

ارائه یک ساختار جدید از مبدل DC-DC غیر ایزوله با بهره ولتاژ بهبود یافته و تنش ولتاژ پائین کلید به منظور استفاده در انرژی خورشیدی

محمدرضا بنائی^۱، حسین ازدر فائقى بناب^۲

تاریخ دریافت مقاله:

۹۴/۱۱/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله:

۹۵/۰۴/۰۳

چکیده:

در این مقاله، یک مبدل dc-dc تک کلیده بدون ترانسفورماتور با بهره ولتاژ بالا و تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید قدرت برای کاربرد در انرژی خورشیدی پیشنهاد می‌شود. در این ساختار، تنها یک کلید قدرت به کار رفته است که موجب سادگی طرح کنترلی و نیز کاهش تلفات هدایتی می‌گردد. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل‌های افزایشده مرسوم و کاهشده - افزایشده بالاتر است. در این مبدل، تنش ولتاژ دو سر کلید قدرت کم‌تر از ولتاژ خروجی است. تنش ولتاژ کاهش یافته در دو سر کلید قدرت توانایی انتخاب کلید با تلفات کم را می‌دهد. در این مقاله، بهره ولتاژ، جریان‌های مدار، بازده و ریپل ولتاژ خازن‌ها بررسی شده و نتایج شبیه‌سازی و عملی برای تایید عملکرد مبدل پیشنهادی ارائه شده است.

کلمات کلیدی:

بدل dc-dc تک کلیده بدون ترانسفورماتور با بهره ولتاژ بالا، افزایشده مرسوم، کلید قدرت، تنش ولتاژ

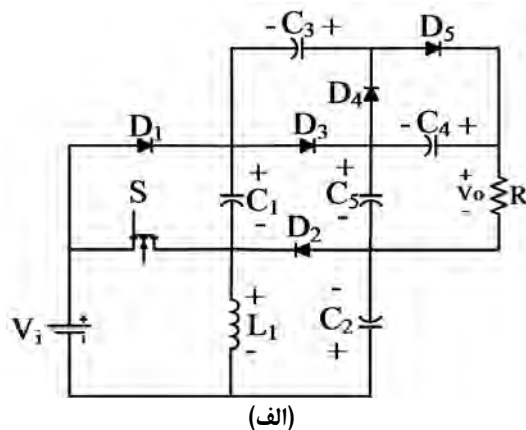
مقدمه

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 که 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 و 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]. برای اتصال پانل‌های خورشیدی به سیستم قدرت نیاز به مبدل‌های dc-dc می‌باشد. به علت پائین بودن سطح ولتاژ سلول‌های خورشیدی باید از مبدل‌های dc-dc با ضریب بهره بالا استفاده کرد [۴]. بازده مبدل‌های dc-dc متداول مانند افزایشده مرسوم انتظار می‌رود بالا باشد ولی در حقیقت، بازده موردنظر توسط مقاومت‌های پارازیتی محدود می‌شود. مبدل‌های مختلفی برای جبران اثر مذکور و افزایش بازده پیشنهاد داده شده است [۵-۸]. با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور و استفاده از روش بالا بردن ولتاژ می‌توان بهره ولتاژ را افزایش داد [۹-۱۲]. ساختار مبدل فلای‌بک ساده می‌باشد و بهره ولتاژ بالا با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور می‌تواند به دست آید ولی انرژی ذخیره شده در سلف ناشی نمی‌تواند بازایی شود که موجب کاهش بازده و افزایش تنش ولتاژ در دو سر کلید می‌شود [۱۳]. برای حل این مشکل از یک مدار اسنابر و اکتیو کلمپ استفاده می‌شود که باعث افزایش قیمت مبدل می‌شود. اضافه کردن کلید و دیود مبدل‌ها از یک طرف باعث افزایش هزینه می‌شود اما از طرف دیگر باعث بازایی انرژی و افزایش بازده مبدل و نیز افزایش بهره مبدل می‌شود [۱۴]. در مرجع [۱۵] یک مبدل dc-dc دو کلیده ایزوله شده با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. در این مبدل از یک ترانسفورماتور با نسبت تبدیل پائین استفاده شده است. برای افزایش بهره ولتاژ دو خازن در زمان خاموش بودن کلیدها به صورت موازی شارژ و در زمان روشن بودن کلیدها به صورت سری دشارژ می‌شوند و با استفاده از مدار کلمپ دیود و خازن انرژی سلف ناشی بازایی می‌گردد. در مرجع [۱۶] 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 مبدل مستقل از ورودی بوده و مقداری ثابتی می‌باشد. در مرجع [۱۷] 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 [۱۸] یک مبدل dc-dc تک کلیده با ضریب بهره بالا و بر پایه مبدل فلای‌بک پیشنهاد داده شده است. ضریب بهره این مبدل دو برابر مبدل فلای‌بک و دارای ساختار ساده است. در مرجع [۱۹] یک مبدل dc-dc با ضریب بهره بالا با استفاده از دو خازن و دو

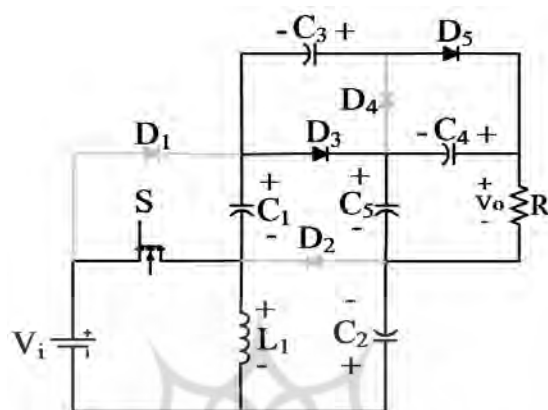
دیود در سمت ثانویه سلف القایی به منظور ایجاد بهره ولتاژ بالا پیشنهاد داده شده است. در این مبدل برای به دست آوردن بهره ولتاژ بالا، روش شارژ موازی خازن و دشارژ سری آن به کار برده شده است. در مرجع [۲۰] یک مبدل dc-dc دوجته با تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید فعال و با استفاده از سلف القایی پیشنهاد داده شده است. در این مبدل، در حالت افزایشی، دو خازن به صورت موازی شارژ و به صورت سری دشارژ می‌شوند و در حالت کاهش، خازن‌های مذکور به صورت سری شارژ و موازی دشارژ می‌شوند. در مرجع [۲۱] یک مبدل dc-dc تک ورودی چند خروجی با ضریب افزایشی بالا پیشنهاد داده شده است. مبدل مذکور قادر است ولتاژ ورودی پائین را به خروجی‌ها 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 مبدل پائین است. در مرجع [۲۲] یک مبدل dc-dc با ضریب بهره بالا و دارای سه سلف القایی و ساخته شده توسط دو برابر کننده ولتاژ پیشنهاد داده شده است. مبدل مذکور می‌تواند ضریب بهره بالایی را با چرخه کاری پائین به دست آورد. در این مبدل انرژی سلف نشتی می‌تواند بازیابی گردد که موجب بهبود بازده و جلوگیری از ایجاد تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید فعال می‌گردد. در مرجع [۲۳] مبدل dc-dc سه ورودی تک خروجی با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. در این مبدل سه کلید به کار رفته است. این مبدل می‌تواند ضریب بهره بالایی را به وسیله هر کدام از ورودی‌ها به دست آورد و تنش ولتاژ دو سر کلیدها در این مبدل پائین است. در این مقاله، یک مبدل dc-dc جدید تک کلیده با ضریب بهره بالا به منظور استفاده در انرژی خورشیدی پیشنهاد داده شده است که ضریب بهره بالاتر از مبدل افزایشی مرسوم دارد. در مبدل پیشنهادی تنها یک کلید به کار رفته است که موجب سادگی کنترل مبدل می‌گردد. این مبدل تنش ولتاژ پائینی در دو سر کلید و دیودها ایجاد می‌کند.

مبدل پیشنهادی

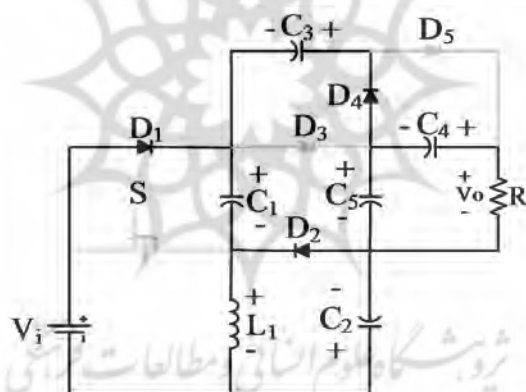
مدار قدرت مبدل پیشنهادی در شکل (۱) الف نشان داده شده است. این مبدل از کلید S ، سلف L_1 ، پنج خازن C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 ، پنج دیود D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 و D_5 تشکیل شده است. مبدل در رژیم هدایت پیوسته دارای دو مد کاری است که به ترتیب شرح داده می‌شود.



