

ارائه، بررسی و مقایسه مبدل‌های dc-dc جدید تک کلیده با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ کم دو سر کلید

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

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۳۹۵/۰۷/۲۳	مبدل‌های افزایشده مرسوم و کاهنده - افزایشده ضریب بهره پائینی دارند و بهره ولتاژ این مبدل‌ها با مقاومت‌های پارازیتی محدود می‌شود و به همین دلیل می‌بایست از مبدل‌های dc-dc با ضریب بهره بالا استفاده شود. در این مقاله مبدل‌های dc-dc بدون ترانسفورماتور کاهنده - افزایشده و افزایشده جدید با ضریب بهره بالا و تنش ولتاژ پائین در دو سر کلید پیشنهاد می‌شوند. در مبدل‌های پیشنهادی تنها یک کلید قدرت به کار رفته است و کنترل مبدل‌ها ساده است و تلفات هدایتی کلید قدرت نیز پائین می‌باشد. بهره ولتاژ مبدل‌های پیشنهادی بالاتر از مبدل‌های افزایشده مرسوم و کاهنده - افزایشده می‌باشد. مبدل‌های پیشنهادی در ناحیه کاری گسترده در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کنند. مبدل‌های پیشنهادی تنش ولتاژ پائینی در دو سر کلید دارند و به همین دلیل تلفات هدایتی کلید پائین است. این مبدل‌ها در دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته می‌توانند کار کنند. در این مقاله ضمن ارائه مدهای کاری مختلف مبدل‌های 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 ارائه می‌شود.
پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۰۶/۱۲	
واژگان کلیدی: مبدل افزایشده مرسوم و کاهنده - افزایشده، مبدل‌های dc-dc، تنش ولتاژ پائین، رژیم هدایت.	

۱- مقدمه

مبدل‌های dc-dc بهره بالا به صورت گسترده در صنعت به کار می‌روند. در سیستم‌های UPS و انرژی خورشیدی از مبدل‌های dc-dc با ضریب افزایشده بالا استفاده می‌شود [۱]. از لحاظ نظری می‌توان چرخه کاری مبدل‌های ایزوله نشده را بسیار افزایش داد ولی از لحاظ عملی به دلیل تأثیرات کلیدهای قدرت، دیودهای یکسوکننده 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 [۲-۳]. 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 [۴]. 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 [۵]. در مراجع [۶-۸] با ترکیب مبدل افزایشده مرسوم و مبدل فلای‌بک و با سری کردن مبدل‌های مذکور مبدل‌های جدیدی با ضریب بهره بالا پیشنهاد داده شده است. مبدل افزایشده آبشاری دارای ضریب بهره بالا ولی ساختار پیچیده و قیمت بالا می‌باشد. با کاهش یکی از کلیدهای مبدل افزایشده آبشاری می‌توان

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: m.banaei@azaruniv.ac.ir

۱. استاد، دانشکده فنی، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان

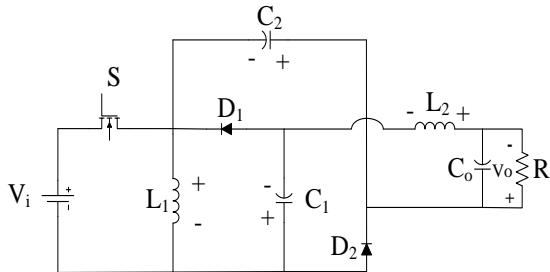
۲. دانشجوی دکتری، مهندسی برق-قدرت، دانشگاه شهید مدنی آذربایجان

استفاده از مدار کلمپ کاهش یافته و پدیده جریان برگشتی دیود با استفاده از سلف نشستی برطرف شده است. بنابراین ماسفت با مقاومت هدایتی پائین می‌توان در نظر گرفت. در مرجع [۲۷] یک مبدل غیرایزوله دوجتهه ارائه شده است. مبدل براساس مبدل نیم پل ساخته شده است. قسمت ثانویه سلف القایی برای ایجاد بهره ولتاژ بالا و تنش ولتاژ پائین به صورت سری قرار می‌گیرد. بنابراین نسبت تبدیل کاهش یافته دو سلف القایی و ولتاژ نامی پائین برای مبدل ایجاد می‌شود. کلیدهای مبدل به صورت نرم کلیدزنی می‌شوند. در مرجع [۲۸] مبدل بدون سلف تزویج غیر ایزوله با بهره ولتاژ بسیار پائین و بازده بالا ارائه شده است. مبدل در مقایسه با مبدل مرسوم کاهنده چند فازه بهره ولتاژ پائین و تنش ولتاژ پائین‌تری دارد که موجب بهبود بازده می‌شود. مبدل می‌تواند جریان بالایی را با استفاده از دو فاز اینترلیو شده به خروجی بدهد. مبدل از دو خازن برای کار در ناحیه کلیدزنی نرم استفاده می‌کند. بهره ولتاژ مبدل یک سوم مبدل کاهنده - افزایشنده مرسوم است. از معایب این مبدل استفاده از چندین کلید می‌باشد که موجب کاهش بازده می‌گردد. در مرجع [۲۹] یک مبدل dc-dc با ضریب بهره بالا با استفاده از چند برابر کننده ولتاژ ارائه شده است. مبدل از مبدل دو فازه اینترلیو در سمت اولیه تشکیل شده است و در این مبدل از یک مدار چند برابر کننده در خروجی استفاده شده است. در این مبدل جریان ورودی پیوسته است که موجب استفاده مبدل در انرژی‌های تجدید پذیر می‌گردد. مبدل می‌تواند از یک ورودی یا از دو ورودی برای کار استفاده کند. در مرجع [۳۰] یک مبدل dc-dc بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پیشنهاد شده است. مبدل از خازن‌ها و سلف‌های کلیدزنی شونده تشکیل شده است. تعداد المان‌های مبدل زیاد بوده و موجب افزایش تلفات می‌گردد. در مرجع [۳۱] یک مبدل dc-dc کاهنده - افزایشنده بدون ترانسفورماتور ارائه شده است. تعداد المان‌های مبدل مذکور برابر تعداد المان‌های مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده است ولی جریان خروجی مبدل مذکور ناپیوسته می‌باشد. بهره ولتاژ مبدل دو برابر مبدل کاهنده - افزایشنده مرسوم است. در مرجع [۳۲] یک مبدل ایزوله شده با بهره ولتاژ بالا ارائه شده است. مبدل از یک مبدل افزایشنده مرسوم و کاهنده - افزایشنده ایزوله شده تشکیل شده است. مبدل می‌تواند بهره ولتاژ بالایی را با چرخه کاری پائین بدست آورد. انرژی سلف

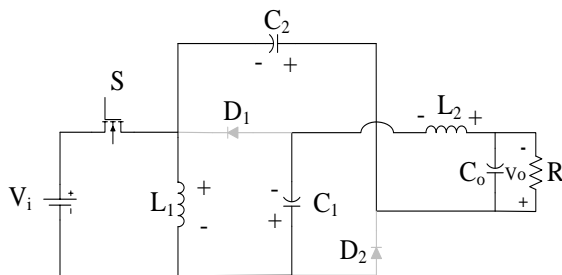
پیچیدگی مدار مبدل را کاهش داد ولی تنش ولتاژ بالای دو سر کلید و تنش بالای جریان عبوری از کلید جزو معایب مبدل محسوب می‌شود [۹-۱۱]. در مراجع [۱۳-۱۲] مبدل‌های جدیدی با استفاده از روش اینترلیو کردن دو مبدل افزایشنده ارائه شده‌اند. در این مبدل‌ها از ماژول‌های چند برابر کننده ولتاژ استفاده شده است و شامل سلف 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 به کار رفته و پیچیده تر شدن مبدل از معایب این روش می‌باشد [۱۴]. در مراجع [۱۵-۱۸] 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 مراجع [۱۹-۲۱] دو نوع مبدل ایزوله شده نوع ولتاژ و جریان پیشنهاد داده شده است. مبدل ایزوله شده نوع ولتاژ براساس مبدل کاهنده ساخته شده است. از معایب این مبدل می‌توان به ریپل جریان ورودی بالا و تنش ولتاژ بالا در دو سر دیود سمت ثانویه اشاره نمود. مبدل ایزوله شده نوع جریان براساس مبدل افزایشنده مرسوم ساخته شده است و دارای ضریب بهره بالا می‌باشد. از معایب این مبدل می‌توان به تنش ولتاژ بالا در دو سر کلید اشاره نمود. مبدل افزایشنده آبشاری دارای ضریب بهره بالا ولی ساختار پیچیده و قیمت بالا می‌باشد. با کاهش یکی از کلیدهای مبدل افزایشنده آبشاری می‌توان پیچیدگی مدار مبدل را کاهش داد ولی تنش ولتاژ بالای دو سر کلید و تنش بالای جریان عبوری از کلید جزو معایب مبدل محسوب می‌شود [۲۲-۲۴]. در مرجع [۲۵] یک مبدل سری رزونانسی ایزوله شده با قابلیت کلیدزنی تحت جریان و ولتاژ صفر ارائه شده است. مبدل شامل دو کلید و یک خازن کلمپ در اولیه ترانسفورماتور ایزوله است. طرف ثانویه ترانسفورماتور به بار متصل شده است. استفاده از دو کلید موجب کاهش بازده مبدل می‌شود. در مرجع [۲۶] یک مبدل تک کلیده dc-dc با ریپل جریان ورودی پائین و بهره ولتاژ بالا با استفاده از مبدل‌های SEPIC و افزایشنده مرسوم ارائه شده است. در این مبدل ریپل جریان ورودی با استفاده از مدارات کمکی به صورت قابل توجه حذف شده است و بهره ولتاژ با استفاده از افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور افزایش یافته است. تنش ولتاژ دو سر کلید با

$$V_{L_2} = V_i + V_{C_1} + V_{C_2} - V_o \quad (2)$$

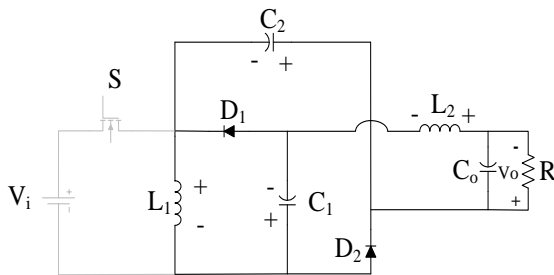
در روابط فوق، V_o ولتاژ خروجی، V_o ولتاژ ورودی، V_{L_1} ولتاژ دو سر سلف L_1 ، ولتاژ دو سر سلف L_2 ، ولتاژ دو سر خازن C_1 و C_2 ولتاژ دو سر خازن C_2 می‌باشد.



