

طراحی یک مبدل بسیار کاهنده لایه‌ای با استفاده از تکنیک سوئیچ زنی در ولتاژ صفر (ZVS)

محمد رضا شاهی^{۱*}، سیدمحمد مهدی میرطلایی^۲

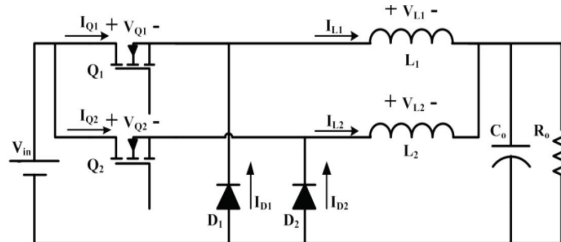
۱- دانشجوی کارشناس ارشد دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران. mr.shahi2010@gmail.com

۲- استادیار دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران. mirtalaei.iaun@gmail.com

چکیده - در این مقاله یک مبدل بسیار کاهنده لایه‌ای با سوئیچ زنی در ولتاژ صفر (ZVS) معرفی می‌شود که باعث کاهش تلفات سوئیچینگ و افزایش راندمان مبدل شده است و دارای ریپل ولتاژ و جریان خروجی بسیار کم، جریان ورودی پیوسته با میزان تأثیر هارمونیک‌های جریان ورودی غیر اصلی به هارمونیک اصلی (THD) بسیار پایین و جریان خروجی بالا است و بدون اضافه کردن تجهیزات کنترلی اضافی جریان بین دو بازو مبدل بطور مساوی تقسیم می‌شود و یک نسبت کاهنده بسیار بالا را ارائه می‌دهد که برای کاربردهای مبدل بسیار کاهنده غیر ایزوله با قدرت بالا و ریپل جریان خروجی کوچک می‌باشد.

کلید واژه- مبدل کاهنده لایه‌ای رایج (IBC)، سوئیچ زنی در ولتاژ صفر (ZVS)، سوئیچ زنی در جریان صفر (ZCS)، میزان تأثیر هارمونیک‌های غیر اصلی به هارمونیک اصلی (THD)، سیکل وظیفه (D)

کند تلفات سوئیچینگ افزایش و در نتیجه راندمان مبدل؛ کاهش پیدا می‌کند و مشکل یکسان نبودن سیکل وظیفه که در بازوها ایجاد می‌شود با افزایش فرکانس زیاد می‌شود. بهترین روش برای افزایش راندمان مبدل، استفاده از تکنیک سوئیچینگ نرم می‌باشد که موجب کاهش تلفات سوئیچینگ و نیز کاهش سایز هیت سینک سوئیچ‌ها هم می‌شود.



شکل ۱- مبدل کاهنده لایه‌ای رایج (IBC)

روش‌های مختلفی برای تحقق سوئیچینگ نرم وجود دارد که شایع‌ترین آن استفاده از مدارهای شبه رزونانسی می‌باشد که با اضافه کردن سوئیچ‌های کمکی، سلف‌ها و خازن‌ها شرایط سوئیچینگ نرم در این مبدل‌ها ایجاد می‌شود.

۱- مقدمه:
مبدل‌های کاهنده لایه‌ای رایج (IBC) به عنوان یکی از انواع اصلی مبدل‌های محسوب می‌شود و با توجه به ساختار ساده غیر ایزوله، تعداد المان کم، کنترل ساده و جریان خروجی بالا با ریپل کم و پاسخ سریع در بسیاری از مبدل‌های بسیار کاهنده با قدرت بالا کاربرد فراوان دارد که در شکل ۱ نشان داده شده است. اما مبدل IBC تلفات زیادی روی سوئیچ‌ها و دیودهای آن می‌باشد و برای کاهش زیاد ولتاژ، سیکل وظیفه (D) آن بسیار کم است مخصوصاً تنظیم زمان در فرکانس‌های سوئیچ زنی بالا کم می‌باشد. همچنین سیکل وظیفه کوچک موجب افزایش پیک جریان سوئیچ‌ها می‌شود در نتیجه تلفات بالا می‌رود و ریپل جریان ورودی و THD مدار و سایز فیلتر ورودی مبدل افزایش می‌یابد. در عمل بعلافت اختلاف پارامترهای مدار کنترل و مشخصات کلیدهای قدرت، سیکل وظیفه کلیدها با هم دقیقاً یکسان نیست که موجب ناهماهنگی در عملکرد دو بازو (دوفاز) مبدل می‌شود و جریان دو بازو دیگر یکسان نمی‌باشد. بنابراین تقسیم جریان بین دو بازو مبدل IBC به یکسان نبودن سیکل وظیفه کلیدها حساس می‌باشد. می‌توان با بالا بردن فرکانس سوئیچینگ، اندازه و وزن مبدل را کاهش داد ولی مبدل IBC که تحت سوئیچینگ سخت کار می‌