(الف)



(ب)



(ج)

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

مد کاری اول

در این مد کاری، کلید S روشن می‌شود. دیودهای D_3 و D_5 روشن و دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 خاموش می‌باشند. 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_4 تخلیه می‌کند و خازن‌های C_1 و C_2 انرژی خود را روی خازن C_5 تخلیه می‌کنند. روابط این مد کاری با برقراری KVL در مدار شکل (۱)-ب به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$V_{L1} = V_i \quad (۱)$$

$$V_{L1} = V_{C5} - V_{C1} - V_{C2} \quad (۲)$$

$$V_{C3} = V_{C4} \quad (۳)$$

در روابط فوق، V_o ولتاژ خروجی، V_i ولتاژ ورودی، V_{L1} ولتاژ دو سر سلف L_1 ، V_{C1} ولتاژ دو سر خازن C_1 ، V_{C2} ولتاژ دو سر خازن C_2 ، V_{C3} ولتاژ دو سر خازن C_3 ، V_{C4} ولتاژ دو سر خازن C_4 و V_{C5} ولتاژ دو سر خازن C_5 است.

مد کاری دوم

مدار معادل این مد کاری در شکل (۱) -ج نشان داده است. در این مد کاری، کلید S خاموش می‌شود. دیودهای D_3 و D_5 خاموش و دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 روشن می‌باشند. در این مد کاری، سلف L_1 دشارژ می‌شود و انرژی خود را روی خازن‌های C_1 و C_2 تخلیه می‌کند. خازن C_5 دشارژ و خازن C_3 شارژ می‌شود. با اعمال KVL در مدار شکل (۱) -ج خواهیم داشت:

$$V_{L1} = V_i - V_{C1} \quad (۴)$$

$$V_{L1} = -V_{C2} \quad (۵)$$

$$V_{C5} = V_{C3} + V_{C1} \quad (۶)$$

شکل موج‌های کلیدی مربوط به مبدل پیشنهادی در شکل (۲) نشان داده شده است.

محاسبه ضریب بهره در رژیم هدایت پیوسته

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

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (۷)$$

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:

$$\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^T (V_i - V_{C1}) dt = 0 \quad (۸)$$

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

$$V_{C1} = \frac{V_i}{1-D} \quad (۹)$$

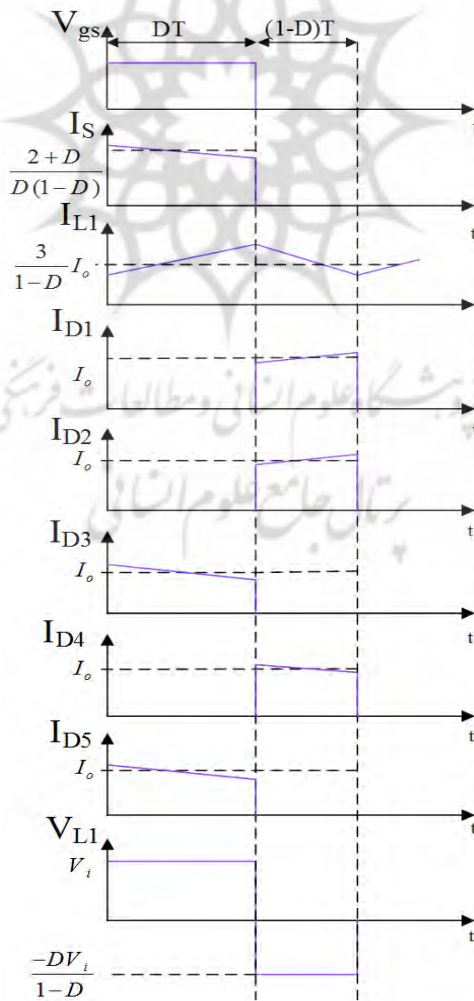
با توجه به رابطه‌های (۱) و (۵) و برقراری قانون تعادل ولتاژ برای سلف L_1 می‌توان نوشت:

$$\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^T (-V_{C2}) dt = 0 \quad (10)$$

از رابطه فوق ولتاژ دو سر خازن C_2 (V_{C2}) به صورت زیر به دست می‌آید:

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

با توجه به روابط (۱)، (۲)، (۹) و (۱۱) ولتاژ دو سر خازن C_5 برابر است با:



شکل ۲) شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی

$$V_{C5} = \frac{2V_i}{1-D} \quad (12)$$

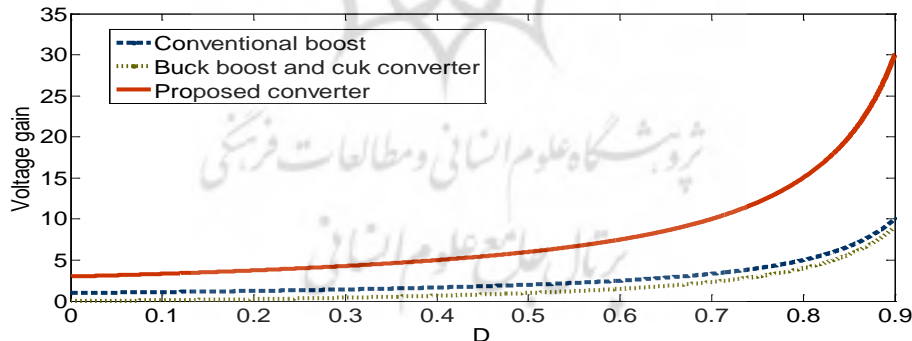
با توجه به روابط (۳)، (۶)، (۹) و (۱۲) ولتاژ دو سر خازن‌های C_3 و C_4 (V_{C3} و V_{C4}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{V_i}{1-D} \quad (13)$$

با توجه به روابط (۱۲) و (۱۳) ضریب بهره مبدل در رژیم هدایت پیوسته (M_{CCM}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$M_{CCM} = \frac{V_{C4} + V_{C5}}{V_i} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{3}{1-D} \quad (14)$$

منحنی بهره ولتاژ حاصل از مبدل‌های افزایشده مرسوم، کاهشده-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

محاسبه جریان‌های عبوری از عناصر مبدل

جریان عبوری از خازن C_4 در مد کاری دوم با توجه به شکل (۱) -ج برابر است با:

$$I_{C4,off} = -I_o \quad (15)$$

در رابطه فوق، $I_{C4,off}$ جریان عبوری از خازن C_4 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 C_4 خواهیم داشت:

$$\int_0^{DT} I_{C4,on} dt + \int_{DT}^T I_{C4,off} dt = 0 \quad (16)$$

در رابطه فوق، $I_{C4,on}$ جریان عبوری از خازن C_4 در مد کاری اول است.

با توجه به شکل (۱) - ب و رابطه (۱۶)، جریان عبوری از خازن C_3 در مد کاری اول ($I_{C3,on}$) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C3,on} = -I_{C4,on} - I_o = -\frac{I_o}{D} \quad (17)$$

با توجه به شکل (۱) - ج، جریان عبوری از خازن C_5 در مد کاری دوم ($I_{C5,off}$) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C5,off} = I_{C4,off} - I_{C3,off} = -\frac{2-D}{1-D} I_o \quad (18)$$

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

با توجه به شکل (۱) - ب، جریان عبوری از خازن C_2 در مد کاری اول ($I_{C2,on}$) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C2,on} = -I_{C5,on} - I_o = -\frac{2}{D} I_o \quad (19)$$

در رابطه فوق، $I_{C5,on}$ جریان‌های عبوری از خازن C_5 در مد کاری اول است.

با توجه به شکل (۱) - ب، جریان عبوری از خازن C_1 در مد کاری اول به صورت زیر است:

$$I_{C1,on} = I_{C3,on} + I_{C4,on} - I_{C5,on} = -\frac{2}{D} I_o \quad (20)$$

در رابطه فوق، $I_{C1,on}$ جریان عبوری از خازن C_1 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:

$$I_{L1} = I_{C2,off} + I_{C1,off} + I_{C5,off} + I_o = \frac{3}{1-D} I_o \quad (21)$$

در رابطه فوق، $I_{C1,off}$ و $I_{C2,off}$ جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری دوم است.

جریان‌های عبوری از دیودهای D_1, D_2, D_3, D_4 و D_5 ($I_{D1}, I_{D2}, I_{D3}, I_{D4}$ و I_{D5}) از روابط زیر قابل محاسبه هستند:

$$I_{D1} = I_{C1,off} - I_{C3,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (22)$$

$$I_{D2} = I_{C5,off} + I_{C2,off} + I_o = \frac{I_o}{1-D} \quad (23)$$

$$I_{D3} = I_{C5,off} - I_{C4,off} = \frac{I_o}{D} \quad (24)$$

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

$$I_{D5} = I_{C4,on} + I_o = \frac{I_o}{D} \quad (26)$$

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

$$I_S = I_{L1} - I_{C1,on} = \frac{1+2D}{D(1-D)} I_o \quad (27)$$

مقدار متوسط جریان ورودی از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$I_i = \int_0^{DT} (I_{L1} - I_{C1,on}) dt + \int_{DT}^T (I_{C1,off} - I_{C3,off}) dt = \frac{3}{1-D} I_o \quad (28)$$

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

معادلات جریان سلف L_1 در بازه زمانی $0 \leq t < DT$ با توجه به شکل (۱) ب- به صورت زیر است:

$$I_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^{DT} V_i dt + I_{L1}(0) \quad (29)$$

در روابط فوق، $I_{L1}(0)$ مقدار اولیه جریان عبوری از سلف L_1 است.

