

مبدل Z-Source با فلای بک و چند برابر کننده ولتاژ

محمد مهدی طریقت خاکسار^۱، فریبرز حقیقت دار فشارکی^۲

۱- دانشگاه آزاد اسلامی واحد خمینی شهر، tasnim_128@yahoo.com

۲- دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف آباد، fr_haghighat@yahoo.com

چکیده - در این گزارش افزایش بهره ولتاژ یکی از مبدل های موجود به نام مبدل Z-source است. برای دستیابی به بهره بالا باید تا حد امکان از به کارگیری ضریب وظیفه ی بزرگ برای سوئیچ ها اجتناب نمود، زیرا ضریب وظیفه ی بزرگ علاوه بر ناپایدار کردن مبدل، با تولید پیکهای بزرگ جریان تلفات را به شدت افزایش می دهد [۳]. علاوه بر این، هر چه استرس ولتاژ سوئیچ ها کمتر باشد، می توان از سوئیچ ها با مقاومت هدایتی کوچکتری استفاده کرد که با کاهش تلفات، به بهبود راندمان کمک می نماید. تلاش برای ایجاد بهبود در ساختارهای موجود و ارائه ساختاری جدید که بتواند بهره ولتاژ بالا را با بازده مناسب فراهم آورد. در این گزارش با مرور و بررسی کارهای قبلی صورت گرفته در این زمینه و مقایسه ی معایب و مزایا، ساختاری جدید و بهبود یافته ای از ترکیب دو مبدل Z-source با فلای بک و چند برابر کننده ولتاژ ارائه خواهد شد. در این ساختار تلاش می گردد با کاهش تلفات سوئیچینگ و تلفات هدایتی، بازده مبدل نسبت به روش های مشابه بهبود یابد. و در نهایت علاوه بر تشریح عملکرد مدار و ارائه ی تحلیل ها، صحت عملکرد مدار از طریق شبیه سازی نرم افزاری بررسی خواهد شد.

کلمات کلیدی: تبدیل قدرت ac-dc، مبدل z-source، چند برابر کننده ولتاژ، فلای بک

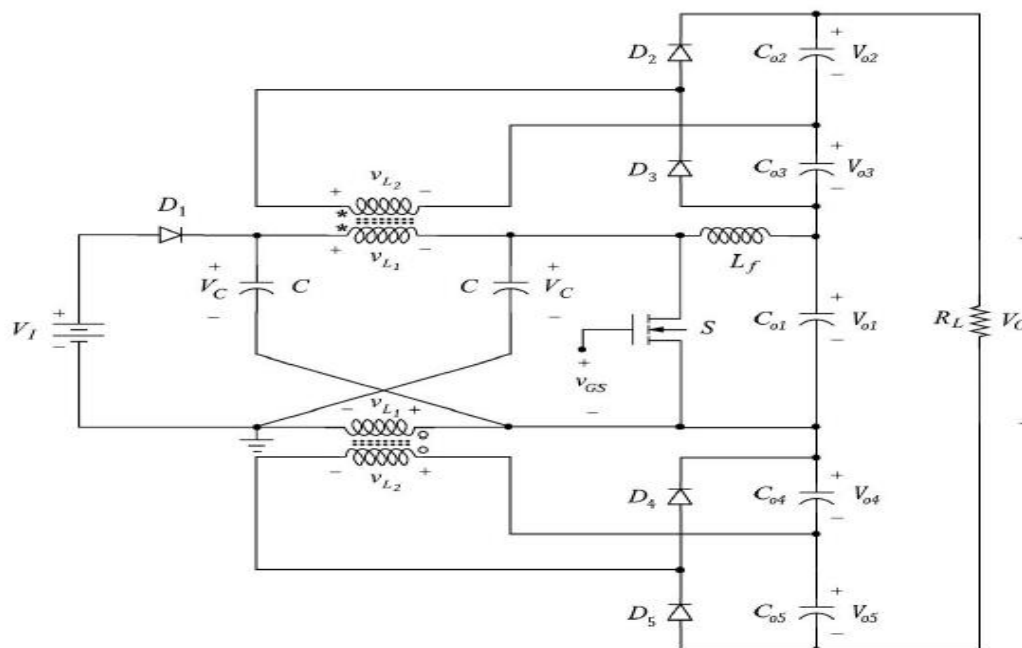
۱- مقدمه

هر روزه منابع انرژی تجدیدپذیر به علت محدود نبودن، عدم آلودگی زیست محیطی و قابلیت اطمینان بالا اهمیت بیشتری در جهان پیدا می کنند. یکی از این منابع انرژی تجدیدپذیر، انرژی خورشیدی و یا همان فتوولتاییک می باشد. انرژی خورشیدی عظیم ترین منبع انرژی در جهان است؛ این انرژی پاک، ارزان و بی پایان است و در بیشتر مناطق کره ی زمین قابل استحصال می باشد. محدودیت منابع فسیلی و پیامدهای حاصل از تغییرات زیست محیطی و آب و هوای جهانی، فرصت های مناسبی را برای رقابت انرژی خورشیدی با انرژی های فسیلی خصوصاً در کشورهای با پتانسیل بالای تابش ایجاد نموده است. در سلول های خورشیدی به علت پایین بودن ولتاژ نقطه کار توان ماکزیمم که مقدار نوعی آن بین ۱۵-۴۰ ولت می باشد،

جهت اتصال به بار محلی یا شبکه باید سطح ولتاژ آن را توسط مبدل‌های **DC-DC** افزایشده ولتاژ به مقدار مورد نظر افزایش داد تا بتوان آن را به سطح ولتاژ مناسب برای ورودی اینورتر جهت تبدیل ولتاژ **DC** به **AC** رسانید. در بسیاری از کاربردها نمی‌توان به طور مستقیم سطح ولتاژ منابع تجدیدپذیر را افزایش داد برای مثال در کاربرد انرژی‌های خورشیدی یک راه حل ساده، اتصال سری ماژول‌های **PV** با یکدیگر به منظور دستیابی به ولتاژ مورد نظر است. اما هنگامی که روی بخشی از ماژول‌ها سایه بیافتد و یا عدم تطبیق بین ماژول‌ها وجود داشته باشد، عملکرد این ترکیب مختل می‌شود [۱] و [۲]. بنابراین از ساختارهای مبدل‌های **DC-DC** با بهره بالا استفاده می‌شود. ساختارهای متفاوتی برای مبدل‌های **DC-DC** با بهره ولتاژ بالا ارائه شده است که با به کارگیری ایده‌های مختلف، مزایایی را ایجاد نموده اند.

