

ارائه یک مبدل dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بهبود یافته و تنش ولتاژ کم در دو سر کلید

حسین اژدرفاغقی بناب^(۱) - محمد رضا بنائی^(۲)

(۱) کارشناس ارشد - دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران

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

تاریخ دریافت: ۱۳۹۴/۴/۲ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۵/۶/۶

خلاصه: در این مقاله یک مبدل dc-dc تک کلیده بدون ترانسفورماتور جدید با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ کم در دو سر کلید پیشنهاد می‌شود. در مبدل پیشنهادی تنها یک کلید به کار رفته است به همین دلیل کنترل آن ساده است و تلفات هدایتی کلید نیز در مبدل پیشنهادی پائین است. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل افزایشده مرسوم و کاهنده-افزاینده بالاتر است و مبدل پیشنهادی در ناحیه وسیع‌تری نسبت به مبدل‌های مرسوم می‌تواند کار کند. مبدل پیشنهادی تنش ولتاژ کمی در دو سر کلید ایجاد می‌کند که باعث کاهش تلفات هدایتی کلید می‌شود. این مبدل در دو رژیم هدایت پیوسته و رژیم هدایت ناپیوسته می‌تواند کار کند. در این مقاله ضمن ارائه مدهای کاری مختلف مبدل پیشنهادی در دو رژیم هدایت به محاسبات مربوط به بهره، جریان‌های عبوری از عناصر، بازده و اندازه ریبیل ولتاژ خازن‌ها پرداخته می‌شود. برای اثبات درستی محاسبات و عملکرد صحیح مبدل پیشنهادی نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD و نیز نتایج عملی ارائه می‌شود.

کلمات کلیدی: مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا، افزایشده مرسوم، بهره ولتاژ.

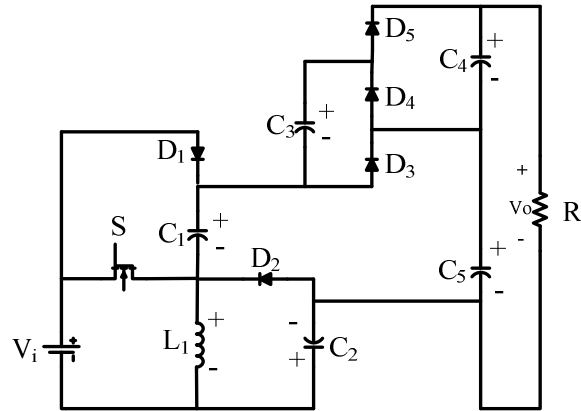
۱- مقدمه

به دلیل کمبود سوخت، نیاز به انرژی‌های تجدید پذیر افزایش یافته است. در بسیاری از کاربردها نیاز به افزایش ولتاژ است و 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 بازبایی معکوس دیودها و ایجاد تداخل الکترومغناطیسی می‌شود [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 بازبایی 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 به کار برده شود [۸]. در سال‌های

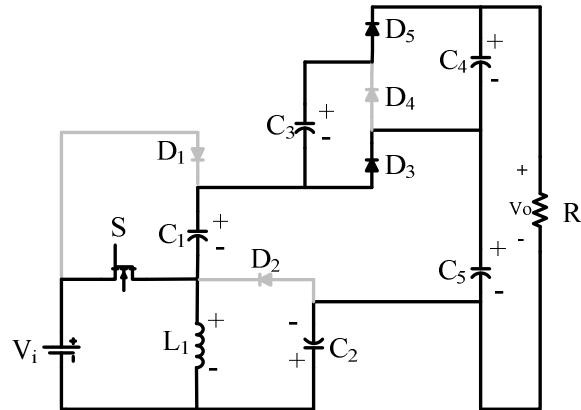
اخیر چندین روش افزایش ولتاژ ارائه شده است که شامل چندین سلف است که انرژی را ذخیره و سپس آن را به سمت خروجی مبدل می‌فرستند [۹]، [۱۰]. در مراجع [۱۱]، [۱۲] مبدل‌های جدیدی با استفاده از روش اینترلیو کردن دو مبدل افزایشده ارائه شده‌اند. در این مبدل‌ها از ماژول‌های چند برابر کننده ولتاژ استفاده شده است و شامل سلف تزویج و خازن‌های سوئیچ شونده 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 بکار رفته و پیچیده‌تر شدن مبدل از معایب این روش است [۱۳]. در مراجع [۱۴] - [۱۷] 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 مراجع [۱۸]، [۱۹] از سلف‌های بزرگ برای کاهش ریپل جریان ورودی استفاده شده است اما سلف با اندوکتانس بالا باعث افزایش حجم، وزن و در نهایت باعث افزایش هزینه مبدل می‌شود. در این مقاله یک مبدل dc-dc جدید تک کلیده 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 موجب راحت شدن کنترل مبدل می‌گردد. این مبدل تنش ولتاژ کمی در دو سر کلید و دیودها ایجاد می‌کند.