اندازه ریپل جریان عبوری از سلف L_1 با توجه به رابطه فوق به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\Delta I_{L1} = \frac{DV_i}{L_1 f_s} = \frac{D(1-D)V_o}{3L_1 f_s} \quad (30)$$

در روابط فوق، ΔI_{L1} اندازه ریپل جریان سلف L_1 و f_s فرکانس کلیدزنی است.

بیشترین مقدار اندازه ریپل جریان سلف L_1 به صورت زیر به دست می آید:

$$\Delta I_{L1,max} = \frac{D_{min} V_{i,max}}{L_1 f_s} = \frac{D_{min} (1 - D_{min}) V_o}{3L_1 f_s} \quad (31)$$

در رابطه فوق، $\Delta I_{L1,max}$ بیشترین مقدار اندازه ریپل جریان سلف L_1 است.

رژیم هدایت ناپیوسته

مدهای کاری اول و دوم رژیم هدایت ناپیوسته مدهای کاری اول و دوم رژیم هدایت پیوسته می باشند. در مد کاری سوم رژیم هدایت ناپیوسته کلید و دیودها خاموش می شوند. مدار معادل مد کاری سوم در شکل (۴) نشان داده شده است. در این مد کاری، جریان عبوری از سلف صفر می شود و جریان عبوری از دیودها نیز به مقدار صفر می رسد. جریان های 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 می آیند:

$$I_{D1} = I_{C1,off} - I_{C3,off} \quad (32)$$

$$I_{D2} = I_{L1} - I_{C1,off} \quad (33)$$

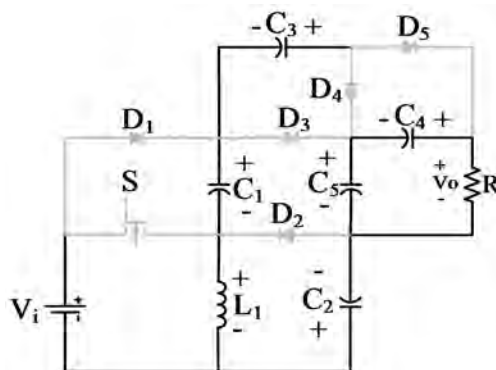
$$I_{D4} = I_{C3,off} \quad (34)$$

با توجه به روابط فوق می توان نوشت:

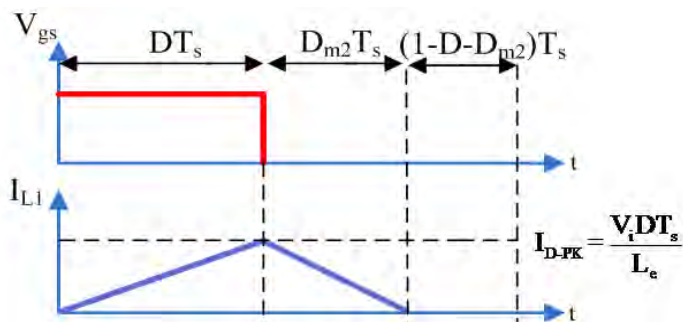
$$I_{D1} + I_{D2} + I_{D3} = I_{L1} \quad (35)$$

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 (۳۲)، (۳۳) و (۳۴) برابر جریان خروجی است به عبارت دیگر:

$$I_{D1,av} = I_{D2,av} = I_{D4,av} = \frac{V_o}{R} \quad (36)$$



شکل ۴) مدار معادل مبدل پشتهادی در مد کاری سوم در رژیم هدایت ناپیوسته



شکل ۵) شکل موج مبدل پیشنهادی در رژیم هدایت ناپیوسته

با اعمال قانون تعادل ولتاژ برای سلف L_1 چرخه کاری در مد کاری دوم رژیم هدایت ناپیوسته (D_{m2}) از رابطه زیر به دست می آید:

$$D_{m2} = \frac{3DV_i}{V_o - V_i} \quad (37)$$

با توجه به شکل (۵) می توان نوشت:

$$I_{D1,av} + I_{D2,av} + I_{D4,av} = \frac{1}{2} \times D_m \times I_{D-PK} \quad (38)$$

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

$$I_{D-PK} = \frac{V_i DT}{L_1} \quad (39)$$

بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته (M_{DCM}) با توجه به روابط (۳۶) تا (۳۹) برابر است با:

$$M_{DCM} = \frac{3 + \sqrt{9 + \frac{4D^2}{\tau}}}{2} \quad (40)$$

در رابطه فوق، τ به صورت زیر به دست می آید:

$$\tau = \frac{2L_1}{RT} \quad (41)$$

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

جدول (۱) مقادیر نامی نرمالیزه شده ولتاژ و جریان عناصر مبدل پیشنهادی

متغیر	مقدار موثر نرمالیزه شده جریان عبوری	حداکثر ولتاژ نرمالیزه شده
کلید	$\frac{\sqrt{M_{CCM}-2}}{\sqrt{M_{CCM}(M_{CCM}-3)}}$	$\frac{1}{3}$
خازن‌های C_2 و C_1	$\frac{2}{\sqrt{3(M_{CCM}-3)}}$	$\frac{1}{3}$ و $\frac{M_{CCM}-3}{3M_{CCM}}$
خازن C_3	$\frac{1}{\sqrt{3(M_{CCM}-3)}}$	$\frac{1}{3}$
خازن C_4	$\frac{\sqrt{3}}{M_{CCM}\sqrt{(M_{CCM}-3)}}$	$\frac{1}{3}$
خازن C_5	$\frac{M_{CCM}+3}{M_{CCM}\sqrt{3(M_{CCM}-3)}}$	$\frac{2}{3}$
سلف L_1	$\frac{1}{M_{CCM}}$	-
دیودهای D_4 و D_2 ، D_1	$\frac{1}{\sqrt{3M_{CCM}}}$	$\frac{1}{3}$
دیودهای D_5 و D_3	$\frac{1}{\sqrt{M_{CCM}(M_{CCM}-3)}}$	$\frac{1}{3}$

محاسبه بازده مبدل

بازده مبدل با محاسبه تلفات عناصر مبدل به دست می‌آید. تلفات امان‌ها با در نظر گرفتن مقاومت‌های پارازیتی محاسبه می‌گردد. r_{DS} مقاومت هدایتی کلید S است. R_{F1} ، R_{F2} ، R_{F3} ، R_{F4} و R_{F5} مقاومت حالت روشن دیودهای D_1 ، D_2 ، D_3 و D_4 ، D_5 و D_1 ، D_2 ، D_3 و D_4 ولتاژ آستانه دیودهای D_1 ، D_2 و

D_4, D_3 و $r_{C5}, r_{C4}, r_{C3}, r_{C2}, r_{C1}, D_5$ و C_4, C_3, C_2, C_1 معادل خازن‌های سری مقاومتهای سری معادل خازن‌های C_4, C_3, C_2, C_1 و C_5, R_{L1} مقاومت سری معادل سلف L_1 است. تلفات هدایتی با محاسبه مقدار موثر جریان عبوری از کلید به دست می‌آید.

مقدار موثر جریان عبوری از کلید S ($I_{S,ms}$) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{S,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{L1} - I_{C1,on})^2 dt} \quad (42)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{1+2D}{D(1-D)} I_o \right)^2 dt} = \frac{1+2D}{\sqrt{D(1-D)}} I_o$$

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

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{S,ms}^2 = r_{DS} \frac{(1+2D)^2}{D(1-D)^2} I_o^2 \quad (43)$$

تلفات کلیدزنی کلید S (P_{Sw}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Sw} = f_s C_s V_s^2 = f_s C_s \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (44)$$

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

رابطه (۴۴) به صورت زیر بازنویسی می‌گردد:

$$P_s = f_s C_s \left(\frac{V_o}{3} \right)^2 \quad (45)$$

با توجه به روابط (۴۳) و (۴۵)، تلفات کل کلید (P_{Switch}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Switch} = P_{rDS} + \frac{P_{Sw}}{2} \quad (46)$$

مقدار موثر جریان‌های عبوری از دیودهای D_1, D_2, D_4 و ($I_{D1,ms}, I_{D2,ms}$ و $I_{D4,ms}$) با توجه به روابط برابر است با:

$$I_{D1,ms} = I_{D2,ms} = I_{D4,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right)^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (47)$$

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

$$(P_{RF})_{D1} = R_{F1} I_{D1,ms}^2 = R_{F1} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (48)$$

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

$$(P_{RF})_{D2} = R_{F2} I_{D2,ms}^2 = R_{F2} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (49)$$

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_4 $((P_{RF})_{D4})$ به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$(P_{RF})_{D4} = R_{F4} I_{D4,ms}^2 = R_{F4} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (50)$$

مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 $(I_{D1,av}$ ، $I_{D2,av}$ و $I_{D4,av})$ برابر است با:

$$I_{D1,av} = I_{D2,av} = I_{D4,av} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right) dt = I_o \quad (51)$$

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

$$(P_{VF})_{D1} = V_{F1} I_{D1,av} = V_{F1} I_o \quad (52)$$

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

$$(P_{VF})_{D2} = V_{F2} I_{D2,av} = V_{F2} I_o \quad (53)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_4 $((P_{VF})_{D4})$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$(P_{VF})_{D4} = V_{F4} I_{D4,av} = V_{F4} I_o \quad (54)$$

مقدار موثر جریان‌های عبوری از دیودهای D_3 و D_5 $(I_{D3,ms}$ و $I_{D5,ms})$ با توجه به روابط برابر است با:

$$I_{D3,ms} = I_{D5,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{I_o}{D} \right)^2 dt} = \frac{1}{\sqrt{D}} I_o \quad (55)$$

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

$$(P_{RF})_{D3} = R_{F3} I_{D3,ms}^2 = R_{F3} \frac{1}{D} I_o^2 \quad (56)$$

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_5 $((P_{RF})_{D5})$ به این صورت محاسبه می‌شود

$$(P_{RF})_{D5} = R_{F5} I_{D5,rms}^2 = R_{F5} \frac{1}{D} I_o^2 \quad (57)$$

مقدار متوسط جریان عبوری از دیودهای D_3 و D_5 $(I_{D3,av}$ و $I_{D5,av})$ برابر است با:

$$I_{D3,av} = I_{D5,av} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_o}{D} \right) dt = I_o \quad (58)$$

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

$$(P_{VF})_{D3} = V_{F3} I_{D3,av} = V_{F3} I_o \quad (59)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_5 $((P_{VF})_{D5})$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$(P_{VF})_{D5} = V_{F5} I_{D5,av} = V_{F5} I_o \quad (60)$$

مقدار موثر جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 $(I_{C1,rms}$ و $I_{C2,rms})$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C1,rms} = I_{C2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{2}{D} I_o \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} \times \frac{2}{D} I_o \right)^2 dt \right]} = 2 \sqrt{\frac{1}{D(1-D)}} I_o \quad (61)$$

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

$$P_{RC1} = r_{C1} I_{C1,rms}^2 = r_{C1} \frac{4}{D(1-D)} I_o^2 \quad (62)$$

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

$$P_{RC2} = r_{C2} I_{C2,rms}^2 = r_{C2} \frac{4}{D(1-D)} I_o^2 \quad (63)$$

مقدار موثر جریان عبوری از خازن‌های C_3 $(I_{C3,rms})$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C3,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{1}{D} I_o \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} \times \frac{1}{D} I_o \right)^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{1}{D(1-D)}} I_o \quad (64)$$

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

$$P_{RC3} = r_{C3} I_{C3,ms}^2 = r_{C3} \frac{1}{D(1-D)} I_o^2 \quad (65)$$

مقدار موثر جریان عبوری از خازن C_4 ($I_{C4,ms}$) از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{C4,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{1-D}{D} I_o \right)^2 dt + \int_{DT}^T I_o^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{1-D}{D}} I_o \quad (66)$$

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

$$P_{RC4} = r_{C4} I_{C4,ms}^2 = r_{C4} \frac{1-D}{D} I_o^2 \quad (67)$$

مقدار موثر جریان عبوری از خازن C_5 از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{C5,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{1-D}{D} \times \frac{2-D}{1-D} I_o \right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{2-D}{1-D} I_o \right)^2 dt \right]} = \frac{2-D}{\sqrt{D(1-D)}} I_o \quad (68)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_5 (P_{RC5}) برابر است با:

$$P_{RC5} = r_{C5} I_{C5,ms}^2 = r_{C5} \frac{(2-D)^2}{D(1-D)} I_o^2 \quad (69)$$

مقدار موثر جریان عبوری از سلف L_1 ($I_{L1,ms}$) برابر است با:

$$I_{L1,ms} = \frac{3}{1-D} I_o \quad (70)$$

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

$$P_{rL1} = R_{L1} I_{L1,ms}^2 = R_{L1} \left(\frac{3}{1-D} \right)^2 I_o^2 \quad (71)$$

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

$$P_{loss} = P_{Switch} + \sum_{u=1}^5 (P_{RF})_{Du} + \sum_{u=1}^5 (P_{VF})_{Du} + \sum_{u=1}^5 P_{RCu} + P_{rL1} \quad (72)$$

بازده مبدل (η) از رابطه زیر به دست می آید:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}} \quad (73)$$

بازده مبدل با توجه به رابطه (۷۳) به صورت زیر تعریف می شود:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad (74)$$

در رابطه فوق P_i توان ورودی مبدل پیشنهادی است.

با توجه به رابطه (۷۴)، بازده به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\eta = \frac{1-D}{3} M_{CCM} \quad (75)$$

بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن مقاومت های پارازیتی و با توجه به رابطه (۷۵) به صورت زیر به دست می آید:

$$M_{CCM} = \frac{3\eta}{1-D} \quad (76)$$

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

$$V_s = \frac{V_i}{1-D} \quad (77)$$

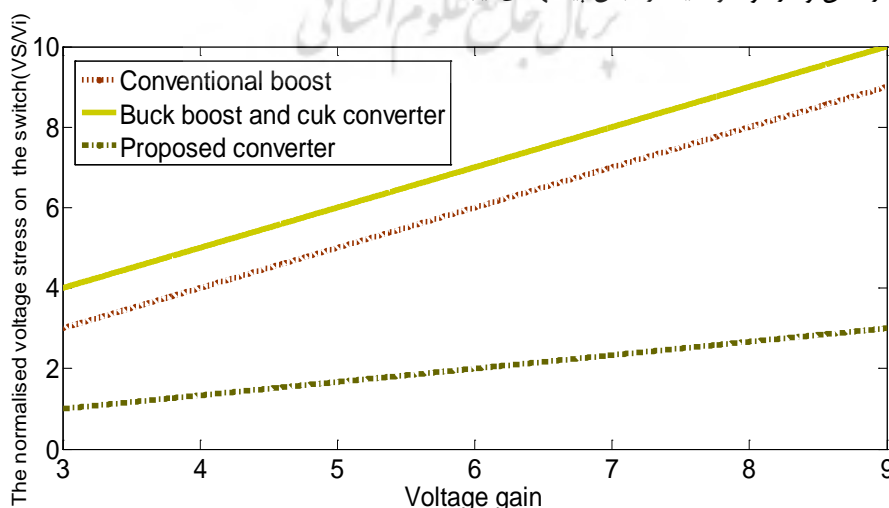
در رابطه فوق، V_s تنش ولتاژ دو سر کلید S است.

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 دو سر کلید در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.



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

رژیم هدایت مرزی

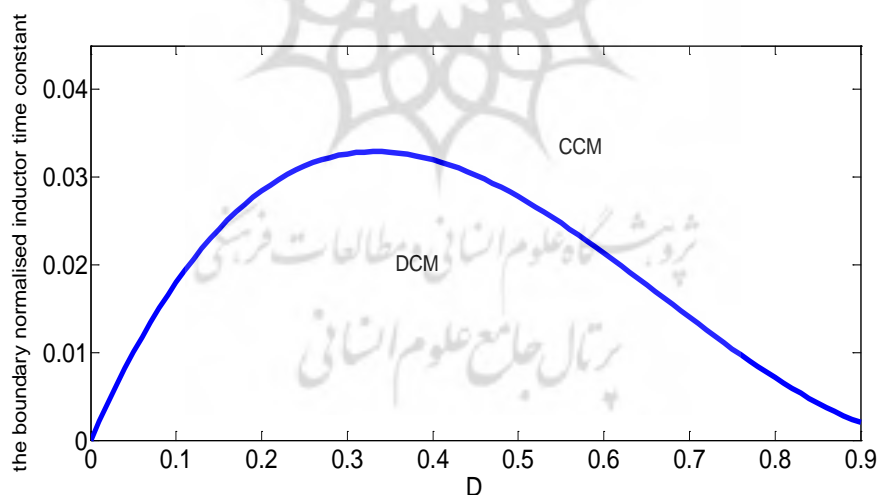
در این رژیم، هدایت بهره ولتاژ رژیم هدایت پیوسته برابر بهره رژیم هدایت ناپیوسته است. با برقراری این شرط ثابت زمانی نرمالیزه از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\tau_b = \frac{2D(1-D)^2}{9} \quad (78)$$

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 (۷) نشان داده شده است. مقایسه نمودار ثابت زمانی نرمالیزه نشان می‌دهد که مبدل پیشنهادی در ناحیه وسیعی در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کند.



