



پنجمین کنفرانس ملی مهندسی برق
و سیستم های هوشمند ایران

پنجمین کنفرانس ملی مهندسی برق و سیستم های هوشمند ایران - دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف آباد - ۸ و ۹ اسفند ۱۳۹۷

ارائه و ساخت یک مبدل سوئیچینگ نرم برای اصلاح ضریب توان با قابلیت افزایش ولتاژ

جواد کریمی اسکندری^۱، محمد مهدی میر طلایی^۲

^۱گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران

^۲گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران

javadkarimi212198@gmail.com^۱، mirtalaei.iaun@gmail.com^۲

چکیده - در این مقاله، یک مبدل اصلاح ضریب توان که از ترکیب پل یکسوساز دیود و مبدل بوست می باشد، پیشنهاد شده است. در این مبدل جریان به صورت دو جهته می تواند در طول روزنانس جاری شود و از این رو نیازی به کلید جانبی برای ایجاد تکنیک راه اندازی نرم نمی باشد. تکنیک راه اندازی نرم منجر به کاهش تلفات بازبایی معکوس می شود و به مبدل این امکان را می دهد که در مد هدایت پیوسته جریان عمل کند. از سوی دیگر، برای دستیابی به جریان ورودی هموار، ضریب توان بالا و عملکرد وسیع راه اندازی نرم، یک کنترلر مدولاسیون پهنای باند پیشنهاد می شود که از ترکیب یک مد کنترلر متوسط جریان، چند گیت منطقی و یک تشخیص دهنده فاز تشکیل شده است. جزئیات آنالیز عملکرد مبدل و کنترلر ارائه شده است. در این مقاله اصول عملکرد مبدل پل پیشنهادی بوست ارائه شده است.

کلید واژه - مبدل پل کاهش یافته بوست، اصلاح ضریب توان، سوئیچینگ جریان صفر، کنترلر متوسط جریان

۱- مقدمه

دیود بوست، می توان از تکنیک های راه اندازی نرم استفاده کرد [۷-۵]. تکنیک راه اندازی نرم به کاهش تلفات کلید زنی و استرس بر روی سوئیچ ها کمک می کند و باعث کاهش تلفات بازبایی معکوس در دیودها می شوند. همچنین قابلیت مبدل برای عملکرد در فرکانس های بالا را افزایش می دهد. تکنیک راه اندازی نرم را می توان به دو گروه سوئیچینگ جریان صفر و سوئیچینگ ولتاژ صفر دسته بندی کرد [۸، ۹]. با توجه به مزایای تکنیک راه انداز نرم در مبدل های یکسوساز بوست، این مبدل دارای تلفات هدایت بالایی در یکسوسازهای پل دیود می باشند، زیرا جریان همواره از میان سه نیمه هادی عبور می کند. با کاهش المان های مسیر جریان می توان تلفات هدایت را کاهش داد [۱۰، ۱۱]. از مبدل های پل کاهش یافته بوست به عنوان یک راه حل موثر برای کاهش تلفات هدایت استفاده می شود. با کاهش پل دیود و با استفاده از دو سوئیچ اصلی، سوئیچینگ انجام می شود. با کاهش المان های مسیر جریان، جریان از منبع به بار هدایت می شود. اگرچه، در ولتاژ های بالا، مشکلات بازبایی معکوس در دیودها ایجاد می شود که منجر به افزایش تلفات بازبایی معکوس در دیودها و تداخل الکترومغناطیس می شوند. از سوی دیگر، در فرکانس های بالا، تلفات کلید زنی بالایی ایجاد

عموما یکسوساز ها، دارای ساختار دیودی یا تریستوری جهت فراهم کردن توان DC کنترل شده یا کنترل نشده و تزریق توان به صورت یک جهته یا دو جهته می باشند. این نوع ساختار شامل کیفیت توان پایین به دلیل تزریق هارمونیک های جریان که منجر به اعوجاج ولتاژ، ضریب توان ضعیف در برق AC ورودی، تغییرات ریپل ولتاژ خروجی DC، بازدهی پایین و ساین بزرگ می شوند. معمولا برای دستیابی به ضریب توان بالا و کنترل ولتاژ خروجی DC، از ترکیب یکسوسازها و مبدل های DC-DC استفاده می شوند. عام ترین یکسوساز در میان مبدل های AC-DC، مبدل یکسوساز بوست می باشد [۴-۱]. ترکیب یکسوسازها با مبدل بوست به عنوان یک راه حل ساده برای اصلاح ضریب توان و کنترل ولتاژ خروجی DC بیان می شوند. مبدل های یکسوساز بوست در ولتاژ های پایین و توان خروجی بالا، دارای تلفات بالایی در پل دیود یکسوساز می باشند که باعث کاهش راندمان مبدل بوست می شوند. از جمله معایب دیگر مبدل های یکسوساز بوست، می توان به تلفات بازبایی معکوس در دیود ها اشاره کرد که منجر به تلفات حرارتی و تداخل الکترومغناطیسی می شوند. برای بهبود راندمان یکسوسازهای پل