الف



ب



ج

شکل ۱: الف- مدار قدرت مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده؛
ب- مد کاری اول؛ ج- مد کاری دوم

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 و دیودهای D_1 و D_2 روشن می‌باشند. در این مد کاری سلف L_1 انرژی خود را به خازن‌های C_1 و C_2 می‌دهد. با اعمال KVL در مدار شکل (۱-ج) خواهیم داشت:

$$V_{L_1} = -V_{C_1} \quad (3)$$

$$V_{L_1} = -V_{C_2} \quad (4)$$

نشستی به خازن خروجی تخلیه می‌شود که از ایجاد اسپایک ولتاژ جلوگیری می‌کند و تنش ولتاژ کلید کاهش می‌یابد. این مبدل به صورت نرم کلیدزنی می‌شود. در مرجع [۳۳] یک مبدل با بهره ولتاژ بالای رزونانسی با ریپل ولتاژ کم در ورودی ارائه شده است. در مبدل یک دو برابر کننده جریان و یک دو برابر کننده ولتاژ برای ایجاد بهره ولتاژ بالا به کار رفته است. مدار اکتیو کلمپ تنش ولتاژ کلید را کاهش می‌دهد و انرژی سلف نشستی را بازیابی می‌کند. رزونانس ایجاد شده در قسمت ثانویه مدار موجب کاهش تلفات کلیدزنی می‌شود. در مرجع [۳۴] یک مبدل کاهنده - افزایشنده با ضریب بهره برابر مبدل کاهنده - افزایشنده پیشنهادی مقاله ارائه شده است ولی تعداد المان‌های مبدل مذکور از مبدل کاهنده - افزایشنده پیشنهادی بیشتر بوده که موجب افزایش هزینه می‌شود. در این مقاله به بررسی و مقایسه مبدل‌های dc-dc جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پرداخته شده است. مبدل‌های پیشنهادی دارای ضریب بهره بالاتر از مبدل افزایشنده مرسوم هستند. در مبدل‌های پیشنهادی تنها یک کلید به کار رفته است که باعث سادگی کنترل مبدل‌ها می‌گردد. از دیگر مزایای این مبدل‌ها می‌توان به تنش ولتاژ کم در دو سر کلید و دیودها اشاره نمود.

۲- مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده

مدار معادل مبدل کاهنده - افزایشنده پیشنهادی با ضریب بهره بالا در شکل (۱-الف) نشان داده شده است. این مبدل از یک کلید S ، دو خازن C_1 و C_2 ، دو دیود D_1 و D_2 ، دو سلف L_1 و L_2 ، منبع ورودی V_i و خازن خروجی C_o تشکیل شده است. مبدل در رژیم هدایت پیوسته دارای دو مد کاری می‌باشد که به ترتیب شرح داده می‌شود.

۲-۱- مد کاری اول

در این مد کاری کلید S روشن می‌شود و دیودهای D_1 و D_2 خاموش می‌باشند. مدار معادل مبدل در این مد کاری در شکل (۱-ب) نشان داده شده است. در این مد کاری خازن‌های C_1 و C_2 دشارژ می‌شوند. ولتاژ دو سر سلف‌های L_1 و L_2 برابر ولتاژ ورودی می‌باشد و انرژی سلف‌ها به صورت خطی افزایش می‌یابد. روابط این مد کاری با برقراری KVL در شکل (۱-ب) به صورت زیر به دست می‌آیند:

$$V_{L_1} = V_i \quad (1)$$

برای سلف L_1 می‌توان نوشت:

$$\int_0^{DT} (V_i) dt + \int_{DT}^T (-V_{C_2}) dt = 0 \quad (9)$$

از رابطه فوق ولتاژ دو سر خازن C_2 به دست می‌آید:

$$V_{C_2} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (10)$$

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

$$\int_0^{DT} (V_{C_1} + V_{C_2} + V_i - V_o) dt + \int_{DT}^T (V_{C_1} - V_o) dt = 0 \quad (11)$$

با توجه به روابط (۸)، (۱۰) و (۱۱) بهره مبدل در رژیم هدایت پیوسته از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2D}{1-D} \quad (12)$$

۲-۴- محاسبه جریان‌های عبوری از عناصر مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده

جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 و سلف L_2 در مد کاری اول با توجه به شکل (۱-ج) برابر است با:

$$-I_{L_2} = I_{C_1, on} = I_{C_2, on} = -I_o \quad (13)$$

در رابطه فوق، $I_{C_1, on}$ ، $I_{C_2, on}$ و I_{L_2} به ترتیب جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 و سلف L_2 در مد کاری اول می‌باشد.

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:

$$\int_0^{DT} I_{C_1, on} dt + \int_{DT}^T I_{C_1, off} dt = 0 \quad (14)$$

$$\int_0^{DT} I_{C_2, on} dt + \int_{DT}^T I_{C_2, off} dt = 0 \quad (15)$$

$I_{C_1, off}$ و $I_{C_2, off}$ جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری دوم می‌باشد.

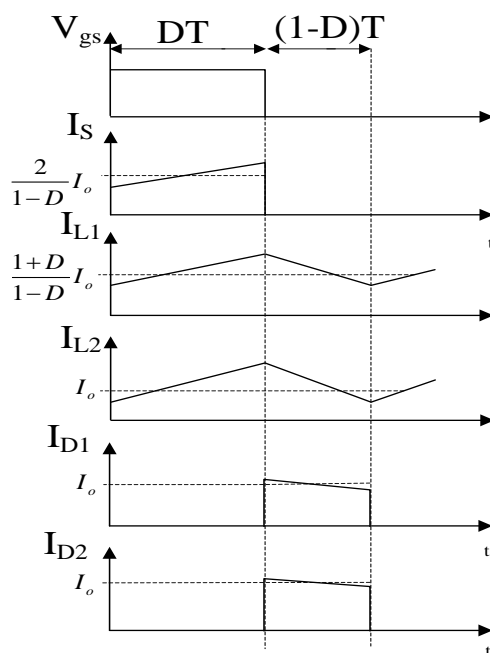
جریان عبوری از سلف L_1 (I_{L_1}) با توجه به شکل (۱-ج) و روابط (۱۳)، (۱۴) و (۱۵) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{L_1} = I_{C_1, off} + I_{L_2} + I_{C_2, off} = \frac{1+D}{1-D} I_o \quad (16)$$

مقدار متوسط جریان ورودی از رابطه زیر قابل محاسبه

$$V_{L_2} = V_{C_1} - V_o \quad (5)$$

شکل‌های کلیدی مربوط به مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل ۲: شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده

۲-۳- محاسبه بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده در رژیم هدایت پیوسته

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

$$D = \frac{T_{on}}{T} \quad (6)$$

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

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 رابطه (۱) و (۳) خواهیم داشت:

$$\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^T -V_{C_1} dt = 0 \quad (7)$$

از رابطه فوق ولتاژ دو سر خازن C_1 برابر می‌باشد با:

$$V_{C_1} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (8)$$

با توجه به رابطه (۱) و (۴) و برقراری قانون تعادل ولتاژ

$$\Delta I_{L_2, \max} = \frac{D_{\min} V_{i, \max}}{L_2 f_s} = \frac{(1-D_{\min}) V_o}{2L_2 f_s} \quad (26)$$

در روابط فوق، $\Delta I_{L_1, \max}$ و $\Delta I_{L_2, \max}$ بیشترین مقدار اندازه رپل جریان سلف‌های L_1 و L_2 و D_{\min} و $V_{i, \max}$ به ترتیب کمترین مقدار چرخه کاری و بیشترین مقدار جریان ورودی می‌باشد.

بیشترین مقدار اندازه جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 ($I_{L_1, \max}$ و $I_{L_2, \max}$) از روابط زیر به دست می‌آیند:

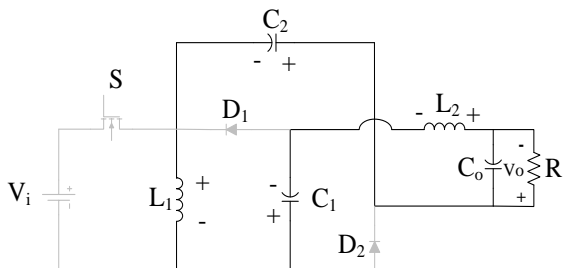
$$I_{L_1, \max} = I_{L_1, \text{av}} + \frac{\Delta I_{L_1}}{2} = \frac{1+D}{1-D} I_o + \frac{(1-D)V_o}{4L_1 f_s} \quad (27)$$

$$I_{L_2, \max} = I_{L_2, \text{av}} + \frac{\Delta I_{L_2}}{2} = I_o + \frac{(1-D)V_o}{4L_2 f_s} \quad (28)$$

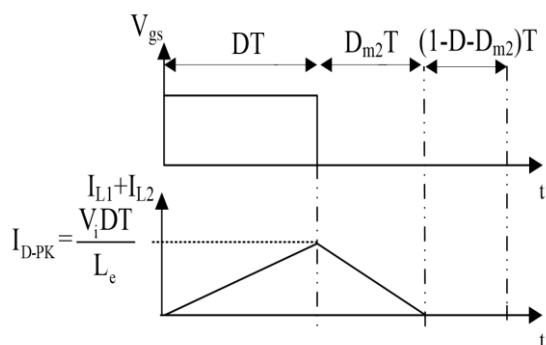
تنش ولتاژ دو سر کلید S (V_s) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$V_s = \frac{V_i}{1-D} \quad (29)$$

با توجه به رابطه فوق تنش ولتاژ دو سر کلید S کمتر از ولتاژ خروجی مبدل می‌باشد و تلفات هدایتی کلید پائین می‌باشد.