شکل (۷) منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل پیشنهادی

محاسبه اندازه ریپل ولتاژ خازن‌ها

مطابق روابط (۱۹) و (۲۰) جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 برابر است. مقدار خازن‌های C_1 و C_2 برابر بوده و با C نشان داده شده است. مقاومت سری معادل خازن‌های C_1 و C_2 برابر است و در نتیجه، اندازه ریپل خازن‌های C_1 و C_2 برابر است. طبق شکل (۸) اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 با ΔV_C نشان داده شده است. $\Delta V_{C,ESR}$ برابر اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 است که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن‌های C_1 و C_2 ایجاد شده است. $\Delta V_{C,cap}$ اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 است که براساس شارژ و دشارژ خازن ایجاد شده

است. اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_C = \Delta V_{C,ESR} + \Delta V_{C,cap} \quad (79)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C,ESR} = ESR_C \Delta I_C \square ESR_C (I_{C,off} - I_{C,on}) = \frac{ESR_C 2I_o}{D(1-D)} \quad (80)$$

در رابطه فوق، $I_{C,on}$ جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری اول و $I_{C,off}$ جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری دوم است.

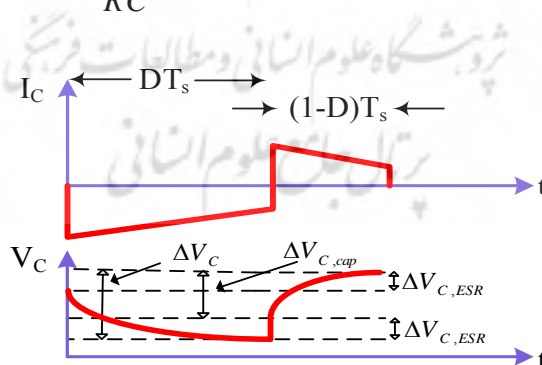
در رابطه فوق، ESR_C به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_C = \frac{\tan \delta_C}{2\pi f} \quad (81)$$

در رابطه فوق، $\tan \delta_C$ ضریب تلفات خازن‌های C_1 و C_2 است.

به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C,cap} = \frac{I_{C,off} (1-D)T}{C} = \frac{2TV_o}{RC} \quad (82)$$



شکل ۸) شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_1 و C_2

مطابق شکل (۹) اندازه ریپل ولتاژ خازن با ΔV_{C3} نشان داده شده است. $\Delta V_{C3,ESR}$ برابر اندازه ریپل ولتاژ خازن

C_3 است که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن C_3 ایجاد شده است. $\Delta V_{C3,cap}$ برابر اندازه ریپل ولتاژ

خازن C_3 است که براساس شارژ و دشارژ خازن C_3 ایجاد شده است. اندازه ریپل ولتاژ خازن C_3 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_{C3,ESR} + \Delta V_{C3,cap} \quad (83)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C3,ESR} = ESR_{C3} \Delta I_{C3} \square ESR_{C3} (I_{C3,off} - I_{C3,on}) = \frac{ESR_{C3} I_o}{D(1-D)} \quad (84)$$

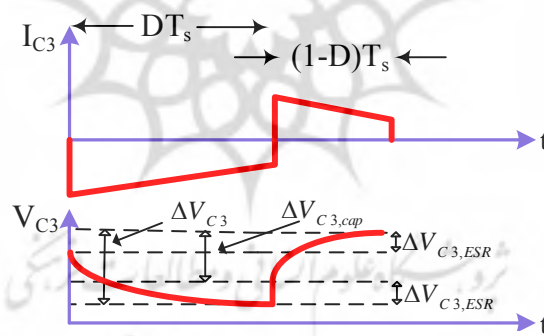
در رابطه فوق ESR_{C3} به صورت زیر است.

$$ESR_{C3} = \frac{\tan \delta_{C3}}{2\pi f_s} \quad (85)$$

در رابطه فوق $\tan \delta_{C3}$ ضریب تلفات خازن C_3 است.

به صورت زیر حاصل می‌گردد.

$$\Delta V_{C3,cap} = \frac{I_{C3,off} (1-D)T}{C_3} = \frac{TV_o}{RC_3} \quad (86)$$



شکل ۹) شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_3

طبق شکل (۱۰) اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_4 با ΔV_{C4} نشان داده شده است. $\Delta V_{C4,ESR}$ برابر اندازه ریبیل ولتاژ

خازن C_4 است که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن C_4 ایجاد شده است. $\Delta V_{C4,cap}$ اندازه ریبیل ولتاژ

خازن C_4 است که براساس شارژ و دشارژ ایجاد شده است. اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_4 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C4} = \Delta V_{C4,ESR} + \Delta V_{C4,cap} \quad (87)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

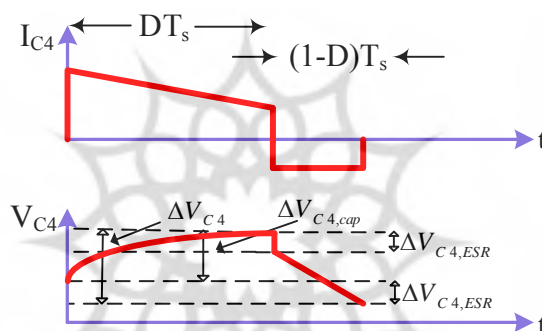
$$\Delta V_{C4,ESR} = ESR_{C4} \Delta I_{C4} \square ESR_{C4} (I_{C4,on} - I_{C4,off}) = \frac{ESR_{C4} I_o}{D} \quad (88)$$

در رابطه فوق، ESR_{C4} به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_{C_4} = \frac{\tan \delta_{C_4}}{2\pi f_s} \quad (89)$$

در رابطه فوق، $\tan \delta_{C_4}$ ضریب تلفات خازن C_4 است
 به صورت زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C_4, cap} = \frac{I_{C_4, on} DT}{C_4} = \frac{(1-D)TV_o}{RC_4} \quad (90)$$



شکل ۱۰) شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_4

بر اساس شکل (۱۱)، اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_5 با ΔV_{C_5} نشان داده شده است. $\Delta V_{C_5, ESR}$ برابر اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_5 است که از عبور جریان از مقاومت معادل سری خازن C_5 ایجاد شده است. $\Delta V_{C_5, cap}$ اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_5 است که بر اساس شارژ و دشارژ خازن ایجاد شده است. اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_5 از رابطه زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C_5} = \Delta V_{C_5, ESR} + \Delta V_{C_5, cap} \quad (91)$$

از رابطه زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C_5, ESR} = ESR_{C_5} \Delta I_{C_5} = ESR_{C_5} (I_{C_5, on} - I_{C_5, off}) = \frac{ESR_{C_5} I_o (2-D)}{D(1-D)} \quad (92)$$

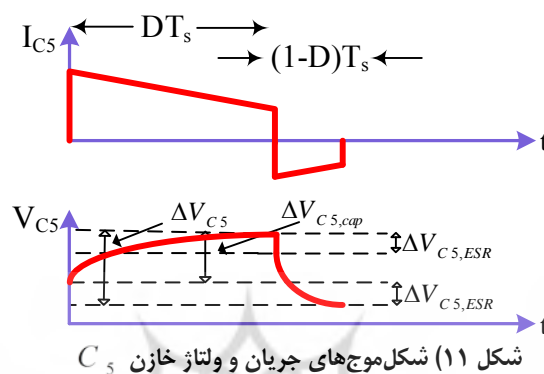
در رابطه فوق ESR_{C_5} به صورت زیر تعریف می شود:

$$ESR_{C_5} = \frac{\tan \delta_{C_5}}{2\pi f} \quad (93)$$

در رابطه فوق $\tan \delta_{C_5}$ ضریب تلفات خازن C_5 است.

به صورت زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C_5, cap} = \frac{I_{C_5, on} DT}{C_5} = \frac{(2-D)TV_o}{RC_5} \quad (94)$$

شکل (۱۱) شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_5

نتایج شبیه‌سازی و عملی

برای بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD ارائه شده است. مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی در جدول (۲) آورده شده است. شکل موج پالس اعمالی به کلید در شکل (۱۲)-الف نشان داده شده است. با توجه به رابطه (۱۴) و جدول (۲)، بهره ولتاژ شش است و سطح ولتاژ خروجی برابر ۶۰ ولت است. شکل موج ولتاژ خروجی V_o در شکل (۱۲)-ب نشان داده شده است. جریان عبوری از سلف L_1 در شکل (۱۲)-ج نشان داده شده است. با توجه به شکل موج سلف L_1 مبدل در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کند. مقدار متوسط جریان عبوری از سلف L_1 ، با توجه به رابطه (۲۱) و استفاده از مقادیر جدول (۲) برابر است با:

$$I_{L1} = \frac{3}{1-D} I_o = \frac{3}{1-D} \frac{P_o}{V_o} = \frac{3}{1-0.5} \frac{120}{60} = 12A \quad (95)$$

با توجه به رابطه فوق، مقدار متوسط جریان عبوری از سلف L_1 برابر ۱۲ آمپر است که با نتایج شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. مشابه رابطه فوق، مقدار متوسط جریان‌های عبوری از سایر عناصر به دست می‌آیند. در شکل‌های (۱۲)-د، (۱۲)-ه، (۱۲)-و، (۱۲)-ز و (۱۲)-ح شکل موج جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 ، D_3 و D_4 ، D_5 و D_4 نشان داده شده است که با توجه به شکل‌های مفروض دیودهای D_3 و D_5 در مد کاری اول روشن و دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 در مد کاری دوم روشن می‌باشند. با توجه به روابط (۲۶)-(۲۲) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_3 و D_5 در مد کاری اول و مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 در مد کاری دوم برابر ۶ آمپر که با نتایج شبیه‌سازی مطابقت دارد. در شکل‌های (۱۲)-ط، (۱۲)-ی، (۱۲)-ک، (۱۲)-ل و (۱۲)-م جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 ، C_5 نشان داده شده است. با توجه به روابط (۱۵)، (۱۷)، (۱۸)، (۱۹) و (۲۰) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 ، C_4 و C_5 در مد کاری اول به ترتیب ۸، ۸، ۴، ۲ و ۶ آمپر است. مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 ، C_4 و C_5 در مد کاری دوم به ترتیب ۸، ۸، ۴، ۲ و ۶ آمپر است که این مقادیر تایید کننده نتایج شبیه‌سازی هستند. شکل (۱۲)-ن جریان عبوری از کلید S را

نشان می‌دهد. با توجه به رابطه (۲۷)، مقدار متوسط جریان کلید S برابر ۲۰ آمپر است که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد.