در شکل (۱)، شماتیک کلی مبدل پل کاهش یافته بوست پیشنهادی ارائه شده است. این مبدل شامل دو کلید اصلی S_1 و S_2 می باشد که وظیفه هر سوئیچ در هر نیم سیکل تغییر می کند. به طوری که در نیم سیکل مثبت عمل هدایت توسط کلید S_1 انجام می شود و کلید S_2 بعد از مدت زمانی مدار رزونانسی را وارد مدار می کند و در نیم سیکل منفی بر عکس می باشد. این مبدل قادر است که به صورت دو جهته هدایت کند. زمانی که کلیدها در وضعیت ON قرار می گیرند، از بالا به پایین و در زمان OFF بودن کلیدها بر عکس می باشد. سلف های بوست L_1 و L_2 می باشند. این مبدل همچنین شامل سلف کوپل شده که نسبت دور اولیه و ثانویه برابر است ($n_1=n_2$) و مدار کلمپ که شامل خازن C_c دیود کلمپ D_c می باشد. دیود D_3 به عنوان دیود بوست، خازن C_r به عنوان خازن رزونانس و از قسمت ثانویه سلف کوپل شده به عنوان سلف رزونانس استفاده شده است. خازن C_0 عنوان خازن خروجی می باشد.

2-2- تحلیل مد های عملکردی مبدل ارائه شده

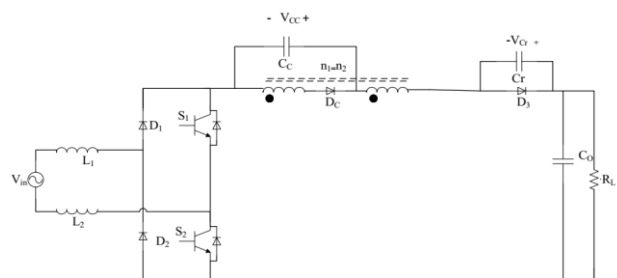
در این بخش، بررسی عملکرد دقیق مد های عملکردی مبدل پیشنهادی بیان خواهد شد. همچنین برای بررسی دقیق تر مبدل پیشنهادی، از یک مدل سلف کوپل شده که جهت قراردادی جریان و ولتاژ ارائه شده است، استفاده می شود. خازن خروجی C_0 و خازن کلمپ C_c را به اندازه ای بزرگ در نظر گرفته شده است که برای عملکرد دائمی ولتاژ آن را ثابت در نظر گرفته می شوند. با توجه به مطالب بیان شده، مد های عملکردی در ۱۰ دوره بازه زمانی یک سوئیچینگ مشخص شده است و برای هر یک از این بازه های زمانی یک مدار معادل ترسیم شده است. همچنین شکل موج های نظری عملکرد مبدل پیشنهادی در شکل (۲) نمایش داده شده است. در ادامه به بیان نحوه رفتار مبدل در هر یک از بازه های زمانی پرداخته شده است.

می شوند که باعث کاهش بازدهی مبدل می شود [۱۲، ۱۳]. برای بهبودی بازدهی مبدل های پل کاهش یافته بوست از تکنیک های راه اندازی نرم استفاده می شوند. تکنیک های راه اندازی نرم موجب بهبود عملکرد مبدل در کلید زنی، کاهش تلفات بازیابی معکوس در دیودها و امکان عملکرد مبدل در مد هدایت پیوسته را فراهم می کند. اغلب با توجه به مبدل های پل کاهش یافته بوست، امکان عملکرد مبدل بدون استفاده از تکنیک راه اندازی نرم و شبکه جانبی غیر ممکن است و برای عملکرد مطلوب بایستی تکنیک های راه اندازی نرم اجرا شوند. همچنین این تکنیک را می توان در مبدل های اسپیک، باک-بوست و فلای بک اجرا کرد. [۱۴]

