

طراحی یک ساختار جدید در مبدل‌های DC-DC با بهره‌ولتاژ بالا جهت استفاده در خودروهای برقی

احسان اکبری^۱

^۱ دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه علوم و فنون مازندران، بابل، ایران. akbari.ieee@gmail.com

چکیده

در خودروهای پیل‌سوختی، معمولاً ولتاژ خروجی منبع پیل‌سوختی بسیار کمتر از ولتاژ مورد نیاز باس DC بوده و با افزایش جریان خروجی، میزان این ولتاژ خروجی به طور قابل توجهی کاهش می‌یابد. به منظور تطبیق ولتاژ خروجی منبع پیل‌سوختی با ولتاژ باس DC، یک مبدل تقویت‌کننده جدید DC-DC با دامنه محدوده ولتاژ ورودی گسترده و بهره ولتاژ بالا ارائه شده است تا به عنوان رابط توان مورد نیاز، تنش ولتاژ را در سراسر وسایل الکتریکی کاهش داده و با بازدهی تبدیل قابل قبولی عمل کند. نمونه اولیه‌ای با توان ۳۰۰ وات طراحی و اجرا شده است که در نتیجه آن، حداکثر بازده مبدل پیشنهادی ۹۵ درصد در ۳۰۰ وات اندازه‌گیری شد. نتایج تجربی به منظور تایید اثربخشی مبدل پیشنهادی ارائه شده است.

واژه‌های کلیدی: بهره ولتاژ بالا، خازن سوئیچی، خودروهای پیل‌سوختی، مبدل تقویت‌کننده DC-DC، محدوده ولتاژ ورودی گسترده.

۱. مقدمه

به دنبال کمیاب شدن منابع تجدیدناپذیری همچون نفت، گاز و زغال سنگ، تحقیقات بیشتری نیز بر مسئله مصرف بالای انرژی و وابستگی جامعه به سوخت‌های فسیلی منعطف می‌شود [۱]-[۳]. علاوه بر این، تعداد خودروها در بیشتر کشورها همچنان در حال افزایش بوده و این مسئله سبب افزایش قابل توجه آلودگی هوا شده است. در حال حاضر این امکان وجود دارد که وسایل نقلیه‌ی مجهز به منابع پیل سوختی به کاهش وابستگی صنعت حمل و نقل به نفت و کاهش انتشار آلاینده‌ها کمک کنند [۴]. پیل‌های سوختی قادرند از هیدروژن یا گاز طبیعی برای دستیابی به چگالی انرژی بالا بهره برده و به طور بالقوه الکتریسیته «پاک» با راندمان بالا تولید کنند. با این حال، برخلاف باتری‌هایی که دارای ولتاژ خروجی نسبتاً ثابتی هستند، ولتاژ خروجی پیل‌های سوختی با افزایش جریان خروجی به طور قابل توجهی کاهش می‌یابد [۵]-[۷]. از این رو، حضور یک مبدل DC-DC افزایشدهنده با محدوده ولتاژ ورودی گسترده به منظور اتصال بین منبع سلول سوختی ولتاژ پایین و باس DC ولتاژ بالا اینورتر درایو موتور ضروری به نظر می‌رسد. مبدل تقویت‌کننده DC-DC معمولی یکی از رایج‌ترین توپولوژی‌های مورد استفاده برای افزایش ولتاژ می‌باشد. بطور نظری، با نزدیک شدن چرخه کار به یکپارچگی، مبدل تقویت‌کننده معمولی قادر است به بهره ولتاژ بالا دست یابد [۸]. با این حال، به دلیل وجود عناصر پراکنده (القایی نشتی، ظرفیت خازنی) و چرخه کار بالای موردنیاز، اعمال بهره ولتاژ بالا (به عنوان مثال بیش از ۰/۶) دشوار است. علاوه بر این، نیمه‌رساناهای قدرت دارای ضعف تنش ولتاژ بالا - ولتاژ باس DC - می‌باشند.

محققان به منظور دستیابی به مبدل تقویت‌کننده DC-DC با بهره ولتاژ بالا و تنش ولتاژ پایین، توپولوژی‌های مختلفی را ارائه داده‌اند [۹]. این مبدل‌ها را می‌توان به دو نوع مبدل ایزوله و مبدل غیرایزوله تقسیم کرد. مبدل‌های ایزوله به طور گسترده در بسیاری از موارد مورد استفاده قرار می‌گیرند و بطور نظری، می‌توان با افزایش نسبت تبدیل ترانسفورماتور مورد استفاده، به افزایش ولتاژ بالا دلخواه دست یافت [۱۰]. با این حال، موقعیت‌های زیادی وجود دارد که طی آن ایزولاسیون الکتریکی غیرضروری بوده و مدار اسنابر موردنیاز در یک توپولوژی ایزوله، موجب افزایش میزان پیچیدگی طراحی مبدل خواهد شد [۱۱]-[۱۲]. هزینه و تلفات مغناطیسی مبدل‌های غیرایزوله در مقایسه با مبدل‌های ایزوله، کمتر است. برای مثال می‌توان با اضافه کردن یک سلف جفت‌شده به توپولوژی نام برده، به بهره ولتاژ بالا دست یافت [۱۳]، و مبدل نیز در این میان تنش ولتاژ دستگاه را پایین نگه می‌دارد. برای انجام این کار به تعداد زیادی سلف نیاز است که خود منجر به افزایش حجم و هزینه بیشتر و کاهش بازدهی می‌گردد [۱۴]. مبدل‌های مبتنی بر سلف غیرجفت‌شده نیز می‌توانند برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا و در نتیجه کاهش تعداد المان‌های مغناطیسی بکار روند. مبدل تقویت‌کننده درجه دوم DC-DC معمولی در قسمت [۱۵] نیز قادر به دستیابی به بهره ولتاژ بالاست، اما تنش ولتاژ در سراسر نیمه‌رساناهای توان جانبی بالا به اندازه ولتاژ خروجی است. برای حل این مسئله، پیکربندی‌های خازن سوئیچی (SC) ارائه شده در مراجع [۱۶] و [۱۷] قادر به دستیابی به بهره ولتاژ بالا هستند، اما نمی‌توانند به تنظیم ولتاژ انعطاف‌پذیری برسند؛ مگر اینکه با مبدل‌های DC-DC دیگری ادغام شوند [۱۸]. توپولوژی تحت عنوان "شبکه فعال مبتنی بر خازن سوئیچی" (SC-ANC) در مرجع [۱۹] ارائه شده است که از طریق آن تنش ولتاژ در سراسر نیمه‌رساناهای قدرت را می‌توان به نصف کاهش داده و ولتاژ خازن‌های خروجی نیز قادر خواهند بود تا به طور طبیعی خود را متعادل کنند. با این حال، این امکان وجود دارد که کلیدها شاهد اسپایک ولتاژ بالا در نتیجه ظریب خودالقایی (اندوکتانس) نشتی مدار باشند. مدار خازن سوئیچی در مرجع [۲۰] مورد مطالعه قرار گرفته است: ترکیب این مدار با سایر مبدل‌های DC-DC، موجب دستیابی به تنظیم ولتاژ انعطاف‌پذیر می‌گردد، با این حال، اختلاف پتانسیل بین نقاط زمین سمت