۲- مبدل پیشنهادی

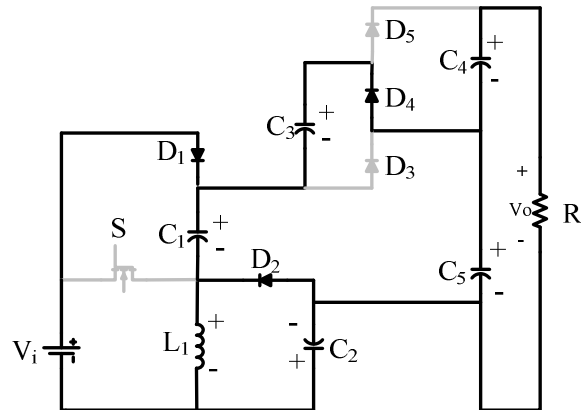
مدار قدرت مبدل پیشنهادی در شکل (۱)-الف نشان داده شده است. این مبدل از کلید S ، سلف L_1 ، پنج خازن C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 و پنج دیود D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 تشکیل شده است. مبدل در رژیم هدایت پیوسته دارای دو مد کاری است که به ترتیب شرح داده می‌شود.



(الف)



(ب)



(ج)

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

کاری دوم

Fig. (1): (a) Equivalent circuit of the proposed converter ; (b) mode 1; (c) mode 2

۲-۱- مد کاری اول

در این مد کاری کلید S روشن می‌شود. دیودهای D_3 و D_5 روشن و دیودهای D_1, D_2, 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.

۲-۲- 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, 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.

۲-۳- محاسبه ضریب بهره در رژیم هدایت پیوسته

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

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (۷)$$

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:

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

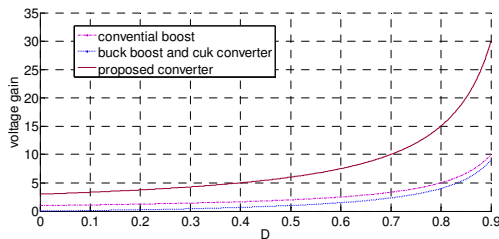
با توجه به رابطه (۳)، (۶)، (۹) و (۱۲) ولتاژ دو سر خازنهای C_3 و C_4 از رابطه زیر به دست می‌آید:

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

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، 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

Fig. (3): Curves of voltage gain comparison of proposed converter and other converters

۴-۲- 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:

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

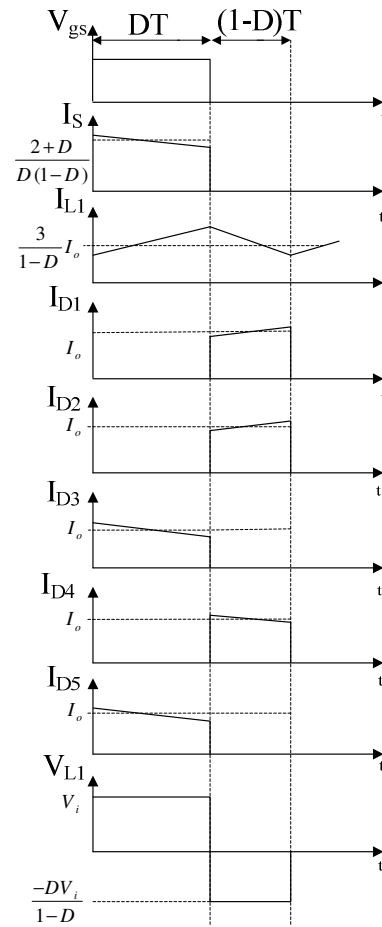
در رابطه فوق، $I_{C4,off}$ به ترتیب جریان عبوری از خازن C_4 در مد کاری دوم است.

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 و $I_{C4,off}$ ، جریان عبوری از خازن C_4 در مد کاری دوم 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:



شکل (۲): شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی

Fig. (2): Some typical waveforms of the proposed converter.

$$\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^T (V_i - V_{C1}) dt = 0 \quad (8)$$

از رابطه فوق ولتاژ دو سر خازن C_1 به صورت زیر به دست می‌آید:

$$V_{C1} = \frac{V_i}{1-D} \quad (9)$$

با توجه به رابطه (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 به صورت زیر به دست می‌آید:

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

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

مقدار متوسط جریان ورودی از رابطه زیر قابل محاسبه است:

$$I_i = \int_0^{DT} (I_{L1} - I_{C1,on}) dt \quad (28)$$

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

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 می‌آید:

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

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

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 سلف صفر 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:

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

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

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

با توجه به روابط فوق می‌توان 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 در مد کاری دوم با توجه به شکل (۱)-ج و روابط (۳۲)، (۳۳) و (۳۴) برابر جریان خروجی است

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

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:

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

به عبارت دیگر:

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

در رابطه فوق τ به صورت زیر به دست می‌آید:

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

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

Table (1) the component normalized voltage and rms current stresses

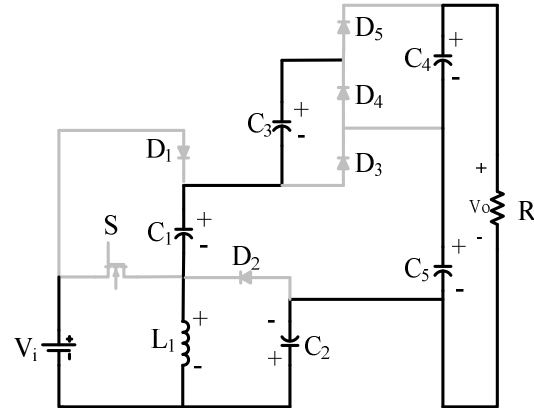
جدول (۱): مقادیر نامی نرمالیزه شده ولتاژ و جریان عناصر مبدل پیشنهادی