شکل ۳: مدار معادل مبدل پیشنهادی کاهشدهنده - افزایشدهنده در مد کاری سوم در رژیم هدایت ناپیوسته



شکل ۴: شکل موج مبدل پیشنهادی کاهشدهنده - افزایشدهنده در رژیم هدایت ناپیوسته

است:

$$I_i = \int_0^{DT} (I_{L1} - I_{C1, \text{on}}) dt = \frac{2D}{1-D} I_o \quad (17)$$

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

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

$$I_{D1} = I_{C1, \text{off}} + I_{L2} = \frac{I_o}{1-D} \quad (18)$$

$$I_{D2} = I_{C2, \text{off}} + I_{L2} = \frac{I_o}{1-D} \quad (19)$$

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

$$I_s = I_{L1} + I_{C1, \text{on}} = \frac{2}{1-D} I_o \quad (20)$$

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

$$I_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^{DT} V_i dt + I_{L1}(0) \quad (21)$$

$$I_{L2}(t) = \frac{1}{L_2} \int_0^{DT} (V_{C1} + V_{C2} - V_o) dt + I_{L2}(0) \quad (22)$$

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

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

$$\Delta I_{L1} = \frac{DV_i}{L_1 f_s} = \frac{(1-D)V_o}{2L_1 f_s} \quad (23)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{DV_i}{L_2 f_s} = \frac{(1-D)V_o}{2L_2 f_s} \quad (24)$$

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

بیشترین مقدار اندازه رپل جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 برابر است با:

$$\Delta I_{L1, \max} = \frac{D_{\min} V_{i, \max}}{L_1 f_s} = \frac{(1-D_{\min}) V_o}{2L_1 f_s} \quad (25)$$

بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته (M_{DCM}) با توجه به روابط (۳۲) تا (۳۷) برابر می‌باشد با:

$$M_{DCM} = \frac{D}{\sqrt{\tau}} \quad (38)$$

در رابطه فوق τ برابر می‌باشد با:

$$\tau = \frac{2L_e}{RT_s} \quad (39)$$

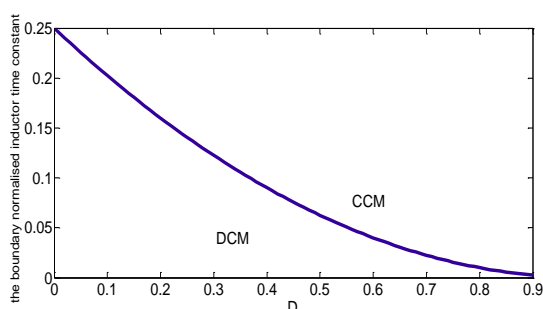
۴-۶- رژیم هدایت مرزی

در این مد کاری بهره ولتاژ رژیم هدایت پیوسته برابر بهره ولتاژ رژیم هدایت ناپیوسته می‌گردد. با برقراری این شرط ثابت زمانی نرمالیزه به دست می‌آید:

$$\tau_b = \frac{(1-D)^2}{4} \quad (40)$$

در رابطه فوق τ_b ثابت زمانی نرمالیزه می‌باشد. با توجه به رابطه فوق اگر τ بزرگ‌تر از τ_b باشد مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده در رژیم هدایت پیوسته کار خواهد کرد.

منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده به ازای چرخه کاری مختلف در شکل (۵) نشان داده شده است. مقایسه نمودار ثابت زمانی نرمالیزه نشان می‌دهد که مبدل پیشنهادی در ناحیه وسیعی در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کند.



شکل ۵: منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده

۴-۷- محاسبه بازده مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده

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 می‌باشد. R_{F_1} و R_{F_2} مقاومت حالت روشن دیودها، V_{F_1} و

۲-۵- رژیم هدایت ناپیوسته

مدهای کاری اول و دوم رژیم هدایت ناپیوسته، مشابه 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 و D_2 در مد کاری دوم رژیم هدایت ناپیوسته (I_{D_1} و I_{D_2}) از روابط زیر به دست می‌آیند:

$$I_{D_1} = I_{L_1} - I_{C_1,off} \quad (30)$$

$$I_{D_2} = I_{L_2} - I_{C_1,off} \quad (31)$$

با توجه به روابط فوق می‌توان نوشت:

$$I_{D_1} + I_{D_2} = I_{L_1} + I_{L_2} \quad (32)$$

متوسط جریان عبوری از دیودهای D_1 و D_2 ($I_{D_1,av}$ و $I_{D_2,av}$) در حالت پایدار و در مد کاری دوم با توجه به شکل (۱-ج) و روابط (۳۰) و (۳۱) برابر جریان خروجی می‌باشد به عبارت دیگر:

$$I_{D_1,av} = I_{D_2,av} = \frac{V_o}{R} \quad (33)$$

با توجه به شکل (۳) می‌توان نوشت:

$$I_{D_1,av} + I_{D_2,av} = \frac{1}{2} \times D_{m2} \times I_{D-PK} \quad (34)$$

مجموع پیک جریان عبوری از دیودهای D_1 و D_2 (I_{D-PK}) برابر می‌باشد با:

$$I_{D-PK} = I_{D1-PK} + I_{D2-PK} = \frac{V_1 DT}{L_e} \quad (35)$$

در رابطه فوق L_e از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\frac{1}{L_e} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} \quad (36)$$

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

$$D_{m2} = \frac{2DV_1}{V_o} \quad (37)$$

$$(P_{RF})_{D_1} = R_{F_1} I_{D_1,rms}^2 = R_{F_1} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (48)$$

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

$$(P_{RF})_{D_2} = R_{F_2} I_{D_2,rms}^2 = R_{F_2} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (49)$$

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

$$(P_{VF})_{D_1} = V_{F_1} I_{D_1,av} = V_{F_1} I_o \quad (50)$$

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

$$(P_{VF})_{D_2} = V_{F_2} I_{D_2,av} = V_{F_2} I_o \quad (51)$$

مقدار مؤثر جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 $(I_{C_1,rms}$ و $I_{C_2,rms})$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C_1,rms} = I_{C_2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} (I_o)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} I_o \right)^2 dt \right]} \\ = \sqrt{\frac{D}{1-D}} I_o \quad (52)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_1 (P_{RC_1}) برابر است با:

$$P_{RC_1} = r_{C_1} I_{C_1,rms}^2 = r_{C_1} \frac{D}{1-D} I_o^2 \quad (53)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_2 (P_{RC_2}) برابر است با:

$$P_{RC_2} = r_{C_2} I_{C_2,rms}^2 = r_{C_2} \frac{D}{1-D} I_o^2 \quad (54)$$

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

$$I_{C_o,on} = \frac{\Delta i_{L_2} t}{DT} - \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \quad (55)$$

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

$$I_{C_o,off} = -\frac{\Delta i_{L_2} (t-DT)}{(1-D)T} + \frac{\Delta i_{L_2}}{2} \quad (56)$$

V_{F_2} ولتاژ آستانه دیودها، r_{C_1} و r_{C_2} مقاومت‌های سری معادل خازن‌های C_1 و C_2 و R_{L_1} و R_{L_2} مقاومت سری معادل سلف‌های L_1 و L_2 می‌باشد. 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:

$$I_{S,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{L_1} - I_{C_1,on})^2 dt} \\ = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{2}{1-D} I_o \right)^2 dt} = \frac{2\sqrt{D}}{1-D} I_o \quad (41)$$

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

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{S,rms}^2 = r_{DS} = \frac{2D}{(1-D)^2} I_o^2 \quad (42)$$

تلفات کلیدزنی کلید S از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{sw} = f_s C_s V_s^2 = f_s C_s \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (43)$$

در رابطه فوق C_s خازن خروجی کلید S و V_s ولتاژ دو سر کلید S در زمان خاموش بودن آن می‌باشد. رابطه (۴۳) به صورت زیر بازنویسی می‌گردد:

$$P_s = f_s C_s \left(\frac{(M_{CCM} + 2) V_o}{2} \right)^2 \quad (44)$$

با توجه به روابط (۴۲) و (۴۴) تلفات کل کلید از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Switch} = P_{rDS} + \frac{P_{sw}}{2} \quad (45)$$

مقدار مؤثر جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_2 $(I_{D_1,rms}$ و $I_{D_2,rms})$ برابر است با:

$$I_{D_1,rms} = I_{D_2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right)^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (46)$$

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

$$I_{D_1,av} = I_{D_2,av} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right) dt = I_o \quad (47)$$

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

مطابق رابطه (۱۳) جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 برابر می‌باشد. 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 می‌باشد در نتیجه اندازه ریبیل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 برابر می‌باشد اندازه ریبیل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 با ΔV_C نشان داده شده است. $\Delta V_{C,ESR}$ برابر اندازه ریبیل 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 ریبیل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 بوده که براساس شارژ و دشارژ ایجاد شده است. شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 در شکل (۶) نشان داده شده است. اندازه ریبیل ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_C = \Delta V_{C,ESR} + \Delta V_{C,cap} \quad (۶۵)$$

$\Delta V_{C,ESR}$ از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \Delta V_{C,ESR} &= ESR_C \Delta I_C \approx ESR_C (I_{C,off} - I_{C,on}) \\ &= \frac{ESR_C I_o}{1-D} \end{aligned} \quad (۶۶)$$

در رابطه فوق، $I_{C,on}$ جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری اول و $I_{C,off}$ جریان عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری دوم می‌باشد. در رابطه فوق ESR_C به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_C = \frac{\tan \delta_C}{2\pi f} \quad (۶۷)$$

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

$\Delta V_{C,cap}$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C,cap} = \frac{I_{C,off} (1-D) T}{C} = \frac{D T V_o}{RC} \quad (۶۸)$$

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

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_o} = \frac{1}{C_o} \times \frac{\Delta I_{L2}}{2} \times \frac{T_s}{2} \times \frac{1}{2} = \frac{V_o (1-D)}{16 L_2 C_o f_s^2} \quad (۶۹)$$

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

$$C_{o,min} = \frac{\Delta I_{L2,max}}{8 f_s \Delta V_o} = \frac{V_o (1-D_{min})}{16 L_2 f_s^2 \Delta V_o} \quad (۷۰)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن خروجی ($I_{C_o,rms}$) C_o با توجه به روابط (۵۵) و (۵۶) برابر است با:

$$I_{C_o,rms} = \frac{(1-D) R I_o}{2\sqrt{12} L_2 f_s} \quad (۵۷)$$

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

$$P_{RC_o} = r_{C_o} I_{C_o,rms}^2 = r_{C_o} \frac{(1-D)^2 R^2 I_o^2}{48 L_2^2 f_s^2} \quad (۵۸)$$

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

$$I_{L_1,rms} = \frac{1+D}{1-D} I_o \quad (۵۹)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_1 (P_{rL_1}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{rL_1} = R_{L_1} I_{L_1,rms}^2 = R_{L_1} \left(\frac{1+D}{1-D} \right)^2 I_o^2 \quad (۶۰)$$

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

$$I_{L_2,rms} = I_o \quad (۶۱)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_2 (P_{rL_2}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{rL_2} = R_{L_2} I_{L_2,rms}^2 = R_{L_2} I_o^2 \quad (۶۲)$$

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

$$\begin{aligned} P_{loss} &= P_{rDS} + \sum_{u=1}^2 (P_{RF})_{Du} + \sum_{u=1}^2 (P_{VF})_{Du} \\ &+ \sum_{u=1}^2 P_{RCu} + P_{rL1} + P_{rL2} \end{aligned} \quad (۶۳)$$

بازده مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده (η) از رابطه زیر محاسبه می‌گردد:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}} \quad (۶۴)$$

در رابطه فوق P_o توان خروجی مبدل می‌باشد.

