

استفاده از مبدل تمام پل شیفت فاز رزونانسی در سیستم های انتقال توان بدون سیم القایی

محمد هادی داداشی^۱، سید محمد مهدی میر طلایی^۲

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

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

Mhd.project2007@gmail.com

خلاصه

به طور معمول برای افزایش یازده یک سیستم انتقال توان بدون سیم، در هر دو سمت اولیه و ثانویه به جبران ساز های خازنی نیاز داریم. در این مقاله یک سیستم انتقال توان بدون سیم با یک مبدل تمام پل شیفت فاز رزونانسی پیشنهاد شده است. مبدل تمام پل شیفت فاز رزونانسی در مقایسه با مبدل های تمام پل سنتی در پهنای وسیعی از بار از شرایط کلید زنی نرم بهره مند است و هم چنین شرایط انتقال توان ماکزیمم را دارد و از یک روش کنترلی شیفت فاز به منظور تنظیم توان خروجی به ازای تغییرات ولتاژ ورودی به کار برده شده است. در این مقاله یک مبدل تمام پل شیفت فاز رزونانسی برای کاربرد در سیستم های انتقال توان القایی صنعتی ۲۴ ولت ۲ آمپر طراحی گردیده شده است و نتایج شبیه ساز برای صحت عملکرد مبدل ارائه گردیده شده است.

کلمات کلیدی: انتقال توان بدون سیم، جبران ساز خازنی، مبدل تمام پل، رزونانس، شیفت فاز.

۱. مقدمه

برای مصرف کنندگان الکترونیکی هم چون تلفن های همراه، تبلت ها، کامپیوترهای شخصی و دیگر کاربردهای صنعتی و تجاری، یک شارژر بدون سیم قادر به حذف سیم های الکتریکی و پیشنهاد تجربه یک شارژ راحت است [۱]-[۳]. ضریب کیفیت بالا در سیستم های انتقال توان بدون سیم به منظور افزایش راندمان انتقال توان و فاصله بسیار حیاتی هستند. جبران ساز های خازنی موازی یا سری در [۳، ۶، ۹] مورد بررسی قرار گرفته شده است. به منظور افزایش فاصله انتقال توان از استراتژی های سیم پیچ های جداگانه استفاده می گردد. سیستم رزونانس دومینو در [۱۰] گزارش شده است و تجزیه و تحلیل عملکرد سیستم سیم پیچ های رزونانس چند گانه در [۱۱]-[۱۲] ارائه شده است.

مسیر انتقال توان در این سیستم ها یک طرفه و از منبع به بار می باشد و در تمامی آن ها از یک یکسو کننده تمام پل در سمت ثانویه استفاده می شود. استفاده از مبدل های dc-dc تمام پل شیفت فاز در سیستم های انتقال توان بدون سیم القایی یکی دیگر از تحقیقات برجسته اخیر می باشد. تکنیک های انتقال توان القایی در [۸، ۱۳، ۱۵] شرح داده شده است. این ثابت گردیده است که توان خروجی توسط اندازه و اختلاف زاویه مربوط بین ولتاژ ورودی و خروجی تعیین می گردد.

یک مبدل حالت ناپایدار از یک سیستم انتقال توان بدون سیم القایی و یک مدل دینامیکی در [۱۴] شرح داده شده است. از اینرو سیستم پیشنهادی بر پایه یک مدل ریاضی مرتبه بالا است و هم چنین از تاثیرات مقاومت پارازیتی به منظور ساده سازی صرفه نظر شده است. علاوه بر این یک مدل فضای حالت دینامیکی منبع جریان سیستم انتقال توان بدون سیم القایی در [۱۵] گفته شده است و یک تجزیه و تحلیل حوزه فرکانس بر پایه این مبدل به خوبی پیشنهاد شده است.