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_2, D_1 و D_4	$\frac{1}{\sqrt{3M_{CCM}}}$	$\frac{1}{3}$
دیودهای D_5 و D_3	$\frac{1}{\sqrt{M_{CCM}(M_{CCM} - 3)}}$	$\frac{1}{3}$

۲-۶- محاسبه بازده مبدل

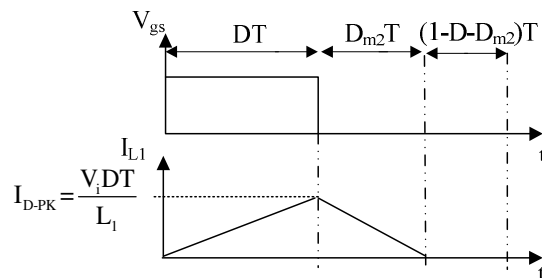
بازده مبدل با محاسبه تلفات عناصر مبدل به دست می‌آید. تلفات المان‌ها با در نظر گرفتن مقاومت‌های پارازیتی محاسبه می‌گردد. r_{DS} مقاومت هدایتی کلید S است. $R_{F1}, R_{F2}, R_{F3}, R_{F4}$ و R_{F5} مقاومت حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 ، $V_{F1}, V_{F2}, V_{F3}, V_{F4}$ و V_{F5} ولتاژ آستانه دیودهای D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 و $r_{C1}, r_{C2}, r_{C3}, r_{C4}, r_{C5}$

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



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

Fig. (4): Equivalent circuits of the presented converter in third mode at DCM operation



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

Fig. (5). Some illustrated waveforms of the proposed converter at DCM operation

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 می‌آید:

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

با توجه به شکل (۵) می‌توان نوشت:

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

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

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

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

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

مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 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:

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

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

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

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:

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

مقاومت‌های سری معادل خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 ، C_4 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:

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

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

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 (44) به صورت زیر بازنویسی می‌گردد:

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

با توجه به روابط (43) و (45) 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 و D_4 $(I_{D1,ms})$ ، $(I_{D2,ms})$ 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:

$$P_{RC5} = r_{C5} I_{C5,ms}^2 = r_{C5} \frac{(2-D)^2}{D(1-D)} I_o^2 \quad (۶۹)$$

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

$$I_{L1,ms} = \frac{3}{1-D} I_o \quad (۷۰)$$

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

$$P_{rL1} = R_{L1} I_{L1,ms}^2 = R_{L1} \left(\frac{3}{1-D}\right)^2 I_o^2 \quad (۷۱)$$

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

$$P_{loss} = P_{rDS} + \sum_{u=1}^5 (P_{RF})_{Du} \quad (۷۲)$$

$$+ \sum_{u=1}^5 (P_{VF})_{Du} + \sum_{u=1}^5 P_{RCu} + P_{rL1}$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}} \quad (۷۳)$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad (۷۴)$$

در رابطه فوق P_i توان ورودی مبدل پیشنهادی است.

با توجه به رابطه (۷۴) بازده به صورت زیر بازنویسی می‌شود:

$$\eta = \frac{1-D}{3} M_{CCM} \quad (۷۵)$$

بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن مقاومت‌های پارازیتی و با توجه به رابطه (۷۵) به صورت زیر به دست می‌آید:

$$M_{CCM} = \frac{3\eta}{1-D} \quad (۷۶)$$

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

$$V_S = \frac{V_i}{1-D} \quad (۷۷)$$

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

با توجه به رابطه فوق تنش ولتاژ دو سر کلید S کم‌تر از ولتاژ خروجی مبدل بوده و تلفات هدایتی کلید پائین است. منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید حاصل از مبدل‌های 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 می‌دهد که کم‌ترین مقدار تنش ولتاژ دو سر کلید در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.

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

$$I_{C1,ms} = I_{C2,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{2}{D} I_o\right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} \times \frac{2}{D} I_o\right)^2 dt \right]} \quad (۶۱)$$

$$= 2 \sqrt{\frac{1}{D(1-D)}} I_o$$

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

$$P_{RC1} = r_{C1} I_{C1,ms}^2 = r_{C1} \frac{4}{D(1-D)} I_o^2 \quad (۶۲)$$

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

$$P_{RC2} = r_{C2} I_{C2,ms}^2 = r_{C2} \frac{4}{D(1-D)} I_o^2 \quad (۶۳)$$

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

$$I_{C3,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{1}{D} I_o\right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} \times \frac{1}{D} I_o\right)^2 dt \right]} \quad (۶۴)$$

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

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

$$P_{RC3} = r_{C3} I_{C3,ms}^2 = r_{C3} \frac{1}{D(1-D)} I_o^2 \quad (۶۵)$$

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

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

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

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

$$P_{RC4} = r_{C4} I_{C4,ms}^2 = r_{C4} \frac{1-D}{D} I_o^2 \quad (۶۷)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن C_5 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C5,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{1-D}{D} \times \frac{2-D}{1-D} I_o\right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{2-D}{1-D} I_o\right)^2 dt \right]} \quad (۶۸)$$

$$= \frac{2-D}{\sqrt{D(1-D)}} I_o$$

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

C_2 که بر اساس شارژ و دشارژ ایجاد شده است. اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_C = \Delta V_{C,ESR} + \Delta V_{C,cap} \quad (۷۹)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C,ESR} = ESR_C \Delta I_C \quad (۸۰)$$

$$\square ESR_C (I_{C,off} - I_{C,on}) = \frac{ESR_C (2I_o)}{D(1-D)}$$

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.