برای اینکه سوئیچ‌زنی نرم انجام گردد، سوئیچ می‌بایست در جریان صفر (ZCS) و یا در ولتاژ صفر (ZVS) سوئیچ زنی شود [۱]. دیگر مزایای سوئیچینگ نرم کاهش هارمونیک‌ها و تداخلات الکترومغناطیس (EMI) تولید شده توسط مدار مبدل است [۲]. اگر در مبدل باک مرسوم یک سوئیچ کمکی اضافه شود و دو سوئیچ (اصلی و کمکی) باهم سنکرون شوند مبدل باک سنکرون ساخته می‌شود که موجب کاهش تلفات و در نتیجه موجب بهبود بهره مبدل می‌گردد ولی به دلیل بازیابی دیودهای معکوس بدنه سوئیچ-ها، پیک لحظه‌ای جریان در هنگام روشن و خاموش شدن سوئیچ‌ها اتفاق می‌افتد که موجب افزایش تلفات سوئیچینگ و تداخلات الکترومغناطیس می‌گردد که محققان در مرجع [۳] با جایگزینی سلف تزویج به جای سلف خطی به سوئیچ زنی در ولتاژ صفر دست یافتند و مساله پیک لحظه‌ای جریان در هنگام روشن و خاموش شدن سوئیچ‌ها را هم با این تکنیک برطرف نموده‌اند. محققان در مرجع [۲] برای بهبود عملکرد مبدل با اضافه کردن شاخه سلف و خازن و استفاده از فیلتر سلف خطی و خازن در خروجی مبدل مذکور، یک مبدل طراحی کردند که شاخه سلف و خازن آن موجب شده سوئیچ‌ها در ولتاژ صفر روشن شوند و با استفاده از فیلتر سلف و خازن در خروجی مبدل، سوئیچ‌ها در ولتاژ صفر خاموش شوند که موجب افزایش بهره مبدل شده است. در مراجع [۱] و [۴] مبدل باک با دو سوئیچ (اصلی و کمکی) که از سلف تزویج به جای سلف خطی در فیلتر خروجی (سلف و خازن) استفاده شده که مبدل باک با سلف تزویج ساخته شده است که سوئیچ اصلی در جریان صفر روشن و در ولتاژ صفر خاموش می‌شود و موجب افزایش بهره مبدل می‌گردد. مبدل باک با تکنیک تانک رزونانس که در آن خازن و سلف رزونانس با فیلتر پایین گذر خروجی مبدل، سری می‌شود مبدل باک سنتی با تانک رزونانس ساخته می‌شود. حال برای افزایش راندمان مبدل، یک سوئیچ کمکی با خازن تانک رزونانس سری شده که موجب می‌شود هر دو سوئیچ (اصلی و کمکی) در جریان صفر کار کنند و موجب افزایش بهره مبدل گردد [۵]. محققان با اضافه کردن خازن، سلف (خطی و تزویج) و سوئیچ‌های کمکی روش‌های مختلفی را برای استفاده از تکنیک‌های سوئیچینگ نرم در مبدل باک استفاده کردند که بطور خلاصه شرح مختصری از بعضی از آنها داده شد. بطور کلی استفاده از تکنیک‌های سوئیچینگ نرم قالباً موجب افزایش استرس ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها می‌شود و معمولاً تکنیک سوئیچینگ در جریان صفر موجب افزایش استرس جریان و تکنیک سوئیچینگ در ولتاژ صفر موجب افزایش استرس ولتاژ می‌شود مثلاً

در مبدل باک در ولتاژ صفر مبدل دو سطحی، ماکزیموم ولتاژ دو سر سوئیچ‌ها دو برابر ولتاژ ورودی مبدل می‌باشد که با اضافه کردن کلمپ اکتیو (سلف و خازن سری) موجب کاهش ولتاژ سوئیچ‌ها، مشابه مبدل باک مرسوم می‌گردد و می‌توان جهت کاهش بیشتر استرس ولتاژ سوئیچ‌ها از مبدل باک سه سطحی با کلمپ اکتیو در ولتاژ صفر استفاده کرد که تا پنجاه درصد ولتاژ سوئیچ‌ها کاهش می‌یابد ولی موجب پیچیدگی مبدل می‌شود [۶]. در مراجع [۷] و [۸] جهت کاهش زیاد ولتاژ بالا و انتقال قدرت بالا، یک مبدل باک بدون ایزوله بسیار کاهنده با جریان خروجی بالا و ریپل جریان خروجی پایین که دارای مدار کنترلی و ساختمان ساده و پاسخ گذرای سریع و سبک تجهیزات پایین می‌باشد به نام مبدل کاهنده لایه ای معرفی می‌شود.