منبع ولتاژ ورودی و سمت بار، یک ولتاژ PMW با فرکانس بالا است (PMW، مدولاسیون پهنای پالس)؛ زیرا به جای یک ساختار زمین مشترک، یک دیود بین نقاط زمین سمت منبع ولتاژ ورودی و سمت بار قرار داده شده است. در نتیجه، ممکن است مسائل مرتبط با فیلترهای دیفرانسیلی du/dt مطرح شود و همین موضوع موجب محدودیت کاربردهای آن خواهد شد [۲۱]-[۲۲].

مبدل تقویت کننده DC-DC منبع Z دارای پتانسیل بهره ولتاژ بالا است. یک مبدل DC-DC منبع Z دارای یک خازن سوئیچی آبخاری در قسمت [۲۳] ارائه شده است. این توپولوژی قادر به بهبود بهره ولتاژ مبدل تقویت کننده DC-DC منبع Z با استفاده از تابع چندگانه ولتاژ خازن سوئیچی می باشد. با این حال، معایب مبدل، همانند جریان ورودی ناپیوسته نامطلوب و نقاط زمین مختلف بین سمت منبع ولتاژ ورودی و سمت بار، آشکارند. علاوه بر این، نیمه رساناهای قدرت با نزدیک شدن چرخه کار به صفر، شاهد تنش ولتاژ بالایی خواهند بود. به همین ترتیب همانطور که در قسمت های [۲۴] و [۲۵] ارائه شده است، به منظور دستیابی به بهره ولتاژ بالا می توان از تکنیک های سلف سوئیچی (SL) نیز در مبدل های DC-DC استفاده کرد، اما اغلب به علت نیاز به تعداد زیادی سلف در اینگونه مدارها، حجم و هزینه این مبدل ها افزایش می یابد.

برای پرداختن به این مسائل، یک مبدل DC-DC با ضریب افزایشنده بالا و غیرایزوله جدید در این مقاله ارائه شده است که دارای ویژگی های زیر می باشد:

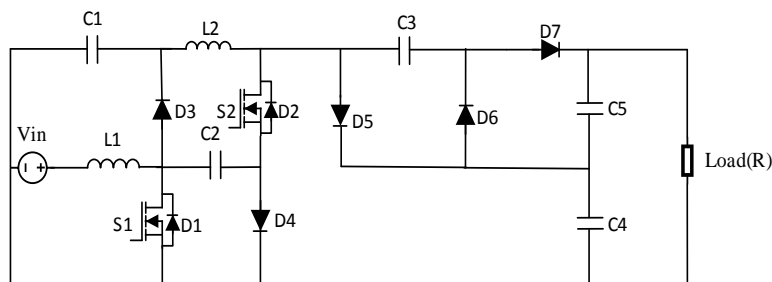
- ۱) تنش ولتاژ را در سراسر المان های مبدل کاهش داده و دارای نقطه زمین مشترک بین دو طرف ورودی و خروجی ولتاژ می باشد.
- ۲) دو کلید به طور همزمان روشن و خاموش می شوند. در نتیجه، کنترل مبدل ساده بوده و می توان در حالت روشن از کلیدهای برق با مقاومت کم استفاده کرد.
- ۳) سیستم با بهره ولتاژ بالا و دامنه ولتاژ ورودی گسترده عمل می کند و طی چرخه کار دچار تغییرات شدید در مقادیر ولتاژ نخواهد شد.

این مقاله به شرح زیر تنظیم شده است: در بخش دوم، پیکربندی و اصول اجرایی مبدل پیشنهادی ارائه شده است. بهره ولتاژ در بخش سوم تجزیه و تحلیل شده و در بخش چهارم تنش های ولتاژ و جریان محاسبه می شود. طراحی مولفه ها در بخش پنجم ارائه شده است و در بخش ششم، به منظور تایید ویژگی های مبدل پیشنهادی، نتایج تجربی و تجزیه و تحلیل ارائه شده است.

