

ارائه یک مبدل dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با بهره ولتاژ بهبودیافته

محمد رضا بنائی^۱، استاد، حسین اژدر فائقی بناب^۲، دانشجوی کارشناسی ارشد

۱- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - تبریز - ایران - m.banaei@azaruniv.edu

۲- دانشکده فنی مهندسی- دانشگاه شهید مدنی آذربایجان - تبریز - ایران - h.ajdarfaeghi@azaruniv.edu

چکیده: در این مقاله یک مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید فعال پیشنهاد می شود. در این مبدل تنها یک کلید فعال به کار رفته است، لذا کنترل مبدل پیشنهادی ساده بوده و تلفات هدایتی کلید فعال نیز پائین است. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل افزایشده مرسوم بالاتر بوده و مبدل پیشنهادی ناحیه کاری رژیم هدایت پیوسته را گسترش می دهد. مبدل پیشنهادی دارای تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید فعال است که باعث کاهش تلفات هدایتی می شود. مبدل پیشنهادی می تواند در دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته کار کند. در این مقاله مدهای کاری مختلف مبدل پیشنهادی، محاسبات مربوط به بهره، جریان های عبوری از عناصر، بازده و اندازه ریل ولتاژ خازن ها ارائه می شود. برای اثبات عملکرد صحیح مبدل پیشنهادی نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار PSCAD و نتایج عملی نیز ارائه می شود. واژه های کلیدی: مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور، افزایشده مرسوم، بهره ولتاژ.

A Novel Transformerless dc-dc Converter with Improved Voltage Gain

M.R. Banaei, Professor¹, H.A. Faeghi bonab, Msc. student²

1- Electrical Engineering Department, Azarbaijan Shahid Madani University, Tabriz, Iran, Email: m.banaei@azaruniv

2- Electrical Engineering Department, Azarbaijan Shahid Madani University, Tabriz, Iran, Email: h.ajdarfaeghi@azaruniv.edu

Abstract: In this paper, a single switch transformerless high step up dc-dc converter with low voltage stress on the active switch is proposed. In this converter only one active switch is used which makes the control scheme simple as well as reducing the switching power loss. The voltage gain of the proposed converter is higher than the conventional boost converter and the proposed converter expands the continues conduction mode (CCM) operation region. The proposed converter has low voltage stress on the active switch which makes reducing the switching power loss. The proposed converter can be operated in the continuous conduction mode (CCM) and the discontinuous conduction mode (DCM). In this paper, different operation modes of the proposed converter, calculation of the voltage gain, the currents that flow through the components, efficiency and capacitors voltage ripple are presented. To verify the operation of the proposed converter, simulation results via PSCAD software and experimental results are provided.

Keywords: Transformer less high step up dc-dc converter, conventional boost, voltage gain.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۴/۰۳/۰۵

تاریخ اصلاح مقاله: ۹۴/۴/۵ و ۹۴/۴/۲۰ و ۹۴/۵/۲۸ و ۹۴/۶/۲۲ و ۹۴/۷/۳۰ و ۹۴/۸/۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۹۴/۹/۳

نام نویسنده مسئول: محمد رضا بنائی

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

۱- مقدمه

در سیستم‌های خورشیدی و پیل سوختی به علت ولتاژ ورودی پائین نیاز به افزایش ولتاژ است. به همین دلیل ساختارهای مختلفی برای افزایش ولتاژ ارائه شده است. مبدل‌هایی مانند افزایشده مرسوم، کاهنده-افزاینده، فلاپی‌بک و cuk دارای بهره ولتاژ بالایی می‌باشند ولی چون این بهره بالا در چرخه کاری بالا حاصل می‌شود باعث ایجاد مشکلاتی مانند تداخل الکترومغناطیسی و جریان برگشتی دیود می‌گردد [۱-۲]. بنابراین باید از یک مبدل با ضریب افزایشدهی بالا استفاده شود [۳]. بازده مبدل برای کاربردهای موردنظر باید زیاد باشد ولی توسط کلید فعال، دیود و مقاومت سری معادل خازن‌ها و سلف‌ها محدود می‌شود [۴-۷]. مبدل‌های dc-dc با بهره ولتاژ بالا باید دارای نسبت تبدیل بزرگ، کارایی بالا و حجم کم باشند. برای دستیابی به ویژگی‌های ذکرشده و همچنین جلوگیری از عملکرد مدار در چرخه کاری بالا، مبدل‌های ایزوله‌شده مانند فوروارد، فلاپی‌بک و پوش‌پول به کار گرفته شده‌اند که می‌توانند به وسیله تنظیم نسبت دور ترانسفورماتور به بهره‌های ولتاژ بالا برسند، ولی در این مبدل‌ها به علت وجود اندوکتانس ناشی از ترانسفورماتور، تلفات توان زیاد خواهد بود [۸]. برای رفع این مشکل، از مدارهای کلمپ اکتیو و اسنابر استفاده می‌شود. اما به علت مدارهای اضافی، هزینه ساخت یک عیب به حساب می‌آید [۹]. یکی از روش‌های افزایش بهره ولتاژ استفاده از خازن‌های سوئیچ شونده است [۱۰-۱۱]. این روش برای کاربردهای توان بالا مناسب نیست و هنگام کلید زنی در جریان بالا، بازده مدار کم می‌شود. برای حل مشکل فوق و کاهش ماکزیمم جریان عبوری باید ریپل ولتاژ خروجی را کاهش داد [۱۲]. در مراجع [۱۳-۱۴] مبدل‌های جدیدی با استفاده از روش اینترلیو کردن دو مبدل افزایشده ارائه شده‌اند. در این مبدل‌ها از مازول‌های چندبرابرکننده ولتاژ استفاده شده است و شامل سلف تزویج و خازن‌های سوئیچ‌شونده می‌باشند. روش اینترلیو موجب افزایش بهره ولتاژ و کاهش ریپل جریان ورودی می‌شود بنابراین عملکرد مبدل را بهبود می‌بخشد ولی افزایش ابعاد مبدل، بیش‌تر شدن تعداد عناصر به کاررفته و پیچیده‌تر شدن مبدل از معایب این روش است [۱۵]. در مرجع [۱۶] از یک سلف تزویج و سه مبدل اینترلیو در سمت اولیه و دو مدار چندبرابرکننده ولتاژ در سمت ثانویه سلف تزویج برای دستیابی به چگالی توان و بهره ولتاژ بالا استفاده شده است. در مراجع [۱۷-۱۹] چندین ساختار با ضریب بهره بالا ارائه شده است. معایب اصلی این مبدل‌ها عبارتند از: افزایش تعداد المان‌های مدار، ساختار پیچیده، حجم و وزن بالا و افزایش ریپل جریان ورودی.

در مرجع [۲۰] یک مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور کاهنده با تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید پیشنهاد داده شده است. مبدل مذکور با روش شارژ سری و دشارژ موازی می‌تواند بهره ولتاژ پائینی را ایجاد کند و بهره ولتاژ این مبدل یک چهارم مبدل کاهنده مرسوم است. لازم به ذکر است در این مبدل از چهار کلید فعال استفاده شده است. در مرجع [۲۱] یک مبدل dc-dc اینترلیو جدید با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده

شده است. این مبدل دارای ورودی موازی و خروجی سری است و از دو سلف القایی تشکیل شده است. از مزایای این مبدل می‌توان به تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید فعال و بهره ولتاژ بالا اشاره نمود که با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور به دست می‌آید. در مرجع [۲۲] یک مبدل dc-dc تک‌کلیده با ضریب بهره بالا و بر پایه مبدل فلاپی‌بک پیشنهاد داده شده است. ضریب بهره این مبدل دو برابر مبدل فلاپی‌بک بوده و دارای ساختاری ساده است. این مبدل مشابه مبدل پیشنهادی این مقاله به علت وجود سلف انتهایی ریپل ولتاژ خروجی پائینی دارد. در مراجع [۲۳-۲۴] مبدل‌های dc-dc کاهنده-افزاینده تک‌کلیده بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. این مبدل‌ها بر اساس مبدل cuk می‌باشند. بهره ولتاژ این مبدل‌ها دو برابر مبدل کاهنده-افزاینده مرسوم است و لذا نسبت به مبدل پیشنهادی بهره ولتاژ پائینی دارند. در مرجع [۲۵] یک مبدل dc-dc بر اساس مبدل KY و با استفاده از سلف القایی پیشنهاد داده شده است که دارای بهره بالاتر از مبدل‌های افزایشده مرسوم، کاهنده-افزاینده و KY است. این مبدل مانند مبدل KY از دو کلید فعال تشکیل شده است. در مرجع [۲۶] یک مبدل dc-dc با ضریب بهره بالا با استفاده از دو خازن و دو دیود در سمت ثانویه سلف القایی به منظور ایجاد بهره ولتاژ بالا پیشنهاد داده شده است. در این مبدل برای به دست آوردن بهره ولتاژ بالا، روش شارژ موازی خازن و دشارژ سری آن به کار برده شده است. در مرجع [۲۷] یک مبدل dc-dc دوجته با تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید فعال و با استفاده از سلف القایی پیشنهاد داده شده است. در این مبدل در حالت افزایشدهی دو خازن به صورت موازی شارژ و به صورت سری دشارژ می‌شوند و در حالت کاهندگی خازن‌های مذکور به صورت سری شارژ و موازی دشارژ می‌شوند. در مرجع [۲۸] مبدل‌های ایزوله‌نشده تک‌کلیده با بهره ولتاژ بالا و تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید فعال ارائه شده است. در این مبدل‌ها تنش ولتاژ دو سر دیودها و کلید توسط دیود کلمپ محدود شده است. در این مقاله یک مبدل dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است که ضریب بهره بالاتر از مبدل افزایشده مرسوم دارد. در مبدل پیشنهادی تنها یک کلید به کار رفته است که باعث سادگی کنترل مبدل می‌گردد. این مبدل تنش ولتاژ پائینی در دو سر کلید و دیودها ایجاد می‌کند و به علت وجود سلف انتهایی ریپل ولتاژ خروجی پائینی دارد.

