

آنالیز و تحلیل مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور جدید با ضریب بهره بالا

حسین اژدرفاغی بناب^۱ محمد رضا بنائی^۲ سجاد نجفی روادانق^۳

۱- دانش آموخته کارشناسی ارشد- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - تبریز- ایران

h.ajdarfaeghi@azaruniv.edu

۲- استاد- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - تبریز- ایران

m.banaei@azaruniv.edu

۳- دانشی‌ار- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - تبریز- ایران

s.najafi@azaruniv.edu

چکیده: در بعضی از کاربردهای صنایع مختلف مانند سلول‌های پیل سوختی، برای افزایش ولتاژ می‌بایست از مبدل‌های dc-dc با ضریب بهره بالا استفاده شود ولی مبدل‌های مرسوم نمی‌توانند بهره ولتاژ بالایی را با افزایش چرخه کاری داشته باشند و بازده این مبدل‌ها با مقاومت‌های معادل پارازیتی محدود می‌شود. به این دلیل در این مقاله یک مبدل dc-dc تک کلیده جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ کاهش یافته در دو سر عناصر نیمه هادی پیشنهاد می‌شود. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی از مبدل‌های مرسوم بالاتر می‌باشد. در این مبدل تنش ولتاژ کلید قدرت پائین بوده که اجازه انتخاب ماسفت با ولتاژ نامی پائین به منظور کاهش تلفات هدایتی و کلیدزنی را می‌دهد و تنش ولتاژ پائین در دو سر دیود اجازه استفاده از دیود سریع برای جلوگیری از ایجاد جریان برگشتی دیود را می‌دهد. مبدل پیشنهادی در دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته می‌تواند کار کند. در این مقاله مدهای کاری مختلف مبدل پیشنهادی، محاسبات مربوط به بهره، جریان‌های عبوری از عناصر و بازده ارائه می‌شود. برای اثبات عملکرد صحیح مبدل پیشنهادی نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD و نیز نتایج عملی ارائه می‌شود.

کلمات کلیدی: سلول‌های پیل سوختی، بهره ولتاژ، چرخه کاری، تنش ولتاژ

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۶/۰۲/۲۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۸/۰۷

نام نویسنده‌ی مسئول: محمد رضا بنائی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تبریز - کیلومتر ۳۵ جاده تبریز مراغه - دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - دانشکده فنی

و مهندسی

ورودی پائین را به خروجی‌هایی با ولتاژ بالا تبدیل کند. در این مبدل تنها یک کلید به کار رفته است و خروجی‌های مبدل ولتاژهای متفاوتی دارند و تنش ولتاژ دو سر کلید در مبدل پائین می‌باشد. در مرجع [۱۳] یک مبدل dc-dc براساس سلف القایی و دو برابر کننده ولتاژ پیشنهاد داده شده است. در این مبدل دو کلید به کار رفته است و ساختار مبدل ساده می‌باشد. از مزایای این مبدل می‌توان به قابل بازیابی بودن انرژی سلف نشستی و تنش ولتاژ پائین دو سر کلید دوم اشاره نمود و معایب این مبدل تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید اول و یکی از دیودهای بکار رفته می‌باشد. در مرجع [۱۴] یک مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور جدید با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. مبدل مذکور دارای چهار کلید بوده و بهره ولتاژ مبدل چهار برابر مبدل افزایشده مرسوم می‌باشد. تنش ولتاژ کلیدها یک‌چهارم ولتاژ خروجی و تنش ولتاژ دیودها نیز نصف ولتاژ خروجی می‌باشد. در مرجع [۱۵] یک مبدل dc-dc دوجته با ساختار ساده و با استفاده از سلف القایی با نسبت تبدیل یک پیشنهاد داده شده است. در مبدل مذکور در حالت افزایشده اولیه و ثانویه سلف القایی به صورت موازی شارژ و سری دشارژ می‌شوند و در حالت کاهشده اولیه و ثانویه سلف القایی به صورت سری شارژ و موازی دشارژ می‌شوند. در مرجع [۱۶] یک مبدل dc-dc کاهشده-افزاینده با ترکیب مبدل KY و مبدل کاهشده ارائه شده است و بیشترین بهره مبدل دو می‌باشد. در مرجع [۱۷] مبدل dc-dc ایزوله شده با ضریب بهره بالا و با استفاده از مدار اسنابر بی اتلاف برای کاربرد در سلول‌های خورشیدی پیشنهاد داده شده است. این مبدل با استفاده از مدار دو برابر کننده ولتاژ ساخته شده است و انرژی سلف نشستی با مدار اسنابر بی اتلاف قابل بازیابی می‌باشد. در این مبدل تنش ولتاژ دیود خروجی پائین می‌باشد. برای ارتقا بازده قسمتی از انرژی به سمت خروجی انتقال می‌یابد. در مرجع [۱۸] مبدل‌های بدون ترانسفورماتور پیشنهاد داده شده است. در مرجع [۱۹] مبدل کاهشده-افزاینده با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. در مرجع [۲۰] یک مبدل dc-dc با ضریب بهره بالا و با استفاده از سلف القایی پیشنهاد داده شده است. برای ایجاد بهره ولتاژ بالا دو خازن توسط سلف القایی به صورت موازی شارژ و سری دشارژ می‌شوند. انرژی سلف نشستی در این مبدل قابل بازیابی می‌باشد. تنش ولتاژ دو سر کلید پائین می‌باشد. برای افزایش بهره ولتاژ بالا انرژی سلف نشستی به خازن منتقل می‌شود و همچنین مقاومت هدایتی کلید پائین می‌باشد که موجب کاهش تلفات هدایتی می‌گردد. در مرجع [۲۱] یک مبدل dc-dc با ضریب بهره بالا و با ترکیب مبدل باک بوست و سلف القایی پیشنهاد داده شده است. این مبدل می‌تواند بهره ولتاژ بالایی را با افزایش چرخه کاری داشته باشد. از معایب مبدل می‌توان به تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید دوم و دیود خروجی می‌توان اشاره نمود. در مرجع [۲۲] یک مبدل برای کاربرد در سیستم‌های خورشیدی پیشنهاد داده شده است. در این مبدل از یک کلید برای ایزوله کردن قسمت ورودی استفاده می‌شود. ایزوله کردن مبدل برای جلوگیری از شوک

در سال‌های اخیر قیمت سوخت‌های فسیلی هم‌زمان با کاهش منابع افزایش یافته است. از معایب این نوع سوخت‌ها می‌توان به آلودگی محیط زیست اشاره نمود. این عامل موجب استفاده هر چه بیشتر از انرژی‌های تجدید پذیر گردیده است. انرژی‌های تجدید پذیر پاک بوده و به منظور جلوگیری از آلودگی محیط زیست مناسب می‌باشند. انرژی خورشیدی جزو منابع انرژی تجدید پذیر است. برای اتصال پانل‌های خورشیدی به سیستم قدرت نیاز به استفاده از مبدل‌های dc-dc است. به علت پائین بودن سطح ولتاژ سلول‌های خورشیدی باید از مبدل‌های dc-dc با ضریب بهره بالا استفاده کرد [۱،۲]. محققان مبدل‌های بهره بالای زیادی را پیشنهاد داده‌اند که شامل چندین سلف و خازن است [۳]. از لحاظ تئوری می‌توان چرخه کاری مبدل‌های ایزوله نشده را بسیار افزایش داد ولی از لحاظ عملی به دلیل تأثیرات کلیدهای قدرت، دیودهای یکسو کننده و مقاومت سری معادل خازن‌ها و سلف‌ها، بهره این مبدل‌ها محدود می‌شود. همچنین چرخه کاری بالا باعث ایجاد مشکل بازیابی معکوس دیودها و ایجاد تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. مبدل‌های کلاسیک به علت بازده پائین و تلفات بالا دارای ظرفیت پائینی می‌باشند و در کاربردهای عملی نمی‌توانند استفاده شوند. [۴،۵]. مبدل‌های ایزوله شده دیگر نیز مانند فوروارد و پوش پول می‌توانند با استفاده از ترانسفورماتور بهره بالایی را به دست آورند اما کلیدهای این مبدل‌ها نیز از ولتاژ بالا آسیب می‌بینند [۶]. برای حل این مشکل از یک مدار اسنابر و اکتیو کلمپ استفاده می‌شود که باعث افزایش قیمت مبدل می‌شود. اضافه کردن کلید و دیود در این مبدل‌ها از یک طرف باعث افزایش هزینه می‌شود اما از طرف دیگر باعث بازیابی انرژی و افزایش بازده مبدل و نیز افزایش بهره مبدل می‌شود [۷]. افزایش چرخه کاری باعث ایجاد مشکلاتی مانند جریان برگشتی دیود و تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. بنابراین باید یک مبدل با ضریب بهره بالا بکار برده شود [۸]. در سال‌های اخیر چندین روش افزایش ولتاژ ارائه شده است که شامل چندین سلف است که انرژی را ذخیره و سپس آن را به سمت خروجی مبدل می‌فرستند [۹] در مرجع [۱۰] مبدل dc-dc غیر ایزوله با ضریب بهره بالا و با استفاده از ترانسفورماتور برای کاربردهای توان پائین پیشنهاد داده شده است. در این مبدل از ترانسفورماتور برای انتقال انرژی سلف و خازن به منظور ایجاد بهره ولتاژ بالا استفاده شده است. تنش ولتاژ دو سر کلید در این مبدل مستقل از ورودی بوده و مقداری ثابتی می‌باشد. در مرجع [۱۱] مبدل dc-dc غیر ایزوله با استفاده از سلف القایی و ترکیب با دو برابر کننده ولتاژ و بلوک‌های دیود-خازنی پیشنهاد داده شده است. در این مبدل با استفاده از مدار کلمپ در اولیه مبدل تنش ولتاژ کلید پائین نگه داشته می‌شود و انرژی سلف نشستی در مبدل قابل بازیابی می‌باشد. در مرجع [۱۲] یک مبدل dc-dc تک ورودی چند خروجی با ضریب افزایشده بالا پیشنهاد داده شده است. مبدل مذکور قادر است ولتاژ

