مقاله پژوهشی

یک مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده جدید با قابلیت حذف ریپل جریان ورودی و کلیدزنی نرم

جبار قاسم فهد المالکی[۱]، مجید دلشاد*[۲]، ومیض ریاض عبدالعظیم[۳]، بهادر فانی [۴]، هادی ثقفی[۵]

۱-دانشجوی دکتری، دانشکده فنی و مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران
*۲- دانشیار، دانشکده فنی و مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران
۳-استادیار، دانشکده مهندسی، دانشگاه بغداد، بغداد، عراق
۴-دانشیار، دانشکده فنی و مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران
۵-استادیار، دانشکده فنی و مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

تاریخ دریافت: ۱۴۰۳/۱/۲ تاریخ پذیرش: ۱۴۰۳/۳/۹

چکیده: در این مقاله، یک مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده با یک مدار کمکی جدید ارائه گردیده است به طوری که مدار کمکی شرایط کلید زنی در ولتاژ صفر را برای سوئیچ های اصلی فراهم کرده و کلید کمکی نیز خود به صورت کلید زنی در جریان صفر عمل می‌کند. از طرفی سلفهای کمکی با سلفهای اصلی تزویج شده و انرژی مدار کمکی به نحو موثری به خروجی انتقال داده می‌شود. به علت بهره بالای مبدل استرس ولتاژ روی سوئیچ های اصلی پایین است. همچنین به خاطر کوتاه بودن زمان روشن بودن سوئیچ کمکی جریان گردشی در مدار کمکی بالا نیست و تلفات محسوسی به مبدل تحمیل نمی‌کند. همچنین تمام سوییچهای مبدل دارای سورس زمین شده می باشند و لذا مدار درایو ایزوله نیاز نیست. مبدل پیشنهادی به طور کامل تحلیل گردیده و برای اثبات تحلیل تئوری مدار، یک نمونه از آن در نرم افزار PSPICE شبیه سازی گردیده است.

واژه‌های کلیدی: بسیار افزاینده، کلیدزنی نرم، درهم تنیده، راندمان بالا، استرس ولتاژ.

۱- مقدمه

از آنجا که ولتاژ خروجی مبدل‌های بسیار افزاینده مقدار بزرگی است، این ولتاژ بزرگ می‌تواند باعث تشدید تلفات ناشی از بازیابی معکوس دیودهای خروجی گردد، در نتیجه بهبود مشکل بازیابی معکوس دیودها گامی موثر در جهت افزایش بازده به شمار می رود[۲-۱]. این بهبود از طریق کاهش استرس ولتاژ دیودها و همچنین نرم کردن جریان خاموش شدن آنها قابل انجام است[۳]. همانطور که ذکر گردید، بزرگ بودن ضریب وظیفه سوییچها از دیگر عوامل افزایش تلفات هدایتی و افت بازده می باشد. به همین دلیل با افزایش بهره‌ی ولتاژ مبدل می‌توان علاوه بر فراهم کردن ولتاژ خروجی لازم برای کاربرد مورد نظر، از به کارگیری ضریب وظیفه‌های بزرگ نیز اجتناب نموده و بازده مبدل را بهبود بخشید. ضمن آنکه افزایش بهره‌ی ولتاژ می تواند در کاهش استرس ولتاژ المان‌های نیمه هادی موثر باشد[۵-۴]. اما روشهای افزایش بهره اغلب شامل استفاده از ترانسفورمر و یا سلفهای تزویج شده می باشد که موجب افزایش حجم مبدل و نیز مشکلات ناشی از سلف نشتی آنها می باشد. به همین خاطر هر چه تعداد المان‌های مورد استفاده در مدار، به ویژه المان‌های نیمه هادی موجود در مسیر عبور توان، کمتر باشد، ضمن کاهش هزینه تمام شده، تلفات هدایتی نیز کمتر خواهد بود[۷-۶]. داشتن ریپل جریان ورودی کم یک مزیت عمده برای مبدل‌های بسیار افزاینده به شمار می رود، چرا که به دلیل بزرگ بودن جریان ورودی در مبدل های بسیار افزاینده، ریپل جریان ورودی بزرگ موجب افزایش حجم و هزینه خازن ورودی

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

و همچنین تلفات هدایتی سیم‌ها می‌گردد[۹-۸]. در سیستم‌های تولید برق مبتنی بر پیل‌های سوختی نیز ریپل جریان ورودی بزرگ موجب آسیب دیدن پیل سوختی و کاهش طول عمر آن می گردد[۱۱-۱۰]. همچنین وجود ریپل بالای جریان ورودی برای ردیابی نقطه‌ی توان ماکزیمم در سیستم‌های خورشیدی نا مطلوب است[۱۳-۱۲].

کلیدزنی نرم نیز با توجه به قابلیت افزایش فرکانس کلیدزنی کاهش حجم و وزن مدار و کاهش تلفات در مبدلهای بسیار افزاینده مرسوم شده است. اغلب این مبدلها از تعداد المان بالای مدار کمکی، پیچیدگی عملکرد مدار، جریان گردشی بالای مدار کمکی و...رنج می‌برند[۱۵-۱۴].

در [۱۶] یک مدار ZCT در هم تنیده ارائه شده است بطوری که مدار کمکی شامل سلف، خازن و سوئیچ کمکی برای هر شاخه می باشد. در این مدار مشکل بازیابی معکوس و همچنین تلفات کلیدزنی مبدل حل شده است. اما مبدل به صورت فرکانس متغیر کلیدزنی می گردد و طراحی فیلتر EMI برای آن دشوار است.

در [۱۷] یک مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده با سلف های کوپل شده ارائه شده است. برای جذب انرژی سلف های نشتی از یک مدار کمکی شامل خازن کلمپ و یک مبدل بوست ثانویه استفاده شده است بطوری که شاخه های موازی مبدل قابلیت افزایش داشته و سطح توان می تواند افزایش یابد و مدار کمکی می تواند بدون تغییر برای شاخه های دیگر نیز عمل نماید اما مشکل اصلی این مبدل این است که جذب انرژی سلف نشتی کلیدزنی سوئیچ کمکی و اصلی استفاده شده به صورت سخت می باشد و بهبودی در راندمان مبدل حاصل نمی‌شود.

