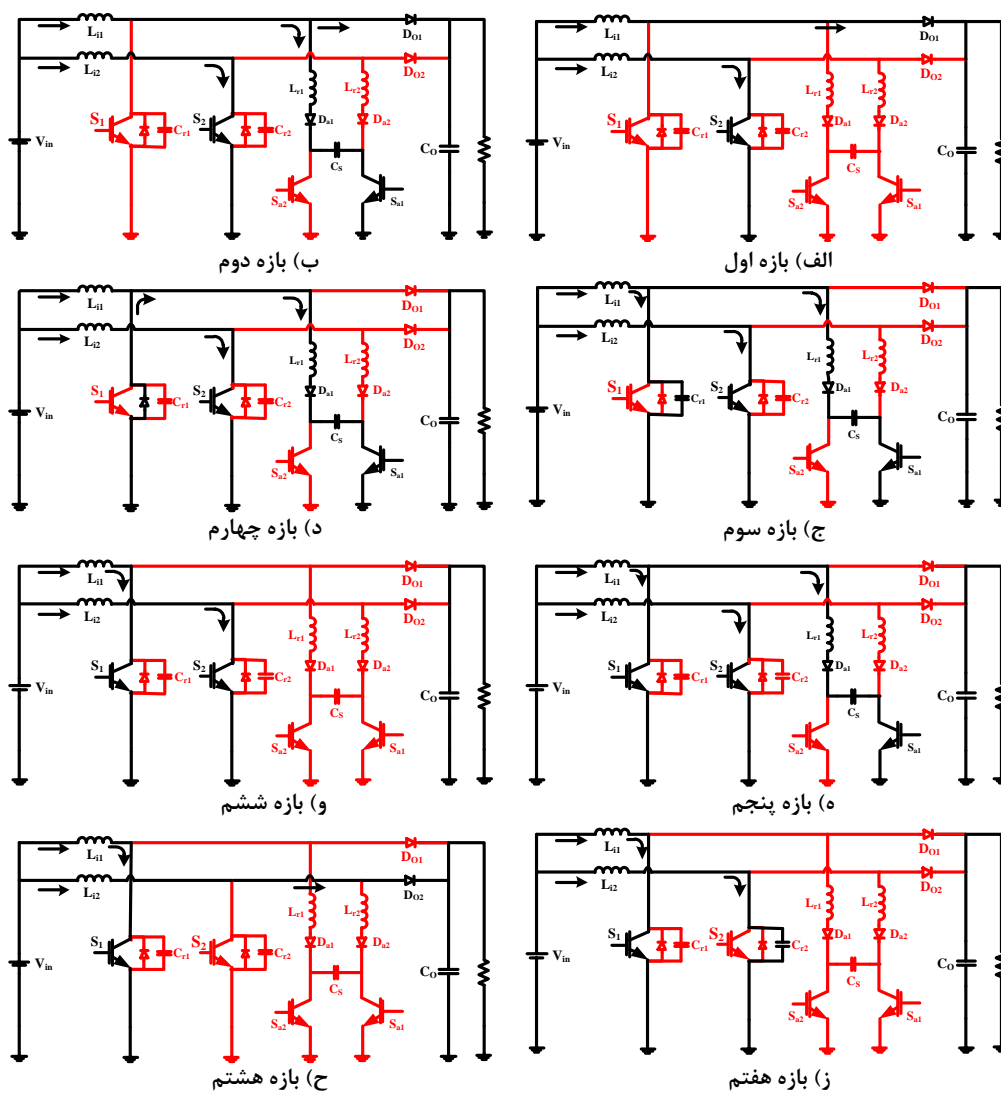
شکل ۲: مبدل افزایشنده DC-DC موازی ZVT پیشنهادی.

