

آنالیز عملکرد مبدل DC-DC کاهنده- افزایشنده جدید با ضریب افزایشندگی بالا برای کاربرد در سیستم خورشیدی

محمدرضا بنائی و حسین اژدرفاغی بناب

خورشیدی، ولتاژ تولیدی توسط سلول در شرایط دما و تابش ثابت، تنها در یک مقدار خاص از جریان بیشترین مقدار را دارد و در این نقطه خاص از جریان، توان تولیدی توسط سلول خورشیدی نیز حداکثر مقدار است بنابراین در این شرایط بکارگیری تکنیک ردیابی نقطه حداکثر توان ضروری است تا بیشترین بازده ممکن از سلول حاصل گردد [۵]. برای اتصال پانل‌های خورشیدی به سیستم قدرت نیاز به مبدل‌های DC-DC می‌باشد و به علت پایین بودن سطح ولتاژ سلول‌های خورشیدی باید از مبدل‌های DC-DC با ضریب بهره بالا استفاده کرد [۶] و [۷]. بازده مبدل‌های DC-DC متداول مانند افزایشنده مرسوم انتظار می‌رود بالا باشد ولی در حقیقت بازده مورد نظر توسط مقاومت‌های پارازیتی محدود می‌شود. مبدل‌های مختلفی برای جبران اثر مذکور و افزایش بازده پیشنهاد داده شده است [۸] تا [۱۱]. با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور و استفاده از روش بالابردن ولتاژ می‌توان بهره ولتاژ را افزایش داد [۱۲] تا [۱۵]. ساختار مبدل فلای‌بک ساده می‌باشد و بهره ولتاژ بالا با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور می‌تواند به دست آید ولی انرژی ذخیره شده در سلف نشستی نمی‌تواند بازیابی شود که موجب کاهش بازده و افزایش تنش ولتاژ در دو سر کلید می‌شود [۱۶]. برای حل این مشکل از یک مدار اسنابر و اکتیو کلمپ استفاده می‌شود که باعث افزایش قیمت مبدل خواهد شد. اضافه کردن کلید و دیود مبدل‌ها از یک طرف باعث افزایش هزینه می‌گردد اما از طرف دیگر باعث بازیابی انرژی و افزایش بازده مبدل و نیز افزایش بهره مبدل می‌شود [۱۷]. از نظر تئوری می‌توان چرخه کاری مبدل‌های ایزوله نشده را افزایش داد ولی به دلیل تأثیرات کلیدهای قدرت، دیودهای یکسوکنده و مقاومت سری معادل خازن‌ها و سلف‌ها، بهره ولتاژ این مبدل‌ها محدود می‌شود. همچنین چرخه کاری بالا باعث ایجاد مشکل بازیابی معکوس دیودها و ایجاد تداخل الکترومغناطیسی می‌شود [۱۸] و [۱۹]. در [۲۰] یک مبدل DC-DC بر اساس مبدل zeta و با استفاده از سلف القایی پیشنهاد داده شده است. مبدل مذکور می‌تواند در چرخه کاری پایین بهره ولتاژ بالایی را داشته باشد و انرژی سلف نشستی در این مبدل قابل بازیابی است. در [۲۱] یک مبدل DC-DC دوکلید ایزوله شده با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده که در این مبدل از یک ترانسفورماتور با نسبت تبدیل پایین استفاده گردیده 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 نشستی بازیابی می‌گردد. در [۲۲] مبدل DC-DC سه‌ورودی تک‌خروجی با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده که 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 پایین است. در [۲۳] 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

چکیده: در بعضی از کاربردها مانند سلول‌های خورشیدی که نیاز به ولتاژ بالایی است، می‌بایست از مبدل‌های DC-DC با ضریب بهره بالا استفاده شود اما مبدل افزایشنده مرسوم نمی‌تواند بهره ولتاژ بالایی را داشته باشد و به همین دلیل در این مقاله یک مبدل DC-DC کاهنده- افزایشنده تک‌کلید جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ کاهش یافته در دو سر عناصر نیمه‌هادی برای کاربرد در سیستم خورشیدی پیشنهاد می‌شود. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در حالت افزایشندگی بالاتر از مبدل‌های افزایشنده مرسوم و کاهنده- افزایشنده است. تنش ولتاژ کاهش یافته در دو سر کلید فعال، اجازه انتخاب ماسفت با ولتاژ نامی پایین به منظور کاهش تلفات هدایتی و کلیدزنی را می‌دهد و تنش ولتاژ پایین در دو سر دیود اجازه استفاده از دیود سریع برای جلوگیری از ایجاد جریان برگشتی دیود را می‌دهد. مبدل پیشنهادی در دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته می‌تواند کار کند. در این مقاله مدهای کاری مختلف مبدل پیشنهادی، محاسبات مربوط به بهره، جریان‌های عبوری از عناصر و بازده ارائه می‌شود. برای اثبات عملکرد صحیح مبدل پیشنهادی نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD و نتایج عملی نیز ارائه می‌شود.

کلیدواژه: مبدل DC-DC بدون ترانسفورماتور کاهنده- افزایشنده، سیستم خورشیدی، بهره ولتاژ بالا، تنش ولتاژ.

۱- مقدمه

امروزه با افزایش مصرف انرژی برق و نگرانی در خصوص آلودگی‌های زیست‌محیطی، توجه به انرژی‌های تجدیدپذیر بیش از پیش رو به افزایش است [۱]. سیستم‌های تولید برق در آینده آمیزه‌ای از نیروگاه‌ها با سوخت فسیلی، برق آبی، هسته‌ای، بادی و خورشیدی خواهند بود اما با توجه به نگرانی‌های جهانی در خصوص آلودگی‌های زیست‌محیطی و کمبود سوخت‌های فسیلی، گرایش به سمت تولید برق از منابع تجدیدپذیر رو به افزایش است. روش‌های مختلفی در جهت تولید انرژی الکتریکی از منابع تجدیدپذیر ارائه شده است [۲]. یکی از روش‌های تولید انرژی الکتریکی از منابع تجدیدپذیر، استفاده از سلول‌های خورشیدی برای تبدیل انرژی نور خورشید به انرژی الکتریکی می‌باشد. برق تولیدی از پانل‌های خورشیدی بعد از عبور از مبدل‌های الکترونیک قدرت به برق AC شهری قابل اتصال به شبکه برق‌رسانی تبدیل می‌گردد [۳]. یکی از ویژگی‌های خاص سلول‌های خورشیدی در منحنی جریان- ولتاژ و یا توان- ولتاژ آنها است به نحوی که این منحنی‌ها غیر خطی بوده و همچنین رنج آنها با تغییرات دما و میزان تابش تغییر می‌کند [۴]. با توجه به رفتار غیر خطی سلول

این مقاله در تاریخ ۲۹ آذر ماه ۱۳۹۴ دریافت و در تاریخ ۱ دی ماه ۱۳۹۵ بازنگری شد.

محمدرضا بنائی، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، (email: m.banaei@azaruniv.edu)

حسین اژدرفاغی بناب، دانشکده فنی مهندسی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان، تبریز، (email: h.ajdarfaeghi@azaruniv.edu)

کاهنده- افزایشده با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ پایین در دو سر کلید فعال پیشنهاد داده شده است. ضریب بهره مبدل در حالت افزایشدهگی بالاتر از مبدل‌های افزایشده مرسوم و کاهنده- افزایشده است. استفاده از یک کلید در مبدل پیشنهادی باعث سادگی کنترل مبدل می‌گردد. در این مبدل جریان ورودی به صورت پیوسته نبوده و همچنین یک دیود در مسیر زمین مبدل وجود دارد و ولتاژ خروجی و ورودی مبدل پیشنهادی به صورت برعکس هستند. این مبدل تنش ولتاژ پایینی در دو سر کلید و دیودها ایجاد می‌کند که موجب کاهش تلفات می‌گردد و به علت وجود سلف در خروجی مدار، ریپل ولتاژ خروجی پایین می‌باشد.