۲- مبدل پیشنهادی

در مرجع [۱۴] یک مبدل **z-source** عادی معرفی شده است. در این مبدل نمی‌توان به بهره‌های بسیار بالا دست یافت. علاوه بر این، عملکرد در ضریب وظیفه ماکزیمم باعث جدی شدن مشکل بازیابی معکوس دیود می‌شود. در مبدلی که معرفی می‌شود برای افزایش بهره ولتاژ، از ادغام مبدل فلای‌بک با **z-source** و استفاده از سلف کوپل‌شده و چند برابرکننده ولتاژ استفاده شده است. شماتیک مداری این مبدل در شکل (۱) نشان داده شده است. با توجه به شکل، هر کدام از سلف‌های شبکه **z-source** با سلف مبدل فلای‌بک ادغام شده و به جای آن از سلف تزویجی استفاده شده است. همچنین به هر کدام از بخش‌های فلای‌بک چند برابرکننده ولتاژ اضافه شده است.



شکل (۱) شماتیک مداری مبدل **z-source** با فلای‌بک و چند برابرکننده ولتاژ

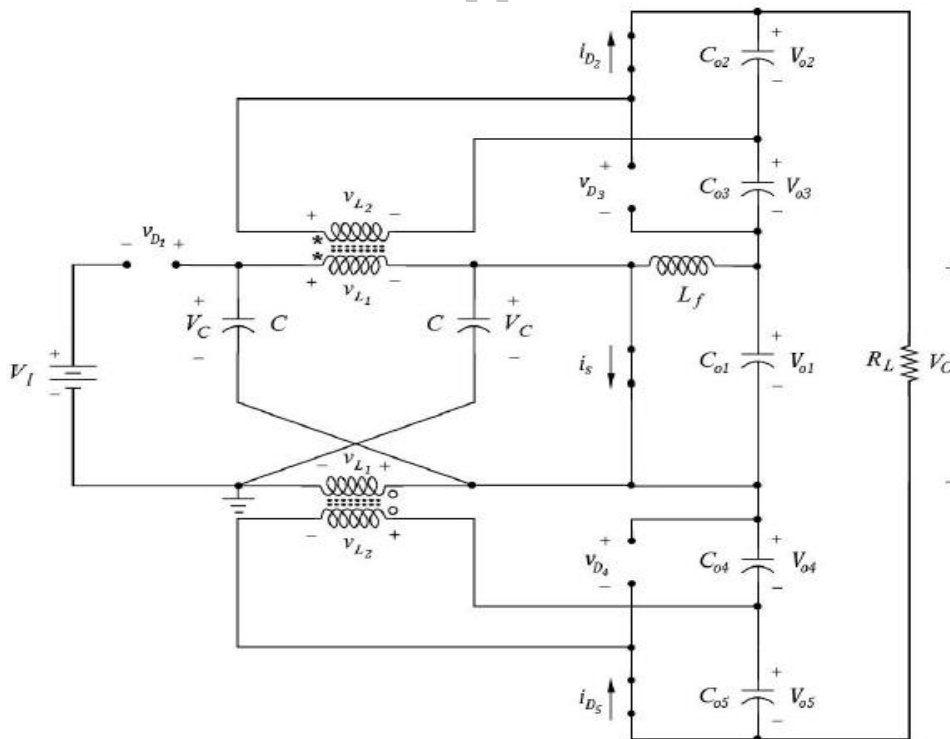
در این مبدل از پالس‌های ولتاژی که دو سر سلف‌های شبکه **z-source** قرار می‌گیرد برای افزایش ولتاژ خروجی مبدل **z-source** استفاده شده است؛ به این صورت که این پالس‌های مثبت و منفی خازن‌های خروجی C_{02} تا C_{05} را شارژ می‌کنند و با توجه به سری گرفتن این خازن‌ها با خازن خروجی مبدل **z-source**، باعث افزایش ولتاژ خروجی و در نتیجه افزایش بهره کلی مبدل می‌شود.

۳- نحوه عملکرد و تحلیل

با توجه به اینکه این مبدل دارای یک سویچ است، هر پریود سویچینگ به دو بازه زمانی تقسیم می‌شود. در ادامه عملکرد مبدل در هر کدام از حالت‌های روشن و یا خاموش بودن سویچ تحلیل می‌شود.

الف- عملکرد مبدل در زمان روشن بودن سویچ ($0 \leq t \leq DT$)

با روشن شدن سویچ S دیود ورودی D_1 خاموش می‌شود و ولتاژ خازن‌های C دو سر سلف‌های L_1 قرار می‌گیرد. در این حالت با فرض اینکه نسبت دور سلف‌های کوپل شده $n = \frac{n_2}{n_1}$ باشد، n برابر این ولتاژ در سلف‌های L_2 القا و باعث روشن شدن دیودهای D_2 و D_5 می‌شود. در نتیجه خازن‌های C_{02} و C_{05} در این بازه شارژ می‌شوند. با روشن شدن دیودهای D_2 و D_5 ، ولتاژ منفی دو سر دیودهای D_3 و D_4 قرار می‌گیرد و این دیودها خاموش می‌شوند. مدار معادل مبدل در زمان روشن بودن سویچ در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل (۲) مدار معادل مبدل در زمان روشن بودن سویچ