۲. اصول اجرایی مبدل پیشنهادی

۱.۲. پیکربندی مبدل پیشنهادی

مبدل تقویت کننده بهره ولتاژ بالا DC-DC در شکل (۱) نشان داده شده است. این مبدل شامل دو کلید برق فعال (S_1 و S_2)، پنج دیود قدرت (D_1 - D_5)، دو سلف (L_1 و L_2) و پنج خازن (C_1 - C_5) است. منبع پیل سوختی V_{in} و سلف L_1 به صورت سری به یکدیگر متصل شده اند تا خازن های C_1 و C_2 را به صورت موازی شارژ کنند. سلف L_2 نیز یکی دیگر از اجزای ذخیره انرژی است که برای تحقق بهره ولتاژ بالا بکار می رود. چند برابر کننده ولتاژ نردبانی (خازن های C_3 - C_5 و دیودهای D_5 - D_7) قادر به بهبود هرچه بیشتر بهره ولتاژ بوده و تنش ولتاژ در سراسر نیمه رساناهای قدرت را در سمت ولتاژ بالا، کاهش دهد. ضمناً دیودهای D_1 و D_2 بیانگر بادی دیود سوئیچ ها هستند.



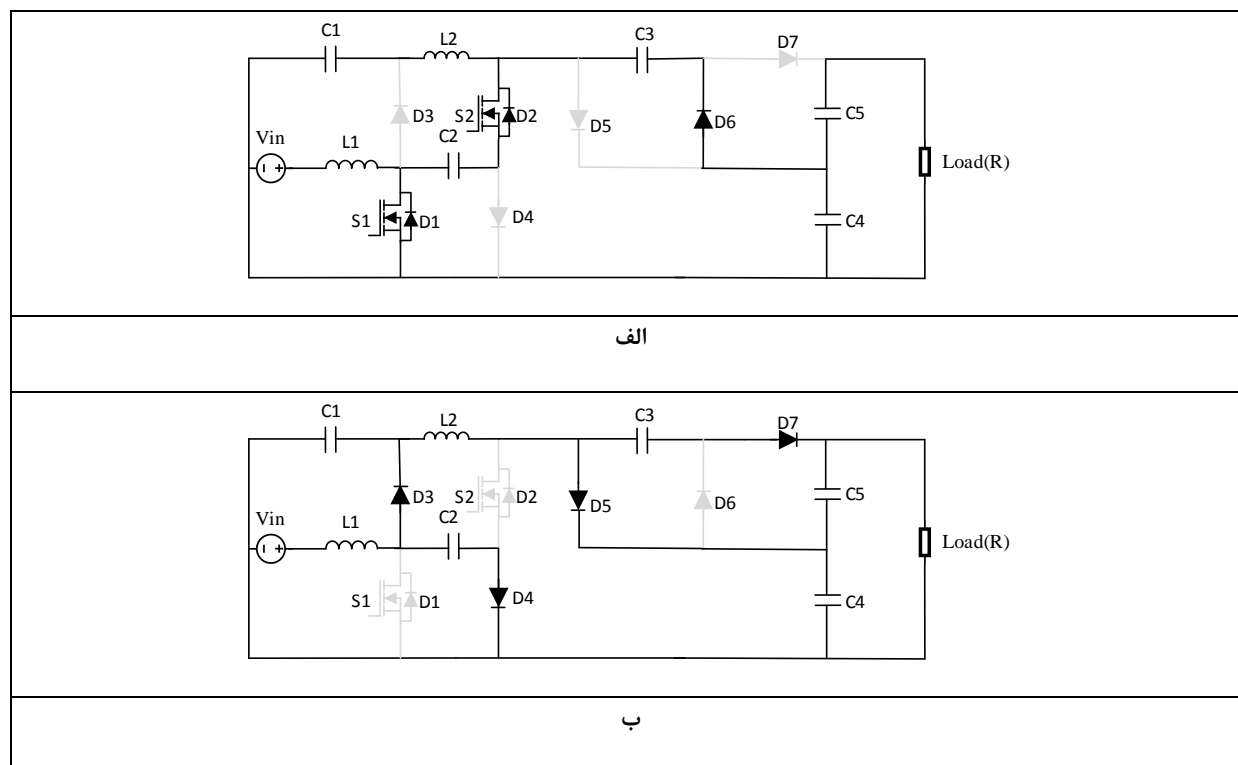
شکل ۱- توپولوژی مبدل پیشنهادی.

۲.۲. اصول اجرایی مبدل پیشنهادی

سیگنال‌های گیت دو سوئیچ برق (S_1 ، S_2) یکسان هستند. S_1 و S_2 به طور همزمان روشن و خاموش می‌شوند. بنابراین در هر دوره کلیدزنی دو حالت کلیدزنی وجود دارد که در شکل ۲ نشان داده شده است.

حالت کلیدزنی اول: همانطور که در شکل ۲(a) نشان داده شده است، با روشن شدن کلیدهای S_1 و S_2 ، سلف L_1 توسط منبع DC یعنی V_{in} و سلف L_2 توسط خازن‌های C_1 و C_2 به صورت سری شارژ می‌شوند. در همین حال، خازن C_3 توسط خازن‌های C_2 و C_4 به صورت سری شارژ می‌شود.

حالت کلیدزنی دوم: همانطور که در شکل ۲(b) نشان داده شده است، با خاموش شدن کلیدهای S_1 و S_2 ، خازن‌های C_1 و C_2 به طور موازی توسط منبع DC و سلف L_1 شارژ می‌شوند. در همان زمان، خازن C_4 توسط منبع DC، سلف‌های L_1 و L_2 به صورت سری شارژ می‌شود. علاوه بر این، خازن‌های C_4 و C_5 توسط منبع DC، سلف‌های L_1 ، L_2 و خازن C_3 و همچنین از طریق بار R شارژ می‌شوند. ولتاژ خروجی V_o برابر با کل ولتاژ خازن‌های C_4 و C_5 است.



