

طراحی و شبیه سازی یک مبدل DC-DC موازی در هم تنیده افزاینده با کلیدزنی نرم برای بکارگیری بعنوان مدار واسط در منابع

انرژی تجدید پذیر

مهدی اسلامی^۱ علیرضا سیادتان^۲ غلامرضا جوانی^۳

۱- استادیار- گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران غرب و مرکز تحقیقات صنعت و سلامت، واحد تهران غرب،

دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران

mahdeslami1@gmail.com

۲- دانشیار- گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران غرب و مرکز تحقیقات صنعت و سلامت، واحد تهران غرب،

دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران

alireza.siadatan@gmail.com

۳- گروه مهندسی برق، دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران غرب، تهران، ایران

چکیده: در این مقاله یک مبدل DC-DC موازی در هم تنیده افزایش دهنده غیر ایزوله CCM جدید پیشنهاد شده است که از یک مدار کمکی برای ایجاد شرایط کلید زنی نرم بهره می برد. در مبدل پیشنهادی تنها از یک مدار کمکی برای ایجاد شرایط کلید زنی نرم برای هر دو مسیر موازی در هم تنیده که وظیفه انتقال توان از ورودی به خروجی مبدل را برعهده دارند استفاده شده است. از سوی دیگر، مدار کمکی مورد استفاده در این مبدل هیچ کلیدی را به ساختار پایه مبدل اضافه نکرده و تنها از طریق یک مسیر رزونانسی شرایط کلیدزنی نرم را برای تمام عناصر کلید شونده فراهم می کند. از آنجاییکه مدار کمکی طراحی شده در مسیر انتقال توان از ورودی به خروجی قرار ندارد، پس تاثیری در میزان تلفات هدایتی و اهمی مبدل اصلی نداشته و در راندمان مبدل تغییری ایجاد نمی کند. همچنین استفاده از یک مدار رزونانسی سبب افزایش بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با ساختار مبدل بوست پایه گردیده است. بدلیل استفاده از ساختار موازی در هم تنیده استرس جریان روی سوئیچها در مبدل پیشنهادی کم می باشد. این مبدل دارای ساختار مداری و عملکرد بسیار ساده در مقایسه با ساختارهای مشابه است. همچنین روش کنترلی مبدل نیز ساده بوده و از مدوالسیون پهنای پالس (PWM) برای فرمان دادن به کلید استفاده شده است. با توجه به بکارگیری تکنیک سوئیچینگ نرم، فرکانس کلیدزنی مبدل افزایش یافته که این امر موجب کاهش اندازه و حجم کلی مبدل، بخصوص عناصر پسیو موجود در ساختار، تلفات سوئیچینگ و هدایتی و نیز افزایش بازده مبدل در مقایسه با ساختارهای مشابه گردیده است. همچنین مبدل پیشنهادی با ولتاژ ورودی ۴۸ ولت، ولتاژ خروجی ۱۵۵ ولت با فرکانس کلید زنی ۱۰۰ کیلوهرتز در توان ۹۰۰ وات در نرم افزار PSPICE شبیه سازی گردید. نتایج حاصل از شبیه سازی و تحلیل تئوری و محاسباتی عملکرد مبدل را تایید می کنند.

واژه های کلیدی: ساختار موازی در هم تنیده، کلیدزنی نرم، مبدل DC-DC افزایش دهنده، مبدل های غیر ایزوله

نوع مقاله: پژوهشی

DOI: 10.52547/jiaeee.19.2.149

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۱/۱۶

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۴۰۰/۰۵/۰۵

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۶/۶

نام نویسنده مسئول: مهدی اسلامی

نشانی نویسنده مسئول: میدان صنعت - خ فرحزادی - دانشگاه آزاد اسلامی واحد تهران غرب - مجتمع پیامبر اعظم - مرکز تحقیقات

صنعت و سلامت- تهران- ایران

۱- مقدمه

کلید شونده استفاده می‌کند. این مبدل از سه مسیر رزونانسی استفاده می‌کند که در مسیر انتقال توان قرار ندارد. گرچه این مبدل دارای استرس جریان کمی روی کلیدها است ولی تعداد زیاد المان‌های رزونانسی سبب پیچیدگی زیاد در عملکرد مبدل شده است. تعداد المان‌های اکتیو و پسیو در این مبدل زیاد بوده که این امر سبب افزایش تلفات هدایتی مبدل می‌شود. همچنین این مبدل دارای مدار کنترل نسبتاً پیچیده است.

در [۱۰] یک مبدل افزایشنده موازی در هم تنیده پیشنهاد شده است که از یک سلول کمکی برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم برای همه المان‌های کلید شونده بهره می‌برد. این مبدل دارای بهره ولتاژ مناسب است. سلول کمکی مورد استفاده در این مبدل دارای ساختار مداری و عملکرد پیچیده است. این سلول کمکی در مسیر انتقال توان از ورودی به خروجی مبدل قرار گرفته است که این امر سبب افزایش تلفات هدایتی مبدل گردیده است.

در [۱۱] یک مبدل افزایشنده موازی در هم تنیده پیشنهاد شده است که دارای رپل جریان ورودی کم و بازده بالا می‌باشد. این مبدل از چهار سوئیچ اصلی در ساختار مداری خود بهره می‌برد که این امر سبب پیچیدگی عملکرد مبدل شده است. این مبدل دارای حجم مداری و قیمت بالاتری در مقایسه با ساختارهای مشابه است چون تعداد زیادی المان در مدار کمکی که یک مدار خازن‌های کلیدزنی شده است دارد. همچنین یک ترانسفورمر ایزوله کننده که به منظور افزایش بهره ولتاژ مبدل استفاده شده است که بر پیچیدگی عملکرد و افزایش قیمت مبدل افزوده است. همچنین سلول کمکی در مسیر انتقال توان بوده که این امر سبب افزایش تلفات هدایتی مبدل و کاهش راندمان مبدل گردیده است.

در [۱۲] یک مبدل افزایشنده موازی در هم تنیده پیشنهاد شده است که از تکنیک کلید زنی نرم برای افزایش راندمان مبدل بهره می‌برد. اگرچه این مبدل از یک مدار کمکی ساده برای ایجاد شرایط کلید زنی برای همه المان‌های کلید شونده استفاده می‌کند که در مسیر انتقال توان از ورودی به خروجی قرار ندارد، اما تعداد المان‌های بکار رفته در مدار کمکی زیاد بوده که سبب افزایش تلفات اهمی مبدل شده است. همچنین مدار کمکی دارای یک کلید اضافی است. بنابراین مبدل به یک سیگنال گیت اضافی برای کنترل کلیدها نیاز دارد که این امر سبب افزایش پیچیدگی مبدل گردیده است.

پیچیدگی مبدل‌هایی که از تکنیک کلیدزنی نرم استفاده می‌کنند به تعداد کلیدهای بکار رفته در ساختار مبدل بستگی دارد. بدلیل اینکه هر کلید اضافی به یک سیگنال گیت درآبوی روشن و خاموش کردن کلید نیاز دارد که سبب پیچیدگی مدار کنترل و افزایش مصرف توان در مبدل می‌گردد.