۲- مبدل پیشنهادی

مدار قدرت مبدل پیشنهادی در شکل (۱-الف) نشان داده شده است. این مبدل از کلید S، دو سلف L_1 و L_2 چهار خازن C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 ، چهار دیود D_1 ، D_2 ، D_3 و D_4 و خازن خروجی C_o تشکیل شده است. مبدل در رژیم هدایت پیوسته دارای دو مد کاری است که به ترتیب شرح داده می‌شود.

$$V_{L1} = V_i \quad (۱)$$

$$V_{C3} = V_{C2} \quad (۲)$$

$$V_{L2} = V_i + V_{C4} + V_{C1} + V_{C2} - V_{C3} - V_o \quad (۳)$$

در روابط فوق، V_o ولتاژ خروجی، V_i ولتاژ ورودی، V_{L1} ولتاژ دو سر سلف L_1 ، ولتاژ دو سر سلف L_2 ، ولتاژ دو سر خازن C_1 ، V_{C2} ولتاژ دو سر خازن C_2 ، ولتاژ دو سر خازن C_3 و ولتاژ دو سر خازن C_4 است.

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_4 روشن و دیود D_3 خاموش است. در این مد کاری سلف L_1 دشارژ می‌شود و خازن C_1 شارژ می‌شود. خازن C_2 دشارژ و خازنهای C_3 و C_4 شارژ می‌شوند و سلف L_2 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:

$$V_{L1} = -V_{C1} \quad (۴)$$

$$V_{L1} = V_i - V_{C3} \quad (۵)$$

$$V_{L2} = V_{C4} - V_o \quad (۶)$$

$$V_{C4} = V_{C3} + V_{C2} \quad (۷)$$

شکل موج‌های کلیدی مربوط به مبدل پیشنهادی در شکل ۲ نشان داده شده است. در این شکل موج‌ها میانگین جریان عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 نشان داده شده است و همچنین مقدار ولتاژ دو سر کلید S در مد کاری دوم و مقدار ولتاژ دو سر سلف L_1 در مد کاری اول و دوم نمایش داده شده است.

۲-۳- محاسبه ضریب بهره در رژیم هدایت پیوسته

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

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (۸)$$

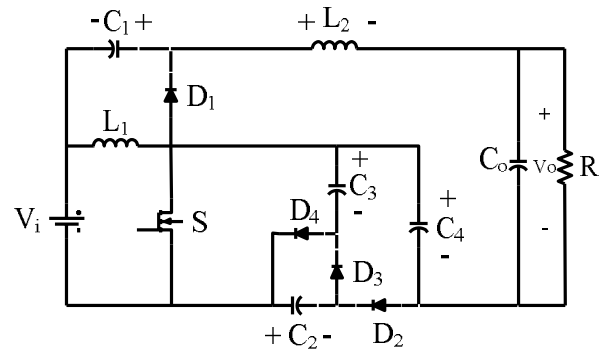
در رابطه فوق T_{on} ، مدت زمان روشن بودن کلید S و T کل زمان کلیدزنی است.

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 L_1 و با توجه به روابط (۱) و (۴) خواهیم داشت:

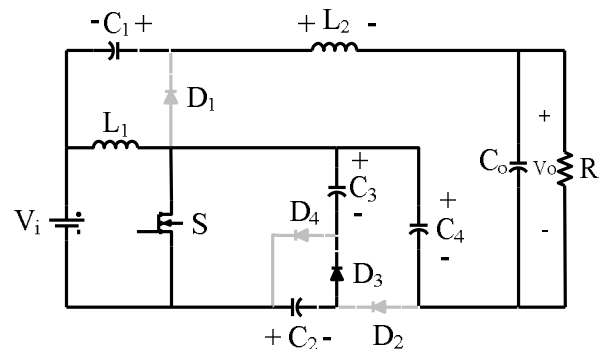
$$\int_0^T V_i dt + \int_{DT}^T (-V_{C1}) dt = 0 \quad (۹)$$

از رابطه فوق ولتاژ دو سر خازن C_1 (V_{C1}) به صورت زیر به دست می‌آید:

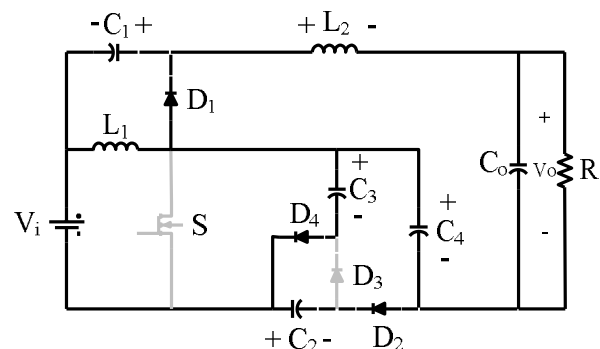
$$V_{C1} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (۱۰)$$



(الف)



(ب)



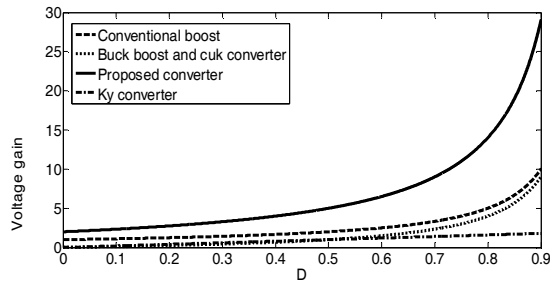
(ج)

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

۲-۱- مد کاری اول

در این مد کاری کلید S روشن می‌شود. دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 خاموش و دیود D_3 روشن است. مدار معادل مبدل در این مد کاری در شکل (۱-ب) نشان داده شده است. ولتاژ دو سر سلف L_1 برابر ولتاژ منبع ورودی است. در این مد کاری سلف L_1 به صورت خطی شارژ می‌شود. خازن C_3 انرژی خود را روی خازن C_2 تخلیه می‌کند و خازنهای C_1 و C_4 در این مد کاری دشارژ می‌شوند. ولتاژ دو سر سلف L_2 مثبت است بنابراین سلف L_2 در این مد کاری شارژ می‌شود. روابط این مد کاری با برقراری KVL در مدار شکل (۱-ب) به صورت زیر به دست می‌آیند:

منحنی بهره ولتاژ حاصل از مبدل‌های افزایشده مرسوم، کاهنده-افزاینده، cuk و مبدل پیشنهادی به ازای چرخه کاری مختلف در شکل ۳ نشان داده شده است. مقایسه نمودار بهره ولتاژ نشان می‌دهد که بیش‌ترین مقدار بهره ولتاژ در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.



شکل ۳: منحنی بهره ولتاژ مبدل‌های dc-dc به ازای مقادیر مختلف از چرخه کاری

۴-۲- محاسبه جریان‌های عبوری از عناصر مبدل

جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_4 و سلف L_2 در مد کاری اول با توجه به شکل (۱-ج) برابر است با:

$$-I_{L2} = I_{C1,on} = I_{C4,on} = -I_o \quad (16)$$

در رابطه فوق، $I_{C1,on}$ ، $I_{C4,on}$ و I_{L2} به ترتیب جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_4 و سلف L_2 در مد کاری اول 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 C_4 خواهیم داشت:

$$\int_0^{DT} I_{C4,on} dt + \int_{DT}^T I_{C4,off} dt = 0 \quad (17)$$

در رابطه فوق، $I_{C4,off}$ ، جریان عبوری از خازن C_4 در مد کاری دوم است. با توجه به شکل (۱-ج) جریان عبوری از خازن C_2 در مد کاری دوم $I_{C2,off}$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C2,off} = -(I_{L2} + I_{C4,off}) \quad (18)$$

از روابط (۱۶)، (۱۷) و (۱۸) جریان عبوری از خازن C_2 در مد کاری دوم به صورت زیر به دست می‌آید:

$$I_{C2,off} = -\frac{I_o}{1-D} \quad (19)$$

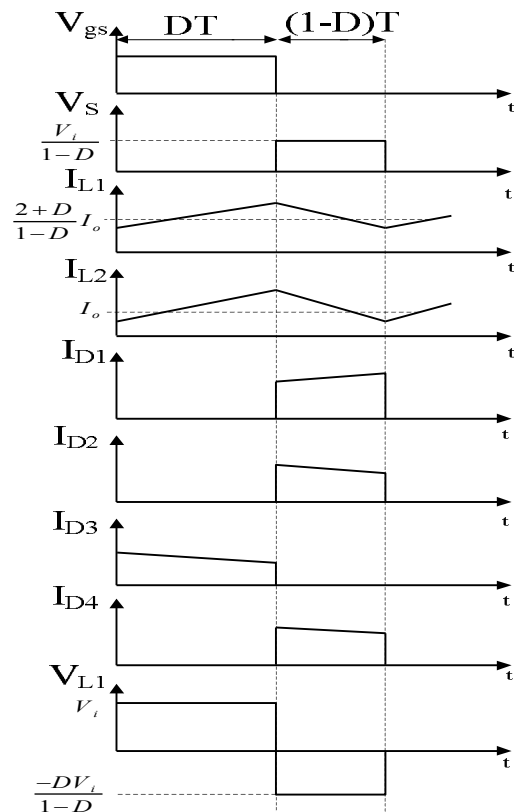
با توجه به شکل (۱-ج) جریان عبوری از خازن C_3 در مد کاری اول به صورت زیر است:

$$I_{C2,on} = -I_{C3,on} = \frac{I_o}{D} \quad (20)$$

در رابطه فوق، $I_{C2,on}$ و $I_{C3,on}$ جریان‌های عبوری از خازن‌های C_2 و C_3 در مد کاری اول است.