شکل موج جریان عبوری از سلف L_1 با چرخه کاری ۳۰ درصد در مد کاری اول در رژیم هدایت ناپیوسته در شکل (۱۲) - س نشان داده شده است. با توجه به شکل، جریان عبوری از سلف L_1 در مد کاری سوم صفر است که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی دارد.

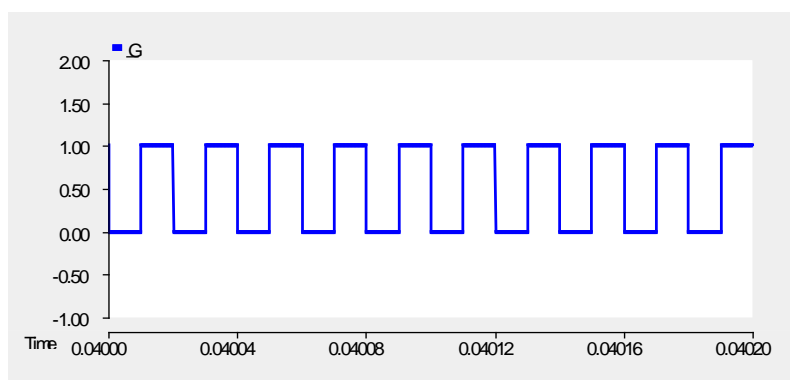
به منظور تصدیق عملکرد مبدل پیشنهادی برخی از نتایج عملی ارائه شده است. مقادیر پارامترهای عملی در جدول (۳) نشان داده شده است. ولتاژ خروجی ۱۱۰ ولت است و توان خروجی ۴۵ وات است. شکل موج جریان عبوری از سلف L_1 در شکل (۱۳)-الف نشان داده شده است. با توجه به رابطه (۲۱)، ریپل جریان عبوری از سلف ۱/۸ آمپر است که صحت نتیجه عملی را نشان می‌دهد. شکل موج ولتاژ ورودی (V_i) در شکل (۱۳)-ب نشان داده شده است که با توجه به شکل، ولتاژ ورودی ۱۵ ولت است. شکل موج ولتاژ خروجی (V_o) در شکل (۱۳)-ج نشان داده شده است. با توجه به رابطه (۱۵)، ولتاژ خروجی ۱۱۰ ولت است که شکل موج درستی نتیجه را اثبات می‌کند. راندمان اندازه‌گیری شده به صورت عملی و نقطه به نقطه مبدل پیشنهادی در شکل (۱۴) نشان داده شده است. مطابق شکل حداکثر راندمان مبدل ۹۲ درصد است. در بیش‌ترین بار، راندمان مبدل پیشنهادی ۸۹/۵ درصد است.

جدول ۲) مقادیر پارامترهای شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

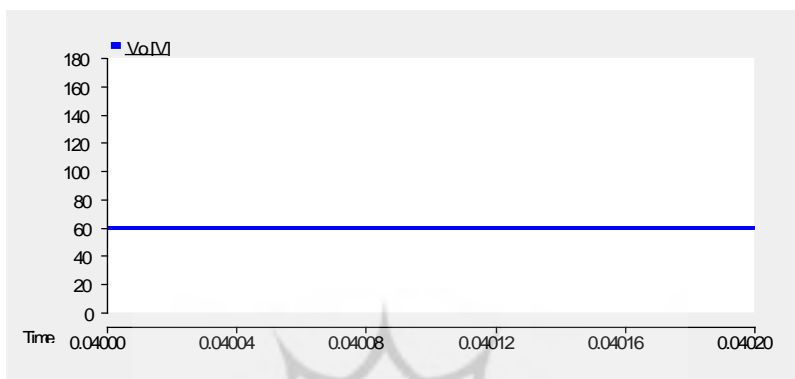
مقدار	متغیر
۵۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۱۰ ولت	ولتاژ منبع ورودی
۵۰ درصد	چرخه کاری
۰/۰۲ اهم	مقاومت هدایتی کلید
۱۲۰ وات	توان خروجی
۴۷۰ میکرو فاراد	خازن‌های C_1, C_2, C_3, C_4 و C_5
۱۸ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن‌های C_1, C_2, C_3, C_4 و C_5
۴۳۰ میکرو هانری	سلف L_1
۵۰ میلی اهم	مقاومت سری معادل سلف L_1
۰/۰۲ اهم	مقاومت حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3, D_4 و D_5
۰/۸ ولت	ولتاژ حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3, D_4 و D_5

جدول ۳) مقادیر پارامترهای عملی مبدل پیشنهادی

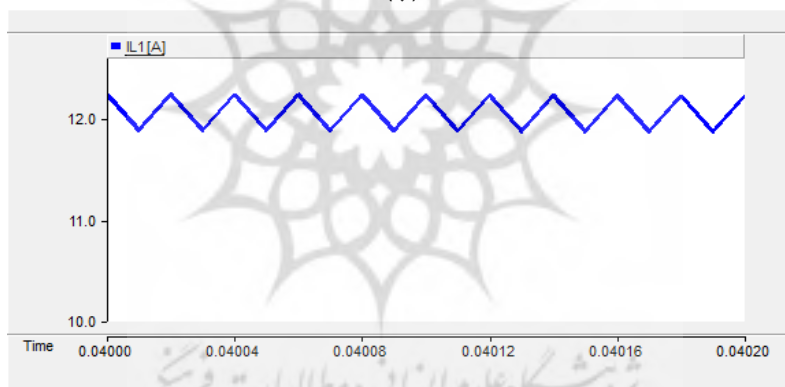
مقدار	متغیر
۴۴ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۱۵ ولت	ولتاژ منبع ورودی
۵۹ درصد	چرخه کاری
۰/۰۲ اهم	مقاومت هدایتی کلید
۱۰۰ میکرو فاراد	خازن های C_1, C_2, C_3 و C_4
۱۰ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن های C_1, C_2, C_3 و C_4
۴۷۰ میکرو فاراد	خازن C_5
۴۴ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن C_5
۱۲۰ میکرو هانری	سلف های L_1
۱۲ میلی اهم	مقاومت سری معادل سلف های L_1
۰/۰۳ اهم	مقاومت حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3 و D_4, D_5
۰/۸ ولت	ولتاژ حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3 و D_4, D_5



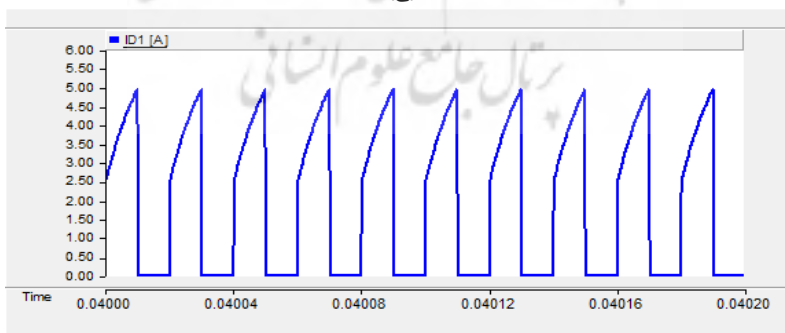
(الف)



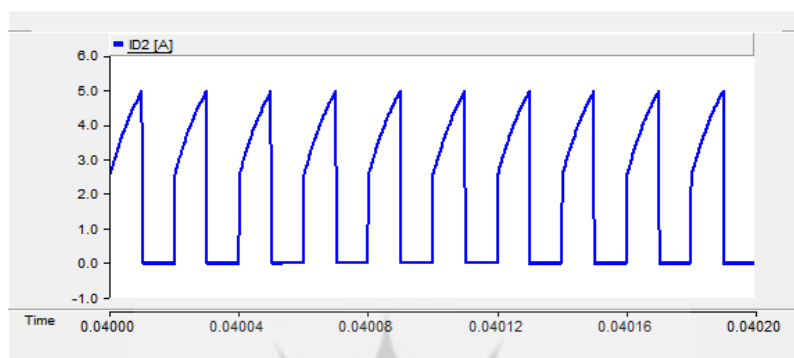
(ب)