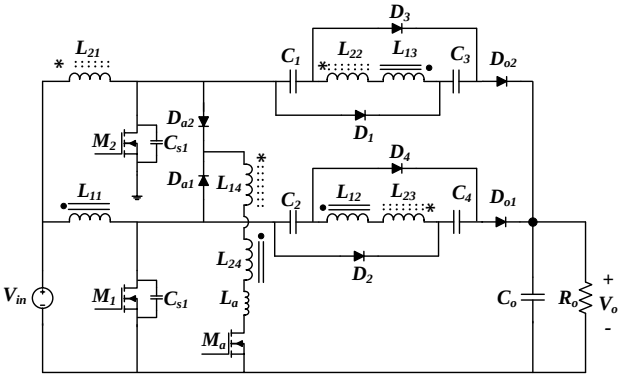
در [۱۸] یک مبدل در هم تنیده بسیار افزاینده با سلول چند برابر کننده ولتاژ ارائه گردیده است. در این مبدل نیز از خازن کلمپ برای جذب انرژی سلف نشتی استفاده شده است و استرس ولتاژ روی المان ها کاهش یافته است اما کلیدزنی سوئیچ ها همچنان سخت می باشد. در ضمن اینکه ضریب وظیفه نمی تواند کوچکتر از ۰/۵ گردد. همین مساله برای مبدل [۱۹] نیز برقرار است. در مبدل [۲۰] از تکنیک سلف های تزویج با کوپلینگ ضربدری استفاده شده است. این تکنیک موجب کاهش بیشتر ریپل جریان ورودی می گردد از طرفی انرژی سلف های نشتی جذب خازن های کلمپ گردیده و شرایط کلیدزنی در جریان صفرنیز برای سوئیچ ها فراهم می شود اما همچنان خاموش شدن سوئیچ ها به صورت سخت است و عملکرد مبدل نیز پیچیده است.

در این مقاله تمرکز بر روی مبدل افزاینده در هم تنیده با بهره بالا و کلیدزنی نرم می باشد. از آنجاییکه هدف اصلی تحقیق کاهش تلفات و افزایش راندمان است بنابراین تا حد امکان از تعداد المانهای مدار کمکی کاسته شده است و از یک مدار کمکی ماژولار برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم در هر دو سوییچ اصلی و همچنین دیودها استفاده شده است. در این روش می‌توان با طراحی و انتخاب نسبت تبدیل سلف‌های تزویج و ضریب وظیفه مناسب، استرس ولتاژ روی کلیدها را کاهش داد. از آنجا که کاهش استرس ولتاژ در دو سر کلید به معنای کاهش مقاومت پارازیتی ماسفت‌ها است، لذا باعث کاهش تلفات و افزایش راندمان خواهد شد.

در این مقاله ابتدا در بخش ۲ مبدل پیشنهادی معرفی شده و وضعیتهای عملکرد آن توضیح داده می شود. سپس در بخش ۳ مبدل آنالیز شده و روند طراحی آن تشریح می گردد. شبیه سازی مبدل در نرم افزار PSPICE برای اثبات درستی تحلیل مبدل پیشنهادی در بخش ۴ ارایه شده است. همچنین مقایسه راندمان مبدل پیشنهادی با مبدل سوییچینگ سخت آن در بخش ۵ نشان داده شده است. برای اثبات کارایی مبدل، مبدل پیشنهادی در بخش ۶ با مبدلهای پیشین از نظر پارامترهایی نظیر تعداد المان، نوع کلیدزنی، استرس ولتاژ روی سوییچها ، بهره مبدل و تعداد سوییچ مقایسه می‌گردد.

۲- مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده پیشنهادی

مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده پیشنهادی دارای دو قسمت افزاینده ولتاژ و مدار فراهم کننده کلیدزنی نرم می‌باشد. مدار افزاینده شامل دو سری سلف تزویج با چهار سیم پیچ L_{14} – L_{13} -L_{12} -L_{11} و L_{24} -L_{23} -L_{22} -L_{21} و چهار خازن بالابرنده ولتاژ C_1 تا C_4، چهار دیود D_1 تا D_4 می‌باشد. مدار همچنین دارای دو سوئیچ اصلی M_1 و M_2، دو دیود خروجی D_{O1} و D_{O2} و یک خازن خروجی C_O می‌باشد. مدار کمکی شامل دو دیود کمکی D_{a1} و D_{a2} و سلف کمکی L_a و سیم پیچ چهارم L_{14} و L_{24} و یک سوئیچ کمکی M_a و دو خازن اسنابر C_{m1} و C_{m2} می باشد. نمای شماتیک مبدل پیشنهادی در شکل (۱) و شکل موج‌های کلیدی آن در شکل (۲) آورده شده است.



شکل(۱): نمای شماتیک مبدل در هم تنیده بسیار افزاینده پیشنهادی

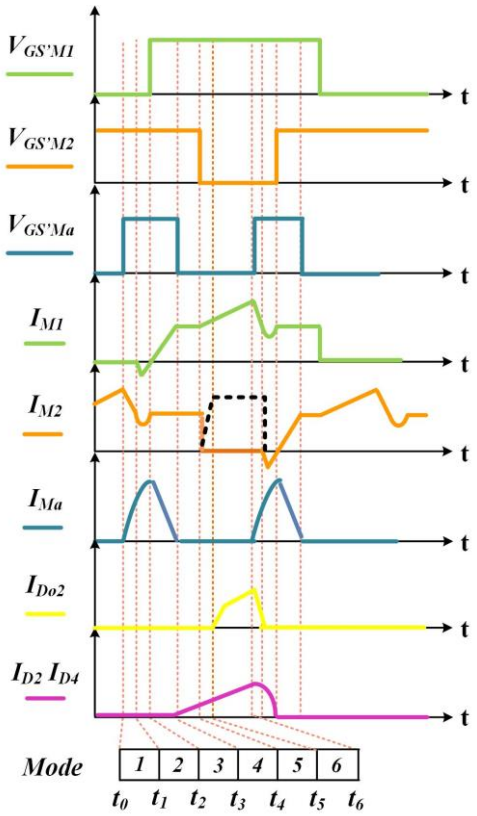
۲-۱- عملکرد مبدل پیشنهادی

مبدل پیشنهادی دارای ۱۲ وضعیت عملکرد می‌باشد که به خاطر تقارن شش وضعیت آن توضیح داده می‌شود. برای سادگی تحلیل فرضیات زیر در نظر گرفته شده است.

- تمام المان ها ایده‌آل هستند.
- ولتاژ خازن های C_1- C_4 و خازن خروجی در یک سیکل به خاطر بزرگ بودن آن ثابت فرض شده است.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

- جریان سلف های مغناطیس‌کنندگی به خاطر بزرگی اندازه آن ثابت فرض می‌گردد.