در این مقاله از یک مبدل dc-dc تمام پل شیفت فاز رزونانسی نوین با کلید زنی جریان صفر-ولتاژ صفر در یک سیستم انتقال توان بدون سیم القایی استفاده شده است که این مبدل با استفاده از اندوکتانس نشی سیستم انتقال توان القایی، سلف اشباع و جبران ساز های خازنی سری-سری شرایط را برای انتقال توان ماکزیمم و کلید زنی نرم مبدل به ازای تغییرات وسیعی از بار فراهم می کند. در این روش به دلیل کلید زنی جریان صفر ساق پیش فاز مبدل، می توان از کلید های IGBT به جای ماسفت استفاده نمود. کلید های IGBT علاوه بر قابلیت اعتماد و تلفات هدایتی پایین به دلیل مزایای همچون چگالی جریان بالا، هزینه پایین و گیت داریو ساده در مبدل های توان متوسط و بالا مورد استفاده قرار می گیرند. در این روش پیشنهادی با

^۱ دانشجوی کارشناسی ارشد

^۲ استادیار

استفاده از تکنیک شیفت فاز می توان ولتاژ خروجی را به ازای تغییرات ولتاژ ورودی تنظیم کرد. مدل ریاضی این مبدل نیز مورد بررسی قرار گرفته شده است.

۲. سیستم انتقال توان القایی

در شکل ۱ شماتیک مدار سیستم انتقال توان بدون سیم القایی پیشنهادی نشان داده شده است که سیم پیچ های هسته هوا L_1 و L_2 با اندوکتانس متقابل M با یکدیگر کوپل مغناطیسی گردیده اند. به منظور ساده سازی محاسبات تعداد دور سیم پیچ های اولیه و ثانویه یکسان در نظر گرفته می شود.

$$L_m = M \quad (1)$$

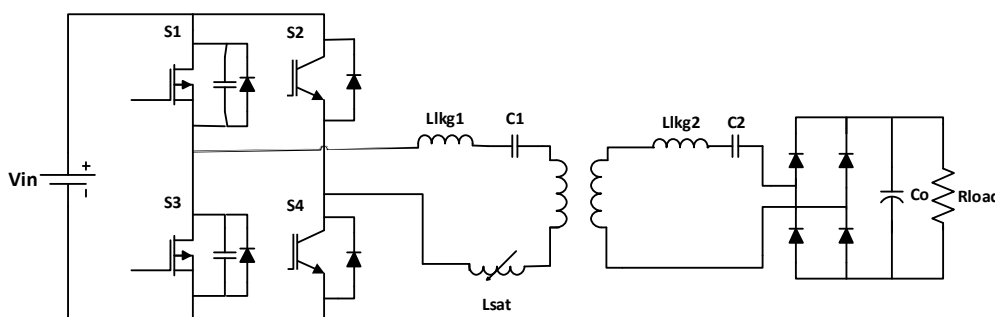
$$L_1 = L_{lk1} + M \quad (2)$$

$$L_2 = L_{lk2} + M \quad (3)$$

L_{lk1} و L_{lk2} به ترتیب اندوکتانس نشتی سیم پیچ های اولیه و ثانویه می باشند. اینگونه سیستم ها به دلیل کوپلینگ از طریق فاصله هوایی از ضریب کوپلینگ های پایین رنج می برند که رابطه ضریب کوپلینگ (k) یک سیستم انتقال توان بدون سیم القایی برابر با

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4)$$

است.

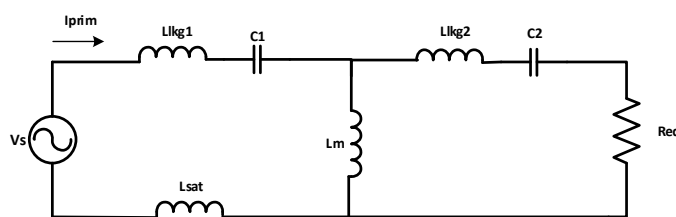


شکل ۱ - مدار پیشنهادی

کلید های S_1 تا S_4 به ترتیب کلید های اینورتر در سمت اولیه می باشند. C_1 و C_2 نیز خازن جبران ساز در اولیه و ثانویه می باشند که به صورت سری بسته شده اند. L_{sat} اندوکتانس سلف اشباع می باشد. هر دو تانک روزناتی در سمت اولیه برای دستیابی به ماکزیمم ظرفیت توان انتقالی در یک فرکانس مشابه عمل می کنند.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (5)$$

تجزیه و تحلیل عملکرد توپولوژی های جبران ساز سری و موازی در [۳] گزارش شده است.



