

ارائه یک مبدل غیر ایزوله DC-DC با ضریب افزایشی بالا برای کاربرد در انرژی خورشیدی

محمد رضا بنائی^{۱*}، حسین اژدر فائق بناب^۲

^۱ استاد گروه مهندسی برق، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران

m.banaei@azaruniv.edu

^۲ دانشجوی دکتری گروه مهندسی برق، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، ایران

h.ajdarfaeighi@azaruniv.edu

چکیده: در این مقاله، یک مبدل DC-DC جدید غیر ایزوله با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ کم در دو سر کلید فعال برای کاربرد در انرژی خورشیدی پیشنهاد می شود. ساختار مبدل پیشنهادی ساده است؛ به همین سبب کنترل آن نیز ساده است. در این مبدل، تنها یک کلید فعال به کار رفته است؛ به همین دلیل، تلفات هدایتی کلید پایین است. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل افزایشی مرسوم بالاتر بوده که موجب می شود در ناحیه وسیع تری کار کند. مبدل دارای تنش ولتاژ پایین در دو سر کلیدهای قدرت و دیودهاست. تنش ولتاژ کاهش یافته در دو سر کلید قدرت امکان استفاده از کلید با تلفات هدایتی پایین را می دهد. این مبدل در دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته می تواند 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 و بازده پرداخته می شود. برای اثبات درستی محاسبات و عملکرد صحیح مبدل پیشنهادی نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار PSCAD^۱ ارائه می شود.

واژه های کلیدی: مبدل DC-DC، افزایشی مرسوم، ضریب بهره بالا.

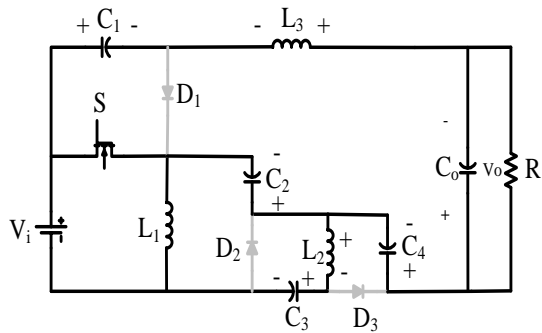
۱. مقدمه

در مراجع [۲۸-۲۶] با ترکیب مبدل افزایشنده مرسوم و مبدل فلای‌بک و با سری کردن مبدل‌های مذکور مبدل‌های جدیدی با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. در مرجع [۲۹] یک مبدل DC-DC دوجته با تنش ولتاژ کم 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 شارژ می‌شوند و در حالت کاهش، خازن‌های مذکور به صورت سری شارژ و موازی دشارژ می‌شوند. در مرجع [۳۰] مبدل‌های غیر ایزوله تک‌کلیده با بهره ولتاژ بالا و تنش ولتاژ پایین، در دو سر کلید فعال ارائه شده است. در این مبدل‌ها تنش ولتاژ دو سر دیودها و کلید توسط دیود کلمپ^۱ محدود شده است. در مرجع [۳۱] مبدل‌های بدون ترانسفورماتور پیشنهاد داده شده است. در مرجع [۳۲] یک مبدل DC-DC با ضریب بهره بالا و با استفاده از سلف القایی^۲ پیشنهاد داده شده است. برای ایجاد بهره ولتاژ بالا دو خازن توسط سلف القایی به صورت موازی شارژ و سری دشارژ می‌شوند. انرژی سلف نشستی در این مبدل قابل بازیابی است. تنش ولتاژ دو سر کلید پایین است. برای افزایش بهره ولتاژ بالا انرژی سلف نشستی به خازن منتقل می‌شود و همچنین مقاومت هدایتی کلید پایین است و موجب کاهش تلفات هدایتی می‌گردد. در مرجع [۳۳] یک مبدل DC-DC با ضریب بهره بالا و با ترکیب مبدل کاهشنده افزایشنده و سلف القایی پیشنهاد داده شده است. این مبدل می‌تواند بهره ولتاژ بالایی را با افزایش چرخه کاری داشته باشد. از معایب مبدل می‌توان به تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید دوم و دیود خروجی اشاره کرد. در مرجع [۳۴] یک مبدل برای کاربرد در سیستم‌های خورشیدی پیشنهاد داده شده است. در این مبدل، از یک کلید برای ایزوله کردن قسمت ورودی استفاده می‌شود. ایزوله کردن مبدل برای جلوگیری از شوک الکتریکی است. مبدل می‌تواند با چرخه کاری پایین نسبت بهره ولتاژ بالایی را به دست آورد و نیز انرژی سلف نشستی قابل بازیابی است. این مبدل از اتصال دو جفت دیود خازن سلف تشکیل شده است. در مراجع [۳۵-۳۷] دو نوع مبدل ایزوله‌شده نوع ولتاژ و جریان پیشنهاد داده شده است. مبدل ایزوله‌شده نوع ولتاژ براساس مبدل کاهشنده ساخته شده است. از معایب این مبدل می‌توان به ریپل جریان ورودی بالا و تنش ولتاژ بالا در دو سر دیود سمت ثانویه اشاره کرد. مبدل ایزوله‌شده نوع جریان براساس مبدل افزایشنده مرسوم ساخته شده است و ضریب بهره بالایی دارد. از معایب این مبدل می‌توان به تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید اشاره کرد. مبدل‌های ایزوله‌نشده متعددی با ضریب بهره بالا و هزینه ساخت پایین توسط محققان پیشنهاد داده شده‌اند. این مبدل‌ها در دو نوع دارای سلف القایی و بدون سلف القایی هستند. در مبدل دارای سلف

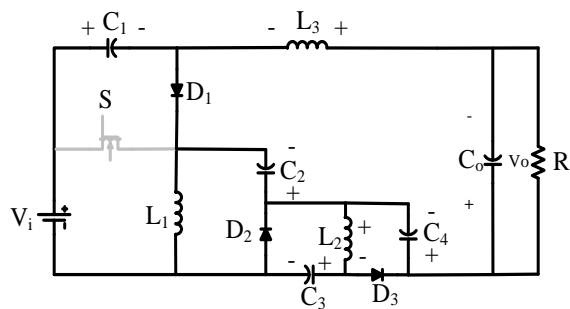
یکی از انرژی‌هایی که در سطح جهان در حال گسترش بوده و از آلودگی محیط‌زیست نیز جلوگیری می‌کند، انرژی خورشیدی است. برای اتصال پانل‌های خورشیدی به سیستم قدرت، نیاز به مبدل‌های DC-DC^۱ است. به علت پایین بودن سطح ولتاژ سلول‌های خورشیدی، باید از مبدل‌های DC-DC با ضریب بهره بالا استفاده کرد [۳-۱]. ساختارهای مختلفی برای افزایش ولتاژ ارائه شده است. مبدل‌هایی مانند افزایشنده مرسوم، کاهشنده-افزاینده، فلای بک^۲ و Cuk^۳ دارای بهره ولتاژ بالایی هستند [۴-۵]. بازده مبدل به کاررفته برای کاربردهای ذکرشده باید بالا باشد؛ اما درحقیقت بازده مورد نظر توسط کلید، دیود و مقاومت سری معادل خازن و سلف محدود می‌شود [۶-۹]. مبدل افزایشنده، کاهشنده-افزاینده و Cuk در عمل بهره ولتاژ بالایی ندارند و بهره ولتاژ آن‌ها با اجزای پارازیتی محدود می‌شود؛ اما امروزه با پیشرفت تکنولوژی مبدل‌های زیادی ارائه شده است [۱۰-۱۱]. با برخی مبدل‌ها مانند فلای‌بک می‌توان به بهره ولتاژ بالایی دست یافت؛ ولی فلای‌بک در ضریب بهره بالا تنش زیادی در دو سر کلید ایجاد می‌کند که موجب کاهش بازده می‌شود [۱۲-۱۴]. یکی از روش‌های افزایش بهره ولتاژ، استفاده از خازن‌های سوئیچ‌شونده است [۱۵-۱۶]. این روش برای کاربردهای توان بالا مناسب نیست و هنگام کلیدزنی در جریان بالا، بازده مدار کم می‌شود. برای حل مشکل فوق و کاهش ماکزیمم جریان عبوری، باید ریپل ولتاژ خروجی را کاهش داد [۱۷]. در مراجع [۱۸-۲۱] چندین ساختار با ضریب بهره بالا ارائه شده است. معایب اصلی این مبدل‌ها عبارت‌اند از: افزایش تعداد المان‌های مدار، ساختار پیچیده، حجم و وزن بالا و افزایش ریپل جریان ورودی^۴. در مراجع [۲۲-۲۳] از سلف‌های بزرگ برای کاهش ریپل جریان ورودی استفاده شده است؛ اما سلف با اندوکتانس بالا باعث افزایش حجم و وزن و درنهایت باعث افزایش هزینه مبدل می‌شود. در مرجع [۲۴] از سلف القایی برای ایجاد بهره ولتاژ بالا استفاده شده است؛ ولی سلف نشستی موجود در مبدل، باعث ایجاد تنش ولتاژ در دو سر کلید و باعث افزایش تلفات کلیدزنی و تداخل الکترومغناطیسی می‌شود. در مرجع [۲۵] یک مبدل کاهشنده-افزاینده دوجته بر پایه مبدل^۵ sepic ارائه شده است. این مبدل با استفاده از بلوک خازن-دیود ساخته شده و دارای ضریب بهره بالا و ساختاری ساده است.