۲- مبدل پیشنهادی

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

۲-۱ مد کاری اول

در این مد کاری کلید S روشن می‌شود. دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 خاموش می‌باشند. مدار معادل مبدل در این مد کاری در شکل ۱- ب نشان داده شده است. در این مد کاری سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 به صورت خطی شارژ می‌شوند. خازن C_1 انرژی خود را روی خازن C_2 تخلیه می‌کند و خازن‌های C_1 و C_2 در این مد کاری انرژی‌شان را روی مقاومت تخلیه می‌کنند. روابط این مد کاری با برقراری KVL در مدار شکل ۱- ب به صورت زیر به دست می‌آیند

$$V_{L1} = V_i \quad (۱)$$

$$V_{L2} = V_i + V_{C2} - V_{C3} \quad (۲)$$

$$V_{L3} = V_{C1} + V_{C2} - V_o \quad (۳)$$

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

۲-۲ مد کاری دوم

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

$$V_{L1} = V_i - V_{C1} \quad (۴)$$

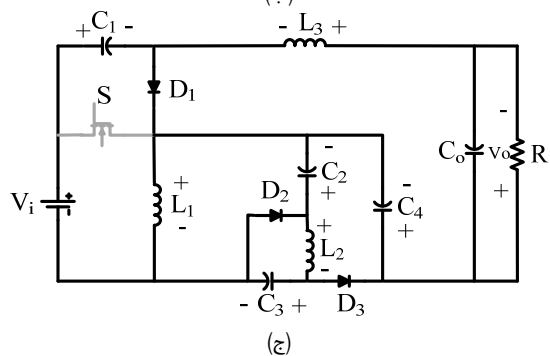
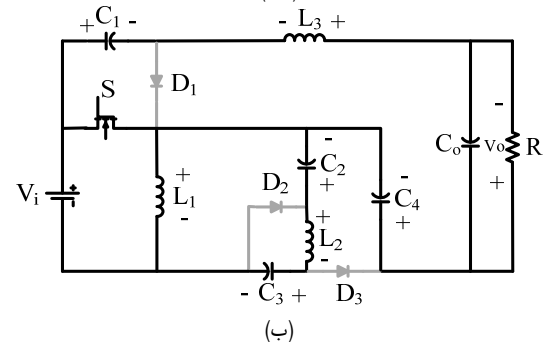
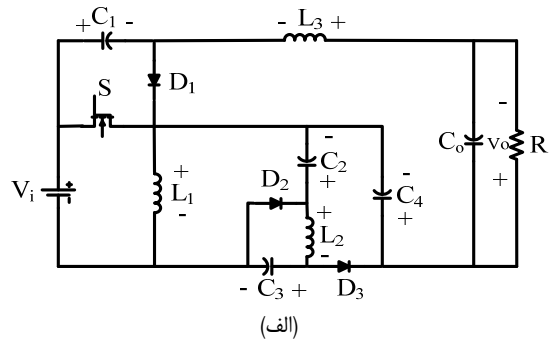
$$V_{L2} = -V_{C2} \quad (۵)$$

$$V_{L3} = -V_{C3} \quad (۶)$$

$$V_{L3} = V_{C4} - V_o \quad (۷)$$

۲-۳ محاسبه ضریب بهره در رژیم هدایت پیوسته

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



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

ضریب بهره بالایی را با چرخه کاری پایین به دست آورد. در این مبدل انرژی سلف نشستی می‌تواند بازبایی گردد که موجب بهبود بازده و جلوگیری از ایجاد تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید فعال می‌گردد. در [۲۴] یک مبدل DC-DC بر اساس سلف القایی و دو برابر کننده ولتاژ پیشنهاد داده شده که در این مبدل دو کلید به کار رفته و ساختار مبدل ساده است. از مزایای این مبدل می‌توان به قابل بازبایی بودن انرژی سلف نشستی و تنش ولتاژ پایین دو سر کلید دوم اشاره نمود و معایب این مبدل تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید اول و یکی از دیودهای به کار رفته است. در [۲۵] مبدل DC-DC غیر ایزوله با ضریب بهره بالا و با استفاده از ترانسفورماتور برای کاربردهای توان پایین 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 است. در [۲۶] و [۲۷] مبدل‌های DC-DC کاهنده- افزایشده بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده که بهره ولتاژ این مبدل‌ها در برابر مبدل کاهنده- افزایشده مرسوم است. در [۲۸] مبدل‌های بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. در [۲۹] یک مبدل DC-DC با ضریب بهره بالا و با ترکیب مبدل باک بوست و سلف القایی پیشنهاد داده شده است. این مبدل می‌تواند بهره ولتاژ بالایی را با افزایش چرخه کاری داشته باشد. از معایب مبدل می‌توان به تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید دوم و دیود خروجی اشاره نمود. در [۳۰] تا [۳۳] مبدل‌های DC-DC با ضریب بهره بالا ارائه شده است. در این مقاله یک مبدل DC-DC جدید بدون ترانسفورماتور

با توجه به (۱۰) تا (۱۶) ضریب بهره مبدل در رژیم هدایت پیوسته از رابطه زیر به دست می‌آید

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\alpha D}{1-D} \quad (17)$$

منحنی بهره ولتاژ حاصل از مبدل‌های افزایشده مرسوم، کاهنده-افزاینده، cuk و مبدل پیشنهادی به ازای چرخه کاری مختلف در شکل ۲ نشان داده شده است. مقایسه نمودار بهره ولتاژ نشان می‌دهد که بیشترین مقدار بهره ولتاژ در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.

۲-۴ محاسبه جریان‌های عبوری از عناصر مبدل

جریان عبوری از خازن‌های C_1 ، C_2 و سلف L_1 در مد کاری اول با توجه به شکل ۱-ج برابر است با

$$-I_{C_1, on} = -I_{C_2, on} = I_{L_1} = I_o \quad (18)$$

در رابطه فوق $I_{C_1, on}$ ، $I_{C_2, on}$ و I_{L_1} به ترتیب جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 ، C_2 و سلف L_1 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 خازن‌های C_1 و C_2 خواهیم داشت

$$\int_{DT}^{T} I_{C_2, on} dt + \int_{DT}^{T} I_{C_2, off} dt = 0 \quad (19)$$

$$\int_{DT}^{T} I_{C_1, on} dt + \int_{DT}^{T} I_{C_1, off} dt = 0 \quad (20)$$

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

با توجه به شکل ۱-ج جریان عبوری از خازن C_2 در مد کاری اول از رابطه زیر به دست می‌آید

$$I_{C_2, on} = I_{L_1} \quad (21)$$

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

$$I_{C_1, off} = -I_{C_2, off} - I_{L_1} - I_{L_2} \quad (22)$$

در رابطه فوق I_{L_1} جریان عبوری از سلف L_1 است. با توجه به شکل ۱-ب و (۱۸) تا (۲۲) جریان‌های عبوری از خازن C_2 در مد کاری اول ($I_{C_2, on}$) و سلف L_1 به صورت زیر هستند

$$I_{C_2, on} = I_{L_1} = I_o \quad (23)$$

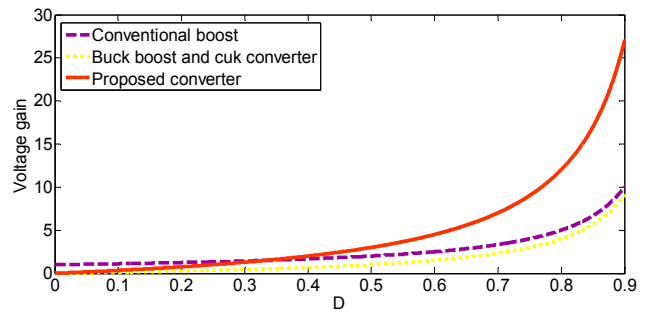
از (۲۱) تا (۲۳) و شکل ۱-ب جریان‌های عبوری از خازن C_1 و سلف L_1 در مد کاری اول به صورت زیر به دست می‌آیند

$$-I_{C_1, on} = I_{L_1} = I_o \quad (24)$$

در رابطه فوق، $I_{C_1, on}$ جریان عبوری از خازن‌های C_1 در مد کاری اول است.

