

یک مبدل اصلاح ضریب توان سوئیچینگ نرم بدون پل با راندمان بالا

ساجد سلمانی زاده، محمد مهدوی مزده

دانشجوی کارشناسی ارشد دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشکده مهندسی، گروه برق sajed.salmani@yahoo.com

استادیار گروه برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان)، mu.mahdavi@gmail.com

چکیده - در این مقاله یک مبدل اصلاح ضریب توان سوئیچینگ نرم (ZVT) بدون پل با راندمان بالا ارائه شده است. برای کاهش تلفات هدایتی در این مبدل، پل دیود ورودی با مبدل ترکیب شده است همچنین برای کاهش تلفات کلید زنی از تکنیک سوئیچینگ نرم (ZVT) استفاده شده است. به دلیل بدون پل بودن مبدل پیشنهادی و وجود مدار رزونانسی ساده که در زمان بسیار کوتاهی از سیکل سوئیچینگ فعال شده و شرایط سوئیچینگ نرم را برای المانهای نیمه هادی مدار فراهم میکند، راندمان کلی مدار نسبت به مبدل های معمول افزایش می یابد به دلیل فراهم شدن شرایط کلید زنی نرم در مبدل پیشنهادی می توان از آن در فرکانس های بالا استفاده نمود. در این مقاله حالت های عملکرد مبدل تجزیه و تحلیل و نتایج شبیه سازی آن با استفاده از نرم افزار Psim ارائه گردیده است.

کلیدواژه - بدون پل، سوئیچینگ نرم تحت ولتاژ صفر، مبدل های اصلاح ضریب توان، ZVT

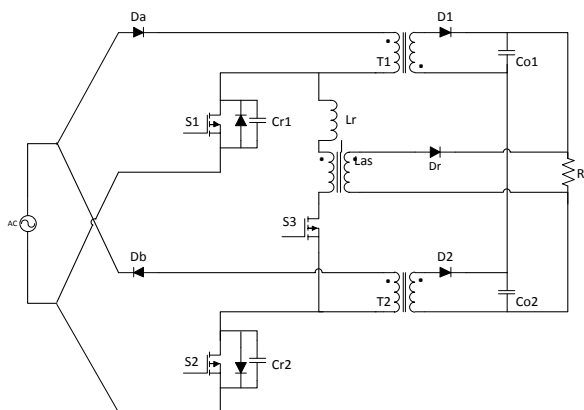
استفاده قرار میگیرد و در مقایسه با یکسوکننده های تمام پل ولتاژ خازن نصف می باشد و همین امر سبب صرفه اقتصادی و ارزان تر شدن ساختار آن می شود. اخیر مبدل های اصلاح ضریب توان AC-DC معرفی شده اند که ساختار ولتاژ دابل را با بدون پل ترکیب میکنند تا راندمان مبدل افزایش پیدا کند و طی این ترکیب نه تنها تعداد نیمه هادی های مسیر عبور جریان کاهش می یابد بلکه استرس ولتاژ روی ترانسفورماتورهای قدرت نیز کاهش می یابد. تاکنون مبدل های PFC بدون پلی با ساختار ولتاژ دوتایی ارائه شده اند توپولوژی آن ها بر مبنای مبدل های بوست [۷]، [۸]، باک [۹] و SEPIC [۱۰] بوده است و در این مقاله از مبدل فلای بک استفاده شده است.

برای افزایش بیشتر راندمان نیاز می باشد علاوه بر کاهش تلفات هدایتی، تلفات سوئیچینگ نیز بطور موازی کاهش یابد. چندین ساختار [۱۱] تا [۱۶] در سال های گذشته معرفی شده اند تا مشکل تلفات سوئیچینگ، مشکل بازیابی معکوس دیودها و نویز EMI را کاهش بدهند. این مبدل ها بطور عمومی به عنوان حالت گذر ولتاژ صفر (ZVT) دسته بندی و نامیده می شوند و از سوئیچ کمکی استفاده می کنند تا دیود مبدل به صورت نرم خاموش و سوئیچ اصلی در شرایط ZVS (کلید زنی ولتاژ صفر) روشن بشود. این مبدل ها دقیقاً نظیر مبدل های PWM معمولی رفتار میکنند به جز زمان بسیار کوتاهی از سیکل سوئیچینگ که

