

## مبدل DC-DC دو ورودی دو طرفه با بهره و لتاژ بالا و قابلیت کلیدزنی نرم

پرستو خادمی آستانه<sup>۱\*</sup>، جواد جاویدان<sup>۲</sup>

۱- استادیار، گروه برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه آزاد اسلامی واحد رودهن، تهران، ایران

۲- دانشیار گروه آموزشی مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه محقق اردبیلی

\* parastoo.khademi@gmail.com

ارسال: بهمن ماه ۱۴۰۱ پذیرش: بهمن ماه ۱۴۰۱

### چکیده

افزایش آلودگی هوا و گرم شدن جهانی به همراه کاهش منابع سوخت فسیلی، مهندسان را وادار به استفاده از انرژی‌های تجدیدپذیر نموده است. به دلیل مشکلات قابلیت اطمینان و در دسترس نبودن دائمی این منابع، استفاده از واحدهای ذخیره‌ساز انرژی و ترکیب این منابع در قالب سیستم‌های ترکیبی، اجتناب‌ناپذیر می‌باشد. راه‌های مختلفی برای ترکیب و اتصال منابع تجدیدپذیر در سیستم‌های ترکیبی وجود دارد، بهترین روش، استفاده از مبدل چند درگاهی می‌باشد که مزایای کاهش اندازه و هزینه، افزایش راندمان سیستم، قابلیت اطمینان و بهبود دینامیک سیستم به دلیل استفاده از کنترل کننده مرکزی را به دنبال دارد. با توجه به اهمیت مبدل‌های DC-DC چند درگاهی، هدف در این مقاله، پیشنهاد ساختار بهبود یافته به همراه کاهش حداکثری محدودیت‌های ساختارهای موجود می‌باشد. برای تامین بارهای تجاری، انرژی تولید شده باید به یک لینک DC ولتاژ بالا منتقل شود. در این مقاله یک مبدل DC-DC دو ورودی با بهره ولتاژ بالا پیشنهاد شده است. قابلیت کلیدزنی نرم و انتقال دو طرفه توان در مبدل پیشنهادی با استفاده از ساختار سلف ترویج قابل دستیابی است. با استفاده از استراتژی بهبود یافته کلیدزنی برای مدهای مختلف انتقال توان مبدل، عملکرد کلیدزنی نرم چهار کلید اصلی در حالت انتقال توان از سمت ولتاژ پایین توان به سمت ولتاژ بالا قابل دستیابی است. در انتقال توان از سمت ولتاژ بالا به سمت ولتاژ پایین، کلیدزنی نرم نصف کلیدها باقی می‌ماند. علاوه بر این بهره ولتاژ بالا به دلیل استفاده از سلف ترویج به دست می‌آید. برای ارزیابی مبدل پیشنهادی در مدهای مختلف عملکرد شبیه‌سازی و نتایج آن در ادامه آورده شده است.

کلمات کلیدی: پورت دو جهته، مبدل DC-DC چند پورته، انرژی تجدیدپذیر، پورت بدون ریل، سوئیچینگ نرم.

### ۱- مقدمه

آلودگی‌های محیطی و قوانین سیاسی در ارتباط با سوخت‌های فسیلی در دهه‌های اخیر افزایش یافته است بنابراین در سال‌های اخیر انرژی‌های تجدیدپذیر مورد توجه قرار گرفته‌اند [۱-۴]. در بین این منابع انرژی، منبع فتوولتائیک در کل جهان بیشتر مورد توجه قرار گرفته است. با این وجود وابستگی ولتاژ و توان منبع فتوولتائیک به شرایط محیطی مانند تابش و دما منجر به یک منبع ناپایدار می‌شود. بنابراین برای افزایش قابلیت اطمینان منابع انرژی معمولاً یک سیستم ذخیره برای تامین توان در شرایط کمبود توان استفاده می‌شود [۵-۷]. علاوه بر این، ولتاژ تولید شده توسط محصولات تجاری، به بزرگی ولتاژ مورد نیاز برای انتقال به اینورترها نمی‌باشد.

در نتیجه بهره و لثاژ مبدل‌های افزایشنده معمولاً به مقدار مورد نیاز نمی‌باشد. تمام این موارد طراحان را مجبور به استفاده از سیستم‌های تغذیه هیبرید با بهره و لثاژی بالا می‌نماید.

سیستم‌های تغذیه هیبرید شامل چندین مبدل توان و یا یک مبدل چند ورودی می‌باشند. استفاده از چندین مبدل برای مدیریت توان بین چندین منبع نه تنها قابلیت اطمینان را کاهش می‌دهد، بلکه می‌تواند موجب کاهش راندمان نیز شود [۷]. برای غلبه بر مشکلات اشاره شده، مبدل‌های چند ورودی مورد توجه پژوهشگران و مهندسان قرار گرفته‌اند [۸]. مبدل‌های چندورودی دارای یک ساختار واحد چند ورودی با چند درجه آزادی از دید کنترلی سیستم می‌باشند [۹-۱۰]. در مبدل‌های چندورودی، ساختارهای DC-DC، برای رسیدن به یک ساختار واحد به منظور مدیریت توان در بین پورت‌های مختلف ترکیب می‌شوند. این ترکیب نه تنها دینامیک کل سیستم را توسط مدیریت کنترل مرکزی بهبود می‌بخشد، بلکه می‌تواند باعث کاهش تلفات و وزن شده و قابلیت اطمینان سیستم را افزایش دهد. مطابق با روش‌های ترکیب ساختارهای DC-DC، مبدل‌های چندورودی می‌توانند به سه دسته کلی تقسیم‌بندی شوند [۹ و ۱۰].