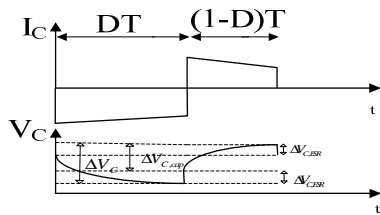
در رابطه فوق ESR_C به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_C = \frac{\tan \delta_C}{2\pi f} \quad (۸۱)$$

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

به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C,cap} = \frac{I_{C,off} (1-D)T}{C} = \frac{2TV_o}{RC} \quad (۸۲)$$



شکل (۸): شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_1 و C_2
Fig. (8). The current and voltage of the capacitor C_1 and 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 که از جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن C_3 ایجاد شده است.

$\Delta V_{C3,cap}$ اندازه ریپل ولتاژ خازن C_3 که بر اساس شارژ و دشارژ خازن C_3 ایجاد شده است. اندازه ریپل ولتاژ خازن C_3 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_{C3,ESR} + \Delta V_{C3,cap} \quad (۸۳)$$

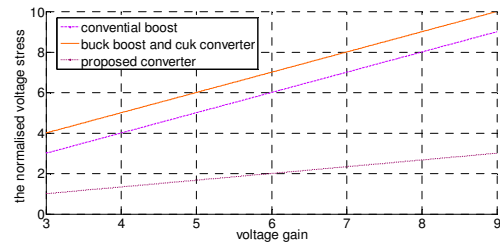
از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C3,ESR} = ESR_{C3} \Delta I_{C3} \quad (۸۴)$$

$$\square ESR_{C3} (I_{C3,off} - I_{C3,on}) = \frac{ESR_{C3} I_o}{D(1-D)}$$

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

$$ESR_{C3} = \frac{\tan \delta_{C3}}{2\pi f_s} \quad (۸۵)$$



شکل (۶): منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید به ازای بهره ولتاژ مختلف
Fig. (6): Normalized switch voltage stress of the proposed converter versus voltage gain

۷-۲- رژیم هدایت مرزی

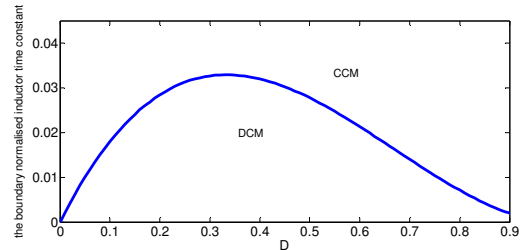
در این رژیم هدایت بهره ولتاژ رژیم هدایت پیوسته برابر بهره رژیم هدایت ناپیوسته است. با برقراری این شرط ثابت زمانی نرمالیزه از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\tau_b = \frac{2D(1-D)^2}{9} \quad (۷۸)$$

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

Fig. (7). Boundary normalized inductor time constant versus duty cycle

۸-۲- 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 که از جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن‌های C_1 و C_2 ایجاد شده است. $\Delta V_{C,cap}$ اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_1 و

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 که از جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن C_5 ایجاد شده است. $\Delta V_{C_5,cap}$ اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_5 که بر اساس شارژ و دشارژ خازن ایجاد شده است. اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_5 رابطه زیر به دست می‌آید:

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

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C_5,ESR} = ESR_{C_5} \Delta I_{C_5} \quad (92)$$

$$\square ESR_{C_5} (I_{C_5,on} - I_{C_5,off}) = \frac{ESR_{C_5} I_o (2-D)}{D(1-D)}$$

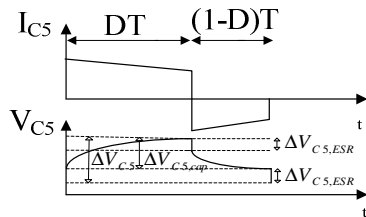
در رابطه فوق ESR_{C_5} به صورت زیر تعریف می‌شود:

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

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

به صورت زیر به دست می‌آید:

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



شکل (۱۱): شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_5

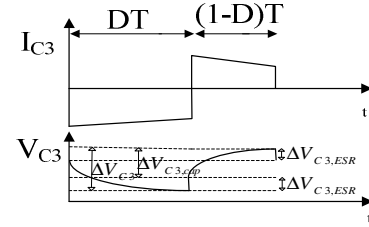
Fig. (11): The current and voltage of the capacitor C_4

۳- نتایج شبیه سازی و ساخت

برای بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD ارائه شده است. مقدار فرکانس کلیدزنی ۵۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است. مقدار منبع ورودی ۱۰ ولت است. مقاومت هدایتی کلید ۰/۰۲ اهم در نظر گرفته شده است. شکل موج پالس اعمال شده به کلید در شکل (۱۲)-الف نشان داده شده است. مقدار چرخه کاری ۵۰ درصد در نظر گرفته شده است بنابراین با توجه به رابطه (۱۴) 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. مقدار توان خروجی ۱۳۰ وات است. مقدار ظرفیت خازن‌های C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 برابر ۴۷۰ میکروفاراد در نظر گرفته شده است و مقدار مقاومت سری معادل خازن‌های C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 برابر ۱۸ میلی‌اهم است. مقدار سلف L_1 ۹۰ میکروهنری فرض شده است. مقدار مقاومت سری معادل سلف L_1

در رابطه فوق $\tan \delta_{C_3}$ ضریب تلفات خازن C_3 است. $\Delta V_{C_3,cap}$ به صورت زیر حاصل می‌گردد.