۱- مقدمه

یکسوکننده های دیودی تمام پل به خاطر سادگی مدت زیادی در مبدل های AC-DC استفاده می شدند، شکل جریان غیرسینوسی این مبدلها، مشکلاتی همچون کاهش ضریب توان، گرم شدن ترانس ها و ... ایجاد می کنند. بنابراین برای اصلاح ضریب توان معمولاً به دنبال آنها از یک مبدل DC-DC استفاده می گردد تا وظیفه اصلاح ضریب توان و تنظیم ولتاژ خروجی را انجام دهد. ولی مشکل آنجا بروز می کند که افت ولتاژ روی پل دیود باعث ایجاد تلفات هدایتی قابل توجهی می شود. بنابراین برای افزایش راندمان، یکسوکننده های اصلاح ضریب توان بدون پل معرفی شده اند [۱]. چندین روش برای ساخت مبدل های اصلاح ضریب توان بدون پل وجود دارد: ۱- جایگزین کردن تمام یا قسمتی از یکسوکننده تمام پل با سوئیچ های MOSFET که تلفات هدایتی کمتری دارند، البته اگر مقاومت آنها در حالت روشن به قدر کافی کوچک باشد [۲]، ۲- روش دیگر استفاده از یک جفت سوئیچ به عنوان یک سوئیچ دوطرفه می باشد تا جریان به صورت دوجهته در نیم سیکل های مثبت و منفی خط AC ورودی شارش کند [۳]. ساختار دیگری به نام ولتاژ دابل نیز وجود دارد که در مدارهای اکتیو [۴]، [۵] و پسیو [۶] مورد

به اندازه ای بزرگ هستند که بتوان آنها را به صورت منبع ولتاژ ایده آل در نظر گرفت به علاوه ولتاژ ورودی در هر سیکل سوئیچینگ ثابت و برابر $V_{ac}(t_0)$ فرض شده است.



شکل ۱: مبدل اصلاح ضریب بدون پل پیشنهادی

با توجه به فرضیات فوق این مبدل در هر سیکل سوئیچینگ در نیم سیکل مثبت برق شهر دارای شش وضعیت کاری می باشد که حالت های کاری مدار به ترتیب در شکل های ۲ تا ۷ نشان داده شده است. عملکرد مبدل در نیم سیکل منفی شهر نیز به طور مشابه انجام می شود. پیش از شروع حالت اول فرض می شود تمام المان های نیمه هادی خاموش هستند و توان خروجی از طریق خازن های خروجی تامین می شود.

➤ وضعیت اول: $[t_0-t_1]$

شکل ۲ مدار معادل را طی این وضعیت نشان می دهد. در ابتدای این وضعیت سوئیچ S_3 بصورت (ZCS) روشن می شود.

$$i_{s3}(t) = \left(\frac{V_b}{Z_r}\right) \sin[\omega_1(t - t_0)] \quad (1)$$

$$V_{s1}(t) = (V_b) \cos[\omega_1(t - t_0)] \quad (2)$$

V_b (ولتاژ برگشتی)

همچنین در این وضعیت مدار رزنانسی توسط دیود D_r شروع به هدایت کرده که انرژی L_{ap} به L_{as} منتقل می شود. در انتهای

نظیر مبدل های رزنانسی عمل می کنند. این گونه مبدل ها حداقل یکی از مشکلات زیر را دارا می باشند:

کلیدزنی نرم سوئیچ اصلی توسط مدار کمکی انجام میشود که خود مدار کمکی سوئیچ آن با تلفات خاموش می شود.

یک اسنابر تلفاتی نیز نیاز داریم تا نوسانات ناشی از تعامل بین سلف مدار کمکی و خازن خروجی سوئیچ کمکی را کاهش دهیم.

استرس ولتاژ و پیک جریان سوئیچ در این نوع مدارات بالا خواهد بود.

ساختار مدار کمکی اغلب پیچیده خواهد بود.

سوئیچ های مدار کمکی اغلب به زمین متصل نیستند و به همین دلیل به یک گیت درایو معلق نیاز داریم.