- مبدل‌های چندورودی با کوپل الکتریکی (ECMIC)
- مبدل‌های چندورودی با کوپل مغناطیسی (MCMIC)
- مبدل‌های چندورودی با کوپل الکترومغناطیسی (EMCMIC)

مبدل‌های نوع دوم از یک ترانسفورمر چند سیم‌پیچ برای کنترل توان بین پورت‌ها استفاده می‌کنند. به دلیل استفاده از ترانسفورمر در مبدل‌های نوع دوم، بهره و لثاژ بالا در بین هر کدام از هر دو پورت قابل دستیابی می‌باشد. امکان اتصال به منابع توان با سطوح و لثاژ مختلف وجود دارد. با این وجود در این نوع مبدل‌ها، استفاده از ترانسفورمر منجر به حجیم شدن ساختار می‌شود، که نیاز به استراتژی کنترلی پیچیده برای مدیریت توان خواهد داشت. در مبدل‌های نوع اول، مدیریت توان بین پورت‌های مختلف با یک لینک خازنی مشترک انجام می‌شود. برای مثال در مرجع [۱۱] دو مبدل به صورت سری متصل شده‌اند تا یک مبدل چندورودی را ایجاد کنند. در مرجع [۱۲] سه مبدل DC-DC دو جهته به صورت موازی به هم متصل شده‌اند. همچنین مبدل‌های ECMIC، به دلیل عدم استفاده از ترانسفورمر حجیم دارای ساختار فشرده می‌باشند ولی بهره و لثاژ به ویژه برای کاربردهای فتوولتائیک بالا نمی‌باشد. در مبدل‌های EMCMIC، پورت‌های ورودی با سطوح و لثاژ مشابه از طریق لینک خازنی متصل شده و از طریق ترانسفورمر به پورت‌های دیگر متصل می‌شوند. در مرجع [۱۳] یک مبدل سه پورته EMCMIC برای کاربردهای فتوولتائیک ارائه شده است، که در آن یک باتری و PV از طریق لینک DC و لثاژ پایین متصل شده‌اند. توان از طریق یک ترانسفورمر افزایشنده به پورت سوم منتقل می‌شود که نقش یک بخش کوپل مغناطیسی را ایفا می‌کند. با این وجود مبدل دارای مشکلات المان‌های مغناطیسی و انتقال توان یک جهته می‌باشد. علاوه بر این مبدل‌های زیادی بر مبنای مبدل‌های پایه DC-DC پیشنهاد شده‌اند (مانند مبدل‌های کاهنده، افزایشنده، کاهنده-افزایشنده، کاک و اسپایس) ولی دارای مشکلات بهره و لثاژ پایین و کلیدزنی سخت می‌باشند. در مرجع [۱۴] یک مبدل چندورودی دو جهته با راندمان بالا پیشنهاد شده است، با این وجود مبدل دارای بهره و لثاژ پایین می‌باشد. در مرجع [۱۵] یک مبدل چندورودی جدید پیشنهاد شده است. ساختار پیشنهادی از ترکیب توپولوژی‌های افزایشنده و افزایشنده - کاهنده برای طراحی یک مبدل سه ورودی استفاده کرده است. اگرچه مبدل دارای بهره و لثاژی بالاتری نسبت به مبدل افزایشنده متداول می‌باشد ولی از چهار کلید و چهار دیود استفاده کرده و عملکرد دو جهته برای لینک DC و لثاژ بالا قابل دستیابی نمی‌باشد و با وجود زیاد بودن تعداد المان‌ها، بهره و لثاژ به مقدار مورد نیاز بالا نمی‌باشد. به ویژه در حالتی که لینک DC، ۴۰۰ ولت توسط پنل PV تولید می‌شود. معروفترین نوع مبدل‌های چند ورودی مبدل نوع تک سلفی چندورودی می‌باشد [۱۶]. مبدل چند ورودی تک سلفی فقط از یک سلف به همراه ساختاری از کلیدها و دیودها برای کنترل توان بین پورت‌های مختلف ورودی و خروجی استفاده می‌کند، مقاله‌های زیادی بر روی این مبدل‌ها کار کرده‌اند [۱۷-۲۰] با این وجود کلیدزنی سخت و بهره و لثاژ پایین از معایب این نوع مبدل‌ها می‌باشند. در این مقاله یک مبدل چندورودی تک سلفی پیشنهاد و بررسی شده است. مبدل پیشنهادی از ساختار تک سلفی برای رسیدن به بهره و لثاژ بالا استفاده می‌کند. برای رسیدن به قابلیت انتقال دو جهته توان، این ساختار از یک کلید قدرت استفاده می‌کند که امکان

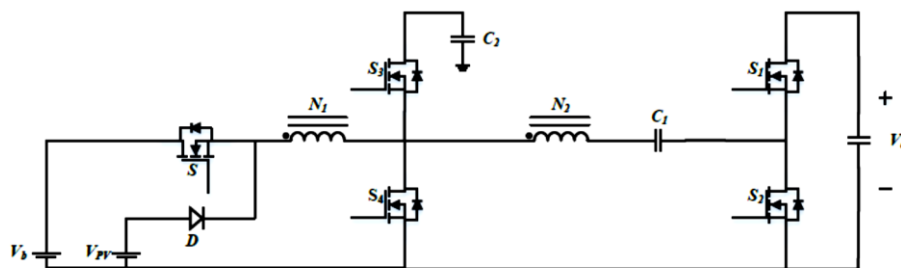
انتقال دو طرفه توان برای مبدل را فراهم می‌کند. به دلیل استفاده از یک شاخه L-C که بین دو شاخه کلیدی در مبدل پیشنهادی وصل شده است، کلیدزنی نرم برای دو کلید هر شاخه در هر مد انتقال توان امکان پذیر خواهد بود. برای دستیابی به عملیات کلیدزنی نرم شامل کلیدزنی ولتاژ صفر و کلیدزنی جریان صفر، یک استراتژی بهبود یافته پیشنهاد شده است. در استراتژی کلیدزنی بهبود یافته دو کلید ولتاژ بالا روشن نمی‌شوند که به مبدل کمک می‌کند تا دو کلید با کلیدزنی سخت را با دو دیود کلیدزنی و جریان صفر جایگزین نماید. ویژگی‌های اصلی مبدل پیشنهادی به صورت زیر می‌باشند:

- بهره ولتاژ بالا
- استفاده از یک المان مغناطیسی
- عملکرد کلیدزنی نرم
- عملکرد دو جهته پورت باتری از دید بقیه پورت‌ها
- استفاده از فقط پنج کلید و یک دیود برای رسیدن به مزایای ذکر شده

این مقاله به این صورت بخش‌بندی می‌شود، در بخش ۲ مبدل پیشنهادی نشان داده شده و مدهای عملکرد بررسی می‌شوند در بخش ۳ به بررسی استرس ولتاژ، استرس جریان و بهره ولتاژ پرداخته شده است. برای ارزیابی عملکرد مبدل پیشنهادی در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی مبدل نشان داده شده و ویژگی‌های اصلی مبدل در بخش آخر آورده شده است.