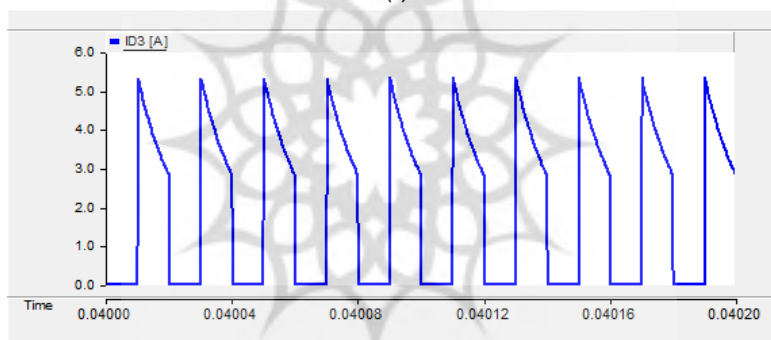
(ج)



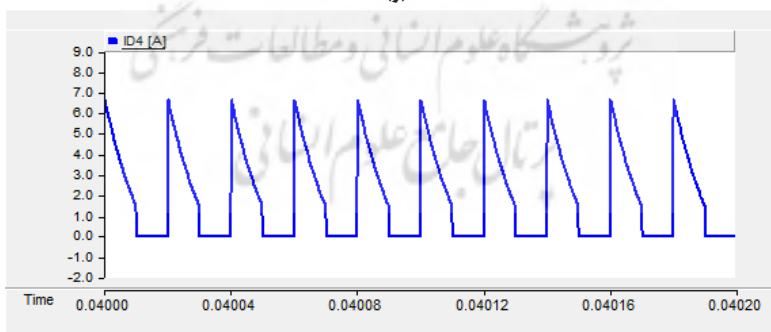
(د)



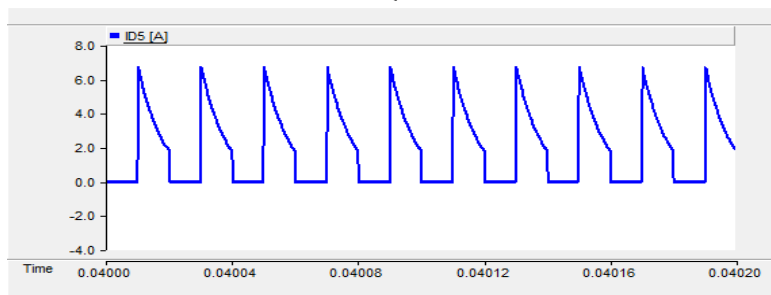
(ا)



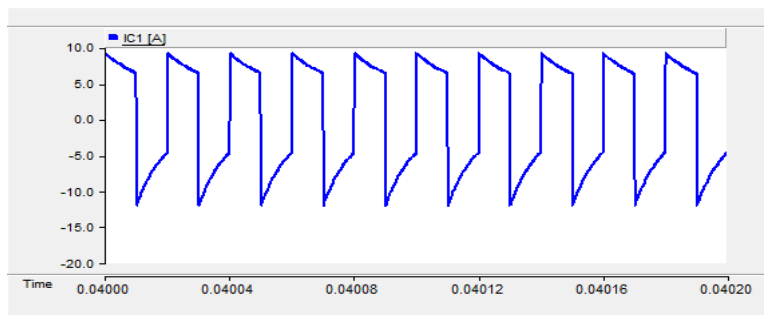
(ب)



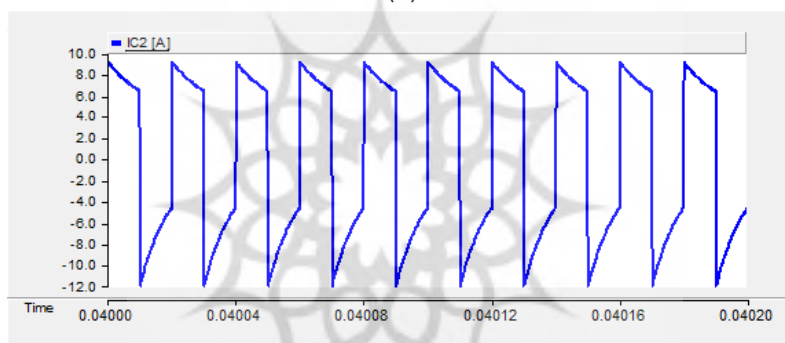
(ج)



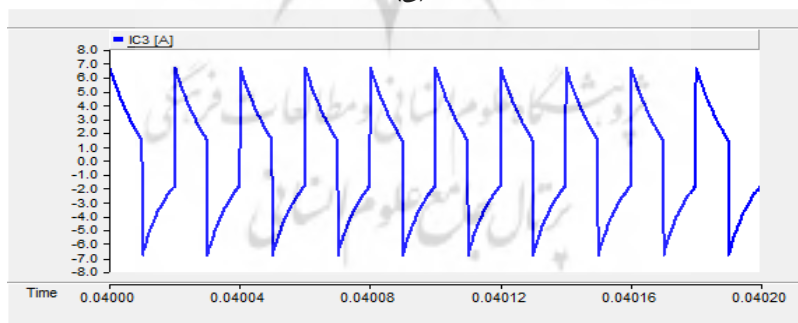
(د)



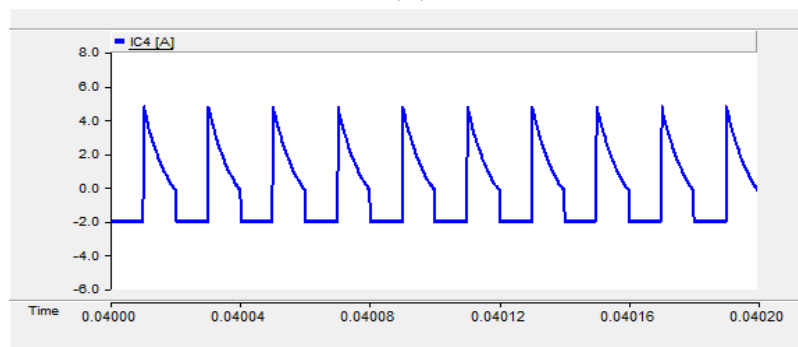
(ب)



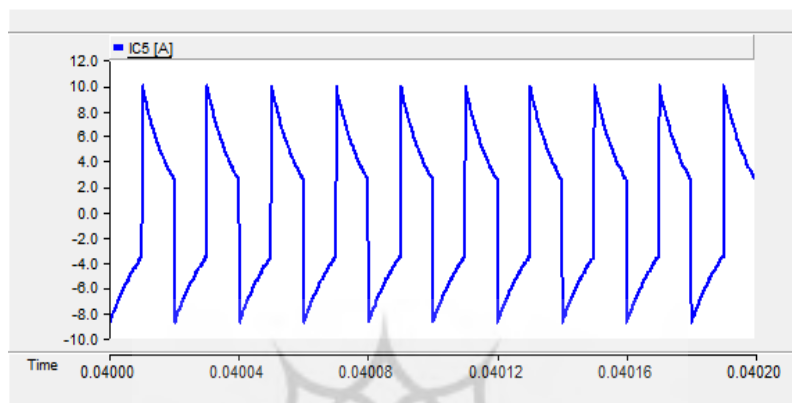
(ج)



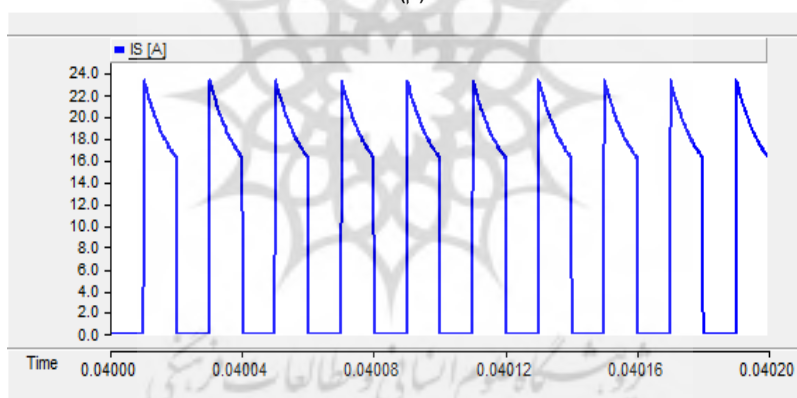
(د)