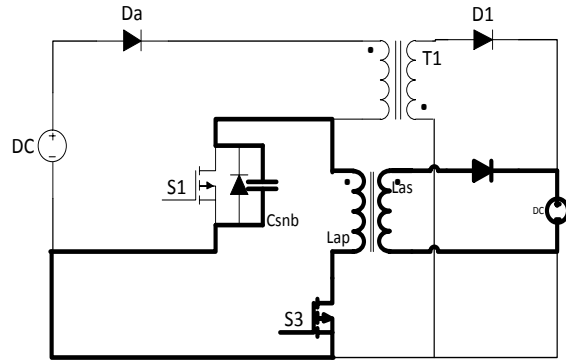
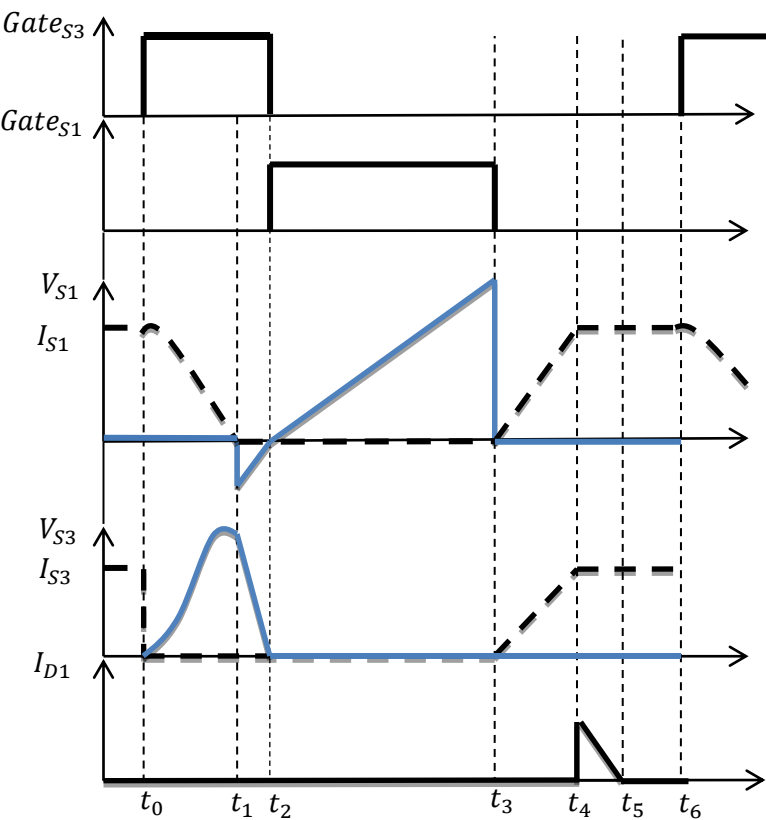
مدار کمی در مصارف PFC کاربرد ندارد و فقط برای کلیدزنی نرم استفاده می شود.

در این مقاله یک مبدل اصلاح ضریب توان جدید ارائه می گردد که شرایط کلیدزنی نرم را برای سوئیچ ها فراهم می کند به منظور وجود یک مدار رزنانسی در مبدل پیشنهادی همچنین به علت شرایط کلیدزنی نرم می توان از آن در فرکانس های بالا استفاده نمود. این مبدل دارای مزایای مبدل های رزنانسی، مثل کلیدزنی نرم، شکل ولتاژ و جریان سینوسی، چگالی توان بالا و بهبود راندمان نسبت به نوع مبدل های بدون پل و همچنین تا حد امکان تلفات هدایتی کاهش یافته است.

۲- معرفی عملکرد مدار ارائه شده

مبدلی که در این مقاله معرفی و در شکل (۱) نمایش داده شده است، مشکلات ذکر شده را در بالا را بطور چشمگیری بهبود بخشیده است. این مدار بوسیله یک مدار رزنانسی ساده که به بطور موازی با سوئیچ اصلی قرار گرفته به عملکرد ZVS دست می یابد. در این مقاله مدهای عملکرد مدار توضیح و شبیه سازی لازم برای اثبات افزایش راندمان مبدل، ارائه گردیده است. در ساختار مطرح شده دو مبدل Fly back برای تولید یک مبدل بدون پل ترکیب شده اند که هر یک از مبدل ها در یک نیم سیکل مورد استفاده قرار می گیرند. کارکرد مبدل پیشنهادی در هر نیم سیکل متقارن می باشد و برای سادگی تحلیل مدار فرض می شود مبدل در وضعیت هدایت گسسته DCM کار می کند و تمام المانهای مدار ایده آل هستند. همچنین خازن های خروجی

این بازه C_{snb} کاملاً دشارژ شده و ولتاژ سوئیچ اصلی V_{s1} برابر صفر می‌شود.