در [۱۳] یک مبدل افزایشنده بصورت موازی در هم تنیده ارائه شده است که از یک مدار کمکی برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم بهره می‌برد. مدار کمکی دارای یک کلید کمکی است. بنابراین به یک سیگنال

امروزه مبدل‌های الکترونیک قدرت و بخصوص مبدل‌های DC-DC منبع جریان به طور وسیعی در صنعت مورد استفاده قرار می‌گیرند. منابع انرژی‌های تجدید پذیر مانند انرژی باد، انرژی خورشید و پیل‌های سوختی از جمله منابع انرژی جایگزین مناسب برای سوخت‌های فسیلی هستند. اغلب منابع انرژی تجدیدپذیر دارای سطح ولتاژ خروجی پایین، مستقیم و متغیر با شرایط محیطی بوده و ولتاژ غیر تنظیم شده ای را تولید می‌کنند [۱-۲].

بنابراین استفاده از مبدل‌های واسط برای بدست آوردن راندمان بالاتر، افزایش و تنظیم ولتاژ خروجی در منابع انرژی تجدیدپذیر ضروری است. این مدارهای واسط باید توان را از این منابع که دارای ولتاژ پایین و جریان بالا هستند دریافت کنند و ولتاژ DC بالایی را در خروجی خود که معمولاً اینورتر است تولید کنند. بنابراین ولتاژ خروجی بایستی با استفاده از مبدل‌های منبع جریان به عنوان مدارهای واسط افزایش و تنظیم گردد.

یکی از بهترین ساختارهایی که در انتقال توان بالا در منابع انرژی تجدیدپذیر مورد توجه قرار گرفته است، ساختار مبدل‌های اینترلیود است. مبدل‌های اینترلیود در کاربرد های مختلف به دلیل مزیت‌هایی مانند توزیع توان، کاهش ریپل جریان، کاهش سایز المان‌های پسیو و کاهش سایز فیلتر خروجی، پاسخ گذرای سریع و کاهش نویز EMI بسیار مورد استفاده قرار می‌گیرند [۳-۵].

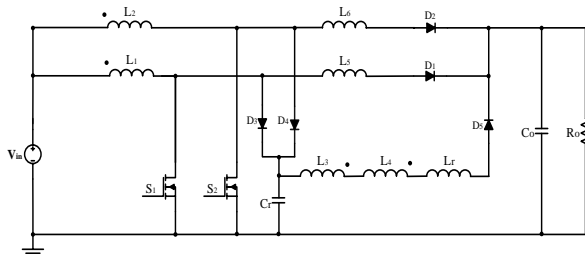
بسیاری از ساختارهای پیشنهادی توسط محققان در سالهای اخیر از مشکل کلید زنی سخت برای المان‌های کلید شونده خود رنج می‌برند در حالیکه استفاده از تکنیک‌های کلیدزنی نرم در همه ساختارها و بخصوص در مبدل‌های اینترلیود می‌تواند مزایای این مبدل‌ها را دو چندان کند [۶]. تکنیک‌های کلید زنی نرم سبب کاهش تلفات کلیدزنی، افزایش بازده، کاهش استرس روی المان‌های اکتیو و افزایش عمر آن‌ها، کاهش سایز فیلترهای ورودی و خروجی و به کار رفتن مبدل در فرکانس‌های بالاتر می‌شود در حالیکه کنترل مبدل همچنان بصورت PWM باقی می‌ماند [۷]. ساختارهای پیشنهادی در سال‌های اخیر اگرچه از تکنیک‌های کلیدزنی نرم برای بهبود عملکرد مدار بهره می‌برند، اما پیچیدگی عملکرد مدار را افزایش می‌دهند. در بسیاری از این مبدل‌ها، برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم از سلول‌های کمکی استفاده شده است که در برخی موارد این سلول کمکی در مسیر انتقال توان بوده و تلفات هدایتی مبدل پیشنهادی از تلفات هدایتی مبدل پایه بیشتر است. در برخی موارد نیز از کلیدهای کمکی برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم بهره می‌برند که این امر نیز سبب می‌شود کنترل مبدل پیچیده‌تر گردد و مبدل به سیگنال‌های کنترلی بیشتری برای کنترل مبدل نیاز داشته باشد [۸].

در [۹] یک مبدل بوس موازی در هم تنیده پیشنهاد شده است که از یک کلید کمکی برای ایجاد شرایط کلید زنی نرم برای همه المان‌های

شبیه‌سازی مبدل ارائه گردیده و مورد مطالعه و تحلیل قرار می‌گیرند. نتایج حاصل از شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی با نتایج حاصل از مقالات معتبر مشابه مقایسه و مزایا و معایب مبدل بررسی می‌شود. در قسمت چهارم نتیجه‌گیری این مقاله بیان می‌گردد.

۲- بررسی عملکرد مبدل بوست موازی در هم تنیده پیشنهادی

ساختار مبدل بوست موازی در هم تنیده پیشنهادی که از تکنیک کلیدزنی نرم بهره می‌برد در شکل (۱) نشان داده شده است. همانطور که از این شکل مشاهده می‌شود، در مبدل پیشنهادی سلف‌های $L1$ و $L2$ ، سلف‌های فیلتر ورودی در مبدل بوست موازی در هم تنیده هستند. این سلف‌ها به ترتیب با سلف‌های $L3$ و $L4$ در سلول کمکی کوپل شده‌اند تا کنترل جریان در مسیر کمکی انجام گیرد. همچنین سلف‌های سری شده برای انتقال توان از ورودی مبدل به خروجی هستند. در این مبدل سلف Lr و خازن Cr المان‌های رزونانسی بوده که نقش اصلی در ایجاد شرایط کلیدزنی نرم در مبدل را برعهده دارند. دیودهای $D3$ و $D4$ دیودهای موازی بوده که کار انتقال توان از فیلترهای ورودی به مدار کمکی را انجام می‌دهند. دیود $D5$ دیود مسیر رزونانسی بوده که انتقال توان از مسیر رزونانسی به خروجی مبدل را انجام می‌دهد. همچنین دیودهای $D1$ و $D2$ دیودهای خروجی مبدل هستند. خازن $C0$ و $R0$ نیز به ترتیب خازن فیلتر خروجی و مقاومت بار مبدل می‌باشند.



شکل (۱): مبدل بوست موازی در هم تنیده پیشنهادی

در این بخش عملکرد مبدل بوست موازی در هم‌تنیده پیشنهادی در حالات مختلف عملکرد مبدل مورد بررسی قرار می‌گیرد. برای سادگی تحلیل فرضیات زیر در نظر گرفته می‌شوند:

- ۱- سلف‌های ورودی $L1$ و $L2$ به اندازه کافی بزرگ هست که به صورت منبع جریان در نظر گرفته می‌شود.
- ۲- خازن خروجی به اندازه کافی بزرگ است، بنابراین می‌تواند با یک منبع ولتاژ DC جاگزین گردد.
- ۳- مبدل در حالت ماندگار عمل می‌کند و همه نیمه هادی‌ها به صورت ایده آل در نظر گرفته می‌شوند.

گیت اضافه برای کنترل مبدل نیازمند است. همچنین این مبدل از یک سلول ضرب کننده در قسمت خروجی بار برای افزایش بهره ولتاژ استفاده می‌کند که این امر سبب افزایش تعداد المان‌های ذخیره کننده انرژی و در نتیجه پیچیدگی عملکرد مبدل گردیده است.

در [۱۴] یک مبدل افزایشنده با بکارگیری تکنیک موازی در هم تنیده پیشنهاد شده است که دارای استرس جریان کمی روی کلیدهای اصلی و کمکی است. این مبدل برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم از دو سوئیچ کمکی و برای افزایش بهره ولتاژ مبدل از دو سلول کمکی در ساختار خود استفاده می‌کند. این مدار دارای ۴ سوئیچ است. بنابراین این مدار تعداد المان‌های اکتیو و پسیو زیادی و در نتیجه ساختار پیچیده‌ای دارد. همچنین این مدار از تلفات اهمی بالا رنج می‌برد.