شکل ۲- حالت‌های کلیدزنی مبدل پیشنهادی. (الف) حالت کلیدزنی اول. (ب) حالت کلیدزنی دوم.

۳. تجزیه و تحلیل بهره ولتاژ حالت پایدار

اگر دوره کلیدزنی برای کلیدهای برق برابر T باشد، بنابراین DT برابر دوره حالت روشن است و $(1-D)T$ برابر با دوره حالت خاموش است که در آن، D برابر چرخه کار کلیدهای برق می‌باشد. فرض بر این است که ولتاژ خازن و جریان سلف در هر دوره کلیدزنی ثابت بوده و افت ولتاژ رو به جلو و مقاومت حالت روشن نیمه‌رساناهای قدرت نادیده گرفته می‌شود. معادله (۱) را می‌توان بر اساس اصل تعادل ولت-ثانیه برای سلف‌های L_1 و L_2 به دست آورد:

$$\begin{cases} V_{in} \times DT + (V_{in} - V_{C2}) \times (1-D)T = 0 \\ (V_{C1} + V_{C2}) \times DT + (V_{C2} - V_{C4}) \times (1-D)T = 0 \end{cases} \quad (1)$$

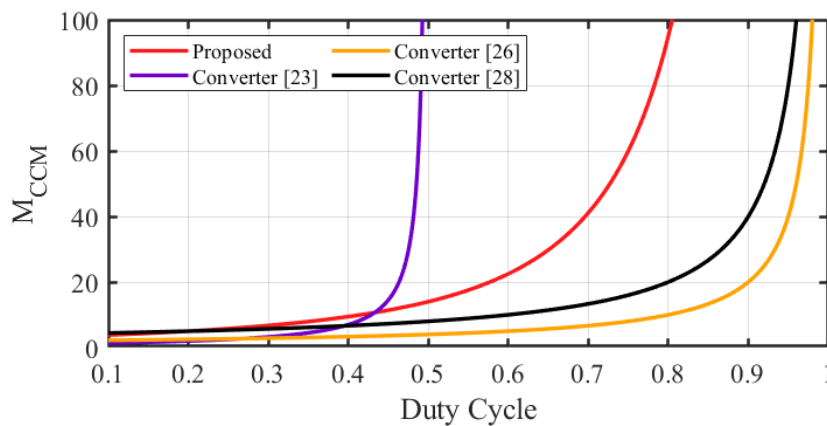
رابطه ولتاژ بین ولتاژهای خروجی و خازن را می‌توان بر حسب دو حالت کلیدزنی که در شکل (۲) نشان داده شده است، بصورت زیر پیدا کرد:

$$\begin{cases} V_{C1} = V_{C2} \\ V_{C3} = V_{C5} = V_{C2} + V_{C4} \\ V_o = V_{C4} + V_{C5} \end{cases} \quad (2)$$

در نتیجه، ولتاژ خروجی V_o را می‌توان با استفاده از معادلات (۱) و (۲) به صورت زیر بدست آورد:

$$V_o = \frac{3+D}{(1-D)^2} V_{in} \quad (3)$$

که در این معادله M برابر با نسبت تبدیل، یعنی بهره ولتاژ است. معادله (۳) نشان می‌دهد که مبدل پیشنهادی بطور نظری می‌تواند منجر به حصول دامنه بهره ولتاژ بالا و وسیعی شود. بهره ولتاژ به عنوان تابعی از چرخه کار برای مبدل پیشنهادی با مبدل‌های [۲۳] و [۲۶]-[۲۸] مقایسه شده که تمامی این موارد در شکل (۴) نشان داده شده است. می‌توان نتیجه گرفت که بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بالاتر از مبدل‌های [۲۶]-[۲۸] است، به خصوص زمانی که $D > 0.2$ برقرار باشد. اگرچه مبدل [۲۳]، دارای منحنی بهره ولتاژ به نسبت بهتری می‌باشد، اما بازده تبدیل پایین و نقطه زمین غیرمشتک این مبدل منجر به افت توان بیشتر و افزایش مسائل مرتبط با فیلترهای دیفرانسیلی du/dt می‌شود که در جدول (۳) تحلیل خواهد شد. با در نظر گرفتن بهره ولتاژ، بازده و زمین مشترک، مبدل پیشنهادی در این مقاله دارای مزایای دامنه بهره ولتاژ بالا و وسیع، بازده تبدیل قابل قبول و زمین مشترک است. با در نظر گرفتن بهره ولتاژ، بازده و نقطه زمین مشترک، مبدل پیشنهادی در این مقاله دارای مزایای دامنه گسترده بهره ولتاژ بالا، بازده تبدیل قابل قبول و نقطه زمین مشترک می‌باشد.



شکل ۴- مقایسه بهره ولتاژ به عنوان تابعی از چرخه کار برای توپولوژی‌های مبدل‌های مختلف.

