

ارائه یک مبدل دو جهته کلیدزنی در ولتاژ صفر

بابک محمدیان^{*۱} - دکتر سیدمحمد مهدی میرطلایی^۲

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

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

خلاصه

یک مبدل دو جهته سوئیچینگ نرم مدولاسیون عرض پالس (PWM) در این مقاله ارائه شده است. در مبدل پیشنهاد شده، تنها از یک سوئیچ کمکی استفاده شده است و کلید زنی تمامی المان های نیمه هادی به صورت نرم صورت می پذیرد. علاوه بر این، مبدل پیشنهادی سوئیچینگ نرم توانایی افزایش و کاهش ولتاژ را در دو جهت دارد. در این مقاله، ابتدا مبدل پیشنهادی و المان های تشکیل دهنده آن معرفی شده اند و سپس عملکرد مبدل به صورت کامل بررسی شده است. به منظور بررسی نحوه ی عملکرد مبدل و مطابقت آن با توضیحات بیان شده یک شبیه سازی در نرم افزار PSPICE و برای سطح توان ۲۰۰ وات انجام شده است. مطابق با نتیجه شبیه سازی در مبدل پیشنهادی کلیدزنی تمامی المان ها به صورت نرم صورت پذیرفته است.

کلید واژه: سوئیچینگ نرم - مبدلهای مدولاسیون عرض پالس - مبدل دوجته

۱. مقدمه

امروزه در کاربردهایی نظیر وسایل نقلیه الکتریکی [۱]، منابع تغذیه بدون وقفه، فوتوولتاییک و غیره، مبدل های الکترونیک قدرت dc/dc ای مورد نیاز است که قابلیت انتقال توان را در دو جهت با تغییرات وسیعی در ولتاژ ورودی و خروجی را داشته باشند.

در مقالات مختلف جهت دستیابی به یک مبدل غیر معکوس کننده با قابلیت افزایش و کاهش ولتاژ، ساختارهای متفاوتی پیشنهاد شده است [۱]-[۱۰]؛ ولی در این ساختارها از بیش از دو سوئیچ فعال استفاده شده است که به خاطر عملکرد سوئیچینگ سخت این ساختارها، تلفات سوئیچینگ در آنها نسبت به ساختار باک-بوست پایه بیشتر است. در میان این ساختارها، مبدلهای ارائه شده در [۱]، [۵]، [۸] و [۱۳] توانایی عملکرد در دوجت را ندارند و در این مورد محدودیت

* Corresponding author: دانشجوی رشته برق قدرت

Email:
Baback.diyani@gmail.com

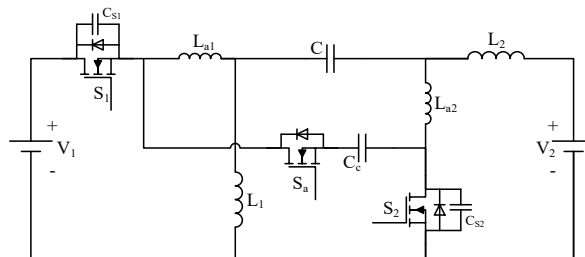
دارند. از طرفی مبدل‌های باک/بوست دوجته پایه نیز در یک جهت می‌توانند به صورت کاهنده عمل کنند و در جهت دیگر به صورت افزایشنده و قابلیت افزایش و کاهش ولتاژ در هر دوجته را ندارد [۴]، [۷]، [۱۶] و [۱۷]. برای ایجاد یک ساختار دوجته با توانایی افزایش و کاهش ولتاژ در هر دوجته می‌توان از دو ساختار باک/بوست دوجته به صورت سری استفاده کرد ولی از آنجایی که در این مبدل هر کدام از ساختارهای سری شده به صورت مجزا سوئیچ زنی می‌شوند، پایداری مدار کنترل مبدل پیچیده می‌باشد. برای رفع این مشکل می‌توان از ساختار H غیر ایزوله استفاده کرد که در آن سوئیچ زنی سوئیچها به صورت همزمان انجام می‌شود و سلفهای دو ساختار به صورت سری با یکدیگر ترکیب شده‌اند. به هر حال، تعداد سوئیچ‌های این مبدل دوبرابر سوئیچ‌های مبدل دو جته باک-بوست پایه است و این موضوع موجب افزایش تلفات سوئیچینگ این مبدل می‌شود. ضمن اینکه ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم برای سوئیچ‌های این مبدل به سادگی قابل دست‌یابی نخواهد بود [۲] و [۶]. در [۷] برای دستیابی به یک مبدل با قابلیت افزایش و کاهش ولتاژ از دو سوئیچ و دو سلف استفاده شده ولی این مبدل نیز توانایی عملکرد در دوجته را ندارد. برای دستیابی به مبدل مد نظر میتوان از ساختارهای تمام پل نیز استفاده کرد. در مبدل‌های دوجته تمام پل dc/dc، همه سوئیچ‌ها به صورت PWM کنترل می‌شوند بنابراین تلفات سوئیچینگ در این مبدل‌ها بسیار بیشتر از مبدل‌های غیر ایزوله است. در [۱۸]-[۲۲] نمونه‌هایی از این مبدل‌ها وجود دارد. مشکل دیگر مبدل‌های دوجته تمام پل وجود ترانسفورماتور در ساختار آنهاست که موجب افزایش تلفات، اندازه و قیمت مبدل می‌شود [۹]-[۱۲]. مشکل مبدل‌های ارائه شده در مقالات [۱۰] و [۱۱] نیز تعداد زیاد المان‌های پسیو می‌باشد. در مبدل ارائه شده در [۱۱]، از ده سوئیچ و دو سلف برای ایجاد قابلیت عملکرد در دو جهت استفاده شده است و اگرچه کلیدزنی همه سوئیچ‌ها نرم است ولی به هر حال تعداد المان‌های نیمه‌هادی آن بسیار زیاد می‌باشد. علاوه بر این، کنترل و همزمان‌سازی پالس‌های این سوئیچ‌ها بسیار سخت و پیچیده است. مبدل ارائه شده در [۱۳]، به دو ترانسفورماتور نیاز دارد که این موضوع موجب پیچیدگی ساختار مبدل و افزایش هزینه می‌گردد علاوه بر این، این مبدل قابلیت عملکرد در دو جهت را ندارد.