## ۲- مبدل پیشنهادی

ساختار کلی مبدل پیشنهادی در شکل ۱ نشان داده شده است. مطابق با این شکل، مبدل دارای چهار کلید اصلی  $S_{1-4}$  می‌باشد که جهت انتقال توان را تعریف می‌کنند. همچنین کلید S و دیود D انتقال توان بین منبع فتوولتائیک و باتری را مدیریت می‌کنند. در مبدل پیشنهادی فرض می‌شود که  $V_{PV} < V_b$  باشد. سلف تزویج باید بصورت یک ترانسفورمر ایده‌آل به همراه یک اندوکتانس مغناطیسی و سلف نشتی مدل شود که هر دو در سمت ثانویه ترانسفورمر قرار گرفته‌اند. در ادامه، عملکرد مبدل پیشنهادی، با دو روش کلیدزنی توصیف شده است. هرچند روش اول منجر به انتقال توان در هر دو جهت می‌شود، ولی منجر به کلیدزنی نرم دو تا از چهار کلید در طول انتقال توان در هر جهت می‌شود. بنابراین، یک روش کلیدزنی بهبود یافته برای انتقال توان از سمت ولتاژ پایین به سمت ولتاژ بالا برای رسیدن به کلیدزنی ولتاژ صفر و جریان صفر (ZVZCS) برای هر چهار کلید استفاده شده است.



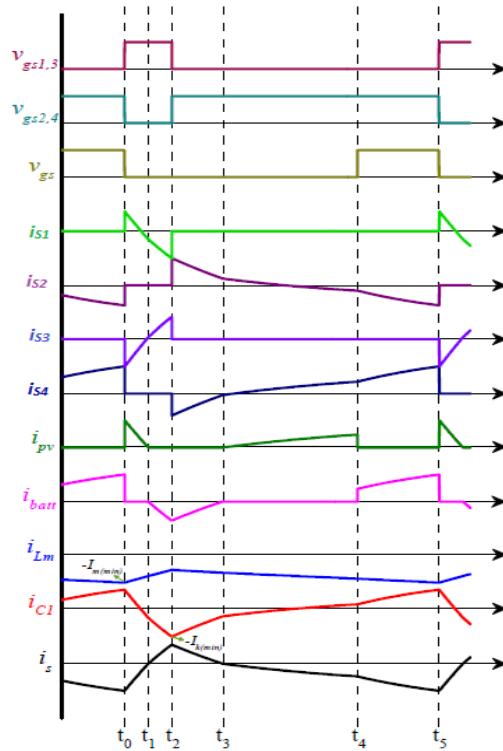
شکل ۱- مبدل DC-DC چند ورودی دو جهته افزایشی پیشنهادی [۲۰]

### ۲-۱- مدهای عملکرد مبدل تک سلفی پیشنهادی

با توجه با ساختار مبدل پیشنهادی، دو مد عملکرد کلی می‌توان برای مبدل تعریف کرد. مد اول، انتقال توان از سمت ولتاژ پایین به سمت ولتاژ بالا که در حقیقت، تامین توان بار از طریق منابع ورودی می‌باشد و مد دوم انتقال توان از سمت ولتاژ بالا به سمت ولتاژ پایین که منجر به شارژ باتری خواهد شد. در ادامه رفتار مبدل در هر مد کاری بررسی شده است.

۲-۱-۱- انتقال توان از سمت ولتاژ پایین به سمت ولتاژ بالا (LV-HV)

در این مدار، برای کنترل توان بین درگاه‌های مختلف، استراتژی کلیدزنی مدولاسیون پهنای پالس استفاده شده است. در مبدل پیشنهادی، کلیدهای  $S_2$  و  $S_4$  با دوره کارکرد  $D_1$  روشن شده و کلیدهای  $S_1$  و  $S_3$  به صورت مکمل با دوره کارکرد  $(1-D_1)$  روشن می‌شوند. برای مدیریت توان بین منبع فتوولتائیک و باتری، کلید  $S$  با دوره کارکرد  $D$  روشن می‌شود. شکل ۲، شکل موج‌های کلیدی مبدل و شکل ۳ شرایط کلیدها و جهت جریان را برای مدهای مختلف عمل کرد نشان می‌دهد. در این مدل عملکرد، درگاه ولتاژ بالا یعنی خروجی به صورت یک بار مقاومتی مدل می‌شود، زیرا درگاه ولتاژ بالا در این حالت مصرف کننده توان می‌باشد.



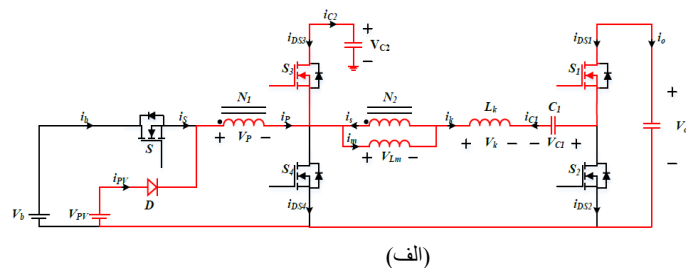
شکل ۲- شکل موج‌های نمونه برای مد انتقال از LV به HV

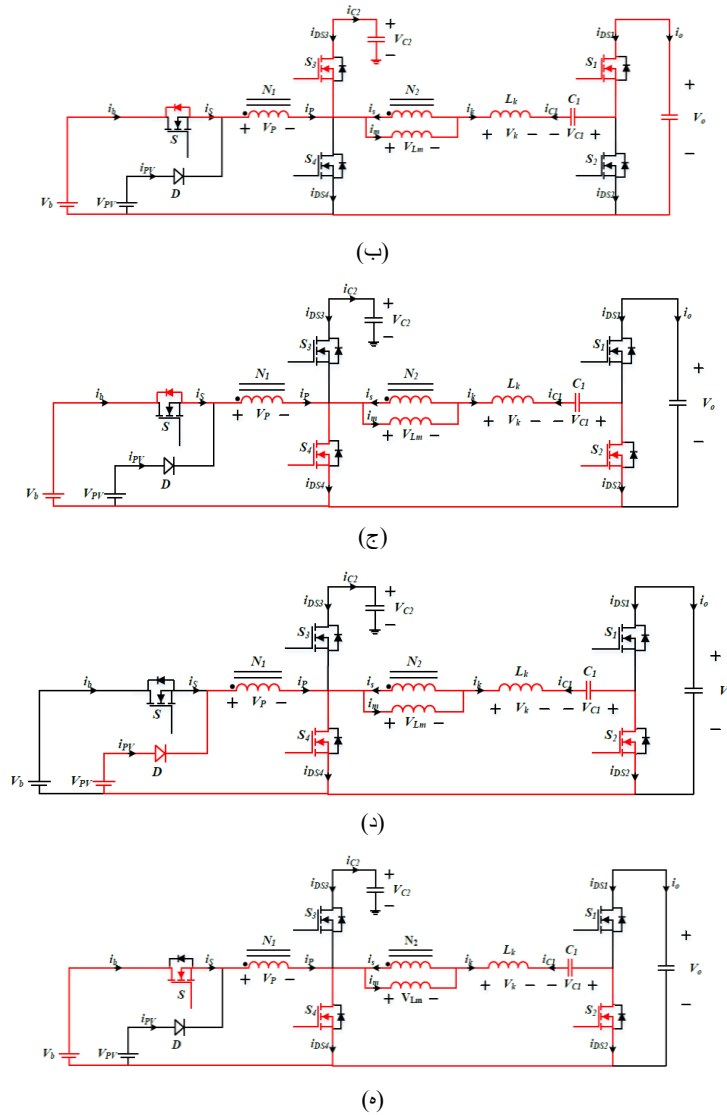
بازه‌های کاری مبدل در این مد به صورت زیر می‌باشند:

بازه زمانی اول  $[t_0, t_1]$ : در ابتدای این بازه، کلیدهای  $S_1$  و  $S_3$  روشن شده و بقیه کلیدها خاموش می‌شوند. همین که کلید  $S$  خاموش می‌شود، در ابتدا توان از منبع فتوولتائیک جاری می‌شود. ولتاژ سلف  $L_k$  مثبت شده و جریان آن شروع به افزایش می‌کند. همین که متوسط جریان خازن  $C_1$  صفر شود، جریان  $i_k$  از یک مقدار منفی شروع به افزایش می‌کند. بنابراین معادلات مرتبط با این بازه زمانی می‌توانند به صورت زیر نوشته شوند. این دوره زمانی هنگامی تمام می‌شود که جریان  $i_{pv}$  به صفر برسد (شکل ۳-الف).

$$L_m \frac{di_m}{dt} = nV_{PV} - V_{C2} \quad (1)$$

$$L_k \frac{di_k}{dt} = V_{C1} + V_{C2} - nV_{PV} - V_{C2} - V_O$$





شکل ۳- مدهای عملکرد مبدل در انتقال توان LV-HV

بازه زمانی دوم  $[t_1, t_2]$ : این دوره، زمانی شروع می‌شود که جریان منبع فتوولتائیک صفر شود. در ابتدا باتری شروع به شارژ شدن می‌کند. ادامه کار مانند مرحله قبل می‌باشد. معادلات مربوط به این بازه زمانی، در زیر آورده شده‌اند. در پایان این بازه، کلیدهای  $S_1$  و  $S_3$  خاموش می‌شوند. در طول این بازه جریان  $i_k$  افزایش پیدا کرده و در نهایت به مقدار پیک خود در زمان  $t_2$  می‌رسد. این جریان منفی به کلید  $S_4$  کمک می‌کند تا در شرایط کلیدزنی نرم عمل کند (شکل ۳-ب).

$$L_m \frac{di_m}{dt} = n(V_b - V_{C2})$$

$$L_k \frac{di_k}{dt} = V_{C1} + V_{C2} - n(V_b - V_{C2}) - V_o$$
(۲)

بازه زمانی سوم  $[t_2, t_3]$ : زمانی که کلیدهای  $S_1$  و  $S_3$  خاموش شوند، جریان  $i_{S3}$  از دیود بدنه  $S_4$  جاری می‌شود و دیود کلیدهای  $S_2$  و  $S_4$  روشن می‌شوند. کلید  $S_4$  در شرایط کلیدزنی نرم روشن شده و اندوکتانس مغناطیسی شارژ می‌شود. بنابراین معادلات مربوط به این دوره به صورت زیر بیان می‌شوند. در پایان این دوره جریان باتری صفر می‌شود (شکل ۳-ج).

$$L_m \frac{di_m}{dt} = n(V_b)$$

$$L_k \frac{di_k}{dt} = V_{C1} - n(V_b)$$
(۳)

بازه زمانی چهارم  $[t_3, t_4]$ : منبع فتوولتائیک در ابتدا شروع به تامین توان می کند. بنابراین معادلات مربوط به این دوره مشابه معادلات مرحله قبل بوده و با جای گذاری  $V_{PV}$  به جای  $V_b$  به دست می آیند (شکل ۳-د).

$$\begin{aligned} L_m \frac{di_m}{dt} &= n(V_{PV}) \\ L_k \frac{di_k}{dt} &= V_{C1} - n(V_{PV}) \end{aligned} \quad (4)$$

بازه زمانی پنجم  $[t_4, t_5]$ : در ابتدای این دوره، کلید  $S$  روشن می شود. با روشن شدن کلید  $S$ ، منبع فتوولتائیک خاموش می شود، زیرا ولتاژ باتری بیشتر از ولتاژ منبع فتوولتائیک می شود. بنابراین شرایطی مشابه مرحله ۳ اتفاق می افتد. در پایان مرحله پنجم، جریان  $i_k$  به پیک منفی خود برابر با مقدار آن در  $t_0$  می رسد. سپس کلیدهای  $S$  و  $S_2$  و  $S_4$  خاموش می شوند. وقتی کلید  $S_4$  خاموش می شود جریان آن از دیود بدنه کلید  $S_3$  عبور می کند و کلید  $S_3$  برای روشن شدن در شرایط کلیدزنی نرم در بازه بعدی آماده می شود (شکل ۳-ه).

$$\begin{aligned} L_m \frac{di_m}{dt} &= n(V_b) \\ L_k \frac{di_k}{dt} &= V_{C1} - n(V_b) \end{aligned} \quad (5)$$

#### ۲-۱-۲- انتقال توان از سمت ولتاژ بالا به سمت ولتاژ پایین (HV-LV)

برای ذخیره توان در باتری، کلید  $S$  به صورت پیوسته روشن شده و دیود  $D$  خاموش می شود. در این مرحله نیز، یک استراتژی کلیدزنی مشابه استراتژی مد قبل استفاده می شود. برای تحلیل مبدل، فرض می شود که کلیدهای  $S_1$  و  $S_3$  روشن هستند و قبل از زمان  $t_0$  خاموش می شوند. شکل موج های کلیدی این مد در شکل ۴ نشان داده شده است. شکل ۵ نیز، حالت های مختلف عملکرد مدار در این مد را نشان می دهد. بازه های زمانی عملکرد مبدل در مد انتقال توان از سمت ولتاژ بالا به سمت ولتاژ پایین در ادامه توضیح داده شده اند.