۴. تجزیه و تحلیل تنش الکتریکی ساختار

۱.۴. تحلیل تنش ولتاژ

با توجه به تجزیه و تحلیل هر یک از حالت‌های اجرایی در شکل (۲) و بهره ولتاژ در معادله (۳)، تنش‌های ولتاژ در کلیدها و دیودها را می‌توان بصورت معادلات (۴) که در ادامه آورده شده است، استنباط کرد.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S1} = \frac{1-D}{3+D} V_o \\ V_{S2} = \frac{1+D}{3+D} V_o \\ V_{D3} = \frac{1-D}{3+D} V_o \\ V_{D4} = \frac{1-D}{3+D} V_o \\ V_{D5} = \frac{2}{3+D} V_o \\ V_{D6} = \frac{2}{3+D} V_o \\ V_{D7} = \frac{2}{3+D} V_o \end{array} \right. \quad (4)$$

بنابراین، تنش‌های ولتاژ روی کلیدهای برق فعال S_1 و S_2 کمتر از نصف ولتاژ خروجی منبع V_o است. برای دیودهای D_3 و D_4 ، تنش‌های ولتاژ کمتر از یک سوم ولتاژ خروجی منبع V_o بوده، در حالی که تنش‌های ولتاژ در سراسر دیودهای D_5 - D_7 کمتر از دو سوم ولتاژ خروجی منبع V_o می‌باشد.

۲.۴. تحلیل تنش جریان

با استفاده از تجزیه و تحلیل جریان در شکل (۲) و قوانین جریان کیرشهف، تنش‌های جریان در المان‌ها را می‌توان طبق معادلات (۴) بدست آورد.

تنش‌های جریان در تمامی قطعات مرتبط با چرخه کاری D (معمولاً بین ۰.۲ و ۰.۴) است. بنابراین می‌توان از آن به عنوان مرجع در قسمت طراحی پارامترهای ساختار استفاده کرد. همچنین توجه داشته باشید که تنش‌های جریان در سراسر S_1 - D_7 دارای مقادیر متوسطی هستند.

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{S1} = \frac{1+3D-D^2-D^3}{D(1-D)^2} I_o \\ I_{S2} = \frac{1+D}{D(1-D)} I_o \\ I_{D3} = \frac{2}{(1-D)^2} I_o \\ I_{D4} = \frac{1+D}{(1-D)^2} I_o \\ I_{D5} = \frac{1}{1-D} I_o \\ I_{D6} = \frac{1}{D} I_o \\ I_{D7} = \frac{1}{1-D} I_o \end{array} \right. \quad (5)$$

مقایسه مبدل پیشنهادی با دیگر مبدل‌های تقویت‌کننده بهره ولتاژ بالا DC-DC در جدول (۳) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که تنها کمی افزایش در تعداد دیودها، منجر به افزایش دامنه بهره ولتاژ بالا مبدل پیشنهادی می‌گردد. مبدل [۲۳] زمانی به بهره ولتاژ بالا دست می‌یابد که مقدار چرخه کار به ۰.۵ نزدیک می‌شود، اما زمانی که مقدار چرخه کاری d نزدیک به صفر است این مبدل از خود ضعف تنش ولتاژ بالا نشان داده که تقریباً برابر با ولتاژ خروجی است. علاوه بر این، مبدل [۲۳] در مقایسه با دیگر مبدل‌ها دارای بازدهی ضعیفی است. مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل‌های [۲۶] و [۲۷]، برای دستگاه‌هایی که نیاز به ضریب افزایش بالایی دارند، مناسب‌تر است. با در نظر گرفتن انتخاب کلیدهای برق، زمانی که $d \neq 0.5$ برقرار باشد، مبدل [۲۷] حداکثر تنش ولتاژ دستگاه خود را (که بیشتر از نیمی از ولتاژ خروجی است) خواهد داشت، در حالی که حداکثر تنش ولتاژ در کلیدهای برق کمتر از نصف این مقدار است. با توجه به نوع انتخاب دیودها، حداکثر تنش ولتاژ روی دیودها برای مبدل پیشنهادی کمتر از مبدل‌های [۲۶] و [۲۷] است. اگرچه مبدل [۲۸] مزیت تنش ولتاژ پایین‌تر را داراست، اما نقطه زمین مشترکی بین دو طرف ورودی و خروجی نداشته و این امکان وجود دارد که این موضوع منجر به ایجاد مسائل فرعی مرتبط با فیلترهای دیفرانسیلی du/dt شود.

جدول ۳- مقایسه بین مبدل پیشنهادی و دیگر مبدل‌های بهره ولتاژ بالا.

توپولوژی	مبدل [۲۳]	مبدل [۲۶]	مبدل [۲۷]	مبدل [۲۸]	مبدل پیشنهادی
کلید	۱	۱	۲	۲	۲
دیود	۳	۲	۲	۴	۵
سلف	۳	۲	۲	۲	۲
خازن	۵	۳	۲	۴	۵
بهره ولتاژ	$(1+D)/(1-2D)$	$2/(1-D)$	$1/(1-D)^2$	$4/(1-D)$	$(3+D)/(1-D)^2$
تنش ولتاژ در کلیدها	$V_o/(1+D)$	V_o	$(1-D)V_o$	$V_o/4$	$(1+D)V_o/(3+D)$
تنش ولتاژ در دیودها	$V_o/(1+D)$	V_o	V_o	$V_o/2$	$2V_o/(3+D)$
نقطه زمین	ندارد	دارد	دارد	ندارد	دارد
بازدهی	۸۵٪	۹۵٪	۹۳٪	۹۶٪	۹۵٪