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

$$I_{L_1} = (I_{C_1} + I_{C_2} + I_{C_1} + I_{L_2})_{off} = \frac{1+\alpha D}{1-D} I_o \quad (25)$$



شکل ۲: منحنی بهره ولتاژ مبدل‌های DC-DC به ازای مقادیر مختلف از چرخه کاری.

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} \quad (8)$$

در رابطه فوق T_{on} مدت روشن‌بودن کلید S و T_s 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 (۱) و (۴) خواهیم داشت

$$\int_{DT_s}^{T_s} V_i dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_i - V_{C_1}) dt = 0 \quad (9)$$

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

$$V_{C_1} = \frac{V_i}{1-D} \quad (10)$$

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

$$\int_{DT_s}^{T_s} V_i dt + \int_{DT_s}^{T_s} -V_{C_2} dt = 0 \quad (11)$$

ولتاژ خازن C_2 (V_{C_2}) با توجه به (۱۱) برابر است با

$$V_{C_2} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (12)$$

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

$$\int_{DT_s}^{T_s} (V_i + V_{C_2} - V_{C_2}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} -V_{C_2} dt = 0 \quad (13)$$

ولتاژ خازن C_2 با توجه به (۱۳) برابر است با

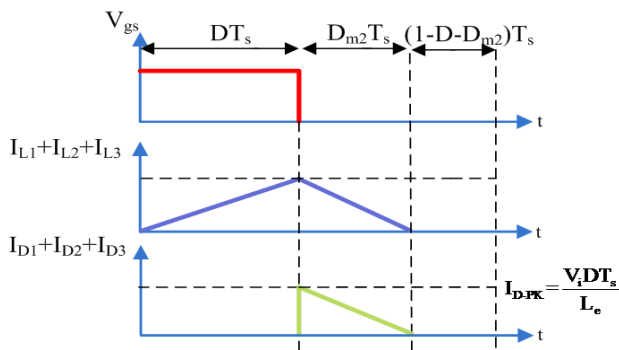
$$V_{C_2} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (14)$$

با توجه به شکل ۱-ج ولتاژ خازن C_1 (V_{C_1}) برابر مجموع ولتاژ خازن‌های C_2 و C_1 است و به عبارت دیگر

$$V_{C_1} = \frac{2DV_i}{1-D} \quad (15)$$

با توجه به (۳) و (۷) با برقراری قانون تعادل ولتاژ برای سلف L_2 می‌توان نوشت

$$\int_{DT_s}^{T_s} (V_{C_1} + V_{C_2} - V_o) dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_{C_2} - V_o) dt = 0 \quad (16)$$



شکل ۴: شکل موج مبدل پیشنهادی در رژیم هدایت ناپیوسته.

$$I_{D1} = I_{Lr} + I_{Cv,off} \quad (33)$$

$$I_{D2} = I_{L1} + I_{Cv,off} - I_{Cv,off} \quad (34)$$

$$I_{D3} = I_{Lr} + I_{Cv,off} \quad (35)$$

با توجه به روابط فوق می‌توان نوشت

$$I_{D1} + I_{D2} + I_{D3} = I_{L1} + I_{Lr} + I_{Lr} \quad (36)$$

متوسط جریان عبوری از دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 در حالت پایدار و با توجه به شکل ۱- ج و (۳۳) تا (۳۵) برابر جریان خروجی است و به عبارت دیگر

$$I_{D1,av} = I_{D2,av} = I_{D3,av} = \frac{V_o}{R} \quad (37)$$

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

$$D_{m2} = \frac{3DV_i}{V_o} \quad (38)$$

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

$$I_{D1,av} + I_{D2,av} + I_{D3,av} = \frac{1}{2} \times D_{m2} \times I_{D-PK} \quad (39)$$

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

$$I_{D-PK} = I_{D1-PK} + I_{D2-PK} + I_{D3-PK} = \frac{V_i DT_s}{L_e} \quad (40)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید

$$\frac{1}{L_e} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_r} \quad (41)$$

بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته با توجه به (۳۷) تا (۴۱) برابر است با

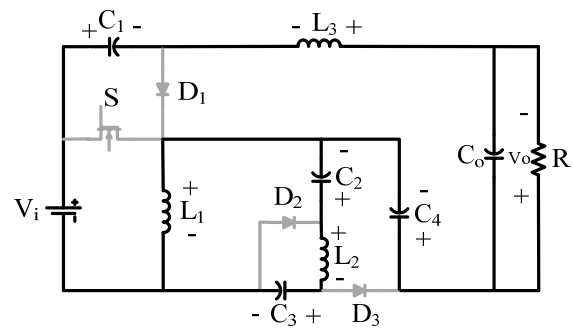
$$M_{DCM} = \frac{D}{\sqrt{\tau}} \quad (42)$$

در رابطه فوق τ به صورت زیر به دست می‌آید

$$\tau = \frac{2L_e}{RT_s} \quad (43)$$

۷-۲ محاسبه بازده مبدل

بازده مبدل با محاسبه تلفات عناصر مبدل به دست می‌آید و تلفات



شکل ۳: مدار معادل مبدل پیشنهادی در مد کاری سوم در رژیم هدایت ناپیوسته.

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

$$I_{D1} = I_{Lr} + I_{Cv,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (26)$$

$$I_{D2} = I_{L1} + I_{Cv,off} - I_{Cv,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (27)$$

$$I_{D3} = I_{Lr} + I_{Cv,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (28)$$

در روابط فوق $I_{Cv,off}$ جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 در مد کاری دوم است.

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

$$I_S = I_{L1} - I_{Cv,on} - I_{Cv,on} = \frac{2}{1-D} I_o \quad (29)$$

مقدار متوسط جریان ورودی از رابطه زیر قابل محاسبه است

$$I_i = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (I_{L1} - I_{Cv,on}) dt + \int_{DT_s}^{T_s} I_{Cv,on} dt \right] = \frac{3D}{1-D} I_o \quad (30)$$

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

۵-۲ محاسبه اندازه ریپل ولتاژ خروجی

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

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{1}{C_o} \times \frac{\Delta I_{Lr}}{2} \times \frac{T_s}{2} \times \frac{1}{2} = \frac{V_o(1-D)}{24L_r C_o f_s^2} \quad (31)$$

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

$$C_{o,min} = \frac{\Delta I_{Lr,max}}{\Delta V_o} = \frac{V_o(1-D_{min})}{24L_r f_s^2 \Delta V_o} \quad (32)$$

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

۶-۲ رژیم هدایت ناپیوسته

مدهای کاری اول و دوم رژیم هدایت ناپیوسته مدهای کاری اول و دوم رژیم هدایت پیوسته می‌باشند. در مد کاری سوم رژیم هدایت ناپیوسته کلید و دیودها خاموش می‌شوند. مدار معادل مد کاری سوم در شکل ۳ 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

$$I_{D_{\Delta,av}} = I_{D_{\tau,av}} = I_{D_{\tau,av}} = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \frac{I_o}{1-D} dt = I_o \quad (53)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_{Δ} $((P_{VF})_{D_{\Delta}})$ از رابطه زیر به دست می‌آید

$$(P_{VF})_{D_{\Delta}} = V_{F_{\Delta}} I_{D_{\Delta,av}} = V_{F_{\Delta}} I_o \quad (54)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_{τ} $((P_{VF})_{D_{\tau}})$ از رابطه زیر به دست می‌آید

$$(P_{VF})_{D_{\tau}} = V_{F_{\tau}} I_{D_{\tau,av}} = V_{F_{\tau}} I_o \quad (55)$$