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



شکل (۹): شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_3

Fig. (9). The current and voltage of the capacitor C_3

طبق شکل (۱۰) اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_4 با ΔV_{C_4} نشان داده شده است. $\Delta V_{C_4,ESR}$ برابر اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_4 که از جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن C_4 ایجاد شده است. $\Delta V_{C_4,cap}$ اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_4 که بر اساس شارژ و دشارژ ایجاد شده است. اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_4 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C_4} = \Delta V_{C_4,ESR} + \Delta V_{C_4,cap} \quad (87)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C_4,ESR} = ESR_{C_4} \Delta I_{C_4} \quad (88)$$

$$\square ESR_{C_4} (I_{C_4,on} - I_{C_4,off}) = \frac{ESR_{C_4} I_o}{D}$$

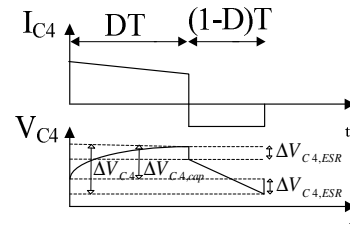
در رابطه فوق ESR_{C_4} به صورت زیر تعریف می‌شود:

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

در رابطه فوق $\tan \delta_{C_4}$ ضریب تلفات خازن C_4 است

به صورت زیر به دست می‌آید:

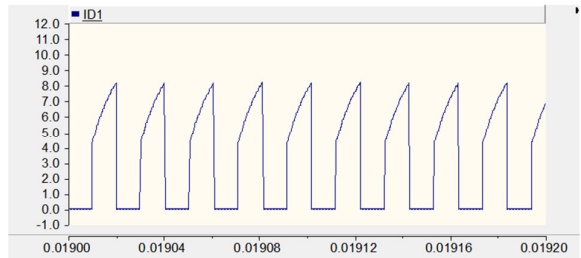
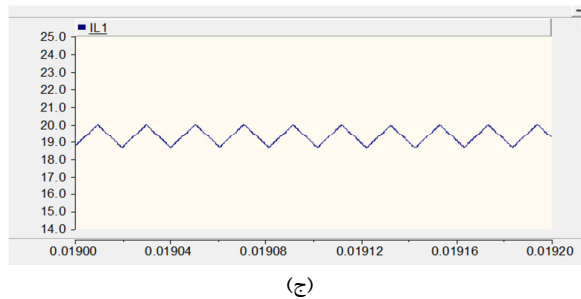
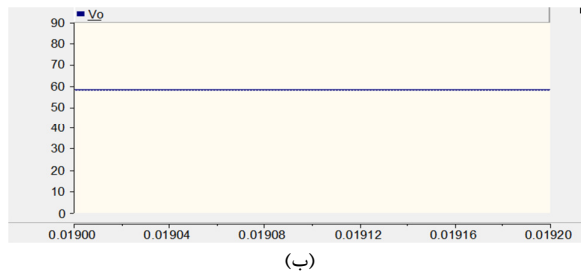
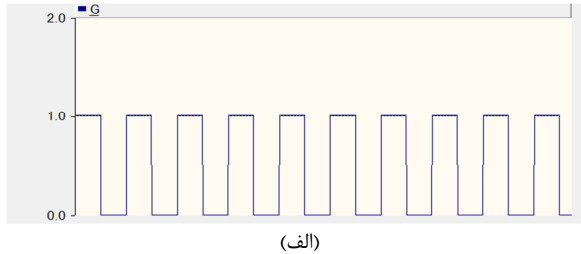
$$\Delta V_{C_4,cap} = \frac{I_{C_4,on} DT}{C_4} = \frac{(1-D)TV_o}{RC_4} \quad (90)$$



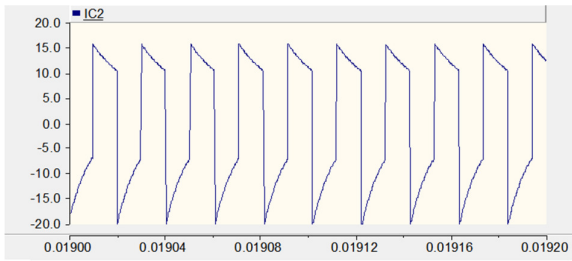
شکل (۱۰): شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_4