در این مقاله، یک مبدل پل کاهش یافته بوست توسعه یافته برای اصلاح ضریب توان و کنترل ولتاژ خروجی DC پیشنهاد شده است. در این مبدل از یک سلف کوپل شده، مدار کلمپ و مدار رزونانسی برای بهبود عملکرد مبدل پایه پل کاهش یافته بوست استفاده شده است. با اجرای تکنیک سوئیچینگ جریان صفر در این مبدل، عملکرد آن در مد CCM امکان پذیر می باشد که در بخش دوم بیان شده است. همچنین این مبدل قادر است که در ولتاژ های پایین بهره ولتاژ بالایی بدون افزایش ضریب وظیفه کلیدها ایجاد کند و متناسب برای بارهای با توان پایین می باشد. در مبدل پیشنهادی پل کاهش یافته بوست میزان المان های مسیر جریان کاهش می یابد و بازدهی مبدل بالا می باشد. عملکرد مبدل پیشنهادی شبیه سازی شده است. در ادامه این بخش، روش مدار کنترلی بیان شده است. در بخش سوم نتایج شبیه سازی و ساخت موجود می باشد و در قسمت پایانی یک نتیجه گیری کلی بیان شده است.

2- ساختار و عملکرد مبدل پیشنهادی

2-1- ساختار مبدل پل کاهش یافته بوست پیشنهادی



شکل ۱: مدار معادل مبدل پیشنهادی

(۳)

$$I_m = \frac{V_{CC}}{L_m} t \quad (12)$$

مد عملکردی سوم [t₂-t₃] شکل ۳ (پ):

در این مد مطابق شکل ۳ (پ)، جریان I_{in} پیوسته از طریق D₁ و S₁ جاری می شود و به منبع باز می گردد که در این مد کلیدها در وضعیت خاموش می باشند. در طول این مد ولتاژ رزونانس و جریان ناشی و جریان I_{Lm} برابر با صفر می باشد.

(۴)

$$t^{(23)} = t^{(3)} - t^{(2)} = DT - t \quad (12)$$

که D ضریب وظیفه کلید می باشد و T_S مدت زمان فرکانس سوئیچینگ می باشد.

مد عملکردی چهارم [t₃-t₄] شکل ۳ (ت):

در این مد عملکردی با سوئیچینگ کلید S₂ رزونانس مدار شروع می شود و باعث شارژ شدن خازن رزونانس و سلف کوپل شده ثانویه به صورت منفی می شود. در این مد D_C در وضعیت روشن قرار دارد به دلیل اینکه جریان وارد سر بدون نقطه سلف کوپل ثانویه می شود و سلف کوپل شده اولیه به اندازه سلف کوپل شده ثانویه شارژ می شوند و جریان از طریق S₁ و D₁ پیوسته جاری می شود. در لحظه t=t₄ ولتاژ خازن رزونانس به مقدار پیک خود شارژ شده است و دیود D₃ در بایاس معکوس قرار دارد. و ولتاژ خازن کلمپ دارای مقدار ثابت می باشد. روابط موجود در این مد عبارت است:

(۵)

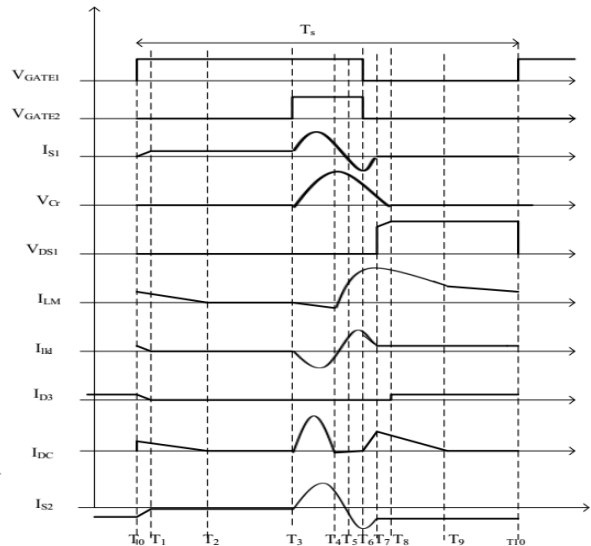
$$I_m = \frac{V_{CC}}{L_m} t \quad (34)$$

$$I_{LKL} = -\frac{2V_{CC} - V_o}{Z_r} \sin \omega_r t \quad (34) \quad (۶)$$

(۷)

$$\begin{aligned} Z_r &= \sqrt{\frac{L_{RKL}}{C_r}} \\ W_r &= \sqrt{\frac{L_{RKL}}{C_r}} \end{aligned} \quad (۸)$$

مد عملکردی پنجم [t₄-t₅] شکل ۳ (ث):



شکل ۲: شکل موج های نظری مبدل پیشنهادی

مد عملکردی اول [t₀-t₁] شکل ۳ (الف):