تلفات ولتاژ حالت روشن دیود D_{τ} $((P_{VF})_{D_{\tau}})$ از رابطه زیر به دست می‌آید

$$(P_{VF})_{D_{\tau}} = V_{F_{\tau}} I_{D_{\tau,av}} = V_{F_{\tau}} I_o \quad (56)$$

مقدار مؤثر جریان‌های عبوری از خازن C_{Δ} ، C_{τ} ، C_{τ} و C_{τ} $(I_{C_{\Delta,rms}}$ ، $I_{C_{\tau,rms}}$ ، $I_{C_{\tau,rms}}$ و $I_{C_{\tau,rms}}$) از رابطه زیر به دست می‌آید

$$I_{C_{\Delta,rms}} = I_{C_{\tau,rms}} = I_{C_{\tau,rms}} = I_{C_{\tau,rms}} =$$

$$\sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_{DT_s}^{T_s} (I_o)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left(\frac{D}{1-D} I_o \right)^2 dt \right]} = \sqrt{\frac{D}{1-D}} I_o \quad (57)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_{Δ} $(P_{RC_{\Delta}})$ برابر است با

$$P_{RC_{\Delta}} = r_{C_{\Delta}} I_{C_{\Delta,rms}}^2 = r_{C_{\Delta}} \frac{D}{1-D} I_o^2 \quad (58)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_{τ} $(P_{RC_{\tau}})$ از رابطه زیر به دست می‌آید

$$P_{RC_{\tau}} = r_{C_{\tau}} I_{C_{\tau,rms}}^2 = r_{C_{\tau}} \frac{D}{1-D} I_o^2 \quad (59)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_{τ} $(P_{RC_{\tau}})$ برابر است با

$$P_{RC_{\tau}} = r_{C_{\tau}} I_{C_{\tau,rms}}^2 = r_{C_{\tau}} \frac{D}{1-D} I_o^2 \quad (60)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_{τ} $(P_{RC_{\tau}})$ به صورت زیر است

$$P_{RC_{\tau}} = r_{C_{\tau}} I_{C_{\tau,rms}}^2 = r_{C_{\tau}} \frac{D}{1-D} I_o^2 \quad (61)$$

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

$$I_{C_{o,on}} = \frac{\Delta i_{L_{\tau}}}{DT} - \frac{\Delta i_{L_{\tau}}}{\tau} \quad (62)$$

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

$$I_{C_{o,off}} = -\frac{i_{L_{\tau}}(t-DT)}{(1-D)T} + \frac{\Delta i_{L_{\tau}}}{\tau} \quad (63)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن خروجی C_o $(I_{C_{o,rms}})$ با توجه به (۶۲) و (۶۳) برابر است با

$$I_{C_{o,rms}} = \frac{(1-D)RI_o}{3\sqrt{12}L_{\tau}f_s} \quad (64)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن خروجی C_o (P_{RC_o}) برابر است با

$$P_{RC_o} = r_{C_o} I_{C_{o,rms}}^2 = r_{C_o} \frac{(1-D)^2 R^2 I_o^2}{108 L_{\tau}^2 f_s^2} \quad (65)$$

عناصر با در نظر گرفتن مقاومت‌های پارازیتی محاسبه می‌گردد. r_{DS} مقاومت هدایتی کلید S است. $R_{F_{\tau}}$ ، $R_{F_{\Delta}}$ ، $R_{F_{\Delta}}$ و $R_{F_{\tau}}$ مقاومت حالت روشن دیودها، $V_{F_{\tau}}$ و $V_{F_{\Delta}}$ ولتاژ آستانه دیودها، $r_{C_{\tau}}$ ، $r_{C_{\Delta}}$ ، $r_{C_{\tau}}$ و $r_{C_{\Delta}}$ مقاومت‌های سری معادل خازن‌ها، $R_{L_{\tau}}$ و $R_{L_{\Delta}}$ و $R_{L_{\tau}}$ و $R_{L_{\Delta}}$ معادل سلف L_{Δ} ، L_{τ} و L_{τ} و L_{Δ} و L_{τ} معادل خازن خروجی است. تلفات هدایتی با محاسبه مقدار مؤثر جریان عبوری از کلید به دست می‌آید.

مقدار مؤثر جریان عبوری از کلید S $(I_{S,rms})$ از رابطه زیر به دست می‌آید

$$I_{S,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT_s}^{T_s} (I_{L_{\Delta}} - I_{C_{\tau,on}} - I_{C_{\Delta,on}})^2 dt} = \frac{3\sqrt{D}}{1-D} I_o \quad (44)$$

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

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{S,rms}^2 = \frac{9D}{(1-D)^2} I_o^2 \quad (45)$$

تلفات کلیدزنی کلید S از رابطه زیر به دست می‌آید

$$P_{Sw} = f_s C_s V_s^2 = f_s C_s \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (46)$$

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

رابطه (۴۶) به صورت زیر بازنویسی می‌گردد

$$P_{Sw} = f_s C_s \left(\frac{V_o (M_{CCM} + 3)}{3M_{CCM}} \right)^2 \quad (47)$$

با توجه به (۴۵) و (۴۷) تلفات کل کلید از رابطه زیر به دست می‌آید

$$P_{Switch} = P_{rDS} + \frac{P_{Sw}}{\eta} \quad (48)$$

مقدار مؤثر جریان‌های عبوری از دیودهای D_{Δ} ، D_{τ} و D_{Δ} $(I_{D_{\Delta,rms}}$ و $I_{D_{\tau,rms}}$) برابر است با

$$I_{D_{\Delta,rms}} = I_{D_{\tau,rms}} = I_{D_{\tau,rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \frac{I_o^2}{(1-D)^2} dt} =$$

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

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_{Δ} $((P_{RF})_{D_{\Delta}})$ به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$(P_{RF})_{D_{\Delta}} = R_{F_{\Delta}} I_{D_{\Delta,rms}}^2 = R_{F_{\Delta}} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (50)$$

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_{τ} $((P_{RF})_{D_{\tau}})$ به این صورت محاسبه می‌شود

$$(P_{RF})_{D_{\tau}} = R_{F_{\tau}} I_{D_{\tau,rms}}^2 = R_{F_{\tau}} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (51)$$

تلفات مقاومت حالت روشن دیود D_{τ} $((P_{RF})_{D_{\tau}})$ به صورت زیر محاسبه می‌شود

$$(P_{RF})_{D_{\tau}} = R_{F_{\tau}} I_{D_{\tau,rms}}^2 = R_{F_{\tau}} \frac{1}{1-D} I_o^2 \quad (52)$$

مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_{Δ} ، D_{τ} و D_{Δ} $(I_{D_{\Delta,av}}$ و $I_{D_{\tau,av}}$) برابر است با

جدول ۱: مقایسه مبدل‌های DC-DC.

مبدل [۲۶]	مبدل [۲۷]	مبدل شماره سوم [۲۸]	مبدل شماره دوم [۲۸]	مبدل پیشنهادی
۱	۲	۲	۲	تعداد کلیدها
۲	۲	۳	۲	تعداد دیودها
۴	۲	۳	۲	تعداد خازن‌ها
۳	۲	۲	۲	تعداد سلف‌ها
۱۰	۸	۱۰	۸	تعداد کل عناصر
$\frac{V_o + 2V_i}{2V_i}$	$\frac{V_o}{V_i}$	$\frac{V_o - V_i}{2V_i}$	$\frac{V_o}{2V_i}$	تنش ولتاژ کلید
$\frac{2D}{1-D}$	$\frac{2D}{1-D}$	$\frac{3-D}{1-D}$	$\frac{2}{1-D}$	بهره ولتاژ
$\frac{1}{2D}$	$\frac{1}{2D}$	$\frac{1}{3-D}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{V_{Diode(max)}}{V_o}$
پیوسته	گسسته	گسسته	گسسته	جریان ورودی
منفی	مثبت	مثبت	مثبت	ولتاژ خروجی

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{V_o}{V_i} \frac{1-D}{2D} \quad (75)$$

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

$$M_{CCM} = \frac{2D\eta}{1-D} \quad (76)$$

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

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = \frac{V_i}{1-D} \quad (77)$$

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

$$V_S = \frac{V_i}{1-D} \quad (78)$$

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 می‌باشد و تلفات هدایتی کلید پایین است. منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید حاصل از مبدل‌های افزایشنده مرسوم، کاهنده-افزاینده، cuk و مبدل پیشنهادی به ازای بهره ولتاژ مختلف در شکل ۵ نشان داده شده است. مقایسه نمودار تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید نشان می‌دهد که کمترین مقدار تنش ولتاژ در دو سر کلید در مبدل پیشنهادی ایجاد شده است.