سوئیچ‌های اصلی قرار داده شده است. در این مبدل سوئیچ‌های اصلی در شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) روشن و در شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) خاموش می‌شوند. همچنین سوئیچ‌های کمکی در شرایط جریان صفر (ZCS) روشن و در شرایط گذار جریان صفر (ZVS) خاموش می‌شوند. مدار کمکی شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) را برای هر دو سوئیچ اصلی فراهم می‌آورد. سایر المان‌های نیمه‌هادی نیز در شرایط کلیدزنی نرم عمل می‌کنند. دیودهای کمکی  $D_{a2}$  و  $D_{a1}$  مانع بازگشت توان از مدار کمکی به سوئیچ‌های اصلی می‌شوند. در این مبدل از رزونانس اضافی برای دشارژ خازن  $C_S$ ، جلوگیری شده است. هیچ گونه استرس ولتاژ و جریانی بر روی هیچ کدام از المان‌های اصلی مبدل افزایشنده اینترلیود وجود ندارد. استرس ولتاژ سوئیچ‌های کمکی تنها اندکی بیش از ولتاژ خروجی می‌باشد. همچنین استرس جریان سوئیچ‌های کمکی نیز باید بیشتر از نصف جریان ورودی باشد تا بتواند شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) را برای سوئیچ‌های اصلی فراهم آورد.

## ۲- عملکرد مبدل ارائه شده

این مبدل در طول یک دوره کلیدزنی خود در شانزده وضعیت مختلف عمل می‌کند. به دلیل مشابه بودن عملکرد در نیم سیکل اول با نیم سیکل دوم هر دوره کلیدزنی، تنها نیم سیکل نخست آن مورد بررسی قرار گرفته است. نیم سیکل دوم نیز عملکردی مشابه و مکمل با نیم سیکل اول خواهد داشت. وضعیت‌های مختلف عملکرد مبدل در شکل ۳ و شکل موج‌های مهم آن در شکل ۴ نشان داده شده است.

بازه اول ( $t_0 \leq t < t_1$ ): در وضعیت اول فرض شده است سوئیچ اصلی  $S_1$  خاموش و سوئیچ اصلی  $S_2$  روشن می‌باشد. بنابراین جریان سلف ورودی  $L_{i1}$  از طریق دیود خروجی  $D_{O1}$  به بار منتقل می‌شود و سلف ورودی  $L_{i2}$  از طریق سوئیچ  $S_2$ ، توسط منبع شارژ



شکل ۳: وضعیت‌های مختلف عملکرد کلیدزنی نرم مبدل پیشنهادی.

$$V_{Cs}(t_3) = V_{Cs3}, V_{Cr1}(t_3) = 0 \quad (۸)$$

در روابط فوق  $\omega_{r1}$  فرکانس رزونانس این بازه و برابر است با:

$$\omega_{r1} = \sqrt{(C_{r1} + C_S) / C_{r1} C_S L_{r1}} \quad (۹)$$

بازه چهارم ( $t_3 \leq t < t_4$ ): در این بازه رزونانس بین سلف  $L_{r1}$  و خازن  $C_S$  ادامه می‌یابد. در این بازه می‌توان سوئیچ اصلی را در شرایط گذار ولتاژ صفر (ZVT) روشن نمود. در این بازه جریان سلف  $L_{r1}$  کاهش می‌یابد. زمانی که جریان سلف  $L_{r1}$  تا جریان خروجی کاهش یابد این بازه به اتمام می‌رسد. روابط این بازه:

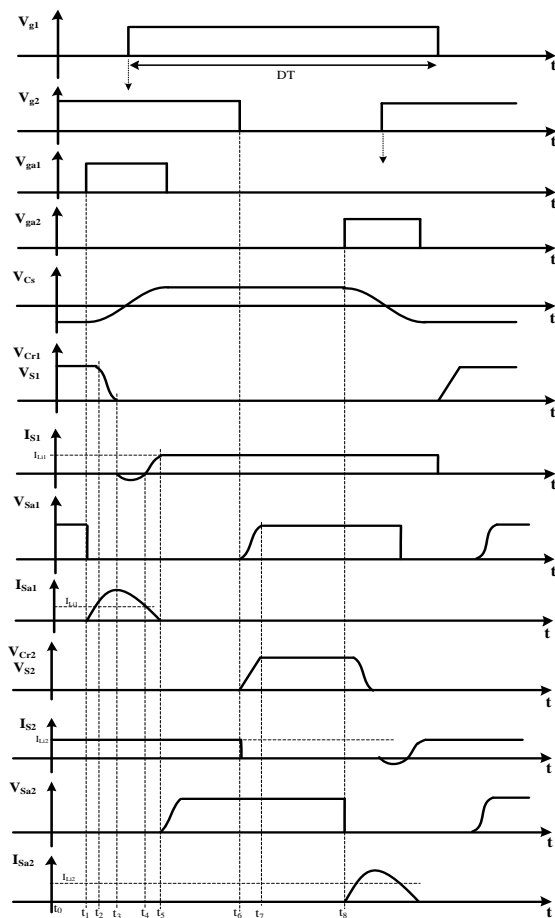
$$I_{Lr1}(t) = I_{Ls2}(t_3) \cos \omega_{s1}(t - t_3) + \frac{V_{Cs3}}{Z_{S1}} \sin \omega_{s1}(t - t_3) \quad (۱۰)$$