الکتريکی می باشد. مبدل می تواند با چرخه کاری پائین نسبت بهره ولتاژ بالایی را به دست آورد و نیز انرژی سلف نشستی قابل بازیابی می باشد. این مبدل از اتصال دوجفت دیود، خازن و سلف تشکیل شده است. در مرجع [۲۳] یک مبدل dc-dc براساس سلف القایی و دو برابر کننده ولتاژ پیشنهاد داده شده است. در این مبدل دو کلید به کار رفته است و ساختار مبدل ساده می باشد. از مزایای این مبدل می توان به قابل بازیابی بودن انرژی سلف نشستی و تنش ولتاژ پائین دو سر کلید دوم اشاره نمود و معایب این مبدل تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید اول و یکی از دیودهای بکار رفته می باشد. در مرجع [۲۴] یک مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور جدید با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. مبدل مذکور دارای چهار کلید بوده و بهره ولتاژ مبدل چهار برابر مبدل افزایشده مرسوم می باشد. تنش ولتاژ کلیدها یک چهارم ولتاژ خروجی و تنش ولتاژ دیودها نیز نصف ولتاژ خروجی می باشد که موجب بهبود بازده و جلوگیری از ایجاد تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید فعال می گردد. در مراجع [۲۵-۲۶] مبدل های کاهنده-افزاینده بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا ارائه شده است. در این مبدل ها تنها یک کلید به کار رفته است. در مرجع [۲۷] یک مبدل غیر متقارن با استفاده از مبدل های فرورارد و فلالی یک که دارای بهره ولتاژ بالا و توان بالایی نیز می باشند ارائه شده است. برای حل مشکل چرخه کاری در مبدل غیر متقارن نیم پل از یک چند برابر کننده ولتاژ استفاده می شود. این مبدل می تواند به صورت نرم کلید زنی شود. در این مبدل تنش ولتاژ و جریان دو سر کلید پائین است. از معایب این مدار استفاده از دو کلید می باشد که موجب افزایش تلفات می گردد. در مرجع [۲۸] یک مبدل سری رزونانسی ایزوله شده با قابلیت کلیدزنی تحت جریان و ولتاژ صفر ارائه شده است. مبدل شامل دو کلید و یک خازن کلمپ در اولیه ترانسفورماتور ایزوله است. طرف ثانویه ترانسفورماتور به بار متصل شده است. استفاده از دو کلید موجب کاهش بازده مبدل می شود. در مرجع [۲۹] یک مبدل dc-dc غیر ایزوله چندفازه با بهره ولتاژ پائین ارائه شده است. از مزایای مبدل می توان به بهره ولتاژ بسیار پائین، تنش ولتاژ و جریان پائین کلید و ریپل جریان ورودی پائین اشاره نمود. روش چندفازه کردن مبدل برای کاهش تنش جریان و ریپل جریان خروجی به کار می رود. خازن های سری برای بهبود نسبت تبدیل کاهندگی مبدل و کاهش تنش ولتاژ کلیدها به کار می رود. تلفات هدایتی مبدل به دلیل استفاده از کلید با ولتاژ نامی پائین کم است. سلف های القایی برای کاهش بهره ولتاژ به کار می روند. از معایب این مبدل تعداد بالای کلیدهای به کار رفته است. در مرجع [۳۰] یک مبدل غیر ایزوله دوجهته ارائه شده است. مبدل براساس مبدل نیم پل ساخته شده است. قسمت ثانویه سلف القایی برای ایجاد بهره ولتاژ بالا و تنش ولتاژ پائین به صورت سری قرار می گیرد. بنابراین نسبت تبدیل کاهش یافته دو سلف القایی و ولتاژ نامی پائین برای مبدل ایجاد می شود. کلیدهای مبدل دارای کلید زنی نرم هستند. در مرجع [۳۱] مبدل بدون ترانسفورماتور غیر ایزوله با بهره ولتاژ بسیار پائین و بازده

بالا ارائه شده است. مبدل در مقایسه با مبدل مرسوم کاهنده چند فازه بهره ولتاژ پائین و تنش ولتاژ پائین تری دارد که موجب بهبود بازده می شود. مبدل می تواند جریان بالایی را با استفاده از مبدل دو فاز اینترلیو شده بدهد. مبدل از دو خازن برای کار در ناحیه کلید زنی نرم استفاده می کند. بهره ولتاژ مبدل یک سوم مبدل کاهنده مرسوم است. از معایب این مبدل استفاده از چندین کلید می باشد که موجب کاهش بازده می گردد. در مرجع [۳۲] یک مبدل چند کلیده غیرایزوله دو طرفه ارائه شده است. کلیدهای این مبدل می توانند به صورت نرم کلیدزنی شوند. در مرجع [۳۳] یک مبدل رزونانسی با بهره ولتاژ بالا ارائه شده است. مبدل از رزونانس برای کاهش تلفات کلیدزنی استفاده می کند. در مرجع [۳۴] یک مبدل دو طرفه غیرایزوله ارائه شده است. این مبدل قابلیت کلیدزنی نرم را دارد و همچنین دارای ریپل جریان ورودی صفر است. در مرجع [۳۵] یک مبدل افزایشده ارائه شده است. این مبدل می تواند به صورت نرم کلیدزنی شود. مبدل دارای یک شبکه رزونانس است که در آن از یک سلف و خازن استفاده شده است. در این مقاله یک مبدل dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید فعال پیشنهاد داده شده است. ضریب بهره مبدل بالاتر از مبدل های افزایشده مرسوم و کاهنده-افزاینده می باشد. استفاده از یک کلید در مبدل پیشنهادی باعث سادگی کنترل مبدل می گردد و موجب کاهش تلفات هدایتی می گردد. این مبدل تنش ولتاژ پائینی در دو سر کلید و دیودها دارد که موجب کاهش تلفات و افزایش بازده می گردد. این مبدل به دلیل وجود سلف در انتهای آن ریپل ولتاژ خروجی پائین دارد.

۲- مبدل پیشنهادی

مدار قدرت مبدل پیشنهادی در شکل ۱-الف نشان داده شده است. این مبدل از کلید S ، سه سلف L_1 ، L_2 و L_3 چهار خازن C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 ، سه دیود D_1 ، D_2 و D_3 و خازن خروجی C_o تشکیل شده است. مبدل در رژیم هدایت پیوسته دارای دو مد کاری می باشد که به ترتیب شرح داده می شود.

۲-۱- مد کاری اول

در این مد کاری کلید S روشن می شود. دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 خاموش می باشند. مدار معادل مبدل در این مد کاری در شکل ۱-ب نشان داده شده است. در این مد کاری سلف های L_1 ، L_2 و L_3 به صورت خطی شارژ می شوند. خازن C_2 انرژی خود را روی خازن C_1 تخلیه می کند و خازن های C_3 و C_4 در این مد کاری دشارژ می شوند. روابط این مد کاری با برقراری KVL در مدار شکل ۱-ب به صورت زیر به دست می آیند:

V_{C3} ولتاژ دو سر خازن C_3 و V_{C4} ولتاژ دو سر خازن C_4 می‌باشد.

۲-۲- مد کاری دوم

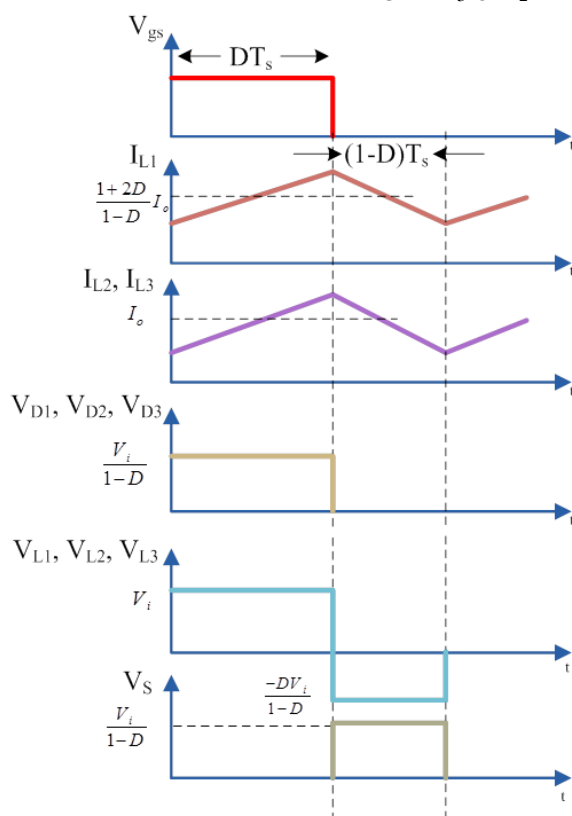
مدار معادل این مد کاری در شکل ۱-ج نشان داده شده است. در این مد کاری کلید S خاموش می‌شود. دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 روشن می‌باشند. خازن‌های C_2 ، C_3 و C_4 توسط سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 شارژ می‌شوند و خازن C_1 نیز که در مد کاری اول در حال شارژ شدن بود در این مد کاری دشارژ می‌شود. با اعمال KVL در مدار شکل ۱-ج خواهیم داشت:

$$V_{L1} = -V_{C2} = V_i - V_{C4} \quad (۴)$$

$$V_{L2} = -V_{C1} = -V_{C3} \quad (۵)$$

$$V_{L3} = V_{C4} + V_{C1} - V_o \quad (۶)$$

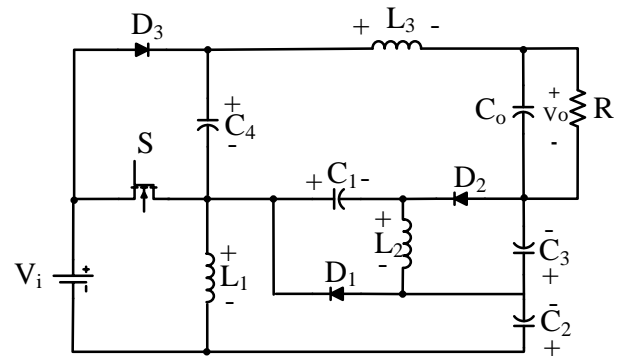
شکل‌موج‌های کلیدی مربوط به مبدل پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. در این شکل‌موج‌ها میانگین جریان عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 نشان داده شده است.



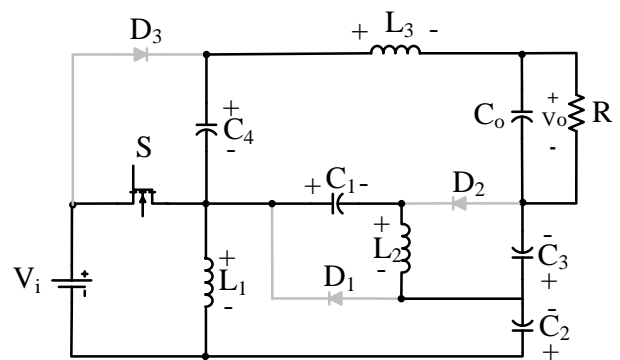
شکل (۲): شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی

۲-۳- محاسبه ضریب بهره در رژیم هدایت پیوسته

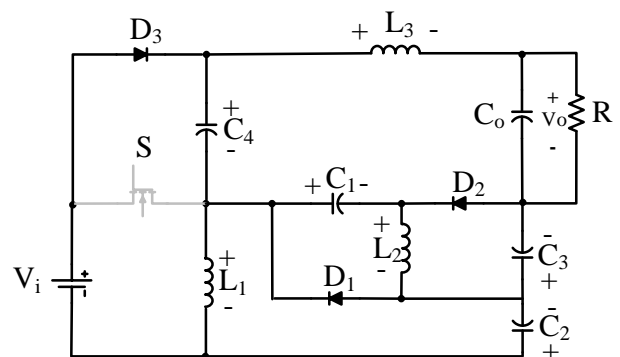
چرخه کاری (D) برای مبدل پیشنهادی به صورت زیر تعریف می‌شود:



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱): (الف) مدار قدرت مبدل پیشنهادی؛ (ب) مد کاری اول؛ (ج) مد کاری دوم

(۱)

$$V_{L1} = V_i$$

$$V_{L2} = V_{C2} - V_{C1} + V_i \quad (۲)$$

$$V_{L3} = V_{C2} + V_{C4} + V_{C3} + V_i - V_o \quad (۳)$$

در روابط فوق، V_o ولتاژ خروجی، V_i ولتاژ ورودی، V_{L1} ولتاژ دو سر سلف L_1 ، V_{L2} ولتاژ دو سر سلف L_2 ، V_{L3} ولتاژ دو سر سلف L_3 ، V_{C1} ولتاژ دو سر خازن C_1 ، V_{C2} ولتاژ دو سر خازن C_2 ، V_{C3} ولتاژ دو سر خازن C_3 و V_{C4} ولتاژ دو سر خازن C_4 می‌باشد.

شکل (۳): منحنی بهره ولتاژ مبدل های dc-dc به ازای مقادیر مختلف از چرخه کاری

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (7)$$

در رابطه فوق T_{on} مدت زمان روشن بودن کلید S و T_s کل زمان کلیدزنی می باشد.

طبق قانون تعادل ولتاژ در حالت دائمی متوسط ولتاژ دو سر یک سلف در یک دوره تناوب برابر صفر است. با اعمال این قانون برای سلف های L_1 ، L_2 و L_3 و با توجه به روابط (۱)-(۶) خواهیم داشت:

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} V_i dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{C2}) dt \right) = 0 \quad (8)$$

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} (V_{C2} - V_{C1} + V_i) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (-V_{C3}) dt \right) = 0 \quad (9)$$

$$\frac{1}{T_s} \left(\int_0^{DT_s} (V_{C2} + V_{C4} + V_{C3} + V_i - V_o) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_{C4} + V_{C1} - V_o) dt \right) = 0 \quad (10)$$

از رابطه فوق و روابط ۱-۶ ولتاژ دو سر خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 به صورت زیر به دست می آید:

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (11)$$

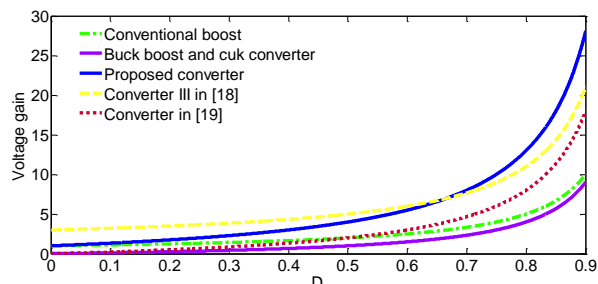
$$V_{C3} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (12)$$

$$V_{C4} = \frac{V_i}{1-D} \quad (13)$$

با توجه به روابط (۱۱) تا (۱۳) ضریب بهره مبدل در رژیم هدایت پیوسته (M_{CCM}) از رابطه زیر به دست می آید:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1+2D}{1-D} \quad (14)$$

منحنی بهره ولتاژ حاصل از مبدل های افزایشنده مرسوم، کاهنده-افزاینده، cuk، مبدل شماره سوم مرجع [۱۸]، مبدل مرجع [۱۹] و مبدل پیشنهادی به ازای چرخه کاری مختلف در شکل ۳ نشان داده شده است. مقایسه نمودار بهره ولتاژ نشان می دهد که بیشترین مقدار بهره ولتاژ در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.



۴-۲- محاسبه جریان های عبوری از عناصر مبدل

جریان عبوری از خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 ($I_{C1,on}$ ، $I_{C2,on}$ ، $I_{C3,on}$ و $I_{C4,on}$) و سلف های L_2 و L_3 (I_{L2} و I_{L3}) در مد کاری اول با توجه به شکل ۱-ج برابر است با:

$$-I_{L3} = I_{C3,on} = I_{C4,on} = -I_o \quad (15)$$

$$I_{L2} = I_{C1,on} \quad (16)$$

$$I_{C3,on} = I_{L2} + I_{C2,on} \quad (17)$$

با توجه به شکل ۱-ج جریان عبوری از خازن C_1 در مد کاری دوم از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{C1,off} = I_{L2} - (I_{L3} + I_{C3,off}) \quad (18)$$

در رابطه فوق، $I_{C3,off}$ جریان عبوری از خازن C_3 در مد کاری دوم است.

طبق قانون تعادل جریان در حالت دائمی متوسط جریان عبوری از یک خازن در یک دوره تناوب برابر صفر است. با اعمال این قانون برای خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 خواهیم داشت:

$$\int_0^{DT} I_{C1,2,3,4,on} dt + \int_{DT}^T I_{C1,2,3,4,off} dt = 0 \quad (19)$$

جریان عبوری از خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 ($I_{C1,on}$ ، $I_{C2,on}$ ، $I_{C3,on}$ و $I_{C4,on}$) و سلف های L_2 و L_3 (I_{L2} و I_{L3}) در مد کاری اول با توجه به شکل ۱-ب برابر است با:

$$-I_{L3} = I_{C3,on} = I_{C4,on} = -I_o \quad (20)$$

$$I_{L2} = I_{C1,on} = I_o \quad (21)$$

$$I_{C2,on} = -2I_o \quad (22)$$

جریان عبوری از سلف L_1 (I_{L1}) با توجه به شکل ۱-ج از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{L1} = I_{C2,off} + I_{C4,off} + I_o = \frac{1+2D}{1-D} I_o \quad (23)$$

جریان های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 (I_{D1} ، I_{D2} و I_{D3}) از روابط زیر قابل محاسبه هستند:

$$I_{D1} = I_{L2} - I_{C3,off} + I_{C2,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (24)$$

$$I_{D2} = I_{C3,off} + I_o = \frac{I_o}{1-D} \quad (25)$$

$$I_{D3} = I_{L3} + I_{C4,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (26)$$

در روابط فوق، $I_{C4,off}$ جریان‌های عبوری از خازن C_4 در مد کاری دوم می‌باشد

جریان عبوری از کلید S (I_S) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_S = I_{L1} + I_{C1,on} - I_{C4,on} = \frac{3}{1-D} I_o \quad (27)$$

۲-۵- رژیم هدایت ناپیوسته

مدهای کاری اول و دوم رژیم هدایت ناپیوسته، مدهای کاری اول و دوم رژیم هدایت پیوسته می‌باشند. در مد کاری سوم رژیم هدایت ناپیوسته کلید و دیودها خاموش می‌شوند. مدار معادل مد کاری سوم در شکل ۴ نشان داده شده است. در این مد کاری جریان عبوری از سلف‌ها به مقدار ثابتی می‌رسد. و جریان عبوری از دیودها نیز به مقدار صفر می‌رسد.