$$v_{L1} = V_C$$

$$V_{o2} = v_{L2} = n \cdot V_C$$

$$V_{o5} = v_{L2} = n \cdot V_C$$

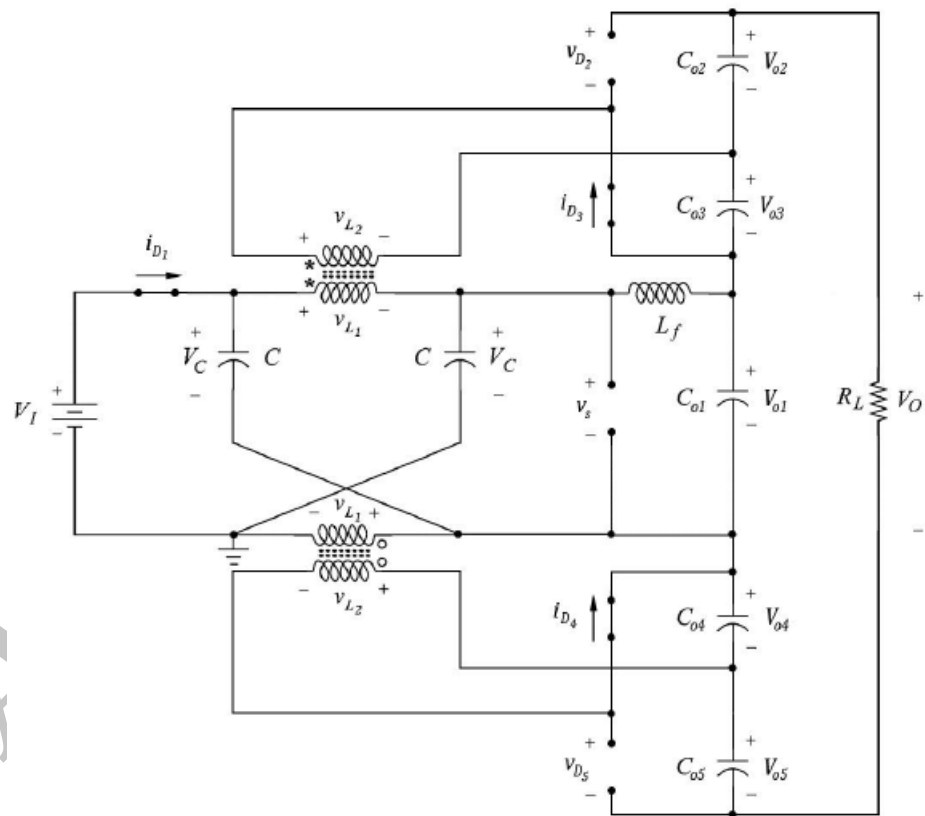
$$v_{D1} = 2V_C - V_I$$

$$v_{D3} = V_{o2} + V_{o3}$$

$$v_{D4} = V_{o4} + V_{o5}$$

ب- عملکرد مبدل در زمان خاموش بودن سویچ ($DT \leq t \leq T$)

با خاموش شدن سویچ S ولتاژ دو سر آن بالا می‌رود تا جایی که دیود ورودی D_1 روشن شود و ولتاژ سویچ کلمپ می‌شود. در این حالت ولتاژ سلف‌های L_1 منفی شده و با القای ولتاژ در سلف‌های L_2 ، دیودهای D_3 و D_4 روشن و از طریق آنها خازن‌های C_{o3} و C_{o4} شارژ می‌شوند. در این بازه دیودهای D_2 و D_5 خاموش هستند. شکل (۳) مدار معادل مبدل را در این حالت نشان می‌دهد.



شکل (۳) مدار معادل مبدل در زمان خاموش بودن سویچ

$$\begin{aligned}
 v_{L1} &= V_I - V_C & V_{o3} &= -v_{L2} = n(V_C - V_I) & V_{o4} &= -v_{L2} = n(V_C - V_I) \\
 v_S &= 2V_C - V_I & v_{D2} &= V_{o2} + V_{o3} & v_{D5} &= V_{o4} + V_{o5}
 \end{aligned}$$

۴- رابطه بهره ولتاژ

همان طور که گفته شد عملکرد بخش Z-SOURCE این مبدل شبیه مبدل Z-SOURCE معمولی است و در نتیجه روابط گفته شده برای این مبدل هم صادق است. با توجه به رابطه می توان نوشت:

$$V_{o1} = \frac{1-D}{1-2D} \cdot V_I$$

از طرفی رابطه بین ولتاژ خازن های C و ولتاژ ورودی طبق رابطه به صورت $V_C = \frac{1-D}{1-2D} \cdot V_I$ است.

با استفاده از روابط بدست آمده در بخش قبل برای زمانی که سویچ روشن و یا خاموش است، می توان رابطه بهره مبدل را به صورت زیر بدست آورد:

$$\begin{aligned}
 V_{o2} &= V_{o5} = n \cdot V_C \\
 V_{o3} &= V_{o4} = n(V_C - V_I) \\
 V_o &= V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4} + V_{o5} \\
 V_o &= \frac{1-D}{1-2D} \cdot V_I + 4n \cdot \frac{1-D}{1-2D} \cdot V_I - 2n \cdot V_I \\
 M &= \frac{V_o}{V_I} = \frac{(2n+1)-D}{1-2D}
 \end{aligned}$$

با مقایسه رابطه بدست آمده با رابطه بهره ولتاژ مبدل z-source ($M = \frac{V_o}{V_I} = \frac{1-D}{1-2D}$) مشاهده می شود که

بهره ولتاژ افزایش یافته است. با انتخاب مقدار مناسب برای نسبت دور سلف های کوپل شده می توان به بهره مورد نظر دست یافت. باید به این نکته توجه کرد که در عمل با افزایش n جریان سمت اولیه سلف های تزویجی (\dot{I}_{L1}) افزایش می یابد و باعث افزایش جریان المان های نیم هادی (بخصوص سویچ و دیود ورودی) و در نتیجه افزایش افت ولتاژ هدایتی آنها می شود. بنابراین هم بهره ولتاژ کاهش می یابد و هم با افزایش تلفات هدایتی المان ها، راندمان مبدل کاهش می یابد.