با توجه به مطالب بیان شده، مبدل دوجته سپیک/زتا، می‌تواند ساختاری مناسب جهت دستیابی به یک مبدل افزایشنده/کاهنده دوجته باشد. مبدل دوجته سپیک/زتا از دو سوئیچ، دو سلف و دو خازن استفاده می‌کند تا بتواند در دوجته انتقال توان را انجام دهد ضمن اینکه بهره ولتاژ خروجی مبدل نیز مثبت می‌باشد. با این وجود مبدل دوجته سپیک/زتا نیز مانند تمامی مبدل‌های دوجته سوئیچینگ سخت از تلفات سوئیچینگ و بازیابی معکوس بالا رنج می‌برد. علت ایجاد تلفات بازیابی معکوس، کند بودن دیود موازی معکوس سوئیچ‌های قدرت است. در مقالات [۲۳]-[۲۶] مدارات کمکی ایجاد کننده شرایط سوئیچینگ نرم برای مبدل دوجته سپیک/زتا معرفی شده‌اند. در [۲۳]-[۲۵] مدارهای کمکی شرایط ZVT را برای سوئیچ‌ها و دایود‌های مبدل ایجاد می‌کنند تا تلفات سوئیچینگ و بازیابی معکوس کاهش یابد. ولی در [۱۳] از دو سوئیچ کمکی جهت ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم در مبدل استفاده شده است. همچنین در مدار کمکی این مبدل، از یک سلف کوپل شده با یکی از سلف‌های مبدل استفاده شده است که استفاده از سلف‌های کوپل شده موجب افزایش ریپل جریان در مبدل و در نتیجه افزایش حجم مدار فیلتر می‌شود. در [۲۴] یک خانواده از مبدل‌های دوجته سوئیچینگ نرم معرفی شده‌اند که در بین این مبدل‌های مبدل سپیک/زتا نیز وجود دارد. تعداد المان‌های پسیو در مدار کمکی این مبدل بسیار کم است ولی به هر حال در آن از دو سوئیچ یک طرف استفاده شده است. سوئیچ‌های یک طرفه دارای محدودیت در فرکانس سوئیچینگ می‌باشند، بنابراین برای بالا بردن فرکانس سوئیچینگ در این مبدل باید از سوئیچ‌های معمولی به همراه یک دیود سری استفاده کرد. از این رو، با توجه به عملکرد کلیدزنی در جریان صفر سوئیچ‌های مدار کمکی این مبدل، تلفات مدار کمکی بسیار زیاد است. در [۲۵] نیز یک مبدل دوجته سپیک/زتا ZVT معرفی شده است. اگرچه در این مبدل کلیدزنی سوئیچ‌های کمکی در ولتاژ صفر انجام می‌شود و روشن شدن سوئیچ کمکی در جریان صفر انجام می‌شود ولی در این مبدل از دو سوئیچ کمکی استفاده شده است که موجب افزایش قیمت تمام شده مبدل می‌شود. همچنین خاموش شدن سوئیچ کمکی به صورت سخت انجام می‌شود و تلفات روشن شدن خازنی در مدار

کمکی وجود دارد، بنابراین اگرچه تلفات از سوئیچ‌های اصلی خارج می‌شود ولی همچنان تلفات مدار کمکی ایجاد مشکل می‌نماید. در [۲۶] یک مبدل سپیک/زتای ZCT معرفی شده است. علی‌رغم اینکه در این مبدل تنها از یک سوئیچ کمکی استفاده شده است، ولی عملکرد ZCT در مبدل‌ها تلفات خازنی سوئیچ در لحظات روشن شدن را کاهش نمی‌دهد. بنابراین در فرکانس‌های بالا تلفات خازنی روشن شدن سوئیچ مشکل ساز خواهد بود. مبدل باعث بالا بودن میزان تداخلات الکترومغناطیسی (EMI) در این مبدل شده است. در این تحقیق، ابتدا یک مبدل یک مبدل دو جهته سوئیچینگ نرم مدولاسیون عرض پالس (PWM) ارائه شده است. نحوه عملکرد ساختار پیشنهادی بیان شده و نتایج تحلیل‌ها از طریق نتایج شبیه‌سازی تأیید خواهند شد.