۵. طراحی پارامترهای ساختار

۱.۵. طراحی کلیدهای برق و دیودها

طراحی کلیدهای برق و دیودها باید با توجه به سخت‌ترین شرایطی که دستگاه‌های نیمه‌رسانا طی آن عمل می‌کنند صورت بگیرد. با فرض اینکه حداکثر بهره ولتاژ مورد نیاز ۱۰، توان بار ۴۰۰ وات، چرخه کار $D=0.42$ و جریان خروجی یک آمپر باشد. می‌توان از معادلات (۴) و معادلات (۵) استنباط کرد که حداکثر تنش‌های ولتاژ متوسط در سراسر کلیدهای S_1 و S_2 به ترتیب ۷۰ ولت و ۱۶۶ ولت بوده و حداکثر تنش‌های جریان متوسط در کلیدهای S_1 و S_2 به ترتیب ۱۶.۵ آمپر و ۶.۲ آمپر است. به طور مشابه، می‌توان از معادلات (۴) و معادلات (۵) استنتاج کرد که حداکثر تنش ولتاژ متوسط در دیودهای D_3 و D_4 برابر با ۷۰ ولت است که با تنش ولتاژ کلید S_1 نیز برابر می‌باشد. علاوه بر این، حداکثر تنش جریان متوسط در دیودهای D_3 و D_4 برابر با ۵.۸ آمپر بوده و حداکثر تنش‌های ولتاژ و جریان متوسط در دیودهای D_5 - D_7 به ترتیب برابر با ۲۳۴ ولت و ۱.۹ آمپر می‌باشد.

۲.۵. طراحی سلف و خازن

با فرض اینکه حداکثر موج جریان مورد نیاز در سلف‌ها برابر با ΔI_L باشد، زمانی می‌توان اندوکتانس‌ها را محاسبه کرد که L در حالت شارژ قرار داشته باشد، که در معادله (۶) ارائه شده است:

$$L = u_L \frac{dt}{di_L} \quad (6)$$

اندوکتانس‌های سلف‌های L_1 و L_2 را می‌توان به صورت معادله (۷) استخراج کرد:

$$\begin{cases} L_1 = \frac{D \times V_{in}}{\Delta I_{L1} \times f_s} \\ L_2 = \frac{4D \times V_{in}}{(1-D)^2 \times \Delta I_{L2} \times f_s} \end{cases} \quad (7)$$

اگر فرض شود که حداکثر موج ولتاژ قابل قبول در سرتاسر خازن برابر با ΔV_C است، ظرفیت پنج خازن در مبدل پیشنهادی را می‌توان به صورت معادله (۸) محاسبه کرد:

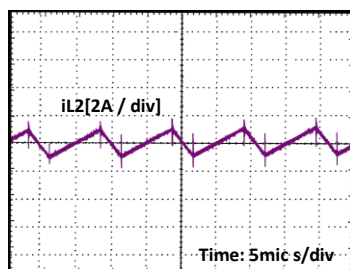
$$C = i_c \frac{dt}{du_c} \quad (8)$$

ظرفیت‌های پنج خازن را می‌توان از طریق معادله (۱۰) محاسبه کرد:

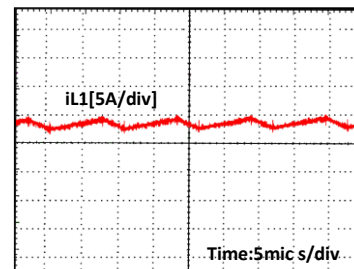
$$\begin{cases} C_1 = \frac{2D \times I_o}{(1-D) \times \Delta V_{C1} \times f_s} \\ C_2 = \frac{(1+D) \times I_o}{(1-D) \times \Delta V_{C2} \times f_s} \\ C_3 = \frac{I_o}{\Delta V_{C3} \times f_s} \\ C_4 = \frac{(1+D) \times I_o}{\Delta V_{C4} \times f_s} \\ C_5 = \frac{D \times I_o}{\Delta V_{C5} \times f_s} \end{cases} \quad (9)$$

۶. نتایج تجربی و تجزیه و تحلیل

به منظور اعتبارسنجی تحقق‌پذیری و اثربخشی مبدل پیشنهادی، یک نمونه آزمایشی ۳۰۰ وات طراحی و اجرا شده است. یک منبع DC قابل تنظیم با محدوده ولتاژ $V_{in}=40V \sim 120V$ برای منبع ورودی بکار می‌رود. کلیدهای برق از نوع ماسفت استفاده می‌شوند. علاوه بر این، فرکانس کلیدزنی ۲۰ کیلوهرتز بوده، و مقادیر سلف‌ها نیز به ترتیب $L_1=330\mu H$ و $L_2=1mH$ می‌باشند. ظرفیت‌های الکتrolیتی خازن‌ها برابر با $C_1=C_2=540\mu F$ ، و ظرفیت دیگر خازن‌ها برابر $C_3=C_5=20\mu F$ ، $C_4=40\mu F$ می‌باشد. ولتاژ خروجی مرجع ۴۰۰ ولت و مقاومت بار برابر با $R=533\Omega$ است (به عبارت دیگر توان نامی = ۳۰۰ وات). جریان سلف i_{L1} در حالت پایدار، زمانی که ولتاژهای منابع برابر با مقادیر $V_{in}=40V$ و $V_o=400V$ باشد، در شکل (۹) نشان داده شده است. از شکل ۹(a)، مشخص است که در صورت برقراری $V_{SI}=0$ ، جریان سلف i_{L1} به صورت خطی افزایش می‌یابد و پس از آن جریان سلف i_{L1} به صورت خطی کاهش می‌یابد. به طور مشابه، شکل (b) نشان می‌دهد که جریان سلف i_{L2} روند مشابهی با سلف i_{L1} را طی می‌کند. ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی در شکل (۱۰) نشان داده شده که در آن بهره ولتاژ ۱۰ می‌باشد، و مشاهده می‌شود که مبدل پیشنهادی می‌تواند به بهره ولتاژ بالا دست یابد. همچنین نتایج آزمایشگاهی در رابطه با ولتاژ خازن‌ها به صورت شکل ۱۱ می‌باشد.