Fig. (10): The current and voltage of the capacitor C_4

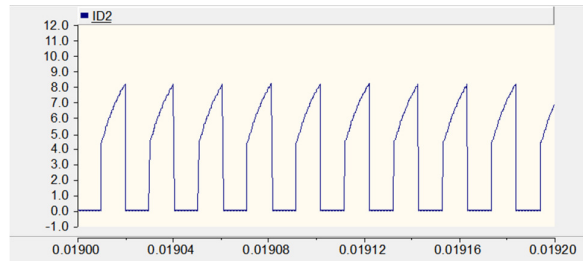
مقاومت سری خازن C_5 ۴۴ میلی‌اهم است. مقدار مقاومت و ولتاژ حالت روشن دیودهای D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 به ترتیب $0.029, 0.04, 0.06, 0.05, 0.069, 0.065$ و 0.062 ولت در نظر گرفته شده است. جریان عبوری از سلف L_1 در شکل (۱۲) - ج نشان داده شده است. با توجه به شکل موج مفروض سلف L_1 مبدل در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کند و با توجه به رابطه (۲۱) و شکل (۱) - ج مقدار متوسط جریان عبوری از سلف L_1 برابر $19/2$ آمپر است که این مقدار تاییدکننده نتایج شبیه‌سازی است. در شکل‌های (۱۲) - د، (۱۲) - ه، (۱۲) - و، (۱۲) - ز، (۱۲) - ح شکل موج جریان‌های عبوری از دیودهای D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 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, D_4 در مد کاری دوم روشن می‌باشند. با توجه به روابط (۲۴) - (۲۲) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1, D_2, D_3, D_4, D_5 برابر $6/4$ آمپر است که با نتایج شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. در شکل‌های (۱۲) - ط، (۱۲) - ی، (۱۲) - ک، (۱۲) - ل و (۱۲) - م جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1, C_2, C_3, 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, C_5 در مد کاری اول به ترتیب $12/8, -12/8, 3/2, -6/4$ و $9/6$ است. مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1, C_2, C_3, C_4, C_5 در مد کاری دوم به ترتیب $12/8, 12/8, 6/4, 3/2$ و $9/6$ - 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 32 آمپر است که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی در شکل (۱۳) نشان داده شده است. در بار نامی 80 وات، راندمان مبدل تقریباً برابر با 91% است.



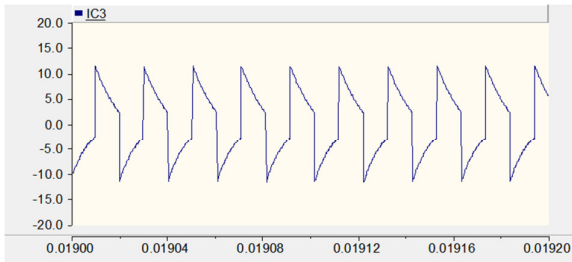
شکل موج جریان عبوری از سلف L_1 با چرخه کاری 30% در مد کاری اول در رژیم هدایت ناپیوسته در شکل (۱۲) - س نشان داده شده است. با توجه به شکل جریان عبوری از سلف L_1 در مد کاری سوم صفر است که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی دارد. به منظور تصدیق عملکرد مبدل پیشنهادی برخی از نتایج عملی ارائه شده است. فرکانس کلید زنی 44 کیلو هرتز در نظر گرفته شده است. مقدار چرخه کاری 59% است. ولتاژ ورودی 15 ولت و ولتاژ خروجی 110 ولت است. توان خروجی 45 وات بوده و مقدار سلف L_1 برابر 120 میلی‌هنری است. مقدار مقاومت سری معادل سلف L_1 12 میلی‌اهم است و مقدار ظرفیت خازن‌های C_1, C_2, C_3 و C_4 برابر 100 میکروفاراد و مقدار ظرفیت خازن C_5 به علت بالا بودن ولتاژ آن 470 میکرو فاراد است و مقدار مقاومت سری معادل خازن‌های C_1, C_2, C_3, C_4 برابر 10 میلی‌اهم است و مقدار



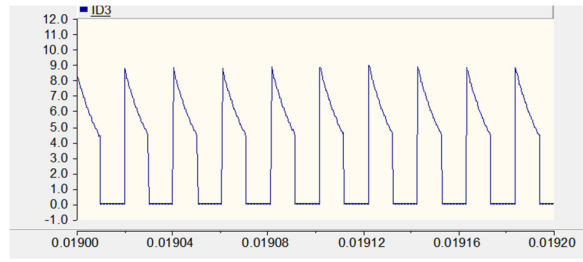
(ی)



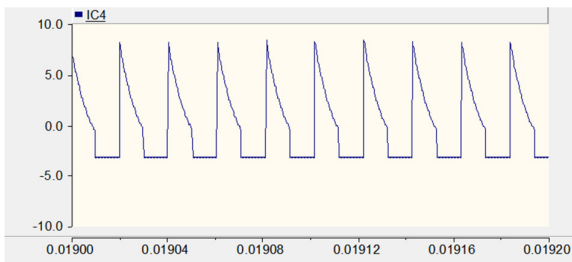
(و)



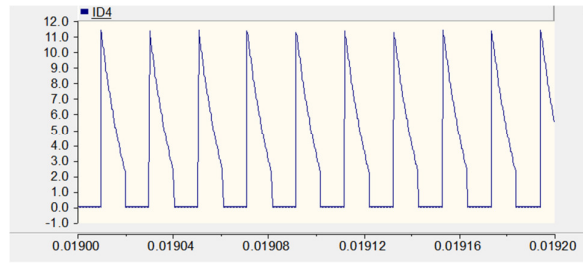
(ک)