شکل (۲): شکل موجهای کلیدی مبدل پیشنهادی

قبل از وضعیت اول سوئیچ M_2 روشن و سوئیچ M_1 خاموش است در نتیجه سلف L_{m2} در حال شارژ به صورت خطی و دیود D_{O1} روشن و سلف L_{m1} در حال تخلیه دربار است. همچنین دیودهای D_1 و D_3 هدایت کرده و خازنهای C_1 و C_3 را شارژ می‌کند. شکل ۳ مدارهای معادل وضعیتهای یک نیم سیکل مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهند.

وضعیت اول: این وضعیت با روشن شدن کلید کمکی M_a آغاز می‌گردد چون سلف کمکی L_a با آن سری است این روشن شدن تحت شرایط ZC اتفاق می‌افتد. L_a با خازن C_{m1} رزونانس کرده و آن را دشارژ می‌کند.

$$I_{ma}(t)=\frac{-2V_{in}}{mL_K}(t-t_0)+I_{sa}(t_0) \qquad (۱)$$

وضعیت دوم: با دشارژ کامل C_{s1} دیود بدنه سوئیچ M_1 هدایت کرده و از این لحظه به بعد کلید M_1 می تواند تحت شرایط کلید زنی در ولتاژ صفر روشن می‌شود. در این وضعیت ولتاژ ثابت دوسر L_K کاهش پیدا کرده و جریان آن به طور خطی شروع به کاهش می‌کند.

وضعیت سوم: این وضعیت با انتقال جریان از دیود بدنه M_1 به M_1 آغاز گردیده و با همان شیب قبل افزایش می‌یابد تا به مقدار نصف جریان ورودی برسد. در انتهای این وضعیت دیود خروجی D_{O1} تحت ZC خاموش می گردد. این وضعیت هنگامی که جریان L_a به صفر رسید و سوئیچ کمکی تحت شرایط ZC خاموش گردید، پایان می‌پذیرد.

وضعیت چهارم: با خاموش شدن دیود خروجی D_{O1} دیوهای D_2 و D_4 هدایت کرده و خازن های C_2 و C_4 را شارژ می نمایند. در این وضعیت هر دو سوئیچ اصلی روشن هستند و جریان $I_{in}/2$ از هرکدام عبور می کند و جریان بار را خازن خروجی تامین می‌نماید.

وضعیت پنجم: این وضعیت با خاموش شدن کلید M_2 آغاز می‌شود و جریان I_{Lm2} خازن اسنابر C_{S2} را خطی شارژ می‌کند. در انتهای این وضعیت ولتاژ خازن C_{S2} به مقدار $Vo/(1+3n)$ رسیده و دیوید خروجی D_{O2} روشن می شود.

وضعیت ششم: با روشن شدن دیود خروجی D_{O2} انرژی سلف L_{m2} از طریق این دیود در خروجی تخلیه می‌گردد و قابل ذکر است که خازن های C_1 و C_3 که قبلاً شارژ شده‌اند انرژی خود را به خروجی منتقل می‌کنند. این وضعیت با روشن شدن دوباره کلید کمکی M_a پایان می‌پذیرد.

۳- آنالیز مبدل پیشنهادی

در این قسمت مبدل پیشنهادی تحلیل می‌گردد و طراحی المان‌های مدار کمکی شامل خازن C_s و سلف L_a ارائه می‌گردد. همچنین بهره ولتاژ مبدل و استرس ولتاژ روی کلیه المانهای نیمه هادی آورده می‌شود.

۳-۱-بهره مبدل پیشنهادی

برای محاسبه بهره مبدل کافی است یک بالانس ولت ثانیه روی سلف مغناطیس کنندگی در ورودی نوشت. برای سادگی تحلیل نسبت دور سیم پیچ های ثانویه به اولیه و ثالثیه به اولیه در هر دو سلف تزویج n فرض می‌گردد.

$$\frac{nL_{22}}{nL_{21}}=\frac{nL_{23}}{nL_{21}}=n \qquad (۲)$$

$$\frac{nL_{12}}{nL_{11}}=\frac{nL_{13}}{nL_{11}}=n \qquad (۳)$$

$$V_{in}DT+V_{CC}(1-D)T=0 \qquad (۴)$$

$$V_{CC}=V_{CS}=\frac{V_{in}}{1-D} \qquad (۵)$$

با نوشتن یک KVL در زمانی که سوئیچ S_1 خاموش و دیود D_{O1} روشن است داریم:

$$\frac{V_{in}}{1-D}+2V_C+V_{L12}+V_{L23}-V_0=0 \qquad (۶)$$

$$V_{L12}=\frac{nDV_{in}}{1-D} \qquad (۷)$$

$$V_{L23}=nV_{in} \qquad (۸)$$

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

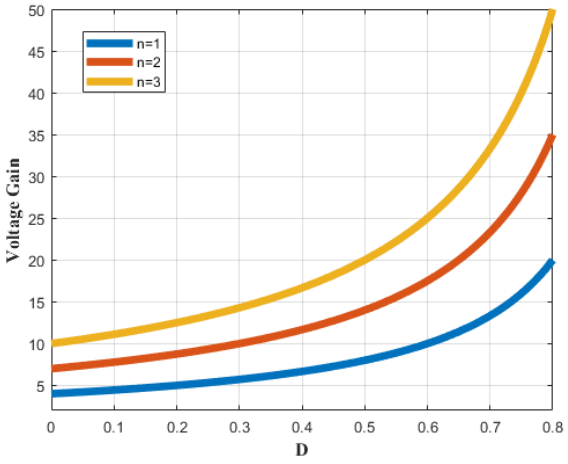
همچنین زمانی‌که دیودهای D_4 و D_2 روشن هستند ولتاژ خازن‌های C_2 و C_4 برابر هستند. با ولتاژ منتقل شده از تزویج سلفها بنابراین:

$$V_C = nV_{in} + \frac{nDV_{in}}{1-D} = \frac{nV_{in}}{1-D} \quad (۹)$$

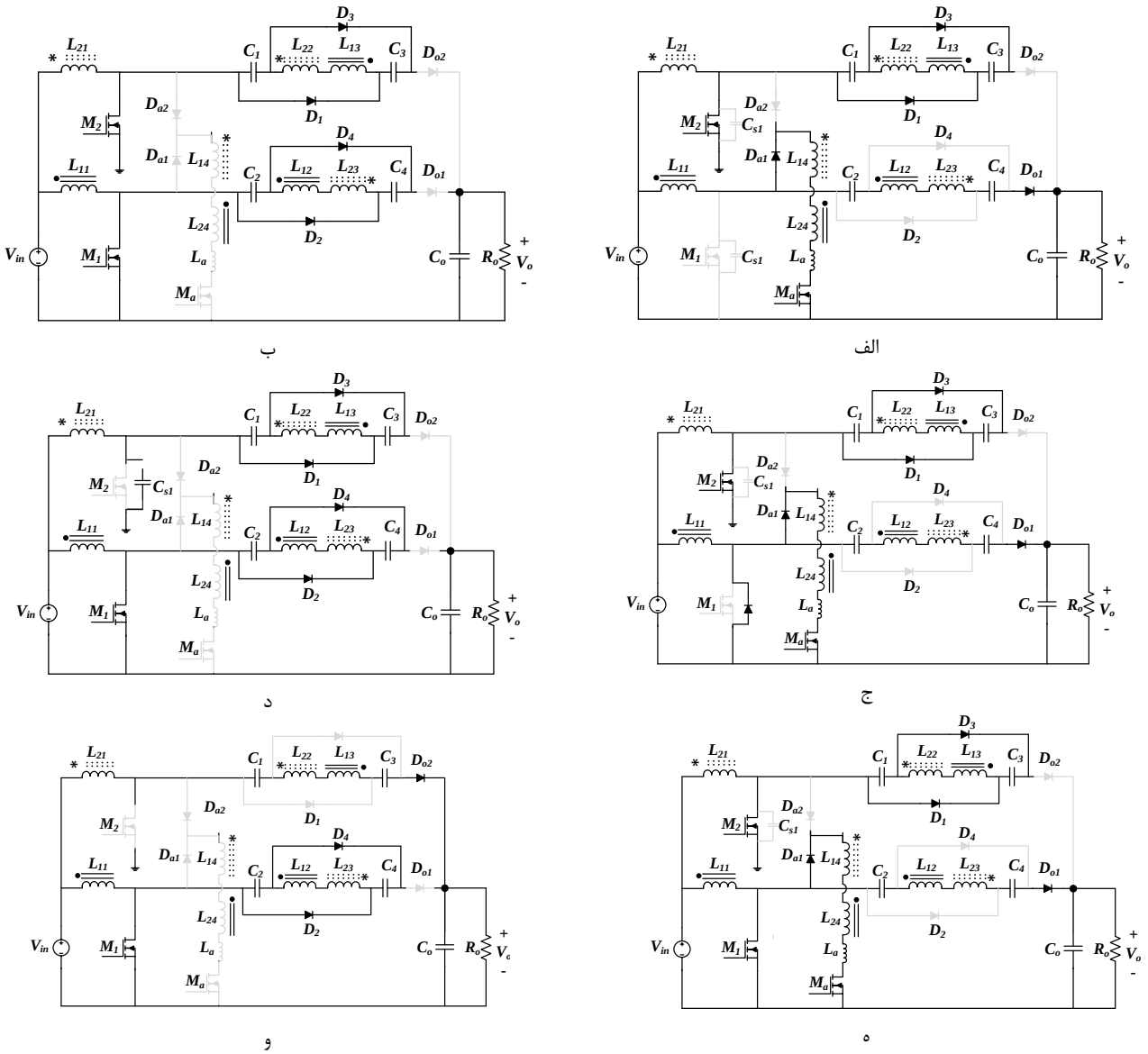
بنابراین از رابطه ۱۰ و رابطه های ۷ و ۸ رابطه ی ۱۱ محاسبه می شود. شکل ۴ نمودار بهره مبدل پیشنهادی برحسب تغییرات ضریب وظیفه و نسبت دور را نشان می‌دهد.

$$V_O = \frac{V_{in}}{1-D} + 2V_C + nV_{Lm} + nV_{in} = \frac{(1+3n)V_{in}}{1-D} \quad (۱۰)$$

$$\frac{V_O}{V_{in}} = \frac{1+3n}{1-D} \quad (۱۱)$$



شکل(۴): نمودار بهره مبدل برحسب تغییرات ضریب وظیفه و نسبت دور



شکل (۳): مدارهای معادل مبدل پیشنهادی در وضعیتهای مختلف عملکردی الف-وضعیت اول ب- وضعیت دوم ج- وضعیت سوم د- وضعیت چهارم ه- وضعیت پنجم و-وضعیت ششم

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 13 - No. 1- Spring 2024

اگر اثر سلف نشتی را نیز در نظر بگیریم باید فاکتور K ضریب تزویج در محاسبه فرمول بهره لحاظ گردد که در رابطه ۱۲ آورده شده است.

$$\frac{V_O}{V_{in}} = K\frac{1+3n}{1-D} \qquad (۱۲)$$

$$K = \frac{L_m}{L_m + L_k} \qquad (۱۳)$$

۳-۲-استرس ولتاژ روی سوئیچ و دیودهای مبدل پیشنهادی:

برای به دست آوردن استرس ولتاژ سوئیچ ها ی اصلی می بایست یک KVL در حلقه ورودی زمانیکه سوییچ خاموش است نوشت.

$$V_{M1} = V_{M2} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{V_O}{1+3n} \qquad (۱۴)$$

مشاهده می گردد که استرس ولتاژ به شدت کاهش یافته و در نیمه می‌توان از سوئیچ با $R_{DS(on)}$ کوچکتر استفاده نمود.

همچنین با نوشتن رابطه KVL در حلقه وقتی که دیود خروجی خاموش و دیودهای D_S و D_1 روشن هستند می توان به راحتی ولتاژ دیود خروجی را به دست آورد.

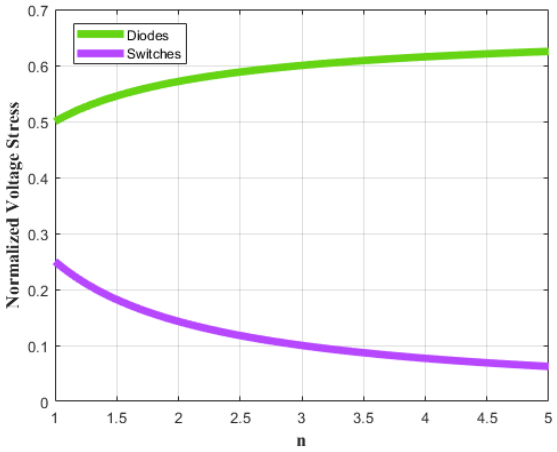
$$V_{D_O} = V - V_O = \frac{V}{1-D} + \frac{nV_{in}}{1-D} - \frac{V_{in}(1+3n)}{1-D} \qquad (۱۵)$$

$$V_{D_O} = \frac{2nV_{in}}{1-D} = \frac{2nV_O}{1+3n} \qquad (۱۶)$$

برای محاسبه ولتاژ دوسر دیودهای D_1 تا D_4 نیز کافی است یک KVL در حلقه مسیر این دیودها زده شود که مقداری برابر با ولتاژ دوسر دیودهای خروجی دارد.

$$V_{D_{1-4}} = V_{D_{O1-2}} = \frac{2nV_O}{1+3n} \qquad (۱۷)$$

شکل ۵ نمودار استرس ولتاژ نرمالیزه شده سوئیچ ها و دیودها را بر حسب تغییرات n نشان می دهد.