در مبدل کاهنده استاندارد، جهت کاهش ریپل جریان از یک سلف بزرگ استفاده می‌شود که موجب افزایش تلفات و در نتیجه کاهش بازده مبدل می‌گردد [۹] که با استفاده تکنیک لایه‌ای (فازی) ریپل جریان نیز کاهش می‌یابد [۱۰].

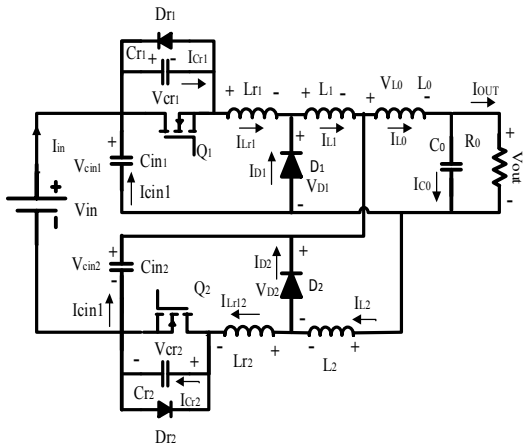
در مرجع [۱۱] با اضافه کردن دو سلف کوچک به طور سری با سوئیچ‌های مبدل لایه‌ای، تلفات بازیابی دیودهای معکوس کاهش قابل توجه می‌یابد.

مبدل لایه‌ای IBC دارای معایب نیز می‌باشد که می‌توان به استرس ولتاژ بالای سوئیچ‌ها و دیودها (مساوی ولتاژ ورودی)، تلفات بالا سوئیچ‌ها و دیودهای بازیابی معکوس اشاره کرد و چون مبدل در ولتاژ ورودی بالا و بسیار کاهنده استفاده می‌شود می‌بایست سیکل وظیفه مبدل خیلی کوچک گردد که در فرکانس‌های بالا، سیکل وظیفه کوچک موجب افزایش پیک جریان می‌شود و در مجموع موجب افزایش تلفات مبدل می‌گردد و همچنین موجب افزایش ریپل جریان ورودی و افزایش سایز فیلتر ورودی می‌شود.

مشکل دیگر در اختلاف سیکل وظیفه خیلی کوچک سوئیچ‌ها می‌باشد که به دلیل اختلاف پارامترهای مدار فرمان (بدلیل تفرانس‌مان‌ها مدار فرمان که اجتناب ناپذیر) می‌باشد که موجب نابالانسی در دو بازوی مبدل می‌شود و موجب می‌شود جریان به مقدار مساوی بین دو بازو تقسیم نشود [۱۲] و [۱۳].

محققان برای رفع یا کاهش این مشکلات، مبدل‌های لایه‌ای مختلفی را طراحی کردند که می‌توان به نمونه‌های از آن اشاره کرد. یک مبدل کاهنده با استفاده از تکنیک سوئیچینگ نرم در ولتاژ صفر و بار متغییر در مقاله [۱۴] ارائه شده است.

در مقاله [۱۵] مبدل بسیار کاهنده با دو فاز (دو بازو) و چهار سوئیچ ارائه شده که هر فاز دارای دو سوئیچ می باشد که نسبت تبدیل ولتاژ آن یک چهارم مبدل لایه ای مرسوم می باشد. در مقاله [۱۶] یک مبدل لایه ای کاهنده جدید با تلفات کم سوئیچینگ و بهبود نسبت تبدیل پایین، ارائه شده که ولتاژ دوسر کلیدها و دیودهای آن نصف ولتاژ ورودی می باشد. در این مقاله یک مبدل بسیار کاهنده لایه ای جدید با تکنیک سوئیچ زنی در ولتاژ صفر (ZVS) معرفی می شود (شکل ۳) که این امر باعث کاهش تلفات سوئیچینگ و در نتیجه افزایش راندمان و کاهش EMI مبدل شده است. مبدل مذکور دارای ریپل ولتاژ و جریان خروجی بسیار کم، جریان ورودی پیوسته با میزان تأثیر هارمونیک های جریان ورودی غیر اصلی به هارمونیک اصلی (THD) بسیار پایین و جریان خروجی بالا است. بعلت استفاده از تکنیک سوئیچینگ نرم ZVS موجب افزایش ولتاژ دو سر کلیدها و دیودها خیلی بیشتر از ولتاژ ورودی می شود ولی این مبدل با تقسیم ولتاژ بین دو بازو مبدل موجب بهبود استرس ولتاژ سوئیچ ها و ولتاژ معکوس دیودها نسبت به مبدل کاهنده مرسوم با تکنیک سوئیچ زنی در ولتاژ صفر (ZVS) شده است. (شکل ۲)