بازه زمانی اول  $[t_0, t_1]$ : در ابتدای این بازه  $S_2$  و  $S_4$  روشن می شوند. بنابراین یک ولتاژ مثبت  $V_b$  در دو سر  $L_m$  قرار گرفته و جریان آن شروع به افزایش می کند. در این بازه، جریان های  $i_m$  و  $i_k$  به صورت زیر توصیف می شوند (شکل ۵-الف).

$$\begin{aligned} L_m \frac{di_m}{dt} &= n(V_b) \\ L_k \frac{di_k}{dt} &= V_{C1} - n(V_b) \end{aligned} \quad (6)$$

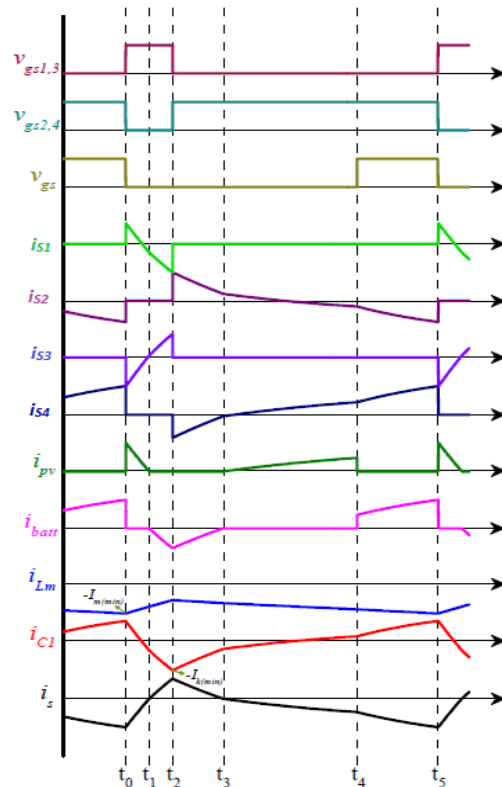
از آنجا که ولتاژ دو سر اندوکتانس  $L_k$  مثبت می باشد (مطابق با ولتاژ  $V_{C1}$  که بعداً بررسی می شود)، جریان  $i_k$  شروع به افزایش می کند. مطابق با خازن سری با  $L_k$ ،  $i_k$  فقط دارای مولفه AC می باشد. بنابراین در این بازه جریان  $i_k$  از یک مقدار منفی شروع شده و به یک مقدار مثبت می رسد. جریان مثبت  $i_k$ ، کلید  $S_1$  را در شرایط کلیدزنی نرم برای دوره بعدی قرار می دهد. در پایان این دوره، کلیدهای  $S_2$  و  $S_4$  خاموش می شوند.

بازه زمانی دوم  $[t_1, t_2]$ : زمانی که کلیدهای  $S_2$  و  $S_4$  خاموش می شوند، جریان مثبت  $i_{S2}$  از دیود بدنه  $S_1$  جاری می شود. بنابراین ولتاژ درین -سورس کلید  $S_1$ ، صفر می شود. در ابتدای این بازه، کلیدهای  $S_1$  و  $S_3$  روشن می شوند. از آنجا که  $V_{DS1}$  قبل از روشن شدن  $S_1$  صفر می شود، کلید  $S_1$  در شرایط کلیدزنی نرم روشن می شود. در این دوره جریان های  $i_m$  و  $i_k$  به صورت زیر تعریف می شوند (شکل ۵-ب).

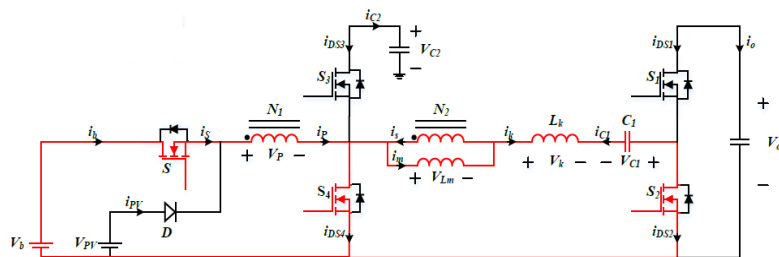
$$L_m \frac{di_m}{dt} = n(V_b - V_{c1})$$

$$L_k \frac{di_k}{dt} = V_{C1} - n(V_b - V_{c1}) - V_c$$

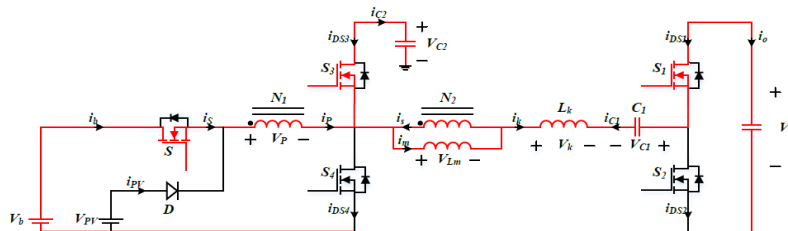
(۷)



شکل ۴- موج های نمونه برای مد انتقال از HV به LV



(الف)



(ب)

شکل ۵- مدهای عملکرد مبدل برای مد انتقال از HV به LV

## ۲-۱-۳- مدهای عملکرد انتقال توان از سمت ولتاژ پایین به سمت ولتاژ بالا با مدلاسیون جدید کلیدزنی

زمانی که کلیدهای S<sub>1-4</sub> روشن و خاموش می‌شوند، فقط دو کلید در شرایط کلیدزنی نرم کار می‌کنند. در اینجا یک مدلاسیون کلیدزنی تعمیم یافته برای رسیدن به عملکرد کلیدزنی نرم برای تمام کلیدها در حالت انتقال از سمت ولتاژ پایین به سمت ولتاژ بالا استفاده شده است. در این روش کلیدهای S<sub>3</sub> و S<sub>4</sub> مشابه بخش قبل کار می‌کنند. برای رسیدن به شرایط کلیدزنی نرم برای کلیدهای S<sub>1</sub> و S<sub>2</sub>، کلیدها روشن نشده و مانند دیود ساده عمل می‌کنند. شکل موج‌های مبدل در شکل ۶ نشان داده شده است. برای تحلیل عملکرد مبدل در این مد فرض می‌شود که کلید S<sub>3</sub> قبل از زمان t<sub>0</sub> روشن است. بازه‌های زمانی عملکرد مبدل با مدلاسیون جدید کلیدزنی در ادامه توضیح داده شده است.