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

$$I_{L1} = I_{C1,off} + I_{C3,off} + I_{C4,off} + I_{L2} = \frac{2+D}{1-D} I_o \quad (21)$$



شکل ۲: شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی

با توجه به روابط (۱) و (۵) و برقراری قانون تعادل ولتاژ برای سلف L_1 می‌توان نوشت:

$$\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^T (V_i - V_{C3}) dt = 0 \quad (11)$$

ولتاژ خازن‌های C_2 و C_3 (V_{C2} و V_{C3}) با توجه به رابطه (۲) برابر است به عبارت دیگر:

$$V_{C2} = V_{C3} = \frac{V_i}{1-D} \quad (12)$$

با توجه به رابطه (۷) ولتاژ خازن C_4 (V_{C4}) برابر مجموع ولتاژ خازن‌های C_2 و C_3 است به عبارت دیگر:

$$V_{C4} = \frac{2V_i}{1-D} \quad (13)$$

با توجه به شکل‌های (۱-ب) و (۱-ج) و برقراری قانون تعادل ولتاژ برای سلف L_2 می‌توان نوشت:

$$\int_0^{DT} (V_{C4} + V_{C1} + V_{C2} - V_{C3} - V_o) dt + \int_{DT}^T (V_{C4} - V_o) dt = 0 \quad (14)$$

با توجه به روابط (۸) تا (۱۴) ضریب بهره مبدل در رژیم هدایت پیوسته (M_{CCM}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2+D}{1-D} \quad (15)$$

بیشترین مقدار جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 ($I_{L1,max}$ و $I_{L2,max}$) از روابط زیر قابل محاسبه هستند:

$$I_{L1,max} = I_{L1,av} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = \frac{2+D}{1-D} I_o + \frac{D(1-D)V_o}{2(2+D)L_f f_s} \quad (34)$$

$$I_{L2,max} = I_{L2,av} + \frac{\Delta I_{L2}}{2} = I_o + \frac{D(1-D)V_o}{2(2+D)L_f f_s} \quad (35)$$

۶-۲- محاسبه اندازه ریپل ولتاژ خروجی

اندازه ریپل ولتاژ خروجی (ΔV_o) از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{1}{C_o} \times \frac{\Delta I_{L2}}{2} \times \frac{T_s}{2} \times \frac{1}{2} = \frac{V_o D(1-D)}{8(2+D)L_f C_o f_s^2} \quad (36)$$

کمترین مقدار فیلتر خازنی ($C_{o,min}$) برای کاهش ریپل ولتاژ خروجی به‌صورت زیر است:

$$C_{o,min} = \frac{\Delta I_{L2,max}}{8f_s \Delta V_o} = \frac{V_o D_{min}(1-D_{min})}{8(2+D_{min})L_f f_s^2 \Delta V_o} \quad (37)$$

در رابطه فوق D_{min} کمترین مقدار چرخه کاری است.

۷-۲- 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 مقدار ثابتی می‌شود و جریان عبوری از دیودها نیز به مقدار صفر می‌رسد. جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 در مد کاری دوم رژیم هدایت ناپیوسته (I_{D1} ، I_{D2} و I_{D4}) از روابط زیر به دست می‌آیند:

$$I_{D1} = I_{L1} - I_{C3,off} - I_{C4,off} \quad (38)$$

$$I_{D2} = I_{L2} + I_{C4,off} \quad (39)$$

$$I_{D4} = I_{C3,off} \quad (40)$$

با توجه به روابط فوق می‌توان نوشت:

$$I_{D1} + I_{D2} + I_{D4} = I_{L1} + I_{L2} \quad (41)$$

متوسط جریان عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 ($I_{D1,av}$ ، $I_{D2,av}$ و $I_{D4,av}$) در حالت پایدار و با توجه به شکل (۱-ج) و روابط (۳۸)، (۳۹) و (۴۰) برابر جریان خروجی است به عبارت دیگر:

$$I_{D1,av} = I_{D2,av} = I_{D4,av} = \frac{V_o}{R} \quad (42)$$

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

$$(2-M_{DCM})D_{m2}^2 + D_{m2}D(5-M_{DCM}) + 3D^2 = 0 \quad (43)$$

در رابطه فوق M_{DCM} بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته است.

با توجه به شکل ۵ می‌توان نوشت:

$$I_{D1,av} + I_{D2,av} + I_{D4,av} = \frac{1}{2} \times D_m \times I_{D-PK} \quad (44)$$

در رابطه فوق مجموع پیک جریان دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 (I_{D-PK}) برابر است با:

$$I_{D-PK} = \frac{V_i DT_s}{L_e} \quad (45)$$

در رابطه فوق، $I_{C1,off}$ و $I_{C3,off}$ به ترتیب جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_3 در مد کاری دوم است.

جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 ، D_3 و D_4 (I_{D1} ، I_{D2} ، I_{D3} و I_{D4}) از روابط زیر قابل محاسبه هستند:

$$I_{D1} = I_{C1,off} + I_{L2} = \frac{I_o}{1-D} \quad (22)$$

$$I_{D2} = -I_{C2,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (23)$$

$$I_{D3} = -I_{C3,on} = \frac{I_o}{D} \quad (24)$$

$$I_{D4} = I_{C3,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (25)$$

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

$$I_S = I_{L1} - I_{C3,on} - I_{C4,on} = \frac{1+2D}{D(1-D)} I_o = \frac{V_o^3 - 4V_i^2}{(V_o - 2V_i^2)R} \quad (26)$$

مقدار متوسط جریان ورودی از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$I_i = \int_0^{DT} (I_{L1} - I_{C1,on}) dt + \int_{DT}^T (I_{L1} - I_{C1,off}) dt = \frac{2+D}{1-D} I_o \quad (27)$$

در رابطه فوق، I_i متوسط جریان ورودی و I_o متوسط جریان خروجی است.

۵-۲- محاسبه ریپل جریان عبوری از سلف‌ها

معادلات جریان سلف‌های L_1 و L_2 در بازه زمانی $0 \leq t < DT$ با توجه به شکل (۱-ب) به‌صورت زیر هستند:

$$I_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^{DT} V_i dt + I_{L1}(0) \quad (28)$$

$$I_{L2}(t) = \frac{1}{L_2} \int_0^{DT} (V_{C4} + V_{C1} + V_{C2} - V_{C3} - V_o) dt + I_{L2}(0) \quad (29)$$

در روابط فوق، $I_{L1}(0)$ و $I_{L2}(0)$ مقادیر اولیه جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 است.

اندازه ریپل جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 با توجه به روابط فوق و مقدار ولتاژ خازن‌ها به‌صورت زیر قابل محاسبه هستند:

$$\Delta I_{L1} = \frac{DV_i}{L_f f_s} = \frac{D(1-D)V_o}{(2+D)L_f f_s} = \frac{V_i V_o - 2V_i^2}{(V_i + V_o)L_f f_s} \quad (30)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{DV_i}{L_f f_s} = \frac{D(1-D)V_o}{(2+D)L_f f_s} = \frac{V_i V_o - 2V_i^2}{(V_i + V_o)L_f f_s} \quad (31)$$

در روابط فوق، ΔI_{L1} و ΔI_{L2} اندازه ریپل جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 و f_s فرکانس کلیدزنی است.

بیشترین مقدار اندازه ریپل جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 به‌صورت زیر به دست می‌آید:

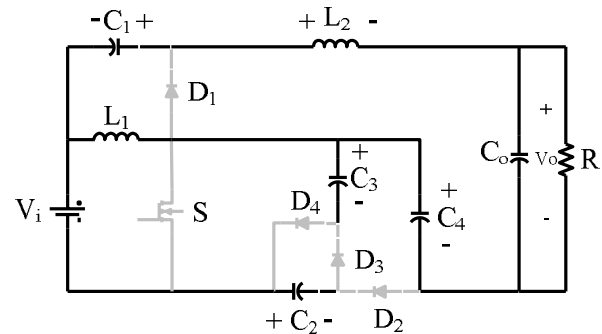
$$\Delta I_{L1,max} = \frac{D_{min} V_{i,max}}{L_f f_s} = \frac{D_{min}(1-D_{min})V_o}{(2+D_{min})L_f f_s} \quad (32)$$

$$\Delta I_{L2,max} = \frac{D_{min} V_{i,max}}{L_f f_s} = \frac{D_{min}(1-D_{min})V_o}{(2+D_{min})L_f f_s} \quad (33)$$

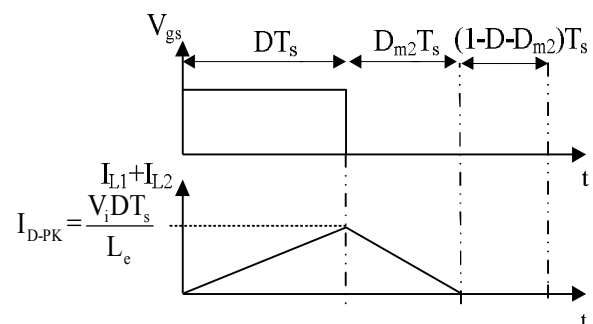
در روابط فوق، $\Delta I_{L1,max}$ و $\Delta I_{L2,max}$ بیشترین مقدار اندازه ریپل جریان سلف‌های L_1 و L_2 است.