۲-۸- محاسبه ریبیل ولتاژ خازن

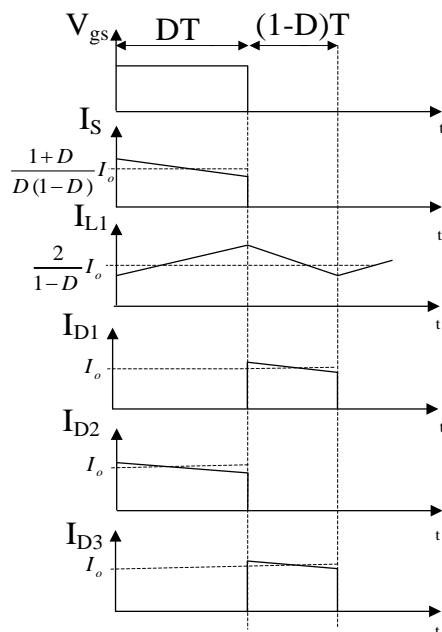
ورودی V_i و خازن خروجی C_o تشکیل شده است. مبدل در رژیم هدایت پیوسته دارای دو مد کاری می باشد که به ترتیب شرح داده می شود.

۳-۱- مد کاری اول

در این مد کاری کلید S روشن می شود و دیودهای D_1 و D_3 خاموش و دیود D_2 روشن می باشند. مدار معادل مبدل این مد کاری در شکل (۷-ب) نشان داده شده است. خازن های C_1 و C_2 دشارژ می شوند. در این مد کاری ولتاژ دو سر سلف L_1 برابر ولتاژ ورودی می باشد و انرژی سلف L_1 به صورت خطی افزایش می یابد. روابط این مد کاری با برقراری KVL در شکل (۷-ب) به صورت زیر به دست می آیند:

$$V_{L_1} = V_i \quad (71)$$

$$V_{L_1} = V_o - V_{C_1} - V_{C_2} \quad (72)$$

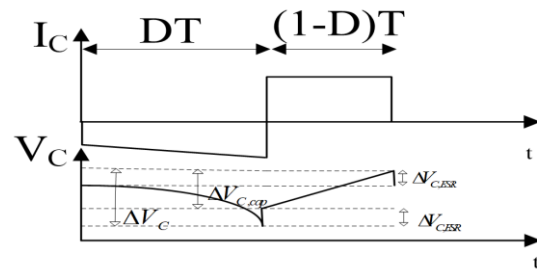


شکل ۸: شکل موج های کلیدی مبدل پیشنهادی افزایشنده

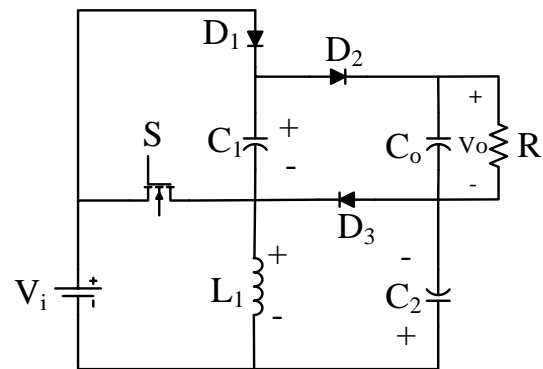
۳-۲- مد کاری دوم

مدار معادل این مد کاری در شکل (۷-ج) نشان داده است. در این مد کاری کلید S خاموش می شود. دیودهای D_1 و D_3 روشن و دیود D_2 خاموش می باشد. در این مد کاری سلف L_1 انرژی خود را به خازن های C_1 و C_2 می دهد. با اعمال KVL در مدار شکل (۷-ج) خواهیم داشت:

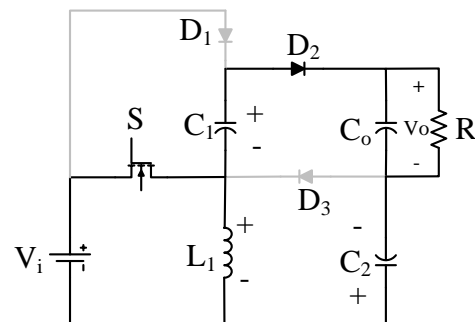
$$V_{L_1} = -V_{C_2} \quad (73)$$



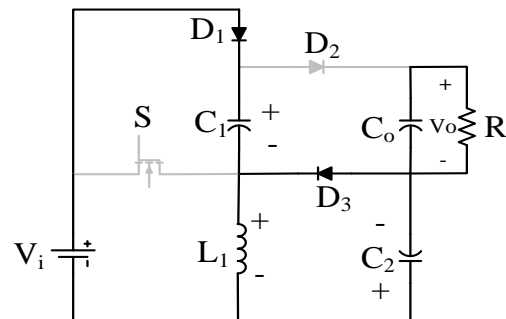
شکل ۶: شکل موج های جریان و ولتاژ خازن های C_1 و C_2



الف



ب



ج

شکل ۷: الف- مدار قدرت مبدل پیشنهادی؛ ب- مد کاری اول؛ ج- مد کاری دوم

۳- مبدل پیشنهادی افزایشنده

مدار معادل مبدل افزایشنده پیشنهادی در شکل (۷-الف) نشان داده شده است. این مبدل از یک کلید S ، دو خازن C_1 و C_2 ، سه دیود D_1 ، D_2 و D_3 سلف L_1 ، منبع

با توجه به شکل (۷-ج) جریان خازن خروجی C_o در مد کاری دوم برابر می باشد با:

$$I_{C_o,off} = -I_o \quad (۸۰)$$

با اعمال قانون تعادل جریان برای خازن C_o خواهیم داشت:

$$\int_0^{DT} I_{C_o,on} dt + \int_{DT}^T I_{C_o,off} dt = 0 \quad (۸۱)$$

در رابطه فوق، $I_{C_o,on}$ جریان عبوری از خازن C_o در مد کاری اول و $I_{C_o,off}$ جریان عبوری از خازن C_o در مد کاری دوم می باشد.

با توجه به رابطه (۸۰) جریان عبوری از خازن C_o در مد کاری اول از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_{C_o,on} = \frac{1-D}{D} I_o \quad (۸۲)$$

جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری اول برابر می باشد با:

$$-I_{C_2,on} = -I_{C_1,on} = I_{C_o,on} + I_o = \frac{1}{D} I_o \quad (۸۳)$$

جریان عبوری از سلف L_1 (I_{L_1}) با توجه به شکل (۸-ج) برابر است با:

$$I_{L_1} = I_{C_1,off} + I_{C_2,off} = \frac{2}{1-D} I_o \quad (۸۴)$$

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

$$I_S = I_{L_1} - I_{C_1,on} = \frac{1+D}{D(1-D)} I_o \quad (۸۵)$$

مقدار متوسط جریان ورودی از رابطه زیر به دست می آید:

$$I_i = \int_0^{DT} (I_{L_1} - I_{C_1,on}) dt + \int_{DT}^T I_{C_1,off} dt = \frac{2}{1-D} I_o \quad (۸۶)$$

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

$$I_{D_1} = I_{C_1,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (۸۷)$$

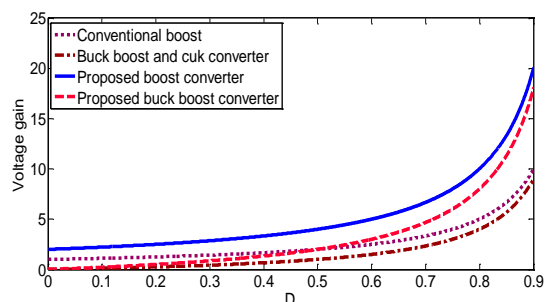
$$I_{D_2} = -I_{C_1,on} = \frac{I_o}{D} \quad (۸۸)$$

$$I_{D_3} = I_{C_2,off} = \frac{I_o}{1-D} \quad (۸۹)$$

معادله جریان سلف L_1 در بازه زمانی $0 \leq t \leq DT$ با توجه

$$V_{L_1} = V_i - V_{C_1} \quad (۷۴)$$

شکل موج‌های کلیدی مربوط به مبدل پیشنهادی افزایشنده در شکل (۸) نشان داده شده است.



شکل ۹: منحنی بهره ولتاژ مبدل‌های dc-dc به ازای مقادیر مختلف از چرخه کاری

۳-۳- محاسبه بهره ولتاژ در رژیم هدایت پیوسته

با اعمال قانون تعادل ولتاژ برای سلف L_1 با توجه به رابطه (۷۱) و (۷۳) خواهیم داشت:

$$\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^T -V_{C_2} dt = 0 \quad (۷۵)$$

از رابطه فوق ولتاژ دو سر خازن C_2 به دست می آید:

$$V_{C_2} = \frac{DV_i}{1-D} \quad (۷۶)$$

با اعمال قانون تعادل ولتاژ برای سلف L_1 و با توجه به رابطه (۷۱) و (۷۴) می توان نوشت:

$$\int_0^{DT} V_i dt + \int_{DT}^T (-V_{C_1} + V_i) dt = 0 \quad (۷۷)$$

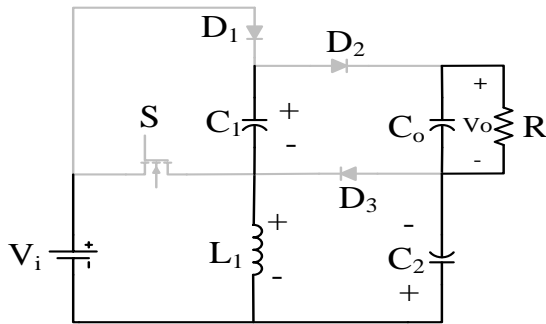
از رابطه فوق ولتاژ دو سر خازن C_1 به صورت زیر است:

$$V_{C_1} = \frac{V_i}{1-D} \quad (۷۸)$$

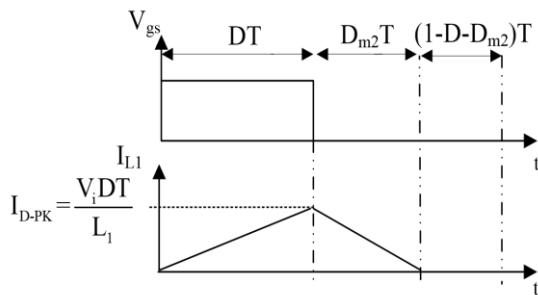
با توجه به روابط (۷۶) و (۷۸) بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی برابر می باشد با:

$$M_{CCM} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_{C_1} + V_{C_2} + V_i}{V_i} = \frac{2}{1-D} \quad (۷۹)$$

منحنی بهره ولتاژ حاصل از مبدل‌های افزایشنده مرسوم، کاهنده - افزایشنده، cuk، مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده و مبدل پیشنهادی افزایشنده به ازای چرخه کاری مختلف در شکل (۹) نشان داده شده است. مقایسه نمودار بهره ولتاژ نشان می دهد که بیشترین مقدار بهره ولتاژ در مبدل‌های پیشنهادی ایجاد شده است.