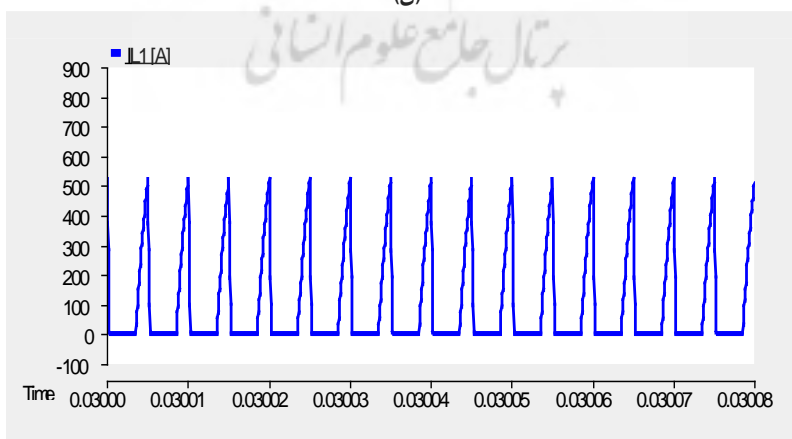
(ه)



(م)

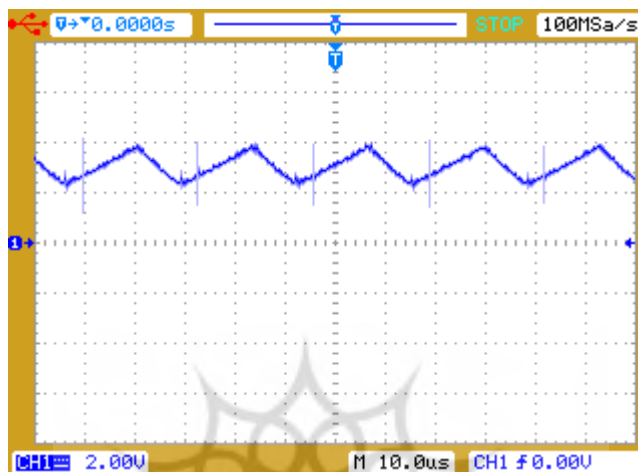


(ن)

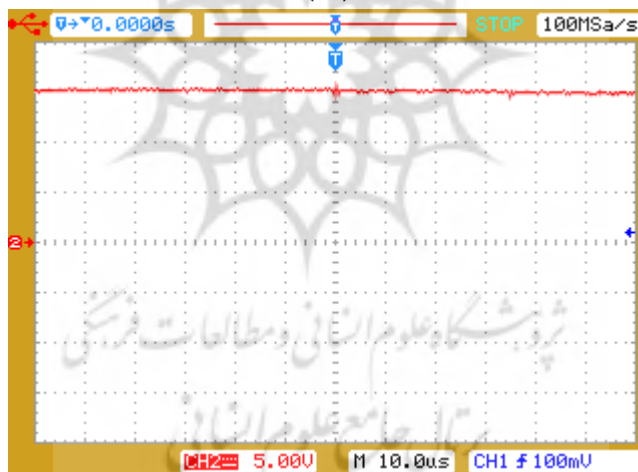


(س)

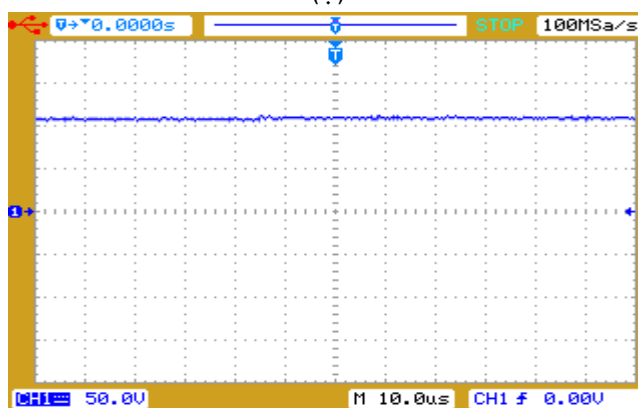
شکل ۱۲) نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی



(الف)

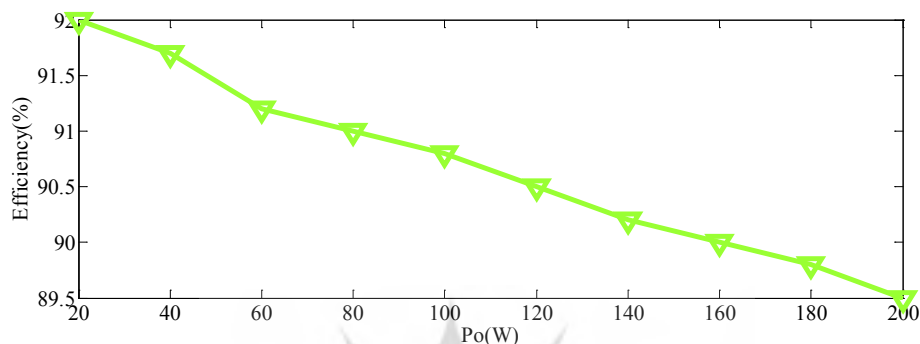


(ب)



(ج)

شکل ۱۳) نتایج عملی مبدل پیشنهادی



شکل (۱۴) راندمان عملی اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی

نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل بدون ترانسفورماتور با ضریب افزایشی بالا به منظور استفاده در انرژی خورشیدی پیشنهاد داده شده است. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بالاتر از مبدل افزایشی مرسوم است و در ناحیه وسیع‌تری نسبت به مبدل‌های مرسوم کار می‌کند. در این مبدل تنها یک کلید به کار رفته است که موجب سادگی کنترل مبدل می‌شود. تنش ولتاژ دو سر کلید در مبدل پیشنهادی پائین است که موجب کاهش تلفات هدایتی و افزایش بازده مبدل می‌شود. در این مقاله، به بررسی مبدل پیشنهادی در دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته، محاسبه بازده و جریان‌های عبوری از عناصر مبدل و اندازه ریبیل ولتاژ خازن‌ها پرداخته شده است. برای نشان دادن صحت محاسبات و عملکرد صحیح مبدل پیشنهادی نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار PSCAD و نیز به‌صورت عملی آورده شده است.

منابع

- [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.
- [2] F. Zhang, L. Du, F. Z. Peng, and Z. Qian, 2008, "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.
- [3] B. R. Lin, F. Y. Hsieh, and J. J. Chen, 2008, "Analysis and implementation of a bidirectional converter with high converter ratio," in *Proc. IEEE ICIT*, Chengdu, pp. 1-6.
- [4] 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.

- [5] O. Abutbul, A. Gherlitz, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Step-up switching-mode converter with high voltage gain using a switched capacitor circuit," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 50, no. 8, pp. 1098-1102, Aug. 2003.
- [6] 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 Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2007-2017, Jun. 2010.
- [7] K. C. Tseng and T. J. Liang, "Analysis of integrated boost-flyback step-up converter," *IEE Proc. Inst. Elect. Eng.-Electric Power Appl.*, vol. 152, no. 2, pp. 217-225, Mar. 2005.
- [8] 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 Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 154-162, Jan. 2008.
- [9] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Switched coupled-inductor cell for DC-DC converters with very large conversion ratio," in *Proc. IEEE Industrial Electronics Soc. Conf.*, pp. 2366-2371, Nov. 2006.
- [10] Q. Zhao and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up dc-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [11] F. L. Luo, "Six self-lift DC-DC converters, voltage lift technique," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 6, pp. 1268-1272, Dec. 2001.
- [12] F. L. Luo and H. Ye, "Positive output super-lift converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 105-113, Jan. 2003.
- [13] K.C. Tseng and T.J. Liang, "Novel high-efficiency step-up converter," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 151, pp. 182-190, March. 2004.
- [14] 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. Power Electron.*, vol. 24, pp. 108-115, Jan. 2009.
- [15] T. J. Liang, J. H. Lee, S. M. Chen, J. F. Chen, and L. S. Yang, "Novel Isolated High-Step-Up DC-DC Converter With Voltage Lift," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1483-1491, Apr. 2013.
- [16] 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.
- [17] X. Hu and C. Gong, 2015, "A High Gain Input-Parallel Output-Series DC/DC Converter with Dual Coupled-Inductors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 1306-1317.
- [18] K. I. Hwu and W.Z. Jiang, 2014, "Isolated step-up converter based on flyback converter and charge pumps," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 9, pp. 2250-2257.
- [19] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, and T. J. Liang, 2013, "Novel high step-up dc-dc converter for distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1473-1482.
- [20] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, L. S. Yang, C. Y. Wu and W. S. Liu, 2014, "High-Conversion-Ratio

- Bidirectional DC–DC Converter With Coupled Inductor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 210-222.
- [21] R. J. Wai, and K. H. Jheng, 2013, “High-Efficiency Single-Input Multiple-Output DC–DC Converter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 2, pp. 886-898.
- [22] K.-C. Tseng, J.-T. Lin, and C.-C. Huang, 2015, “High step-up converter with three-winding coupled inductor for fuel cell energy source applications,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 3, pp. 574–581.
- [23] L. J. Chien, C. C. Chen, J. F. Chen, Y. P. Hsieh, 2014, “Novel Three-Port Converter With High-Voltage Gain,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4693–4703.