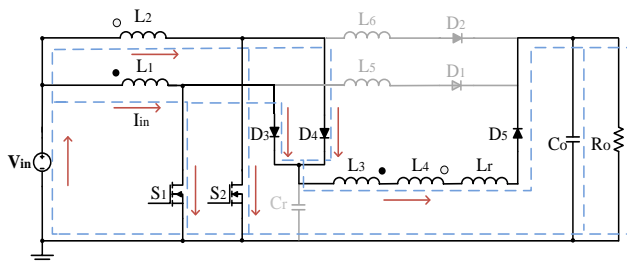
در این مقاله یک مبدل DC-DC منبع جریان افزایشنده موازی در هم تنیده شده پیشنهاد می‌شود که از یک سلول کمکی برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم برای همه المان کلید شونده بهره می‌برد. ساختار مداری مبدل پیشنهادی غیرایزوله بوده و از ترانسفورمر برای افزایش بهره مبدل استفاده نمی‌کند. این مبدل دارای عملکرد CCM بوده و مدار کمکی شامل یک مسیر رزونانسی برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم است که از ترکیب یک سلف و خازن رزونانسی و سرهای ثانویه ترانسفورمرها ساخته شده است. سلول کمکی مورد استفاده شامل هیچ کلیدی نیست. بنابراین این مبدل به هیچ سیگنال گیت درایو اضافی برای کنترل مبدل نیاز ندارد. سلول کمکی در مسیر انتقال توان از ورودی به خروجی مبدل قرار ندارد که این امر سبب می‌شود که تلفات هدایتی مدار کمکی تاثیر چندانی در تلفات کل مبدل نداشته باشد. سلول کمکی سبب ایجاد شرایط کلیدزنی نرم برای همه المان‌های کلید شونده می‌شوند. در نتیجه تلفات کلیدزنی در مبدل پیشنهادی بسیار کاهش یافته و این امر سبب افزایش فرکانس کلید زنی مبدل و در نتیجه کاهش حجم المان‌های ذخیره کننده انرژی می‌گردد. از دیگر مزایای استفاده از تکنیک کلیدزنی نرم می‌توان به جلوگیری از گرم شدن مدار و در نتیجه عدم استفاده از گرماورها، کاهش مقادیر المان‌های ذخیره کننده انرژی بخصوص در فیلترهای ورودی و خروجی و کاهش حجم، وزن و هزینه مبدل و افزایش طول عمر مبدل پیشنهادی اشاره نمود. ساختار مبدل افزایشنده پیشنهادی موازی در هم تنیده است. پس این مبدل دارای مزیت‌هایی مانند توزیع توان مناسب، کاهش ریپل جریان در کلیدها و دیودها، کاهش سایز المان‌های پسیو و در نتیجه کاهش سایز فیلتر خروجی در مقایسه با ساختارهای مشابه است. این مبدل دارای عملکرد مداری بسیار ساده در مقایسه با مبدل‌های مشابه بوده و دارای تعداد کمی از المان‌ها در مدار کمکی است. بعلاوه موارد مذکور باعث می‌شود که راندمان مبدل افزایش یابد.

در این مقاله مطالب به صورت زیر دسته‌بندی شده است. در قسمت دوم عملکرد مبدل پیشنهادی در فواصل زمانی مختلف مورد بررسی و تجزیه و تحلیل قرار می‌گیرد. در قسمت سوم نتایج حاصل از

$$\Delta I_{Lr}(t) = \frac{-1}{L_r} \left(V_o - \frac{2V_{in}}{n} \right) (t - t_0) \quad (4)$$

۲-۲- حالت دوم عملکرد مبدل پیشنهادی [t₁-t₂]

این حالت با صفر شدن جریان سلف L₅ شروع می‌شود و دیود D₁ با توجه به سری بودن با این سلف به صورت ZCS خاموش می‌گردد. در طول این حالت جریان سلف‌های L₁ و L₂ با دلیل وجود ولتاژ ورودی دو سر آنها بصورت خطی افزایش می‌یابند. در این حالت جریان مسیر سلف رزونانسی با توجه به ولتاژ دو سر آن کاهش و در انتهای این حالت به صفر می‌رسد. همچنین در انتهای این حالت دیودهای D₃، D₄ و D₅ با توجه به صفر شدن جریان عبوری از سلف رزونانسی در این حالت به صورت ZCS خاموش می‌گردند. مدار معادل این حالت در شکل (۴) نشان داده شده است.



شکل (۴): مدار معادل در حالت عملکرد دوم

روابط مربوط به مدار معادل این حالت از مبدل پیشنهادی در زیر آورده شده است.

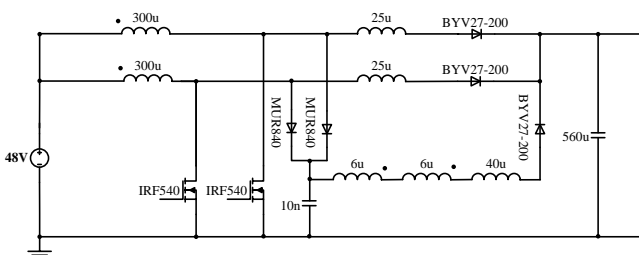
$$\Delta I_{Lr}(t) = \frac{-1}{L_r} \left(V_o - \frac{2V_{in}}{n} \right) (t - t_1) \quad (5)$$

$$I_{Lr}(t_1) = \frac{1}{L_r} \left(V_o - \frac{2V_{in}}{n} \right) (t_2 - t_1) \quad (6)$$

۲-۳- حالت سوم عملکرد مبدل پیشنهادی [t₂-t₃]

این حالت با خاموش شدن دیود D₅ در لحظه t₂ شروع می‌گردد. دو کلید اصلی S₁ و S₂ در طول زمانی این حالت روشن بوده و انرژی منبع ولتاژ ورودی را به سلف‌های فیلتر ورودی منتقل می‌نماید. این حالت تا زمان خاموش شدن کلید S₂ ادامه می‌یابد. در این حالت انرژی مورد نیاز بار از طریق خازن خروجی C_o تامین می‌شود. مدار پیشنهادی در این حالت در شکل (۵) قابل مشاهده است. لازم به توضیح است در سه حالت اول ولتاژ خازن رزونانسی C_r ثابت و برابر صفر است.