شکل ۱۱: مدار معادل مبدل پیشنهادی افزایشده در مد کاری سوم در رژیم هدایت ناپیوسته



شکل ۱۲: شکل موج مبدل پیشنهادی افزایشده در رژیم هدایت ناپیوسته

۳-۴- رژیم هدایت ناپیوسته

مدار معادل مبدل پیشنهادی افزایشده در مد کاری سوم در شکل (۱۱) نشان داده شده است. جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_3 در مد کاری دوم در رژیم هدایت ناپیوسته از روابط زیر به دست می‌آیند.

$$I_{D_1} = I_{L_1} - I_{C_1} \quad (95)$$

$$I_{D_3} = I_{C_1} \quad (96)$$

با توجه به روابط فوق می‌توان نوشت.

$$I_{D_1} + I_{D_3} = I_{L_1} \quad (97)$$

متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_3 ($I_{D_1,av}$ و $I_{D_3,av}$) در حالت پایدار و در مد کاری دوم با توجه به شکل (۱-ج) و روابط (۹۵) و (۹۶) برابر جریان خروجی می‌باشد.

$$I_{D_1,av} = I_{D_3,av} = \frac{V_o}{R} \quad (98)$$

با توجه به شکل (۱۲) می‌توان نوشت.

$$I_{D_1,av} + I_{D_3,av} = \frac{1}{2} \times D_{m_2} \times I_{D-PK} \quad (99)$$

مجموع پیک جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_3

به شکل (۷-ب) به صورت زیر می‌باشد:

$$I_{L_1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^{DT} (V_i) dt + I_{L_1}(0) \quad (90)$$

اندازه ریپل جریان عبوری از سلف L_1 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta I_{L_1} = \frac{DV_i}{L_1 f_s} = \frac{D(1-D)V_o}{2L_1 f_s} \quad (91)$$

بیش‌ترین مقدار مقدار اندازه ریپل جریان سلف L_1 برابر است با:

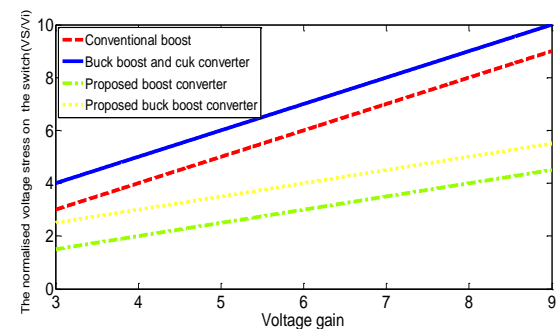
$$\Delta I_{L_1, \max} = \frac{D_{\min} V_{i, \max}}{L_1 f_s} = \frac{D_{\min} (1-D_{\min}) V_o}{2L_1 f_s} \quad (92)$$

بیش‌ترین مقدار جریان عبوری از سلف L_1 از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{L_1, \max} = I_{L_1, av} + \frac{\Delta I_{L_1}}{2} = \frac{2}{1-D} I_o + \frac{D(1-D)V_o}{4L_1 f_s} \quad (93)$$

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

$$V_s = \frac{V_i}{1-D} \quad (94)$$



شکل ۱۰: منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید به ازای بهره ولتاژ مختلف

با توجه به رابطه فوق تنش ولتاژ کلید کم‌تر از ولتاژ خروجی مبدل می‌باشد و تلفات هدایتی کلید پائین می‌باشد. منحنی تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید حاصل از مبدل‌های افزایشده مرسوم، کاهنده - افزایشده، cuk ، مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشده و مبدل پیشنهادی افزایشده به ازای بهره ولتاژ مختلف در شکل (۱۰) نشان داده شده است. مقایسه نمودار تنش ولتاژ نرمالیزه دو سر کلید نشان می‌دهد که کم‌ترین مقدار تنش ولتاژ دو سر کلید در مبدل‌های پیشنهادی ایجاد شده است.

برابر می‌باشد با:

$$I_{D-PK} = \frac{V_i D T_S}{L_1} \quad (100)$$

با اعمال قانون تعادل ولتاژ برای سلف L_2 چرخه کاری در مد کاری دوم رژیم هدایت ناپیوسته (D_{m_2}) از معادله زیر به دست می‌آید:

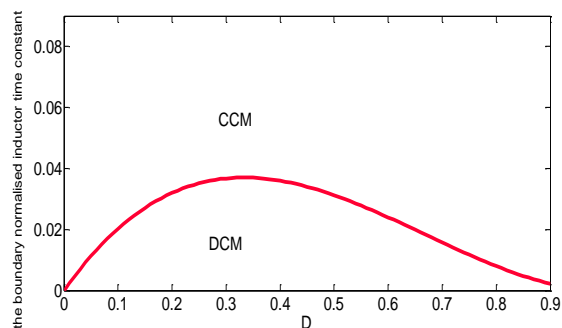
$$D_{m_2} = \frac{2DV_i}{V_o - 2V_i} \quad (101)$$

بهره ولتاژ در رژیم هدایت ناپیوسته با توجه به روابط (۹۵) تا (۱۰۱) برابر می‌باشد با:

$$M_{DCM} = 1 + \sqrt{1 + \frac{D^2}{\tau}} \quad (102)$$

در رابطه فوق τ برابر می‌باشد با:

$$\tau = \frac{2L_1}{RT} \quad (103)$$



شکل ۱۳: منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل پیشنهادی افزایشده

۳-۵- رژیم هدایت مرزی

ثابت زمانی نرمالیزه در رژیم هدایت مرزی برای مبدل پیشنهادی افزایشده برابر است با:

$$\tau_b = \frac{D(1-D)^2}{4} \quad (104)$$

منحنی ثابت زمانی نرمالیزه حاصل از مبدل پیشنهادی افزایشده به ازای بهره ولتاژ مختلف در شکل (۱۳) نشان داده شده است.

۳-۶- محاسبه بازده مبدل پیشنهادی افزایشده

بازده مبدل پیشنهادی افزایشده با محاسبه تلفات عناصر مبدل به دست می‌آید.

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

به دست می‌آید:

$$I_{S,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} (I_{L1} - I_{CL,on})^2 dt} \\ = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{3}{(1-D)} I_o \right)^2 dt} = \frac{3\sqrt{D}}{(1-D)} I_o \quad (105)$$

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

$$P_{rDS} = r_{DS} I_{S,rms}^2 = r_{DS} \frac{9D}{(1-D)^2} I_o^2 \quad (106)$$

تلفات کلیدزنی کلید S از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Sw} = f_s C_s V_s^2 = f_s C_s \left(\frac{V_i}{1-D} \right)^2 \quad (107)$$

رابطه (۱۰۷) به صورت زیر بازنویسی می‌گردد:

$$P_s = f_s C_s \left(\frac{(M_{CCM}) V_o}{2} \right)^2 \quad (108)$$

با توجه به روابط (۱۰۶) و (۱۰۸) تلفات کل کلید از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{Switch} = P_{rDS} + \frac{P_{Sw}}{2} \quad (109)$$

مقدار مؤثر جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_3 مقدار $I_{D_1,rms}$ و $I_{D_3,rms}$ برابر است با:

$$I_{D_1,rms} = I_{D_3,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right)^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{1-D}} \quad (110)$$

مقدار متوسط جریان عبوری از دیود D_1 و D_3 ($I_{D_1,av}$ و $I_{D_3,av}$) برابر است:

$$I_{D_1,av} = I_{D_3,av} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{I_o}{1-D} \right) dt = I_o \quad (111)$$

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

$$(P_{RF})_{D_1} = R_{F_1} I_{D_1,rms}^2 = R_{F_1} \frac{I_o^2}{1-D} \quad (112)$$

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

$$(P_{RF})_{D_3} = R_{F_3} I_{D_3,rms}^2 = R_{F_3} \frac{1}{1-D} I_o^2 \quad (113)$$

با:

$$P_{RC_2} = r_{C_2} I_{C_2,rms}^2 = r_{C_2} \frac{D}{D(1-D)} I_o^2 \quad (122)$$

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

$$I_{L_1,rms} = \frac{2}{1-D} I_o \quad (123)$$

تلفات مقاومت سری معادل سلف L_1 (P_{rL_1}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{rL_1} = R_{L_1} I_{L_1,rms}^2 = R_{L_1} \left(\frac{2}{1-D}\right)^2 I_o^2 \quad (124)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از خازن C_o ($I_{C_o,rms}$) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C_o,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{1-D}{D} I_o\right)^2 dt + \int_{DT}^T I_o^2 dt \right]} \\ = \sqrt{\frac{1-D}{D}} I_o \quad (125)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_o (P_{RC_o}) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$P_{RC_o} = r_{C_o} I_{C_o,rms}^2 = r_{C_o} \frac{1-D}{D} I_o^2 \quad (126)$$

تلفات کل مبدل پیشنهادی افزاینده (P_{loss}) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$P_{loss} = P_{rDS} + \sum_{u=1}^3 (P_{RF})_{D_u} + \sum_{u=1}^3 (P_{VF})_{D_u} + \\ \sum_{u=1}^2 P_{RCu} + P_{rL_1} + P_{RC_o} \quad (127)$$

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

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{loss}}{P_o}} \quad (128)$$

۳-۷- محاسبه اندازه ریپل ولتاژ خازن‌ها

مطابق رابطه (۸۳) جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 برابر می‌باشد. مقدار خازن‌های C_1 و C_2 برابر بوده و با C نشان داده شده است. مقاومت سری معادل خازن‌های

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

$$(P_{VF})_{D_1} = V_{F_1} I_{D_1,av} = V_{F_1} I_o \quad (114)$$

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

$$(P_{VF})_{D_3} = V_{F_3} I_{D_3,av} = V_{F_3} I_o \quad (115)$$

مقدار مؤثر جریان عبوری از دیود D_2 ($I_{D_2,rms}$) از رابطه زیر حاصل می‌شود:

$$I_{D_2,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} I_{Cl,on}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_o}{D}\right)^2 dt} = \frac{1}{\sqrt{D}} I_o \quad (116)$$

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

$$(P_{RF})_{D_2} = R_{F_2} I_{D_2,rms}^2 = R_{F_2} \frac{1}{D} I_o^2 \quad (117)$$