شکل ۲ - مدار معادل هارمونیک اول شکل ۱

شکل فوق، مدل مداری ساده شده هارمونیک اول شکل ۱ می باشد که اینورتر سمت اولیه به عنوان یک منبع ac عمل می نماید و R_{eq}

مقاومت دیده شده از دو سر پل دیودی می باشد.

$$R_{eq} = 8R_L / \pi^2 \quad (5)$$

به منظور بررسی پایداری سیستم و بار بهینه لازم است که بهره ولتاژ به ازای تغییرات فرکانس مورد بررسی قرار داده شود. بهره ولتاژ سیستم

انتقال توان بدون سیم القایی با جبران ساز خازنی سری - سری با مدل هارمونیک اول به دست می آید.

$$\left\{ \left(1 + \frac{1 + \omega_R^2 (k-1)}{k \omega_R^2} \right)^2 + \left(\frac{2Q_2}{\omega_R} (1 + \omega_R^2 (k-1)) \right)^2 + \frac{Q_2 (1 + \omega_R^2 (k-1))^2}{k \omega_R^3} \right\}^{-1/2} \quad (6)$$

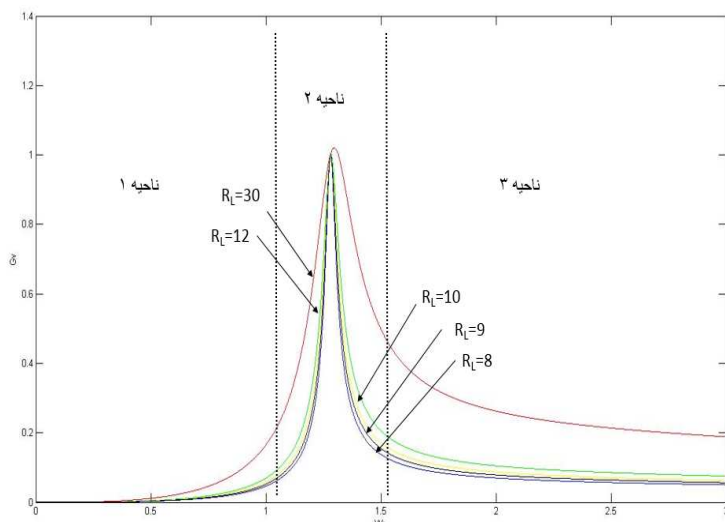
$$G_V = \frac{V_o}{|V_s|} =$$

که ω_R و Q_2 به ترتیب فرکانس نرمالیزه و ضریب کیفیت ثانویه می باشد.

$$\omega_R = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (7)$$

$$Q_2 = \frac{\omega L_2}{R_{eq}} \quad (8)$$

منحنی های بهره ولتاژ بر حسب فرکانس نرمالیزه برای یک بار صنعتی ۲۴ ولت، ۲ آمپر با ضریب کوپلینگ 0.39 و با اندوکتانس سیم پیچ های هسته هوا ۱۰۰ میکرو هانری [۲۰] به ازای بارهای متفاوت در شکل ۳ نشان داده شده است.



شکل ۴ - منحنی های بهره ولتاژ - فرکانس نرمالیزه

همان طور که از شکل فوق پیداست به ازای بارهای مختلف شاهد تغییرات بهره ولتاژ هستیم و از آنجا که مبدل مورد نظر ما می بایست در فرکانس روزناس کار کند بنابراین فرکانس نرمالیزه برابر با یک می باشد. شکل ۴ را می توان به سه ناحیه عملکرد تقسیم نمود. در بین این سه ناحیه، بهره ولتاژ در ناحیه یک و سه تابع کم تری از تغییرات فرکانس می باشند. از اینرو ولتاژ خروجی را در این دو ناحیه را می توان کنترل نمود. در نقطه مقابل ناحیه دو از بیشترین ظرفیت توان انتقالی بهره می برد ولی به دلیل وابستگی شدید بهره ولتاژ به تغییرات بار و K ، این ناحیه به شدت ناپایدار می باشد. از لحاظ پایداری و بهره ولتاژ مناسب ناحیه سه دارای بهترین عملکرد می باشد.

۳. عملکرد مبدل

در این فصل به بررسی عملکرد مبدل dc-dc تمام پل شیفت فاز رزونانسی با کلید زنی ولتاژ صفر جریان صفر برای یک سیستم انتقال توان بدون سیم القایی پرداخته شده است. شکل موج های اصلی مبدل پیشنهادی در شکل ۱۲ نشان داده شده است. به منظور ساده سازی تجزیه و تحلیل در حالت ماندگار، فرضیات زیر در نظر گرفته می شود:

۱- تمام کلید ها ایده ال در نظر گرفته می شوند.