با توجه به روابط فوق می‌توان نوشت:

$$I_{D1} + I_{D2} + I_{D3} = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \quad (28)$$

متوسط جریان عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 ($I_{D1,av}$) عبارت دیگر: در حالت پایدار برابر جریان خروجی می‌باشد به

$$I_{D1,av} = I_{D2,av} = I_{D3,av} = \frac{V_o}{R} \quad (29)$$

با اعمال قانون تعادل ولتاژ برای سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 چرخه کاری در مد کاری دوم رژیم هدایت ناپیوسته (D_{m2}) از معادله زیر به دست می‌آید:

$$D_{m2} = \frac{3DV_i}{V_o - V_i} \quad (30)$$

در رابطه فوق M_{DCM} بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته می‌باشد. با توجه به شکل ۴ می‌توان نوشت:

$$I_{D1,av} + I_{D2,av} + I_{D3,av} = \frac{1}{2} \times D_{m2} \times I_{D-PK} \quad (31)$$

در رابطه فوق مجموع پیک جریان دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 (I_{D-PK}) برابر می‌باشد با:

$$I_{D-PK} = I_{D1-pk} + I_{D2-pk} + I_{D3-pk} = \frac{V_i DT_s}{L_e} \quad (32)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

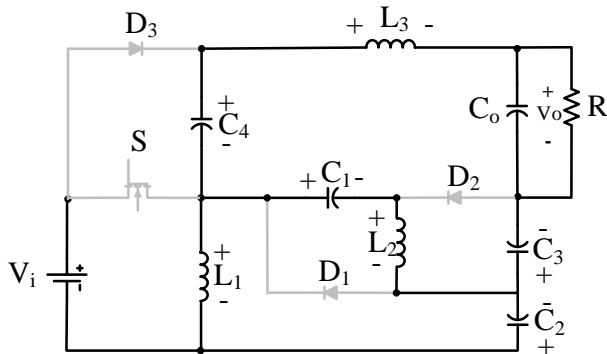
$$\frac{1}{L_e} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \quad (33)$$

بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته با توجه به روابط (۲۹)-(۳۷) برابر می‌باشد با:

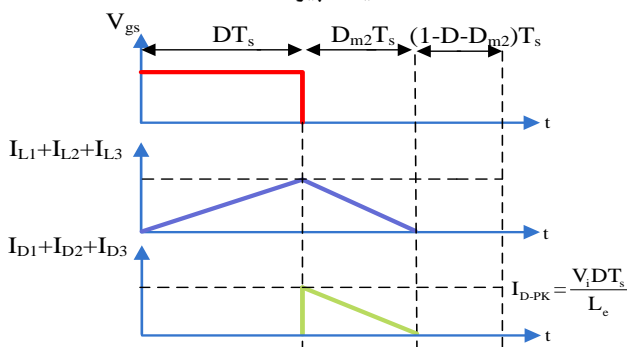
$$M_{DCM} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{\tau L}}}{2} \quad (34)$$

در رابطه فوق τ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\tau = \frac{2L_e}{RT_s} \quad (35)$$



شکل (۴): مدار معادل مبدل پیشنهادی در مد کاری سوم در رژیم هدایت ناپیوسته



شکل (۵): شکل موج مبدل پیشنهادی در رژیم هدایت ناپیوسته

۲-۶- رژیم هدایت مرزی

در این رژیم هدایت بهره ولتاژ رژیم هدایت پیوسته برابر بهره رژیم هدایت ناپیوسته است. با برقراری این شرط ثابت زمانی نرمالیزه از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\tau_b = \frac{D(1-D)^2}{3(2D+1)} \quad (36)$$

در رابطه فوق τ_b ثابت زمانی نرمالیزه است.

با توجه به رابطه فوق اگر τ بزرگ‌تر از τ_b باشد مبدل در رژیم هدایت پیوسته کار خواهد کرد.

منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل پیشنهادی به ازای چرخه کاری مختلف در شکل ۶ نشان داده شده است.

مقلیسه منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل پیشنهادی مبدل شماره سوم مرجع [۱۸]، مبدل مرجع [۱۹] و مبدل

در رابطه فوق C_S خازن خروجی کلید S و ولتاژ دو سر کلید S در زمان خاموش بودن آن می‌باشد.

با توجه به روابط (۳۷) و (۳۸) تلفات کل کلید از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Switch} = P_{rDS} + \frac{P_{Sw}}{2} \quad (39)$$

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_1 $((P_{RF})_{D1})$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$(P_{RF})_{D1} = R_{F1} I_{D1,ms}^2 = R_{F1} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (40)$$

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_2 $((P_{RF})_{D2})$ به این صورت محاسبه می‌شود:

$$(P_{RF})_{D2} = R_{F2} I_{D2,ms}^2 = R_{F2} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (41)$$

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_3 $((P_{RF})_{D3})$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$(P_{RF})_{D3} = R_{F3} I_{D3,ms}^2 = R_{F3} \frac{1}{1-D} I_o^2 \quad (42)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_1 $((P_{VF})_{D1})$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$(P_{VF})_{D1} = V_{F1} I_{D1,av} = V_{F1} I_o \quad (43)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_2 $((P_{VF})_{D2})$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$(P_{VF})_{D2} = V_{F2} I_{D2,av} = V_{F2} I_o \quad (44)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_3 $((P_{VF})_{D3})$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$(P_{VF})_{D3} = V_{F3} I_{D3,av} = V_{F3} I_o \quad (45)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_1 (P_{RC1}) برابر است با:

$$P_{RC1} = r_{C1} I_{C1,ms}^2 = r_{C1} \frac{D}{(1-D)} I_o^2 \quad (46)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_2 (P_{RC2}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{RC2} = r_{C2} I_{C2,ms}^2 = r_{C2} \frac{4D}{1-D} I_o^2 \quad (47)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_3 (P_{RC3}) برابر است با:

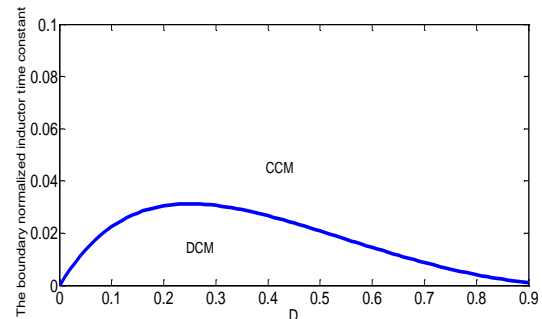
$$P_{RC3} = r_{C3} I_{C3,ms}^2 = r_{C3} \frac{D}{1-D} I_o^2 \quad (48)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_4 (P_{RC4}) به صورت زیر است:

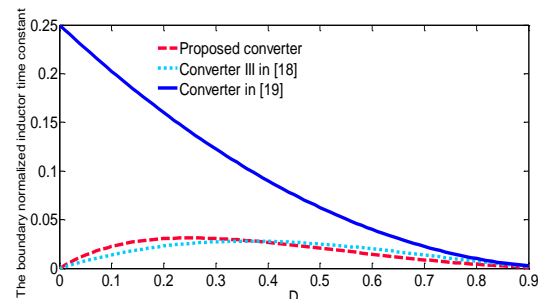
$$P_{RC4} = r_{C4} I_{c4,ms}^2 = r_{C4} \frac{D}{1-D} I_o^2 \quad (49)$$

پیشنهادی به ازای چرخه کاری مختلف در شکل ۷ نشان داده شده است.

مقایسه نمودارهای ثابت زمانی نرمالیزه نشان می‌دهد که مبدل پیشنهادی در ناحیه وسیعی در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کند.



شکل (۶): منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل پیشنهادی



شکل (۷): منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل های dc-dc

۷-۲- محاسبه بازده مبدل

بازده مبدل با محاسبه تلفات عناصر مبدل به دست می‌آید. تلفات المان‌ها با در نظر گرفتن مقاومت‌های پارازیتی محاسبه می‌گردد. r_{DS} مقاومت هدایتی کلید S می‌باشد. R_{F1} , R_{F2} و R_{F3} مقاومت حالت روشن دیودها، V_{F1} , V_{F2} و V_{F3} ولتاژ آستانه دیودها، r_{C1} , r_{C2} , r_{C3} و r_{C4} مقاومت‌های سری معادل خازن‌ها، R_{L1} و R_{L2} و R_{L3} مقاومت سری معادل سلف L_1 , L_2 و L_3 مقاومت سری معادل خازن خروجی می‌باشد. تلفات هدایتی با محاسبه مقدار موثر جریان عبوری از کلید به دست می‌آید.