در شرایط اولیه قبل از مد اول، با تصور اینکه D₁، C_C، D₃ و D_{S1} در وضعیت هدایت قرار دارند و المان های D_C، D₂، S₁ و D_{S1} در حالت خاموش قرار دارند. مقدار انرژی ذخیره شده در سلف کوپل شده برابر با جریان I_{in} می باشد و ولتاژ خازن رزونانس برابر با صفر است. در شکل (۳) مد اول، در لحظه t₀ زمانی که کلید S₁ تحت سوئیچینگ نرم راه اندازی می شود و جریان سلف کوپل شده به صورت خطی از مسیر D_C، D₃ و D_{S2} و D_{S1} کاهش می یابد. در لحظه t₁ مقدار انرژی سلف کوپل شده برابر با صفر می شود اما همچنان انرژی ذخیره شده در المان L_m وجود دارد. روابط این بازه زمانی عبارت است:

(۱)

$$I_m = \frac{V_{CC}}{L_m} t \quad (01)$$

(۲)

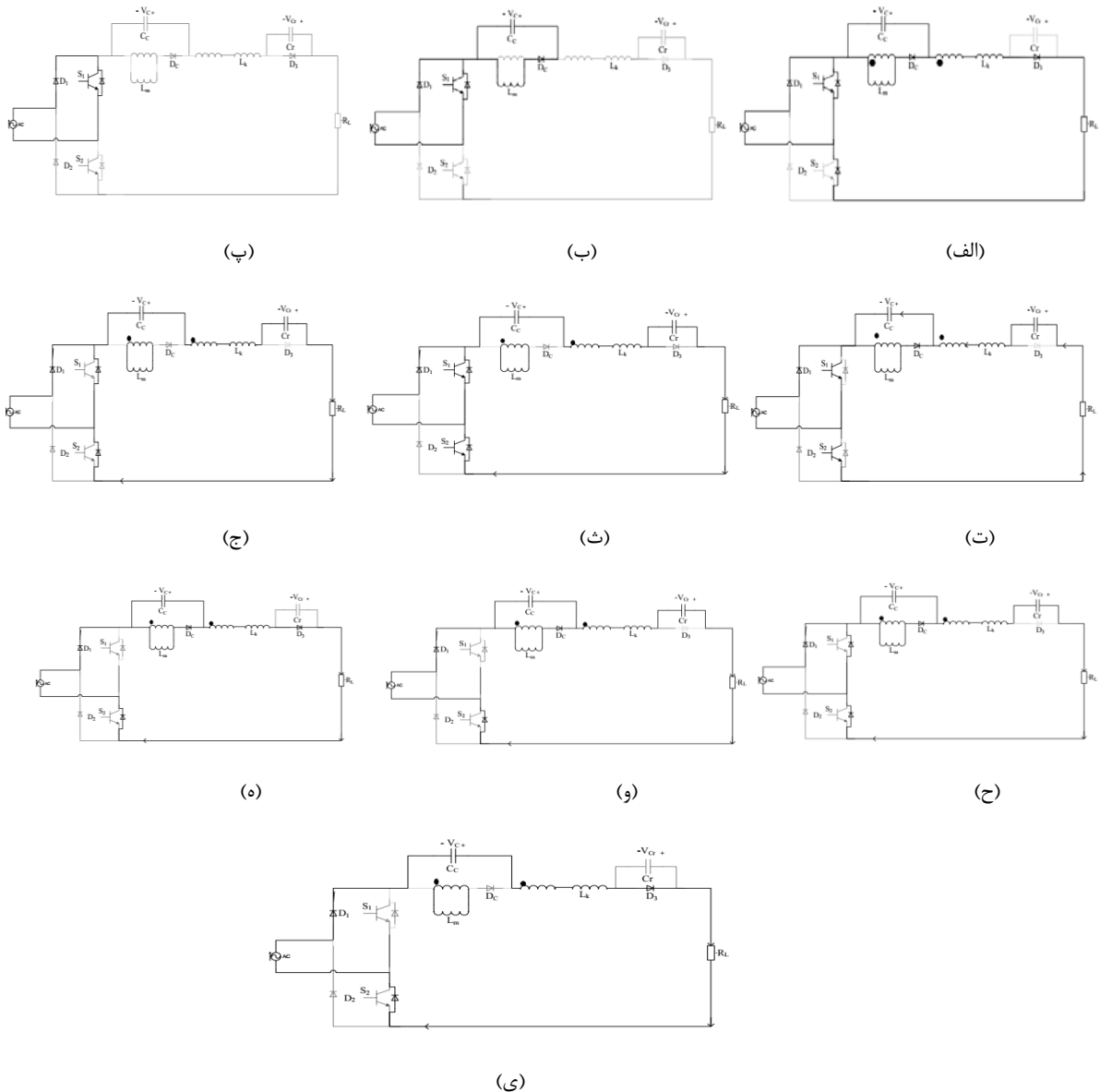
$$I_{IKL} = \frac{2V_{CC} - V_o}{L_{LKL}} t \quad (01)$$