۲- سیستم انتقال توان بدون سیم القایی را با یک ترانس ایده آل همراه با سلف نشستی مدل می کنیم.

۳- C_{out} به میزان کافی بزرگ در نظر گرفته می شود که V_0 را بتوان یک ولتاژ dc بدون ریبیل در نظر گرفت.

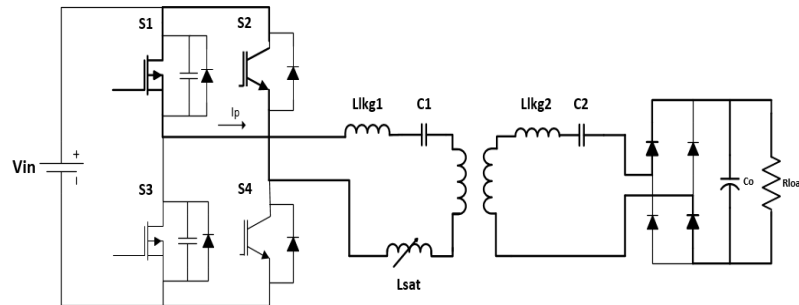
۴- فرکانس کلید زنی برابر یا مقداری بزرگتر از تانک رزونانسی در نظر گرفته می شود.

۵- تعداد دور سیم پیچ های اولیه و ثانویه برابر در نظر گرفته می شود.

مد های عملکرد مبدل پیشنهادی به شرح زیر می باشد :

۱.۳ وضعیت اول ($t' < t_0$)

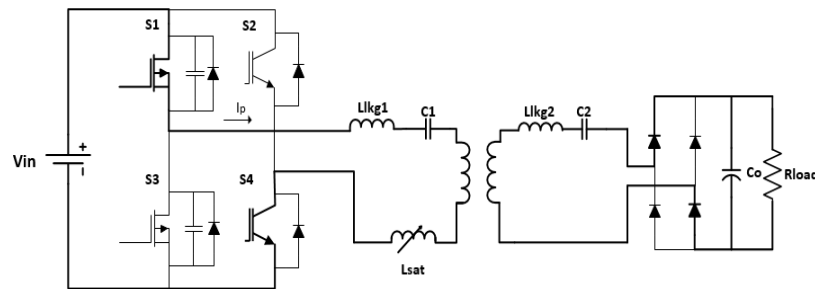
در وضعیت اول کلید های S_1 و S_2 در حال هدایت هستند و جریان در اولیه و ثانویه به ترتیب صفر و ماکزیمم است. بار هم چنان توسط انرژی ذخیره شده در تانک رزونانسی ثانویه تغذیه می گردد و در سمت اولیه، سلف اشباع با نشان دادن امپدانس بزرگ از خود، جریان را در صفر تثبیت می نماید. شماتیک این وضعیت در شکل ۵ نشان داده شده است.



شکل ۵ - مدار معادل وضعیت اول ($t < t_0$)

۲.۳ وضعیت دوم ($t_0 < t < t_1$)

در ابتدا این وضعیت، کلید S_2 تحت شرایط کلید زنی جریان صفر خاموش می‌گردد. سپس بعد از گذر زمان مرده بین کلید ها، کلید S_4 تحت شرایط کلید زنی جریان صفر روشن می‌گردد. در این وضعیت سلف اشباع در مدار می‌باشد و از تغییرات جریان جلوگیری می‌کند. شماتیک مدار معادل این وضعیت در شکل ۶ نشان داده شده است.

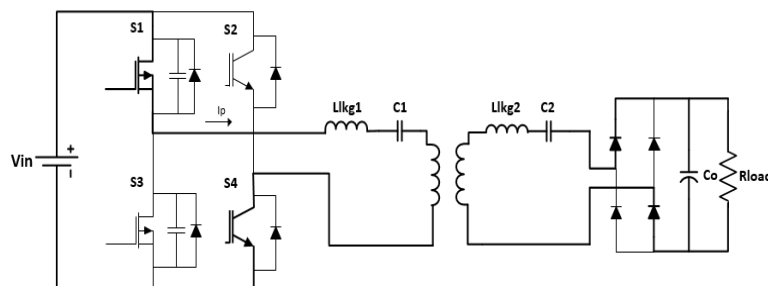


شکل ۶ - مدار معادل وضعیت دوم ($t_0 < t < t_1$)

از تغییرات جریان در این وضعیت به دلیل کوتاه بودن بازه صرفه نظر می‌شود.