1. Dc-Dc Converter
2. Flyback
3. Cuk Converter
4. Current Ripple
5. Single Ended Primary Inductor Converter

6. Diode Clamp
7. Couple Inductor



(ب)



(ج)

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

ج. مد کاری دوم

۱.۲. مد کاری اول

در این مد کاری کلید S روشن می‌شود. دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 خاموش‌اند. 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_2 انرژی خود را روی خازن C_3 تخلیه می‌کند و خازن‌های C_1 و C_4 دشارژ می‌شوند. ولتاژ دو سر سلف‌های L_2 و L_3 مثبت است. بنابراین سلف‌های L_2 و L_3 در این مد کاری شارژ می‌شوند. روابط این مد کاری با برقراری KVL در مدار شکل (۱-ب) به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$V_{L1} = V_i \quad (1)$$

$$V_{L2} = V_i + V_{C2} - V_{C3} \quad (2)$$

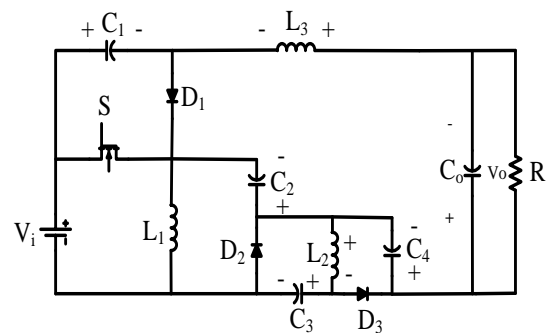
$$V_{L3} = V_{C4} + V_{C1} + V_{C2} - V_o \quad (3)$$

در این روابط، V_o ولتاژ خروجی، V_i ولتاژ ورودی، V_{L1} ولتاژ دو سر سلف L_1 ، V_{L2} ولتاژ دو سر سلف L_2 ، V_{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_{L3} ولتاژ دو سر سلف L_3 است.

القایی، با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور، می‌توان مشابه مبدل‌های ایزوله‌شده به ضریب بهره بالا دست یافت [۳۸-۴۰]. در مرجع [۴۱] یک مبدل DC-DC تک‌ورودی چندخروجی با ضریب افزایش‌دهنده بالا پیشنهاد داده شده است. مبدل مذکور قادر است ولتاژ ورودی پایین 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 و ولتاژ دو سر کلید مبدل پایین است. در مراجع [۴۲-۴۳] مبدل‌های DC-DC کاهنده-افزاینده تک‌کلیده بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. این مبدل‌ها براساس مبدل cuk می‌باشند. بهره ولتاژ این مبدل‌ها دو برابر مبدل کاهنده-افزاینده مرسوم است. در این مقاله، یک مبدل DC-DC جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا برای کاربرد در انرژی خورشیدی پیشنهاد داده شده است که ضریب بهره بالاتر از مبدل افزایش‌دهنده مرسوم دارد. در مبدل پیشنهادی، تنها یک کلید به کار رفته است که باعث سادگی کنترل مبدل می‌شود. این مبدل تنش ولتاژ پایینی در دو سر کلید و دیودها ایجاد می‌کند و به علت وجود سلف انتهایی ریبیل ولتاژ خروجی کمی دارد.

۲. مبدل پیشنهادی

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



(الف)

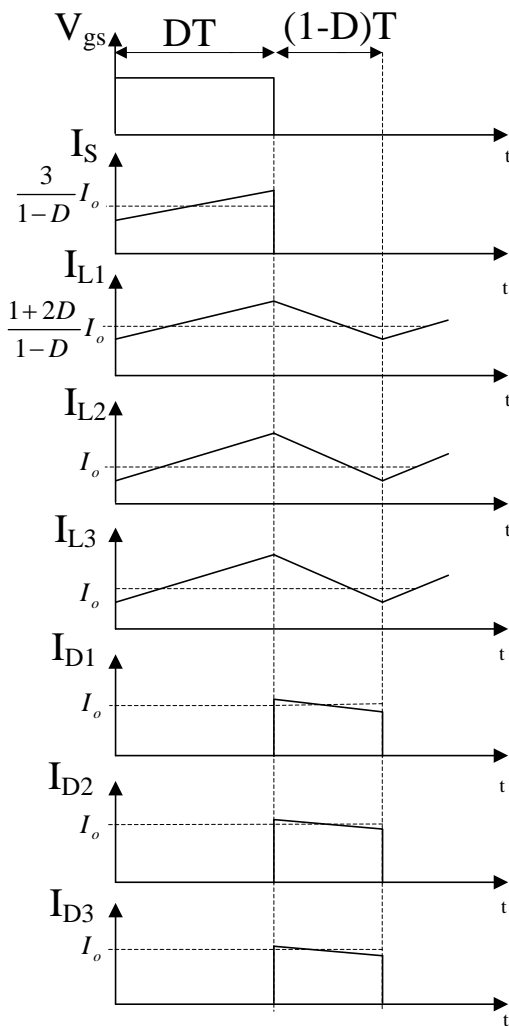
۲.۲. مد کاری دوم

L_2 می توان نوشت:

$$\int_0^{DT} (V_i + V_{C2} - V_{C3}) dt + \int_{DT}^T (-V_{C3}) dt = 0 \quad (۱۳)$$

از این رابطه، ولتاژ دو سر خازن های C_3 و C_4 (V_{C3} و V_{C4}) به دست می آید:

$$V_{C3} = V_{C4} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (۱۴)$$



شکل (۲): شکل موج های کلیدی مبدل پیشنهادی

با توجه به شکل های (۱-ب) و (۱-ج) و برقراری قانون تعادل ولتاژ

برای سلف L_3 می توان نوشت:

$$\int_0^{DT} (V_{C4} + V_{C1} + V_{C2} - V_o) dt + \int_{DT}^T (V_{C4} + V_{C2} - V_o) dt = 0 \quad (۱۵)$$

با توجه به روابط (۹) تا (۱۵) ضریب بهره مبدل در رژیم هدایت

مدار معادل این مد کاری در شکل (۱-ج) نشان داده است. در این مد کاری، کلید S خاموش می شود. دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 روشن می شوند. در این مد کاری، سلف L_1 دشارژ و خازن C_1 شارژ می شود. خازن C_3 دشارژ و خازن های C_2 و C_4 شارژ می شوند و سلف های L_2 و L_3 نیز که در مد کاری اول در حال شارژ شدن بودند، دشارژ می شوند. با اعمال KVL در مدار شکل (۱-ج) خواهیم داشت:

$$V_{L1} = V_i - V_{C1} \quad (۴)$$

$$V_{L1} = -V_{C2} \quad (۵)$$

$$V_{L2} = -V_{C3} = -V_{C4} \quad (۶)$$

$$V_{L3} = V_{C4} + V_{C2} - V_o \quad (۷)$$

شکل موج های کلیدی مربوط به مبدل پیشنهادی در شکل (۲) نشان

داده شده است.

۳.۲. محاسبه ضریب بهره در رژیم هدایت پیوسته

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

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (۸)$$

در این رابطه، 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:

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

از این رابطه، ولتاژ دو سر خازن C_1 (V_{C1}) به صورت زیر

به دست می آید:

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

با توجه به رابطه (۱) و (۵) و برقراری قانون تعادل ولتاژ برای سلف

L_1 می توان نوشت:

$$\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^T (-V_{C2}) dt = 0 \quad (۱۱)$$

از رابطه (۱۱) ولتاژ دو سر خازن C_2 (V_{C2}) به صورت زیر

به دست می آید:

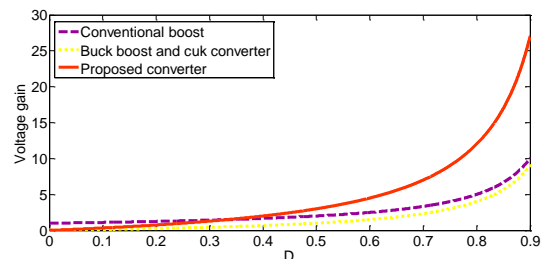
$$V_{C2} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (۱۲)$$

با توجه به رابطه (۲) و (۶) و برقراری قانون تعادل ولتاژ برای سلف

پیوسته (M_{CCM}) از رابطه زیر به دست می آید:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{3D}{1-D} \quad (16)$$

منحنی بهره و ولتاژ حاصل از مبدل های افزایشده مرسوم، کاهشده-افزاینده، *cuk* و مبدل پیشنهادی به ازای چرخه کاری مختلف در شکل (۳) نشان داده شده است. مقایسه نمودار بهره و ولتاژ نشان می دهد که بیشترین مقدار بهره و ولتاژ در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.