تلفات هدایتی کلید S (P_{rDS}) برابر است با:

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{S,ms}^2 = r_{DS} \frac{9D}{(1-D)^2} I_o^2 \quad (37)$$

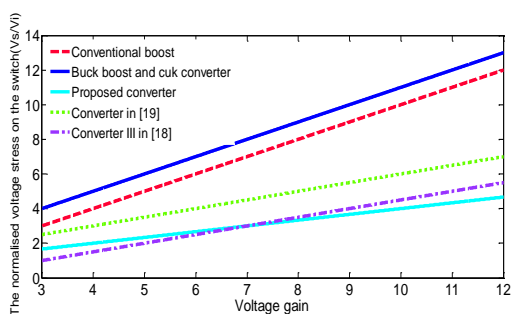
تلفات کلیدزنی کلید S از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Sw} = f_s C_S V_S^2 = f_s C_S \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (38)$$

تنش ولتاژ دو سر کلید S از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_S = \frac{V_i}{1-D} \quad (60)$$

در رابطه فوق V_S تنش ولتاژ دو سر کلید S می‌باشد با توجه به رابطه فوق تنش ولتاژ دو سر کلید S کمتر از ولتاژ خروجی مبدل می‌باشد و تلفات هدایتی کلید پائین می‌باشد. منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید حاصل از مبدل‌های افزایشنده مرسوم، کاهنده-افزاینده، cuk، مبدل شماره سوم مرجع [۱۸]، مبدل مرجع [۱۹] و مبدل پیشنهادی به ازای بهره ولتاژ مختلف در شکل ۸ نشان داده شده است. مقایسه نمودار تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید نشان می‌دهد که کمترین مقدار تنش ولتاژ در دو سر کلید در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.



شکل (۸): منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید مبدل‌های dc-dc به ازای بهره ولتاژ مختلف

۲-۸- محاسبه ریپل ولتاژ خازن‌ها

مطابق شکل ۹ اندازه ریپل ولتاژ خازن C_1 با ΔV_{C1} نشان داده شده است. $\Delta V_{C1,ESR}$ برابر اندازه ریپل ولتاژ خازن C_1 که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن C_1 ایجاد شده است. $\Delta V_{C1,cap}$ برابر اندازه ریپل ولتاژ خازن C_1 که بر اساس شارژ و دشارژ خازن C_1 ایجاد شده است. اندازه ریپل ولتاژ خازن C_1 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1,ESR} + \Delta V_{C1,cap} \quad (61)$$

$\Delta V_{C1,ESR}$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C1,ESR} = ESR_{C1} \Delta I_{C1} \approx ESR_{C1} (I_{C1,on} - I_{C1,off}) = \frac{ESR_{C1} I_o}{(1-D)} \quad (62)$$

در رابطه فوق ESR_{C1} به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_{C1} = \frac{\tan \delta_{C1}}{2\pi f_s} \quad (63)$$

در رابطه فوق $\tan \delta_{C1}$ ضریب تلفات خازن C_1 است.

$\Delta V_{C1,cap}$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C1,cap} = \frac{I_{C1,on} DT_s}{C_1} = \frac{DT_s V_o}{RC_1} \quad (64)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن خروجی C_o (P_{RCo}) برابر می‌باشد با:

$$P_{RCo} = r_{Co} I_{co,ms}^2 = r_{Co} \frac{D^2(1-D)^2 R I_o^2}{12(1+2D)^2 L_3^2 f_s^2} \quad (50)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_1 (P_{rL1}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{rL1} = R_{L1} \left(\frac{1+2D}{1-D} \right)^2 I_o^2 \quad (51)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_2 (P_{rL2}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{rL2} = R_{L2} I_{L2,ms}^2 = R_{L2} I_o^2 \quad (52)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_3 (P_{rL3}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{rL3} = R_{L3} I_{L3,ms}^2 = R_{L3} I_o^2 \quad (53)$$

تلفات کل مبدل (P_{loss}) برابر مجموع تلفات عناصر مبدل می‌باشد به عبارت دیگر:

$$P_{loss} = P_{rDS} + \sum_{u=1}^3 (P_{RF})_{Du} + \quad (54)$$

$$\sum_{u=1}^3 (P_{VF})_{Du} + \sum_{u=1}^4 P_{RCu} + P_{rL1} + P_{rL2} + P_{rL3} + P_{RCo}$$

بازده مبدل (η) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}} \quad (55)$$

بازده مبدل با توجه به روابط فوق به صورت زیر است:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\pi}{R(1-D)^2} + \frac{r_{Co} D^2 (1-D)^2 R}{12(1+2D)^2 L_3^2 f_s^2} + \frac{f_s C_s V_i^2}{2(1-D)^2 R I_o^2}} \quad (56)$$

π از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\pi = 9Dr_{DS} + (1-D)(R_{F1} + R_{F2} + R_{F3}) + \frac{(1-D)^2}{I_o} (V_{F1} + V_{F2} + V_{F3}) + 4D(1-D)r_{c2} + D(1-D)(r_{c1} + r_{c3} + r_{c4}) + R_{L1}(1+2D)^2 + (1-D)^2(R_{L2} + R_{L3}) \quad (57)$$

بهره ولتاژ مبدل با در نظر گرفتن مقاومت‌های پارازیتی از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$M_R = \frac{M_{CCM}}{1 + \frac{\pi}{R(1-D)^2} + \frac{r_{Co} D^2 (1-D)^2 R}{12(1+2D)^2 L_3^2 f_s^2} + \frac{f_s C_s V_i^2}{2(1-D)^2 R I_o^2}} \quad (58)$$

تنش ولتاژ دوسر دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 (V_{D1} ، V_{D2} و V_{D3}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = \frac{V_i}{1-D} \quad (59)$$

۲-۹- محاسبه کمترین مقدار اندازه عناصر

کمترین مقدار اندازه سلفها برای کارکرد در ناحیه رژیم هدایت پیوسته از رابطه زیر حاصل می شود:

$$I_L \geq \frac{\Delta I_L}{2} \quad (۶۷)$$

با توجه به رابطه فوق روابط به صورت زیر بدست می آید:

$$L_1 \geq \frac{V_o D(1-D)^2}{2(1+2D)^2 I_o f_s} = \frac{130 \times 0.65 \times (1-0.65)^2}{2 \times (1+2 \times 0.65)^2 \times 3 \times 50000} = 4.9 \mu H \quad (۶۸)$$

$$L_{2,3} \geq \frac{V_o D(1-D)}{2(1+2D) I_o f_s} = \frac{130 \times 0.65 \times (1-0.65)}{2 \times (1+2 \times 0.65) \times 3 \times 50000} = 42 \mu H \quad (۶۹)$$

کمترین مقدار اندازه خازن ها با در نظر گرفتن ریبیل ولتاژ خروجی به اندازه یک صدم ولتاژ خروجی برابر است با:

$$C_{1,3,4} \geq \frac{DT_s V_o}{R \Delta V_{C_{1,3,4}}} = \frac{DI_o}{0.01 \times V_o \times f_s} = \frac{0.65 \times 3}{0.01 \times 130 \times 50000} = 30 \mu F \quad (۷۰)$$

$$C_2 \geq \frac{2DT_s V_o}{R \Delta V_{C_2}} = \frac{2DI_o}{0.01 \times V_o \times f_s} = \frac{2 \times 0.65 \times 3}{0.01 \times 130 \times 50000} = 60 \mu F \quad (۷۱)$$

مقایسه بین مبدل پیشنهادی و مبدل شماره دوم و سوم مرجع [۱۸] و مبدل مرجع [۱۹] در جدول ۱ نشان داده شده است. اگرچه تعداد المان های سایر مبدل ها کمتر از مبدل پیشنهادی می باشد ولی مبدل پیشنهادی تنش ولتاژ پائین و بهره ولتاژ بالاتری نسبت به سایر مبدل ها دارد.

جدول (۱): مقایسه بین مبدل های dc-dc

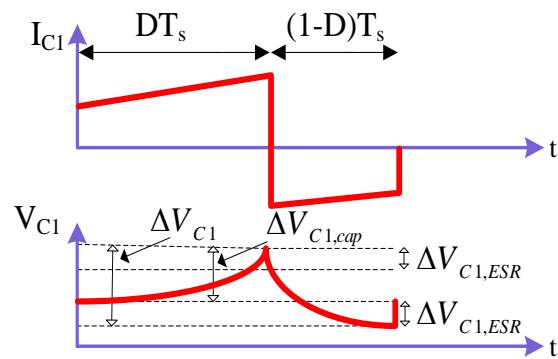
	مبدل مرجع [۱۹]	مبدل شماره سوم مرجع [۱۸]	مبدل شماره دوم مرجع [۱۸]	مبدل پیشنهادی
تعداد کلیدها	2	2	2	1
تعداد دیودها	2	3	2	4
تعداد خازن ها	2	3	2	5
تعداد سلفها	2	2	2	2
تعداد کل عناصر	8	10	8	12

مشابه رابطه فوق اندازه ریبیل ولتاژ خازن های C_2 ، C_3 و C_4 از رابطه زیر بدست می آید:

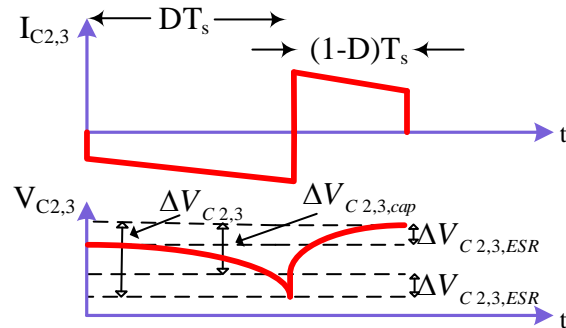
$$\Delta V_{C_{1,3,4}} = \Delta V_{C_{1,3,4,ESR}} + \Delta V_{C_{1,3,4,cap}} = \frac{ESR_{C_{1,3,4}} I_o}{(1-D)} + \frac{DT_s V_o}{RC_{1,3,4}} \quad (۶۵)$$

$$\Delta V_{C_2} = \Delta V_{C_{2,ESR}} + \Delta V_{C_{2,cap}} = \frac{2ESR_{C_2} I_o}{(1-D)} + \frac{2DT_s V_o}{RC_2} \quad (۶۶)$$

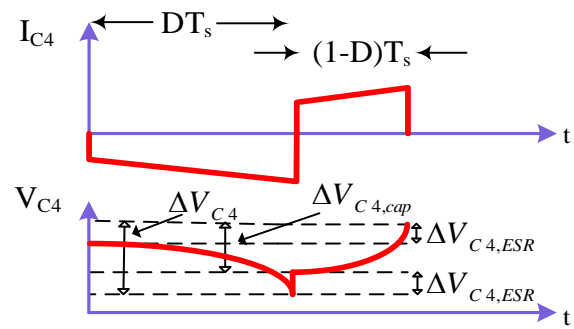
ریبیل ولتاژ و جریان خازن های C_2 ، C_3 و C_4 در شکل های ۱۰-۱۱ نشان داده شده است



شکل (۹): شکل موج های جریان و ولتاژ خازن C_1



شکل (۱۰): شکل موج های جریان و ولتاژ خازن C_2 و C_3



شکل (۱۱): شکل موج های جریان و ولتاژ خازن C_4

مراجع در شکل ۲۴ نشان داده شده است. با توجه به شکل راندمان مبدل پیشنهادی از مبدل‌های دیگر بیشتر است.

۴- نتایج عملی

برای تایید کارکرد مبدل پیشنهادی نتایج عملی ارائه شده است. با توجه جدول ۲ و رابطه (۱۴) سطح ولتاژ خروجی برابر ۱۱۰ ولت می‌باشد. شکل موج ولتاژ خروجی V_o در شکل ۲۵ نشان داده شده است. جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل‌های ۲۶، ۲۷ و ۲۸ نشان داده شده است. با توجه به روابط (۲۰)، (۲۱) و (۲۳) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 به ترتیب برابر ۱۲، ۲/۲ و ۲/۲ آمپر می‌باشد. شکل ۲۹ شکل موج ولتاژ دو سر دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 نشان می‌دهد. ولتاژ دو سر کلید در شکل ۳۰ نشان داده شده است. شکل موج جریان عبوری از کلید در شکل ۳۱ نشان داده شده است. با توجه به رابطه (۲۷) جریان عبوری از کلید برابر ۱۶/۵ آمپر است. ولتاژ دو سر سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل ۳۲ نشان داده شده است. با توجه به شکل مقدار ولتاژ سلف‌ها در مد کاری اول برابر ۲۰ ولت است و در مد کاری دوم برابر ۳۰- ولت است. شکل ۳۳ مقایسه بازده اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی در حالت‌های تئوری و عملی را نشان می‌دهد. با توجه به شکل بازده تئوری مبدل بیش‌تر از حالت عملی می‌باشد.

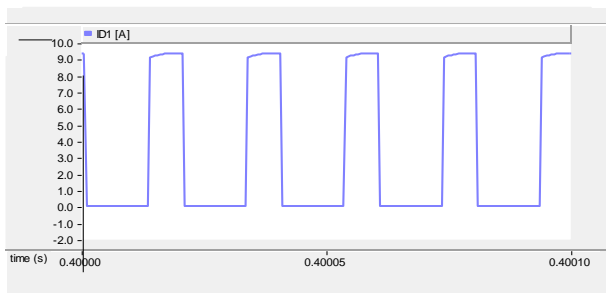
جدول (۲): مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی و عملی

مقدار	متغیر
۵۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۲۰ ولت	ولتاژ منبع ورودی
۶۵ درصد	چرخه کاری (شبیه‌سازی)
۶۰ درصد	چرخه کاری (عملی)
۰/۰۲ اهم	مقاومت هدایتی کلید
۴۲۰ وات	توان خروجی (شبیه‌سازی)
۲۴۰ وات	توان خروجی (عملی)
۱۰۰ میکرو فاراد	خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4
۱۰ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4
۴۷۰ میکرو فاراد	خازن خروجی C_o
۱۲ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن C_o
۱۸۰ میکرو هانری	سلف L_1
۲۰۰ میکرو هانری	سلف‌های L_2 و L_3

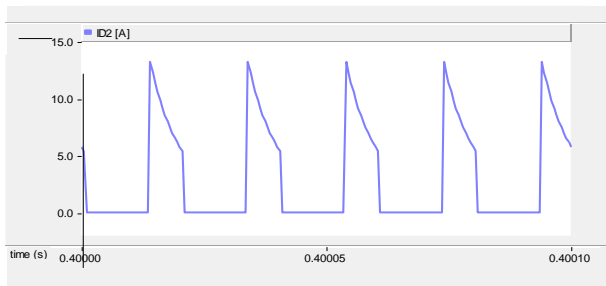
تنش ولتاژ کلید	$\frac{V_o + 2V_i}{3V_i}$	$\frac{V_o}{2V_i}$	$\frac{V_o - V_i}{2V_i}$	$\frac{V_o}{V_i}$
بهره ولتاژ	$\frac{1+2D}{1-D}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{3-D}{1-D}$	$\frac{2D}{1-D}$
$V_{Diode(Max)}/V_o$	$\frac{1}{1+2D}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3-D}$	1
جریان ورودی	گسسته	گسسته	گسسته	گسسته
ولتاژ خروجی	مثبت	مثبت	مثبت	مثبت

۳- نتایج شبیه‌سازی

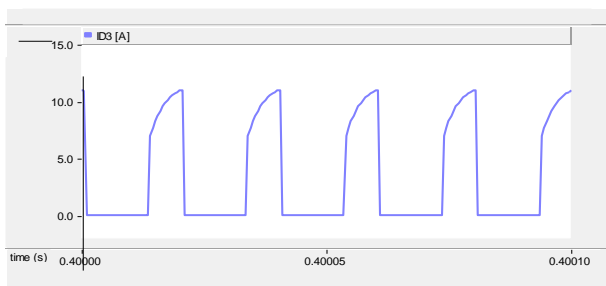
برای بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD ارائه شده است. مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در جدول ۲ نشان داده شده است. با توجه به جدول ۲ و رابطه (۱۴) سطح ولتاژ خروجی برابر ۱۳۰ ولت می‌باشد. شکل موج ولتاژ خروجی V_o در شکل ۱۲ نشان داده شده است. جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل‌های ۱۳، ۱۴ و ۱۵ نشان داده شده است. با توجه به شکل موج‌های مفروض سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 مبدل در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کند و با توجه به روابط (۲۰)، (۲۱) و (۲۳) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 به ترتیب برابر ۲۱، ۳ و ۳ آمپر می‌باشد که این مقادیر تاییدکننده نتایج شبیه‌سازی می‌باشد. در شکل‌های ۱۶، ۱۷ و ۱۸ شکل موج جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 نشان داده شده است که با توجه به شکل‌های مفروض دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 در مد کاری دوم روشن می‌باشند. با توجه به روابط (۲۴)، (۲۵) و (۲۶) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 برابر ۹ آمپر می‌باشد که با نتایج شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد در شکل‌های ۱۹، ۲۰، ۲۱ و ۲۲ جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 نشان داده شده است. با توجه به روابط (۲۰)، (۲۱) و (۲۲) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 در مد کاری اول به ترتیب ۳، ۶، ۳ و ۳- می‌باشد که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 در مد کاری دوم به ترتیب ۶-، ۱۲، ۶ و ۶ آمپر می‌باشد که این مقادیر تایید کننده نتایج شبیه‌سازی هستند. شکل ۲۳ جریان عبوری از کلید S را نشان می‌دهد. راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی و مبدل سایر