مقدار متوسط جریان عبوری از دیود D_2 ($I_{D_2,av}$) برابر است با:

$$I_{D_2,av} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} -I_{Cl,on} dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} \left(\frac{I_o}{D}\right) dt = I_o \quad (118)$$

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

$$(P_{VF})_{D_2} = V_{F_2} I_{D_2,av} = V_{F_2} I_o \quad (119)$$

مقدار مؤثر جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 ($I_{C_1,rms}$ و $I_{C_2,rms}$) از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$I_{C_1,rms} = I_{C_2,rms} = \\ \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} \left(\frac{1}{D} I_o\right)^2 dt + \int_{DT}^T \left(\frac{D}{1-D} \times \frac{1}{D} I_o\right)^2 dt \right]} = \\ = \frac{1}{\sqrt{D(1-D)}} I_o \quad (120)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_1 (P_{RC_1}) برابر است با:

$$P_{RC_1} = r_{C_1} I_{C_1,rms}^2 = r_{C_1} \frac{1}{D(1-D)} I_o^2 \quad (121)$$

تلفات مقاومت سری معادل خازن C_2 (P_{RC_2}) برابر است

$$= \frac{ESR_{C_o} I_o}{D} \quad (134)$$

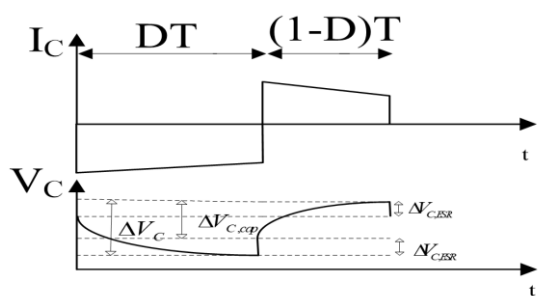
در رابطه فوق ESR_{C_o} به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_{C_o} = \frac{\tan \delta_{C_o}}{2\pi f} \quad (135)$$

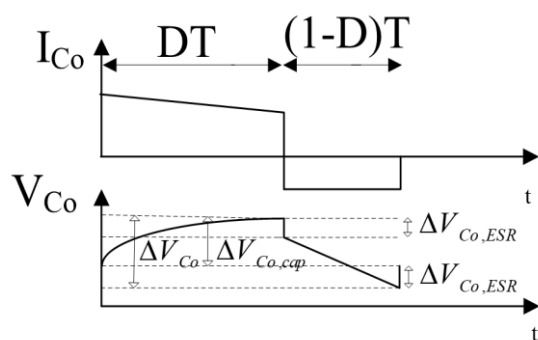
در رابطه فوق $\tan \delta_{C_o}$ ضریب تلفات خازن C_o می‌باشد.
 $\Delta V_{C_o, cap}$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C_o, cap} = \frac{I_{C_o, on} DT}{C} = \frac{(1-D)TV_o}{RC} \quad (136)$$

مقایسه بین مبدل پیشنهادی و مبدل مراجع [۳۴]-[۳۱] در جدول ۱ نشان داده شده است. مبدل‌های پیشنهادی تنش ولتاژ پائین و بهره ولتاژ بالاتر و تعداد المان‌های کم‌تری نسبت به مبدل‌های دیگر دارند.



شکل ۱۴: شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2



شکل ۱۵- شکل موج‌های جریان و ولتاژ خازن C_o

در مبدل مرجع [۳۳]، M به صورت زیر به دست می‌آید:

$$M = \frac{A+B + \sqrt{(1-4B)A^2 + 6AB + B^2}}{2B(1-A)} \quad (137)$$

در رابطه فوق A و B به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$A = 1 - \cos \frac{2\pi D}{f} \quad (138)$$

$$B = \frac{2w_r L_r \pi}{R_o f} \quad (139)$$

C_1 و C_2 برابر می‌باشد و در نتیجه اندازه ریپل خازن‌های C_1 و C_2 برابر می‌باشد. طبق شکل (۱۴) 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 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:

$$\Delta V_C = \Delta V_{C, ESR} + \Delta V_{C, cap} \quad (129)$$

از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\begin{aligned} \Delta V_{C, ESR} &= ESR_C \Delta I_C \approx ESR_C (I_{C, off} - I_{C, on}) \\ &= \frac{ESR_C I_o}{D(1-D)} \end{aligned} \quad (130)$$

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 می‌باشد.
 در رابطه فوق ESR_C به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$ESR_C = \frac{\tan \delta_C}{2\pi f} \quad (131)$$

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

$\Delta V_{C, cap}$ به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C, cap} = \frac{I_{C, off} (1-D)T}{C} = \frac{TV_o}{RC} \quad (132)$$

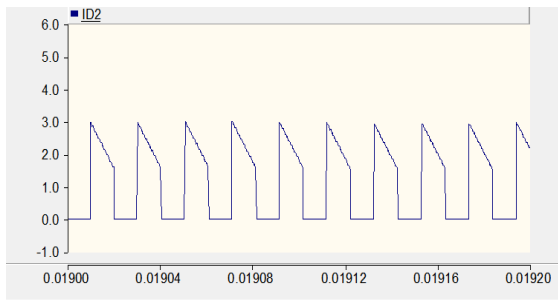
مطابق شکل (۱۵)، اندازه ریپل ولتاژ خازن C_o با ΔV_{C_o} نشان داده شده است. $\Delta V_{C_o, ESR}$ برابر اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_o که از جریان عبوری از مقاومت معادل سری خازن‌های C_o ایجاد شده است. $\Delta V_{C_o, cap}$ اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_o که بر اساس شارژ و دشارژ خازن ایجاد شده است. اندازه ریپل ولتاژ خازن‌های C_o از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C_o} = \Delta V_{C_o, ESR} + \Delta V_{C_o, cap} \quad (133)$$

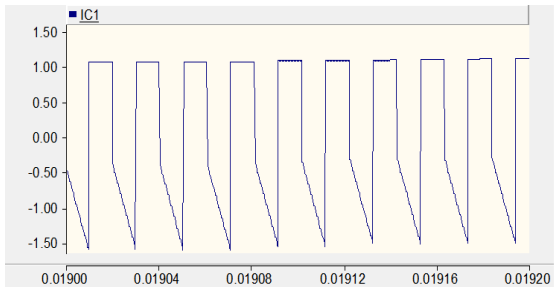
از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\Delta V_{C_o, ESR} = ESR_{C_o} \Delta I_{C_o} \approx ESR_{C_o} (I_{C_o, on} - I_{C_o, off})$$

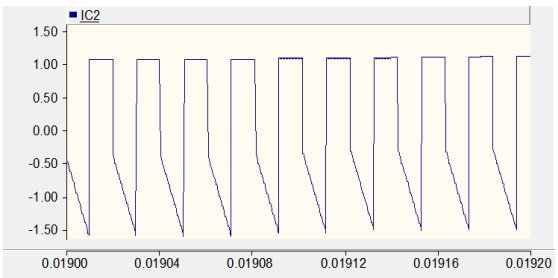
در رابطه فوق، w_r فرکانس زاویه ای و f نسبت فرکانس کلیدزنی به فرکانس رزونانسی است.



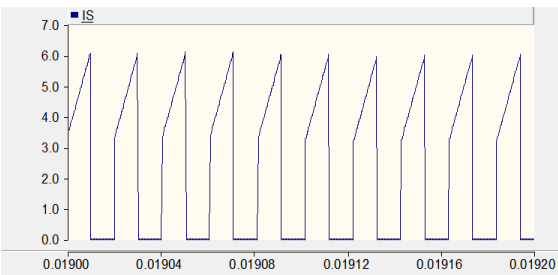
(و)



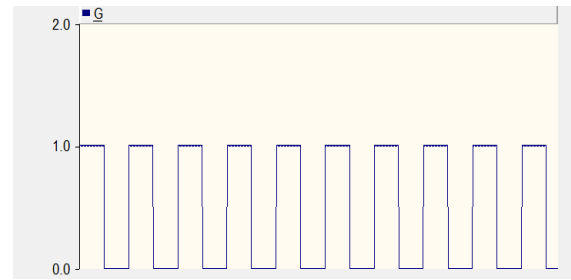
(ز)



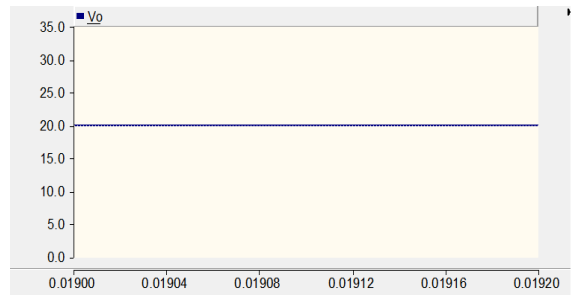
(ح)



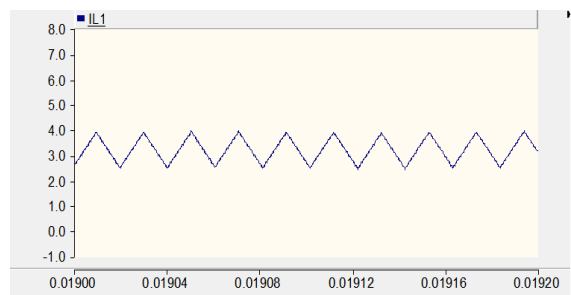
(ط)



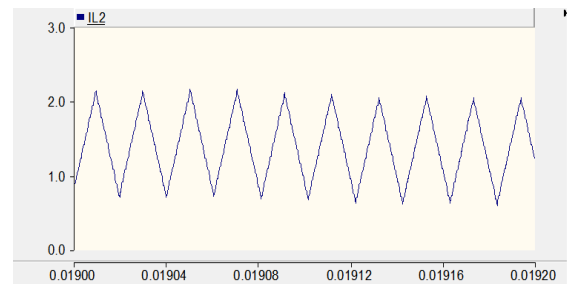
(الف)



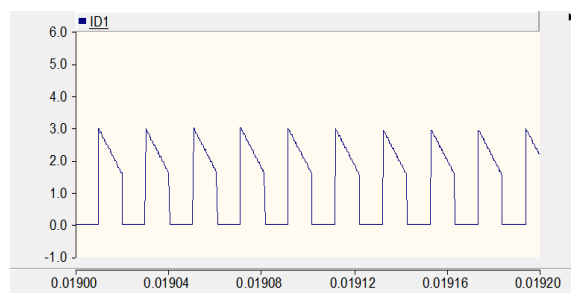
(ب)



(ج)



(د)



(ه)

شکل ۱۶: نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی کاهشده-افزاینده

۴- نتایج شبیه سازی

برای بررسی صحت عملکرد مبدل پیشنهادی، نتایج شبیه سازی در محیط نرم افزار PSCAD ارائه شده است. مقادیر پارامترهای مبدل های پیشنهادی در جدول ۲ نشان داده شده است. شکل موج پالس اعمال شده به کلیدهای مبدل های پیشنهادی در شکل (۱۶-الف) نشان داده شده است. شکل موج ولتاژ خروجی V_o در شکل (۱۶-ب) نشان داده شده است. با توجه به جدول ۲ و رابطه (۱۲) بهره ولتاژ

مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده دو می‌باشد و سطح ولتاژ خروجی برابر ۲۰ ولت است. جریان‌های عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کند.