معرفی مبدل دو جهته سپیک/زتای سوئیچینگ نرم پیشنهادی

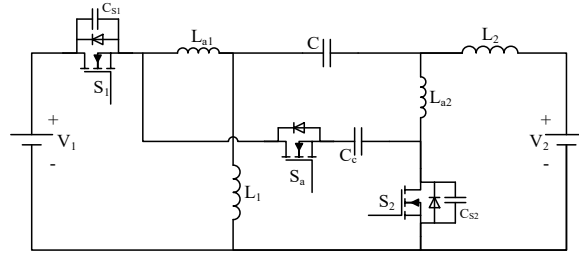
شکل ۱، مبدل دو جهته سپیک/زتای سوئیچینگ نرم پیشنهادی را نشان می‌دهد. با توجه به شکل ۱، در این مبدل S1 و S2 سوئیچ‌های اصلی مبدل هستند. در حالت رفت سوئیچ S1 کلیدزنی می‌شود و نقش سوئیچ مبدل زتا را ایفا می‌کند و دایود موازی معکوس سوئیچ S2 به عنوان دایود مبدل زتا، روشن و خاموش می‌شود. در حالت رفت نیز سوئیچ S2 و دایود موازی معکوس سوئیچ S1 به ترتیب نقش سوئیچ و دایود مبدل سپیک را ایفا می‌کنند. سلف‌های L1، L2 و خازن C نیز المان‌های پس‌یو مبدل دو جهته سپیک/زتای پایه هستند. مدار کمکی ایجاد کننده شرایط کلیدزنی نرم نیز از سلف‌های La1، La2، خازن Cc، خازن‌های اسنابر CS1، CS2 و سوئیچ Sa تشکیل شده است. در ادامه نحوه عملکرد مبدل در حالت‌های رفت و برگشت به صورت مجزا بررسی شده است.



شکل ۱- مبدل دو جهته سپیک/زتای سوئیچینگ نرم پیشنهادی

بررسی نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی

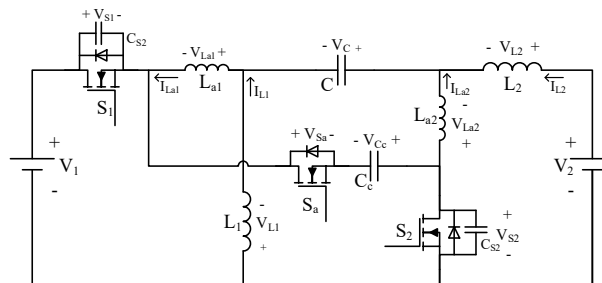
برای شروع تحلیل عملکرد مبدل فرضیات زیر جهت ساده‌سازی در نظر گرفته می‌شود. سلف‌های L1، L2، La1، La2 و خازن‌های C، Cc، CS1، CS2 ایده‌آل در نظر گرفته شده‌اند و از المان‌های پارازیتی آنها صرف نظر شده است. اندازه خازن‌های CS1 و CS2 برابر است. خازن‌های C و Cc به اندازه کافی بزرگ هستند لذا از تغییرات ولتاژ دو سر آنها صرف نظر می‌شود و ولتاژ آنها به صورت یک مقدار ثابت در نظر گرفته شده است. مبدل پیشنهادی در هر یک از حالت‌های رفت و برگشت دارای هشت وضعیت مختلف عملکردی می‌باشد که در ادامه نحوه عملکرد مبدل در هر یک از حالت‌های رفت و برگشت به صورت مجزا بررسی خواهد



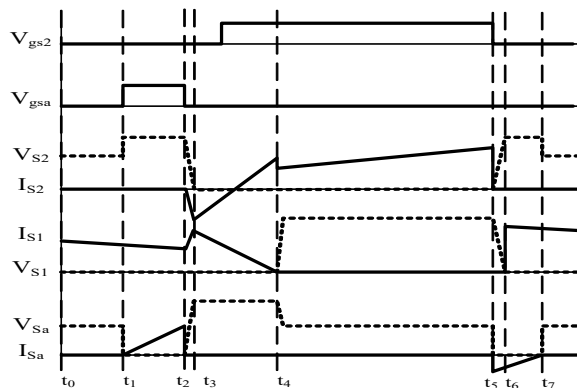
شکل ۲- مبدل دوجته سپیک/زای سوئیچینگ نرم پیشنهادی

بررسی نحوه عملکرد مبدل در حالت رفت

مبدل پیشنهادی در حالت رفت دارای هشت حالت عملکردی می‌باشد که در ادامه به توضیح نحوه عملکرد مبدل در این حالت‌های عملکردی پرداخته شده است. لازم به ذکر است که شکل ۳ مبدل پیشنهادی همراه جهت‌های قراردادی جریان و ولتاژ در حالت رفت و شکل موج‌های کلیدی عملکرد مبدل در حالت رفت را نمایش می‌دهد.