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

۴.۲. محاسبه جریان های عبوری از عناصر مبدل

جریان های عبوری از خازن های C_1 و C_4 و سلف L_3 در مد کاری اول با توجه به شکل (۱-ب) برابر است با:

$$-I_{L3} = I_{C1,on} = I_{C4,on} = -I_o \quad (17)$$

در این رابطه، $I_{C1,on}$ ، $I_{C4,on}$ و I_{L3} به ترتیب جریان های عبوری از خازن های C_1 و C_4 و سلف L_3 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_3 خواهیم داشت:

$$\int_0^{DT} I_{C3,on} dt + \int_{DT}^T I_{C3,off} dt = 0 \quad (18)$$

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

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

$$I_{C3,on} = I_{L2} \quad (19)$$

با توجه به شکل (۱-ج) جریان عبوری از خازن C_3 در مد کاری دوم $(I_{C3,off})$ از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{C3,off} = I_{L3} - I_{L2} - I_{C4,off} \quad (20)$$

در این رابطه، $I_{C4,off}$ ، جریان عبوری از خازن C_4 در مد کاری دوم و I_{L2} ، جریان عبوری از سلف L_2 است.

از روابط (۱۷-۲۰) جریان عبوری از خازن C_3 و سلف L_2 در مد کاری اول به صورت زیر به دست می آید:

$$I_{C3,on} = I_{L2} = I_o \quad (21)$$

با توجه به شکل (۱-ج) جریان عبوری از خازن C_2 در مد کاری اول به صورت زیر است:

$$I_{C2,on} = -I_{C4,on} - I_{L2} = -2I_o \quad (22)$$

در این رابطه، $I_{C2,on}$ ، جریان عبوری از خازن C_2 در مد کاری اول می باشد.

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

$$I_{L1} = I_{C1,off} + I_{C2,off} + I_{L3} = \frac{1+2D}{1-D} I_o \quad (23)$$

در این رابطه، $I_{C1,off}$ و $I_{C2,off}$ ، جریان های عبوری از خازن های C_1 و C_2 در مد کاری دوم است.

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

$$I_{D1} = I_{C1,off} + I_{L3} = \frac{I_o}{1-D} \quad (24)$$

$$I_{D2} = I_{L2} - I_{C4,off} + I_{C2,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (25)$$

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

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

$$I_S = I_{L1} - I_{C2,on} = \frac{3}{(1-D)} I_o \quad (27)$$

مقدار متوسط جریان ورودی از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$I_i = \int_0^{DT} (I_{L1} + I_{C3,on}) dt \quad (28)$$

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

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

معادلات جریان سلف های L_1 ، L_2 و L_3 در بازه زمانی $0 \leq t < DT$ با توجه به شکل (۱-ب) به صورت زیرند:

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

$$I_{L2}(t) = \frac{1}{L_2} \int_0^{DT} (V_i + V_{C2} - V_{C3}) dt + I_{L2}(0) \quad (30)$$

به $I_{D2,av}$ و $I_{D3,av}$ در حالت پایدار و در مد کاری دوم با توجه به شکل (۱-ج) و روابط (۴۳-۴۵) برابر جریان خروجی است؛ به عبارت دیگر:

$$I_{D1,av} = I_{D2,av} = I_{D3,av} = \frac{V_o}{R} \quad (41)$$

با اعمال قانون تعادل ولتاژ برای سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 چرخه کاری در مد کاری دوم رژیم هدایت ناپیوسته (D_{m2}) از رابطه (۴۲) به دست می‌آید:

$$D_{m2} = \frac{3DV_i}{V_o} \quad (42)$$

با توجه به شکل (۵) می‌توان نوشت:

$$I_{D1,av} + I_{D2,av} + I_{D3,av} = \frac{1}{2} \times D_m \times I_{D-PK} \quad (43)$$

در این رابطه، مجموع پیک جریان دیودهای D_1 ، D_2 و D_3

برابر است با: (I_{D-PK})

$$I_{D-PK} = \frac{V_i DT}{L_e} \quad (44)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

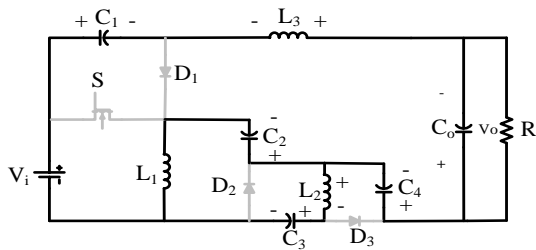
$$\frac{1}{L_{eq}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \quad (45)$$

بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته (M_{DCM}) با توجه به روابط (۴۵-۴۶) برابر است با:

$$M_{DCM} = \frac{D}{\sqrt{\tau}} \quad (46)$$

در این رابطه، τ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\tau = \frac{2L_e}{RT} \quad (47)$$



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

هدایت ناپیوسته

$$I_{L3}(t) = \frac{1}{L_3} \int_0^{DT} (V_{C4} + V_{C1} + V_{C2} - V_o) dt + I_{L3}(0) \quad (31)$$

در این روابط، $I_{L1}(0)$ ، $I_{L2}(0)$ و $I_{L3}(0)$ مقادیر اولیه جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 است.

اندازه ریبیل جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 با توجه به روابط فوق و مقدار ولتاژ خازن‌ها به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\Delta I_{L1} = \frac{DV_i}{L_1 f_s} = \frac{(1-D)V_o}{3L_1 f_s} \quad (32)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{DV_i}{L_2 f_s} = \frac{(1-D)V_o}{3L_2 f_s} \quad (33)$$

$$\Delta I_{L3} = \frac{DV_i}{L_3 f_s} = \frac{(1-D)V_o}{3L_3 f_s} \quad (34)$$

در این روابط، ΔI_{L1} ، ΔI_{L2} و ΔI_{L3} اندازه ریبیل جریان

سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 و فرکانس کلیدزنی است.

اندازه ریبیل ولتاژ خروجی (ΔV_o) از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{1}{C_o} \times \frac{\Delta I_{L2}}{2} \times \frac{T_s}{2} \times \frac{1}{2} = \frac{V_o D(1-D)}{8(2+D)L_2 C_o f_s^2} \quad (35)$$

کمترین مقدار فیلتر خازنی ($C_{o,min}$) برای کاهش ریبیل ولتاژ

خروجی به صورت زیر است:

$$C_{o,min} = \frac{\Delta I_{L2,max}}{8f_s \Delta V_o} = \frac{V_o D_{min}(1-D_{min})}{8(2+D_{min})L_2 f_s^2 \Delta V_o} \quad (36)$$

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

۵.۲ رژیم هدایت ناپیوسته

مدهای کاری اول و دوم رژیم هدایت ناپیوسته مدهای کاری اول و دوم

رژیم هدایت پیوسته‌اند. 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_3 در مد کاری دوم رژیم هدایت

ناپیوسته (I_{D1} ، I_{D2} و I_{D3}) از روابط زیر به دست می‌آیند:

$$I_{D1} = I_{C1,off} + I_{L3} \quad (37)$$

$$I_{D2} = I_{L1} - I_{C1,off} + I_{C3,off} \quad (38)$$

$$I_{D3} = I_{L2} - I_{C3,off} \quad (39)$$

با توجه به روابط فوق می‌توان نوشت:

$$I_{D1} + I_{D2} + I_{D3} = I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \quad (40)$$

متوسط جریان عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 ($I_{D1,av}$)

به دست می آید:

$$P_{Switch} = P_{rDS} + \frac{P_{Sw}}{2} \quad (52)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از دیود D_1 برابر است با:

$$I_{D1,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T (I_{C1,off} + I_{L3})^2 dt} \quad (53)$$

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

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

زیر محاسبه می شود:

$$(P_{RF})_{D1} = R_{F1} I_{D1,ms}^2 = R_{F1} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (54)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از دیود D_2 برابر است

با:

$$I_{D2,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T (I_{L2} - I_{C4,off} + I_{C2,off})^2 dt} \quad (55)$$

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

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

صورت محاسبه می شود:

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

مقدار مؤثر جریان عبوری از دیود D_3 برابر است با:

$$I_{D3,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T (I_{C4,off} + I_{L3})^2 dt} \quad (57)$$

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

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

زیر محاسبه می شود:

$$(P_{RF})_{D3} = R_{F3} I_{D3,ms}^2 = R_{F3} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (58)$$

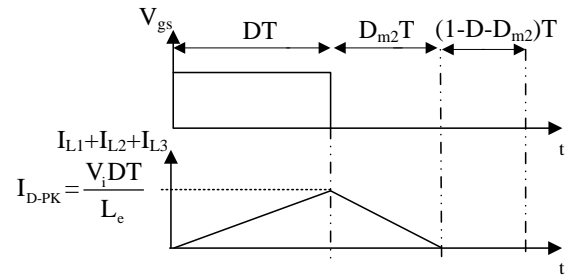
مقدار متوسط جریان عبوری از دیود D_1 برابر است

با:

$$I_{D1,av} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T (I_{C1,off} + I_{L3}) dt = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right) dt = I_o \quad (59)$$

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

به دست می آید:



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

۶.۲. محاسبه بازده مبدل

بازده مبدل با محاسبه تلفات عناصر مبدل به دست می آید. تلفات المانها با در نظر گرفتن مقاومت های پارازیتی محاسبه می شود. r_{DS} مقاومت هدایتی کلید S است. R_{F1} ، R_{F2} و R_{F3} مقاومت حالت روشن دیودها، V_{F1} ، V_{F2} و V_{F3} ولتاژ آستانه دیودها، r_{C1} ، r_{C2} و r_{C3} و r_{C4} مقاومت های سری معادل خازن ها، R_{L1} ، R_{L2} و R_{L3} مقاومت سری معادل سلف L_1 ، L_2 و L_3 ، r_{Co} مقاومت سری معادل خازن خروجی است. تلفات هدایتی با محاسبه مقدار مؤثر جریان عبوری از کلید به دست می آید.