$$V_{Cs}(t) = \frac{(V_{O1} - V_{Cs2})}{L_{Lr1} C_S \omega_{r1}^2} \cos \omega_{r1}(t - t_2) + V_{Cs2} + \frac{I_{Li1}}{L_{Lr1} C_S^2 \omega_e^3} \sin \omega_{r1}(t - t_2) - \frac{(V_{O1} - V_{Cs2})}{L_{Lr1} C_S \omega_{r1}^2} \quad (۶)$$

$$+ \frac{(L_{Lr1} C_S \omega_{r1}^3 - \omega_{r1}) I_{Li1}}{L_{Lr1} C_S^2 \omega_{r1}^3} (t - t_2)$$

$$V_{Cr1}(t) = +V_{Cs2} - \frac{(V_{O1} - V_{Cs2})}{L_{r1} C_S \omega_{r1}^2} + \left( (V_{O1} - V_{Cs2}) + \frac{(V_{O1} - V_{Cs2})}{L_{r1} C_S \omega_{r1}^2} \right) \cos \omega_{r1}(t - t_2) \quad (۷)$$

$$+ \frac{(L_{r1} C_S \omega_{r1}^3 - \omega_{r1}) I_{Li1}}{L_{r1} C_S^2 \omega_{r1}^3} (t - t_2) + \left( \frac{I_{Li1}}{L_{r1} \omega_{r1}} + \frac{I_{Li1}}{L_{r1} C_S^2 \omega_{r1}^3} \right) \sin \omega_{r1}(t - t_2)$$



شکل ۴: شکل موج‌های مهم مبدل.

$$L_i = \frac{V_i DT}{\Delta I_{Li}}, C_o = \frac{\bar{I}_0 \bar{D}}{f \Delta V_{C_o}} \quad (16)$$

برای طراحی المان‌های رزونانسی مبدل باید شرایط لازم برای عملکرد کلیدزنی نرم مبدل را بررسی نمود.

شرط اول: در بازه دوم مقادیر سلف  $L_{r1}$  و خازن  $C_s$  باید به گونه‌ای طراحی گردند تا بتوانند جریان ورودی  $I_{Li1}$  را به سمت مدار کمکی منحرف نمایند. برای این منظور باید دامنه رزونانس جریان سلف  $L_{r1}$  از جریان  $I_{Li1}$  بزرگتر باشد. بنابراین:

$$\frac{V_{O1} - V_{Cs1}}{Z_{S1}} > I_{Li1} \quad (17)$$

$$L_{r1} < \frac{(V_{O1} - V_{Cs1})^2}{I_{Li1}^2} C_s \quad (18)$$

شرط دوم: در بازه سوم، مقادیر سلف  $L_{r1}$ ، خازن  $C_s$  و خازن

$$V_{Cs}(t) = V_{Cs3} \cos \omega_{S1}(t - t_3) - Z_{S1} I_{Lr1}(t_3) \sin \omega_{S1}(t - t_3) \quad (11)$$

$$I_{Lr1}(t_4) = I_{Li1}, V_{Cr}(t_4) = V_{Cr4} \quad (12)$$

بازه پنجم ( $t_4 \leq t < t_5$ ): در ابتدای این بازه، زمانی که جریان سلف  $L_{r1}$  تا جریان ورودی کاهش می‌یابد سوئیچ اصلی که در بازه قبل روشن شده بود شروع به هدایت می‌نماید. در این بازه جریان سلف  $L_{r1}$  با همان روابط بازه قبل کاهش می‌یابد. زمانی که این جریان صفر گردد این بازه نیز به پایان می‌رسد. در انتهای این بازه خازن  $C_s$  در مقدار نهایی خود که منفی مقدار اولیه در بازه اول می‌باشد کلمپ می‌شود. از این زمان تا لحظه خاموش نمودن سوئیچ اصلی  $S_1$  می‌توان سوئیچ کمکی  $S_{a1}$  را در شرایط گذار جریان صفر (ZCT) خاموش نمود. مقادیر نهایی این بازه:

$$I_{Lr1}(t_5) = 0, V_{Cr}(t_5) = V_{Cr5} \quad (13)$$

بازه ششم ( $t_5 \leq t < t_6$ ): در این بازه هر دو سوئیچ اصلی روشن می‌باشند و سلف‌های ورودی  $L_{i1}$  و  $L_{i2}$  توسط منبع ورودی شارژ می‌گردند. این بازه تا زمان خاموش شدن سوئیچ اصلی  $S_2$  به پایان می‌رسد.

بازه هفتم ( $t_6 \leq t < t_7$ ): این بازه با خاموش شدن سوئیچ اصلی  $S_2$  در شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) به دلیل خازن رزونانس  $C_{r2}$  شروع می‌گردد. این بازه زمانی که ولتاژ خازن  $C_{r2}$  به ولتاژ خروجی برسد و دیود خروجی  $D_{O2}$  روشن گردد، به پایان می‌رسد. رابطه ولتاژ خازن  $C_{r2}$  به صورت زیر می‌باشد:

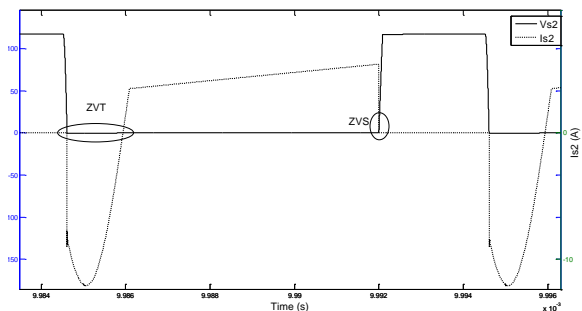
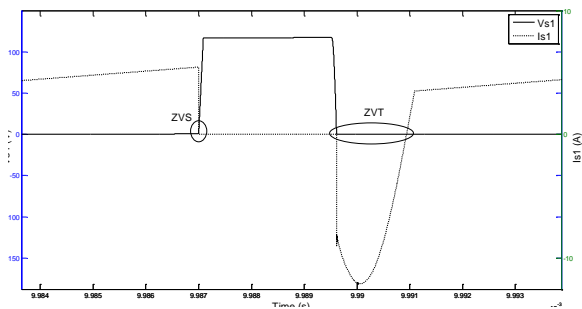
$$V_{Cr2}(t) = \frac{I_{Li2}}{C_{r2}} (t - t_6) \quad (14)$$

$$V_{Cr2}(t_7) = V_{O2} \quad (15)$$

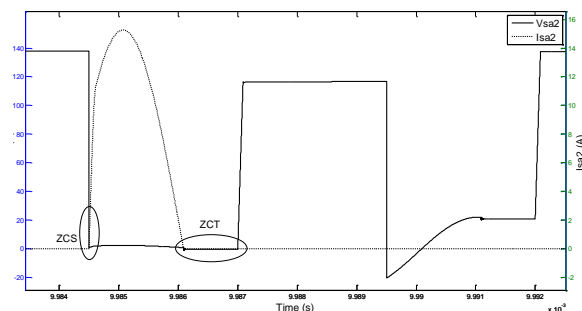
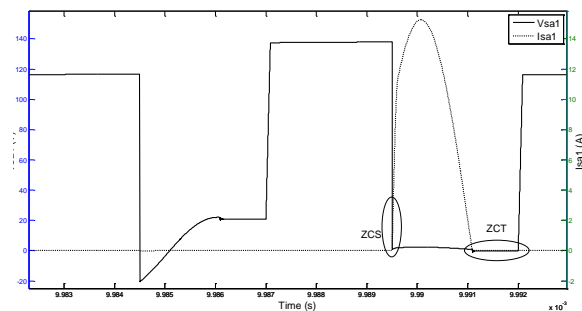
بازه هشتم ( $t_7 \leq t < t_8$ ): با روشن شدن دیود خروجی  $D_{O2}$  در شرایط ولتاژ صفر این بازه آغاز می‌گردد. این بازه مشابه بازه اول می‌باشد. با این تفاوت که جای روشن و خاموش بودن سوئیچ‌های اصلی عکس شده است. از این بازه به بعد کلیه مراحل قبل برای سوئیچ‌ها به صورت مکمل تکرار می‌گردد.