بازه زمانی اول [t<sub>1</sub>, t<sub>0</sub>]: در زمان t<sub>0</sub> کلید S<sub>0</sub> روشن شده و اندوکتانس مغناطیسی شروع به ذخیره انرژی ناشی از ولتاژ V<sub>b</sub> می‌نماید. به عبارت دیگر جریان i<sub>k</sub> به دلیل وجود ولتاژ ناشی بر روی سلف ناشی، شروع به کاهش می‌کند. بنابراین رابطه‌ای که این دوره را تعریف می‌کند به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned} L_m \frac{di_m}{dt} &= n(V_b) \\ L_k \frac{di_k}{dt} &= V_{C1} - n(V_b) - V_o \end{aligned} \quad (8)$$

در پایان این دوره جریان i<sub>b</sub> به صفر می‌رسد. جریان i<sub>b</sub> می‌تواند بر حسب جریان‌های مغناطیسی i<sub>m</sub> و جریان اندوکتانس ناشی i<sub>k</sub> به صورت زیر نوشته شود. در پایان این دوره i<sub>k</sub>=i<sub>m</sub> خواهد بود.

$$i_p(t) = n(i_m(t) - i_k(t)) \quad (9)$$

بازه زمانی دوم [t<sub>1</sub>, t<sub>2</sub>]: در شروع این دوره جهت جریان i<sub>p</sub> معکوس شده و منبع فتوولتائیک توان را تامین می‌کند. بنابراین معادلات توصیف کننده این دوره به صورت زیر نوشته می‌شوند. در پایان این دوره جریان i<sub>k</sub> به صفر رسیده و دیود بدنه خاموش می‌شود.

$$\begin{aligned} L_m \frac{di_m}{dt} &= n(V_{pv}) \\ L_k \frac{di_k}{dt} &= V_{C1} - n(V_{pv}) - V_o \end{aligned} \quad (10)$$

بازه زمانی سوم [t<sub>2</sub>, t<sub>3</sub>]: در این دوره دیود بدنه S<sub>3</sub> هدایت می‌کند. این امر منجر به ولتاژ کم در دوسر L<sub>k</sub> می‌شود. بنابراین جریان بسیار کمی در L<sub>k</sub> برقرار خواهد شد زیرا ولتاژ nV<sub>pv</sub>-V<sub>1</sub> در دوسر L<sub>k</sub> قرار می‌گیرد. منبع فتوولتائیک توان را در این دوره تامین می‌کند. این دوره زمانی تمام می‌شود که کلید S روشن شود.

بازه زمانی چهارم [t<sub>3</sub>, t<sub>4</sub>]: با روشن شدن کلید S، باتری شروع به تامین توان می‌کند. در این دوره عملکرد، جریان i<sub>k</sub> کاهش یافته و دیود بدنه کلید S<sub>2</sub> روشن می‌شود. در این بازه معادلات زیر به دست می‌آیند. در پایان این دوره کلیدهای S<sub>4</sub> و S خاموش می‌شوند.

$$\begin{aligned} L_m \frac{di_m}{dt} &= n(V_b) \\ L_k \frac{di_k}{dt} &= V_{C1} - n(V_b) - V_o \end{aligned} \quad (11)$$

بازه زمانی پنجم [t<sub>4</sub>, t<sub>5</sub>]: در ابتدای این دوره کلید S<sub>3</sub> روشن می‌شود. بنابراین هیچ توانی از V<sub>b</sub> و V<sub>pv</sub> خارج نمی‌شود. در این بازه، ولتاژ بزرگی در دوسر L<sub>k</sub> قرار می‌گیرد. بنابراین جریان i<sub>k</sub> ناگهان به صفر می‌رسد. این بازه، زمانی به پایان می‌رسد که جریان i<sub>s2</sub> صفر شود.

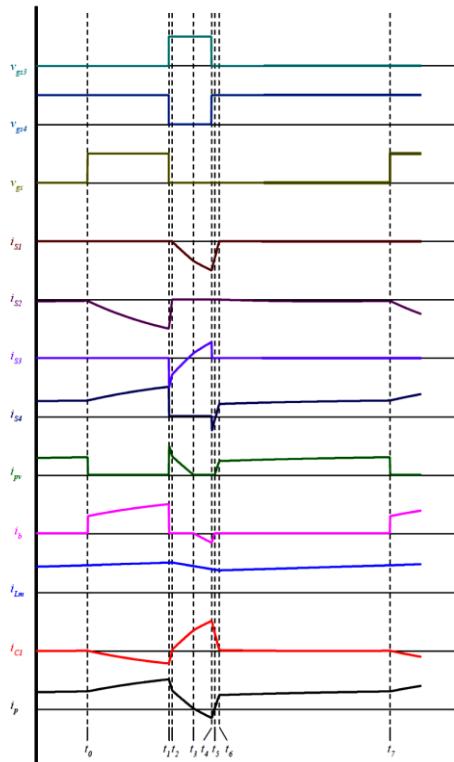


بازه زمانی ششم  $[t_5, t_6]$ : در این دوره دیود بدنه کلید  $S_1$  هدایت می‌کند. زمانی که کلید  $S_1$  شروع به هدایت می‌کند، ولتاژ بزرگ  $V_o$ ، منجر به کاهش جریان اندوکتانس نشستی  $L_k$  می‌شود. چون کلید  $S_3$  در طول این دوره روشن است، ولتاژ کلی، اندوکتانس مغناطیسی  $i_m$  را کاهش می‌دهد. معادلات مربوط به این بازه زمانی به صورت زیر می‌باشند:

$$L_m \frac{di_m}{dt} = n(V_w - V_{c2}) \quad (12)$$

$$L_k \frac{di_k}{dt} = V_{C1} - n(V_w - V_{c2}) - V_o$$

بازه زمانی هفتم  $[t_6, t_7]$ : زمانی که دیود بدنه کلید  $S$  شروع به هدایت می‌کند، جریان در باتری برقرار می‌شود. مشابه دوره قبل توان بار از طریق انرژی ذخیره شده در خازن  $C_2$  تامین می‌شود.



شکل ۶- شکل موج‌های نمونه مبدل با مدلاسیون جدید کلیدزنی

### ۳- نکات طراحی مبدل دو ورودی تک سلفی

در این بخش روابط مورد نیاز برای طراحی مبدل استخراج می‌شوند. در ابتدا بهره ولتاژ بررسی شده و سپس شرایط کلیدزنی نرم مبدل به دست می‌آید.

#### ۳-۱- استخراج بهره ولتاژ

بهره ولتاژ، برای دو مد عملکرد تعریف شده در مدهای اول و دوم محاسبه می‌شود. در مد دوم، با در نظر گرفتن قانون تعادل ولتاژ برای اندوکتانس‌های  $L_m$  و  $L_k$ ، و محاسبه ولتاژهای  $V_{C1}$  و  $V_{C2}$ ، بهره ولتاژ به صورت زیر به دست می‌آیند.