۳.۳ وضعیت سوم ($t_1 < t < t_2$)

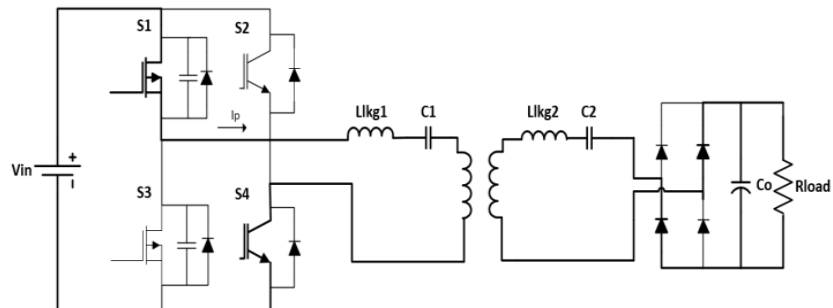
این وضعیت با اشباع گردیدن سلف اشباع شروع می‌گردد و با قرار گرفتن ولتاژ V_{in} در ورودی تانک رزونانسی اولیه، جریان های اولیه و ثانویه در طی رزونانس به ترتیب شروع به افزایش و کاهش می‌یابند. این وضعیت، وضعیت انتقال توان نامیده می‌شود و هم چنان تا زمانی که جریان ثانویه صفر نگردیده، ادامه می‌یابد. شماتیک مداری این وضعیت در شکل ۷ نشان داده شده است.



شکل ۷ - مدار معادل وضعیت سوم ($t_1 < t < t_2$)

۴.۳ وضعیت چهارم ($t_2 < t < t_3$)

در ابتدای این وضعیت جریان ثانویه صفر و منفی می‌گردد. لذا دیود های پل دیودی جریان منفی را از خود عبور می‌دهند. شماتیک مداری این وضعیت در شکل ۸ نشان داده شده است.

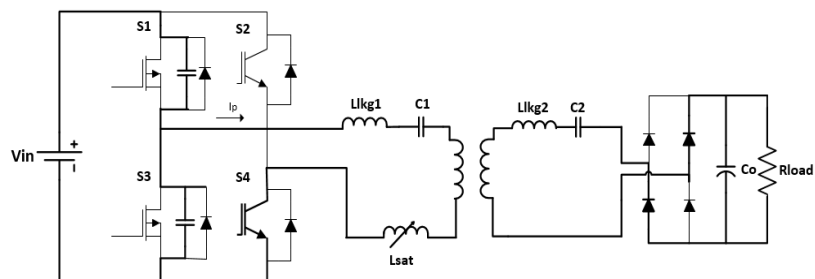


شکل ۸- مدار معادل وضعیت چهارم ($t_2 < t < t_3$)

این وضعیت مشابه وضعیت قبل می‌باشد و روابط وضعیت سوم هم چنان صادق می‌باشد.

۵.۳. وضعیت پنجم ($t_3 < t < t_4$)

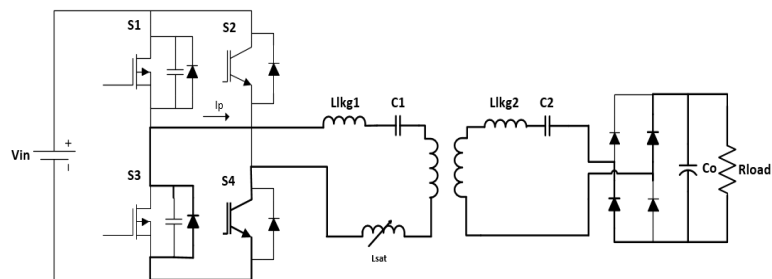
در این وضعیت با رسیدن جریان در حدود صفر، سلف اشباع وارد مدار گردیده و جریان را کلمپ می‌گرداند تا از ادامه رزونانس جلوگیری شود. در این وضعیت کلید S_1 تحت کلید زنی ولتاژ صفر خاموش می‌گردد و سپس خازن های اسنابر C_{S1} و C_{S3} توسط انرژی ذخیره شده در سلف اشباع و سلف نشتی به ترتیب شارژ و دشارژ می‌گردند. این وضعیت هم چنین تا زمانی ادامه می‌یابد که خازن C_{S3} کاملاً تخلیه گردیده و ولتاژ دو سر آن صفر گردد. شماتیک مداری این وضعیت در شکل ۹ نشان داده شده است.