جدول ۱: مقایسه بین مبدل‌های dc-dc

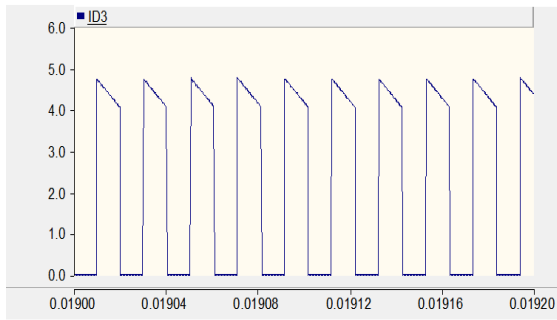
	مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده	مبدل پیشنهادی افزایشنده	مبدل مرجع [۳۴]	مبدل مرجع [۳۳]	مبدل مرجع [۳۲]	مبدل مرجع [۳۱]
تعداد کلیدها	۱	۱	۱	۶	۵	۱
تعداد دیودها	۲	۳	۲	۰	۵	۲
تعداد خازن‌ها	۳	۳	۴	۴	۲	۳
تعداد سلف‌ها	۲	۱	۳	۲	۲	۲
تعداد کل المان‌ها	۸	۸	۱۰	۱۲	۱۴	۸
بیشترین مقدار تنش ولتاژ کلید	$\frac{V_o + 2V_i}{2V_i}$	$\frac{V_o}{2V_i}$	$\frac{V_o + 2V_i}{2V_i}$	4nM	$\frac{RD}{2nf_s L_2}$	$\frac{V_o + 2V_i}{2V_i}$
بهره ولتاژ	$\frac{2D}{1-D}$	$\frac{2}{1-D}$	$\frac{2D}{1-D}$	4nM	$\frac{RD}{2nf_s L_2}$	$\frac{2D}{1-D}$
$\frac{V_{Diode(Max)}}{V_o}$	$\frac{1}{2D}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2D}$	-	1	$\frac{1}{2D}$
جریان خروجی	پیوسته	ناپیوسته	پیوسته	ناپیوسته	ناپیوسته	ناپیوسته
متوسط جریان دیود	I_o	I_o	I_o	-	$\frac{V_i RD^2 (1-D)}{4n^2 f_s^2 L_2^2}$	I_o

جدول ۲: مقادیر پارامترهای مبدل‌های پیشنهادی

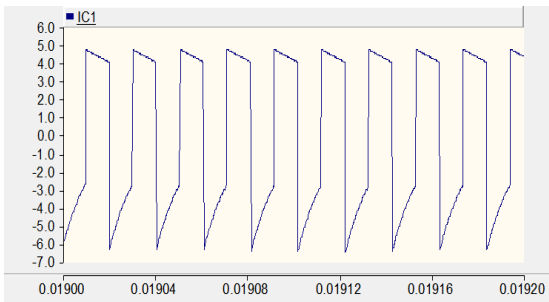
مقدار	متغیر
۵۰ کیلوهرتز	فرکانس کلیدزنی
۱۰ ولت	منبع ورودی
۵۰ درصد	چرخه کاری
۰/۰۲ اهم	مقاومت هدایتی کلید
۴۷۰ میکرو فاراد	خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3
۱۸ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3
۸۶۵ میکرو فاراد	خازن خروجی C_o
۱۳ میلی اهم	مقاومت سری معادل خازن C_o
۹۰ میکرو هانری	سلف‌های L_1 ، L_2
۴۶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

نشان داده شده است. در شکل‌های (۱۶-ز) و (۱۶-ح) جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده نشان داده شده است. با توجه به رابطه (۱۳) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری اول ۱/۱- می‌باشد. مقدار

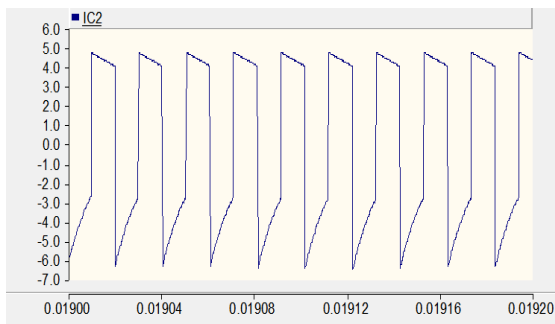
با توجه به رابطه (۱۶) مقدار متوسط جریان عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 به ترتیب برابر ۳/۳ و ۱/۱ آمپر می‌باشد که این مقادیر تأییدکننده نتایج شبیه‌سازی می‌باشد. در شکل‌های (۱۶-و) و (۱۶-و) شکل موج جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_2 مبدل پیشنهادی کاهنده - افزایشنده



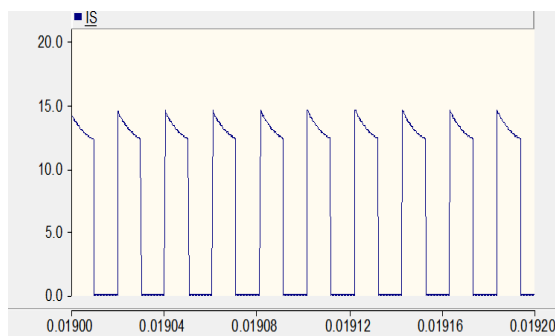
(ه)



(و)



(ز)

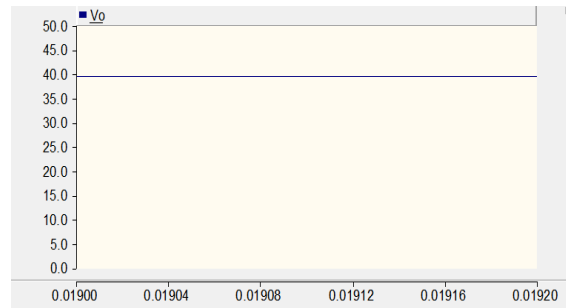


(ح)

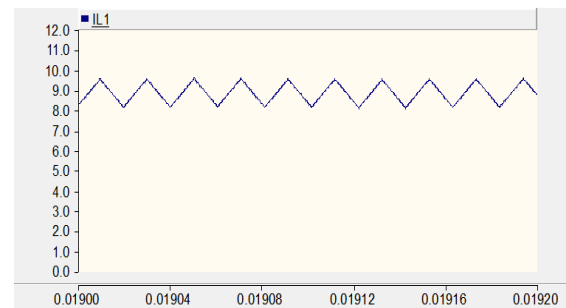
شکل ۱۷: نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی افزایشنده

با توجه به رابطه (۱۶) مقدار متوسط جریان عبوری از سلف‌های L_1 و L_2 به ترتیب برابر $3/3$ و $1/1$ آمپر می‌باشد که این مقادیر تأییدکننده نتایج شبیه‌سازی می‌باشد. در شکل‌های (ه-۱۶) و (و-۱۶) شکل موج جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_2 مبدل پیشنهادی کاهشنده - افزایشنده

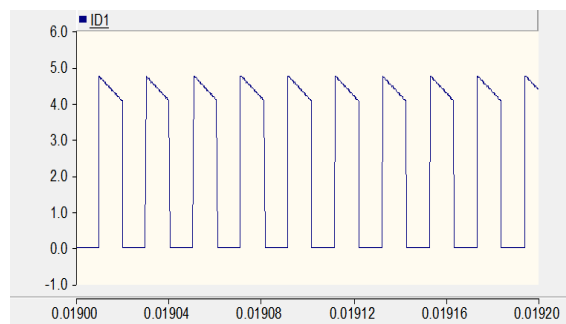
متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری دوم $1/1$ آمپر می‌باشد که این مقادیر تأییدکننده نتایج شبیه‌سازی هستند. شکل (ط-۱۶) جریان عبوری از کلید را نشان می‌دهد. با توجه به رابطه (۲۰) مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S در زمان روشن بودن کلید برابر $4/4$ آمپر می‌باشد که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد.



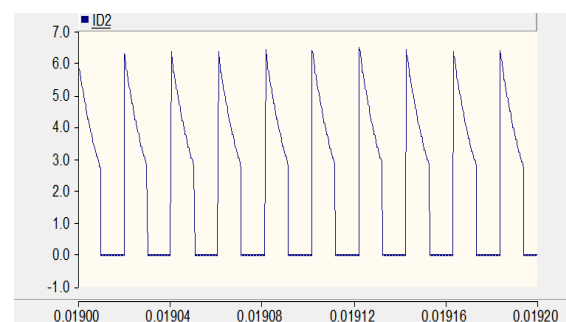
(الف)



(ب)



(ج)



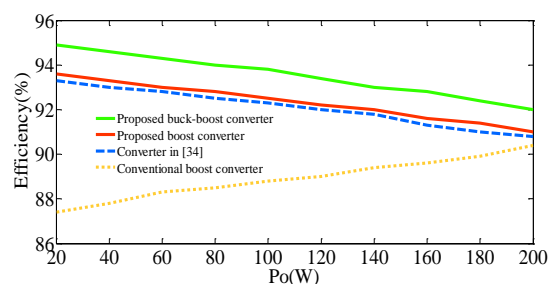
(د)

C_2 در مد کاری دوم ۴/۴ آمپر می‌باشد که این مقادیر تأیید کننده نتایج شبیه‌سازی هستند. شکل (۱۷-ح) جریان عبوری از کلید S را نشان می‌دهد. با توجه به رابطه (۸۵) مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S در زمان روشن بودن کلید برابر ۱۳/۲ آمپر می‌باشد که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی و مبدل سایر مراجع در شکل (۱۸) نشان داده شده است. با توجه به شکل (۱۸) راندمان مبدل‌های پیشنهادی از مبدل‌های دیگر بیشتر است.