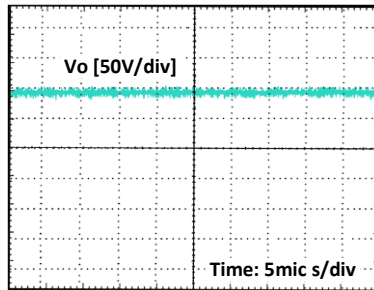


(ب) جریان سلف i_{L2}

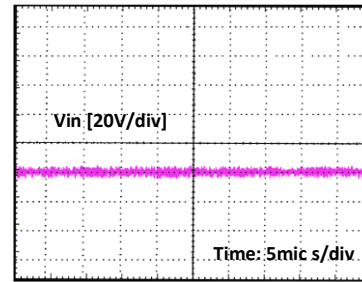


(الف) جریان سلف i_{L1}

شکل ۹- جریان‌های سلف

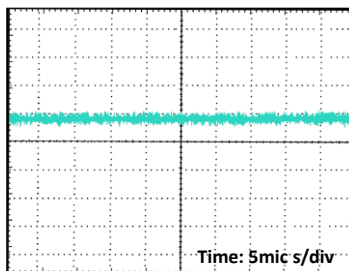


ب

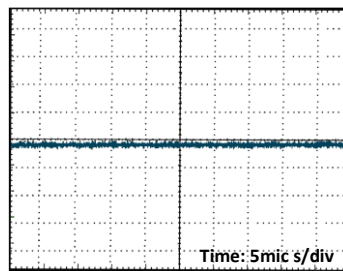


الف

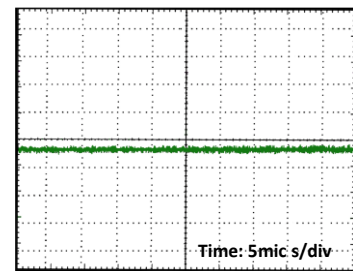
شکل ۱۰- الف) ولتاژ ورودی V_{in} ، ب) ولتاژ خروجی V_o زمانی که بهره ولتاژ برابر ۱۰ است.



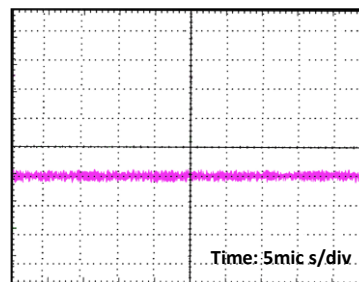
پ



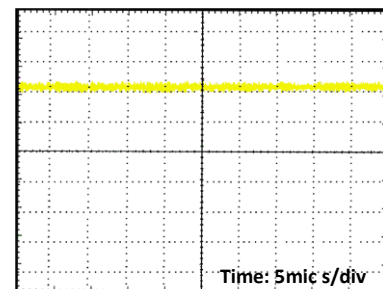
ب



الف



ث



ت

شکل ۱۱- نتایج آزمایشگاهی. الف) ولتاژ خازن C_1 ، ب) ولتاژ خازن C_2 ، پ) ولتاژ خازن C_3 ، ت) ولتاژ خازن C_4 ، ث) ولتاژ خازن C_5

۷- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل تقویت کننده DC-DC با بهره ولتاژ بالا با محدوده ولتاژ ورودی گسترده، جریان ورودی پیوسته و نقاط مشترک زمین بین سمت ورودی و سمت بار ارائه شده است. تنش ولتاژ روی کلیدهای برق اصلی کمتر از نصف ولتاژ خروجی است. بنابراین، به منظور رابط برق بین منبع پیل سوختی و باس DC برای محرک موتور در خودروهای پیل سوختی مناسب می باشد.

۸. منابع و مراجع

1. B. Zeng, J. Zhang, X. Yang, J. Wang, J. Dong, and Y. Zhang, "Integrated planning for transition to low-carbon distribution system with renewable energy generation and demand response," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 29, no. 3, pp. 1153–1165, May 2014.
2. H. Rudnick, R. Palma-Behnke, A. Rudnick, and C. Benavides, "Restless Waters: Fossil Fuel Emissions Conditioning a Reduction in Hydroelectric Resources in Chile," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 12, no. 5, pp. 50-60, Aug. 2014.