شکل ۹- مدار معادل وضعیت پنجم ($t_3 < t < t_4$)

۶.۳. وضعیت ششم ($t_4 < t < t_5$)

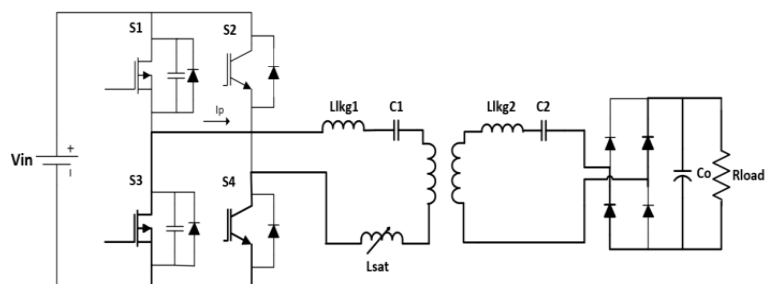
در ابتدای این وضعیت دیود بدنه S_3 روشن گردیده و شرایط را برای روشن شدن کلید S_3 تحت کلید زنی ولتاژ صفر فراهم می‌کند. شماتیک مداری این وضعیت در شکل ۱۰ نشان داده شده است.



شکل ۱۰- مدار معادل وضعیت ششم ($t_4 < t < t_5$)

۷.۳. وضعیت هفتم ($t_5 < t < t_6$)

در ابتدای این وضعیت کلید S_3 تحت کلید زنی ولتاژ صفر روشن میگردد. شماتیک مداری این وضعیت در شکل ۱۱ نشان داده شده است.



شکل ۱۱ - مدار معادل وضعیت هفتم ($t_5 < t_6$)

از وضعیت هفتم به بعد به طور مشابه وضعیت ها تکرار می شوند تا یک دوره تناوب به اتمام رسد.

شکل ۱۲ - شکل موج های اصلی مدار مبدل dc-dc تمام پل شیفت فاز روناسی در سیستم انتقال توان بدون سیم القایی

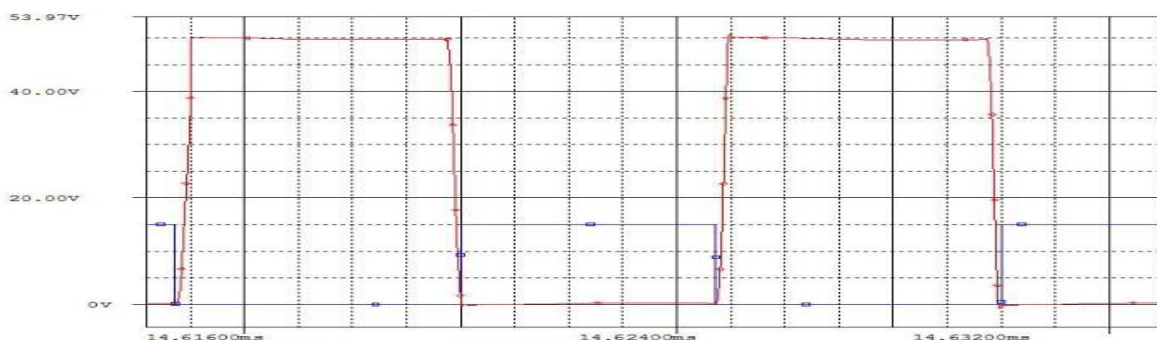
انرژی لازم برای شارژ و دشارژ خازن های خروجی S1 و S3 و کلید زنی ولتاژ صفر شاخه پیش فاز توسط انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی اولیه و اندوکتانس مغناطیسی و اندوکتانس سلف اشباع تامین می گردد. به این منظور می بایست مجموع انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی و سلف اشباع بزرگتر از انرژی ذخیره شده در خازن های ساق پیش فاز باشند. از طرفی برای کسب شرایط کلید زنی جریان صفر برای شاخه پس فاز از آن جا که فرکانس کلید زنی مبدل برابر با فرکانس تانک رزونانس است و فاصله زمانی بین t_3 و t_6 بزرگتر یا مساوی نصف دوره تناوب است، رزونانس جریان اولیه را مجبور به صفر نمودن می کند و هیچ محدودیتی در جهت ایجاد شرایط کلیدزنی نرم برای ساق پس فاز نخواهیم داشت.