مقدار مؤثر جریان عبوری از کلید S $(I_{S,ms})$ از رابطه زیر

به دست می آید:

$$I_{S,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{L1} - I_{C2,on})^2 dt} \quad (48)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{3}{(1-D)} I_o \right)^2 dt} = \frac{3\sqrt{D}}{(1-D)} I_o$$

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

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{S,ms}^2 = r_{DS} \frac{9D}{(1-D)^2} I_o^2 \quad (49)$$

تلفات کلیدزنی کلید S از رابطه زیر به دست می آید:

$$P_{Sw} = f_s C_s V_s^2 = f_s C_s \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (50)$$

در این رابطه، C_s خازن خروجی کلید S و V_s ولتاژ دو سر

کلید S در زمان خاموش بودن آن است.

رابطه (۵۰) به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$P_S = f_s C_s \left(\frac{(M_{CCM} + 2) V_o}{2} \right)^2 \quad (51)$$

با توجه به روابط (۵۰) و (۵۱) تلفات کل کلید از رابطه زیر

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_2 برابر است با:

$$P_{RC2} = r_{C2} I_{C2,ms}^2 = r_{C2} \frac{4D}{(1-D)} I_o^2 \quad (۷۰)$$

جریان عبوری از خازن C_o در بازه زمانی $0 \leq t \leq DT$ از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{Co,on} = \frac{\Delta i_{L2} t}{DT} - \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (۷۱)$$

جریان عبوری از خازن C_o در بازه زمانی $DT \leq t \leq T$ از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{Co,off} = -\frac{\Delta i_{L2}(t-DT)}{(1-D)T} + \frac{\Delta i_{L2}}{2} \quad (۷۲)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن خروجی C_o با توجه به روابط (۷۱) و (۷۲) برابر است با:

$$I_{Co,ms} = \frac{(1-D)RI_o}{3\sqrt{12}L_2 f_s} \quad (۷۳)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن خروجی C_o برابر است با:

$$P_{RCo} = r_{Co} I_{Co,ms}^2 = r_{Co} \frac{(1-D)^2 R^2 I_o^2}{108L_2^2 f_s^2} \quad (۷۴)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از سلف L_1 برابر است با:

$$I_{L1,ms} = \frac{1+2D}{1-D} I_o \quad (۷۵)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_1 از رابطه زیر به دست می آید:

$$P_{rL1} = R_{L1} I_{L1,ms}^2 = R_{L1} \left(\frac{1+2D}{1-D}\right)^2 I_o^2 \quad (۷۶)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از سلف L_2 برابر است با:

$$I_{L2,ms} = I_o \quad (۷۷)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_2 از رابطه زیر به دست می آید:

$$P_{rL2} = R_{L2} I_{L2,ms}^2 = R_{L2} I_o^2 \quad (۷۸)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از سلف L_3 برابر است با:

$$I_{L3,ms} = I_o \quad (۷۹)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_3 از رابطه زیر به دست می آید:

$$P_{rL3} = R_{L3} I_{L3,ms}^2 = R_{L3} I_o^2 \quad (۸۰)$$

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

$$(P_{VF})_{D1} = V_{F1} I_{D1,av} = V_{F1} I_o \quad (۶۰)$$

مقدار متوسط جریان عبوری از دیود D_2 برابر است با:

$$I_{D2,av} = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{L2} - I_{C4,off} + I_{C2,off}) dt \quad (۶۱)$$

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

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_2 از رابطه زیر به دست می آید:

$$(P_{VF})_{D2} = V_{F2} I_{D2,av} = V_{F2} I_o \quad (۶۲)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از دیود D_3 برابر است با:

$$I_{D3,av} = \frac{1}{T} \int_0^T (I_{C4,off} + I_{L3}) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{I_o}{1-D}\right) dt = I_o \quad (۶۳)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_3 از رابطه زیر به دست می آید:

$$(P_{VF})_{D3} = V_{F3} I_{D3,av} = V_{F3} I_o \quad (۶۴)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن های C_1 ، C_3 و C_4 از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{C1,ms} = I_{C3,ms} = I_{C4,ms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (I_o)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} I_o\right)^2 dt \right]} \quad (۶۵)$$

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

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_1 برابر است با:

$$P_{RC1} = r_{C1} I_{C1,ms}^2 = r_{C1} \frac{D}{(1-D)} I_o^2 \quad (۶۶)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_3 برابر است با:

$$P_{RC3} = r_{C3} I_{C3,ms}^2 = r_{C3} \frac{D}{(1-D)} I_o^2 \quad (۶۷)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_4 از رابطه زیر به دست می آید:

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

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن C_2 از رابطه زیر به دست می آید:

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

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

به عبارت دیگر:

$$P_{loss} = P_{rDS} + \sum_{u=1}^3 (P_{RF})_{Du} \quad (81)$$

$$+ \sum_{u=1}^3 (P_{VF})_{Du} + \sum_{u=1}^4 P_{RCu} + P_{rL1} + P_{rL2} + P_{rL3} + P_{RC0}$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}} \quad (82)$$

بازده مبدل با توجه به رابطه (۸۲) به صورت زیر تعریف می شود:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o I_o}{V_i I_i} \quad (83)$$

در این رابطه، P_i توان ورودی مبدل پیشنهادی است.

با توجه به رابطه (۸۳)، بازده به صورت زیر بازنویسی می شود:

$$\eta = \frac{1-D}{3D} M_{CCM} \quad (84)$$

بهره و ولتاژ مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن مقاومت های پارازیتی و با

توجه به رابطه (۸۴) به صورت زیر به دست می آید:

$$M_{CCM} = \frac{(3D)\eta}{1-D} \quad (85)$$

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

$$V_S = \frac{V_i}{1-D} \quad (86)$$

در این رابطه، V_S تنش و ولتاژ دو سر کلید S است.

با توجه به رابطه فوق، تنش و ولتاژ دو سر کلید S کمتر از ولتاژ

خروجی مبدل است و تلفات هدایتی کلید پایین می باشد. منحنی تنش

ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید حاصل از مبدل های افزاینده مرسوم، کاهنده-

افزاینده، cuk و مبدل پیشنهادی به ازای بهره و ولتاژ مختلف در شکل (۶)

نشان داده شده است. مقایسه نمودار تنش و ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید

نشان می دهد که کمترین مقدار تنش و ولتاژ دو سر کلید در مبدل

پیشنهادی ایجاد شده است.

۷.۲. رژیم هدایت مرزی

در این رژیم، هدایت بهره و ولتاژ رژیم هدایت پیوسته برابر بهره رژیم

هدایت ناپیوسته است. با برقراری این شرط ثابت زمانی نرمالیزه از رابطه

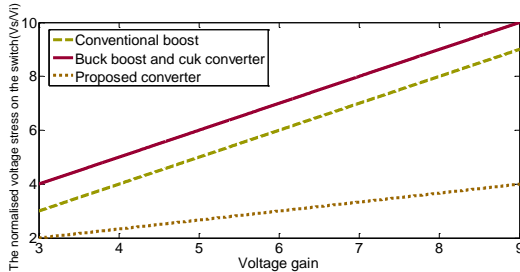
زیر به دست می آید:

$$\tau_b = \frac{(1-D)^2}{9} \quad (87)$$

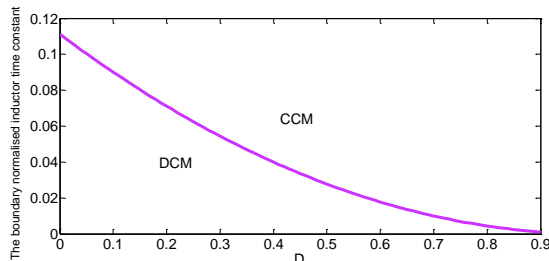
در این رابطه، τ_b ثابت زمانی نرمالیزه است. اگر τ بزرگ تر از

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 می دهد که مبدل پیشنهادی در ناحیه وسیعی در رژیم هدایت پیوسته کار می کند.



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



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

مقایسه بین مبدل پیشنهادی و مبدل شماره سوم مرجع [۳۱] و مبدل

مرجع [۴۲] در جدول (۱) نشان داده شده است. اگرچه تعداد المان های

سایر مبدل ها کمتر از مبدل پیشنهادی است، مبدل پیشنهادی تنش و ولتاژ

پایین و بهره و ولتاژ بالاتری نسبت به سایر مبدل ها دارد.