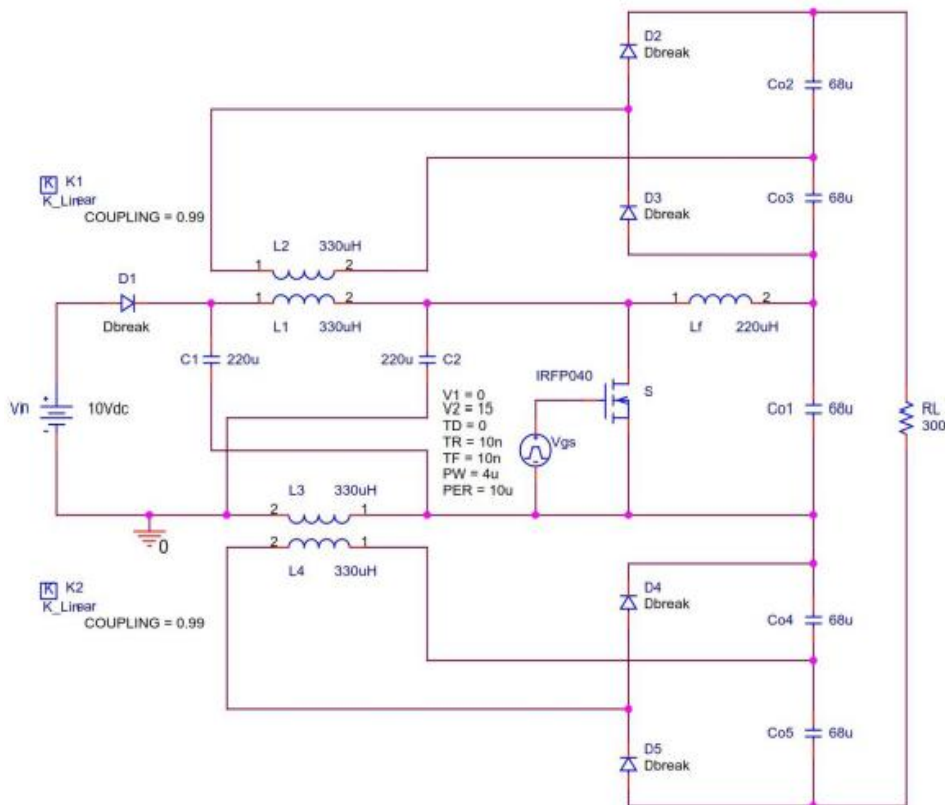
۵- شبیه سازی

در این بخش برای بررسی صحت تحلیل ها و روابط گفته شده، مبدل شبیه سازی شده است و نتایج حاصل از شبیه سازی شامل مقادیر بدست آمده و شکل موج های مهم نشان داده شده اند. برای شبیه سازی مبدل از نرم افزار OrCad Pspice

استفاده شده است. مقادیر المان‌های به کار رفته در مبدل شبیه‌سازی شده و شماتیک مداری آن به ترتیب در جدول (۱) و شکل (۴) نشان داده شده‌اند

جدول (۱) مقادیر المان‌های به کار رفته در مبدل شبیه‌سازی شده

V_I	10 Volt
L_1, L_2	330 μH
L_f	220 μH
C	220 μF
C_{o5} تا C_{o1}	68 μF
R_L	300 Ω



شکل (۴) شماتیک مداری مبدل شبیه‌سازی شده

این مبدل برای فرکانس سویچینگ $f_s = 100 \text{ kHz}$ و $D = 0.4$ شبیه‌سازی شده است. همچنین نسبت دور سلف‌های کوپل شده برابر یک در نظر گرفته شده است. برای در نظر گرفتن سلف نشستی سلف‌های کوپل شده، ضریب تزویج (coupling) برابر ۰,۹۹ انتخاب شده است.

با انجام شبیه‌سازی ولتاژ خروجی به صورت زیر بدست آمده است:

$$V_o = 101.8 \text{ Volts}$$

بهره ولتاژ مبدل حاصل از شبیه‌سازی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$V_I = 10 \text{ Volts} \Rightarrow M = \frac{V_o}{V_I} = \frac{101.8 \text{ Volts}}{10 \text{ Volts}} = 10.18$$

با توجه به محاسبات انجام شده بهره ولتاژ تئوری مبدل از رابطه $M = \frac{(2n+1)-D}{1-2D}$ بدست می‌آید. با جایگذاری

مقادیر n و D بهره ولتاژ تئوری به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$n = 1 \text{ و } D = 0.4 \Rightarrow M = 13$$

مشاهده می‌شود که که بهره ولتاژ بدست آمده از شبیه‌سازی قدری کمتر از بهره ولتاژ تئوری مبدل است. این اختلاف به دلیل اثر افت ولتاژ المان‌های نیم‌هادی (دیودها و سوییچ) در زمان هدایت آنها بوجود می‌آید. به خصوص در این مبدل چون بهره ولتاژ بزرگ است، سطح جریان المان‌ها بالا و افت ولتاژ هدایتی آنها قابل ملاحظه است. اما در محاسبات انجام شده برای بدست آوردن رابطه تئوری بهره ولتاژ، المان‌ها ایده‌آل فرض شدند و از افت ولتاژ آنها صرف نظر شد.

از طرف دیگر نسبت دور سلف‌های کوپل شده (n) برابر یک در نظر گرفته شد ولی در ادامه خواهیم دید که در شبیه‌سازی این نسبت کمی کوچکتر از یک است و ولتاژ ثانویه نسبت به اولیه قدری افت می‌کند. عوامل ذکر شده باعث می‌شود که بین نتایج حاصل از شبیه‌سازی و مقادیر محاسبه شده از روابط اختلاف کوچکی بوجود آید.

ولتاژ خازن‌های شبکه Z-SOURCE و خازن‌های خروجی با انجام شبیه‌سازی به صورت زیر بدست آمده است:

$$V_C = 26.2 \text{ Volts}$$

$$V_{o1} = 26.1 \text{ Volts}$$

$$V_{o2} = 22.2 \text{ Volts}$$

$$V_{o3} = 15.6 \text{ Volts}$$

$$V_{o4} = 15.6 \text{ Volts}$$

$$V_{o5} = 22.2 \text{ Volts}$$

همین ولتاژها با استفاده از روابط تئوری در زیر محاسبه شده‌اند:

$$V_C = V_{o1} = \frac{1-D}{1-2D} \cdot V_I = \frac{1-0.4}{1-2 \times 0.4} \times 10 \text{ Volts} = 30 \text{ Volts}$$

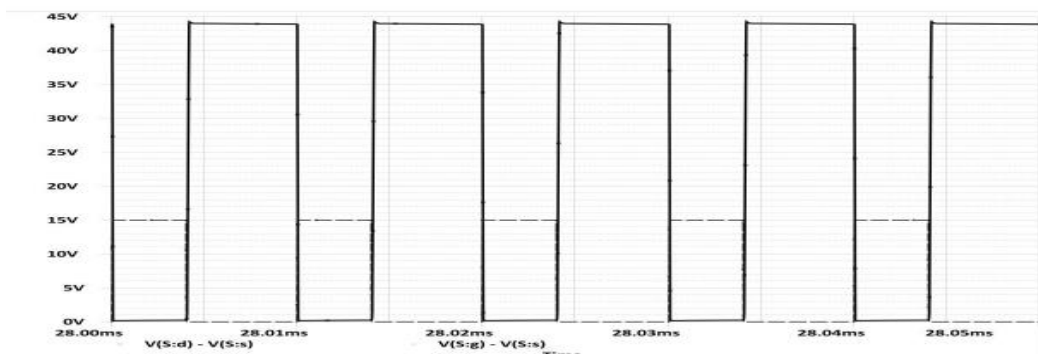
$$V_{o2} = V_{o5} = n \cdot V_C = 1 \times 30 \text{ Volts} = 30 \text{ Volts}$$

$$V_{o3} = V_{o4} = n(V_C - V_I) = 1 \times (30 - 10) \text{ Volts} = 20 \text{ Volts}$$