شکل ۳: مبدل کاهنده معرفی شده با تکنیک ZVS

۳- آنالیز مبدل معرفی شده

جهت ساده سازی آنالیز مبدل معرفی شده فرضیات زیر را در نظر می گیریم:

- همه سوئیچ ها و دیود ها ایده آل هستند.
- خازن های cin_1, cin_2 و co به اندازه کافی بزرگ هستند بنابراین تغییرات ولتاژ نا چیز دارند.
- خازن های $cin_1, cin_2 = cin$
- جریان های L_1, L_2 ثابت هستند و $L_1, L_2 = L$

معادلات زیر در حالت ماندگار مدار بدست می آید:

قانون KVL را بین ولتاژ ورودی، خروجی، خازن های cin_1, cin_2 و سلف L_0 اجرا می کنیم داریم:

$$V_{in} + V_{out} = V_{cin1} + V_{cin2} + V_{L0}(t) \quad (1)$$

طبق قانون ولت بر ثانیه برای سلف L_0 داریم:

$$V_{L0}(t) = 0 \quad (2)$$

طبق قانون آمپر بر ثانیه برای خازن co داریم:

$$V_{in} + V_{out} = V_{cin1} + V_{cin2} = 2V_{cin} \quad (3)$$

$$I_{L1} = I_{in} + I_{cin1} + I_{D1} \quad (4)$$

$$I_{L2} = I_{out} - I_{cin1} - I_{D1} \quad (5)$$

از (۳) و (۴) نتیجه می شود:

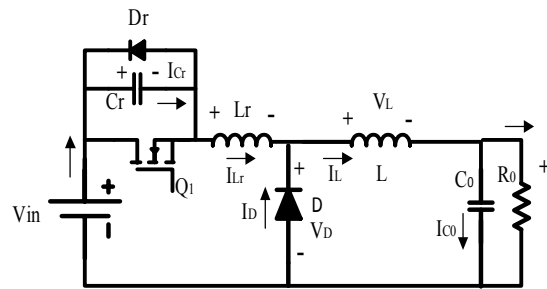
$$I_{L1} + I_{L2} = I_{in} + I_{out} \quad (6)$$

در مقاله [۱۵] مبدل بسیار کاهنده با دو فاز (دو بازو) و چهار سوئیچ ارائه شده که هر فاز دارای دو سوئیچ می باشد که نسبت تبدیل ولتاژ آن یک چهارم مبدل لایه ای مرسوم می باشد.

در مقاله [۱۶] یک مبدل لایه ای کاهنده جدید با تلفات کم سوئیچینگ و بهبود نسبت تبدیل پایین، ارائه شده که ولتاژ دوسر کلیدها و دیودهای آن نصف ولتاژ ورودی می باشد.

در این مقاله یک مبدل بسیار کاهنده لایه ای جدید با تکنیک سوئیچ زنی در ولتاژ صفر (ZVS) معرفی می شود (شکل ۳) که این امر باعث کاهش تلفات سوئیچینگ و در نتیجه افزایش راندمان و کاهش EMI مبدل شده است. مبدل مذکور دارای ریپل ولتاژ و جریان خروجی بسیار کم، جریان ورودی پیوسته با میزان تأثیر هارمونیک های جریان ورودی غیر اصلی به هارمونیک اصلی (THD) بسیار پایین و جریان خروجی بالا است. بعلت استفاده از تکنیک سوئیچینگ نرم ZVS موجب افزایش ولتاژ دو سر کلیدها و دیودها خیلی بیشتر از ولتاژ ورودی می شود ولی این مبدل با تقسیم ولتاژ بین دو بازو مبدل موجب بهبود استرس ولتاژ سوئیچ ها و ولتاژ معکوس دیودها نسبت به مبدل کاهنده مرسوم با تکنیک سوئیچ زنی در ولتاژ صفر (ZVS) شده است. (شکل ۲)

همچنین بدون اضافه کردن تجهیزات کنترلی اضافی جریان بین دو بازو مبدل بطور مساوی تقسیم می شود و می تواند یک نسبت کاهنده بسیار بالا را که به فرکانس سوئیچینگ وابسته است ارائه داد که یک انتخاب مناسب برای کاربردهای مبدل بسیار کاهنده غیر ایزوله با قدرت بالا و ریپل جریان خروجی کوچک و جریان ورودی پیوسته با THD بسیار کم می باشد. در این مبدل لازم به استفاده از خازن و سلف خروجی با ظرفیت بالا نمی باشد.