شکل ۳- مبدل پیشنهادی با جهت‌های قراردادی مناسب برای در تحلیل مبدل در حالت رفت



شکل ۴- شکل موج‌های تئوری کلیدی عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت رفت

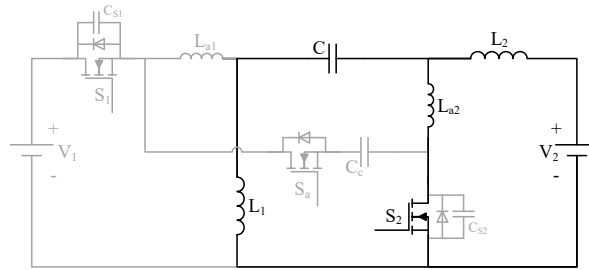
وضعیت اول [t0-t1]

شکل ۵، مدار معادل مبدل پیشنهادی را در این وضعیت عملکردی نمایش می دهد. در این وضعیت سوئیچ S2 روشن می باشد و جریان سلفهای L1 و L2 در حال افزایش می باشد. عملکرد مبدل پیشنهادی در این وضعیت مشابه با مبدل سبیک پایه در حالتی است که سلفهای مبدل در حال شارژ شدن هستند، است.

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_0) + \frac{V_C}{L_1 + L_{a2}} \cdot (t - t_0) \quad (1)$$

$$I_{L2}(t) = I_{L2}(t_0) + \frac{V_2}{L_2 + L_{a2}} \cdot (t - t_0) \quad (2)$$

$$I_{La2}(t) = I_{L1}(t_0) + I_{L2}(t_0) + \frac{V_C}{L_1 + L_{a2}} \cdot (t - t_0) + \frac{V_2}{L_2 + L_{a2}} \cdot (t - t_0) \quad (3)$$



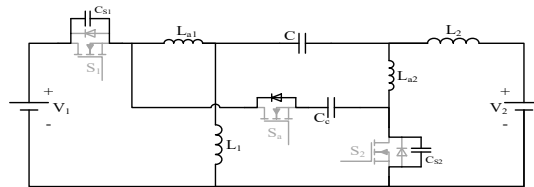
شکل ۵- مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت اول حالت رفت

وضعیت دوم [t1-t2]

با پایان مدت زمان روشن بودن سوئیچ، در آغاز این وضعیت سوئیچ S2 خاموش می شود. به خاطر وجود خازن اسنابر CS2 موازی با سوئیچ S2، خاموش شدن سوئیچ S2 تحت ولتاژ صفر صورت می پذیرد. در این وضعیت خازن های CS1 و CS2 به ترتیب شروع به شارژ شدن و دشارژ شدن می کنند. روابط زیر معادلات ولتاژ خازن های CS1 و CS2 را مشخص می کند.

(۴)

$$V_{S1}(t) = V_1 + V_{Cc} - \frac{I_{La2}(t_0)}{C_{S1} // C_{S2}} (t - t_1)$$



شکل ۶- مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت دوم حالت رفت

(۵)

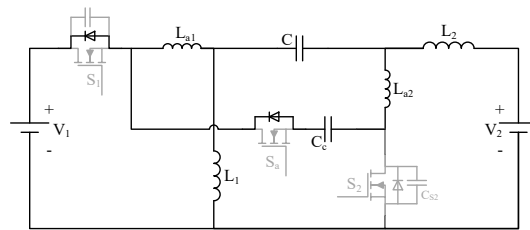
$$V_{S2}(t) = \frac{I_{La2}(t_6)}{C_{S1} // C_{S2}} (t - t_1)$$

وضعیت سوم [t2-t3]

با رسیدن ولتاژ خازن اسنابر CS2 به سطح ولتاژ $V1+V_{CC}$ و تخلیه شدن خازن اسنابر CS1 این وضعیت آغاز می شود. در ابتدای این وضعیت دایود DS1 روشن می شود. در طی مدت زمان این حالت عملکردی جریان سلف La2 کاهش می یابد و جریان سلف La1 افزایش می یابد. با صفر شدن جریان سلف La2 این وضعیت به پایان می رسد.

(۶)

$$I_{La1}(t) = I_{La1}(t_2) + \frac{V_{Cc} - V_C}{L_{a1} + L_{a2}} (t - t_2)$$



شکل ۷- مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت سوم حالت رفت

(۷)

$$I_{La2}(t) = I_{La2}(t_2) + \frac{V_{Cc} - V_C}{L_{a1} + L_{a2}} (t - t_2)$$

وضعیت چهارم [t3-t4]

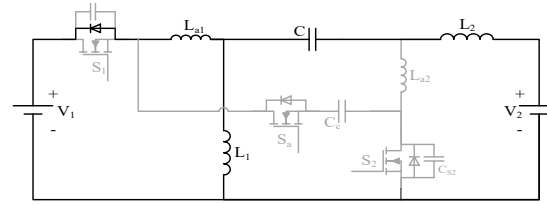
در این وضعیت عملکردی که شکل ۸، مدار معادل مبدل در آن را نمایش می دهد، جریان سلفهای L1 و L2 به صورت خطی کاهش می یابند و مبدل در واقع مانند یک مبدل سبیک پایه در حالتی که سوئیچ مبدل خاموش است، عمل می کند. معادلات زیر بیان کننده جریان سلفهای L1 و L2 می باشد.