مقایسه بین مبدل پیشنهادی و مبدل [۲۶]، [۲۷] و شماره دوم و سوم [۲۸] در جدول ۱ نشان داده شده است. اگرچه تعداد عناصر سایر مبدل‌ها کمتر از مبدل پیشنهادی است ولی مبدل پیشنهادی تنش ولتاژ پایین کلید و دیود و بهره ولتاژ بالاتری نسبت به سایر مبدل‌ها دارد.

۳- نتایج شبیه‌سازی و عملی

برای بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD و همچنین نتایج عملی نیز ارائه شده است. مقادیر پارامترهای مبدل پیشنهادی در جدول ۲ آمده است. با توجه به جدول ۲ و (۱۷) سطح ولتاژ خروجی برابر ۶۰ ولت است. شکل موج ولتاژ خروجی V_o در شکل ۶ و جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل‌های ۷ تا ۹ نشان داده شده است. با توجه به شکل موج‌های

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

$$I_{L1,rms} = \frac{1+2D}{1-D} I_o \quad (66)$$

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

$$P_{rL1} = R_{L1} \left(\frac{1+2D}{1-D} \right)^2 I_o^2 \quad (67)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از سلف L_2 ($I_{L2,rms}$) برابر است با

$$I_{L2,rms} = I_o \quad (68)$$

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

$$P_{rL2} = R_{L2} I_{L2,rms}^2 = R_{L2} I_o^2 \quad (69)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از سلف L_3 ($I_{L3,rms}$) برابر است با

$$I_{L3,rms} = I_o \quad (70)$$

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

$$P_{rL3} = R_{L3} I_{L3,rms}^2 = R_{L3} I_o^2 \quad (71)$$

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

$$P_{loss} = P_{Switch} + \sum_{u=1}^3 (P_{RF})_{Du} + \sum_{u=1}^3 (P_{VF})_{Du} + \sum_{u=1}^3 P_{RCu} + \sum_{u=1}^3 P_{rLu} + P_{RCo} \quad (72)$$

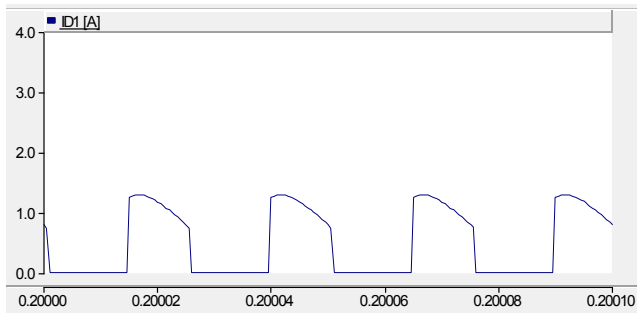
بازده مبدل (η) از رابطه زیر به دست می‌آید

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

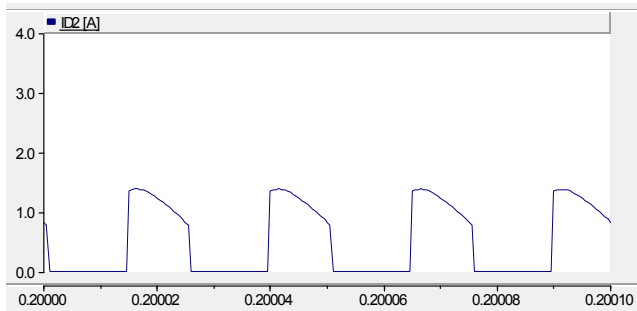
بازده مبدل با توجه به (۷۳) به صورت زیر تعریف می‌شود

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

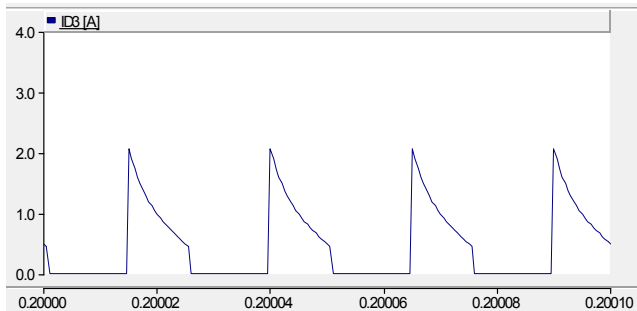
در رابطه فوق P_i توان ورودی مبدل پیشنهادی است. با توجه به (۷۴) بازده به صورت زیر بازنویسی می‌شود



شکل ۱۰: جریان عبوری از دیود D_1 .



شکل ۱۱: جریان عبوری از دیود D_2 .

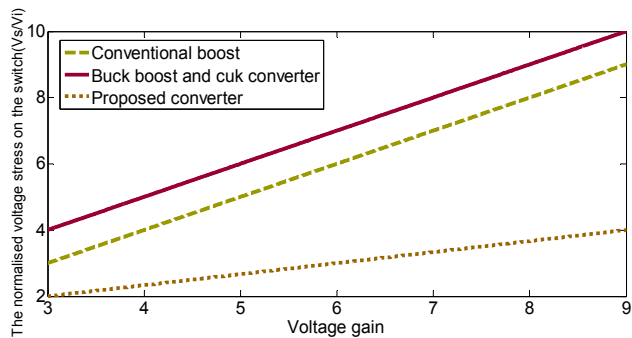


شکل ۱۲: جریان عبوری از دیود D_3 .

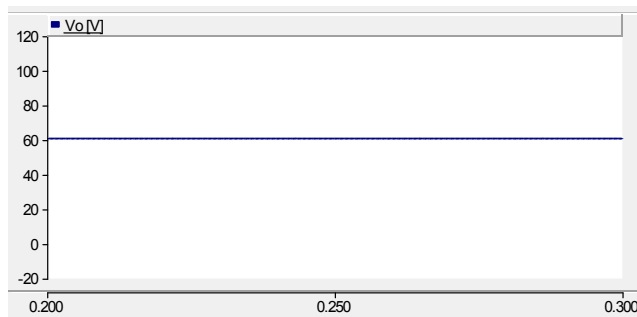
جدول ۲: مقادیر پارامترهای مبدل پیشنهادی.