۵- نتیجه‌گیری

مبدل‌های dc-dc با ضریب بهره بالا به صورت گسترده در سیستم‌های خورشیدی و پیل سوختی به کار می‌روند. بهره ولتاژ مبدل افزایش‌دهنده مرسوم به دلیل بازده پائین و تنش ولتاژ بالا در دو سر دیود و کلید محدود می‌شود و به همین دلیل باید از مبدل‌های dc-dc با ضریب بهره بالا استفاده شود. در این مقاله به بررسی و مقایسه مبدل‌های جدید بدون ترانسفورماتور با ضریب بهره بالا پرداخته شده است. ضریب بهره مبدل‌های پیشنهادی بالاتر از مبدل‌های افزایش‌دهنده و کاهش‌دهنده - افزایش‌دهنده مرسوم می‌باشد و در ناحیه وسیع‌تری در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کنند. به علت استفاده از یک کلید در مبدل‌های پیشنهادی کنترل مبدل‌ها ساده بوده و تنش ولتاژ دو سر کلید پائینی در مبدل‌های پیشنهادی ایجاد می‌شود که موجب کاهش تلفات هدایتی و افزایش بازده می‌شود. در این مقاله به بررسی و مقایسه مبدل‌های پیشنهادی در دو رژیم هدایت پیوسته و ناپیوسته، محاسبه بازده، جریان‌های عبوری از عناصر و محاسبه اندازه رپیل ولتاژ خازن‌ها پرداخته شده است. در پایان برای نشان دادن صحت محاسبات و عملکرد صحیح مبدل نتایج شبیه‌سازی در محیط نرم‌افزار PSCAD آورده شده است.

نشان داده شده است. در شکل‌های (۱۶-ز) و (۱۶-ح) جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 مبدل پیشنهادی کاهش یافته - افزایش‌دهنده نشان داده شده است. با توجه به رابطه (۱۳) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری اول ۱/۱- می‌باشد. مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری دوم ۱/۱ آمپر می‌باشد که این مقادیر تأیید کننده نتایج شبیه‌سازی هستند. شکل (۱۶-ط) جریان عبوری از کلید را نشان می‌دهد. با توجه به رابطه (۲۰) مقدار متوسط جریان عبوری از کلید S در زمان روشن بودن کلید برابر ۴/۴ آمپر می‌باشد که با نتایج حاصل از شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد.



شکل ۱۸: راندمان اندازه‌گیری شده مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌ها

برای مبدل پیشنهادی افزایش‌دهنده شکل موج ولتاژ خروجی V_o در شکل (۱۷-الف) نشان داده شده است. با توجه به جدول ۲ و رابطه (۷۹) بهره ولتاژ چهار می‌باشد و سطح ولتاژ خروجی برابر ۴۰ ولت می‌باشد. جریان عبوری از سلف L_1 در شکل (۱۷-ب) نشان داده شده است. با توجه به شکل موج سلف L_1 مبدل در رژیم هدایت پیوسته کار می‌کند و با توجه به رابطه (۸۴) مقدار متوسط جریان عبوری از سلف L_1 برابر ۸/۸ آمپر می‌باشد که تأییدکننده نتایج شبیه‌سازی می‌باشد. در شکل‌های (۱۷-ج)، (۱۷-د) و (۱۷-ه) شکل موج جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_2 و D_3 نشان داده شده است. با توجه به روابط (۸۷) تا (۸۹) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از دیودهای D_1 و D_2 و D_3 برابر ۴/۴ آمپر می‌باشد که با نتایج شبیه‌سازی همخوانی خوبی دارد. در شکل‌های (۱۷-و) و (۱۷-ز) جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 نشان داده شده است. با توجه به رابطه (۸۳) مقدار متوسط جریان‌های عبوری از خازن‌های C_1 و C_2 در مد کاری اول ۴/۴- آمپر می‌باشد. مقدار متوسط جریان عبوری از خازن‌های C_1

۶- مراجع

- [1] Y.-C. Wong, O.-C. Mak, and A. Ioinovici, "Development of boost converter based on switched-capacitor circuits", IEEE Region 10 International Conference on Computers, Communications and Automation, IEEE TENCON., Beijing, China, Vol. 5, 1993, pp. 522–525.
- [2] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Transformerless DC–DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio", 2003 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Bangkok, Thailand, 2003, pp. III435–III438.
- [3] R.J. Wai and R.Y. Duan, "High-efficiency DC/DC converter with high voltage gain", IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 152, No. 4, Jul. 2005, pp.793–802
- [4] N.P. Papanikolaou and E.C. Tatakis, "Active voltage clamp in flyback converters operating in CCM mode under wide load variation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 3, Jun 2004, pp. 632–640.
- [5] J.M. Kwon, B.H. Kwon, "High Step-Up Active-Clamp Converter with Input-Current Doubler and Output-Voltage Doubler for Fuel Cell Power Systems", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 24, No. 1, Jan 2009, pp. 108–115.
- [6] K.C. Tseng, J.T. Lin, and C.A. Cheng, "An Integrated Derived Boost-Flyback Converter for fuel cell hybrid electric vehicles", 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2013, pp. 283–287.
- [7] S.M. Chen, C.Y. Wang, and T.J. Liang, "A novel sinusoidal boost-flyback CCM/DCM DC-DC converter", 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition–APEC 2014, pp. 3512–3516.
- [8] J. Graw, and H. Zimmermann, "Charging multiple batteries using the boost-flyback converter", 2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON), 2012, pp. 963–967.
- [9] F. Yang, X.B. Ruan, Y. Yang, and Z.H. Ye, "Interleaved Critical Current Mode Boost PFC Converter with Coupled Inductor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 9, Sep. 2011, pp. 2404–2413.
- [10] B.R. Lin and J.J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio", IET Power Electronics, Vol. 1, No. 3, Sep. 2008, pp. 386–394.
- [11] L.S. Yang, T.J. Liang, and J.F. Chen, "Transformerless DC–DC Converters with High Step-Up Voltage Gain", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 8, Aug. 2009, pp. 3144–3152.
- [12] K-Ch. Tseng, Ch-Ch. Huang, "High step-up high-efficiency interleaved converter with voltage multiplier module for renewable energy system", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 32, 2014, pp. 1311–1319.
- [13] W. Li, X. Xiang, Ch. Li, W. Li, X. He, "Interleaved high step-up ZVT converter with built-in transformer voltage doubler cell for distributed PV generation system", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 1, 2013, pp. 300–313.
- [14] A.A. Fardoun, E.H. Ismail, "Ultra step-up DC-DC converter with reduced switch stress", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46, No. 5, 2010, pp. 2025–2034.
- [15] S.M. Chen, T.J. Liang, L.S. Yang, and J.F. Chen, "A cascaded high step-up DC–DC converter with single switch for microsource applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 4, Apr 2011, pp. 1146–1153.
- [16] R.J. Wai, C.Y. Lin, R.Y. Duan, and Y.R. Chang, "High-efficiency power conversion system for kilowatt-level stand-alone generation unit with low input voltage", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, Oct 2008, pp. 3702–3714.
- [17] S.V. Araujo, R.P. Torrico-Bascope, and G.V. Torrico-Bascope, "Highly efficient high step-up converter for fuel-cell power processing based on three-state commutation cell", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 6, Jun 2010, pp. 1987–1997.
- [18] S.C. Tan, M. Nur, S. Kiratipongvoot, S. Bronstein, Y.M. Lai, C.K. Tse, and A. Ioinovici, "Switched-capacitor converter configuration with low EMI emission obtained by interleaving and its large-signal modeling", 2009 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), May 2009, pp. 1081–1084.
- [19] P.H. Tseng, J.F. Chen, and Y.P. Hsieh, "A novel active clamp high step-up DC-DC converter with coupled-inductor for fuel cell system", 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2013, pp. 326–331.
- [20] Y.H. Hu, W.D. Xiao, W.H. Li, and X.N. He, "Three-phase interleaved high-step-up converter with coupled-inductor-based voltage quadrupler", IET Power Electronics, Vol. 7, No. 7, Jul. 2014, pp. 1841–1849.
- [21] Y. Zhao, W.H. Li, and X.N. He, "Single-Phase Improved Active Clamp Coupled-Inductor-Based Converter with Extended Voltage Doubler Cell", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 6, Jun. 2012, pp. 2869–2878.

- [22] F. Yang, X.B. Ruan, Y. Yang, and Z.H. Ye, "Interleaved Critical Current Mode Boost PFC Converter with Coupled Inductor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 9, Sep. 2011, pp. 2404–2413.
- [23] B.R. Lin and J.J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio", IET Power Electronics, Vol. 1, No. 3, Sep. 2008, pp. 386–394.
- [24] L.S. Yang, T.J. Liang, and J.F. Chen, "Transformerless DC–DC Converters with High Step-Up Voltage Gain", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 8, Aug. 2009, pp. 3144–3152.
- [25] A. Tahavorgar and J.E. Quaiocoe, "A Dual Series-Resonant DC–DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 5, May. 2017, pp. 3708–3718.
- [26] S.W. Lee and H.L. Do, "Zero-Ripple Input-Current High-Step-Up Boost–SEPIC DC–DC Converter with Reduced Switch-Voltage Stress", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 8, Aug. 2017, pp. 6170–6177.
- [27] M. Zhang, Y. Xing, H. Wu, H. Hu and X. Ma, "A dual coupled inductors-based high step-up/step-down bidirectional dc-dc converter for energy storage system", 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017, pp. 2958–2963.
- [28] O. Kirshenboim and M.M. Peretz, "High-Efficiency Nonisolated Converter with Very High Step-Down Conversion Ratio", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 5, May. 2017, pp. 3683–3690.
- [29] B.P. Baddipadiga and M. Ferdowsi, "A High-Voltage-Gain DC–DC Converter Based on Modified Dickson Charge Pump Voltage Multiplier", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 10, Oct. 2017, pp. 7707–7715.
- [۳۰] م. سلیمی و م. پرنادم، "مبدل dc-dc افزایشده جدید مبتنی بر کلیدزنی سلفی / خازنی با بهره ولتاژ بسیار بالا"، مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۷، شماره ۱، بهار ۱۳۹۶، صفحه ۱۰۷-۱۲۱.
- [31] M.R. Banaei, H.A.F. Bonab, "A nonisolated transformerless high voltage gain buck boost dc-dc converter", Modares Journal of Electrical Engineering, Vol. 15, No. 3, 2015, pp. 9–19.
- [32] J. Lu, Y. Wang and X. Li, "Isolated high step-up DC–DC converter with integrated cascade structure", IET Power Electronics, Vol. 11, No. 7, Jun. 2018, pp. 1143–1152.
- [33] H. Seok, B. Han, B.H. Kwon and M. Kim, "High Step-Up Resonant DC–DC Converter with Ripple-Free Input Current for Renewable Energy Systems", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 11, Nov. 2018, pp. 8543–8552.
- [34] A. Ajami, H. Ardi and A. Farakhor, "Design, analysis and implementation of a buck–boost DC/DC converter", IET Power Electronics, Vol. 7, No. 12, Dec. 2014, pp. 2902–2913.