مد عملکردی دوم [t₁-t₂] شکل ۳ (ب):

در این مد عملکردی مطابق شکل ۳ (ب)، مقدار انرژی ذخیره شده در L_m از طریق دیود کلمپ و خازن کلمپ تخلیه و مقدار آن در لحظه t₂ برابر با صفر می گردد. جریان ناشی و مقدار ولتاژ خازن رزونانس برابر با صفر است.

گیرد و تمام جریان سلف اولیه وارد L_m می شود. خازن رزونانس نیز در لحظه t_4 در مقدار پیک خود قرار دارد و سلف رزونانس نیمی از پریود خود گذشته است و به مقدار صفر رسیده است. در این بازه

در این مد، جهت جریان سلف کویل شده ثانویه بر عکس می شود و جریان وارد سر نقطه دار می شود. با وارد شدن جریان از سر بدون نقطه D_1 به صورت بایاس معکوس قرار می



شکل ۳: مد های عملکردی مبدل پیشنهادی در نیم سیکل مثبت (الف) مد اول (ب) مد دوم (پ) مد سوم (ت) مد چهارم (ث) مد پنجم (ج) مد شش (ح) مد هفت (و) مد هشت (ه) مد نهم (ی) مد دهم

عملکرد این بازه همانند بازه شماره پنج می باشد با این تفاوت که در لحظه t_6 وضعیت کلیدهای S_1 و S_2 با استفاده سوئیچینگ جریان صفر ZCS خاموش می شوند و مسیر رزونانس از طریق D_1, C_C, D_1, C_C, D_1 عبور می کند. جریان I_{in} نیز از مسیر D_1, C_C, D_1, C_C, D_1 به منبع باز می گردد. جریان I_{Lk} و جریان I_{Lm} برابر می باشد. روابط این بازه زمانی عبارت است:

جهت پلاریته عوض می شود و شروع به تخلیه و کم شدن می کند. تغییرات ولتاژ خازن کلمپ نا چیز است. جریان از مسیر D_1, C_C, D_1, C_C, D_1 عبور می کند. در لحظه t_5 مقدار جریان سلف کویل شده برابر با I_{in} می باشد.

مد عملکردی شش [ت5-ت6] شکل ۳ (ج):

(۹)

$$I_{Lk} = I_{Lm} = \frac{V_{cc} + V_{cr}(t=t_s) - V_o}{L_m} t(s_6) + \frac{V_{cc} + V_{cr}(t=t_s) - V_o}{Z_r} \sin \omega t(s_6)$$

مد عملکردی هفتم [t₆-t₇] شکل ۳ (ح):

باشد و کلید S₂ مد رزونانسی مبدل را ایجاد می کند و در نیم سیکل منفی برعکس می باشد. در مد راه اندازی رزونانس کلیدها در یک بازه زمانی کوتاه رزونانس LC را برای راه اندازی نرم کلید ها را ایجاد می کند. مبدل پیشنهادی طراحی شده در مد CCM با استفاده از روش کنترل جریان متوسط عمل می کند. مطابق شکل (۴) کنترلر مبدل پیشنهادی دارای دو حلقه فیدبک بسته می باشد. حلقه اول، حلقه فیدبک ولتاژ است که با استفاده از این حلقه مقدار متوسط ولتاژ خروجی کنترل می شود. حلقه دوم فیدبک جریان می باشد که با استفاده از این حلقه امواج جریان ورودی سینوسی و هموار ایجاد می شود. تفاوت روش کنترل استفاده شده با مبدل های معمولی PFC استفاده از یک تشخیص دهنده فاز و ترکیب چندین گیت منطقی می باشد.