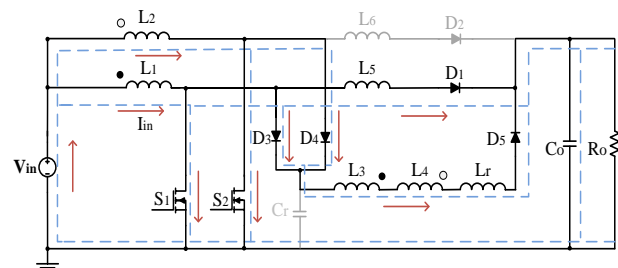
عملکرد مبدل متشکل از دو نیم دوره متقارن در هر دوره کلیدزنی است. بنابراین فقط یک نیم دوره آن بررسی می‌شود. عملکرد مبدل در یک نیم دوره کلیدزنی شامل ۸ حالت عملکردی است. نوع قطعات به کار رفته در مبدل در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل (۲): مقادیر قطعات به کار رفته در مبدل پیشنهادی

۲-۱- حالت اول عملکرد مبدل پیشنهادی [t₀-t₁]

قبل از شروع این حالت، خازن رزونانسی دارای ولتاژ صفر بوده و سلف رزونانسی دارای جریان الکتریکی است. همچنین دیودهای D₃ و D₄ روشن بوده و انرژی مورد نیاز این سلف را تامین می‌کند. کلید S₁ خاموش است در حالیکه کلید S₂ نیز روشن بوده است. حالت اول عملکرد مبدل پیشنهادی با روشن شدن کلید S₁ در لحظه t₀ آغاز می‌شود با توجه به وجود خازن رزونانسی که دارای ولتاژ صفر بوده و دو سر کلید S₁ قرار دارد، لذا این کلید به صورت ZVS روشن می‌شود. در طول این حالت جریان کلید S₁ افزایش می‌یابد و جریان عبوری از سلف رزونانسی ادامه می‌یابد و همچنان از طریق دیودهای D₃ و D₄ تامین می‌شود و از آنجایی که ولتاژ منفی بر روی سلف رزونانسی قرار دارد جریان آن به صورت خطی در طول این حالت کاهش می‌یابد. همچنین ولتاژ منفی خروجی بر روی سلف L₅ قرار گرفته و جریان این سلف بصورت خطی کاهش یافته و در انتهای این حالت به صفر می‌رسد. مدار معادل این حالت در شکل (۳) نشان داده شده است.



شکل (۳): مدار معادل در حالت عملکرد اول

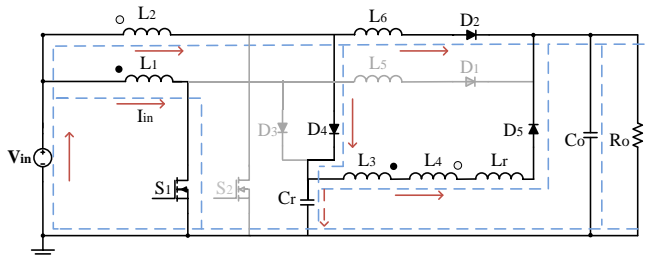
روابط مربوط به این حالت در زیر آورده شده است.

$$I_{S1} = I_{in} - I_{L5} - I_{D3} \quad (1)$$

$$t_1 - t_0 = L_5 \frac{I_{L5}(t_0)}{V_o} \quad (2)$$

$$I_{L5}(t_0) = I_{in} - I_{D3}(t_0) \quad (3)$$

دیود D_4 و جریان خازن رزونانسی کاهش می‌یابند. این مود با صفر شدن جریان عبوری از خازن رزونانسی و متوقف شدن شارژ آن در لحظه t_5 خاتمه می‌یابد. مدار معادل این حالت در شکل (۷) نشان داده شده است.



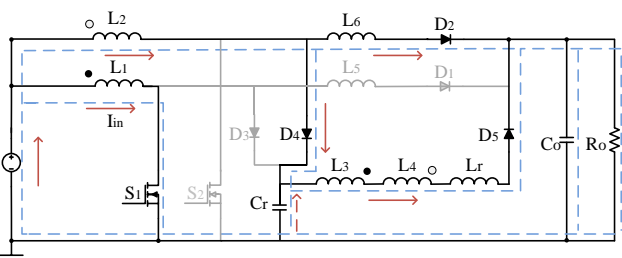
شکل (۷): مدار معادل در حالت عملکرد پنجم

در طول این مود داریم:

$$V_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_5)[1 - \sin \omega_r(t - t_5)] \quad (9)$$

۲-۶- حالت ششم عملکرد مبدل پیشنهادی $[t_5-t_6]$

این حالت با صفر شدن جریان عبوری از خازن رزونانسی آغاز و افزایش ولتاژ دو سر آن در لحظه t_5 متوقف می‌شود. در طول این حالت خازن C_r و سلف L_r وارد رزونانس شده و انرژی ذخیره شده در خازن رزونانسی از طریق مسیر رزونانس به سلف‌های L_3 ، L_4 و منتقل می‌شود. همچنین در طول زمانی این حالت عملکرد جریان عبوری از دیود D_4 کاهش یافته و در انتهای این حالت این جریان به صفر رسیده و دیود D_4 تحت شرایط ZCS خاموش می‌شود. عملکرد مدار در این حالت عملکرد شبیه به عملکرد مبدا در حالت قبل است و تنها تغییر آن جهت جریان در خازن رزونانسی است. مدار معادل این حالت در شکل (۸) نشان داده شده است.



شکل (۸): مدار معادل در حالت عملکرد ششم

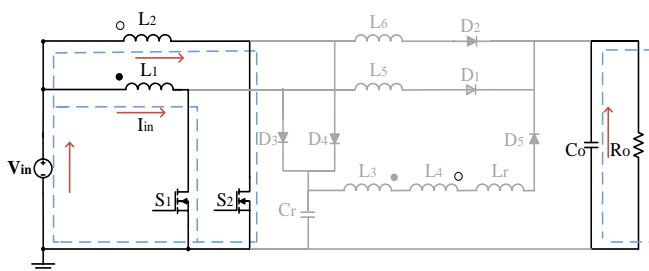
روابط مربوط به این حالت در زیر آورده شده است.

$$V_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_5)[1 - \sin \omega_r(t - t_5)] \quad (10)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{Cr}(t_5)}{Z_r} \cos \omega_r(t - t_5) + i_{D4} \quad (11)$$

$$t_6 - t_5 = L_6 \frac{I_{in} - I_{L6}(t_5)}{V_{Cr} - V_o} \quad (12)$$

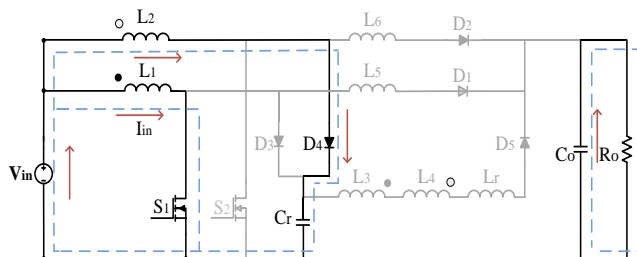
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{CrLr}}, t_5 Z_r = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}} \quad (13)$$



شکل (۵): مدار معادل در حالت عملکرد سوم

۲-۴- حالت چهارم عملکرد مبدل پیشنهادی $[t_3-t_4]$

این حالت با خاموش شدن کلید S_2 در لحظه t_3 شروع می‌شود. از آنجایی که ولتاژ روی خازن رزونانسی در لحظه ابتدایی این حالت صفر است، بنابراین جریان عبوری از سلف L_2 از طریق دیود D_4 به خازن رزونانسی C_r انتقال می‌یابد. در این حالت کلید S_2 با توجه به قرار گرفتن ولتاژ خازن رزونانسی دو سر آن به صورت ZVS خاموش و دیود D_4 به صورت ZVS روشن می‌شود. در طول زمانی این حالت از عملکرد مبدل، خازن رزونانسی توسط جریان ثابت برابر با جریان سلف ورودی I_{L2} شارژ شده و ولتاژ دو سر آن بصورت خطی افزایش می‌یابد. مدار معادل این حالت در شکل (۶) نشان داده شده است. علاوه بر طول این حالت کلید S_1 روشن بوده و جریان آن برابر جریان ثابت ورودی است و توان مورد نیاز بار از طریق خازن خروجی تامین می‌گردد.



شکل (۶): مدار معادل در حالت عملکرد چهارم

تا زمانیکه روابط زیر برقرار باشد مدار در این حالت قرار خواهد داشت.