شکل ۲- مبدل کاهنده رایج با تکنیک ZVS

۲- توصیف مبدل معرفی شده

در این مدار در هر بازو سلف های L_1, L_2 و دیودهای D_1, D_2 و سوئیچ ها Q_1, Q_2 تشکیل یک مدار کاهنده را می دهند که با پالس های با بازه زمانی ۱۸۰ درجه کلیدها کنترل می شود. با استفاده از خازن های Cr_1, Cr_2 و دیودهای Dr_1, Dr_2 و سلف های Lr_1, Lr_2 موجب می شود رزونانس در دو سر کلید ها اتفاق افتد که در نتیجه

(۶) با فرض ایده آل بودن سوئیچ ها داریم:

$$P_{in} = P_{out} = I_{in} V_{in} = I_{out} V_{out}$$

$$I_{in} = I_{out} \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (۷)$$

از (۵)، (۶) و (۷) نتیجه می شود:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_L = \frac{(V_{out} + V_{in}) I_{out}}{2V_{in}} \quad (۸)$$

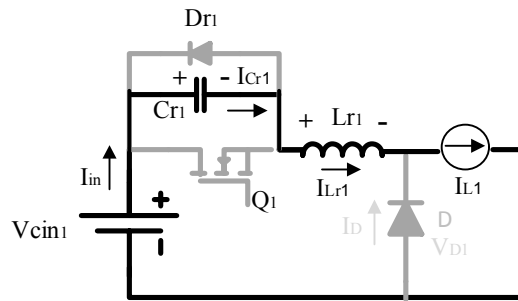
از (۷) و (۸) نتیجه می شود:

$$I_L = \frac{I_{out} + I_{in}}{2} \quad (۹)$$

حال یکی از بازوهای (فاز) مبدل را تحلیل می کنیم، بازوی دومی مانند بازوی اولی ولی در بازه زمانی ۱۸۰ درجه به بعد اتفاق می افتد.

دربازه زمانی $[t_0, t_1]$

فرض می کنیم در زمان $t_0 = 0$ خازن C_{in1} کاملاً شارژ باشد و سوئیچ Q_1 بسته باشد پس $V_{Cr1}(0) = 0$ دوسر کلید صفر است. در نتیجه در t_0 سوئیچ در ولتاژ صفر باز می شود و با توجه به شکل (۳) داریم:



شکل (۳)

بدلیل $I_{L1} = I_L = cte$ ولتاژ خازن C_{r1} بصورت خطی افزایش می یابد داریم:

$$V_{Cr1}(t) = \frac{1}{C_{r1}} \int_0^{t_1} I_L d\lambda = \frac{I_L}{C_{r1}} t \quad (۱۰)$$

$$V_{D1} = V_{cin} - \frac{I_L}{C_{r1}} t \quad (۱۱)$$

در زمان t_1 ولتاژ $V_{Cr1}(t)$ که بصورت خطی افزایش یافته به $V_{cin1} = cte$ می رسد در نتیجه دیود D_1 شروع به هدایت می کند.

$V_{D1}(t_1) = 0$ پس از رابطه (۱۱) نتیجه می گیریم:

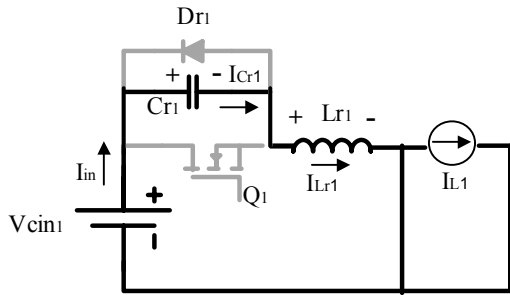
$$V_{cin} - \frac{I_L}{C_{r1}} t_1 = 0 \quad (۱۲)$$

$$t_1 = V_{cin} \cdot \frac{C_r}{I_L} \quad (۱۳) \text{ در شکل (۷)}$$

$$V_{D1} = V_{cin} \left(1 - \frac{1}{t_1} t\right) \quad (۱۴)$$

دربازه زمانی $[t_1, t_2]$

دیود D_1 هدایت می کند پس باتوجه به شکل (۴) یک مدار رزونانسی شکل می گیرد که بدست می آید:



شکل (۴)

$$L_{r1} \frac{di_{Lr1}(t)}{dt} + V_{Cr1}(t) = V_{cin1} \quad (۱۵)$$

$$L_{r1} \frac{d^2 i_{Lr1}(t)}{dt^2} + \frac{dV_{Cr1}(t)}{dt} = 0 \quad (۱۶) \text{ دیفرانسیل از (۱۵) داریم}$$

$$i_{Cr1} = i_{Lr1}(t) = C_{r1} \frac{dV_{Cr1}(t)}{dt} \quad (۱۷)$$

$$\frac{d^2 i_{Lr1}(t)}{dt^2} + \frac{i_{Lr1}(t)}{L_{r1} \cdot C_{r1}} = 0 \quad (۱۸)$$