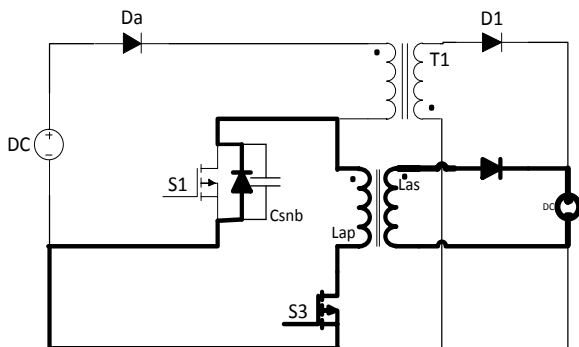


شکل ۲: مدار معادل وضعیت اول

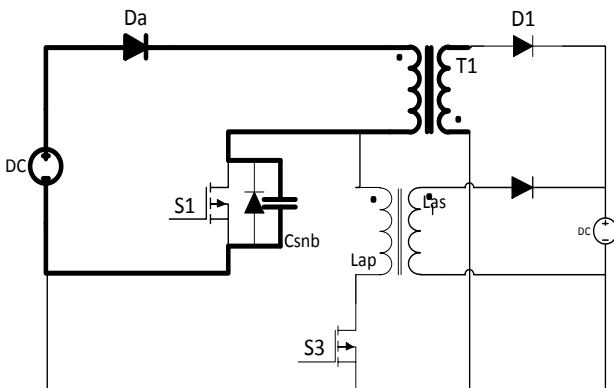
➤ وضعیت دوم: $[t_1 - t_2]$

شکل ۳ عملکرد این مدار را طی این وضعیت نشان می‌دهد. به دلیل اینکه دیود D_r هدایت می‌کند و جریان سلف L_{ap} باید ادامه پیدا کند، دیود بدنه سوئیچ S_1 شروع به هدایت می‌نماید. این وضعیت با روشن شدن دیود بدنه S_1 شروع می‌شود. بنابراین در ولتاژ صفر

کلمپ می‌گردد و همچنین عاملی می‌شود که سوئیچ اصلی S_1 به هنگام روشن شدن بصورت (ZVS) شروع به کار کند. این وضعیت تا خاموش شدن S_3 و روشن شدن S_1 و همچنین تخلیه کامل انرژی سلف ادامه می‌یابد.



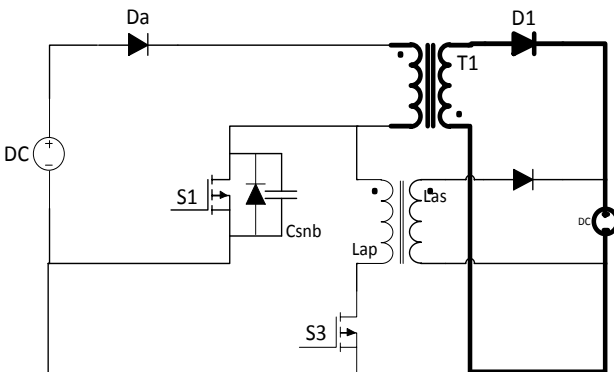
شکل ۳: مدار معادل وضعیت دوم



شکل ۵: مدار معادل وضعیت چهارم

➤ وضعیت پنجم: $[t_4 - t_5]$

شکل ۶ عملکرد مدار را طی این بازه نشان می‌دهد. این وضعیت تا خاموش شدن دیود خروجی D_1 و تخلیه کامل انرژی L_m به خروجی ادامه می‌یابد.