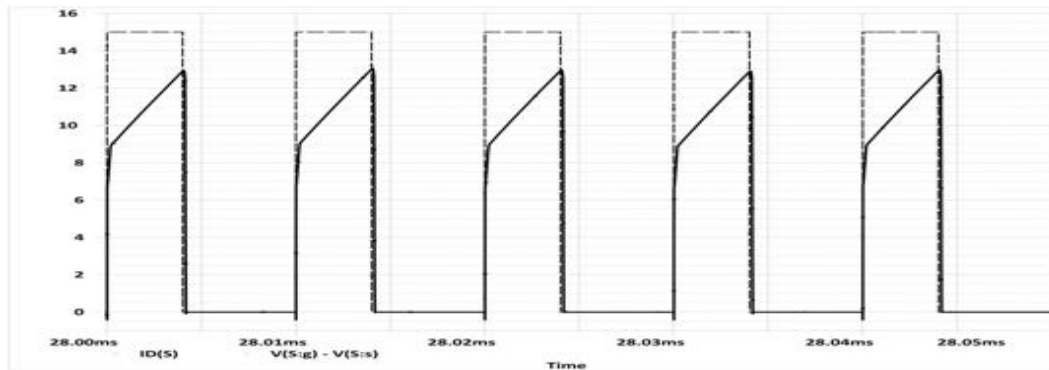
شکل موج‌های مهم مبدل که با استفاده از شبیه‌سازی بدست آمده‌اند، در شکل‌های (۵) تا (۱۵) نشان داده شده‌اند.

در این شکل‌ها (به غیر از شکل (۱۴)) شکل موجی که با نقطه‌چین نشان داده شده است، ولتاژ گیت-سورس اعمالی به

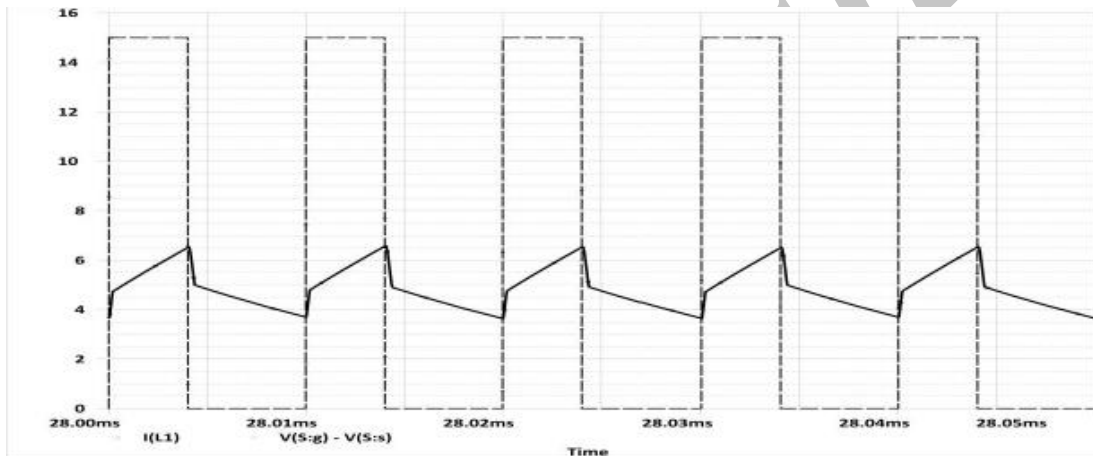
سوییچ S (v_{gs}) را نشان می‌دهد.



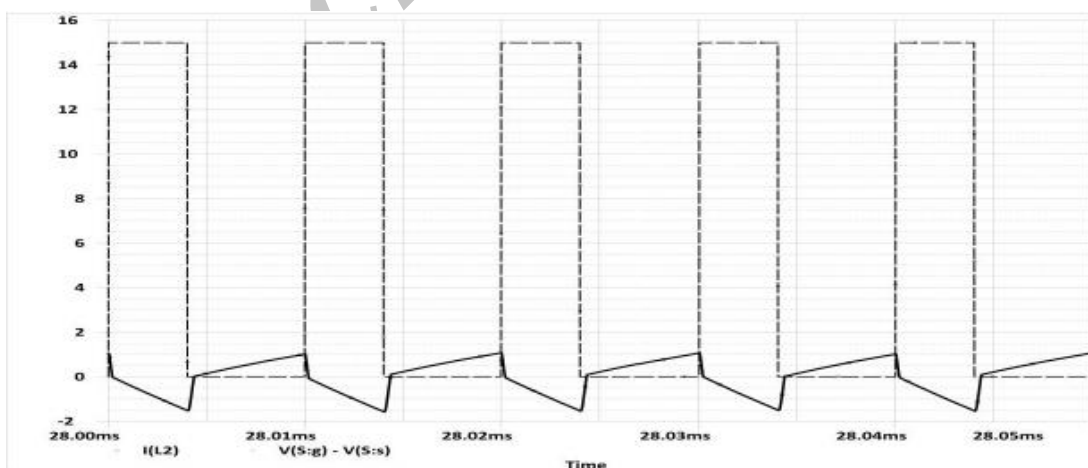
شکل (۵) شکل موج ولتاژ سویچ (v_s)