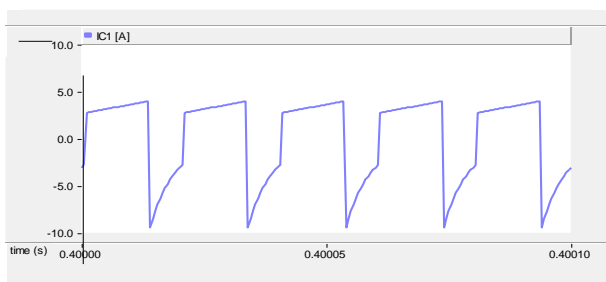
شکل (۱۶): جریان عبوری از دیود D_1



شکل (۱۷): جریان عبوری از دیود D_2

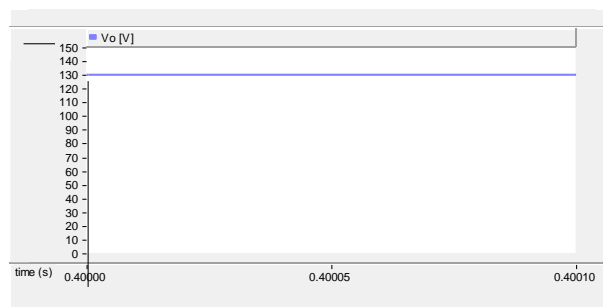


شکل (۱۸): جریان عبوری از دیود D_3

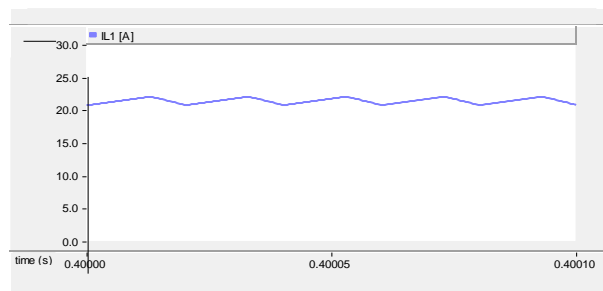


شکل (۱۹): جریان عبوری از خازن C_1

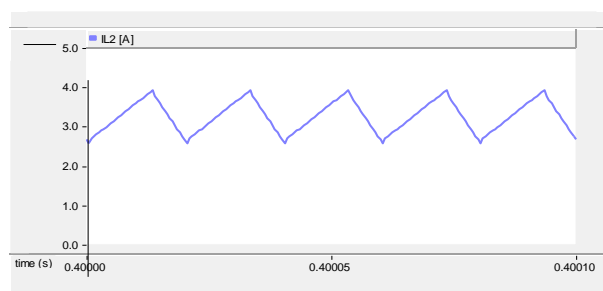
متغیر	مقدار
مقاومت سری معادل سلف L_1	۱۵۰ میلی اهم
مقاومت سری معادل سلف‌های L_2 و L_3	۴۰ میلی اهم
مقاومت حالت روشن دیودهای D_1 ، D_2 و D_3	۰/۰۲ اهم
ولتاژ حالت روشن دیودهای D_1 ، D_2 و D_3	۰/۸ ولت



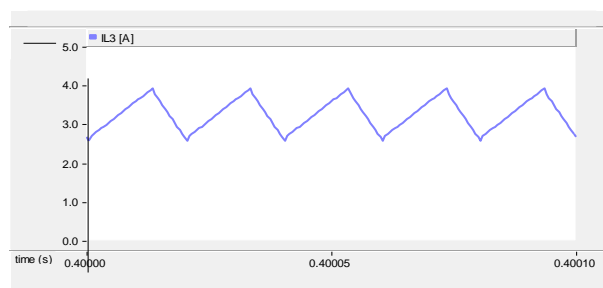
شکل (۱۲): ولتاژ خروجی



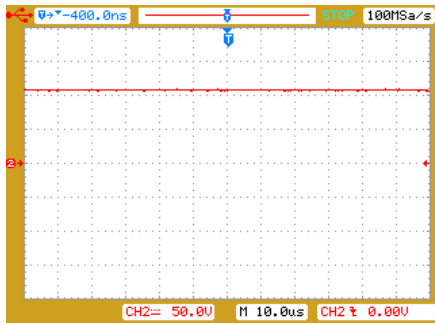
شکل (۱۳): جریان عبوری از سلف L_1



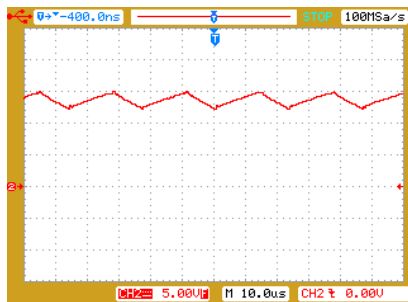
شکل (۱۴): جریان عبوری از سلف L_2



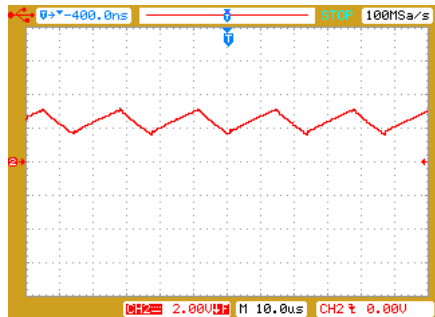
شکل (۱۵): جریان عبوری از سلف L_3



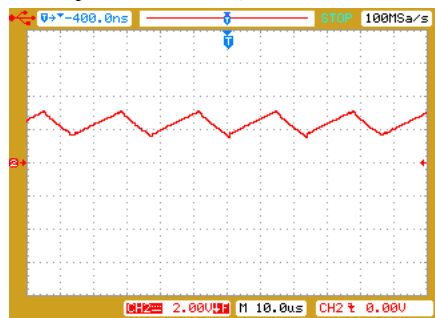
شکل (۲۴): راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌ها



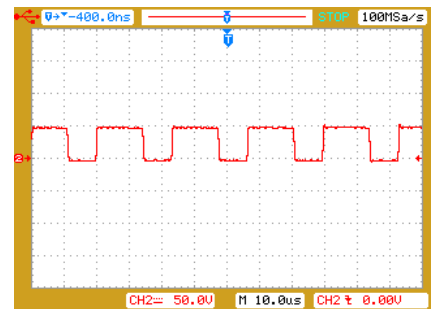
شکل (۲۵): ولتاژ خروجی



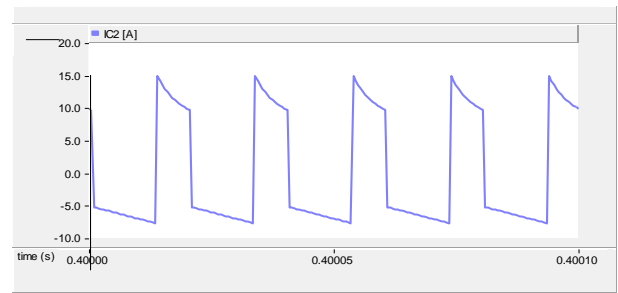
شکل (۲۶): جریان عبوری از سلف L_1



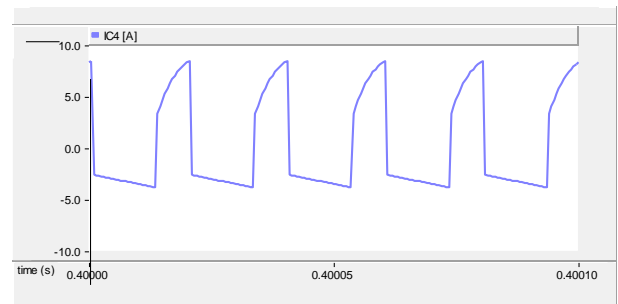
شکل (۲۷): جریان عبوری از سلف L_2



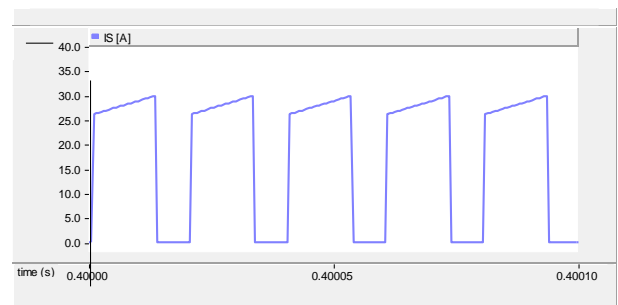
شکل (۲۸): جریان عبوری از سلف L_3



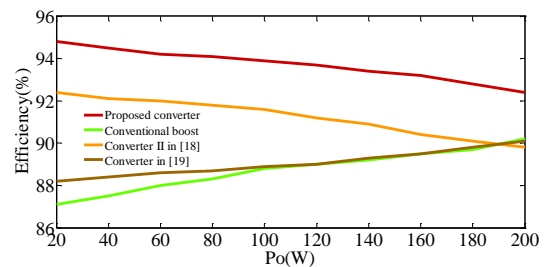
شکل (۲۰): جریان عبوری از خازن C_2



شکل (۲۱): جریان عبوری از خازن C_3



شکل (۲۲): جریان عبوری از خازن C_4



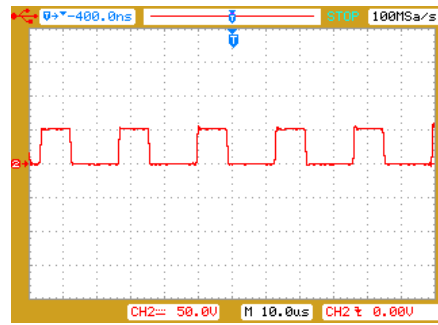
شکل (۲۳): جریان عبوری از کلید

۵- نتیجه گیری

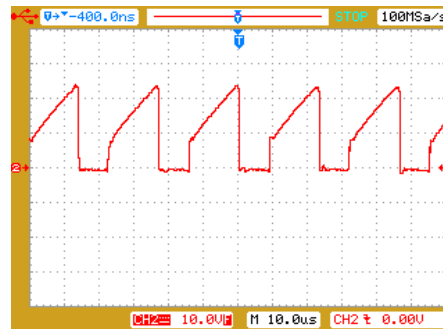
در این مقاله یک مبدل dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. از مزایای این مبدل می توان به بهره ولتاژ بالا در چرخه کاری پائین نسبت به مبدل های افزایشی اشاره نمود. مبدل پیشنهادی در ناحیه وسیع تری نسبت به مبدل های افزایشی مرسوم و کاهنده-افزاینده می تواند کار کند. مبدل پیشنهادی تنش ولتاژ پائینی در دو سر کلید و دیودها ایجاد می کند که موجب کاهش تلفات هدایتی و افزایش بازده مبدل می شود و به دلیل وجود سلف در خروجی در مبدل پیشنهادی، اندازه ریپل ولتاژ خروجی پائین می باشد. در این مقاله به بررسی مبدل، محاسبه جریان های عبوری از عناصر مبدل و بازده پرداخته شده است. در پایان برای نشان دادن صحت محاسبات و عملکرد صحیح مبدل نتایج شبیه سازی توسط نرم افزار PSCAD و نیز نتایج عملی آورده شده است.