(۸)

$$I_{L1}(t) = I_{L1}(t_3) - \frac{V_1}{L_1 + L_{a1}} (t - t_3)$$

(۹)

$$I_{L2}(t) = I_{L2}(t_3) - \frac{V_1 + V_C - V_2}{L_2 + L_{a1}} (t - t_3)$$



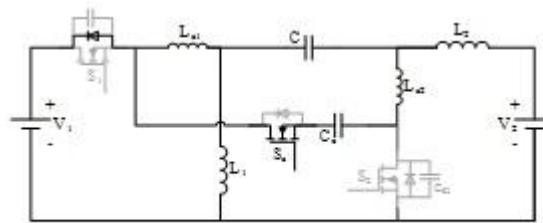
شکل ۸- مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت چهارم حالت رفت

وضعیت پنجم [t4-t5]

برای ایجاد شرایط ZVS برای روشن شدن سوئیچ S2، قبل از روشن کردن آن سوئیچ کمکی روشن می شود. روشن شدن سوئیچ کمکی به خاطر صفر بودن جریان La2 در جریان صفر صورت می پذیرد و با روشن شدن آن جریان سلف La2 از طریق حلقه La2-C-La1-Sa-Cc شروع به افزایش می کند.

(۱۰)

$$I_{La1}(t) = I_{La1}(t_4) + \frac{V_{Cc} - V_C}{L_{a1} + L_{a2}} \cdot (t - t_4)$$



شکل ۹- مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت پنجم حالت رفت

$$I_{La2}(t) = \frac{V_{Cc} - V_C}{L_{a1} + L_{a2}} \cdot (t - t_4)$$

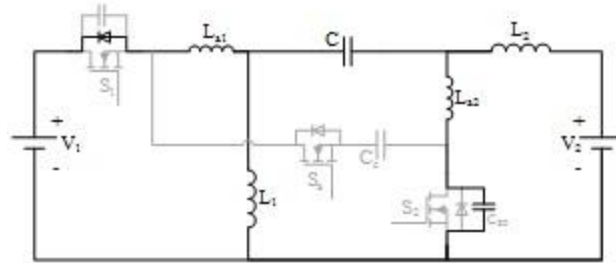
(۱۱)

وضعیت ششم [t5-t6]

این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ کمکی آغاز می شود. به خاطر وجود حلقه V1-S1-Sa-Cc-S2 خاموش شدن سوئیچ کمکی در ولتاژ صفر انجام می شود. بعد از قطع شدن سوئیچ سلف La2 جریان خود را از طریق خازن CS2 ادامه می دهد به همین خاطر ولتاژ خازن CS2 شروع به کاهش می کند.

(۱۲)

$$V_{S2}(t) = (V_1 + V_{C_c}) - \frac{I_{La2}(t_5)}{C_{S2}}(t - t_5)$$



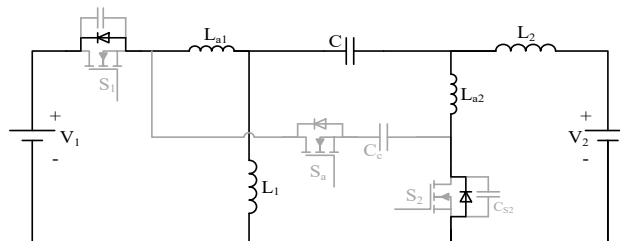
شکل ۱۰- مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت ششم حالت رفت

وضعیت هفتم [t6-t7]

شکل ۱۱، مدار معادل مبدل را در این وضعیت نمایش می دهد. با صفر شدن ولتاژ خازن CS2 دایود موازی معکوس سوئیچ S2 شروع به هدایت می کند و در این وضعیت می توان سوئیچ S2 را روشن کرد. در این وضعیت جریان سلف La1 به صفر می رسد و معکوس می شود.

(۱۳)

$$I_{La1}(t) = I_{La1}(t_6) - \frac{V_1 + V_C}{L_{a1} + L_{a2}} \cdot (t - t_6)$$



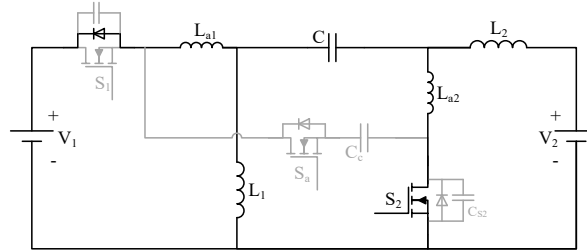
شکل ۱۱- مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت هفتم حالت رفت

وضعیت هشتم [t7-t8]

در این وضعیت که شکل ۱۲، مدار معادل مبدل را در آن نمایش می دهد، سوئیچ S2 روشن شده است و جریان سلف La2 همچنان کاهش می یابد تا در انتهای این وضعیت به صفر برسد. با اتمام این وضعیت، مبدل یک سیکل سوئیچینگ را طی می کند. وضعیت بعدی عملکرد مبدل مشابه با وضعیت اول می باشد.

(۱۴)

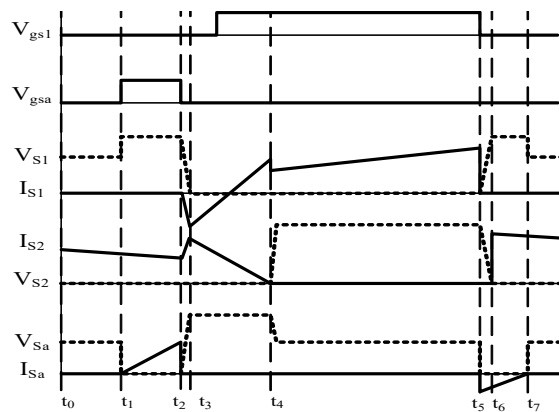
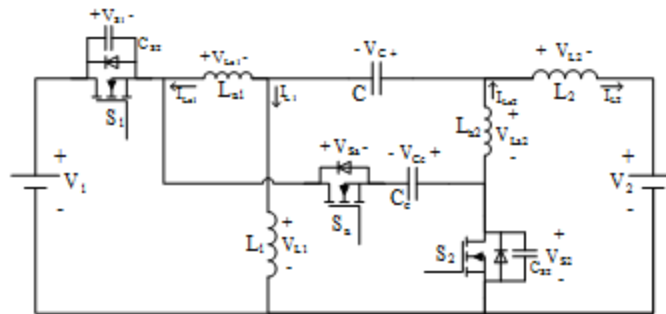
$$I_{La2}(t) = I_{La2}(t_7) - \frac{V_1 + V_C}{L_{a1} + L_{a2}} \cdot (t - t_7)$$