L_e از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\frac{1}{L_e} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad (46)$$



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



شکل ۵: شکل موج مبدل پیشنهادی در رژیم هدایت ناپیوسته

بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته با توجه به روابط (۴۲) تا (۴۶)

برابر است با:

$$M_{DCM} = \frac{DD_m}{3\tau} \quad (47)$$

در رابطه فوق τ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\tau = \frac{2L_e}{RT} \quad (48)$$

۸-۲- 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 است. r_{F1} , r_{F2} , r_{F3} و r_{F4} مقاومت حالت روشن دیودها، V_{F1} , V_{F2} , V_{F3} و V_{F4} ولتاژ آستانه دیودها، r_{C1} , r_{C2} و r_{C3} مقاومت‌های سری معادل خازن‌ها، R_{L1} و R_{L2} مقاومت سری معادل سلف L_1 و L_2 ، r_{C0} مقاومت سری معادل خازن خروجی است. تلفات هدایتی با محاسبه مقدار مؤثر جریان عبوری از کلید به دست می‌آید. مقدار مؤثر جریان عبوری از کلید S از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{S,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT_s} (I_{L1} - I_{C3,on} - I_{C4,on})^2 dt} \\ = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT_s} \left(\frac{1+2D}{D(1-D)} I_o \right)^2 dt} = \frac{1+2D}{\sqrt{D(1-D)}} I_o \quad (49)$$

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

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{S,rms}^2 = r_{DS} \frac{(1+2D)^2}{D(1-D)^2} I_o^2 \quad (50)$$

تلفات کلیدزنی کلید S از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Sw} = f_s C_s V_s^2 = f_s C_s \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (51)$$

در رابطه فوق C_s خازن خروجی کلید S و V_s ولتاژ دو سر کلید S در زمان خاموش بودن آن است.

رابطه (۵۱) به صورت زیر بازنویسی می‌گردد:

$$P_S = f_s C_s \left(\frac{(M_{CCM} + 2)V_o}{4M_{CCM}} \right)^2 \quad (52)$$

با توجه به روابط (۵۰) و (۵۲) تلفات کل کلید از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Switch} = P_{rDS} + \frac{P_{Sw}}{2} \quad (53)$$

مقدار مؤثر جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 ($I_{D1,rms}$)

و $I_{D2,rms}$ برابر است با:

$$I_{D1,rms} = I_{D2,rms} = I_{D4,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_o}{1-D} \right)^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (54)$$

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

$$(P_{RF})_{D1} = R_{F1} I_{D1,rms}^2 = R_{F1} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (55)$$

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

$$(P_{RF})_{D2} = R_{F2} I_{D2,rms}^2 = R_{F2} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (56)$$

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_4 ((P_{RF}) D_4) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$(P_{RF})_{D4} = R_{F4} I_{D4,rms}^2 = R_{F4} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (57)$$

مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 ($I_{D1,av}$)

و $I_{D2,av}$ برابر است با:

$$I_{D1,av} = I_{D2,av} = I_{D4,av} = \frac{1}{T} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_o}{1-D} \right) dt = I_o \quad (58)$$

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

$$(P_{VF})_{D1} = V_{F1} I_{D1,av} = V_{F1} I_o \quad (59)$$

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

$$(P_{VF})_{D2} = V_{F2} I_{D2,av} = V_{F2} I_o \quad (60)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_4 ((P_{VF}) D_4) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$(P_{VF})_{D4} = V_{F4} I_{D4,av} = V_{F4} I_o \quad (61)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از دیود D_3 ($I_{D3,rms}$) برابر است با:

$$I_{D3,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT_s} I_{C3,on}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_o}{D} \right)^2 dt} = \frac{1}{\sqrt{D}} I_o \quad (62)$$

$$P_{RCO} = r_{CO} I_{CO,ms}^2 = r_{CO} \frac{D^2(1-D)^2 R_o^2 I_o^2}{12(2+D)^2 L_2^2 f_s^2} \quad (۷۵)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از سلف L_1 برابر است با:

$$I_{L1,ms} = \frac{2+D}{1-D} I_o \quad (۷۶)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_1 (P_{RL1}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{RL1} = R_{L1} I_{L1,ms}^2 = R_{L1} \left(\frac{2+D}{1-D} \right)^2 I_o^2 \quad (۷۷)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از سلف L_2 برابر است با:

$$I_{L2,ms} = I_o \quad (۷۸)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_2 (P_{RL2}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{RL2} = R_{L2} I_{L2,ms}^2 = R_{L2} I_o^2 \quad (۷۹)$$

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

$$P_{loss} = P_{Switch} + \sum_{u=1}^4 (P_{RF})_{Du} + \sum_{u=1}^4 (P_{VF})_{Du} + \sum_{u=1}^4 P_{RCu} + P_{RL1} + P_{RL2} + P_{RCO} \quad (۸۰)$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}} \quad (۸۱)$$

بازده مبدل (η) با توجه به محاسبات توان‌ها از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{\phi}{RD(1-D)^2} + r_{CO} \frac{D^2(1-D)^2 R_o}{12(2+D)^2 L_2^2 f_s^2} + \frac{f_s C V_i^2}{(1-D)^2 R I_o^2}} \quad (۸۲)$$

(ϕ) به صورت زیر است:

$$\phi = (1+2D)^2 r_{DS} + D(1-D)(R_{F1} + R_{F2} + R_{F4}) + \frac{D(1-D)^2}{I_o} \sum_{u=1}^4 V_{Fu} + (1-D)^2 R_{F3} + D^2(1-D)(r_{C1} + r_{C4}) + (1-D)(r_{C2} + r_{C3}) + (2+D)^2 D R_{L1} + D(1-D)^2 R_{L2} \quad (۸۳)$$

بازده مبدل با توجه به رابطه (۸۱) به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad (۸۴)$$

در رابطه فوق P_i توان ورودی مبدل پیشنهادی است.

با توجه به رابطه (۸۴) بازده به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{M_{CCM}(1-D)}{2+D} \quad (۸۵)$$

بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن مقاومت‌های پارازیتی و با توجه به رابطه (۸۵) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$M_{CCM} = \frac{(2+D)\eta}{1-D} \quad (۸۶)$$

تنش ولتاژ دوسر دیودهای D_1 , D_2 , D_3 و D_4 (V_{D1} , V_{D2} , V_{D3} و V_{D4}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = V_{D4} = \frac{V_i}{1-D} \quad (۸۷)$$

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

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

$$(P_{RF})_{D3} = R_{F3} I_{D3,ms}^2 = R_{F3} \frac{1}{D} I_o^2 \quad (۶۳)$$

مقدار متوسط جریان عبوری از دیود D_3 ($I_{D3,av}$) برابر است با:

$$I_{D3,av} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} (-I_{C3,on}) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_o}{D} \right) dt = I_o \quad (۶۴)$$

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

$$(P_{VF})_{D3} = V_{F3} I_{D3,av} = V_{F3} I_o \quad (۶۵)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_4 ($I_{C1,ms}$ و $I_{C4,ms}$) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C1,ms} = I_{C4,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (I_o)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} I_o \right)^2 dt \right]} \quad (۶۶)$$

$$= \sqrt{\frac{D}{1-D}} I_o$$

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

$$P_{RC1} = r_{C1} I_{C1,ms}^2 = r_{C1} \frac{D}{(1-D)} I_o^2 \quad (۶۷)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_4 (P_{RC4}) برابر است با:

$$P_{RC4} = r_{C4} I_{C4,ms}^2 = r_{C4} \frac{D}{(1-D)} I_o^2 \quad (۶۸)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن C_2 و C_3 ($I_{C2,ms}$ و $I_{C3,ms}$) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C2,ms} = I_{C3,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{1}{D} I_o \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} \times \frac{1}{D} I_o \right)^2 dt \right]} \quad (۶۹)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{D(1-D)}} I_o$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_2 (P_{RC2}) برابر است با:

$$P_{RC2} = r_{C2} I_{C2,ms}^2 = r_{C2} \frac{1}{D(1-D)} I_o^2 \quad (۷۰)$$

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

$$P_{RC3} = r_{C3} I_{C3,ms}^2 = r_{C3} \frac{1}{D(1-D)} I_o^2 \quad (۷۱)$$

جریان عبوری از خازن C_0 ($I_{C0,on}$) در بازه زمانی $0 \leq t \leq DT$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C0,on} = \frac{\Delta i_{L2} t}{DT} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (۷۲)$$