### ۳- طراحی مبدل

طراحی سلف ورودی و خازن خروجی را می‌توان از روابط مبدل DC-DC افزاینده معمول محاسبه نمود:



شکل ۵: عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ‌های اصلی  $S_1$  و  $S_2$ .



شکل ۶: عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ‌های کمکی  $S_{a1}$  و  $S_{a2}$ .

می‌گردند. همان طور که در شکل ۷ نشان داده شده است، استرس ولتاژ و جریان این دیودها نیز به اندازه استرس ولتاژ و جریان سوئیچ‌های کمکی می‌باشد.

دیودهای خروجی نیز تحت شرایط جریان صفر (ZCS) روشن و تحت شرایط ولتاژ صفر خاموش می‌گردند. بنابراین علاوه بر کاهش تلفات کلیدزنی، تلفات بازبایی معکوس این دیودها نیز کاهش می‌یابد. در این دیودها استرس جریان و ولتاژ اضافی نیز وجود ندارد. در شکل ۸ شکل موج‌های جریان و ولتاژ دیودهای خروجی  $D_{O1}$  و  $D_{O2}$  نشان داده شده است.

$C_{r1}$  باید به گونه‌ای طراحی گردند که خازن  $C_{r1}$  قبل از کاهش جریان سلف  $L_{r1}$  به جریان  $I_{il}$  دچار شود. یا به عبارت دیگر، زمانی که ولتاژ خازن  $C_{r1}$  کاملاً صفر می‌گردد خازن  $C_r$  هنوز جریان سلف  $L_{r1}$  بیشتر از جریان  $I_{il}$  باشد. بنابراین:

$$I_{Lr1}(t_3) = I_{Lr1}(\Delta t_3) > 0 \quad (19)$$

شرط سوم: معمولاً برای خاموش نمودن تحت شرایط ولتاژ صفر (ZVS) خازن موازی با سوئیچ باید بیش از ده برابر خازن پارازیتی سوئیچ باشد. بنابراین در بازه هفتم، مقدار خازن  $C_{r2}$  باید بیش از ده برابر خازن پارازیتی سوئیچ اصلی  $S_1$  باشد:

$$C_{r2} > 10C_{oes2} \quad (20)$$

شرط چهارم: معمولاً مدت زمان فعال بودن مدار کمکی برای عملکرد کلیدزنی نرم مبدل باید کمتر از ده درصد طول دوره کلیدزنی مبدل باشد. بنابراین:

$$\Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5 + \Delta t_7 < 0.1T \quad (21)$$

#### ۴- نتایج شبیه سازی

شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی، توسط سیمولینک نرم افزار MATLAB با مقادیر جدول ۱ و با استفاده از روابط طراحی مبدل در فرکانس ۱۰۰ کیلو هرتز، انجام شده است.

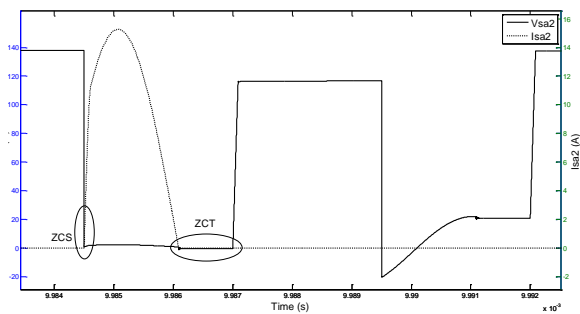
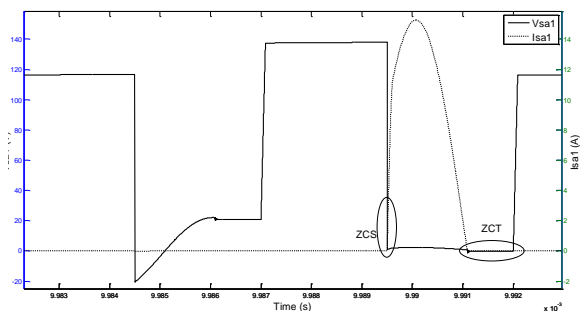
جدول ۱: مقادیر عناصر طراحی شده