شکل ۱۲- مدار معادل مبدل پیشنهادی در وضعیت هشتم حالت رفت

بررسی نحوه عملکرد مبدل در حالت برگشت

مبدل پیشنهادی در حالت برگشت نیز دارای هشت حالت عملکردی بوده و مشابه حالت رفت می باشند. شکل ۱۳، مبدل پیشنهادی همراه جهت های قراردادی جریان و ولتاژ در حالت رفت و شکل موج های کلیدی عملکرد مبدل در حالت برگشت را نمایش می دهد.



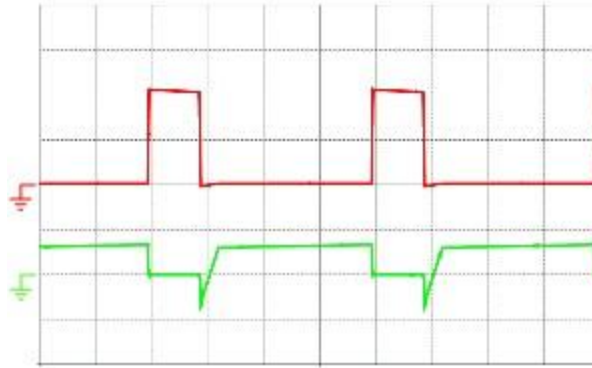
شکل ۱۴- شکل موج های کلیدی ایده آل مبدل پیشنهادی در حالت برگشت

نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی برای حالت رفت

در این بخش نتایج شبیه‌سازی مبدل برای حالت رفت قرار داده شده است که ولتاژ سمت راست مبدل ۱۰۰ ولت و ولتاژ سمت چپ مبدل ۵۰ ولت می‌باشد. شکل ۱۵، شکل موج ولتاژهای V1 و V2 را نمایش می‌دهد. با توجه به این شکل مبدل تبدیل ولتاژ مدر نظر را انجام داده است. شکل های ۱۶، ۱۷ و ۱۸ عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ های مبدل را نمایش می‌دهد.

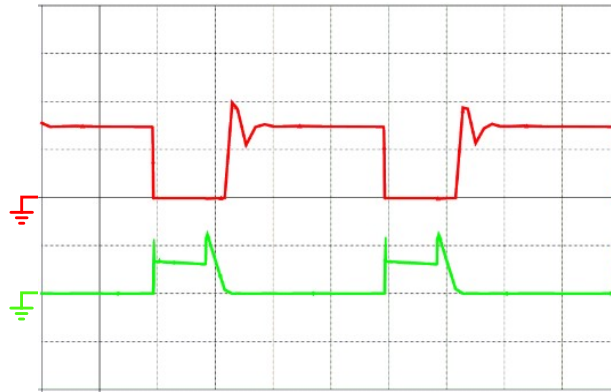


شکل ۱۵- شکل موج ولتاژ های و در حالت رفت (بالا ولتاژ V1 و پایین ولتاژ V2 با مقیاس 50V/div مقیاس زمان



شکل ۱۶- شکل موج جریان و ولتاژ S2 در حالت رفت

(بالا ولتاژ سوئیچ با مقیاس 100V/div، پایین جریان سوئیچ با مقیاس 10A/div، مقیاس زمان 2.5μS/div)



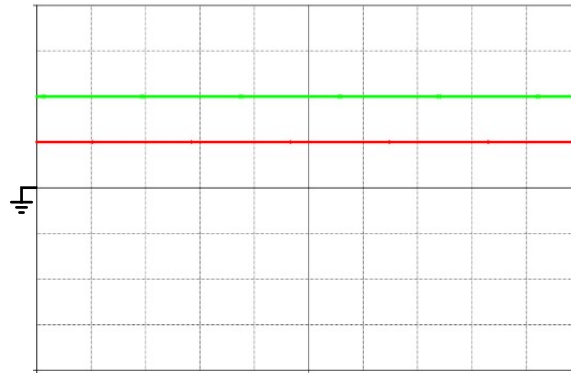
شکل ۱۷- شکل موج جریان و ولتاژ S1 در حالت رفت
 (بالا ولتاژ سوئیچ با مقیاس 100V/div، پایین جریان سوئیچ با مقیاس 10A/div، مقیاس زمان 2.5μS/div)