مقدار	متغیر
۴۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۱۶ ولت	ولتاژ منبع ورودی
۰٫۰۱ اهم	مقاومت هدایتی کلید
۱۰۰ میکروفاراد	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 میکروفاراد	خازن خروجی C_o
۴۵ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن C_o
۱۴۰ میکروهانری	سلف L_1
۳۷۰ میکروهانری	سلف های L_2 و L_3
۸ میلی اهم	مقاومت سری معادل سلف L_1
۱۳ میلی اهم	مقاومت سری معادل سلف های L_2 و L_3
۰٫۰۳ اهم	مقاومت حالت روشن دیودهای D_1, D_2 و D_3
۰٫۷ ولت	ولتاژ حالت روشن دیودهای D_1, D_2 و D_3

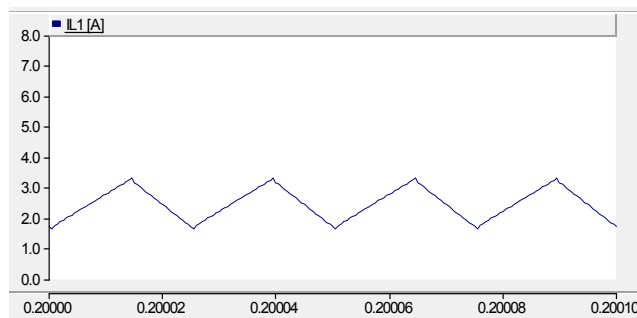
مفروض سلف های L_1, L_2 و L_3 مبدل در رژیم هدایت پیوسته کار می کند و با توجه به (۱۸)، (۲۳) و (۲۵) مقدار متوسط جریان های عبوری از سلف های L_1, L_2 و L_3 به ترتیب برابر $2/4, 0/5$ و $0/5$ آمپر است که این مقادیر تأییدکننده نتایج شبیه سازی است. در شکل های ۱۰ تا ۱۲ شکل موج جریان های عبوری از دیودهای D_1, D_2 و D_3 نشان داده



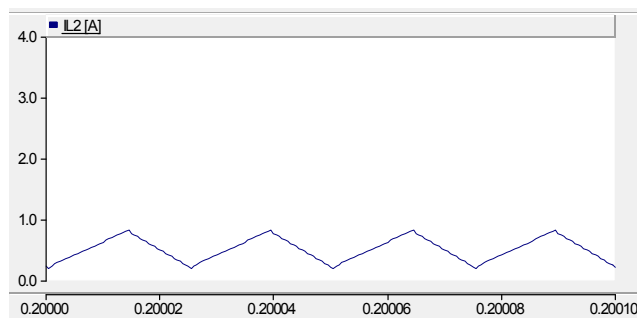
شکل ۵: منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید به ازای بهره ولتاژ مختلف.



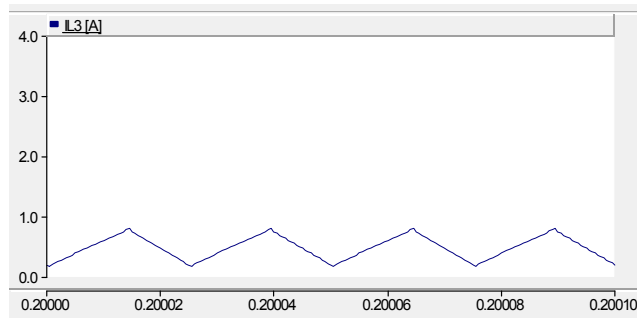
شکل ۶: ولتاژ خروجی.



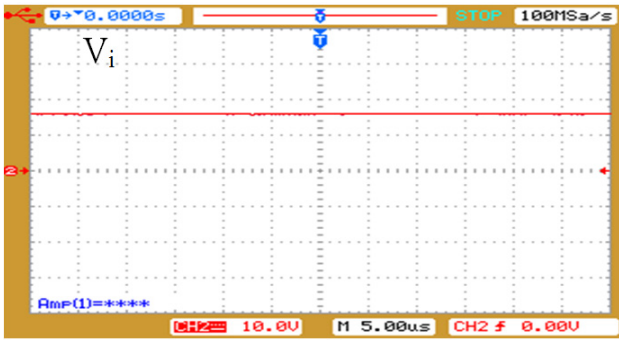
شکل ۷: جریان عبوری از سلف L_1 .



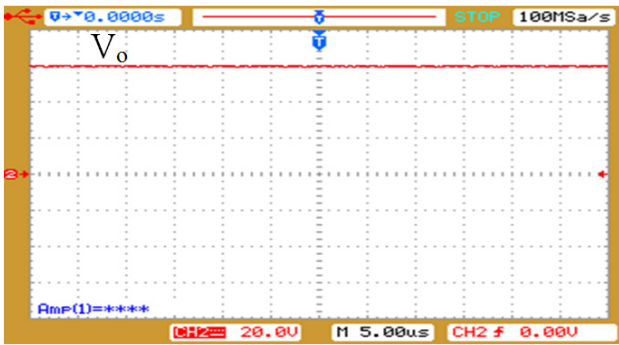
شکل ۸: جریان عبوری از سلف L_2 .



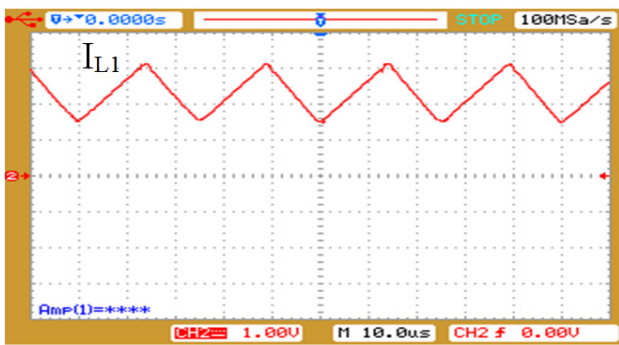
شکل ۹: جریان عبوری از سلف L_3 .



شکل ۱۷: ولتاژ ورودی.



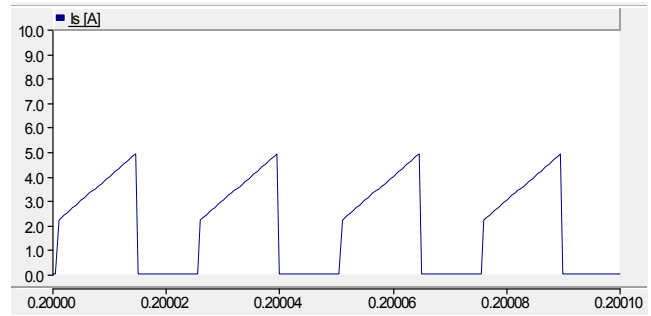
شکل ۱۸: ولتاژ خروجی.



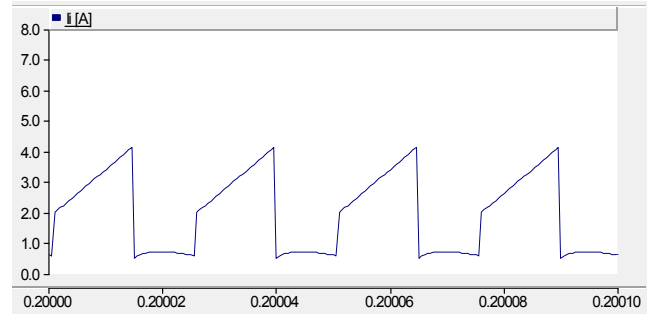
شکل ۱۹: جریان عبوری از سلف L_1 .

$$\Delta V_o = \frac{V_o(1-D)}{24L_1C_o f_s^2} = \frac{60 \times (1-0.56)}{24 \times 370 \times 10^{-6} \times 470 \times 10^{-6} \times (40 \times 10^3)^2} = 0.003 \text{ V} \quad (79)$$

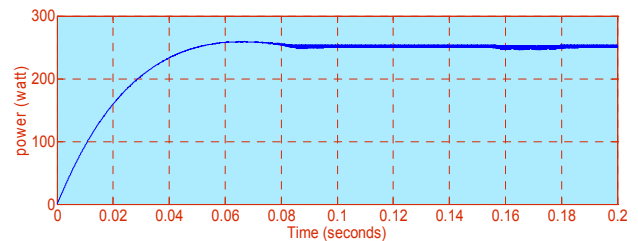
با توجه به رابطه فوق اندازه ریپل ولتاژ خروجی برابر ۰/۰۰۳ ولت به دست می‌آید که عدد کوچکی است و به علت پایین بودن مقدار ریپل ولتاژ خروجی، در شکل موج ولتاژ خروجی مشخص نمی‌باشد. به منظور تصدیق عملکرد مبدل پیشنهادی برخی از نتایج عملی ارائه شده است. نوع کلید فعال به کار رفته ماسفت به شماره IRFP۴۶۰A می‌باشد و سه دیود به شماره MUR۴۶۰ استفاده شده است. برای درایو کردن کلید فعال از TLP۲۵۰ استفاده شده که این قطعه دارای هشت پایه است. از مزایای این درایور به ایزوله بودن ورودی و خروجی آن می‌توان اشاره کرد. شکل مدار عملی پیاده‌سازی شده در شکل ۱۶ نشان داده شده است. ولتاژ ورودی ۱۶ ولت، ولتاژ خروجی ۶۰ ولت و توان خروجی ۳۰ وات است. شکل موج ولتاژ ورودی (V_i) در شکل ۱۷ و شکل موج ولتاژ خروجی (V_o) در شکل ۱۸ نشان داده شده است که با نتایج شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. شکل موج جریان عبوری از سلف L_1 در شکل ۱۹ و جریان عبوری از سلف L_2 (I_{L2}) که برابر