شکل ۵ نمودار نرمالیزه شده استرس ولتاژ دیودها و سوییچهای مبدل

۳-۳-طراحی خازنهای اسنابر

C_S خازن اسنابر سوئیچ های اصلی M_1 و M_2 برای ZV خاموش شدن سوئیچ ها می باشد و مطابق مرجع [۱۲] از رابطه زیر به دست می آید.

$$C_S = \frac{I_{SW} * t_f}{V_{SW}} \qquad (۱۸)$$

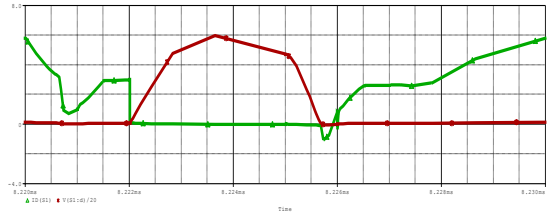
۴- شبیه سازی مبدل در هم تنیده بسیار افزاینده پیشنهادی

برای اثبات درستی تحلیل های مبدل پیشنهادی، مبدل پیشنهادی برای ولتاژ خروجی ۳۳۰ ولت، ولتاژ ورودی ۳۰ ولت و در توان ۱۴۰ وات در نرم افزار PSPICE شبیه سازی گردیده است. در جدول ۱ مشخصات المان های طراحی شده آورده شده است. همچنین شماتیک مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده پیشنهادی در نرم‌افزار در ضمیمه۱ نشان داده شده است و نتایج شبیه سازی در شکل‌های ۶ تا ۱۳ نشان داده شده است. در شکلهای۶ و ۷ شکل موج جریان و ولتاژ شبیه سازی سوییچهای اصلی M_1وM_2 نشان داده شده است. همانطور که در این شکلها مشخص است جریان سوییچ در لحظه روشن شدن سوییچها منفی است بنابراین دیود بدنه هدایت کرده و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سوییچها برقرار است. بنابراین تلفات روشن شدن خازنی وجود ندارد. از طرفی ولتاژ سوییچها هم در هنگام خاموش شدن به علت وجود خازن اسنابر با شیب بالا رفته است که مبین خاموش شدن سوییچهای اصلی تحت شرایط ZV می‌باشد. در شکل ۸ شکل موج جریان و ولتاژ سوییچ کمکی M_a آورده شده است. همانطور که در شکل مشاهده می گردد جریان با شیب بالا رفته و با شیب کاهش می‌یابد بنابراین شرایط ZC برای هر دو حالت روشن و خاموش شدن سوییچ کمکی فراهم است از طرفی با توجه به صفر بودن ولتاژ در زمان خاموش شدن سوییچ کمکی تلفات روشن شدن خازنی برای سوییچ کمکی نیز وجود ندارد. در شکل۹ شکل موج جریان دیودهای خروجی D_{o1} وD_{o2} نشان داده شده است و شرایط ZC برای دیودهای خروجی اثبات می‌گردند. شکل موج جریان دیودهای D_{a1} وD_{a2} دیودهای مدار کمکی که با سوییچ کمکی سری می‌باشند. در شکل ۱۰ آورده شده است که نشان می دهد این دیودها نیز بصورت ZC روشن و خاموش می‌شود و مشکل بازیابی معکوس ندارد. شکل موج جریان دیودهای D_1وD_2 در شکل ۱۱ آورده شده است که نشان می‌دهد. همانطور که از شکلها مشخص است، جریان در هنگام روشن و خاموش شدن با شیب افزایش و کاهش یافته است و درنتیجه تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر روشن وخاموش می‌شوند و مشکل بازیابی معکوس نیز ندارند. بنابراین دیودهای مبدل تلفات هدایتی محسوسی به آن تحمیل نمی‌کنند. تنها مشکل تلفات روشن شدن خازنی در سوییچ کمکی است که برای کاهش آن باید نسبت دور سیم پیچ چهارم بزرگ انتخاب گردد.

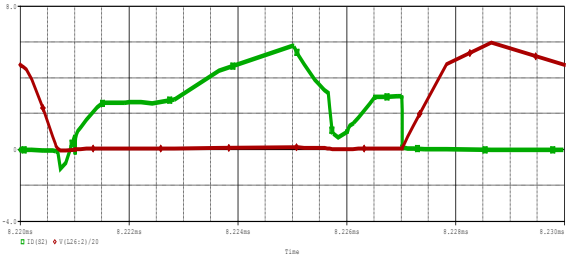
[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 13 - No. 1- Spring 2024

جدول (۱) مشخصات مبدل پیشنهادی و مقادیر المان‌های آن

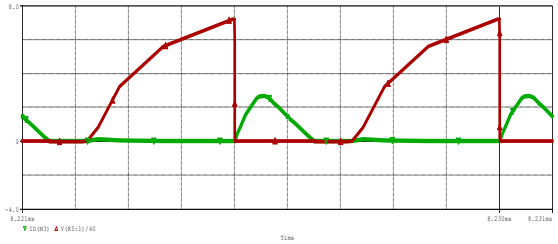
المان ها/ مشخصات	مقدار/نام قطعه
V_{in}	30V
V_O	330V
All switches	IRF740
All diodes	MUR860
L_1,L_2	200µH
Turns ratio=N	1
Lr	4µH
C_1,C_2	10µF
P_O	140W
f_S	100kHz
C_s	24nF
Co	100 µF



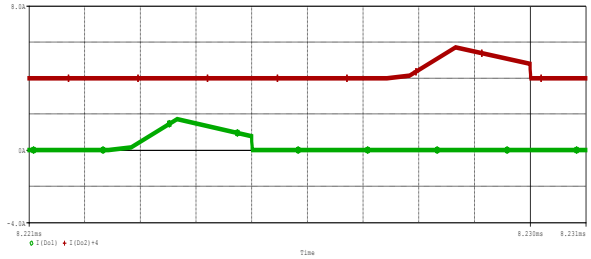
شکل (۶): شکل موج جریان (سبز) و ولتاژ(قرمز) سوئیچ M_1 مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 µs/div, 2A/div, 40V/div)