جدول (۱): مقایسه بین مبدل های Dc-Dc

	مبدل پیشنهادی	مبدل شماره سوم مرجع [۳۱]	مبدل مرجع [۴۲]
تعداد کلیدها	۱	۲	۱
تعداد دیودها	۳	۳	۲
تعداد خازن ها	۵	۳	۴
تعداد سلف ها	۳	۲	۳
تعداد کل المان ها	۱۲	۱۰	۱۰
تنش و ولتاژ کلید	$\frac{V_o + 3V_i}{3V_i}$	$\frac{V_o - V_i}{2V_i}$	$\frac{V_o + 2V_i}{2V_i}$
بهره و ولتاژ	$\frac{3D}{1-D}$	$\frac{3-D}{1-D}$	$\frac{2D}{1-D}$

۸.۲. محاسبه اندازه رپیل ولتاژ خازن‌ها

مطابق شکل (۸) 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 جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن C_1 ایجاد شده است. $\Delta V_{C1,cap}$ برابر اندازه رپیل ولتاژ خازن C_1 که براساس شارژ و دشارژ خازن C_1 ایجاد شده است. اندازه رپیل ولتاژ خازن C_1 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C1,ESR} + \Delta V_{C1,cap} \quad (88)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C1,ESR} = ESR_{C1} \Delta I_{C1} \quad (89)$$

$$\square ESR_{C1} (I_{C1,off} - I_{C1,on}) = \frac{ESR_{C1} I_o}{1-D}$$

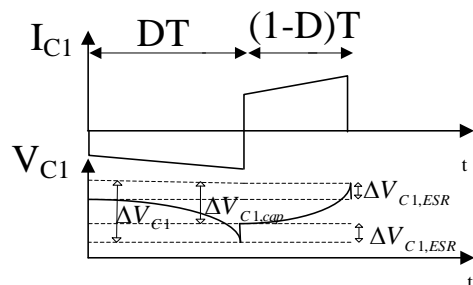
در این رابطه، ESR_{C1} به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_{C1} = \frac{\tan \delta_{C1}}{2\pi f_s} \quad (90)$$

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

به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C1,cap} = \frac{I_{C1,off} (1-D) T}{C} = \frac{DTV_o}{RC} \quad (91)$$



شکل (۸): شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_1

براساس شکل (۹) 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 جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن C_2 ایجاد شده است. $\Delta V_{C2,cap}$ اندازه رپیل ولتاژ خازن C_2 که براساس شارژ و دشارژ خازن C_2 ایجاد شده است. اندازه رپیل ولتاژ خازن C_2 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C2} = \Delta V_{C2,ESR} + \Delta V_{C2,cap} \quad (92)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C2,ESR} = ESR_{C2} \Delta I_{C2}$$

$$\square ESR_{C2} (I_{C2,off} - I_{C2,on}) = \frac{ESR_{C2} (2I_o)}{1-D} \quad (93)$$

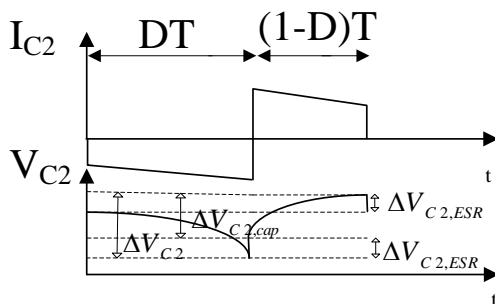
در این رابطه، ESR_{C2} به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_{C2} = \frac{\tan \delta_{C2}}{2\pi f_s} \quad (94)$$

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

به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C2,cap} = \frac{I_{C2,off} (1-D) T}{C} = \frac{2DTV_o}{RC} \quad (95)$$



شکل (۹): شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_2

مطابق شکل (۱۰) اندازه رپیل ولتاژ خازن C_3 با ΔV_{C3} نشان داده شده است. $\Delta V_{C3,ESR}$ برابر اندازه رپیل ولتاژ خازن C_3 که از جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن C_3 ایجاد شده است. $\Delta V_{C3,cap}$ اندازه رپیل ولتاژ خازن C_3 که براساس شارژ و دشارژ خازن C_3 ایجاد شده است. اندازه رپیل ولتاژ خازن C_3 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_{C3,ESR} + \Delta V_{C3,cap} \quad (96)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C3,ESR} = ESR_{C3} \Delta I_{C3} \quad (97)$$

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

در این رابطه، ESR_{C3} به صورت زیر است:

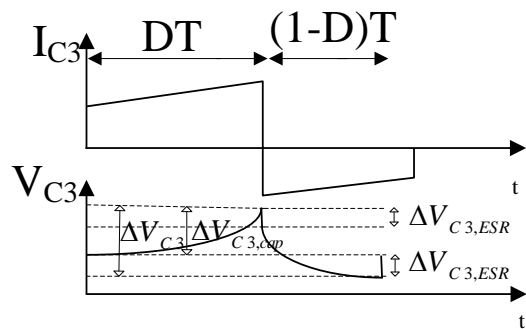
$$ESR_{C3} = \frac{\tan \delta_{C3}}{2\pi f_s} \quad (98)$$

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

به صورت زیر به دست حاصل می‌شود.

$$\Delta V_{C3,cap} = \frac{I_{C3,on} DT}{C} = \frac{DTV_o}{RC} \quad (99)$$

محیط نرم افزار PSCAD ارائه شده است. مقادیر پارامترهای مبدل پیشنهادی در جدول (۲) نشان داده شده است. شکل موج پالس اعمال شده به کلید، در شکل (۱۲-الف) نشان داده شده است. با توجه به جدول (۲) و رابطه (۱۶) بهره ولتاژ سه می باشد و سطح ولتاژ خروجی برابر ۳۰ ولت است. شکل موج ولتاژ خروجی V_o در شکل (۱۲-ب) نشان داده شده است. جریان های عبوری از سلف های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل های (۱۲-ج)، (۱۲-د) و (۱۲-ه) نشان داده شده است. با توجه به شکل موج های مفروض سلف های L_1 ، L_2 و L_3 مبدل در رژیم هدایت پیوسته کار می کند و با توجه به رابطه (۲۳) و شکل (۱-ب) مقدار متوسط جریان عبوری از سلف های L_1 ، L_2 و L_3 به ترتیب برابر ۶، ۱/۵ و ۱/۵ آمپر می باشد که این مقادیر تأییدکننده نتایج شبیه سازی است. در شکل های (۱۲-و)، (۱۲-ز) و (۱۲-ح) شکل موج جریان های عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 نشان داده شده است که با توجه به شکل های مفروض دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 در مد کاری دوم روشن هستند. در شکل های (۱۲-ط)، (۱۲-ی)، (۱۲-ک) و (۱۲-ل) جریان های عبوری از خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 نشان داده شده است. با توجه به روابط (۱۷)، (۲۱) و (۲۲) مقدار متوسط جریان های عبوری از خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 در مد کاری اول به ترتیب ۱/۵، ۳، ۱/۵ و ۱/۵- است. مقدار متوسط جریان های عبوری از خازن های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_4 در مد کاری دوم به ترتیب ۱/۵، ۳، ۱/۵ و ۱/۵- آمپر است که این مقادیر تأییدکننده نتایج شبیه سازی هستند. شکل (۱۲-م) جریان عبوری از کلید S را نشان می دهد. با توجه به رابطه (۲۷) مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S برابر ۹ آمپر است که با نتایج حاصل از شبیه سازی همخوانی خوبی دارد. در شکل های (۱۳-الف)، (۱۳-ب)، (۱۳-ج) و (۱۳-د) ولتاژ خروجی و جریان های عبوری از سلف های L_1 ، L_2 و L_3 در توان خروجی ۱۸۰ وات نشان داده شده است. در شکل های (۱۴-الف)، (۱۴-ب)، (۱۴-ج) و (۱۴-د) ولتاژ خروجی و جریان های عبوری از سلف های L_1 ، L_2 و L_3 در توان خروجی ۴۰۰ وات نشان داده شده است. پاسخ های جریان و ولتاژ خروجی به تغییرات مقاومت بار در شکل (۱۵) نشان داده شده است. پاسخ ولتاژ خروجی به تغییرات چرخه کاری در شکل (۱۶) نشان داده شده است. راندمان اندازه گیری شده مبدل پیشنهادی در شکل (۱۷) نشان داده شده است در بار نامی ۹۰ وات، راندمان مبدل تقریباً برابر با ۹۲/۴ درصد است.