2-4- شبیه سازی و ساخت مبدل پیشنهادی

با توجه به روند طراحی در بخش قبل، مبدل پیشنهادی برای توان ۴۰۰ وات و در رنج ولتاژ ورودی ۹۰-۲۲۰ ولت موثر را به ۴۰۰ ولت DC تبدیل می کند که مقادیر و نوع المان در جدول (۱) نمایش داده شده است. مبدل پیشنهادی در محیط نرم افزار PSIM شبیه سازی شده است و تمام المان ها در حالت ایده ال در نظر گرفته شده است. شکل (۵) نمایانگر ساخت مبدل پیشنهادی می باشد که به ازای ولتاژ ۲۲۰ ولت شکل موج های جریان و ولتاژ ارائه شده است. ضریب توان از نسبت توان متوسط به توان ظاهری، مطابق رابطه (۱۲) بدست می آید.

$$PF = \frac{P}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (12)$$

که p توان متوسط و s بیانگر توان ظاهری می باشد در مدار های AC سینوسی، مطابق رابطه (۱۳) ضریب توان بدست می آید.

$$PF = \cos \theta \quad (13)$$

که θ بیانگر اختلاف فاز جریان و ولتاژ سینوسی می باشد. ضریب توان در این مبدل برابر با ۹۸ درصد می باشد.

در این مد جریان I_{Lk} به سمت I_{in} می رود و دیود DC در بایاس مستقیم قرار می گیرد. در لحظه t₇ جریان I_{in} برابر با I_{Lk} می شود. ولتاژ خازن رزونانس در حال کم شدن است. مسیر D₁، C_r، n₂، DC، d_{s1} و d_{s2} مسیر کاهش جریان I_{Lm} می باشد. تغییرات جریان I_{Lm} به صورت خطی می باشد

مد عملکردی هشتم [t₇-t₈] شکل ۳ (و):

در این بازه زمانی d_{s1} خاموش می باشد. مقدار جریان I_{Lm} در حال کاهش می باشد. ولتاژ خازن رزونانس در لحظه t₈ برابر با صفر می باشد و DC در بایاس مستقیم قرار دارند و عمل هدایت را انجام می دهد. ولتاژ خازن رزونانس برابر است با:

(۱۱)

$$V_{cr} = V_{cr}(t_7) + \frac{I_{in}}{C_r} t(t_8)$$

مد عملکردی نهم [t₈-t₉] شکل ۳ (ه):

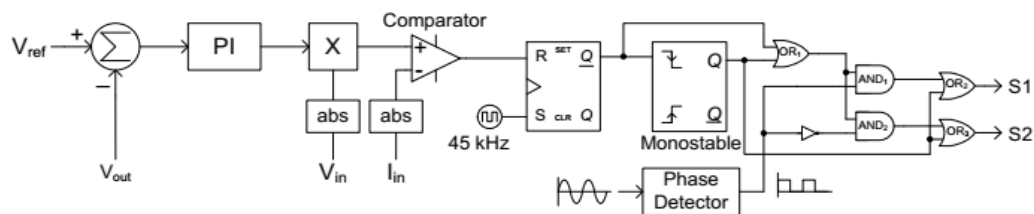
در لحظه t₈ مقدار جریان I_{Lm} به صورت خطی از مسیر D₃، DC، d_{s2} در حال کاهش می باشد و در لحظه t₉ برابر با I_{in} می شود. ولتاژ خازن رزونانس برابر با صفر می باشد و جریان I_{Lk} برابر با جریان I_{in} می باشد.

مد عملکردی دهم [t₉-t₁₀] شکل ۳ (ی):

در این بازه مقدار جریان های I_{Lm} و I_{Lk} برابر با I_{in} می باشد. مقدار ولتاژ خازن کلمپ تقریباً ثابت است و ولتاژ خازن رزونانس برابر با صفر است. DC در وضعیت بایاس معکوس قرار دارد و D₃ در بایاس مستقیم قرار دارد.

2-3- استراتژی سوئیچ ها و تشریح مدار کنترلی

در این مبدل از ظرفیت کامل سوئیچ ها استفاده می شود. به طور مثال، در نیم سیکل مثبت کلید S₁ به عنوان کلید اصلی می

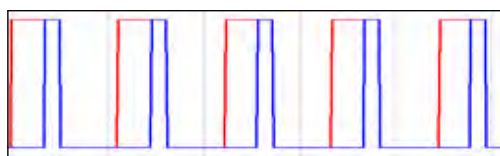


شکل ۴: دیاگرام مدار کنترلی مبدل پیشنهادی

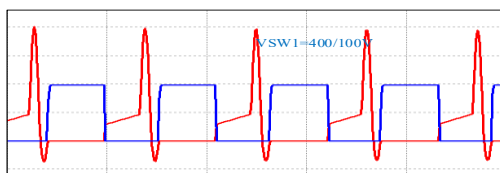
جدول ۱: پارامترهای مبدل پل کاهش یافته پیشنهادی