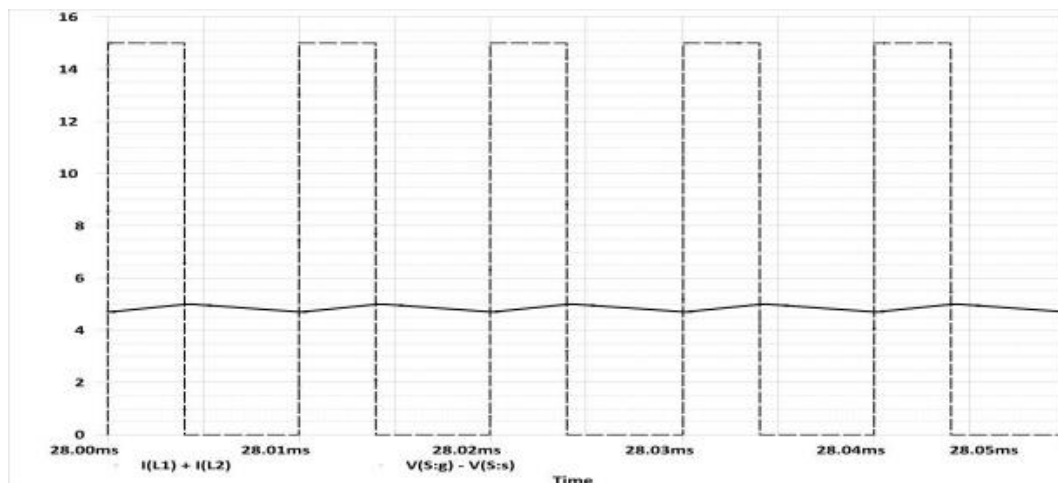
شکل (۶) شکل موج جریان سویچ (i_s)



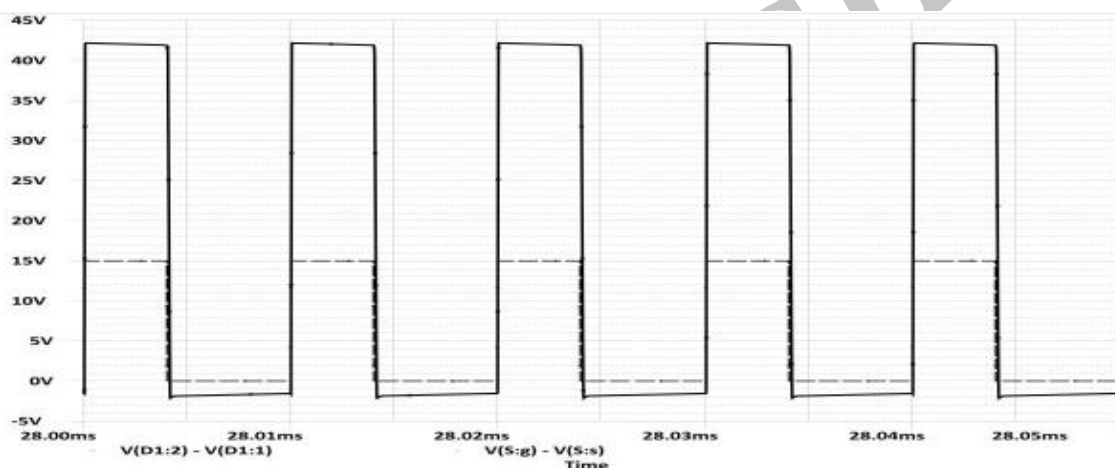
شکل (۷) شکل موج جریان سمت اولیه سلفهای کوپل شده (i_{L1})



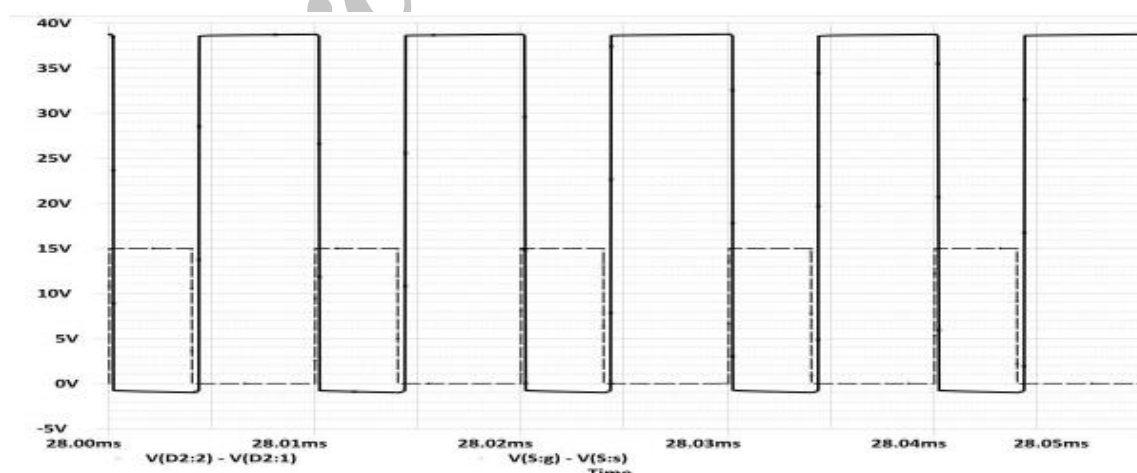
شکل (۸) شکل موج جریان سمت ثانویه سلفهای کوپل شده (i_{L2})



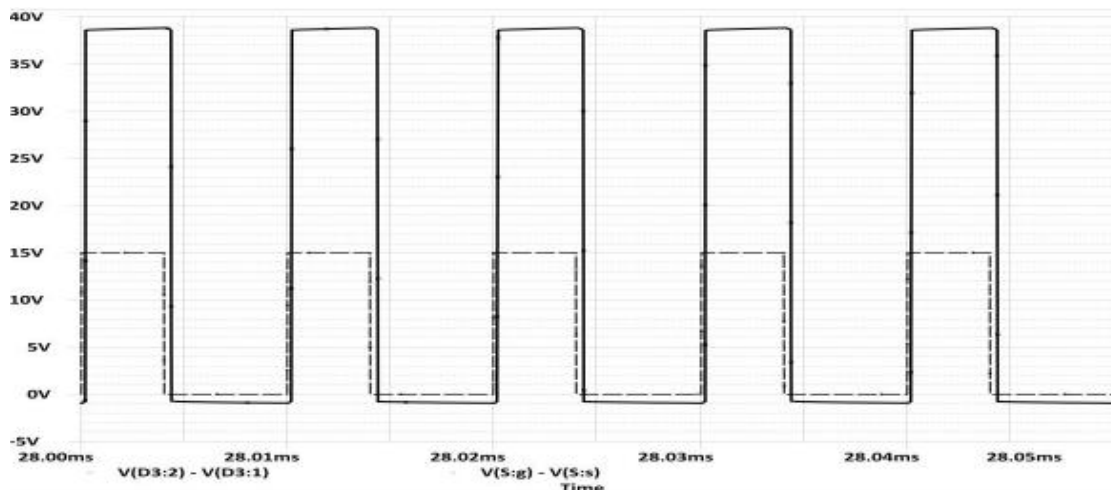
شکل (۹) موج جریان سلف مغناطیس کنندگی سلف‌های کوپل شده