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

طبق شکل (۱۱) اندازه ریبیل ولتاژ خازن با ΔV_{C4} نشان داده شده است. $\Delta V_{C4,ESR}$ برابر اندازه ریبیل ولتاژ خازن C_4 که از جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن C_4 ایجاد شده است. $\Delta V_{C4,cap}$ 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 می آید:

$$\Delta V_{C4} = \Delta V_{C4,ESR} + \Delta V_{C4,cap} \quad (100)$$

$\Delta V_{C4,ESR}$ از رابطه زیر به دست می آید:

$$\Delta V_{C4,ESR} = ESR_{C4} \Delta I_{C4} \quad (101)$$

$$\square ESR_{C4} (I_{C4,off} - I_{C4,on}) = \frac{ESR_{C4} I_o}{1-D}$$

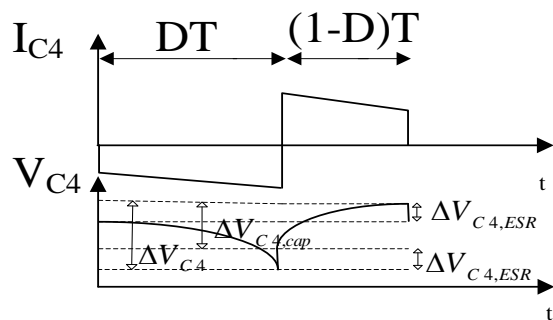
در این رابطه، ESR_{C4} به صورت زیر تعریف می شود:

$$ESR_{C4} = \frac{\tan \delta_{C4}}{2\pi f_s} \quad (102)$$

در این رابطه، $\tan \delta_{C4}$ ضریب تلفات خازن C_4 است.

$\Delta V_{C4,cap}$ به صورت زیر به دست می آید:

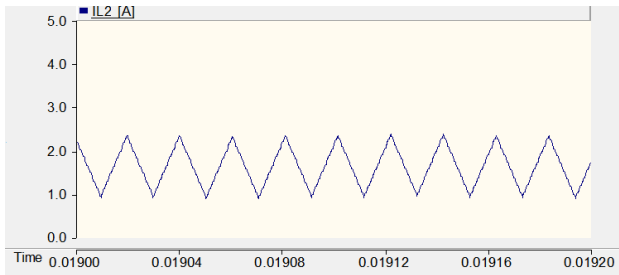
$$\Delta V_{C4,cap} = \frac{I_{C4,off} (1-D)T}{C} = \frac{DTV_o}{RC} \quad (103)$$



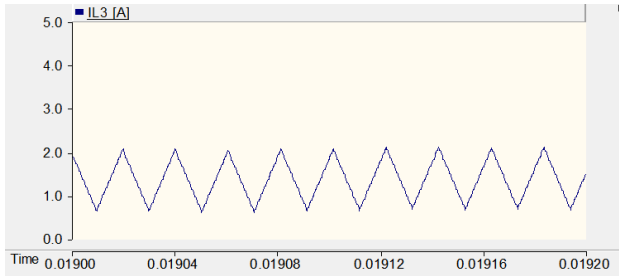
شکل (۱۱): شکل موج های جریان و ولتاژ خازن C_4

۳. نتایج شبیه سازی

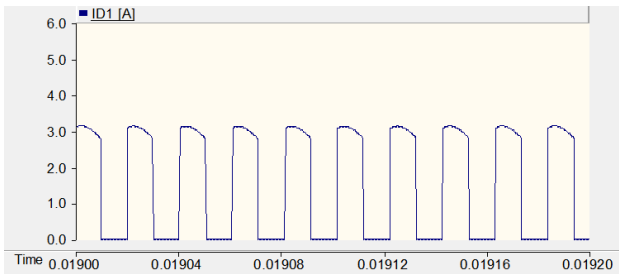
برای بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه سازی در



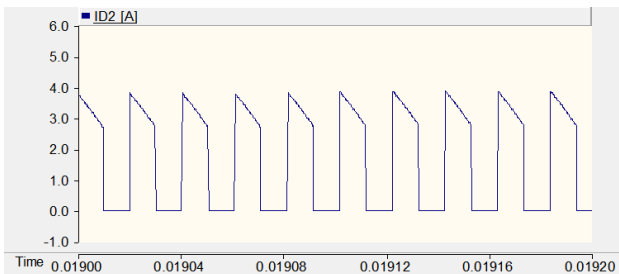
(د)



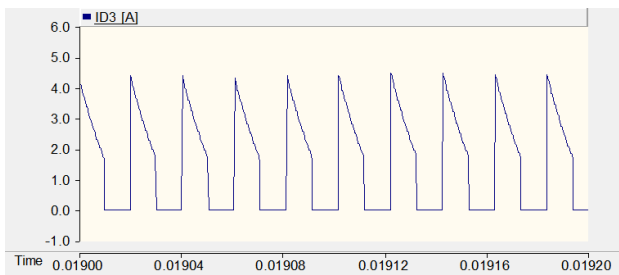
(ه)



(و)



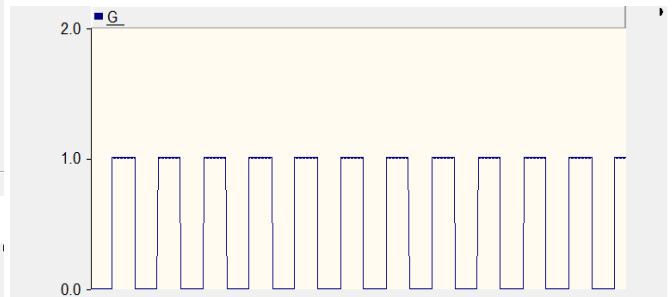
(ز)



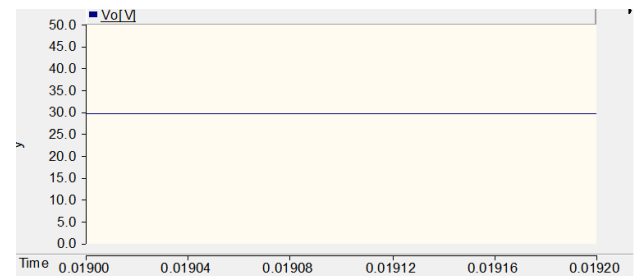
(ح)

جدول (۲): مقادیر پارامترهای مبدل پیشنهادی

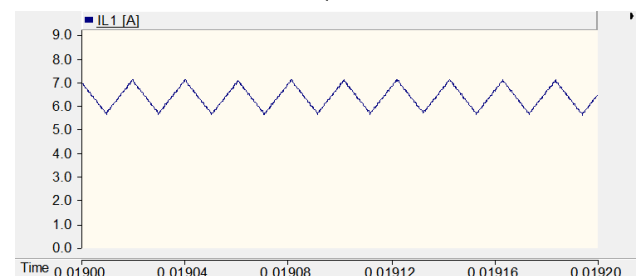
متغیر	مقدار
فرکانس کلیدزنی	۵۰ کیلوهرتز
منبع ورودی	۱۰ ولت
چرخه کاری	۵۰ درصد
مقاومت هدایتی کلید	۰/۰۲ اهم
توان خروجی	۴۵ وات
خازن‌های C_1, C_2, C_3 و C_4	۴۷۰ میکرو فاراد
مقاومت سری معادل خازن‌های C_1, C_2, C_3 و C_4	۱۸ میلی اهم
خازن خروجی C_o	۸۶۵ میکرو فاراد
مقاومت سری معادل خازن C_o	۱۳ میلی اهم
سلف‌های L_1, L_2 و L_3	۹۰ میکرو هانتری
مقاومت سری معادل سلف‌های L_1, L_2 و L_3	۴۶ میلی اهم
مقاومت حالت روشن دیودهای D_1, D_2 و D_3	۰/۰۲ اهم
ولتاژ حالت روشن دیودهای D_1, D_2 و D_3	۰/۸ ولت



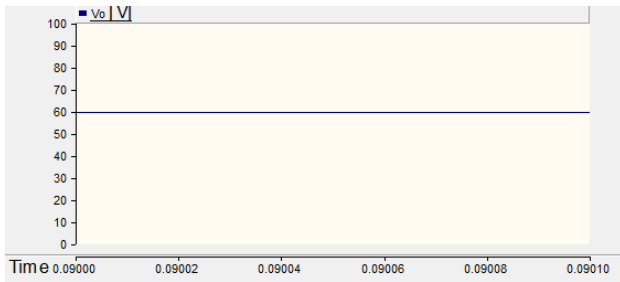
(الف)



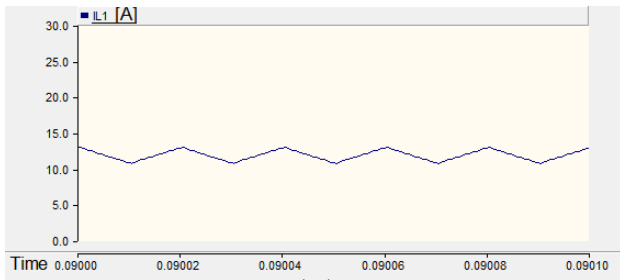
(ب)



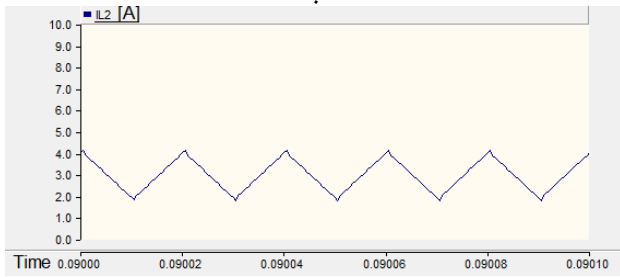
(ج)