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{n}{1-D_1 D_1' (1-D_1) V_{in} T_s} I_o L_k \quad (13)$$

بهره ولتاژ مبدل برای مد اول نیز به صورت زیر محاسبه خواهد شد.

$$V_O = V_{C2} + \frac{V_{C1}}{1-D_1}$$

$$V_{C1} = nV_{eff} - \frac{I_O L_k}{D_1^2 (1-D_1)^2 T_s} \quad (14)$$

$$V_{C2} = \frac{V_{eff}}{1-D_1}$$

$$V_{eff} = D_{PV} V_{PV} + D_b V_b$$

در این رابطه  $D_{PV}$ ، دوره کارکرد مربوط به دوره زمانی  $(t_0-t_1)$  و  $D_b$  دوره کارکرد مربوط به بازه زمانی  $(t_1-t_2)$  می باشد. که مجموع آن‌ها  $(D_{PV}+D_b)$  برابر  $(1-D_1)$  خواهد بود.

### ۳-۲- معیارهای کلید زنی نرم

برای رسیدن به شرایط کلیدزنی نرم، انرژی مغناطیسی ذخیره شده، باید انرژی مورد نیاز برای دشارژ یکی از خازن‌های درین - سورس و شارژ خازن دیگر در شاخه کلید را داشته باشد. برای انجام این کار، شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر، برای کلیدهای مدار در ادامه توضیح داده شده است.

$$S_1 \rightarrow -\frac{I_o}{D_1} + \frac{V_1 - nV_b}{2L_k} D_1 T_s > I^*$$

$$S_2 \rightarrow \frac{I_o}{D_1} + \frac{V_1 - nV_b}{2L_k} D_1 T_s > I^* \quad (15)$$

$$S_3 \rightarrow ni_m(t_0) - (n+1)i_k(t_0) > I^*$$

$$S_3 \rightarrow -ni_m(t_2) - (n+1)i_k(t_2) > I^*$$

که در آن  $I^*$  به صورت زیر بدست می آید. در این رابطه  $T^*$  زمان گذار مورد نیاز بوده و  $C_{oss}$  خازن خروجی کلیدها می باشد.

$$I^* = \frac{2C_{oss}V_O}{T^*} \quad (16)$$

### ۳-۳- طراحی سیستم کنترلی مبدل دو ورودی تک سلفی

هدف از طراحی سیستمی کنترلی برای مبدل پیشنهادی، تامین توان بار و انتخاب مدهای عملکرد انتقال توان می باشد. برای کنترل مبدل، روش پیشنهاد شده در مرجع [۲۱] استفاده شده است. بلوک دیاگرام کلی سیستم کنترلی و مدیریت توان پیشنهادی در شکل نشان داده شده است. مطابق با این شکل، دو پارامتر کنترلی  $D$  و  $D_b$  برای مدیریت انتقال توان بین درگاه‌ها و تنظیم ولتاژ خروجی باید به درستی انتخاب شوند. برای این منظور، پارامتر  $D$  با استفاده از ولتاژ تنظیم شده خروجی (OVR) انتخاب می شود. علاوه بر این  $D_b$  بر مبنای وضعیت باتری و منبع فتوولتائیک انتخاب می شود. بلوک دیاگرام مدیریت توان دارای چهار مرحله می باشد.

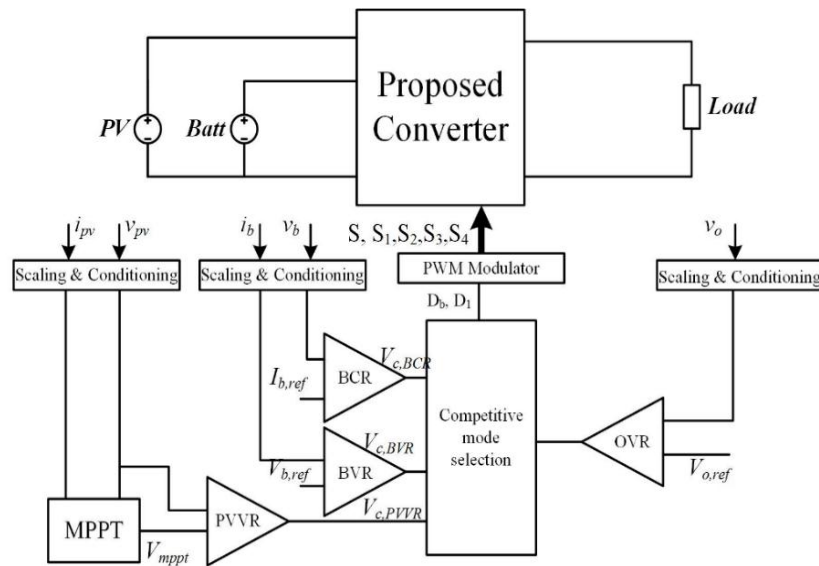
مرحله اول: سیگنال‌های فیدبک با عبور از یک مرحله، نمونه برداری می شوند.

مرحله دوم: شامل تحلیل کنترل کننده‌هایی می باشد که شامل رگلاتور جریان باتری (BCR)، رگلاتور ولتاژ باتری (BVR)، رگلاتور ولتاژ PV (PVVR) و رگلاتور ولتاژ خروجی (OVR) می باشد.

مرحله سوم: انتخاب مد رقابتی می باشد، مشخص می کند که کدام یک از سه رگلاتور BCR, BVR, PVVR تعیین کننده

دوره کارکرد  $D_b$  می باشد.

مرحله چهارم: مدولاتور مدولاسیون پهنای پالس سیگنال‌های گیت لازم را تولید می کند.