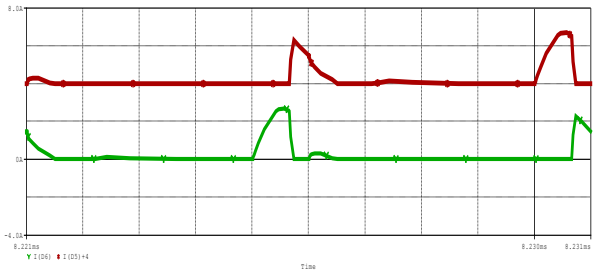
شکل (۷): شکل موج جریان (سبز) و ولتاژ(قرمز) سوئیچ M_2 مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 µs/div, 2A/div, 40V/div)



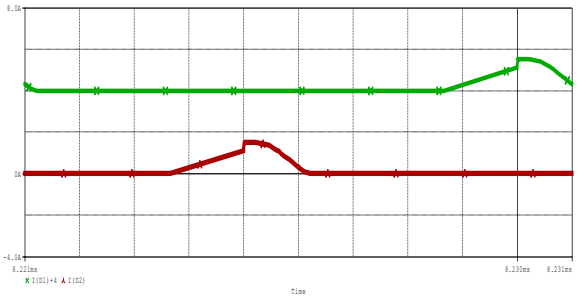
شکل (۸): شکل موج جریان (سبز) و ولتاژ(آبی) سوئیچ M_a مبدل شبیه سازی شده در مقیاس (1 µs/div, 2A/div, 80V/div)



شکل (۹): شکل موج جریان دیودهای خروجی D_{o1} وD_{o2} مبدل شبیه سازی شده در مقیاس(1 µs/div, 2 A/div)



شکل (۱۰): شکل موج جریان دیودهای خروجی D_{a1} وD_{a2} مبدل شبیه سازی شده در مقیاس(1 µs/div, 2 A/div)

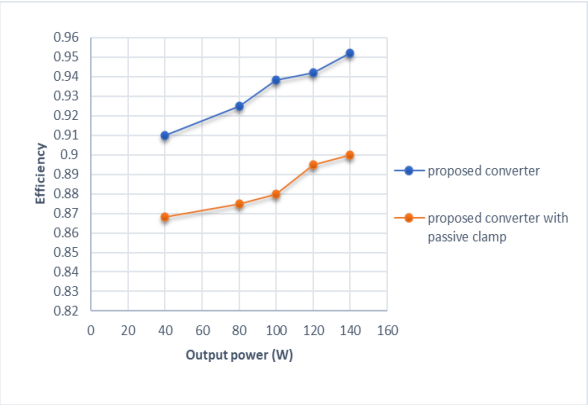


شکل (۱۱): شکل موج جریان دیودهای D_1 وD_2 مبدل شبیه سازی شده در مقیاس(1 µs/div , 2 A/div)

۵- مقایسه راندمان مبدل پیشنهادی با همتای سوئیچینگ سخت

در شکل ۱۲ راندمان مبدل پیشنهادی در مقایسه با نمونه سوئیچینگ سخت آن (بدون مدار کمکی) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد در بار کامل، مبدل پیشنهادی دارای ۵ درصد بهبود راندمان می‌باشد. قابل ذکر است که در مبدل پیشنهادی با کاهش توان، راندمان کاهش محسوس نداشته ولی در مبدل سوئیچینگ سخت به خاطر وجود مدارکلمپ پسیو، راندمان افت بیشتری دارد. برای محاسبه راندمان از قابلیت واتمتر نرم افزار PSPICE استفاده شده است بطوریکه یک واتمتر در ورودی و یک واتمتر در خروجی مدار قرار داده شده و از تابع متوسط گیر نیز برای واتمتر ورودی برای محاسبه متوسط توان ورودی در یک سیکل استفاده شده است. برای بارای سبکتر نیز بار و ضریب وظیفه تغییر کرده و همین مراحل برای محاسبه راندمان تکرار می‌شود.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 13 - No. 1- Spring 2024



شکل (۱۲): نمودار بازده مبدل بسیار افزاینده درهم تنیده پیشنهادی نسبت به مبدل بسیار افزاینده سخت

۶- مقایسه مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده پیشنهادی با مبدلهای مشابه پیشین

در این قسمت مبدل بسیار افزاینده در هم تنیده پیشنهادی با مبدلهای معرفی شده در فصل سوم از نظر تعداد المان، نوع کلیدزنی، استرس ولتاژ روی سوییچها ، بهره مبدل و تعداد سوییچ مقایسه می‌گردد. همانطور که در جدول ۲ آورده شده است، تنها مبدل [۱۸] دارای دو سوییچ بوده و سوییچ اضافی ندارد ولی دارای کلیدزنی ZC در سوییچ اصلی است که موجب وجود تلفات روشن شدن خازنی و کاهش راندمان آن می گردد. از طرفی شرایط کلیدزنی نرم وابسته به بار است. مبدلهای [۱۵]، [۱۷].و [۲۰] نیز دارای تعداد المان ۱۷ می‌باشند که کمتر از مبدل پیشنهادی است ولی در تمام این مبدلها اولا بهره پایینتر از مبدل پیشنهادی و استرس ولتاژ آنها بیشتر از مبدل پیشنهادی است. ثانیا به خاطر آنکه مدار کمکی زمان زیادی در مبدل حضور دارد جریان گردشی بالایی دارند و تلفات بالایی به مبدل تحمیل می کنند. مبدل [۱۵] همچنین دارای تعداد سوییچ بالاتری نیز هست که مدار کنترل را پیچیده تر می سازد.

نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل بسیار افزاینده با مدار کمکی توسعه یافته و حذف ریپل جریان ورودی ارایه شده است. با موازی کردن سلفهای کوپل شده در ورودی و سری کردن نها در خروجی علاوه بر افزایش بهره ، ریپل جریان ورودی نیز کاهش می‌یابد. از طرفی مبدل بصورت کلیدزنی در ولتاژ صفر عمل می‌کند بنابراین سوییچها فاقد تلفات کلیدزنی و تلفات روشن شدن خازنی هستند. دیودها نیز به خاطر خاموش شدن در جریان صفر مشکل بازیابی معکوس ندارند. از طرفی تمام سوییچهای مبدل دارا سورس زمین شده هستند و مدار درایو نیازی به به ایزولاسیون ندارد. در نهایت به علت کوچک بودن ضریب وظیفه سوییچ کمکی جریان گردشی در مدار کمکی بسیار پایین است و تلفات هدایتی محسوسی به مبدل تحمیل نمی کند. با توجه به موارد فوق مبدل برای کاربردهای انرژی سبز نظیر سیستهای فوتوولتاییک و پیل سوختی بسیار مناسب است.