جریان عبوری از خازن C_0 ($I_{C0,off}$) در بازه زمانی $DT \leq t \leq T$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C0,off} = -\frac{\Delta i_{L2}(t-DT)}{(1-D)T} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (۷۳)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن خروجی C_0 ($I_{C0,ms}$) با توجه به روابط (۷۰) و (۷۲) برابر است با:

$$I_{C0,ms} = \frac{D(1-D)R I_o}{\sqrt{12(2+D)L_2 f_s}} \quad (۷۴)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن خروجی C_0 (P_{RC0}) برابر است با:

۹-۲- محاسبه اندازه رپیل ولتاژ خازن ها

مطابق شکل ۷ اندازه رپیل ولتاژ خازن C_1 با ΔV_{C1} نشان داده شده است. $\Delta V_{C1,ESR}$ برابر اندازه رپیل ولتاژ خازن C_1 که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن C_1 ایجاد شده است. $\Delta V_{C1,cap}$ برابر اندازه رپیل ولتاژ خازن C_1 که بر اساس شارژ و دشارژ خازن C_1 ایجاد شده است. اندازه رپیل ولتاژ خازن C_1 از رابطه زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1,ESR} + \Delta V_{C1,cap} \quad (۸۹)$$

از رابطه زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} \Delta V_{C1,ESR} &= ESR_{C1} \Delta I_{C1} \\ &= ESR_{C1} (I_{C1,off} - I_{C1,on}) = \frac{ESR_{C1} I_o}{1-D} \end{aligned} \quad (۹۰)$$

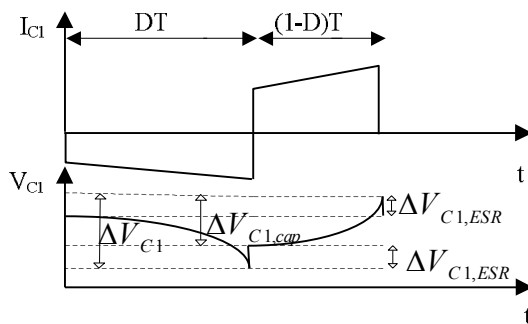
در رابطه فوق ESR_{C1} به صورت زیر تعریف می شود:

$$ESR_{C1} = \frac{\tan \delta_{C1}}{2\pi f_s} \quad (۹۱)$$

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

به صورت زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C1,cap} = \frac{I_{C1,off} (1-D)T}{C_1} = \frac{DTV_o}{RC_1} \quad (۹۲)$$



شکل ۷: شکل موج های جریان و ولتاژ خازن C_1

بر اساس شکل ۸ اندازه رپیل ولتاژ خازن C_2 با ΔV_{C2} نشان داده شده است. $\Delta V_{C2,ESR}$ برابر اندازه رپیل ولتاژ خازن C_2 که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن C_2 ایجاد شده است. $\Delta V_{C2,cap}$ اندازه رپیل ولتاژ خازن C_2 که بر اساس شارژ و دشارژ خازن C_2 ایجاد شده است. اندازه رپیل ولتاژ خازن C_2 از رابطه زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{C2,ESR} + \Delta V_{C2,cap} \quad (۹۳)$$

از رابطه زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} \Delta V_{C2,ESR} &= ESR_{C2} \Delta I_{C2} \\ &= ESR_{C2} (I_{C2,on} - I_{C2,off}) = \frac{ESR_{C2} I_o}{D(1-D)} \end{aligned} \quad (۹۴)$$

در رابطه فوق ESR_{C2} به صورت زیر تعریف می شود:

$$ESR_{C2} = \frac{\tan \delta_{C2}}{2\pi f_s} \quad (۹۵)$$

در رابطه فوق $\tan \delta_{C2}$ ضریب تلفات خازن C_2 است.

به صورت زیر به دست می آید:

$$V_s = \frac{V_i}{1-D} \quad (۸۸)$$

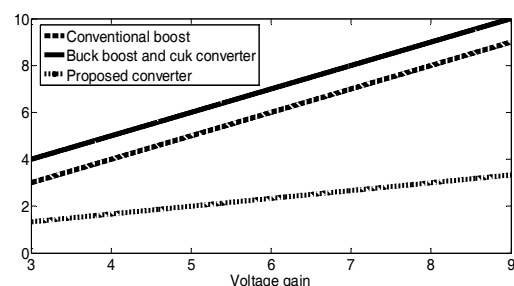
در رابطه فوق V_s تنش ولتاژ دو سر کلید S است.

با توجه به رابطه فوق تنش ولتاژ دو سر کلید S کم تر از ولتاژ خروجی مبدل است و تلفات هدایتی کلید پائین است. منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید حاصل از مبدل های افزایشده مرسوم، کاهشده-افزاینده، cuk و مبدل پیشنهادی به ازای بهره ولتاژ مختلف در شکل ۶ نشان داده شده است. مقایسه نمودار تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید نشان می دهد که کمترین مقدار تنش ولتاژ در دو سر کلید در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.

مقادیر نامی نرمالیزه شده ولتاژ و جریان عناصر مبدل پیشنهادی در جدول ۱ نشان داده شده است.

جدول ۱: مقادیر نرمالیزه شده ولتاژ و جریان عناصر مبدل پیشنهادی

متغیر	مقدار مؤثر نرمالیزه شده جریان عبوری	حداکثر ولتاژ نرمالیزه شده
کلید	$\frac{(M_{CCM}-1)\sqrt{M_{CCM}+1}}{M_{CCM}\sqrt{M_{CCM}-2}}$	$\frac{M_{CCM}+1}{3M_{CCM}}$
خازن های C_4 و C_1	$\frac{\sqrt{M_{CCM}-2}}{M_{CCM}\sqrt{3}}$	$\frac{M_{CCM}-2}{3M_{CCM}}$ و $\frac{2(M_{CCM}+1)}{3M_{CCM}}$
خازن های C_3 و C_2	$\frac{M_{CCM}+1}{M_{CCM}\sqrt{3M_{CCM}-6}}$	$\frac{M_{CCM}+1}{3M_{CCM}}$
خازن خروجی C_o	$\frac{(M_{CCM}-2)R}{\sqrt{12}M_{CCM}^2(M_{CCM}+1)L_f f_s}$	۱
سلف L_1	۱	-
سلف L_2	$\frac{1}{M_{CCM}}$	-
دیودهای D_1, D_2 و D_4	$\frac{\sqrt{M_{CCM}+1}}{M_{CCM}\sqrt{3}}$	$\frac{M_{CCM}+1}{3M_{CCM}}$
دیود D_3	$\frac{\sqrt{M_{CCM}+1}}{M_{CCM}\sqrt{M_{CCM}-2}}$	$\frac{M_{CCM}+1}{3M_{CCM}}$



شکل ۶: منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید به ازای بهره ولتاژ مختلف

$$\begin{aligned} \Delta V_{C4,ESR} &= ESR_{C4} \Delta I_{C4} \\ &= ESR_{C4} (I_{C4,off} - I_{C4,on}) = \frac{ESR_{C4} I_o}{1-D} \end{aligned} \quad (102)$$

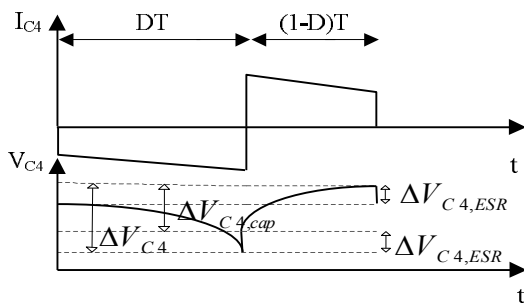
در رابطه فوق ESR_{C4} به صورت زیر تعریف می شود:

$$ESR_{C4} = \frac{\tan \delta_{C4}}{2\pi f_s} \quad (103)$$

در رابطه فوق $\tan \delta_{C4}$ ضریب تلفات خازن $C4$ است.

به صورت زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C4,cap} = \frac{I_{C4,off} (1-D)T}{C} = \frac{DTV_o}{RC} \quad (104)$$