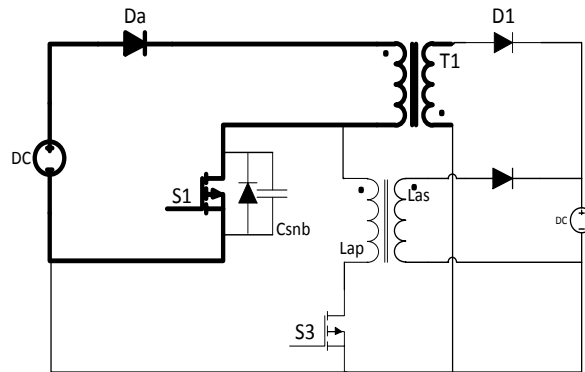
شکل ۶: مدار معادل وضعیت پنجم

➤ وضعیت ششم: $[t_5 - t_6]$

شکل ۷ عملکرد مدار را طی این بازه نشان می‌دهد. این وضعیت تا شروع سیکل بعدی ادامه می‌یابد. در پایان این بازه یک سیکل سوئیچینگ کامل می‌شود. بعد از این بازه وضعیت های ۱ تا ۶ تکرار می‌شوند.

➤ وضعیت سوم: $[t_2 - t_3]$

شکل ۴ عملکرد مدار را طی این وضعیت نشان می‌دهد. در ابتدای این بازه چون سوئیچ کمکی S_3 بصورت (ZVS) خاموش گردیده باعث می‌شود S_1 در ولتاژ صفر روشن شود. این وضعیت تا خاموش شدن سوئیچ اصلی ادامه می‌یابد. مدت زمان این وضعیت توسط مدار کنترل تعیین می‌گردد.



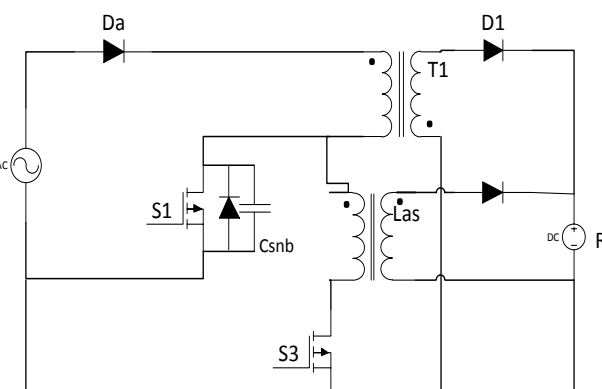
شکل ۴: مدار معادل وضعیت سوم

➤ وضعیت چهارم: $[t_3 - t_4]$

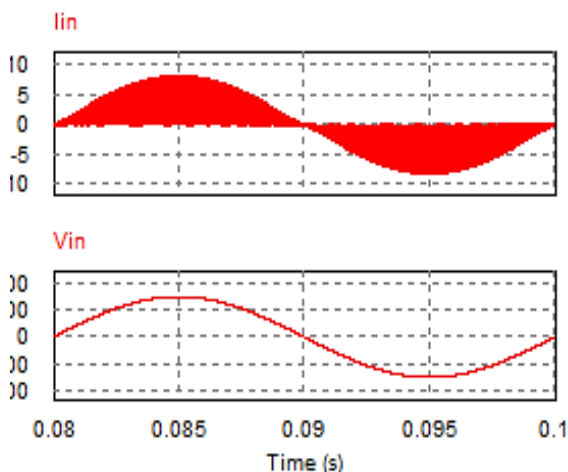
شکل ۵ عملکرد مدار طی این بازه نشان می‌دهد. در شروع این بازه سوئیچ S_1 خاموش می‌شود، جریان سوئیچ ناگهانی قطع می‌شود ولی ولتاژ دو سر سوئیچ S_1 بطور خطی با شارژ شدن C_{snb} توسط جریان L_m ترانس به آرامی بالا می‌رود. بنابراین سوئیچ S_1 به صورت ZVS خاموش می‌شود. ولتاژ S_1 در این بازه از رابطه زیر بدست می‌آید. این وضعیت تا رسیدن سوئیچ به ولتاژ ورودی بعلاوه برگشتی ادامه می‌یابد.