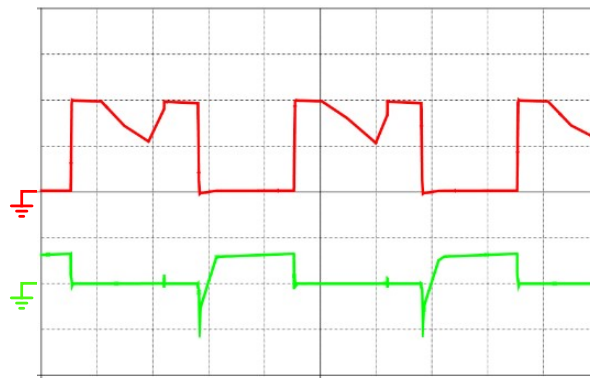
شکل ۱۸- شکل موج جریان و ولتاژ Sa در حالت رفت
 (بالا ولتاژ سوئیچ با مقیاس 100V/div، پایین جریان سوئیچ با مقیاس 10A/div، مقیاس زمان 2.5μS/div)

نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی برای حالت برگشت

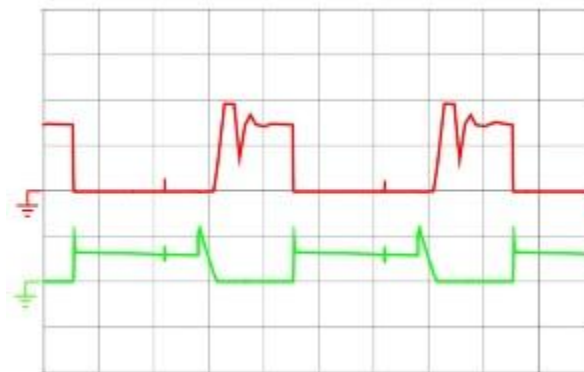
در این قسمت نتایج شبیه سازی مبدل برای حالت برگشت شبیه سازی شده است که در آن ولتاژ سمت راست مبدل V ۱۰۰ و ولتاژ سمت چپ مبدل V ۵۰ ولت می باشد. شکل ۱۹، شکل موج ولتاژهای $V1$ و $V2$ را نمایش می دهد. با توجه به این شکل مبدل تبدیل ولتاژ مدر نظر را انجام داده است. شکل های ۲۰، ۲۱ و ۲۲ عملکرد کلیدزنی نرم سوئیچ های مبدل را نمایش می دهد.



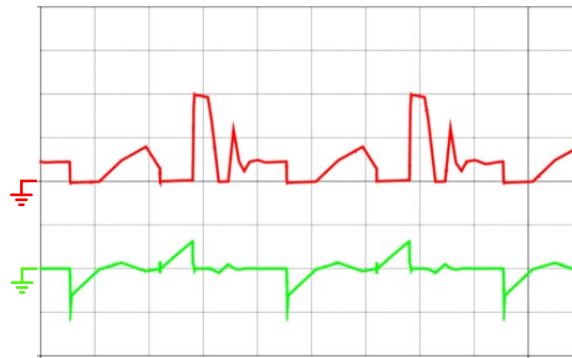
شکل ۱۹- شکل موج ولتاژهای V1 و V2 در حالت برگشت (بالا ولتاژ V1 و پایین ولتاژ V2 با مقیاس 50V/div مقیاس زمان 2.5μS/div)



شکل ۲۰- شکل موج جریان و ولتاژ S1 در حالت برگشت (بالا ولتاژ سوئیچ با مقیاس 100V/div، پایین جریان سوئیچ با مقیاس 10A/div، مقیاس زمان 2.5μS/div)



شکل ۲۱- شکل موج جریان و ولتاژ S2 در حالت برگشت (بالا ولتاژ سوئیچ با مقیاس 100V/div، پایین جریان سوئیچ با مقیاس 10A/div، مقیاس زمان 2.5μS/div)



شکل ۲۲- شکل موج جریان و ولتاژ Sa در حالت برگشت

(بالا ولتاژ سوئیچ با مقیاس 100V/div، پایین جریان سوئیچ با مقیاس 10A/div، مقیاس زمان 2.5μS/div)

نتیجه گیری:

در این فصل مبدل پیشنهادی معرفی گردید و نحوه عملکرد مبدل در حالت‌های مختلف عملکرد بررسی و توسط نتایج شبیه‌سازی به اثبات رسانیده شد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی عملکرد افزایش و کاهش ولتاژ در هر دو جهت و همچنین سوئیچینگ نرم کلید‌های مبدل نشان داده شد. با توجه به نتایج شبیه‌سازی می‌توان مبدل پیشنهادی را ساختاری مناسب برای کاربردهایی که در آنها نیاز به یک مبدل دوجبهته با قابلیت افزایش و کاهش ولتاژ در هر دو جهت باشد، دانست.