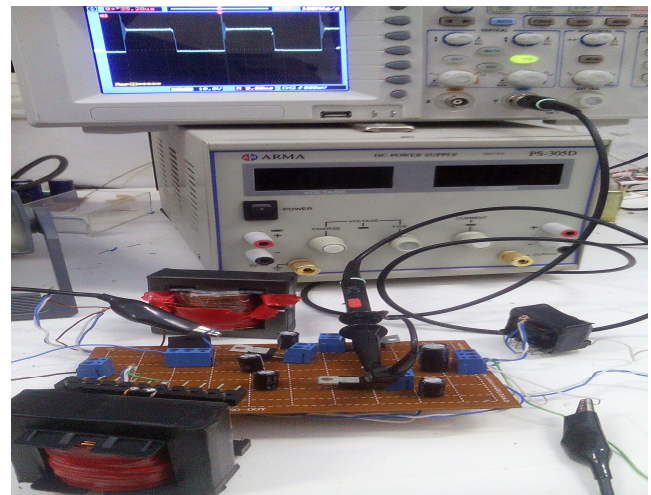
شکل ۱۳: جریان عبوری از کلید.



شکل ۱۴: جریان ورودی.

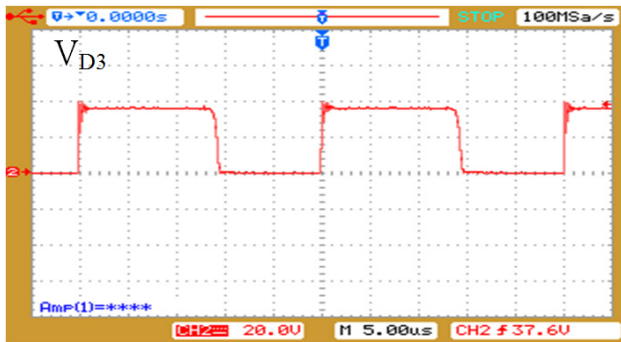


شکل ۱۵: نتیجه شبیه‌سازی اعمال ردیابی نقطه حداکثر توان به مبدل پیشنهادی.

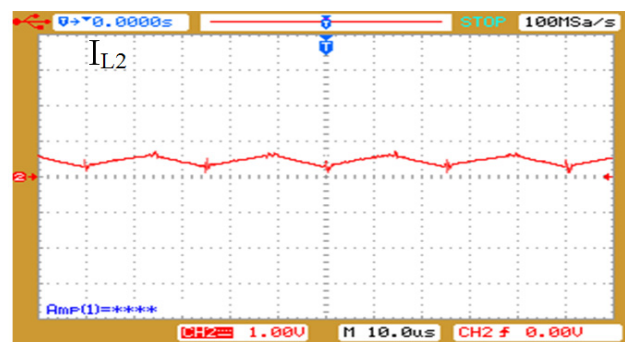


شکل ۱۶: مدار پیاده‌سازی شده.

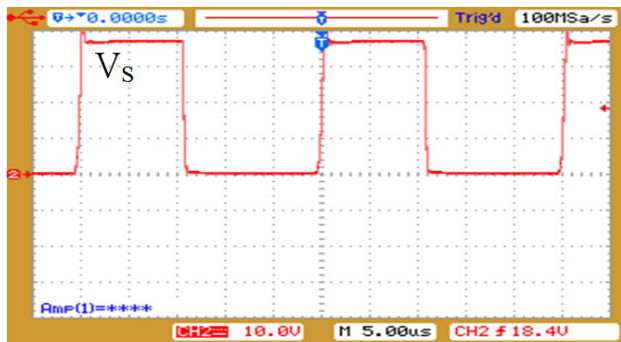
شده که با توجه به شکل‌های مفروض دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 در مدار کاری دوم روشن می‌باشند. شکل ۱۳ جریان عبوری از کلید S_1 را نشان می‌دهد. با توجه به (۲۹) مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S_1 در زمان روشن بودن کلید برابر ۳/۴ آمپر می‌باشد که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. شکل ۱۴ جریان ورودی مدار را نشان می‌دهد. شکل ۱۵ نتیجه ردیابی نقطه حداکثر توان را توسط مبدل پیشنهادی نشان می‌دهد. با توجه به (۳۱) و استفاده از مقادیر پارامترهای جدول ۲، اندازه ریپل ولتاژ خروجی (ΔV_o) برابر است با



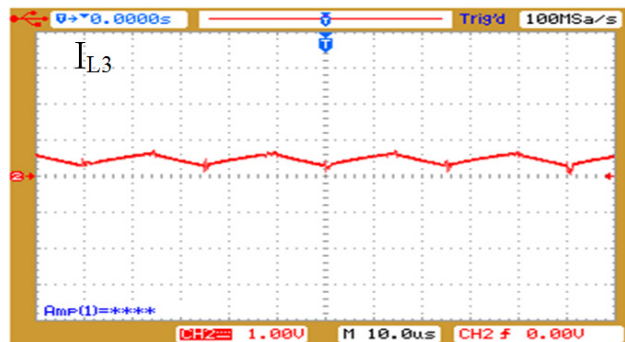
شکل ۲۴: ولتاژ دو سر دیود D_r .



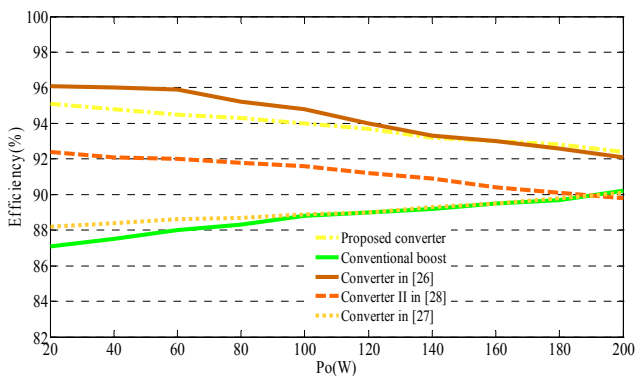
شکل ۲۰: جریان عبوری از سلف L_r .



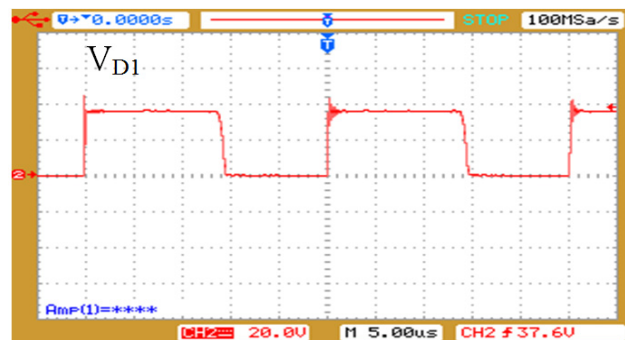
شکل ۲۵: ولتاژ دو سر کلید.