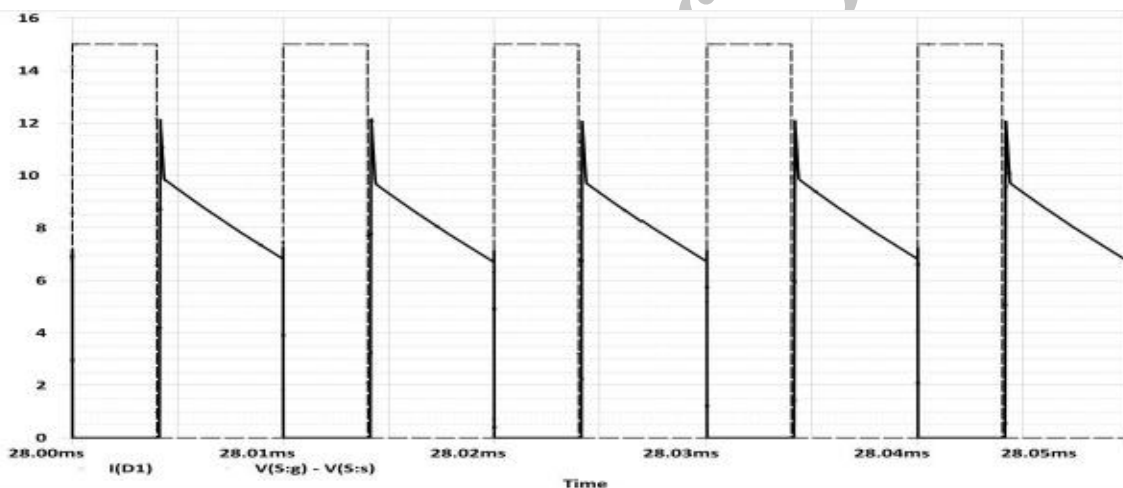
شکل (۱۰) موج ولتاژ دیود ورودی (v_{D1})



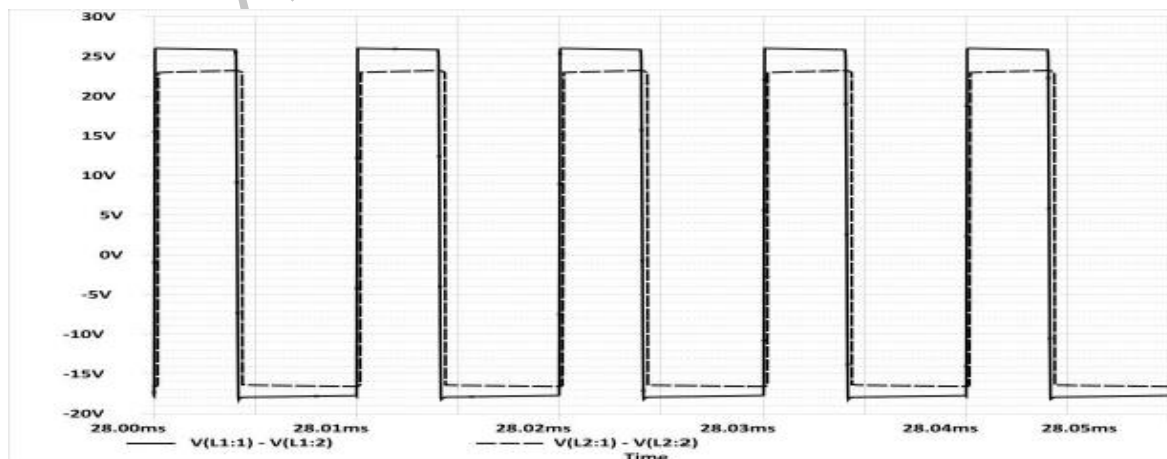
شکل (۱۱) موج ولتاژ دیود D_2 یا D_5 (v_{D2} یا v_{D5})



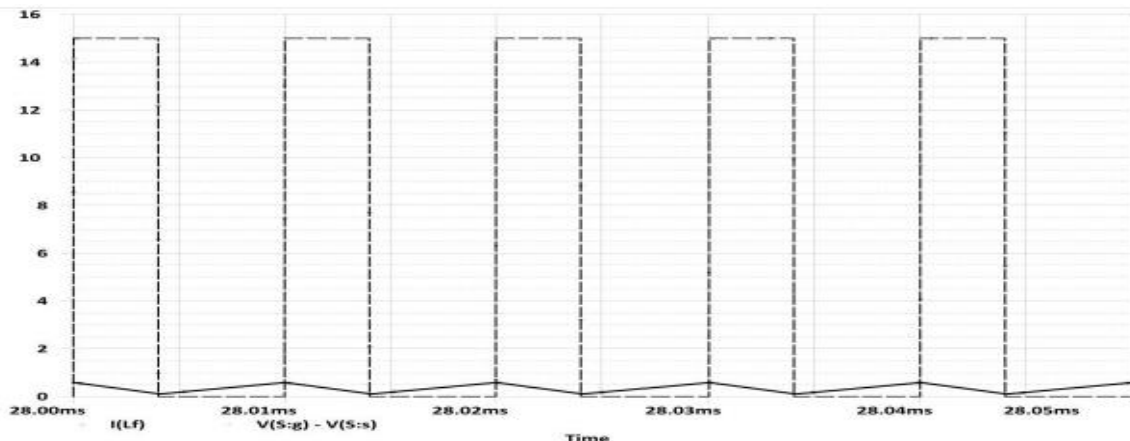
شکل (۱۲) شکل موج ولتاژ دیود D_3 یا D_4 (v_{D_3} یا v_{D_4})



شکل (۱۳) شکل موج جریان دیود ورودی (i_{D_1})



شکل (۱۴) شکل موج ولتاژ سمت اولیه و ثانویه سلفهای کوپل شده (v_{L_1} و v_{L_2})