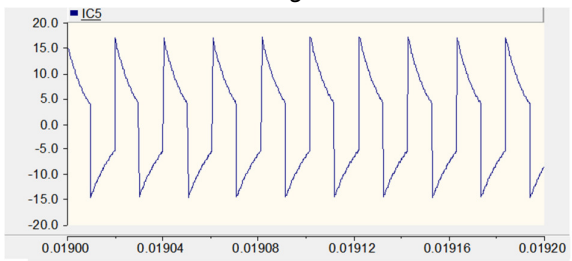
(و)



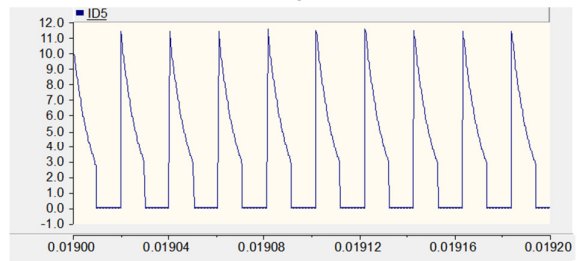
(ل)



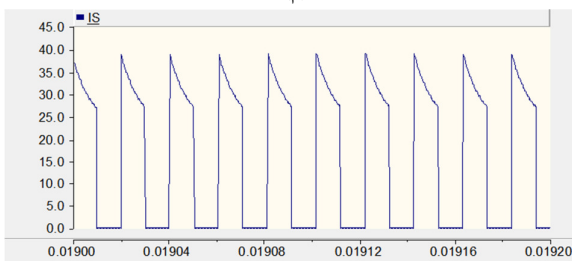
(ج)



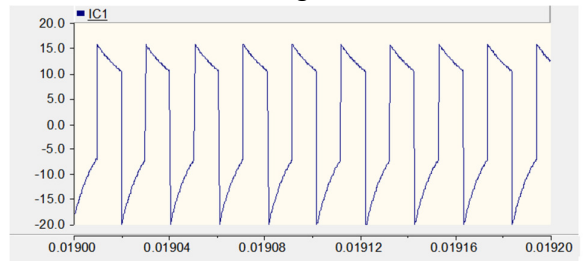
(م)



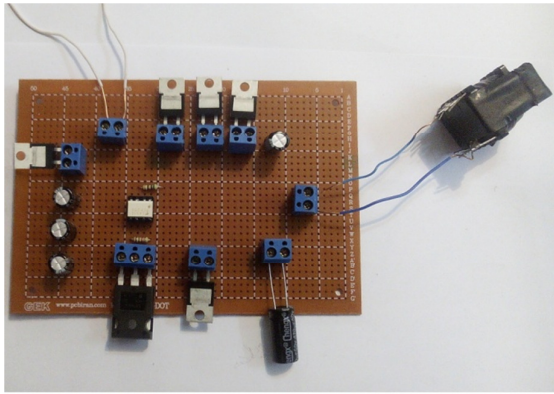
(ح)



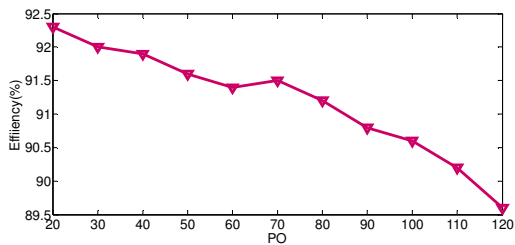
(ن)



(ط)



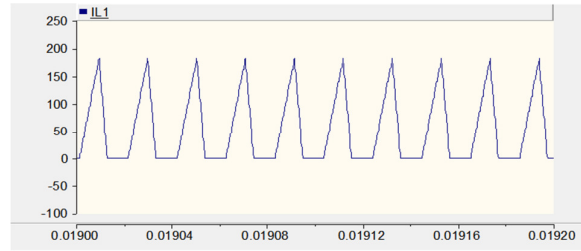
شکل (۱۴): تصویر مدار علمی مبدل پیشنهادی
Fig. (14): Prototype of the proposed converter



شکل (۱۵): راندمان عملی اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی
Fig. (15). Measured efficiency of the proposed converter versus output power

۴- نتیجه گیری

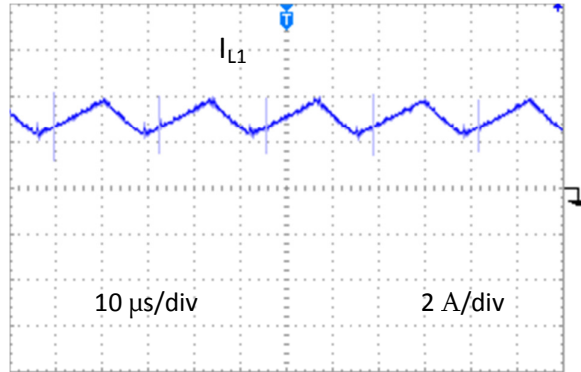
مبدل‌های dc-dc با ضریب بهره بالا به صورت گسترده در سیستم‌های خوررشدی و پیل سوختی به کار می‌روند. در این مقاله یک مبدل dc جدید تک کلیده با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بالاتر از مبدل افزایش‌دهنده مرسوم است و در ناحیه وسیع‌تری نسبت به مبدل‌های مرسوم کار می‌کند. در این مبدل تنها یک کلید به کار رفته است که موجب سادگی کنترل مبدل می‌شود. تنش ولتاژ دو سر کلید در مبدل پیشنهادی کم 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 شبیه‌سازی در محیط نرم افزار PSCAD و نیز به صورت عملی آورده شده است.