۴. نتایج شبیه سازی

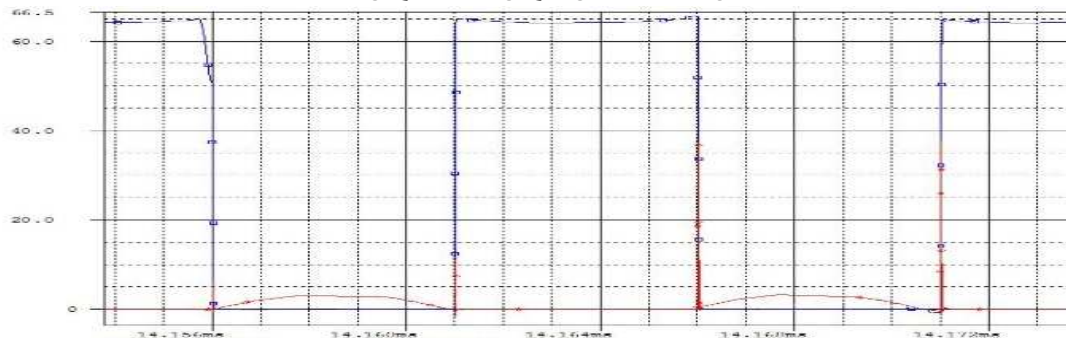
نتایج شبیه سازی برای یک کاربرد صنعتی با ۲۴ ولت و ۲ آمپر خروجی با مشخصات سیستم زیر نشان داده شده است.

جدول ۱- مقادیر المان های مدار طراحی شده

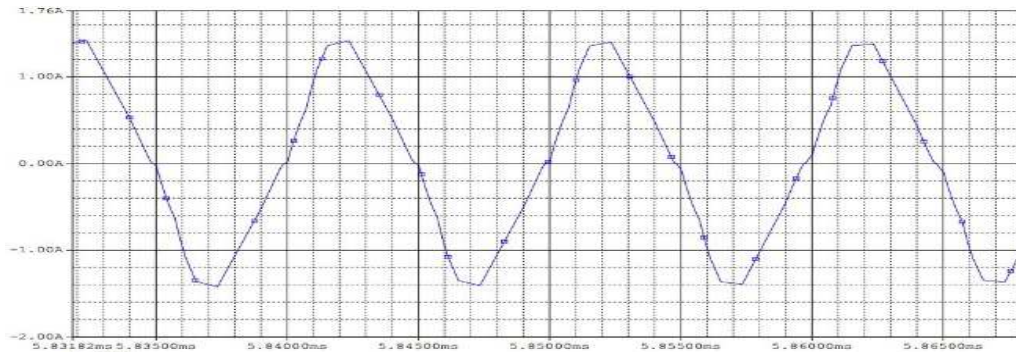
$L_m = 36.6 \mu\text{H}$	$L_1 = L_2 = 100 \mu\text{H}$
	$f_s = C_1 = C_2 = 26.4 \text{ nF}$
$V_{in} = 70 \text{ v}$	$R_L = 10$
$L_{sat} = 100 \mu\text{H}$	



شکل ۱۳ - ولتاژ درین-سورس و گیت-سورس کلید S1



شکل ۱۴ - ولتاژ درین-سورس و جریان کلید S2



شکل ۱۵ - جریان سمت اولیه

همان طور که از شکل های ۱۳ و ۱۴ مشاهده می گردد کلید زنی ولتاژ صفر و جریان صفر به ترتیب برای ساق پس فاز و پیش فاز حاصل گردیده شده است. شکل ۱۵، شکل موج جریان اولیه را نشان می دهد که همان طور که مشاهده می گردد جریان برای مدت کوتاهی صفر مانده و شرایط را برای کلید زنی جریان صفر ساق پس فاز فراهم می نماید.