بفرض $i_{Lr1} = I_{L1} = I_L$

$$i_{Lr1}(t) = I_L \cos(\omega_0(t - t_1)) \quad (۱۹) \text{ جواب معادله}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{r1} \cdot C_{r1}}} \text{ و } Z_0 = \sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{r1}}} \text{ پس } C_{r1} \ll C_{in1} \quad (۲۰)$$

$$V_{Cr1}(t) = \frac{1}{C_{r1}} \int_{t_1}^t i_{Cr1}(\lambda) d\lambda + V_{Cr1}(t_1) \quad (۲۱)$$

$$V_{Cr1}(t) = \frac{1}{C_{r1}} \int_{t_1}^t I_L \cos(\omega_0(\lambda - t_1)) d\lambda + V_{cin} \quad (۲۲)$$

جواب معادله می شود

$$V_{Cr1} = V_{cin1} + I_L Z_0 \sin(\omega_0(t - t_1)) \quad (۲۳)$$

$$V_{D1, peak} = V_{cin1} + I_L Z_0 \quad (۲۴) \text{ بیشترین ولتاژ دوسر دیود}$$

در زمان t_2 دیود D_{r1} روشن می شود و ونمی گذارد ولتاژ دوسر خازن منفی شود پس داریم $V_{Cr1} = 0$ و زمان t_2 در شکل (۷) بدست می آید:

$$t_2 = t_1 + \frac{1}{\omega_0} \left[\sin^{-1} \left(\frac{V_{cin}}{I_L Z_0} \right) + \pi \right] \quad (۲۵)$$

دربازه زمان $[t_2, t_3]$

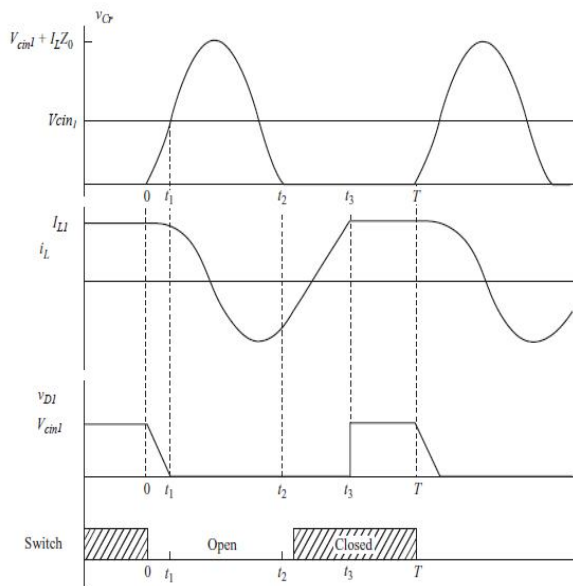
دیودهای D_1 و D_{r1} هدایت می کنند و ولتاژ دوسر L_r می شود V_{cin} و i_{Lr1} بصورت خطی افزایش می یابد تا به I_L برسد وقتی $V_{Cr1} = 0$ گردد سوئیچ Q_1 بعد از زمان t_2 بسته می شود که چون

$$V_{out}(t) = V_{cin} \left[1 - f_s \left(t_3 - \frac{t_1}{2} \right) \right] \quad (33)$$

از معادله (33) نتیجه می شود که ولتاژ خروجی با تغییر فرکانس تغییر می کند و نتیجه می گیریم با افزایش فرکانس ولتاژ خروجی کاهش می یابد و با توجه به معادلات (13) و (29) زمانهای t_1, t_3 با پارامترهای مدار و با I_L تعیین می شوند.

توجه به این نکته باید توجه داشت که جریان I_L که توسط بار تعیین می شود می بایست به اندازه کافی بزرگ که $Z_0 I_L > V_{cin}$ باشد تا مدار در حالت رزونانسی قرار گیرد و مشخصات آن طبق فرمول های بدست آمده تعیین گردد.

همانگونه که گفته شد بازه بستن کلید از بین زمان $[t_3, T]$ می باشد که این امر موجب می شود در صورت که پارامترهای مدار کنترل با هم اختلاف کمی داشته باشد تاثیر روی دو بازوی مبدل نداشته و هر دو بصورت متعادل عمل کنند. مبدل معرفی شده در نرم افزار PSpice شبیه سازی گردید و نتایج بدست آمده مطابق شکل (8) مطابق محاسبات انجام گرفته است.