$$V_{s1} = \frac{I_{Lm}}{C_{snb}} (t - t_3) \quad (3)$$

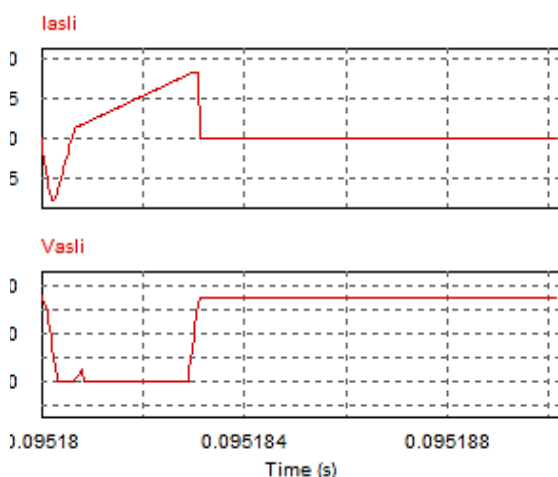
از دیگر مزایای استفاده از مبدلها در وضعیت DCM روشن شدن کلید آنها تحت شرایط جریان صفر می باشد. کلید تحت شرایط صفر روشن و دیود تحت جریان صفر خاموش می‌گردد. این امر همچنین باعث می‌گردد که مساله زمان بازیابی معکوس در دیود مبدل نیز حل گردد. چون عملاً جریان صفر دیود خاموش شده و تقریباً هیچ حاملی در پیوند در هنگام خاموش شدن ذخیره نشده است. این مبدل دارای مزایای کلیدزنی نرم، شکل ولتاژ و جریان سینوسی، چگالی توان بالا و بهبود راندمان نسبت به نوع معمول مبدلها بدون پل بوده است.



شکل ۷: مدار معادل وضعیت ششم



شکل ۹: شکل موج ولتاژ و جریان ورودی



شکل ۱۰: شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچینگ نرم سوئیچ های اصلی

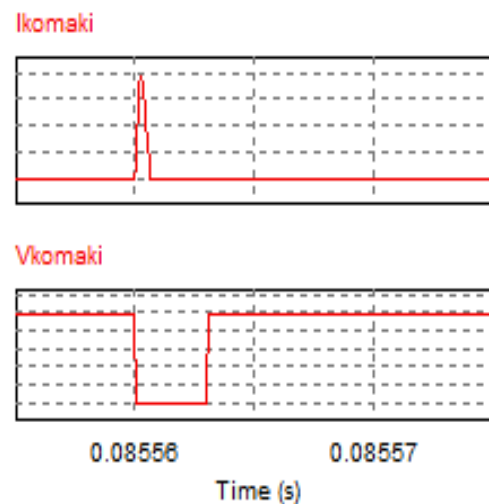
۳- شبیه سازی و نتایج مدار

مبدل پیشنهادی برای ولتاژ ورودی $300 V_{rms}$ ، ولتاژ خروجی $100V$ ، فرکانس سوئیچینگ $50 KHz$ و توان 100 وات طراحی شده است. بر این اساس مقدار خازن های خروجی برابر $1000 \mu F$ و سلف های کوپل شده برابر $1mH/0$ شده است.

در این بخش نتایج شبیه سازی با مقادیر ذکر شده در ادامه آمده است. شکل ۸ همفاز بودن ولتاژ و جریان ورودی را نشان می‌دهند و همانطور که قابل مشاهده است به راحتی شرایط استاندارد IEC 61000-3-2 برآورده و ضریب توان به خوبی اصلاح گردیده است. همچنین راندمان این مبدل با راندمان مبدل معمولی مقایسه شده است که ۱ درصد افزایش راندمان را در توان نامی نشان می‌دهد. شکل های ۹ و ۱۰ ولتاژ و جریان سوئیچ های اصلی و کمکی مدار پیشنهادی را نشان می‌دهد. در این شکل ها شرایط سوئیچینگ نرم ZV برای دو سوئیچ اصلی و شرایط ZC در هنگام روشن شدن برای سوئیچ کمکی دیده می‌شود. در مبدل ارائه شده مدار کمکی ایجاد شده شرایط سوئیچینگ نرم را در دو مبدل فلای بک بطور همزمان فراهم می‌کند، مدار کمکی پیشنهادی بخوبی شرایط سوئیچینگ نرم را برای سوئیچ اصلی و کمکی فراهم کرده است. در ضمن پیچیدگی مدار کنترل به دلیل استفاده از مبدل فلای بک در ناحیه DCM کاهش یافته است. برای درایو سوئیچ کمکی تنها لازم است از یک مونواستابل اضافه شده به مدار کنترل معمول مبدلها DC/DC استفاده نمود.