مراجع

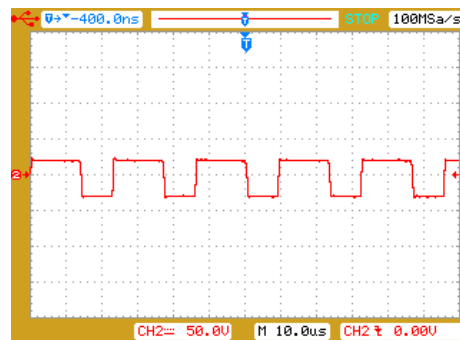
- [1] Q. Zhao and F. C. Lee, 2003, "High-efficiency, high step-up dc-dc converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [2] F. Zhang, L. Du, F. Z. Peng, and Z. Qian, "A new design method for high-power high-efficiency switched-capacitor dc-dc converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 832-840, Mar. 2008.
- [3] B. R. Lin, F. Y. Hsieh, and J. J. Chen, "Analysis and implementation of a bidirectional converter with high converter ratio," in Proc. IEEE ICIT, Chengdu, pp. 1-6, 2008.
- [4] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Transformerless DC-DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio," in Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS), pp. III435-III438, 2003.
- [5] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High-efficiency DC/DC converter with high voltage gain," IEE Proc. Inst. Elect. Eng.-Electr., Power Appl, vol.152, no.4, pp.793-802, 2005.
- [6] N. P. Papanikolaou and E. C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 3, pp. 632-640, Jun. 2004.
- [7] Kwon J. M., Kwon B. H., "High Step-Up Active-Clamp Converter With Input-Current Doubler and Output-Voltage Doubler for Fuel Cell Power Systems," IEEE Trans on Power Electronics., vol. 24, n. 1, pp. 108-115, Jan. 2009.
- [8] N. P. Papanikolaou and E. C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 3, pp. 632-640, Jun. 2004.
- [9] B. Axelrod, Y. Berkovich and A. Ioinovici, "Switched capacitor switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters," IEEE Transactions on Circuits and System I Regular Paper., vol. 55, no. 2, pp. 687-696, Mar. 2008.
- [10] B. Gu, J. Dominic, J.-S. Lai, Z. Zhao, and C. Liu, "High boost ratio hybrid transformer dc-dc converter for photovoltaic module applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 4, pp. 2048-2058, Apr. 2013.



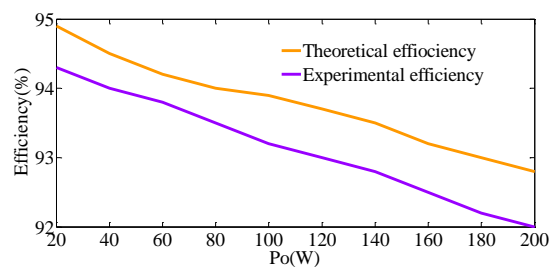
شکل (۲۹): ولتاژ دو سر دیودهای D_1 ، D_2 و D_3



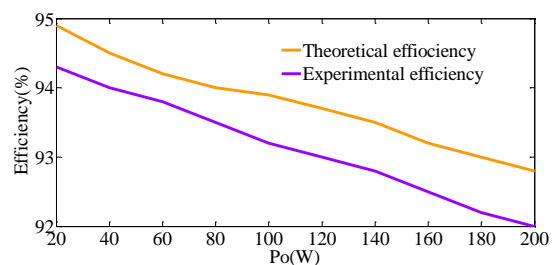
شکل (۳۰): ولتاژ دو سر کلید



شکل (۳۱): جریان عبوری از کلید



شکل (۳۲): ولتاژ دو سر سلف های L_1 ، L_2 و L_3



شکل (۳۳): مقایسه بازده مبدل پیشنهادی در حالت عملی و تئوری

- Wide Output Power Range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 1, pp. 433-440, Jan. 2017.
- [28] A. Tahavorgar and J. E. Quaiocoe, "A Dual Series-Resonant DC-DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 3708-3718, May 2017.
- [29] M. Amiri, H. Farzanehfard and E. Adib, "A Non-isolated ultra-high step down DC-DC converter with low voltage stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2017.
- [30] M. Zhang, Y. Xing, H. Wu, H. Hu and X. Ma, "A dual coupled inductors-based high step-up/step-down bidirectional dc-dc converter for energy storage system," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, 2017, pp. 2958-2963.
- [31] O. Kirshenboim and M. M. Peretz, "High-Efficiency Nonisolated Converter With Very High Step-Down Conversion Ratio," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 3683-3690, May 2017
- [32] J. Chen, D. Sha, Y. Yan, B. Liu and X. Liao, "Cascaded High Voltage Conversion Ratio Bidirectional Nonisolated DC-DC Converter With Variable Switching Frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 2, pp. 1399-1409, Feb. 2018.
- [33] H. Seok, B. Han, B. H. Kwon and M. Kim, "High Step-Up Resonant DC-DC Converter With Ripple-Free Input Current for Renewable Energy Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 11, pp. 8543-8552, Nov. 2018.
- [۳۴] بابائی ابراهیم، سعادت‌زاده زهرا. ارائه یک مبدل DC-DC دو طرفه چند درگاه جدید با قابلیت کلیدزنی نرم و بررسی عملکرد مبدل برای استخراج حداکثر توان از آرایه‌ی فتوولتائیک. *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*. ۱۳۹۷؛ ۱۵ (۳): ۱۳۴-۱۲۵.
- [۳۵] پهلوان دوست محمد، یزدانی محمد روح اله. آرایه یک مبدل افزایش‌دهنده ولتاژ رزونانسی بدون استفاده از سوئیچ کمکی و ارزیابی EMI هدایتی آن. *مجله مهندسی برق و الکترونیک ایران*. ۱۳۹۷؛ ۱۵ (۳): ۱۱۳-۱۲۳.
- [11] X. Hu, and C. Gong, "A High Voltage Gain DC-DC Converter Integrating Coupled-inductor and Diode capacitor Techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 789 - 800, Feb. 2014.
- [12] R. J. Wai, and K. H. Jheng, "High-Efficiency Single-Input Multiple-Output DC-DC Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 886-898, Feb. 2013
- [13] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, T. J. Liang, and L. S. Yang, "Novel High Step-Up DC-DC Converter With Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 998-1007, Feb. 2012
- [14] C. T. Pan, C. F. Chuang and C. C. Chu, "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, Sep. 2014.
- [15] L. S. Yang and T. J. Liang, "Analysis and implementation of a novel bidirectional dc-dc converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 422-434, Jan. 2012.
- [16] Hwu, K.I., Peng, T.J. "A novel buck-boost converter combining KY and buck converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2236-2241, May 2012.
- [17] J. H. Lee, T. J. Liang and J. F. Chen, "Isolated Coupled-Inductor-Integrated DC-DC Converter With Nondissipative Snubber for Solar Energy Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3337-3348, Jul. 2014.
- [18] L. S. Yang, T. J. Liang, and J. F. Chen, "Transformer-less DC-DC converter with high voltage gain," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 8, pp. 3144-3152, Aug. 2009.
- [19] H. K. Liao, T. J. Liang, L. S. Yang and J. F. Chen, "Non-inverting buck-boost converter with interleaved technique for fuel-cell system," *IET Power Electron.*, vol. 5, , pp. 1379-1388, Sep. 2012.
- [20] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, T. J. Liang, and L. S. Yang, "Analysis and implementation of a novel single-switch high step-up DC-DC converter," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 1, pp. 11-21, Jan. 2012.
- [21] K.-I. Hwu and T.-J. Peng, "High-voltage-boosting converter with charge pump capacitor and coupling inductor combined with buck-boost converter," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 177-188, Jan. 2014.
- [22] S. M. Chen, T. J. Liang, L. S. Yang and J. F. Chen "A safety enhanced, high step-up DC-DC converter for AC photovoltaic module application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1809 -1817, Apr. 2012.
- [23] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, T. J. Liang, and L. S. Yang, "Novel High Step-Up DC-DC Converter With Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 998-1007, Feb. 2012.
- [24] C. T. Pan, C. F. Chuang and C. C. Chu, "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, Sep. 2014
- [25] M. R. Banaei, H. A. F. Bonab, "A Novel Structure for Single-Switch Nonisolated Transformerless Buck-Boost DC-DC Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 1, pp. 198-205, Jan. 2017
- [26] M. R. Banaei, H. A. F. Bonab, "A nonisolated transformerless high voltage gain buck boost dc-dc converter," *Modares Journal of Electrical Engineering.*, vol. 15, no. 3, pp. 9-19, 2015.
- [27] H. S. Lee, H. J. Choe, S. H. Ham and B. Kang, "High-Efficiency Asymmetric Forward-Flyback Converter for