پارامتر	نماد	مقدار
توان	P	۴۰۰ وات
ولتاژ ورودی	V_{IN}	۲۲۰-۹۰ ولت موثر
ولتاژ خروجی	V_{OUT}	۴۰۰ ولت
فرکانس کلیدزنی	f_{SW}	۴۵ کیلوهرتز
فرکانس شهر	f	۵۰ هرتز
سلف مغناطیس	L_M	۴۷ میکروهانری
سلف نشتی	L_{LK}	۳ میکروهانری
خازن خروجی	C_O	۳۰۰ میکروهانری
خازن رزونانس	C_r	۱۰ نانوفاراد
خازن کلمپ	C_C	۱۰ میکروفاراد
نوع سوئیچ	S	FGA25N120ANTD
نوع دیود	D_1, D_2, D_C, D_3	MBR15120

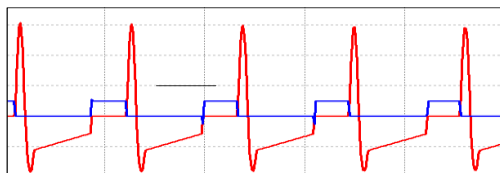
ولتاژ و جریان کلید S2 را در شکل ۸ نمایش داده می شود. از میزان مقدار برابر با ولتاژ کلید اول می باشد، منتها مقدار زمان خاموش بون کلید برابر با T-Tres می باشد. شکل ۹، شکل موج ولتاژ خازن رزونانس را نمایش می دهد که مطابق با منحنی D_3 تا زمانی که ولتاژ خازن رزونانس بر سر دیود باشد در مد عملکردی بایاس معکوس عمل می کند. تغییرات ولتاژ خازن رزونانس به آرامی صورت میگیرد. نتایج ساخت نیز بر اساس ولتاژ ۲۲۰ ولت می باشد. فرکانس سوئیچ ها ۴۵ کیلو هرتز می باشد.



شکل ۶: ولتاژ گیت سوئیچ ها



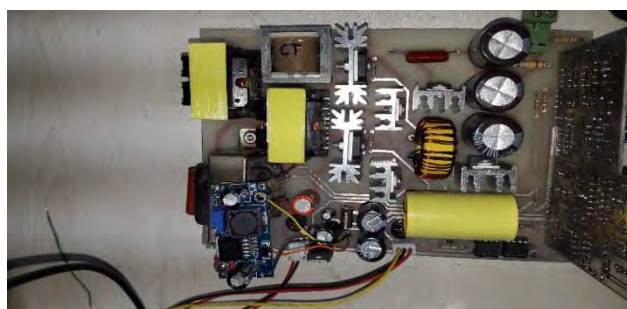
شکل ۷: شبیه سازی جریان و ولتاژ S1 (ولتاژ سوئیچ تقسیم بر ۴۰۰ شده است تا همپوشانی جریان و ولتاژ مشخص شود)



شکل ۸: شبیه سازی ولتاژ و جریان S2 (ولتاژ سوئیچ تقسیم بر ۴۰۰ شده است تا همپوشانی جریان و ولتاژ مشخص شود)



شکل ۹: شبیه سازی ولتاژ رزونانس

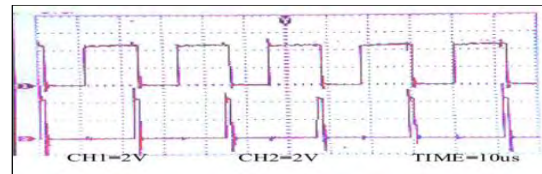


شکل ۵: شماتیک ساخت مبدل پیشنهادی

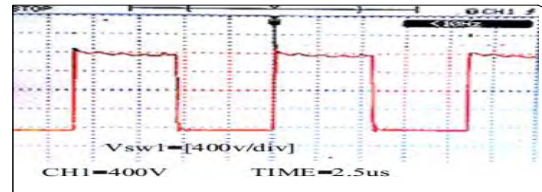
نتایج شبیه سازی شده و ساخت به ازای ولتاژ ۲۲۰ ولت به صورت زیر ارائه شده است. شکل ۶، ولتاژ گیت زنی دو سوئیچ در نیم سیکل مثبت نمایش داده شده است که نحوه کلید زنی و مدت زمان آن مشخص است. نحوه کلید زنی عملکرد درست مدار کنترلی را نمایش می دهد و عملکرد هر کلید در نیم سیکل مثبت نمایش داده شده است. در شکل ۷، جریان و ولتاژ کلید S1 را در حالت شبیه سازی نمایش می دهد و تکنیک راه اندازی ZCS به خوبی اجرا می شود و باعث همپوشانی ولتاژ و جریان می شود. در نهایت، باعث کاهش تلفات کلید زنی می شود. منحنی امواج

solid-state input power factor conditioners," *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 38, pp. 72-78, 1991.