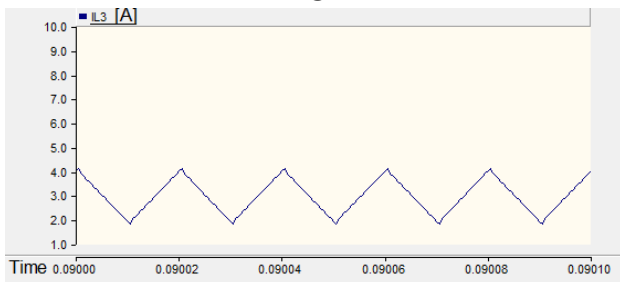
(الف)



(ب)

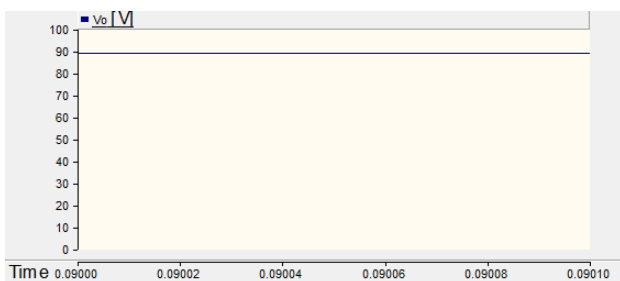


(ج)

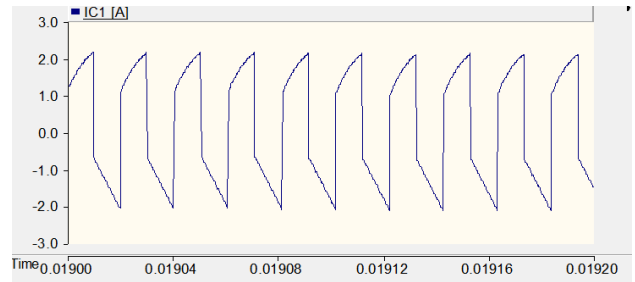


(د)

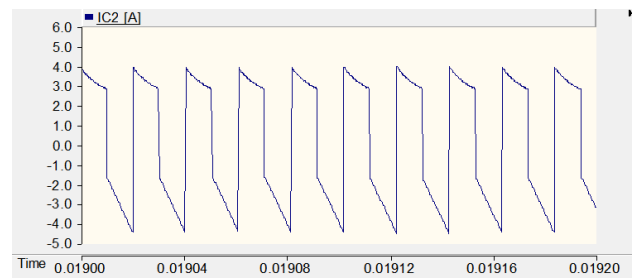
شکل (۱۳): نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی (ولتاژ خروجی ۶۰ ولت)



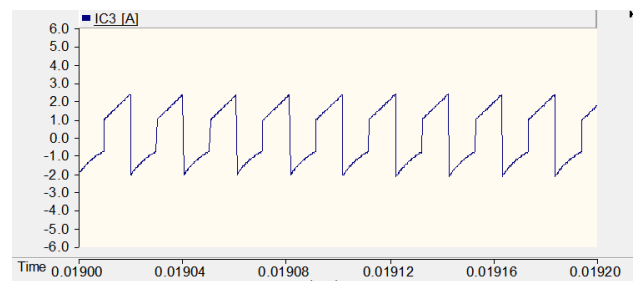
(الف)



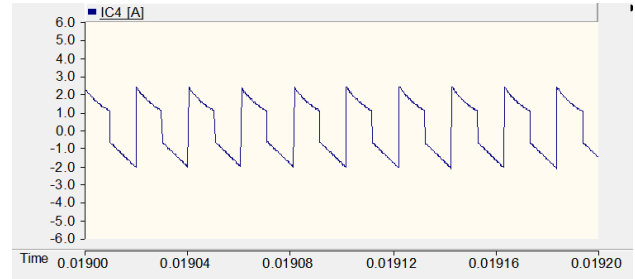
(ط)



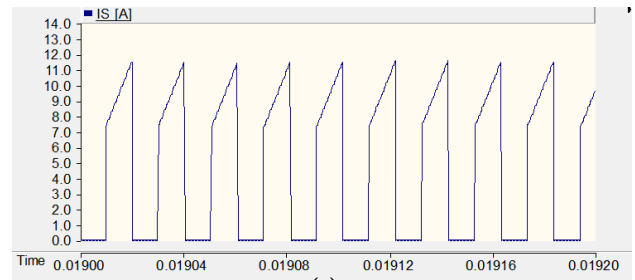
(ی)



(ی)

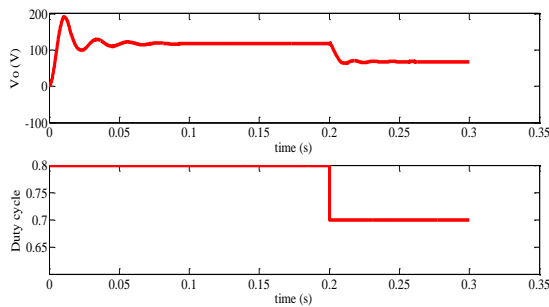


(ج)

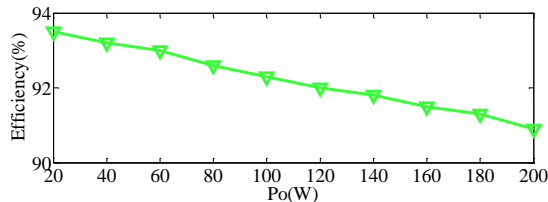


(م)

شکل (۱۲): نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی (ولتاژ خروجی ۳۰ ولت)



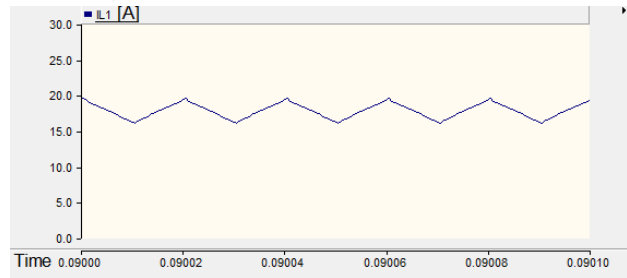
شکل (۱۶): پاسخ ولتاژ خروجی به تغییرات چرخه کاری



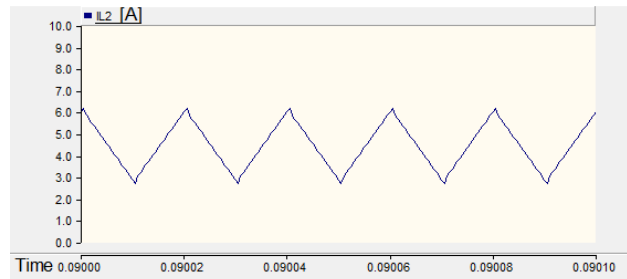
شکل (۱۷): راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی

۴. نتیجه گیری

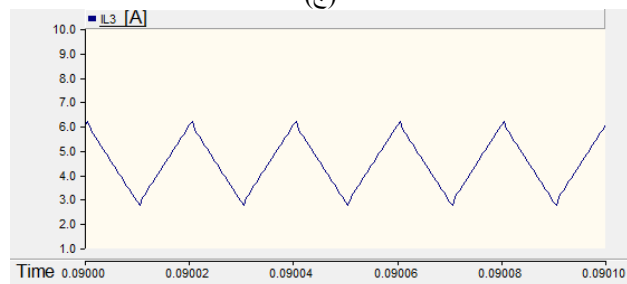
در این مقاله، یک مبدل بدون ترانسفورماتور با ضریب افزایشی بالا برای کاربرد در انرژی خورشیدی پیشنهاد داده شده است و می‌تواند برای افزایش ولتاژ به کار رود. مبدل پیشنهادی دارای ضریب بهره بالاتر از مبدل‌های افزایشی و کاهشده-افزاینده مرسوم است و در ناحیه وسیع‌تری در رژیم هدایت پیوسته نسبت به مبدل‌های ذکر شده کار می‌کند. در این مبدل، تنها یک کلید به کار رفته است که موجب سادگی کنترل مبدل می‌شود. تنش ولتاژ دو سر کلید پایینی در مبدل ایجاد می‌شود 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 پرداخته شده است. در پایان برای نشان دادن صحت محاسبات و عملکرد صحیح مبدل نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD آورده شده است.