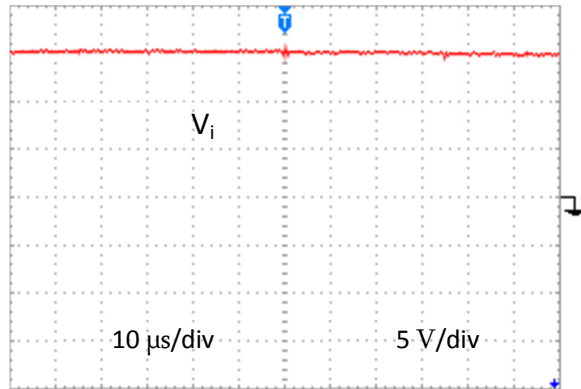
(س)

شکل (۱۲): نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

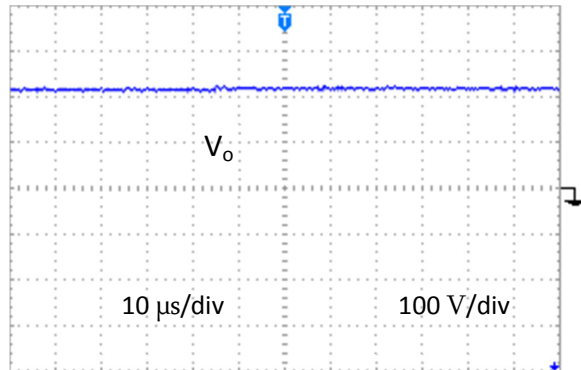
Fig. (12): Simulation results



(الف)



(ب)



(ج)

شکل (۱۳): نتایج عملی مبدل پیشنهادی

Fig. (13): Experimental results of the proposed converter

References

- [1] R.W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed. Norwell, MA, USA: Kluwer, 2001.
- [2] A.I. Pressman, *Switching Power Supply Design*, 2nd ed. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 1998.
- [3] B.R. Lin, F.Y. Hsieh, J.J. Chen, "Analysis and implementation of a bidirectional converter with high converter ratio," in *Proc. IEEE ICIT*, pp. 1–6.
- [4] B. Axelrod, Y. Berkovich, A. Ioinovici, "Transformerless DC–DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst. (ISCAS)*, 2003, pp. III435–III438.
- [5] R.J. Wai, R.Y. Duan, "High-efficiency DC/DC converter with high voltage gain," *IEE Proc. Inst. Elect. Eng.-Electr., Power Appl.*, Jul. 2005, vol.152, no.4, pp.793–802
- [6] N.P. Papanikolaou, 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, pp. 108–115. Jan 2009.
- [8] N.P. Papanikolaou, 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.R. Lin, F.Y. Hsieh, J.J. Chen, "Analysis and implementation of a bidirectional converter with high converter ratio," *IEEE ICIT.*, 08, pp.1-6, 2008.
- [10] B. Axelrod, Y. Berkovich, 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. 68(12)-696, Mar 2008
- [11] Tseng KC, Huang CC. High step-up "high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system," *IEEE Trans. Ind Electron.*, 2014; 61(32): 1311e9.
- [12] Li W, Xiang X, Li C, Li W, He X. "Interleaved high step-up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system," *IEEE Trans. Ind Electron.*, 2013;28(1):300e13.
- [13] Fardoun AA, Ismail EH. "Ultra step-up DC-DC converter with reduced switch stress," *IEEE Trans. Ind Electron., Appl.*, 2010; 46(5): 2025e34.
- [14] S.M. Chen, T.J. Liang, L.S. Yang, J.F. Chen, "A cascaded high step-up DC–DC converter with single switch for microsource applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1146–1153, Apr 2011.
- [15] R.J.Wai, C.Y. Lin, R.Y. Duan, Y.R. Chang, "High-efficiency power conversion system for kilowatt-level stand-alone generation unit with low input voltage," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3702–3714, Oct 2008
- [16] S.V. Araujo, R.P. Torrico-Bascope, G.V. Torrico-Bascope, "Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 1987–1997, Jun 2010.
- [17] S.C. Tan, M. Nur, S. Kiratipongvoot, S. Bronstein, Y.M. Lai, C.K. Tse, A. Ioinovici, "Switched-capacitor converter configuration with low EMI emission obtained by interleaving and its large-signal modeling," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 1081–1084, May 2009.
- [18] M.H. Todorovic, L. Palma, P.N. Enjeti, "Design of a wide input range DC–DC converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1247–1255, Mar 2008.
- [19] D. Gu, D. Czarkowski, A. Ioinovici, "A large DC-gain highly efficient hybrid switched-capacitor-boost converter for renewable energy systems," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE*, pp. 2495–2500, Sep 2011.