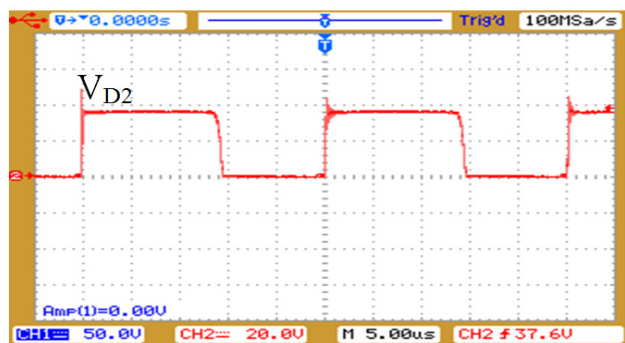
شکل ۲۱: جریان عبوری از سلف L_r .



شکل ۲۶: راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی.



شکل ۲۲: ولتاژ دو سر دیود D_1 .



شکل ۲۳: ولتاژ دو سر دیود D_r .

۴- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل DC-DC جدید کاهنده-افزاینده بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا برای کاربرد در سیستم خورشیدی پیشنهاد داده شده است. از مزایای این مبدل می‌توان به بهره ولتاژ بالا در چرخه کاری پایین نسبت به مبدل‌های افزایشی اشاره نمود. مبدل پیشنهادی در ناحیه وسیع‌تری نسبت به مبدل‌های افزایشی مرسوم و کاهنده-افزاینده می‌تواند کار کند. مبدل پیشنهادی تنش ولتاژ پایینی در دو سر کلید و دیودها ایجاد می‌کند که موجب کاهش تلفات هدایتی و افزایش بازده مبدل می‌شود و به دلیل وجود سلف در خروجی در مبدل پیشنهادی، اندازه ریبیل ولتاژ خروجی پایین می‌باشد. در این مقاله به بررسی مبدل، محاسبه جریان‌های عبوری از عناصر مبدل و بازده پرداخته شده است. در پایان برای نشان‌دادن صحت محاسبات و عملکرد صحیح مبدل نتایج شبیه‌سازی توسط نرم‌افزار PSCAD و نیز نتایج عملی آورده شده است.

جریان خروجی (I_o) است در شکل ۲۰ نشان داده شده و جریان عبوری از سلف L_r در شکل ۲۱ آمده است که با نتایج شبیه‌سازی مطابقت دارد. شکل موج ولتاژ دو سر دیودهای D_1 ، D_r و D_2 (V_{D1} ، V_{D2}) در شکل‌های ۲۲ تا ۲۴ نشان داده شده است. شکل موج ولتاژ دو سر کلید فعال S (V_S) در شکل ۲۵ نشان داده شده است. راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی، مبدل افزایشی مرسوم و مبدل‌های [۲۶] تا [۲۸] در شکل ۲۶ نشان داده شده است. با توجه به شکل، مبدل پیشنهادی راندمان بالاتری نسبت به مبدل‌ها دارد.

مراجع

- [21] 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.
- [22] L. J. Chien, C. C. Chen, J. F. Chen, and Y. P. Hsieh, "Novel three-port converter with high-voltage gain," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4693-4703, Sep. 2014.
- [23] K. C. Tseng, J. T. Lin, and C. C. Huang, "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, Feb. 2015.
- [24] Y. P. Hsieh, J. F. Chen, T. J. Liang, and L. S. Yang, "Novel high step-up DC-DC converter with coupled-inductor and switched-capacitor techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 998-1007, Feb. 2012.
- [25] 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.
- [26] A. Ajami, H. Ardi, and A. Farakhor, "Design, analysis and implementation of a buck-boost DC/DC converter," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 12, pp. 2902-2913, Dec. 2014.
- [27] H. K. Liao, T. J. Liang, L. S. Yang, and J. F. Chen, "Non-inverting buck-boost converter with interleaved technique for fuel-cell system," *IET Power Electron.*, vol. 5, no. 8, pp. 1379-1388, Sept. 2012.
- [28] 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.
- [29] K. I. Hwu and T. J. Peng, "High-voltage-boosting converter with charge pump capacitor and coupling inductor combined with buck-boost converter," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 177-188, Jan. 2014.
- [30] M. R. Banaei, H. Ardi, R. Alizadeh, and A. Farakhor, "Non-isolated multi-input-single-output DC/DC converter for photovoltaic power generation systems," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 11, pp. 2806-2816, Jun. 2014.
- [31] M. R. Banaei and H. A. F. Bonab, "A novel structure for single-switch nonisolated transformerless buck-boost DC-DC converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 1, pp. 198-205, Jan. 2017.
- [32] E. Salary, M. R. Banaei, and A. Ajami, "Design of novel step-up boost DC/DC converter," *Iranian J. of Science and Technol.*, vol. 41, no. 1, pp. 13-22, Mar. 2017.
- [33] M. R. Banaei, H. Ardi, and A. Farakhor, "Analysis and implementation of a new single-switch buck-boost DC/DC converter," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 7, pp. 1906-1914, Jul. 2014.
- محمدرضا بنائی** در سال ۱۳۷۳ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه تبریز و در سال ۱۳۷۸ مدرک کارشناسی ارشد مهندسی برق خود را از دانشگاه صنعتی امیرکبیر و در سال ۱۳۸۴ مدرک دکترای خود را از دانشگاه تبریز دریافت نمود. دکتر بنائی از سال ۱۳۸۴ در گروه مهندسی برق دانشگاه شهید مدنی آذربایجان در تبریز مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز استاد این گروه می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه نامبرده متنوع بوده و شامل موضوعاتی مانند طراحی مبدل‌های الکترونیک قدرت، انرژی‌های تجدیدپذیر، کیفیت توان و سیستم‌های انتقال انرژی قابل انعطاف می‌باشد.
- حسین اژدرفانقی بناب** تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد به‌ترتیب در سال‌های ۱۳۸۸ و ۱۳۹۲ از دانشگاه‌های تبریز و شهید مدنی آذربایجان به پایان رسانده است و هم‌اکنون دانشجوی دکتری دانشگاه شهید مدنی آذربایجان است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت و مبدل‌های DC-DC.
- [1] B. Yang, W. Li, Y. Zhao, and X. He, "Design and analysis of a grid connected photovoltaic power system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 4, pp. 992-1000, Apr. 2010.
- [2] A. Abedini and A. Nasiri, "Applications of super capacitors for PMSG wind turbine power smoothing," in *Proc. IEEE Ind. Electron. Conf.*, pp. 3347-3351, Nov. 2008.
- [3] T. Kerekes, *Analysis and Modelling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems*, Ph.D Thesis, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, Aug. 2009.
- [4] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *Power Electron., IEEE Trans.*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, May 2009.
- [5] M. Veerachary, T. Senjyu, and K. Uezato, "Voltage-based maximum power point tracking control of PV system," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 38, no. 1, pp. 262-270, Jan. 2002.
- [6] 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.
- [7] F. Zhang, L. Du, F. Z. Peng, and Z. Qian, "A new design method for high-power high-efficiency switched-capacitor DC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 832-840, Mar. 2008.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] F. L. Luo and H. Ye, "Positive output super-lift converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 105-113, Jan. 2003.
- [16] K. C. Tseng and T. J. Liang, "Novel high-efficiency step-up converter," in *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 151, pp. 182-190, Mar. 2004.
- [17] J. M. Kwon and B. H. Kwon, "High step-up active-clamp converter with input-current doubler and output-voltage doubler for fuel cell power systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 108-115, Jan. 2009.
- [18] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Transformerless DC-DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Syst., ISCAS'03*, pp. 435-438, May 2003.
- [19] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High-efficiency DC/DC converter with high voltage gain," *IEE Proc. Inst. Elect. Eng.-Electr., Power Appl.*, vol. 152, no. 4, pp. 793-802, Jul. 2005.
- [20] S. M. Chen, T. J. Liang, and L. S. Yang, "A boost converter with capacitor multiplier and coupled inductor for AC module applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1503-1511, Apr. 2013.