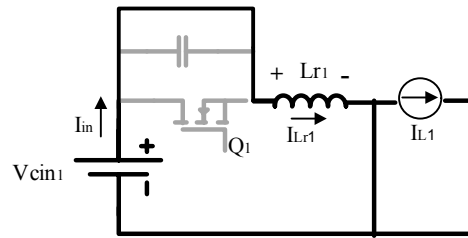


شکل (7) شکل موج های مبدل معرفی شده

4- نتیجه گیری :

بهره بدست آمده مبدل معرفی شده نسبت به مبدل IBC حدود 4 درصد بهره افزایش یافته که در شکل (9) نشان داده شده است THD جریان ورودی فوق العاده کم است بدون اضافه کردن تجهیزات کنترلی اضافی جریان بین دو بازو مبدل بطور مساوی تقسیم می شود و ریپل ولتاژ و جریان خروجی بسیار کم و بین دو کلید تقسیم می شود. جریان ورودی پیوسته می باشد و نیازی به فیلتر نمی باشد ولی استرس روی کلیدها به علت رزونانس نسبت به مبدل IBC افزایش یافته است.

$V_{cr1} = 0$ در نتیجه کلید در ولتاژ صفر (ZVS) روشن می شود و جریان دیود D_1 در این بازه منفی می شود که مدار آن مطابق شکل (5) می باشد.



شکل (5)

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{L_{r1}} \int_{t_2}^t V_{cin1} d\lambda + i_{Lr}(t_2) \quad (26)$$

$$i_{L1}(t) = \frac{V_{cin1}}{L_{r1}} (t - t_2) + I_L \cos(\omega_0(t - t_1)) \quad (27)$$

$$i_{L1}(t_3) = \frac{V_{cin1}}{L_{r1}} (t_3 - t_2) + I_L \cos(\omega_0(t_3 - t_1)) \quad (28)$$

از این رابطه زمان t_3 در شکل (7) بدست می آید.

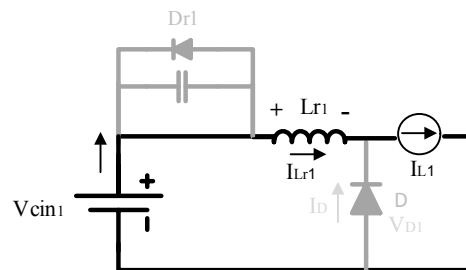
$$t_3 = t_2 + \left(\frac{L_r I_L}{V_{cin}} \right) \cdot [1 - \cos(\omega_0(t_2 - t_1))] \quad (29)$$

دربازه زمان $[t_3, T]$

سوئیچ بسته است و دیودهای D_1 و D_{r1} خاموش اند. بنابراین جریان سوئیچ I_L است تا دوباره کلید روشن شود.

بازه زمان $[t_3, T]$ توسط فرکانس کلیدزنی مدار تعیین می شود و زمان های دیگر وابسته به پارامترهای مدار تعیین می باشند که در شکل (6) مدار معادل آن رسم شده است.

$$V_D = \begin{cases} V_{cin} \left(1 - \frac{t}{t_1} \right) & 0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 < t < t_3 \\ V_{cin} & t_3 < t < T \end{cases} \quad (30)$$



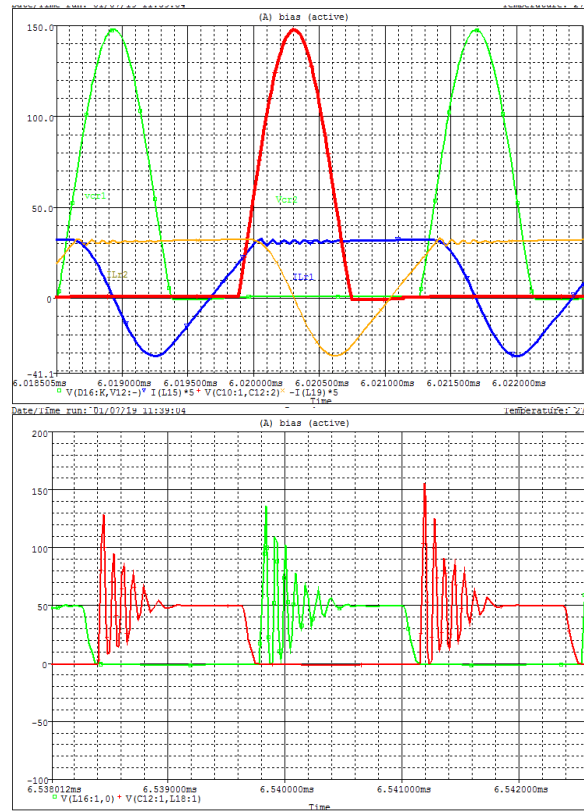
شکل (6)