(ب)

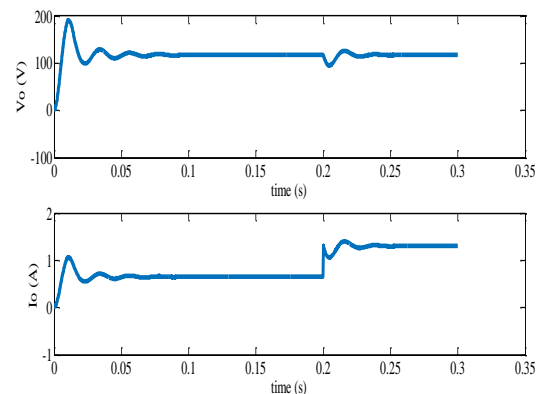


(ج)



(د)

شکل (۱۴): نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی (ولتاژ خروجی ۹۰ ولت)



شکل (۱۵): پاسخ‌های جریان و ولتاژ خروجی به تغییرات مقاومت بار

مراجع

- [1] Zhao, Q, Lee, F. C., "High-Efficiency, High Step-up Dc-Dc Converters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, No. 1, pp. 65-73, 2003.
- [2] Yang, L. S., Liang, T. J., Chen, J. F., "Transformer-less Dc-Dc Converter with High Voltage Gain", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 8, pp. 3144-3152, 2009.
- [3] Zhang, F., Du, L., Peng, F. Z., Qian, Z., "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, 2008.
- [4] Wai, R. J., Lin, C. Y., Duan, R. Y., and Chang, Y. R., "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. 3714-3702, 2008.
- [5] Delshad, M., and Shahnammia, S., "A New ZVT High Step

- up DC-DC Converter", in *Proc. IEEE ECTICON*, pp. 1-4, 2012.
- [6] Abutbul, O., Gherlitz, A., Berkovich, Y., Ioinovici, A., "Step-up Switching-Mode Converter with High Voltage Gain Using a Switched Capacitor Circuit", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, Vol 50, No. 8, pp 1098-1102, 2003.
- [7] Changchien, S. K., Liang, T. J., Chen, J. F., and Yang, L. S., "Novel High Step-up DC-DC Converter for Fuel Cell Energy Conversion", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 6, pp. 2007-2017, 2010.
- [8] Tseng, K. C., Liang, T. J., "Analysis of Integrated Boost-Flyback Step-up Converter", *IEE Proc. Inst. Elect. Eng.-Electric Power Appl.*, Vol. 152, No. 2, pp. 217-225, 2005.
- [9] Wu, T. F., Lai, Y. S., Hung, J. C., Chen, Y. M., "Boost Converter with Coupled Inductors and buck-boost type of active clamp", *IEEE Trans. Ind Electron.*, Vol. 55, No. 1, pp. 154-162, 2008.
- [10] Lin, B. R., Hsieh, F.Y., Chen, J. J. "Analysis and Implementation of a Bidirectional Converter with High Converter Ratio". *IEEE ICIT'08*, pp. 1-6, 2008.
- [11] Axelrod, B., Berkovich, Y., Ioinovici, A., "Switched-Capacitor Switched-Inductor Structures for Getting Transformer less PWM Converters", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers.*, Vol. 55, No. 2, pp. 687-696, 2008.
- [12] Shu, H. C., "Design and Analysis of a Switched-Capacitor-Based Step-up Dc/Dc Converter with Continuous Input Current", *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, Vol. 46, No. 6, pp. 722-730, 1999.
- [13] Hsieh, Y. P., Chen, J. F., Liang, T. J., Yang, L. S., "Novel High Step-up DC-DC Converter with Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 2, pp. 998-1007, 2012.
- [14] Abutbul, O., Gherlitz, A., Berkovich, Y., Ioinovici, A., "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, 2003.
- [15] Zhang, F., Du, L., Peng, F. Z., Qian, Z., "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, 2008.
- [16] Axelrod, B., Berkovich, Y., Ioinovici, A., "Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters", *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, Vol. 55, No.2, pp. 687-696, 2008.
- [17] Revathi, B. S., Prabhakar, M., "High Gain High Power DC-DC Converter for Photovoltaic Application", *ICMiCR*, 2013.
- [18] Chen, S. M., Liang, T. J., Yang, L. S., Chen, J. F., "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, 2011.
- [19] Wai, R. J., Lin, C. Y Duan, R. Y., Chang, Y. R., "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, 2008.
- [20] Araujo, S. V., Torrico-Bascope, R. P., Torrico-Bascope, G. V., "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, 2010.
- [21] Tan, S. C., Nur, M., Kiratipongvoot, S., Bronstein, S., Lai, Y. M., Tse, C. K., Ioinovici, A., "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, 2009.
- [22] Todorovic, M. H., Palma, L., 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, 2008.
- [23] Gu, D., Czarkowski, D., Ioinovici, A., "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, 2011.
- [24] Hu, X., Gong, C., "A High Voltage Gain DC-DC Converter Integrating Coupled Inductor and Diode-Capacitor Techniques", *IEEE Trans. Power Electron*, Vol. 29, No. 2, pp. 789-800, 2014.
- [25] Fardoun, AA, Ismail, EH, Sabzali AJ, Al-Saffar MA. "Bidirectional Converter for High-Efficiency Fuel Cell Powertrain", *J Power Sources*, pp. 470-482, 2014.
- [26] Tseng, K. C., Lin, J. T., Cheng, C. A., "An Integrated Derived Boost-Flyback Converter for Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles", in *Proc. IEEE IFECC*, pp. 283-287, 2013.
- [27] Chen, S. M., Wang, C. Y., Liang, T. J., "A Novel Sinusoidal Boost-Flyback CCM/DCM DC-DC Converter", in *Proc. IEEE APEC*, pp. 3512-3516, 2014.
- [28] Graw, J., Zimmermann, H, "Charging Multiple Batteries Using the Boost-Flyback Converter", in *Proc. IEEE ENERGYCON*, pp. 963-967, 2012.
- [29] Hsieh, Y. P., Chen, J. F., Yang, L. S., Wu, C. Y., Liu, W. S., "High-Conversion-Ratio Bidirectional DC-DC Converter with Coupled Inductor", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 1, pp. 210-222, 2014.
- [30] Kim, J. K., Moon, G. W., "Derivation, Analysis, and Comparison of Non-Isolated Single-Switch High Step-up Converters with Low Voltage Stress", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 3, pp. 1336-1344, 2015.
- [31] Yang, L. S., Liang, T. J., Chen, J. F., "Transformer-less DC-DC Converter with High Voltage Gain", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 8, pp. 3144-3152, 2009.
- [32] Hsieh, Y. P., Chen, J. F., Liang, T. J., Yang, L. S., "Analysis and Implementation of a Novel Single-Switch High Step-up DC-DC Converter", *IET Power Electron.*, Vol. 5, No. 1, pp. 11-21, 2012.
- [33] Hwu, K. I., Peng, T. J., "High-Voltage-Boosting Converter with Charge Pump Capacitor and Coupling Inductor Combined with Buck-boost Converter", *IET Power Electron.*, Vol. 7, No. 1, pp. 177-188, 2014.
- [34] Chen, S. M., Liang, T. J., Yang, L. S., Chen, J. F., "A Safety Enhanced, High Step-up DC-DC Converter for AC Photovoltaic Module Application", *IEEE Trans. Power*

- Electron.*, Vol. 27, No. 4, pp. 1809-1817, 2012.
- [35] Tseng, P. H., Chen, J. F., Hsieh, Y. P., "A Novel Active Clamp High Step-up DC-DC Converter with Coupled-Inductor for Fuel cell System", in Proc. *IEEE IFEEEC*, pp. 326-331, 2013.
- [36] Hu, Y. H., Xiao, W. D., Li, W. H., He, X. N., "Three-Phase Interleaved High-step-up Converter with Coupled-Inductor-Based Voltage Quadrupler", *IET Power Electronics.*, Vol. 7, No. 7, pp. 1841-1849, 2014.
- [37] Zhao, Y., Li, W. H., He X. N., "Single-Phase Improved Active Clamp Coupled-Inductor-Based Converter with Extended Voltage Doubler Cell", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 27, No. 6, pp. 2869-2878, 2012.
- [38] Meng, T., Yu, S., Ben, H. Q., G. Wei, "A Family of Multilevel Passive Clamp Circuits with Coupled Inductor Suitable for Single-Phase Isolated Full-Bridge Boost PFC Converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 8, pp.4348-4356, 2014.
- [39] Lee, J. H., Liang, T. J., Chen, J. F., "Isolated Coupled-Inductor-Integrated DC-DC Converter with Nondissipative Snubber for Solar Energy Applications", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 7, pp. 3337-3348, 2014.
- [40] Lei, J., Xi, Z., Yin, C. L., Chris, M., Li, S. Q., Zhang, M. Y., "A Novel Soft-switching Bidirectional DC-DC Converter with Coupled inductors", in Proc. *IEEE APEC*, pp. 3040-3044, 2013.
- [41] Wai, R. J., Jheng, K. H., "High-Efficiency Single-Input Multiple-Output DC-DC Converter", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 2, pp. 886-898, 2013
- [42] Ajami, A., Ardi, H., Farakhor, A., "Design, Analysis and Implementation of a Buck-boost DC/DC Converter", *IET Power Electron.*, Vol. 7, No. 12, pp. 2902-2913, 2014.
- [43] Banaei, M. R., Ardi, H., Farakhor, A., "Analysis and Implementation of a New Single-Switch Buck-boost DC/DC Converter", *IET Power Electron.*, Vol. 7, No. 7, pp. 1906-1914, 2014.