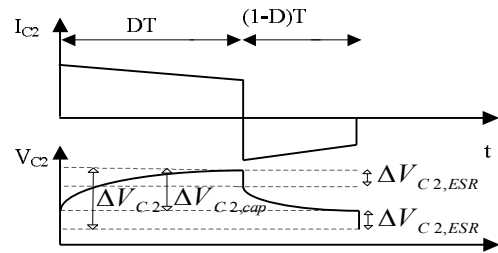


شکل ۱۰: شکل موج های جریان و ولتاژ خازن $C4$

۳- نتایج شبیه سازی و عملی

برای بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار PSCAD و همچنین نتایج عملی نیز ارائه شده است. مقادیر پارامترهای شبیه سازی مبدل پیشنهادی در جدول ۲ نشان داده شده است. شکل موج پالس اعمال شده به کلید در شکل ۱۱ نشان داده شده است. با توجه به جدول ۲ و رابطه (۱۵) بهره ولتاژ پنج است و سطح ولتاژ خروجی برابر ۵۰ ولت است. شکل موج ولتاژ خروجی V_o در شکل ۱۲ نشان داده شده است. جریان های عبوری از سلف های L_1 و L_2 در شکل های ۱۳ و ۱۴ نشان داده شده است. با توجه به شکل موج های مفروض سلف های L_1 و L_2 مبدل در رژیم هدایت پیوسته کار می کند و با توجه به رابطه (۲۱) و شکل (۱-ج) مقدار متوسط جریان عبوری از سلف های L_1 و L_2 به ترتیب برابر ۱۳ و ۲/۶ آمپر است که این مقادیر تأییدکننده نتایج شبیه سازی است. در شکل های ۱۵ الی ۱۸ شکل موج جریان های عبوری از دیودهای D_1, D_2, D_3 و D_4 نشان داده شده است که با توجه به شکل های مفروض دیود D_3 در مد کاری اول روشن است و دیودهای D_1, D_2 و D_4 در مد کاری دوم روشن می باشند. در شکل های ۱۹ الی ۲۲ جریان های عبوری از خازن های C_1, C_2, C_3 و C_4 نشان داده شده است. با توجه به روابط (۱۶)، (۱۹) و (۲۰) مقدار متوسط جریان های عبوری از خازن های C_1, C_2, C_3 و C_4 در مد کاری اول به ترتیب ۲/۶، ۵/۲، ۵/۲ و ۲/۶ آمپر است. مقدار متوسط جریان های عبوری از خازن های C_1, C_2, C_3 و C_4 در مد کاری دوم به ترتیب ۲/۶، ۵/۲، ۵/۲ و ۲/۶ آمپر است که این مقادیر تأییدکننده نتایج شبیه سازی هستند. شکل (۲۳) جریان عبوری از کلید S را نشان می دهد. با توجه به رابطه (۲۶) مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S در زمان روشن بودن

$$\Delta V_{C2,cap} = \frac{I_{C2,on} DT}{C_2} = \frac{TV_o}{RC_2} \quad (96)$$



شکل ۸: شکل موج های جریان و ولتاژ خازن $C2$

مطابق شکل ۹ اندازه رپیل ولتاژ خازن $C3$ با ΔV_{C3} نشان داده شده است. $\Delta V_{C3,ESR}$ برابر اندازه رپیل ولتاژ خازن $C3$ که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن $C3$ ایجاد شده است. $\Delta V_{C3,cap}$ اندازه رپیل ولتاژ خازن $C3$ است که بر اساس شارژ و دشارژ خازن $C3$ ایجاد شده است. اندازه رپیل ولتاژ خازن $C3$ از رابطه زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_{C3,ESR} + \Delta V_{C3,cap} \quad (97)$$

از رابطه زیر به دست می آید:

$$\begin{aligned} \Delta V_{C3,ESR} &= ESR_{C3} \Delta I_{C3} \\ &= ESR_{C3} (I_{C3,off} - I_{C3,on}) = \frac{ESR_{C3} I_o}{D(1-D)} \end{aligned} \quad (98)$$

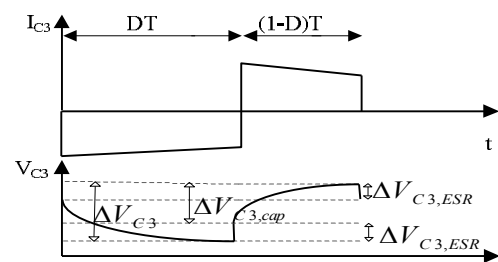
در رابطه فوق ESR_{C3} به صورت زیر است:

$$ESR_{C3} = \frac{\tan \delta_{C3}}{2\pi f_s} \quad (99)$$

در رابطه فوق $\tan \delta_{C3}$ ضریب تلفات خازن $C3$ است.

به صورت زیر حاصل می گردد:

$$\Delta V_{C3,cap} = \frac{I_{C3,off} (1-D)T}{C_3} = \frac{TV_o}{RC_3} \quad (100)$$



شکل ۹: شکل موج های جریان و ولتاژ خازن $C3$

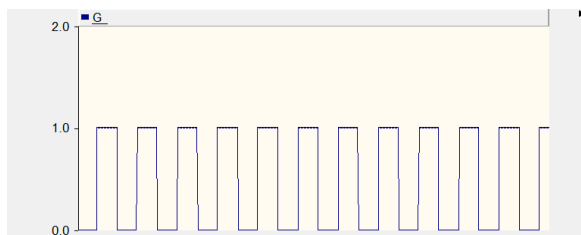
طبق شکل ۱۰ اندازه رپیل ولتاژ خازن $C4$ با ΔV_{C4} نشان داده شده است. $\Delta V_{C4,ESR}$ برابر اندازه رپیل ولتاژ خازن $C4$ که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن $C4$ ایجاد شده است. $\Delta V_{C4,cap}$ برابر اندازه رپیل ولتاژ خازن $C4$ است که بر اساس شارژ و دشارژ خازن $C4$ ایجاد شده است. اندازه رپیل ولتاژ خازن $C4$ از رابطه زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C4} = \Delta V_{C4,ESR} + \Delta V_{C4,cap} \quad (101)$$

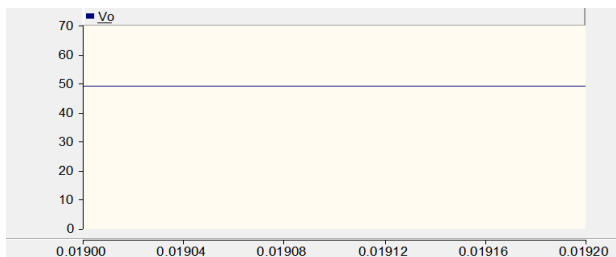
از رابطه زیر به دست می آید:

جدول ۳: مقادیر پارامترهای مدار عملی مبدل پیشنهادی

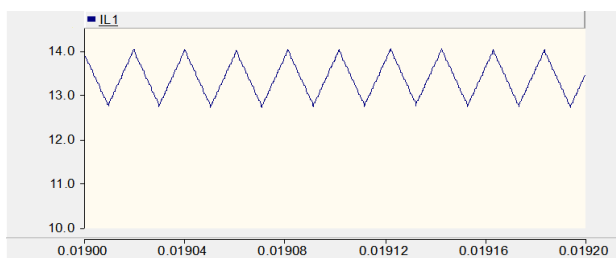
مقدار	متغیر
۲۵ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۱۰ ولت	ولتاژ منبع ورودی
۰/۰۱ اهم	مقاومت هدایتی کلید
۱۰۰ میکرو فاراد	خازن‌های C_1, C_2, C_3 و C_4
۱۰ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن‌های C_1, C_2, C_3 و C_4
۴۷۰ میکرو فاراد	خازن خروجی C_o
۴۵ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن C_o
۱۴۰ میکرو هانری	سلف L_1
۵۵۰ میکرو هانری	سلف L_2
۱۰ میلی اهم	مقاومت سری معادل سلف L_1
۱۸ میلی اهم	مقاومت سری معادل سلف L_2
۰/۰۳ اهم	مقاومت حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3 و D_4
۰/۷ ولت	ولتاژ حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3 و D_4



شکل ۱۱: پالس اعمالی به کلید



شکل ۱۲: ولتاژ خروجی

شکل ۱۳: جریان عبوری از سلف L_1

کلید برابر $20/8$ آمپر است که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. با توجه به رابطه (۳۶) و استفاده از مقادیر پارامترهای جدول ۲، اندازه ریبیل ولتاژ خروجی (ΔV_o) برابر است با:

$$\Delta V_o = \frac{V_o D(1-D)}{8(2+D)L_2 C_f f_s^2} = \frac{50 \times 0.5 \times (1-0.5)}{8 \times (2+0.5) \times 90 \times 10^{-6} \times 865 \times 10^{-6} \times (50 \times 10^3)^2} = 0.0032V \quad (10.5)$$

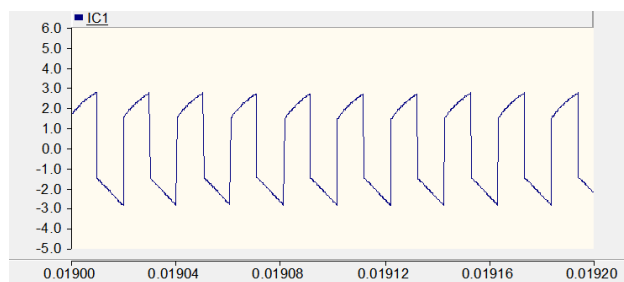
با توجه به رابطه فوق اندازه ریبیل ولتاژ خروجی برابر $0.0032V$ و ولت به دست می‌آید که عدد کوچکی است و به علت پائین بودن مقدار ریبیل ولتاژ خروجی، در شکل موج ولتاژ خروجی مشخص نیست.

به‌منظور تصدیق عملکرد مبدل پیشنهادی برخی از نتایج عملی ارائه شده است. مقادیر پارامترهای مدار عملی مبدل پیشنهادی در جدول ۳ نشان داده شده است. نوع کلید فعال به‌کاررفته ماسفت به شماره IRFP460A است و چهار دیود به شماره MUR860 استفاده شده است. برای درایو کردن کلید فعال از TLP250 استفاده شده است. این قطعه دارای هشت پایه است. از مزایای این درایور به‌ایزوله بودن ورودی و خروجی آن می‌توان اشاره کرد. مدار عملی پیاده‌سازی شده در شکل ۲۴ نشان داده شده است. ولتاژ ورودی 10 ولت، ولتاژ خروجی 48 ولت و مقاومت بار 180 اهم است. شکل موج ولتاژ ورودی (V_i) در شکل (۲۵-الف) و شکل موج ولتاژ خروجی (V_o) در شکل (۲۵-ب) نشان داده شده است. شکل موج جریان عبوری از سلف L_1 (I_{L1}) در شکل (۲۵-ج) نشان داده شده است. شکل (۲۵-د) جریان عبوری از سلف L_2 (I_{L2}) را نشان می‌دهد. شکل موج ولتاژ دوسر کلید فعال S (V_S) در شکل (۲۵-ه) نشان داده شده است. راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی در شکل ۲۶ نشان داده شده است.