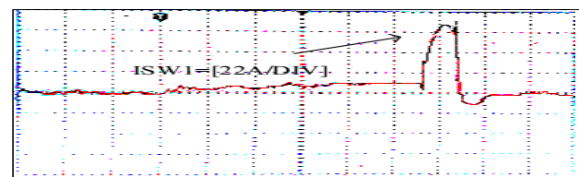
- [3] K. Schenk and S. Cuk, "A single-switch single-stage active power factor corrector with high quality input and output," in *Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC'97 Record., 28th Annual IEEE*, 1997, pp. 385-391.
- [4] A. Kar and M. Sengupta, "Design, analysis, fabrication and testing of a 3kW power factor correction boost rectifier," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems(PEDES), 2016 IEEE International Conference on*, 2016, pp. 1-6.
- [5] W.-Y. Choi, J.-M. Kwon, E.-H. Kim, J.-J. Lee, and B.-H. Kwon, "Bridgeless boost rectifier with low conduction losses and reduced diode reverse-recovery problems," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 54, pp. 769-780, 2007.
- [6] A. Da Costa, C. Treviso, and L. De Freitas, "A new ZCS-ZVS-PWM boost converter with unity power factor operation," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC'94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, 1994, pp. 404-410.
- [7] F. T. Wakabayashi and C. A. Canesin, "A new family of zero-current-switching PWM converters and a novel HPF-ZCS-PWM boost rectifier," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC'99. Fourteenth Annual*, 1999, pp. 605-611.
- [8] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel zero-current-transition PWM converters," in *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'93*, 1993, pp. 538-544.
- [9] Y.-S. Kim, W.-Y. Sung, and B.-K. Lee, "Comparative performance analysis of high density and efficiency PFC topologies," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 29, pp. 2666-2679, 2014.
- [10] D. M. Mitchell, "AC-DC converter having an improved power factor," ed: Google Patents, 1983.
- [11] N. S. Ting, Y. Sahin, and I. Aksoy, "A soft switching power factor correction interleaved AC-DC boost converter," in *Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), 2016 10th International Conference on*, 2016, pp. 335-340.
- [12] K. S. B. Muhammad and D. D.-C. Lu, "ZCS bridgeless boost PFC rectifier using only two active switches," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 2795-2806, 2015.
- [13] M. Alam, W. Eberle, D. S. Gautam, and C. Botting, "A soft-switching bridgeless ac-dc power factor correction converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 7716-7726, 2017.



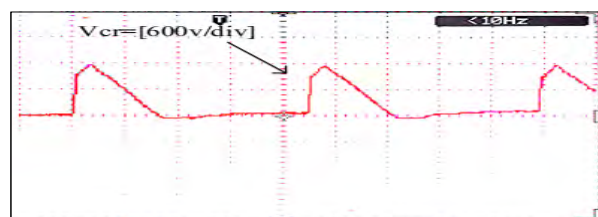
شکل ۱۰: شکل موج ساخت ولتاژ گیت سوئیچ ها



شکل ۱۲: شکل موج ولتاژ سوئیچ ۱



شکل ۱۳: شکل موج جریان سوئیچ ۱



شکل ۱۴: شکل موج ولتاژ خازن رزونانس

2-5- جمع بندی

با توجه به مطالب بیان شده و لزوم ایجاد یک مبدل اصلاح ضریب توان همراه با سوئیچینگ نرم، در این مقاله یک مبدل پل کاهش یافته بوست همراه با یک سلف کوپل شده جهت فراهم کردن ضریب توان واحد ارائه شده است. در این مبدل بدون نیاز به کلید جانبی و با استفاده از دو کلید اصلی سوئیچینگ نرم انجام می شود و این مبدل دارای تلفات هدایت پایین می باشد. از سوی دیگر تلفات بازیابی معکوس در دیود ها نیز کاهش یافته است. برای اثبات ویژگی های مبدل پیشنهادی، در ابتدا تحلیل های نظری صورت گرفته است و سپس نتایج شبیه سازی ارائه شده است. مراجع

- [1] M. F. Schlecht and B. A. Miwa, "Active power factor correction for switching power supplies," *IEEE transactions on Power Electronics*, pp. 273-281, 1987.
- [2] M. Kazerani, P. D. Ziogas, and G. Joos, "A novel active current waveshaping technique for

-]14[K. S. Muhammad and D. D.-C. Lu, "Single-phase single-stage ZCS boost PFC rectifier with reduced switch count," in *Power Engineering Conference (AUPEC), 2014 Australasian Universities*, 2014, pp. 1-6.