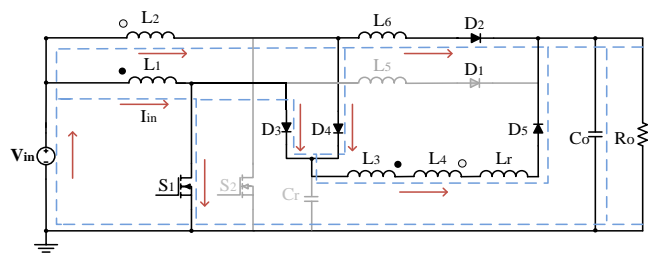
$$V_{Cr} > V_o \quad (7)$$

و بازه زمانی این حالت در رابطه زیر قابل محاسبه می‌باشد.

$$t_4 - t_3 = \frac{C_r V_{Cr}(t_4)}{I_{in}} \quad (8)$$

۲-۵- حالت پنجم عملکرد مبدل پیشنهادی $[t_4-t_5]$

این حالت از عملکرد مبدل پیشنهادی با روشن شدن دیودهای D_2 و D_5 در لحظه t_4 آغاز می‌شود. روشن شدن این دیودها به علت وجود سلف‌های L_6 و L_r که دارای جریان عبوری صفر بوده و بطور سری با این دیودها قرار دارند، به صورت ZCS است. در طول این حالت جریان عبوری از دیودهای D_2 و D_5 افزایش یافته در حالیکه جریان



شکل (۱۰): مدار معادل در حالت عملکرد هشتم

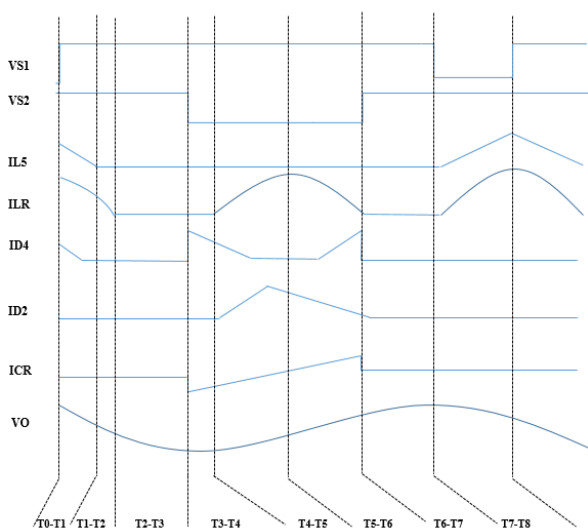
روابط مربوط به این حالت در زیر آورده شده است.

$$\Delta I_{Lr}(t) = \frac{-1}{L_r} \left(V_o - \frac{2V_{in}}{n} \right) (t - t_7) \quad (17)$$

همانطور که بیان شد، مبدل پیشنهادی دارای ۱۶ حالت بوده و از آنجایی که مبدل افزاینده موازی در هم تنیده دارای عملکرد متقارنی است، لذا تنها نیم دوره از عملکرد مدار پیشنهادی بررسی می‌گردد و نیم دوره بعدی که شامل ۸ حالت دیگر است کاملاً مشابه حالت‌های بیان شده در بالا بوده و دوباره بیان نمی‌شود.

۲-۹- شکل موج های تئوری

در شکل (۱۱)، شکل موج تئوری بعضی از المان‌ها را در بازه‌های زمانی مختلف، مطابق تحلیل تئوری، نشان داده شده است.



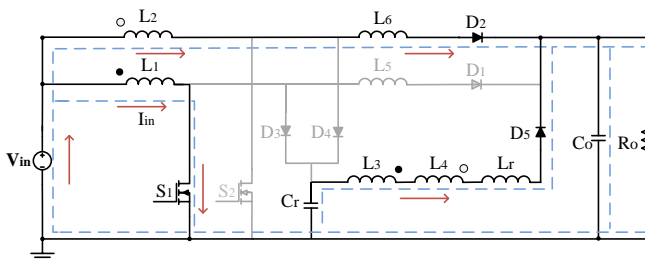
شکل (۱۱): شکل موج تئوری مبدل در نیم سیکل عملکرد

۳- طراحی مقادیر المان ها

روند طراحی مقادیر المان‌های مبدل پیشنهادی به شرح ذیل می‌باشد.

۲-۷- حالت هشتم عملکرد مبدل پیشنهادی [t6-t7]

این حالت با خاموش شدن دیود D4 در لحظه t6 شروع می‌شود. بنابراین جریان عبوری از سلف L6 برابر با جریان سلف ورودی L2 بوده و انرژی از ورودی مبدل به خروجی از طریق دیود D2 منتقل می‌شود. بعلاوه در طول زمانی این حالت مشابه با حالت قبل، جریان مسیر رزونانسی رو به افزایش بوده و انرژی از خازن رزونانسی به سلف‌ها و خروجی مبدل منتقل می‌شود. در نتیجه ولتاژ خازن رزونانسی کاهش یافته و در انتهای این حالت ولتاژ خازن Cr به صفر رسیده درحالی‌که جریان عبوری از مسیر رزونانسی بیشینه می‌شود. مدار معادل این حالت در شکل (۹) نشان داده شده است.



شکل (۹): مدار معادل در حالت عملکرد هشتم

روابط مربوط به این حالت در زیر آورده شده است.

$$V_{Cr}(t) = V_{Cr}(t_5) [1 - \sin \omega_r (t - t_5)] \quad (14)$$

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_{Cr}(t_5)}{Z_r} \cos \omega_r (t - t_5) \quad (15)$$

$$t_7 - t_5 = \frac{\sin^{-1}(1)}{\omega_r} \quad (16)$$

۳-۸- حالت هشتم عملکرد مبدل پیشنهادی [t7-t8]

در ابتدای این حالت جریان عبوری از سلف رزونانسی به بیشینه خود رسیده و ولتاژ خازن رزونانسی صفر است. سلف رزونانسی به مسیری نیاز دارد که جریان مورد نیاز آن تامین گردد و از آنجایی که ولتاژ خازن رزونانسی نمی‌تواند منفی شود (زیرا در صورت منفی شدن ولتاژ خازن دیود D3 روشن شده و خازن بر روی کلید روشن که دارای ولتاژ صفر است قرار می‌گیرد)، جریان مورد نیاز سلف Lr از طریق روشن شدن دیودهای D4 و D3 تامین می‌شود. همچنین در طول این حالت جریان سلف L6 با توجه به قرار گرفتن ولتاژ منفی خروجی بر روی آن به صورت خطی کاهش می‌یابد. بعلاوه جریان سلف Lr با توجه به ولتاژ منفی دو سر آن نیز به صورت خطی کاهش می‌یابد. مدار معادل این حالت در شکل (۱۰) نشان داده شده است. این حالت زمانیکه کلید S2 روشن گردد خاتمه می‌یابد.

$$\frac{V_O}{L_5} < 10 * 10^6 \rightarrow L_5 \geq \frac{V_O}{10} \text{ uH} \quad (25)$$

با توجه به اینکه در مود ۷، ولتاژ خروجی روی سلف L_5 قرار می‌گیرد و این سلف می‌بایستی جریان خروجی را تامین نماید، لذا مقدار آن با استفاده از رابطه ۲۴ قابل محاسبه می‌باشد.