جدول(۲): مقایسه پارامترهای مبدل پیشنهادی با مبدلهای ارایه شده پیشین

مرجع / پارامتر	[۱۵]	[۱۸]	[۲۰]	[۱۷]	مبدل پیشنهادی
تعداد المان	۱۷	۱۹	۱۷	۱۷	۲۱
نوع کلیدزنی	ZV	ZC	ZV	ZV	ZV
بهره ولتاژ	(n+2)/(1-D)	(3+n)/(1-D)	(n+2)/(1-D)	(n+1)/(1-D)	(3n+1)/(1-D)
استرس ولتاژ روی سوییچ	Vo/(n+2)	Vo/(3+n)	Vo/(n+2)	Vo/(n+1)	Vo/(3n+1)
تعداد سوییچ	۴	۲	۳	۳	۳

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 13 - No. 1- Spring 2024

مراجع

[1] D. S. Frankel, *"Model Driven Architecture: Applying MDA to Enterprise Computing*, OMG Press", Wiley Publishing, 2003.

[2] M. J. Sannella, *"Constraint Satisfaction and Debugging for Interactive User Interfaces"*, Ph.D. Thesis, University of Washington, Seattle, WA, 1994.

[3] J. A. Zachman, *"A Framework for Information Systems Architecture"*, IBM Systems Journal, Vol. 26, No. 3, 1987.

[4] R. Plamondon and G. Lorette, *"Automatic Signature Verification and Writer Identification - The State of the Art"*, Pattern Recognition, Vol. 22, pp. 107-131, 1989.

[5] Object Management Group, *"Unified Modeling Language: Superstructure*", Version 2.0, ptc/03-07-06, July 2003, http://www.omg.org/cgi-bin/doc?ptc/2003-08-02.

[6] E. D. Aranda, S. P. Litrán and M. B. F. Prieto, "Combination of interleaved single-input multiple-output DC-DC converters," in *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 132-142, Jan. 2022, doi: 10.17775/CSEEJPES.2020.00300.

[7] M. Uno, M. Sato, Y. Tada, S. Iyasu, N. Kobayashi and Y. Hayashi, "Partially Isolated Multiport Converter With Automatic Current Balancing Interleaved PWM Converter and Improved Transformer Utilization for EV Batteries," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 9, no. 1, pp. 1273-1288, March 2023, doi: 10.1109/TTE.2022.3175032.

[8] N. Rana, S. Banerjee, S. K. Giri, A. Trivedi and S. S. Williamson, "Modeling, Analysis and Implementation of an Improved Interleaved Buck-Boost Converter," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, no. 7, pp. 2588-2592, July 2021, doi: 10.1109/TCSII.2021.3056478.

[9] M. Meraj, M. S. Bhaskar, A. Iqbal, N. Al-Emadi and S. Rahman, "Interleaved Multilevel Boost Converter With Minimal Voltage Multiplier Components for High-Voltage Step-Up Applications," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 12816-12833, Dec. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2992602.

[10] N. Tashakor and M. -H. Khooban, "An Interleaved Bi-Directional AC–DC Converter With Reduced Switches and Reactive Power Control," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 67, no. 1, pp. 132-136, Jan. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2019.2903389.

[11] Z. Yuan and H. Xu, "Pulse power supply with faster response and low ripple current using inductive storage and interleaving technology," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 5, no. 1, pp. 54-62, March 2020, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2020.00005.

[12] Tseng, K. C., Huang C. C., and Shih W. Y. "A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system," *IEEE Trans. Power Electron*., vol. 28, no. 6, pp. 3047–3057, Jun. 2013.

[13] Scarpa V. V. R., Buso S., and Spiazzi G., "Low-complexity MPPT technique exploiting the PV module MPP Locus characterization," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 56, pp. 1531-1538, May 2009.

[14] Li, W., Fan, L., Zhao, Y., He, X., Xu, D., and Wu, B., "High-step-up and high-efficiency fuel-cell power-generation system with active-clamp flyback–forward converter," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol.59, no.1, pp.599-610, Jan. 2012

[15] Mojtaba Forouzesh, Yanfeng Shen, Keyvan Yari, Yam P. Siwakoti, Frede Blaabjerg, "High-Efficiency High Step-Up DC-DC Converter with Dual Coupled Inductors for Grid-Connected Photovoltaic Systems", *IEEE Trans. Power Electron,2018*

[16] Pan, C.T., and Lai C. M., "A high-efficiency high step-up converter with low switch voltage stress for fuel-cell system applications," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol.57, no.6, pp.1998-2006, June 2010

[17] Pan, C. T., Chuang, C. F., and Chu, C. C., "A novel transformer-less adaptable voltage quadrupler dc converter with low switch voltage stress," *IEEE Trans. Power Electron*, vol.29, no.9, pp.4787-4796, Sept. 2014

[18] Nouri, T., Hosseini, S.H., Babaei, E., and Ebrahimi, J., "Interleaved high step-up dc–dc converter based on three-winding high-frequency coupled inductor and voltage multiplier cell," *IET Power Electron*, vol.8, no.2, pp.175-189, Feb 2015

[19] Tohidi, B., Delshad, M., Saghafi, H. A New Interleaved ZVT High Step-Up Converter with Low Count Elements for Photovoltaic Applications. *Journal of Renewable Energy and Environment*, 2021; 9(1): 70-77. doi: 10.30501/jree.2021.279818.1198

[20] B. Tohidi, Majid Delshad, H. Saghafi, "A new interleaved high step up converter with low voltage stress on the main switches" *Smart Structures and Systems*, Vol.26, No. 4, 2020

رزومه



جبار قاسم فهد المالکی در تاریخ ۱۹۴۵ در عراق / میسان متولد شد. وی در سال ۱۹۷۲ مدرک کارشناسی (B.S) در رشته مهندسی برق از دانشگاه بصره دریافت کرد و در سال ۱۹۸۲ مدرک کارشناسی ارشد (M.Sc) را از دانشگاه فنی دانمارک (کپنهاگ) کسب کرد. او در حال حاضر به عنوان استاد در گروه مهندسی تجهیزات پزشکی در دانشکده مهندسی دانشگاه آشور مشغول به کار است. علایق تحقیقاتی او شامل مبدل‌های DC-DC می‌باشد.