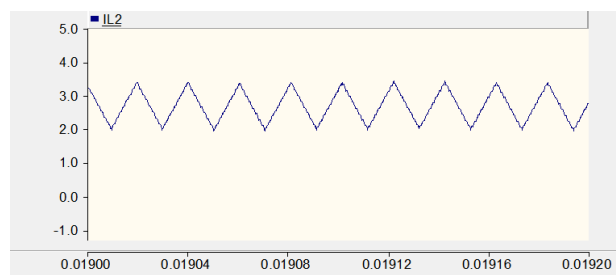
در بار نامی 50 وات، راندمان مبدل تقریباً برابر با $94/3\%$ است.

جدول ۲: مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

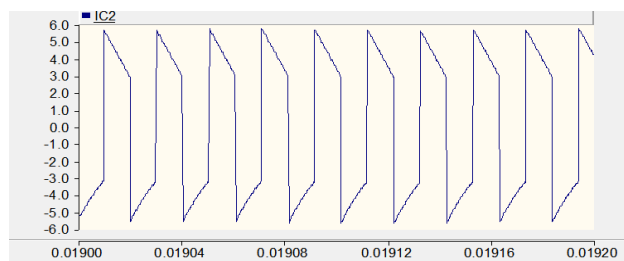
مقدار	متغیر
۵۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۱۰ ولت	ولتاژ منبع ورودی
۵۰ درصد	چرخه کاری
۰/۰۲ اهم	مقاومت هدایتی کلید
۱۳۰ وات	توان خروجی
۴۷۰ میکرو فاراد	خازن‌های C_1, C_2, C_3 و C_4
۱۸ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن‌های C_1, C_2, C_3 و C_4
۸۶۵ میکرو فاراد	خازن خروجی C_o
۱۳ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن C_o
۹۰ میکرو هانری	سلف‌های L_1 و L_2
۴۶ میلی اهم	مقاومت سری معادل سلف‌های L_1 و L_2
۰/۰۲ اهم	مقاومت حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3 و D_4
۰/۸ ولت	ولتاژ حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3 و D_4



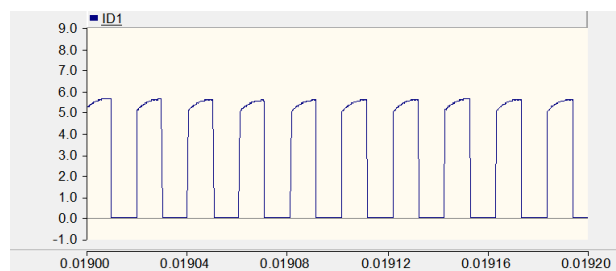
شکل ۱۹: جریان عبوری از خازن C_1



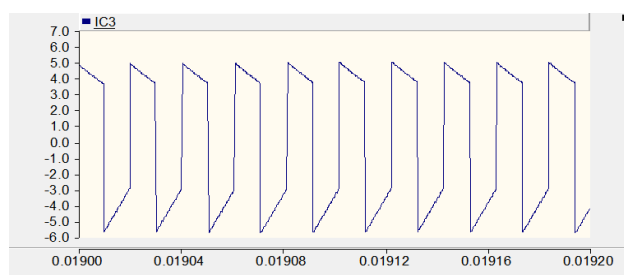
شکل ۱۴: جریان عبوری از سلف L_2



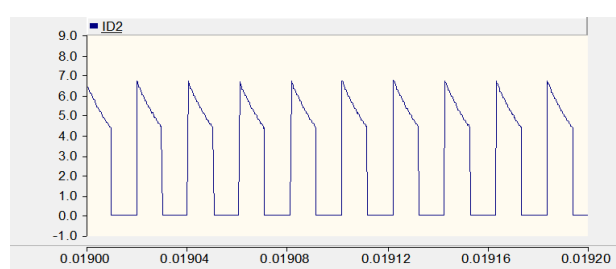
شکل ۲۰: جریان عبوری از خازن C_2



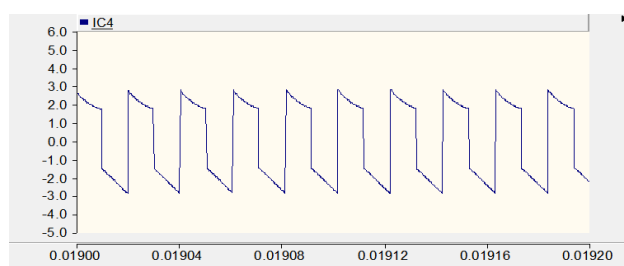
شکل ۱۵: جریان عبوری از دیود D_1



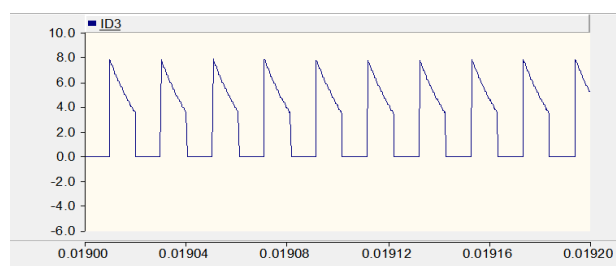
شکل ۲۱: جریان عبوری از خازن C_3



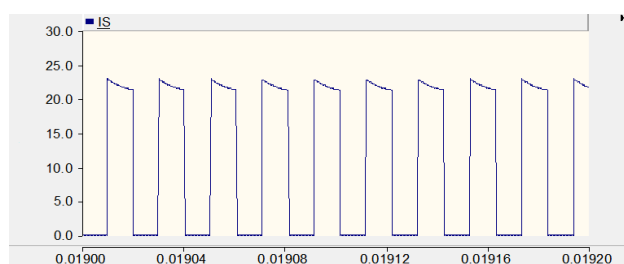
شکل ۱۶: جریان عبوری از دیود D_2



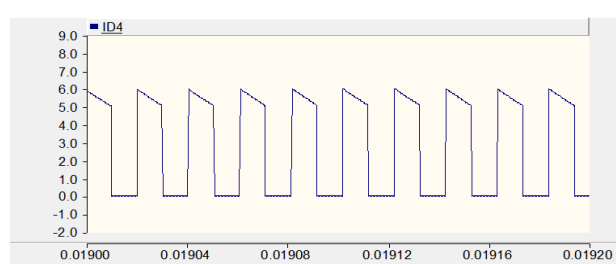
شکل ۲۲: جریان عبوری از خازن C_4



شکل ۱۷: جریان عبوری از دیود D_3

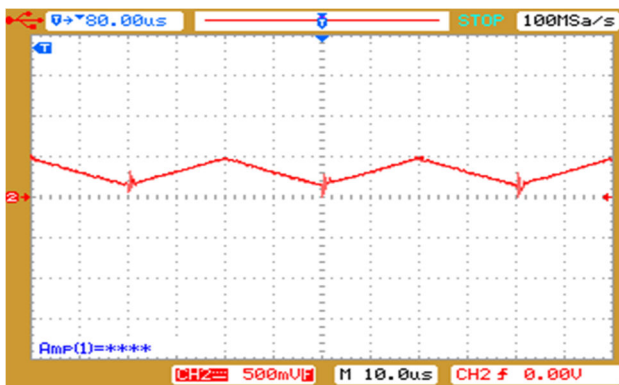


شکل ۲۳: جریان عبوری از کلید

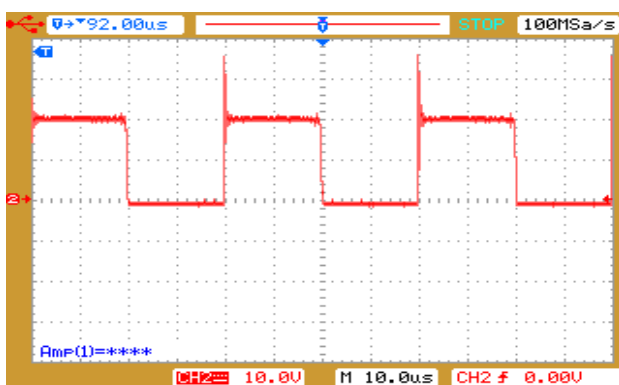


شکل ۱۸: جریان عبوری از دیود D_4

(ج)

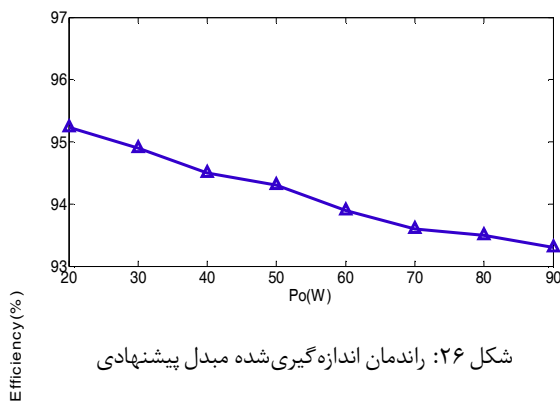


(د)