۵. نتیجه گیری

یک ساختار جدید از مبدل dc-dc تمام پل شیفت فاز با کلید زنی جریان صفر-ولتاژ صفر با استفاده از تانک رزونانسی سری سری برای شارژر بدون سیم قلب مصنوعی پیشنهاد شده است. مبدل بر پایه توپولوژی تمام پل استاندارد، یک خازن رزونانس سری در اولیه و ثانویه و سلف اشباع در اولیه به منظور بازیابی اندوکتانس نشتی و انتقال توان ماکزیمم است. در این مبدل از تکنیک شیفت فاز برای کنترل ولتاژ خروجی استفاده می گردد. کلید های ساق پیس فاز مبدل تحت شرایط کلید زنی ولتاژ صفر و کلید های ساق پس فاز تحت شرایط کلید زنی جریان صفر عمل می کند که این ایده آل برای IGBT است. عملکرد مبدل پیشنهادی شرح داده شده است و آنالیزهای تئوری توسط نتایج شبیه سازی تایید گردیده است. این مبدل دارای مزایای زیادی هم چون حداقل المان اضافی، کلید زنی نرم برای پهنای وسیعی از بار، حذف سلف فیلتر خروجی و هم چنین مدار کنترلی ساده است. از این رو، از این روش می توان در بسیاری از کاربردهای توان بالا و پایین مورد استفاده قرار داد.

۶. مراجع

- Hirai, j. and Woong, Tea. and Kawamura, A. (2000), "Study on intelligent battery charging using inductive transmission of power and information," Power Electronics, IEEE Transactions on, **15** (5), pp 335-345.
- Valtchev, S. and Borges, B. and Brandisky, K. and Klaassens, J. B. (2009), "Resonant Contactless Energy Transfer With Improved Efficiency," Power Electronics, IEEE Transactions on, **24** (3), pp 685-699.
- Chwei-Sen, W. and Covic, G. A. and Stielau, O.H. (2004), "Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **51** (1), pp 148-157.
- Simard, G. and Sawan, M. and Massicotte, D. (2010), "High-Speed OQPSK and Efficient Power Transfer Through Inductive Link for Biomedical Implants," Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on, **4** (3), pp 192-200.
- Rush, A.D. and Troyk, P.R. (2012), "A Power and Data Link for a Wireless Implanted Neural Recording System," Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, **59** (2), pp 3255-3262.
- Sallan, J. and Villa, J.L. and Llombart, A. and Sanz, J. F. (2009), "Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **56** (6), pp 2140-2149.
- Covic, G.A. and Boys, G.T. (2013), "Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation applications," Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of, **1** (1), pp 28-41.

8. Madawala, U.K. and Thrimawithana, D.J. (2011), "*A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems*," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **58** (10), pp 4789-4796.
9. Chwei-Sen, W. and Covic, G.A. and Stielau, O.H. (2004), "*Investigating an LCL load resonant inverter for inductive power transfer applications*," Power Electronics, IEEE Transactions on, **19** (4), pp 995-100.
10. Wenxing, Z and Chi, K.L. and Hui, S.Y.R. (2013), "*General Analysis on the Use of Tesla's Resonators in Domino Forms for Wireless Power Transfer*," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **60** (1), pp 261-270.
11. Sanghoon, C. and Yong-Hae, K. and Kang, S. and Myung-Lae, L. and Jong-Moo, L. and Zyung, T. (2011), "*Circuit-Model-Based Analysis of a Wireless Energy-Transfer System via Coupled Magnetic Resonances*," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **58** (2), pp 2906-2914.
12. Xiu, Z. and Ho, S.L. (2013), "*Analysis and Optimization of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer*," Magnetics, IEEE Transactions on, **48** (11), pp 4511-4514.
13. Madawala, U.K. and Thrimawithana, D.J. (2011), "*Current sourced bidirectional inductive power transfer system*," Power Electronics, IET, **4** (4), pp. 471-480.
14. Thrimawithana, D. and Madawala, U.K. (2013), "*A Generalized Steady-State Model for Bidirectional IPT Systems*," Power Electronics, IEEE Transactions on, **23** (10), pp 4681-4689.
15. Swain, A.K. and Neath, M.G. and Madawala, U.K. and Thrimawithana, D.J. (2012), "*A Dynamic Multivariable State-Space Model for Bidirectional Inductive Power Transfer Systems*," Power Electronics, IEEE Transactions on, **27** (11), pp 4772-4780.