شکل (۱۵-۳) شکل موج جریان سلف i_{L_f}

با توجه به شکل (۱۴) ولتاژ سمت اولیه سلف‌های کوپل شده در زمان روشن بودن سویچ برابر $v_{L_1} = 26 \text{ Volts}$ و در زمان خاموش بودن آن برابر $v_{L_1} = -18 \text{ Volts}$ بدست می‌آید. مقادیر محاسبه شده از روابط تئوری برای v_{L_1} در زمان روشن و خاموش بودن سویچ در زیر نشان داده شده‌اند:

$$\text{در زمان روشن بودن سویچ} \Rightarrow v_{L_1} = V_C = 30 \text{ Volts}$$

$$\text{در زمان خاموش بودن سویچ} \Rightarrow v_{L_1} = V_I - V_C = (10 - 30) \text{ Volts} = -20 \text{ Volts}$$

شکل (۱۴) شکل موج‌های ولتاژ سمت اولیه و ثانویه سلف‌های کوپل شده را نشان می‌دهد. همان‌طور که قبلاً گفته شد نسبت دور سلف‌های کوپل شده (n) در شبیه‌سازی قدری کمتر از یک است که این مطلب در شکل دیده می‌شود.

در زمان روشن بودن سویچ، دیودهای D_1 ، D_3 و D_4 خاموش هستند و ولتاژ دوسر آنها با توجه به شکل‌های (۱۰) و (۱۲) برابر است با $v_{D_1} = 42 \text{ Volts}$ و $v_{D_3} = v_{D_4} = 38.8 \text{ Volts}$. از طرف دیگر در زمان خاموش بودن سویچ، دیودهای D_2 و D_5 نیز خاموش هستند و ولتاژ دو سر سویچ و این دیودها با توجه به شکل‌های (۵) و (۱۱) برابر است با $v_S = 44 \text{ Volts}$ و $v_{D_2} = v_{D_5} = 38.8 \text{ Volts}$. مقدار تئوری این ولتاژها در زیر محاسبه شده‌اند:

$$v_S = v_{D_1} = 2V_C - V_I = (2 \times 30 - 10) \text{ Volts} = 50 \text{ Volts}$$

$$v_{D_2} = v_{D_3} = v_{D_4} = v_{D_5} = V_{o2} + V_{o3} = V_{o4} + V_{o5} = (30 + 20) \text{ Volts} = 50 \text{ Volts}$$

با توجه به مقایسه انجام شده بین نتایج شبیه‌سازی و مقادیر بدست آمده از روابط، درستی تحلیل‌های گفته شده و روابط بدست آمده مشخص می‌شود.

۶- نتیجه‌گیری

تلاش برای ایجاد بهبود در ساختارهای موجود و ارائه ساختاری جدید که بتواند بهره ولتاژ بالا را با بازده مناسب فراهم آورد. در این تحقیق با مرور و بررسی کارهای قبلی صورت گرفته در این زمینه و مقایسه‌ی معایب و مزایا، ساختاری جدید و بهبود یافته‌ای از ترکیب دو مبدل Z-source با فلائی بک و چند برابر کننده ولتاژ

ارائه خواهد شد. در این ساختار تلاش می‌گردد با کاهش تلفات سوئیچینگ و تلفات هدایتی، بازده مبدل نسبت به روش‌های مشابه بهبود یابد. و در نهایت علاوه بر تشریح عملکرد مدار و ارائه‌ی تحلیل‌ها، صحت عملکرد مدار از طریق شبیه‌سازی نرم‌افزاری بررسی خواهد شد.

۷- منابع

- [1] Patel, H. and Agarwal, V., "MATLAB-based modeling to study the effects of partial shading on PV array characteristics," *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 23, no. 1, pp. 302–310, Mar. 2008.
- [2] Roman, E. Alonso, R. Ibanez, P. Elorduizapatarietxe, S. and Goitia, D., "Intelligent PV module for grid-connected PV systems," *IEEE Trans. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1066–1073, Jun. 2006
- [3] Li, W. and He, X., "ZVT interleaved boost converters for high-efficiency, high step-up DC-DC conversion," *IET Trans. Power Electron*, vol. 1, no. 2, pp. 284–290, Mar. 2007.
- [4] T. Eswam and P. L. Chapman, *Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques*, " *IEEE Trans. Energy Convers*, vol. 22, no. 2, pp. 439–499, Jun 2009.
- [5] G. Franceschini, E. Lorenzani, M. Cavatorta, and A. Bellini, *3boost: A high-power three-phase step-up full-bridge converter for automotive applications*, *IEEE Trans. Ind Electron.*, VOL. 55. No. 1, pp. 173-183 Jan. 2008.
- [6] P. W. Lee, Y. S. Lee, D. K. Cheng, and X. C. Liu, *Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors*. *IEEE Trans. Ind. Electron.* VOL. 47. No. 4. Pp. 785-795. Aug. 2000
- [7] J. L. Lin and C. H. Chang, *Small-signal modeling and control of ZVT-PWM boost converters*. *IEEE Trans Power Electron.* VOL. 18, no. 1. Pp. 2-10. Jan. 2003
- [8] C. Woo-Young, Y. Ju-Seung, and C. Jae-Yeon, "High efficiency dc-dc converter with high step-up gain for low PV voltage sources," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on, 2011*, pp. 1161-1163.
- [9] S. Sang-Uk, L. Kui-Jun, K. Rae-young, and H. Dong-seok, "Aggregated modeling and control of integrated boost-flyback high step-up converter," in *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2011*, pp. 1191-1196
- [10] Y. Berkovich and B. Axelrod, "High step-up DC-DC converter based on the switched-coupled-inductor boost converter and diode-capacitor multiplier," in *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on, 2012*, pp. 1-5
- [11] F. Xiaoyun, S. Wensheng, and X. Ge, "A novel single-phase three-level PWM rectifier with asymmetrical legs," in *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on, 2008*, pp. 1820-1825.

[12] L. Yuang-Shung, Y. Ling-Chia, and C. Tzu-Han, "High voltage conversion ratio cascade boost converter with DC snubber," in *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International, 2014*, pp. 208-215 .

[13] A. Ajami, H. Ardi, and A. Farakhor, "A Novel High Step-up DC/DC Converter Based on Integrating Coupled Inductor and Switched-Capacitor Techniques for Renewable Energy Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 4255-4263, 2015 .

[14] V. P. Galigekere and M. K. Kazimierzuk, "Analysis of PWM Z-Source DC-DC Converter in CCM for Steady State," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 59, no. 4, Apr. 2012.

Archive of SID