عناصر	مقادیر	ویژگی	مقادیر
$L_{i2}$ و $L_{i1}$	$90 \mu H$	$f$	$100 kHz$
$C_O$	$470 \mu F$	$V_{in}$	$30 V$
$L_{r2}$ و $L_{r1}$	$1 \mu H$	$V_O$	$120 V$
$C_{r2}$ و $C_{r1}$	$4 nF$	$P_O$	$120 W$
$C_S$	$400 nF$		

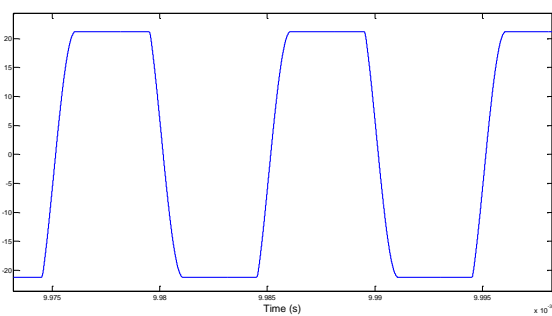
در شکل ۵ شکل موج‌های سوئیچ‌های اصلی مبدل پیشنهادی نشان داده شده است. در این شکل، سوئیچ‌های اصلی در شرایط ZVT روشن و در شرایط ZVS خاموش می‌گردند. استرس ولتاژ و استرس جریان اضافی در این سوئیچ‌ها وجود ندارد.

در شکل ۶، شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ‌های کمکی نشان داده شده است. در این سوئیچ‌ها روشن شدن در شرایط ZCS و خاموش شدن سوئیچ در شرایط ZCT صورت می‌گیرد. در این سوئیچ‌ها استرس جریان کمی بیش از جریان ورودی می‌باشد و استرس ولتاژ اضافی دیده نمی‌شود.

دیودهای کمکی  $D_{a1}$  و  $D_{a2}$  نیز تحت شرایط جریان صفر (ZCS) روشن و تحت گذار جریان صفر (ZCT) خاموش

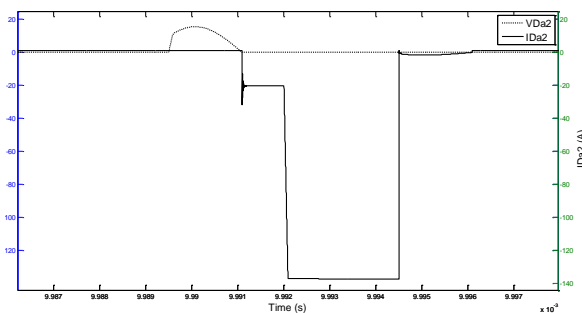
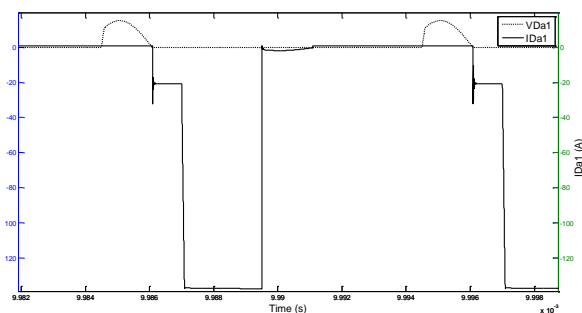


شکل ۸: عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ‌های کمکی  $S_{a1}$  و  $S_{a2}$ .



شکل ۹: عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ‌های کمکی  $S_{a1}$  و  $S_{a2}$ .

در نهایت شکل ۹ شکل موج ولتاژ خازن  $C_r$  برای تأیید



شکل ۷: عملکرد کلیدزنی نرم دیودهای کمکی  $D_{a1}$  و  $D_{a2}$ .

عملکرد مبدل پیشنهادی نشان داده شده است.

## ۵- نتیجه‌گیری

همان گونه که در نتایج شبیه سازی مشاهده شد علاوه بر عملکرد کلیدزنی نرم تمام المان‌های نیمه هادی، استرس جریان و استرس ولتاژ اضافی معمول در این المان‌ها ناچیز می‌باشد. بنابراین علاوه بر کاهش تلفات هدایتی، هزینه اضافی ناشی از استفاده از سوئیچ‌هایی با مقادیر نامی بالاتر نیز کاهش می‌یابد.