متوسط ولتاژ V_{D1} ولتاژ خروجی می شود چون

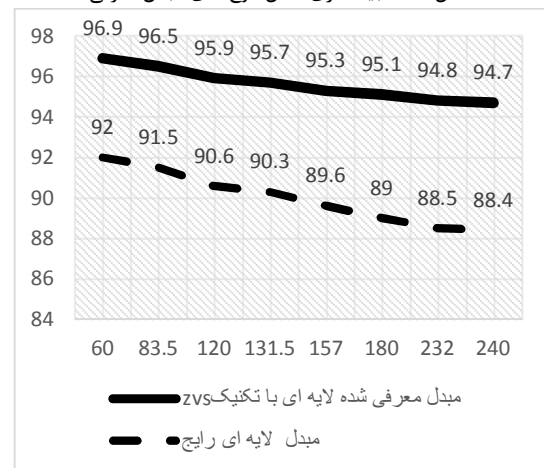
$$V_{out} = V_L(t) + V_{D1}(t) = 0 + V_{D1}(t) \quad (31)$$

$$V_{out}(t) = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_1} V_{cin} \left(1 - \frac{t}{t_1} \right) dt + \int_{t_1}^T V_{cin} dt \right] \quad (32)$$

- [4] Yingqi Zhang, Paresh C. Sen. "A New Soft-Switching Technique for Buck, Boost, and Buck-Boost Converters" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 39, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 2003.
- [5] Ying, Chun Chuang, "High-Efficiency ZCS Buck Converter for Rechargeable Batteries," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 57, NO. 7, JULY 2010.
- [6] Jean Paulo Rodrigues, Samir Ahmad Mussa, "Three-Level ZVS Active Clamping PWM for the DC-DC Buck Converter" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 24, NO. 10, OCTOBER 2009
- [7] Pit-Leong Wong; Peng Xu; Yang, B.; Lee, F.C., "Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors," IEEE Trans. Power Electron., vol.16, no.4, pp.499, 507, Jul 2001.
- [8] Hangseok Choi, "Interleaved Boundary Conduction Mode (BCM) Buck Power Factor Correction (PFC) Converter," IEEE Trans. Power Electron., vol.28, no.6, pp.2629,2634, June 2013.
- [9] Garcia, J Calleja, AJ Lopez Rominas, E Gacio Vaquero, D.; Campa, L., "Interleaved buck converter for Fast PWM dimming of high-brightness LEDs," IEEE Trans. Power Electron., vol.26, no.9, pp.2627,2636, Sept. 2011.
- [10] Forest, F; Laour, E; Meynard, T Huselstein, J-J., "Multicell interleaved flyback using intercell transformers," IEEE Trans. Power Electron., vol.22, no.5, pp.1662,1671, Sept. 2007.
- [11] Milan Ilic, Dragan Maksimovic, "Interleaved Zero-Current-Transition Buck Converter," IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 43, NO. 6, NOVEMBER/ DECEMBER 2007
- [12] Morteza Esteki, Behzad Poorali, Ehsan Adib, Hosein Farzanehfard. "Interleaved Buck Converter with Continuous Input Current, Extremely Low Output Current Ripple, Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio." 10.1109/TIE.2015. 2397881, IEEE Transactions on Industrial Electronics
- [13] Po-Wa Lee; Lee, Y. -S; Cheng, D.K.-W.; Xiu-Cheng Liu, "Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.47, no.4, pp.787,795, Aug. 2000.
- [14] Sung-Sae Lee, "Step-down converter with efficient ZVS operation with load variation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.61, no.1, pp.591, 597, Jan. 2014.
- [15] Ching-Tsai Pan; Chen-Feng Chuang; Chia-Chi Chu, "A novel transformerless interleaved high step-down conversion ratio DC-DC converter with low switch voltage stress," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.61, no.10, pp.5290,5299, Oct. 2014.
- [16] Il-Oun Lee; Shin-Young Cho; Gun-Woo Moon, "Interleaved buck converter having low switching losses and improved step-down conversion ratio," IEEE Trans. Power Electron, vol.27, no.8, pp.3664,3675, Aug. 2012



شکل (۸) شبیه سازی شکل موج های میدل معرفی شده



شکل (۹) نمودار مقایسه بهره میدل معرفی شده نسبت به میدل IBC

منابع:

- [1] Lei Jiang, Chunting Chris Mi, Siqi Li, Chengliang Yin, Jinchuan Li "An Improved Soft-Switching Buck Converter With Coupled Inductor," IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 28, NO. 11, NOVEMBER 2013.
- [2] Zhang Weiping, Xiaoqiang Zhang, Shisheng Xiao, "A Novel Soft Switch for Buck Converter" 2010 2nd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems.
- [3] Hyun-Lark Do, "Zero-Voltage-Switching Synchronous Buck Converter With a Coupled Inductor." IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 58, NO. 8, AUGUST 2011.