مجید دلشاد در سال ۱۳۵۸ در اصفهان متولد شد و مدرک لیسانس مهندسی برق از دانشگاه کاشان در سال ۱۳۸۰ و مدرک تحصیلی کارشناسی ارشد و دکتری از دانشگاه صنعتی اصفهان، به ترتیب در سال های ۱۳۸۳ و ۱۳۸۹اخذ نمود. وی در حال حاضر دانشیار دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان) اصفهان است. زمینه های تحقیقاتی او شامل تکنیک های سوئیچینگ نرم در مبدل های dc-dc و مبدل های تغذیه جریان است.



ومیض ریاض عبدالعظیم در سال ۱۹۷۶ میلادی در بغداد به دنیا آمد. او در سال ۱۹۹۸ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه بغداد در کشور عراق دریافت کرد و پس از آن مدارک

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 13 - No. 1- Spring 2024

کارشناسی ارشد و دکتری خود را از همین دانشگاه در رشته مهندسی کنترل به ترتیب در سالهای ۲۰۰۱ و ۲۰۱۹ اخذ نمود. وی هم اکنون استادیار دانشگاه المامون بغداد می باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان کنترل غیرخطی و پردازش تصویر است.



بهادر فانی مدرک کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه صنعتی اصفهان به ترتیب در سالهای ۱۳۸۰، ۱۳۸۴ و ۱۳۸۹ اخذ نمود. ایشان هم اکنون دانشیار دانشگاه آزاد اسلامی اصفهان (خوراسگان) هستند و زمینه تحقیقاتی ایشان دینامیک سیستمهای قدرت، کیفیت توان و حفاظت سیستم‌های قدرت می باشد.



هادی ثقفی در سال ۱۳۶۱ در اصفهان متولد شد. او تحصیلات خود را در رشته مهندسی برق - قدرت در دانشگاه صنعتی اصفهان به اتمام رساند و به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۳، ۱۳۸۵ و ۱۳۹۲ موفق به اتمام دوره‌های کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری تخصصی گردید. او از سال ۱۳۹۳ به عنوان عضو هیات علمی در گروه مهندسی برق دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان با مرتبه استادیار مشغول فعالیت می‌باشد. زمینه-های تحقیقاتی ایشان شامل ریزشبکه‌ها، انرژی‌های تجدیدپذیر، تولید پراکنده، کنترل مبدل‌های الکترونیک قدرت و کاربرد الکترونیک قدرت در سیستم‌های قدرت می‌باشد.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]
Journal of Novel Researches on Smart Power Systems - Vol. 13 - No. 1- Spring 2024

Research Article

A New Interleaved High Step-up Converter with Cancelation Input Current Ripple and Soft Switching

Jabbar Qasim Fahad[1], Majid Delshad[* 2], Wameedh Riyadh Abdul-Adheem[3], Bahador Fani[4], Hadi Saghafi[5]

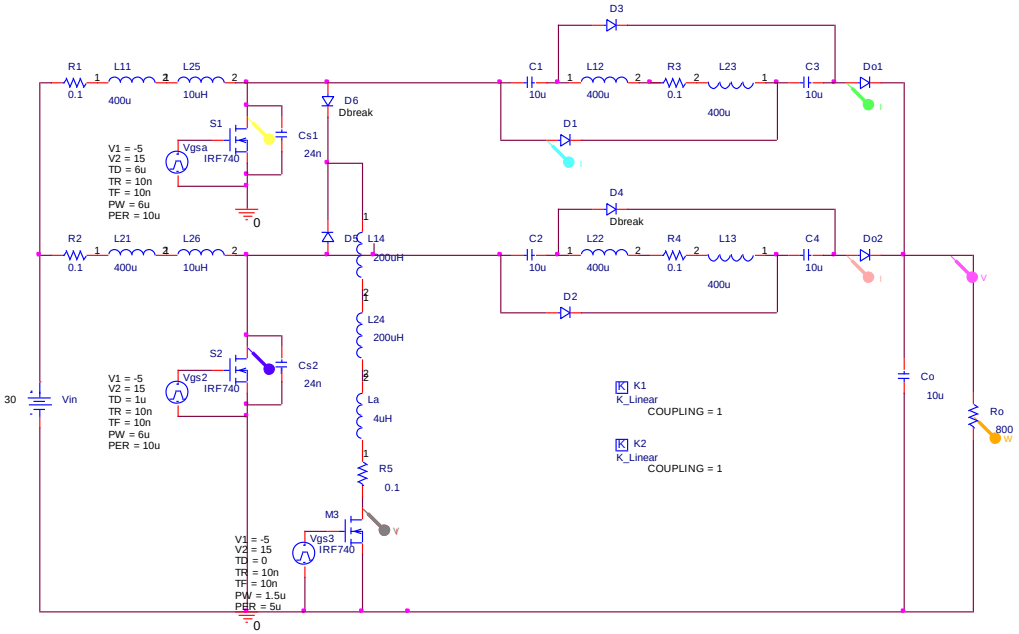
1- PhD student, Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran.
*2- Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran, delshad@khuisf.ac.ir
3- Assistant Professor, College of Engineering, Baghdad University, Baghdad, Iraq.
4- Associate Professor, Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran.
5- Assistant Professor, Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran.

Abstract: In this paper, an interleaved high-step-up converter with a new auxiliary circuit has been presented, so that the auxiliary circuit provides switching conditions at zero voltage for the main switches, and the auxiliary switch itself operates as switching at zero current. On the other hand, the auxiliary inductors are coupled with the main inductors and the energy of the auxiliary circuit is effectively transferred to the output. Due to the high gain of the converter, the voltage stress on the main switches is low. Also, due to the short time the auxiliary switch is on, the circulating current in the auxiliary circuit is not high and does not impose noticeable losses to the converter. Also, all converter switches have a grounded source, and there is no need for an isolated drive circuit. The proposed converter has been fully analyzed and to prove the circuit theory analysis, a sample of it has been simulated in PSPICE software.

Keywords: High step-up, Soft switching, Interleaved, High efficiency, Voltage stress.

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]

ضمائم



ضمیمه ۱- شماتیک مبدل شبیه سازی شده مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی در نرم افزار PSPICE

[Downloaded from jeps.dezful.iau.ir on 2026-11-13]