شرط دیگر مقدار سلف L_5 تضمین عدم وجود مشکل بایاس معکوس برای دیود D_2 می‌باشد. با در نظر گرفتن ۱ میکرو ثانیه برای زمان بازیابی دیود و انتخاب زمان ۱۰ برابری برای اطمینان از بازیابی مجدد دیود، این مقدار نیز از رابطه ۲۵ قابل محاسبه می‌باشد.

۳-۵- انتخاب C_0

$$\Delta V_C = 0.05 * V_{OUT}(DC) \quad (26)$$

$$C_0 = \frac{I_0 * D}{f * \Delta V_C} \quad (27)$$

با توجه به اینکه در مودهای ۳ و ۴ ولتاژ بار از ولتاژ خازن خروجی تامین می‌شود و با توجه به حداکثر ۵٪ ریبیل در نظر گرفته شده برای ولتاژ خروجی، روابط ۲۶ و ۲۷ برقرار بوده و از روی این روابط، مقدار خازن خروجی نیز قابل محاسبه می‌باشد.

۳-۶- انتخاب نسبت تبدیل n

مقدار نسبت تبدیل n که بصورت نسبت دور سیم‌پیچ اولیه به ثانویه در مبدل پیشنهادی تعریف شده است از رابطه (۲۲) حاصل می‌شود. با توجه به مقادیر سلف‌های فیلتر ورودی بعنوان سیم‌پیچ‌های اولیه و سلف‌های موجود در مسیر رزونانسی بعنوان سیم‌پیچ‌های ثانویه ترانس در مبدل پیشنهادی، مقدار جذر (L_1/L_3) برابر با ۷ است. از آنجائیکه دو سیم‌پیچ ثانویه بصورت سری باهم در مسیر کمکی قرار دارند، بنابراین نسبت تبدیل برای هر کدام از ترانس‌ها برابر با ۳٫۵ بدست می‌آید.

۴- بررسی نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

یک نمونه از مبدل بوس موازی در هم تنیده پیشنهادی که از تکنیک کلیدزنی نرم برای افزایش راندمان و کاهش تلفات کلیدزنی بهره می‌برد در فرکانس کلیدزنی ۱۰۰ کیلو هرتز در محیط نرم‌افزاری PSPICE شبیه‌سازی و نتایج حاصل از شبیه‌سازی با عملکرد مبدل در بخش قبل مقایسه می‌گردد. با توجه به عملکرد مبدل پیشنهادی که در بخش

۳-۱- انتخاب L_r, C_r

با در نظر گرفتن ۱۰ برابری فرکانس رزونانس نسبت به فرکانس سوئیچینگ به جهت شارژ و دشارژ خطی خازن در مودهای ۵ و ۶ و از روی رابطه محاسبه فرکانس رزونانس مدار LC خواهیم داشت:

$$T_{res} = 2\pi\sqrt{C_r * L_r} \gg \frac{T_{sw}}{10} \quad (18)$$

از طرف دیگر با توجه به تامین جریان بار در مود هفتم توسط مدار رزونانسی و ایجاد قابلیت این جریاندهی و با فرض ۲۰٪ افزایش قابلیت طراحی خواهیم داشت:

$$(19)$$

$I_{in} = \left(\frac{P_o}{2V_{in}}\right) \rightarrow I_{lr} = \frac{V_{cr}}{Z_r} = 2.4 * I_{in} \rightarrow Z_r = \frac{V_{Cr}(t5)}{2.4 * I_{in}}$
با استفاده از دو رابطه بالا، دو مجهول L_r, C_r قابل محاسبه خواهند بود.

۳-۲- انتخاب L_2, L_1

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in}DT_{sw}}{\Delta I_L} \quad (20)$$

$$\Delta I_{L1,2} = 0.2 * I_{in}(DC) \quad (21)$$

با استفاده از دو رابطه بالا که بیانگر مقدار ۲۰٪ ریبیل مجاز جریان فیلترهای ورودی برای عدم وجود نویز EMI و تضمین کارکرد مبدل در مود CCM و رابطه مقدار جریان فیلترها، مقدار سلف‌های ورودی قابل محاسبه می‌باشند.

۳-۳- انتخاب L_4, L_3

با توجه به اینکه در سلف‌های مذکور باید قابلیت جریان‌دهی بار را داشته باشند و با توجه به اینکه جریان این سلف‌ها رابطه مستقیم با جریان فیلترهای ورودی دارند، مقدار n به گونه‌ای طراحی و پیاده‌سازی می‌شود که شرایط سوئیچینگ نرم برای سایر المان‌ها فراهم شود.

$$n = 3.5 \geq \sqrt{\frac{L_1}{L_3}} \quad (22)$$

$$I_{L3} \geq I_{L1} \quad (23)$$

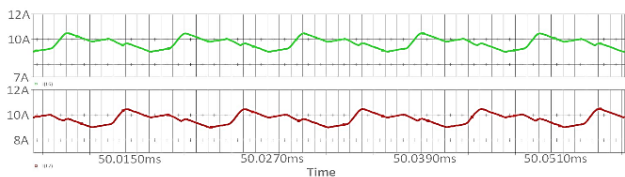
۳-۴- انتخاب L_5, L_6

$$L_5 = L_6 = \left(\frac{dI_o}{dt}\right)^{-1} \rightarrow \frac{dI_o}{dt} = \frac{V_o}{L_5} \quad (24)$$

قبل بیان گردید و نیز با توجه به مقارن بودن مدار، مقادیر المان‌ها و نوع آنها در جدول (۱) بیان شده است.

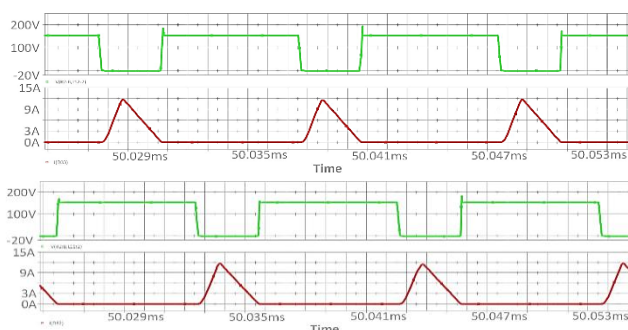
جدول (۱): مقادیر و نوع المان‌های بکار رفته در مبدل پیشنهادی

نوع / مقدار المان	المان‌های مبدل پیشنهادی
300 μ H	سلف‌های فیلتر ورودی $L_1=L_2$
IRF540	سوئیچ‌های S_1 و S_2
6 μ H	سلف‌های $L_3=L_4$
MUR460	دیودهای D_1 و D_2 و D_5
9 nF	خازن رزونانسی C_r (سرامیکی)
40 μ H	سلف رزونانسی L_r
25 μ H	سلف‌های $L_5=L_6$
500 μ H	خازن خروجی C_o (الکتrolیتی)
3.5:1	نسبت تبدیل ترانس (n1:n2)



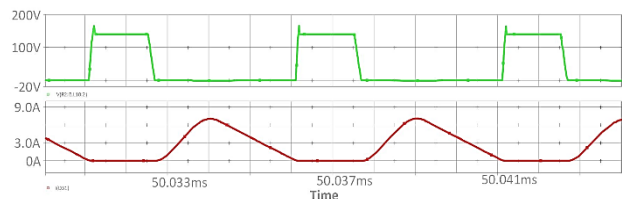
شکل (۱۴): شکل موج‌های جریان سلف‌های ورودی

شکل (۱۵) شکل موج ولتاژ و جریان دیودهای D_1 و D_2 را نشان می‌دهد. بدلیل موازی در هم تنیده بودن این مبدل، شکل موج‌های دیودهای D_1 و D_2 مشابه یکدیگر هستند. بدلیل سری بودن دیود D_1 با سلف L_5 و مطابق با عملکرد مبدل پیشنهادی، دیود D_1 در لحظاتی روشن و یا خاموش می‌شود که جریان عبوری از سلف L_5 صفر است.