## مراجع

- [7] S. S. Saha, "Efficient soft-switched boost converter for fuel cell applications." International Journal of Hydrogen Energy, vol. 36, no. 2 pp.1710-1719, 2011.
- [8] I. B. Song, D. Y. Jung, Y. H. Ji, S. C. Choi, Y. C. Jung, C. Y. Won, "A soft switching boost converter using an auxiliary resonant circuit for a PV system." Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on. IEEE, pp. 2838-2843, 2011.
- [9] D. W. Han, "A new soft switching ZVT boost converter using auxiliary resonant circuit." Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE, pp. 1250-1255 IEEE, 2012.
- [10] P. Da, G. Moschopoulos, "A Comparative Study of Zero-Current-Transition PWM Converters," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, pp. 1319-1328, 2007.
- [11] M. Rezvanyvardom, E. Adib, H. Farzanehfard, "New interleaved zero-current switching pulse-width modulation boost converter with one auxiliary switch," IET Power Electronics, vol. 4, no. 9, pp.979-983, 2011.
- [12] M. Rezvanyvardom, E. Adib, H. Farzanehfard, M. Mohammadi, "Analysis, design and implementation of zero-current transition interleaved boost converter" IET Power Electronics, vol. 5, no. 9, pp.1804-1812, 2012.
- [13] D. Y. Le, M. K. Lee, D. S. Hyun, I. Choy, "A Practical ZCS-PWM Boost DC-DC Converter With Clamping Diode-Assisted Active Edge-Resonant Cell and Its Extended Topologies," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 60, no. 6, pp. 2225-2236, 2013.
- [14] N. Altintas, A. Faruk Bakan, I. Aksoy "A Novel ZVT-ZCT-PWM Boost Converter," IEEE Trans. on Industrial Electronic, vol. 29, no. 1 2014.
- [1] J. H. Kim, D. Y. Jung, S. H. Park, C. Y. Won, Y. C. Jung, S. W. Lee, "High Efficiency Soft-Switching Boost Converter Using a Single Switch," Journal of Power Electronics, Vol.9, No. 6, pp. 929-939, 2009.
- [2] N. J. Park, D. S. Hyun, "IBC Using a Single Resonant Inductor for High-Power Applications," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 5, pp. 1522-1530, 2009.
- [3] S. H. Park, G. R. Cha, Y. C. Jung, and C. Y. Won, "Design and Application for PV Generation System Using a Soft-Switching Boost Converter With SARC," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 515-522, 2010.
- [4] S. H. Park, S. R. Park, J. S. Yu, Y. C. Jung, and C. Y. Won, "Analysis and Design of a Soft-Switching Boost Converter With an HI-Bridge Auxiliary Resonant Circuit," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 28, no. 10, pp. 2142-2149, 2010.
- [5] D. Y. Jung, Y. H. Ji, S. H. Park, Y. C. Jung, C. Y. Won, "Interleaved Soft-Switching Boost Converter for Photovoltaic Power-Generation System," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 26, no. 4, pp. 1137-1145, 2011.
- [6] Y. C. Hsieh, T. C. Hsueh, H. C. Yen "An Interleaved Boost Converter With Zero-Voltage Transition," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 24, no. 4, pp. 973-978, 2009.

# SID



سرویس های ویژه



سرویس ترجمه تخصصی



کارگاه های آموزشی



بلاگ مرکز اطلاعات علمی



عضویت در خبرنامه



فیلم های آموزشی

## کارگاه های آموزشی مرکز اطلاعات علمی جهاد دانشگاهی



PROPOSAL  
پروپوزال

پروپوزال نویسی و پایان نامه نویسی

دکتره تهرانی

کارگاه آنلاین  
پروپوزال نویسی و پایان نامه نویسی



روش تحقیق و مقاله نویسی علوم انسانی

دکتره تهرانی

کارگاه آنلاین  
روش تحقیق و مقاله نویسی علوم انسانی



ISI  
Scopus

آشنایی با پایگاه های اطلاعات علمی بین المللی و ترند های جستجو

دکتره تهرانی

کارگاه آنلاین آشنایی با پایگاه های اطلاعات علمی بین المللی و ترند های جستجو