3. J. Parikh, and K. Parikh, "Growing Pains: Meeting India's Energy Needs in the Face of Limited Fossil Fuels," *IEEE Power Energy Mag.*, vol. 10, no. 3, pp. 59-66, Apr. 2012.
4. A. Emadi, and S. S. Williamson, "Fuel Cell Vehicles: Opportunities and Challenges," in *Proc. IEEE Power Eng. Soc. General Meeting*, Denver, CO, Jun. 2004, pp. 1640-1645.
5. M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F.Z. Peng, and D. J. Adams, "Comparison of Traditional Inverters and Z-Source Inverter for Fuel Cell Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1453-1463, Jul. 2007.
6. G. Su, and L. Tang, "A reduced-part, triple-voltage DC-DC converter for EV/HEV power management," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 10, pp. 2406-2410, Oct. 2009.
7. Y. Zhang, C. Fu, M. Sumner, and P. Wang, "A Wide Input-Voltage Range Quasi-Z-Source Boost DC-DC Converter with High Voltage-Gain for Fuel Cell Vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, in press.
8. G. Dotelli, R. Ferrero, P. G. Stampino, S. Latorrata, and S. Toscani, "PEM fuel cell drying and flooding diagnosis with signals injected by a power converter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 64, no. 8, pp. 2064-2071, Aug. 2015.
9. Q. Zhao, F. C. Lee, "High-efficiency high step-up dc-dc converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
10. F. L. Tofoli, D. de Castro Pereira, W. J. de Paula, and D. de Sousa Oliveira Junior, "Survey on non-isolated high-voltage step-up DC-DC 'topologies based on the boost converter," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 10, pp. 2044-2057, 2015.
11. J. H. Lee, T. J. Liang, and J. F. Chen, "Isolated coupled-inductor integrated DC-DC converter with nondissipative snubber for solar energy applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3337-3348, Jul. 2014.
12. W. H. Li, X. N. He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, Apr. 2011.
13. P. Sadat, and K. Abbaszadeh, "A Single-Switch High Step-Up DC-DC Converter Based on Quadratic Boost," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 12, pp. 2959-2968, Dec. 2016.
14. H. Choi, M. Ciobotaru, M. Jang, and V. G. Agelidis, "Performance of medium-voltage DC-bus PV system architecture utilizing high-gain DCDC converter," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 6, no. 2, pp. 464-473, Apr. 2015.
15. J. Leyva-Ramos, M. G. Ortiz-Lopez, L. H. Diaz-Saldierna, and J. A. Morales-Saldana, "Switching regulator using a quadratic boost converter for wide dc conversion ratios," *IET Power Electron.*, vol. 2, no. 5, pp. 605-613, Sep. 2009.
16. B. Axelrod, Y. Berkovich and A. Ioinovici, "Switched -capacitor/ switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC-DC PWM converters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Reg. Papers*, vol. 55, no. 2, pp. 687-696, Mar. 2008.
17. A. Ioinovici, "Switched-capacitor power electronics circuits," *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 1, no. 4, pp. 37-42, Sep. 2001.
18. G. Wu, X. Ruan, and Z. Ye, "Nonisolated high step-up dc-dc converters adopting switched-capacitor cell," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 383-393, Jan. 2015.
19. Y. Tang, T. Wang, and Y. He, "A switched-capacitor-based active-network converter with high voltage gain," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2959-2968, Jun. 2014.
20. B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, "Transformerless DC-DC converters with a very high DC line-to-load voltage ratio," *J. Circuits, Syst. Comput.*, vol. 13, no. 3, pp. 467-475, Jun. 2004.
21. Patidar, K., Umarikar, A.C., "High step-up pulse-width modulation dc-dc converter based on quasi-Z-source topology," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 477-488, 2015.
22. Y. Zhang, J. Shi, L. Zhou, J. Li, M. Sumner, P. Wang, and C. Xia, "Wide Input-Voltage Range Boost Three-Level DC-DC Converter with Quasi-Z Source for Fuel Cell Vehicles," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 32, no. 9, pp. 6728-6738, Sep. 2017.
23. Y. Shindo et al., "Z-source DC-DC converter with cascade switched capacitor," in *Proc. 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. (IECON)*, 2011, pp. 1665-1670.

24. G. Zhang, B. Zhang, Z. Li, D. Qiu, L. Yang, and W. A. Halang. "A 3-Z-network boost converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 278-288, Jan. 2015.
25. M. Zhu, K. Yu and F. L. Luo "Switched-inductor Z-source inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 8, pp. 2150-2158, Aug. 2010.
26. M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli and R. Gules, "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 871-887, Mar. 2008.
27. Y. R. Novaes, A. Rufer, and I. Barbi, "A new quadratic, three-level, dc/dc converter suitable for fuel cell applications," in *Proc. Power Convers. Conf.*, Nagoya, Japan, 2007, pp. 601-607.
28. C. T. Pan, C. F. Chuang, and C. C. Chu, "A novel transformer-less adaptable voltage quadrupler DC converter with low switch voltage stress," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 9, pp. 4787-4796, Sep. 2014.
29. O. Cornea, GD. Andreescu, N. Muntean, and D. Hulea, "Bidirectional Power Flow Control in a DC Microgrid through a Switched-Capacitor Cell Hybrid DC-DC Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 3012-3022, Apr. 2017.
30. E. Ferro, VM. Brea, P. López, and D. Cabello, "Dynamic Model of Switched-Capacitor DC-DC Converters in the Slow-Switching Limit Including Charge Reusing," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 7, pp. 5293-5311, Jul. 2017.
31. Y. Liu, H. Abu-Rub, and B. Ge, "Front-End Isolated Quasi-Z-Source DC-DC Converter Modules in Series for High-Power Photovoltaic Systems—Part II: Control, Dynamic Model, and Downscaled Verification," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 1, pp. 359-368, Jan. 2017.
32. Y. Zhang, Y. Gao, L. Zhou, and M. Sumner, "A Switched-Capacitor Bidirectional DC-DC Converter with Wide Voltage Gain Range for Electric Vehicles with Hybrid Energy Sources," *IEEE Trans. Power Electron.*, in press.

Designing a new structure in DC-DC converters with high voltage gain for electric vehicle applications

Ehsan Akbari

Faculty of Electrical and Computer Engineering, Mazandaran University of Science & Technology, Babol, Iran. akbari.ieee@gmail.com

Abstract— In fuel cell vehicles, the output voltage of the fuel cell source is usually much lower than the required voltage of the DC bus; and as the output current increases, the output voltage decreases significantly. In order to match the output voltage of the fuel cell source with the DC bus voltage, a new DC-DC boost converter with a wide input voltage range and high voltage gain is introduced that as a required power interface can reduce the voltage stress across electrical appliances and work with acceptable conversion efficiency. A prototype with 300 W power is designed and implemented; as a result the maximum efficiency of the proposed converter is 95% at 300 W. Experimental results are also presented to confirm the effectiveness of the proposed converter.

Key words: High voltage gain, Switch capacitor, Fuel cell vehicles, DC-DC boost converter, wide input voltage range.