مراجع

- [1] L. Huber, Y. T. Jang, and M. M. Jovanovi, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1381-1390, May 2008.
- [2] B. Su, J. Zhang, and Z. Lu, "Totem-pole boost bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 427-435, Feb 2011.
- [3] W. Y. Choi, J. M. Kwon, E. H. Kim, J. J. Lee, and B. H. Kwon, "Bridgeless boost rectifier with low conduction losses and reduced diode reverse-recovery problem," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 2, pp. 769-780, Apr 2007.
- [4] R. Redl, and L. Balogh, "Power-factor correction in bridge and voltage-doubler rectifier circuit with inductors and capacitors," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 466-472, 1995.
- [5] I. Yamamoto, K. Matsui, and F. Ueda, "A power factor correction with voltage doubler rectifier," in *Proc. 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 4, pp. 2641-2647, 2000.
- [6] J. Zhang, L. Huber, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Single-stage input-current-shaping technique with voltage-doubler-rectifier front end," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 1, pp. 55-63, Jun 2011.
- [7] D. Maksimovic, and R. Erickson, "Universal input, high-power-factor, boost doubler rectifier," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 459-465, 1995.
- [8] Roberto Mendes Finzi Neto, Fernando Lessa Tofoli, and Luis Carlos de Freitas, "A high-power-factor half-bridge doubler boost converter without conduction losses" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1278-1285, Oct 2005.
- [9] W. Y. Choi, J. M. Kwon, and B. H. Kwon, "An improved bridgeless PFC boost-rectifier with Conference," pp. 1309-1313, 2008.
- [10] Y. Jang, and M. M. Jovanovic, "bridgeless high-power-factor buck converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 602-611, Feb 2011.
- [11] E. H. Ismail, "Bridgeless SEPIC rectifier with unity power factor and reduced conduction losses," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 1147-1157, Apr 2009.
- [12] G. Hua, C-S Lieu, Jiang, and F.C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converter," *IEEE Trans. On Power Elec.*, vol. 9, no. 2, pp. 213-219, Mar 1994.



شکل ۱۱: شکل موج جریان و ولتاژ سوئیچینگ نرم سوئیچینگ های کمی

۴- نتیجه گیری و بحث

در این مقاله یک مبدل اصلاح ضریب توان سوئیچینگ نرم (ZVS) با راندمان بالا معرفی و ارائه گردید. مزایای اصلی این مبدل شامل فراهم کردن شرایط سوئیچینگ نرم توسط یک مدار رزونانسی ساده برای سوئیچ های اصلی مدار و همچنین کاهش تلفات هدایتی مسیر عبور توان توسط ساختار بدون پل آن می باشد. در این مبدل شکل موج جریان و ولتاژ ورودی کاملاً سینوسی می باشد در این مقاله تمام مدهای عملکرد مدار مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفت و نتایج شبیه سازی تحلیل های تئوریک را تایید نموده و نشان دهنده شرایط سوئیچینگ نرم برای تمام المان های نیمه هادی مدار می باشد، همچنین مقایسه راندمان مدار در توان نامی در مقایسه با نوع معمول مبدلهای بدون پل حدود ۱ درصد افزایش یافته است و ضریب توان مبدل پیشنهادی نزدیک یک می باشد.



چهارمین کنفرانس ملی ایده های نو در مهندسی برق



۱۳۹۴ آبان ماه - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان)

- [13] L. Yang and C. Q. Lee, "Analysis and design of boost zero-voltage-transition PWM converter," in IEEE Appl. Power Elec. ConJ Rec .1993, pp. 707-713.
- [14] J. P. Gegner and C.Q. Lee, "Zero-voltage-transitioconverters using a simple magnetic feedback technique," in IEEE Appl. Power Elec. 1994,pp . 590-596.
- [15] J. Bazinet and J. O,Conner," Analysis and design of a zero-voltage-transition power factor correction circuit," in IEEE Appl. Power Elec. 1994,pp. 591-600.
- [16] 6. Moschopoulos, P. Jain and G. Joos,"A novel zero voltage switched PWM boost converter," in IEEE Power Elec. Spec. ConJ Rec., 1995, pp. 694-700.
- [17] K. M. Smith and K. M. Smedly,"A comparision of voltage mode soft switching metods for PWM converters," in IEEE Appl. Power Elec. Conf.Rec., 1996, pp. 291-298.