(ه)

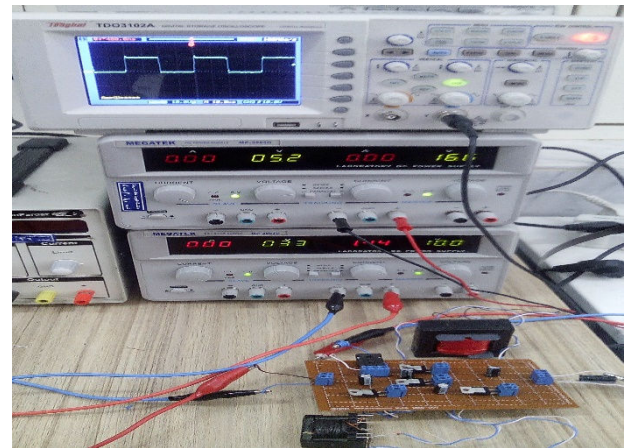
شکل ۲۵: نتایج عملی مبدل پیشنهادی



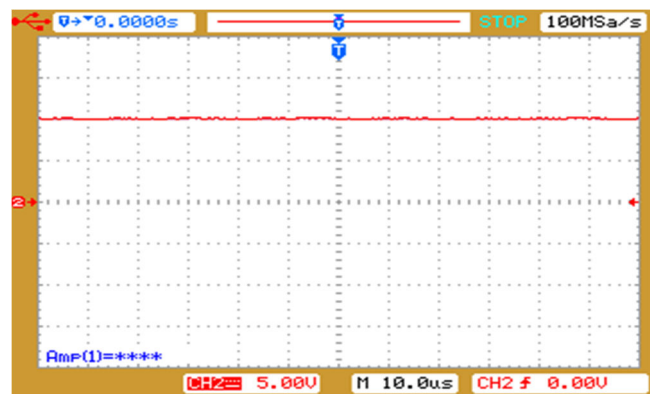
شکل ۲۶: راندمان اندازه گیری شده مبدل پیشنهادی

۴- نتیجه گیری

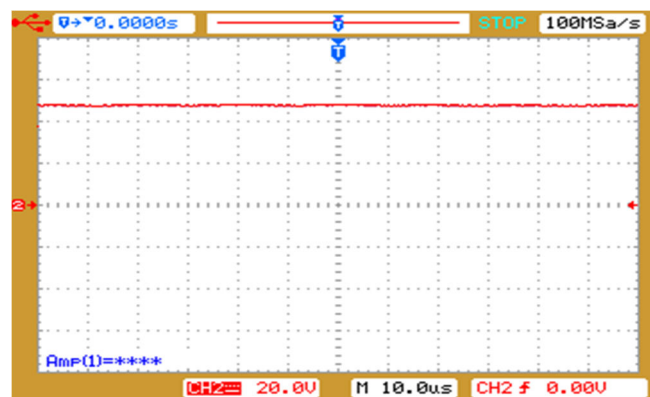
در این مقاله یک مبدل بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است و می تواند برای افزایش ولتاژ به کاررفته رود. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بالاتر از مبدل های افزایشنده و کاهنده-افزاینده مرسوم است و در ناحیه وسیع تری نسبت به مبدل های ذکر شده کار می کند. در این مبدل تنها یک کلید به کار رفته است که موجب سادگی کنترل مبدل می شود. در مبدل پیشنهادی تنش ولتاژ دو سر کلید پائین است که منجر به کاهش تلفات هدایتی و نیز افزایش بازده مبدل می گردد. در این مقاله به بررسی مبدل پیشنهادی در دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته،



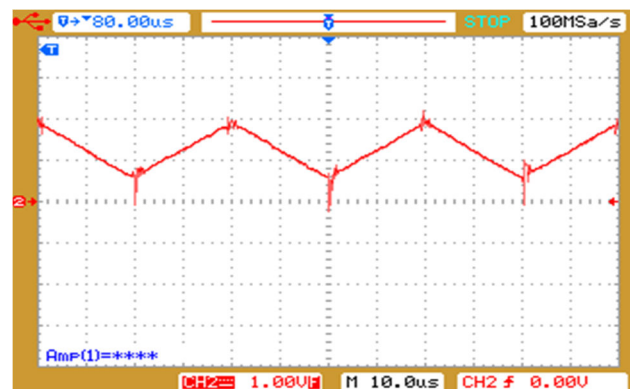
شکل ۲۴: مدار عملی مبدل پیشنهادی



(الف)



(ب)



Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 1, pp. 300–311, 2013.

- [15] A. A. Fardoun and E. H. Ismail, "Ultra step-up DC-DC converter with reduced switch stress," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 5, pp. 2025–2034, 2010.
- [16] G. Zhu and A. Ioinovici, "Steady-state characteristics of switched-capacitor electronic converters," *Journal of Circuits, Systems and Computers*, vol. 7, pp. 69–91, 1997.
- [17] S. M. Chen, T. J. Liang, L. S. Yang and J. F. Chen, "A cascaded high step-up DC-DC converter with single switch for microsource applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1146–1153, 2011.
- [18] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope and G. V. Torrico-Bascope, "Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 1987–1997, 2010.
- [19] S. C. Tan, M. Nur, S. Kiratipongvoot, S. Bronstein, Y. M. Lai, C. K. Tse and A. Ioinovici, "Switched-capacitor converter configuration with low EMI emission obtained by interleaving and its large-signal modeling," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 1081–1084, 2009.
- [20] C. T. Pan, C. F. Chuang and C. C. Chu, "A Novel Transformerless Interleaved High Step-Down Conversion Ratio DC-DC Converter With Low Switch Voltage Stress," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 10, pp. 5290–5299, 2014.
- [21] X. Hu and C. Gong, "A High Gain Input-Parallel Output-Series DC/DC Converter with Dual Coupled-Inductors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1306–1317, 2015.
- [22] K. I. Hwu and W.Z. Jiang, "Isolated step-up converter based on flyback converter and charge pumps," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 9, pp. 2250–2257, 2014.
- [23] A. Ajami, H. Ardi and A. Farakhor, "Design, analysis and implementation of a buck-boost DC/DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 12, pp. 2902–2913, 2014.
- [24] M. R. Banaei, H. Ardi and A. Farakhor, "Analysis and implementation of a new single-switch buck-boost DC/DC converter," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 7, pp. 1906–1914, 2014.
- [25] K. I. Hwu and W.Z. Jiang, "A High Improvement in voltage conversion ratio for step up converter established by KY and buck-boost converters based on coupled inductor," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 6, pp. 1457–1465, 2014.
- [26] Y. P. Hsieh, J. F. Chen and T. J. Liang, "Novel high step-up dc-dc converter for distributed generation system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1473–1482, 2013.
- [27] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, L. S. Yang, C. Y. Wu and W. S. Liu, "High-Conversion-Ratio Bidirectional DC-DC Converter With Coupled Inductor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 210–222, 2014.
- [28] J. K. Kim and G. W. Moon, "Derivation, analysis, and comparison of non-isolated single-switch high step-up converters with low voltage stress," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1336–1344, 2015.

محاسبه بازده و جریان‌های عبوری از عناصر مبدل پرداخته شده است. در پایان برای نشان دادن صحت محاسبات و عملکرد صحیح مبدل نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD و همچنین به‌صورت عملی آورده شده است.

مراجع

- [1] R. J. Wai, C. Y. Lin, C. Y. Lin, R. Y. Duan and Y. R. Chang, "High-efficiency power conversion system for kilowatt-level stand-alone generation unit with low input voltage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 10, pp. 3714–3702, 2008.
- [2] M. Delshad and S. Shahnamnia, "A new ZVT high step up DC-DC converter," in *IEEE ECTI Conference*, pp. 1–4, 2012.
- [3] N. P. Papanikolaou and E. C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 632–640, 2004.
- [4] O. Abutbul, A. Gherlitz, Y. Berkovich and A. Ioinovici, "Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched capacitor circuit," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 50, no. 8, pp. 1098–1102, 2003.
- [5] S. K. Changchien, T. J. Liang, J. F. Chen and L. S. Yang, "Novel high step-up DC-DC converter for fuel cell energy conversion system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2007–2017, 2010.
- [6] K. C. Tseng and T. J. Liang, "Analysis of integrated boost-flyback step-up converter," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 152, no. 2, pp. 217–225, 2005.
- [7] T. F. Wu, Y. S. Lai, J. C. Hung and Y. M. Chen, "Boost converter with coupled inductors and buck-boost type of active clamp," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 154–162, 2008.
- [8] N. P. Papanikolaou and E. C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 3, pp. 632–640, 2004.
- [9] J. M. Kwon and B. H. Kwon, "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 1, pp. 108–115, 2009.
- [10] 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 832–840, 2008.
- [11] 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 Systems. I, Regular Papers*, vol. 55, no. 2, pp. 687–696, 2008.
- [12] B. S. Revathi and M. Prabhakar, "High gain high power DC-DC converter for photovoltaic application," *ICMiCR*, pp. 1–6, 2013.
- [13] K. C. Tseng and C. C. Huang, "High step-up high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1311–1319, 2014.
- [14] W. Li, X. Xiang, C. Li, W. Li and X. He, "Interleaved high step-up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system," *IEEE*