مراجع

1. B. Sahu and G. A. Rincon-Mora,(2004), “A low voltage, dynamic, noninverting, synchronous buck-boost converter for portable applications,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 2, pp. 443–452, Mar.
2. P. C. Huang, W. Q. Wu, H. H. Ho, and K. H. Chen,(2010) ,“Hybrid buck-boost feedforward and reduced average inductor current techniques in fast line transients and high-efficiency buck-boost converter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 3, pp. 719–730, Mar.
3. S. Waffler and J. W. Kolar,(2009), “A novel low-loss modulation strategy for high-power bidirectional buck + boost converters,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 6, pp. 1589–1599, Jun.
- 4.M. B. Camara, H. Gualous, F. Gustin, A. Berthon, and B. Dakyo,(2010) ,“DC/DC converter design for supercapacitor and battery power management in hybrid vehicle applications—Polynomial control strategy,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 57, no. 2, pp. 587–597, Feb.
5. M. C. Ghanem, K. Al-Haddad, and G. Roy,(1996), “A new control strategy to achieve sinusoidal line current in a cascade buck-boost converter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 43, no. 3, pp. 441–449, Jun.
6. M. Gabriault and A. Notman,(2004), “A high efficiency, non-inverting, buckboost DC-DC converter,” in Proc. IEEE 19th Annu. Appl. Power Electron. Conf. Expo., Anaheim, CA, Feb. vol. 3, pp. 1411–1415.
7. P. Midya, K. Haddad, and M. Miller,(2004), “Buck or boost tracking power controller,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 2, no. 4, pp. 131–134, Dec.
8. K. I. Hwu and Y. T. Yau,(2009), “Two types of KY buck-boost converters,” IEEE

- Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 8, pp. 2970–2980, Aug.
9. D. Xu, C. Zhao, and H. Fan, (2004), “APWMplus phase-shift control bidirectional DC-DC converter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, no. 3, pp. 666–675, May.
 10. M. Gang, L. Yuanyuan, and Q. Wenlong, (2006), “A novel soft switching bidirectional DC/DC converter and its output characteristics,” in Proc. IEEE Region 10 Conf., WanChai, Hong Kong, Nov, pp. 1–4.
 11. F. Krismer, J. Biela, and J. W. Kolar, (2005), “A comparative evaluation of isolated bi-directional DC/DC converters with wide input and output voltage range,” in Proc. IEEE Ind. Appl. Conf., Kowloon, Hong Kong, Oct. vol. 1, pp. 599–606.
 12. Y. Tsuruta, Y. Ito, and A. Kawamura, (2009), “Snubber-assisted zero-voltage and zero-current transition bilateral buck and boost chopper for EV drive application and test evaluation at 25 kW,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 1, pp. 4–11, Jan.
 13. D.-Y. Jung, S.-H. Hwang, Y.-H. Ji, J.-H. Lee, Y.-C. Jung, and C.-Y. Won, (2013), “Soft-switching bi-directional DC/DC converter with a LC series resonant circuit,” IEEE Trans. Power Electron, vol. 28, no. 4, pp. 1680–1690, Apr.
 14. H. Wu, J. Lu, W. Shi, and Y. Xing, (2012), “Nonisolated bidirectional DC-DC converters with negative coupled inductor,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 5, pp. 2231–2235, May.
 15. H.-L. Do, (2011). “Nonisolated bidirectional zero-voltage-switching DC-DC converter,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 9, pp. 2563–2569, Sep.
 16. L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, (2012), “High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, Mar..
 17. H.-W. Seong, H.-S. Kim, K.-B. Park, G.-W. Moon, and M.-J. Youn, (2012), “High step-up DC-DC converters using zero-voltage switching boost integration technique and light-load frequency modulation control,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 3, pp. 1383–1400, Mar.
 18. H. Wu, K. Sun, R. Chen, H. Hu, and Y. Xing, (2012), “Full-bridge threeport converters with wide input voltage range for renewable power systems,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 9, pp. 3965–3974, Sep.
 19. H.-S. Kim, M.-H. Ryu, J.-W. Baek, and J.-H. Jung, (2013), “High efficiency isolated bidirectional AC-DC converter for DC distribution system,” IEEE Trans. Power Electron, vol. 28, no. 4, pp. 1642–1654, Apr.
 20. Z. Zhang, Z. Ouyang, O. C. Thomsen, and M. A. E. Andersen, (2012), “Analysis and design of a bidirectional isolated DC-DC converter for fuel cells and supercapacitors hybrid system,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 2, pp. 848–859, Feb.
 21. B. Zhao, Q. Song, and W. Liu, (2013), “Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC-DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application,” IEEE Trans. Power Electron, vol. 28, no. 4, pp. 1711–1727, Apr.
 22. N. M. L. Tan, T. Abe, and H. Akagi, (2012), “Design and performance of a bidirectional isolated DC-DC converter for a battery energy storage system,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 3, pp. 1237–1248, Mar..
 23. Mohammadi, M.R.; Farzanehfard, H., (2012), "New Family of Zero-Voltage-Transition PWM Bidirectional Converters With Coupled Inductors," IEEE Trans., Ind. Electron, vol.59, no.2, pp.912,919, Feb.
 24. Mohammadi, M.R.; Farzanehfard, H., (2015), "Analysis of Diode Reverse Recovery Effect on the Improvement of Soft-Switching Range in Zero-Voltage-Transition



- .Bidirectional Converters," IEEE Trans., Ind. Electron., vol.62, no.3, pp.1471,1479, March.
25. In-Dong Kim; Seong-Hwan Paeng; Jin-Woo Ahn; Eui-CheolNho; Jong-Sun Ko,(2007), "New Bidirectional ZVS PWM Sepic/Zeta DC-DC Converter," Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on , vol., no., pp.555,560, 4-7 June.
26. Ahmadi, M.; Mohammadi, M.R.; Adib, E.; Farzanehfard, H.,(2012), "Family of non-isolated zero current transition bi-directional converters with one auxiliary switch," IET , Power Electron., vol.5, no.2, pp.158,165, Feb.