شکل (۱۵): شکل موج‌های ولتاژ و جریان دیودهای D_1 و D_2

شکل (۱۶) شکل موج‌های جریان و ولتاژ دیود مسیر رزونانسی D_5 را نشان می‌دهد. این دیود بدلیل سری بودن با سلف رزونانسی L_r و مطابق با عملکرد مبدل پیشنهادی در زمان‌هایی روشن یا خاموش می‌شود که جریان سلف L_r صفر است. در نتیجه این دیود بصورت ZCS روشن و خاموش می‌شود. شکل (۱۶) شکل موج‌های ولتاژ خازن رزونانسی V_{Cr} و جریان سلف رزونانسی I_{Lr} را نشان می‌دهد.

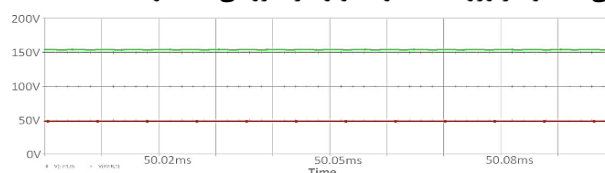


شکل (۱۶): شکل موج‌های ولتاژ و جریان دیود مسیر رزونانسی D_5

۴-۱- تاثیر سیکل وظیفه در بهره مبدل

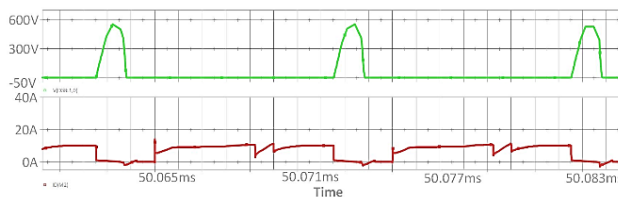
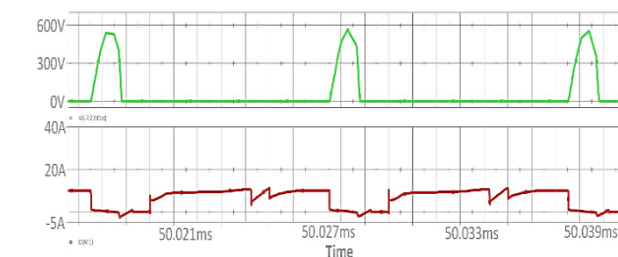
در شکل (۱۷) تغییرات بهره ولتاژ براساس مقدار سیکل وظیفه از ۱۰٪ تا ۹۵٪ رسم شده است. همانطور که در شکل مشخص می‌باشد، در حوالی نقطه ۷۰٪ مقدار بهره رشد قابل توجهی دارد.

شکل (۱۲) شکل موج ولتاژ ورودی و خروجی را در این مبدل نشان می‌دهد. ولتاژ ورودی 48 ولت و ولتاژ خروجی ۱۵۵ ولت هستند.



شکل (۱۲): شکل موج‌های ولتاژهای ورودی و خروجی

شکل (۱۳) شکل موج ولتاژ و جریان کلیدهای S_1 و S_2 را نشان می‌دهد. بدلیل عملکرد موازی در هم تنیده ساختار پیشنهادی، شکل موج‌های کلیدهای S_1 و S_2 مشابه یکدیگر هستند. با توجه به عملکرد مبدل در حالت چهارم، کلید S_2 در لحظه t_3 بدلیل موازی بودن با خازن رزونانسی C_r که دارای ولتاژ صفر است بصورت ZVS خاموش می‌شود. بدلیل مشابه و مطابق با عملکرد مبدل در مود هشتم، کلید S_2 تحت شرایط ZVS روشن می‌شود. شکل (۱۳) شکل موج جریان سلف‌های فیلتر ورودی L_1 و L_2 را نشان می‌دهد. این شکل موج نشان می‌دهد که مبدل پیشنهادی در حالت CCM عمل می‌کند.

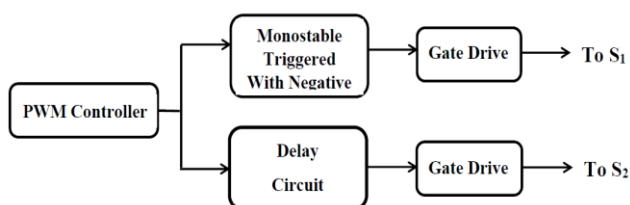


شکل (۱۳): شکل موج‌های ولتاژ و جریان کلیدهای S_1 و S_2

شکل (۱۹): تغییرات ولتاژ خروجی بر اساس تغییرات ولتاژ ورودی

۴-۴- مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر مبدل‌ها

جدول (۲) مقایسه مبدل بوست موازی در هم تنیده پیشنهادی را با سایر مبدل‌های مشابه نشان می‌دهد. همچنین شماتیک مدار کنترل مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی در شکل (۲۰) نشان داده شده است.



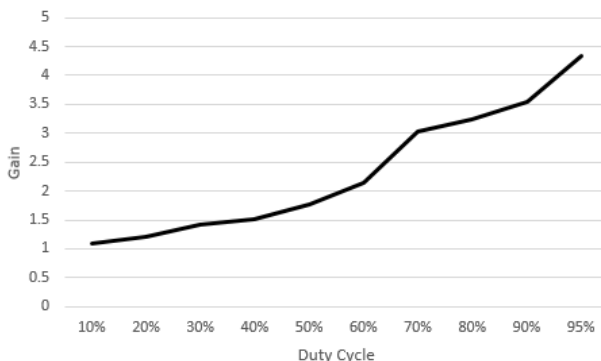
شکل (۲۰): شماتیک مدار کنترلی برای مبدل افزایش‌دهنده پیشنهادی

جدول (۲): مقایسه مشخصات مبدل پیشنهادی با مبدل‌های مشابه

مبدل پیشنهادی	مقاله [۱۲]	مقاله [۱۷]	مقاله [۱۶]	مقاله [۱۵]	مشخصات مبدل
۲	۳	۳	۳	۳	تعداد کلیدها
۵	۶	۴	۶	۵	تعداد دیودها
۵	۸	۵	۷	۵	تعداد المان‌های پسیو
۲	۰	۱	۰	۰	سلف‌های کوپل شده
۳,۸۷	۲,۵	۲,۵	۳,۲	۳,۲	بهره ولتاژ مبدل
۹۸,۱	۹۷,۶	۹۵	۹۶	۹۸,۵	راندمان مبدل (%)
۹۰۰	۱۲۰	۱۰۰۰	۵۰۰	۲۰۰	توان خروجی (W)
نرم	نرم	نرم	نرم	نرم	نوع کلید زنی
غیر ایزوله	غیر ایزوله	غیر ایزوله	غیر ایزوله	غیر ایزوله	نوع ایزولاسیون

۵- نتیجه‌گیری

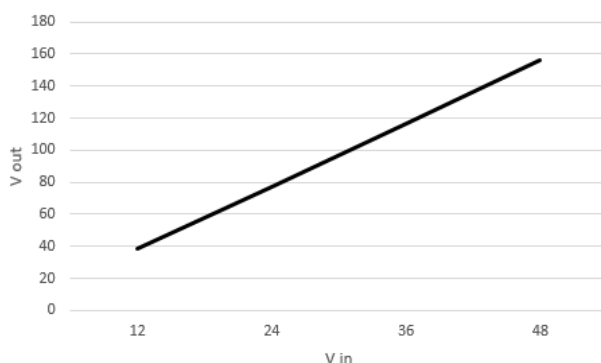
در این مقاله یک مبدل بوست موازی در هم تنیده CCM پیشنهاد شده است که دارای ساختار مداری بسیار ساده است. این مبدل از یک مدار کمکی برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم برای تمام المان‌های کلید شونده بهره می‌برد که دارای هیچ کلید اضافی و در نتیجه هیچ سیگنال گیت درایو اضافی نیست در حالیکه کنترل مبدل همچنان PWM باقی می‌ماند. این مبدل بدلیل استفاده از ساختار موازی در هم‌تنیده دارای استرس جریان کم روی کلیدها و دیودها بوده و از توزیع توان مناسبی برخوردار است. همچنین در این مبدل، شرایط کلیدزنی نرم برای همه المان‌های کلید شونده توسط یک مدار کمکی ساده انجام می‌شود که در مسیر انتقال توان از ورودی به خروجی نیست، فراهم می‌شود. بنابراین میزان تلفات کلیدزنی و هدایتی در این مبدل در مقایسه با سایر مبدل‌ها کمتر بوده و بدلیل استفاده از تکنیک کلیدزنی نرم راندمان مبدل بالاتر است. مبدل پیشنهادی در فرکانس کلیدزنی ۱۰۰ کیلو هرتز طراحی گردید که سبب کاهش مقدار المان‌های ذخیره



شکل (۱۷): تغییرات ولتاژ خروجی بر اساس تغییرات سیکل وظیفه

۴-۲- تاثیر ولتاژ ورودی در خروجی

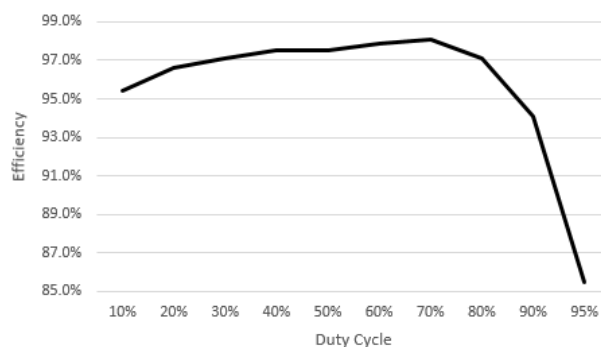
در شکل (۱۸) نمودار مقدار ولتاژ خروجی نسبت تغییرات ولتاژ ورودی رسم گردیده است. سیکل وظیفه در این حالت مقدار ۷۰٪ می‌باشد. همانطور که مشاهده می‌شود بهره ولتاژ (شیب خط) به مقدار ورودی وابسته نبوده و در طیف گسترده‌ای از ولتاژهای ورودی گین مدار ثابت خواهد ماند.



شکل (۱۸): تغییرات ولتاژ خروجی بر اساس تغییرات ولتاژ ورودی

۴-۳- تاثیر سیکل وظیفه بر راندمان

در شکل (۱۹) نمودار میزان تغییرات راندمان براساس تغییرات سیکل وظیفه ترسیم شده است. همانطور که از شکل (۱۷) و (۱۹) مشخص است، بهترین میزان سیکل وظیفه بر اساس بهره ولتاژ و راندمان، میزان ۷۰٪ می‌باشد.



- [13] A. Mirzaei, M. Rezvanyvardom and S. Mekhilef, "High step-up interleaved zero-voltage transition DC-DC converter with coupled inductors," *IET Power Electronics*, vol. 23, no. 19, pp. 4518-4531, 2020.
- [14] H. Lei, R. Hao, X. You and F. Li, "Nonisolated High Step-Up Soft-Switching DC-DC Converter With Interleaving and Dickson Switched-Capacitor Techniques," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2007-2021, 2020.
- [15] M. Rezvanyvardom, E. Adib and H. Farzanehfard, "A new interleaved ZCS PWM boost converter," 2010 IEEE International Conference on Power and Energy, pp. 45-50, 2010.
- [16] M. Rezvanyvardom, E. Adib and H. Farzanehfard, "Zero-current transition interleaved boost converter," 2011 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, pp. 87-91, 2011.
- [17] A. Mirzaei, A. Jusoh, Z. Salam, E. Adib and H. Farzanehfard, "Analysis and design of a high efficiency bidirectional DC-DC converter for battery and ultracapacitor applications", *Simulation Modelling Practice and Theory*, vol 19, pp. 1651-1667, 2011.

کننده انرژی و ساینز فیلتر ورودی در مقایسه با سایر ساختارها شده است. مبدل پیشنهادی در توان ۹۰۰ وات توسط نرم افزار PSpice شبیه‌سازی شد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی بطور کامل نتایج تحلیل تئوری مبدل را تایید می‌کنند.

مراجع

- [1] A. Mirzaei, M. Rezvanyvardom, "High Step-Down Non-Isolated DC-DC Converter with Coupled Inductors," June 2020 IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics PP(99):1-1
- [2] Y. Zhang, H. Liu, J. Li, M. Sumner and C. Xia, "DC-DC Boost Converter With a Wide Input Range and High Voltage Gain for Fuel Cell Vehicles," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4100-4111, May 2019.
- [3] M. Rezvanyvardom, E. Adib, H. Farzanehfard and M. Mohammadi, "Analysis, design and implementation of zero-current transition interleaved boost converter," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 9, pp. 1804-1812, November 2012.
- [4] R. Eskandari, E. Babaei, M. Sabahi and S. R. Ojaghkandi, "Interleaved high step-up zero-voltage zero-current switching boost DC-DC converter," in *IET Power Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 96-103, 7 1 2020.
- [5] G. Spiazzi, "Analysis and design of the soft-switched clamped-resonant interleaved boost converter," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 4, no. 4, pp. 276-287, Dec. 2019.
- [6] H. Lei, R. Hao, X. You and F. Li, "Nonisolated High Step-Up Soft-Switching DC-DC Converter With Interleaving and Dickson Switched-Capacitor Techniques," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 3, pp. 2007-2021, Sept. 2020.
- [7] Z. Yan, J. Zeng, W. Lin and J. Liu, "A Novel Interleaved Nonisolated Bidirectional DC-DC Converter With High Voltage-Gain and Full-Range ZVS," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7191-7203, July 2020.
- [8] M. R. Mohammadi, "An Active-Clamping ZVS Interleaved Buck/Boost Bidirectional Converter With One Auxiliary Switch," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 9, pp. 7430-7438, Sept. 2020.
- [9] K. Chao and M. Yang, "High step-up interleaved converter with soft-switching using a single auxiliary switch for a fuel cell system," in *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 11, pp. 2704-2716, 11 2014.
- [10] T. Nouri, N. Nouri and N. Vosoughi, "A Novel High Step-Up High Efficiency Interleaved DC-DC Converter With Coupled Inductor and Built-In Transformer for Renewable Energy Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 8, pp. 6505-6516, 2020.
- [11] T. Zeng, Z. Wu and L. He, "An Interleaved Soft Switching High Step-Up Converter With Low Input Current Ripple and High Efficiency," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 93580-93593, 2019.
- [12] M. Rezvanyvardom, A. Mirzaei and S. Rahimi, "New interleaved fully soft switched pulse width modulation boost converter with one auxiliary switch," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 5, pp. 1053-1060, 2019.