شکل ۷- بلوک دیاگرام سیستم کنترلی برای مبدل پیشنهادی تک سلفی [۲۱]

#### ۴- نتایج شبیه‌سازی مبدل دو ورودی تک سلفی

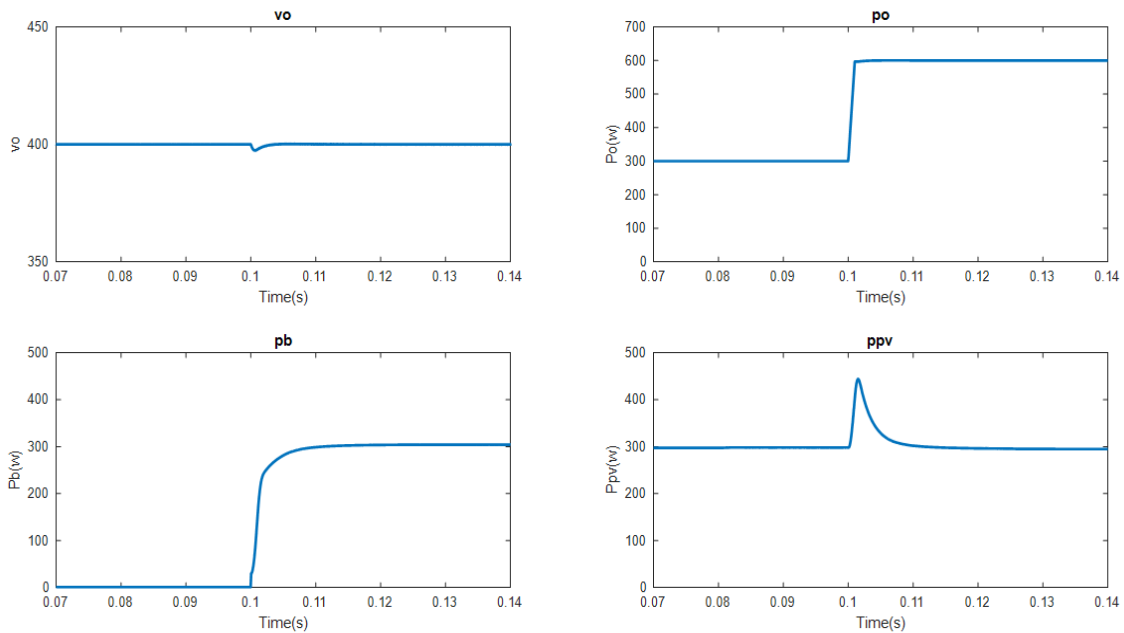
برای ارزیابی صحت عملکرد مدار در تمام مدهای عملکرد و توانایی مبدل پیشنهادی در مدیریت توان سیستم و نیز نشان دادن صحت شرایط کلیدزنی نرم، سه سناریوی مختلف از وضعیت توان‌های منبع و بار در نظر گرفته شده است.

##### ۴-۱- سناریوی اول

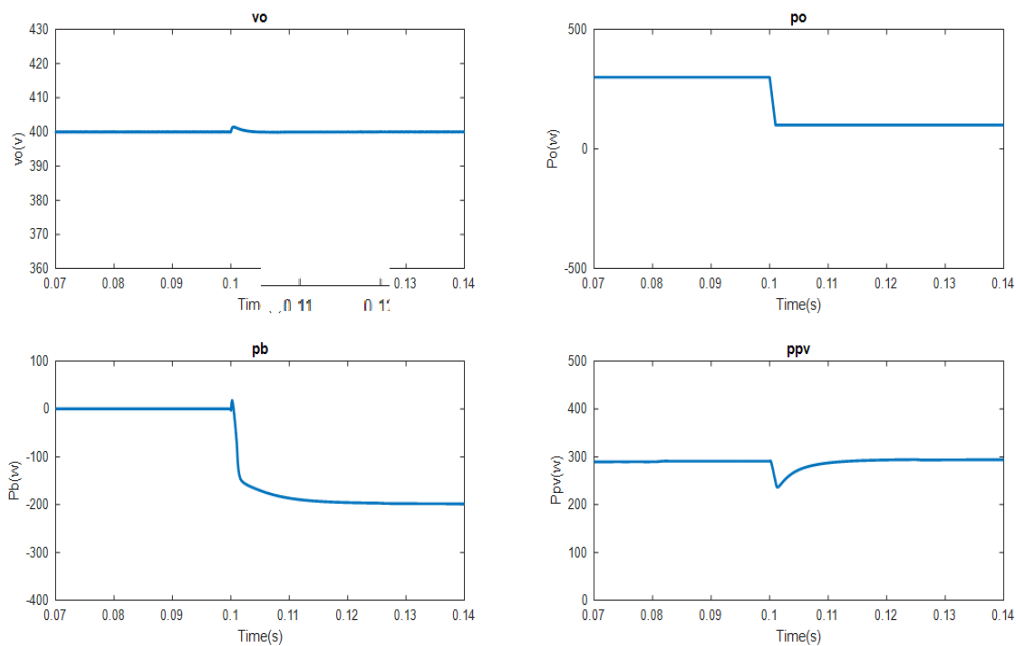
در این مرحله که مد اصلی عملکرد مبدل است، منبع فتوولتائیک به تنهایی قادر به تامین توان مورد نیاز بار می‌باشد و نیازی به شارژ و یا دشارژ باتری نیست. در صورت افزایش توان بار به مقداری بیشتر از توان تولیدی منبع فتوولتائیک، اختلاف توان بین بار و منبع فتوولتائیک از طریق دشارژ باتری تامین می‌شود. شکل ۸ نتایج شبیه‌سازی این حالت را نشان می‌دهد. در این حالت در ابتدا توان بار برابر ۳۰۰ وات می‌باشد، و منبع فتوولتائیک توان کافی برای تامین بار را دارا می‌باشد. در لحظه  $t=0.1\text{sec}$ ، توان بار از مقدار ۳۰۰ وات به ۶۰۰ وات افزایش می‌یابد. در این لحظه، باتری در حالت دشارژ قرار گرفته و با تامین اختلاف توان، ولتاژ خروجی را در ۷۰۰ وات تنظیم می‌کند. این مد، در حقیقت، مد دو ورودی-تک خروجی مبدل خواهد بود.

##### ۴-۲- سناریوی دوم

در ابتدا منبع فتوولتائیک به تنهایی قادر به تامین توان بار می‌باشد. در لحظه  $t=0.1\text{sec}$  مقدار توان بار از ۳۰۰ وات به ۱۰۰ تغییر پیدا می‌کند در این حالت توان منبع بیشتر از توان مورد نیاز بار است در نتیجه علاوه بر تامین توان بار توسط منبع فتوولتائیک، باتری نیز به وسیله توان اضافی موجود شارژ خواهد شد. در اینجا صحت عملکرد انتقال دوطرفه توان در درگاه باتری نیز تایید می‌شود. زیرا جهت جریان باتری معکوس شده و باتری از حالت دشارژ به حالت شارژ تغییر وضعیت می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی این حالت در شکل ۹ نشان داده شده‌اند. در این حالت مبدل در حالت تک ورودی-دو خروجی قرار دارد. در ضمن نتایج شبیه‌سازی تایید کننده رپیل جریان صفر در درگاه اول خواهد بود.



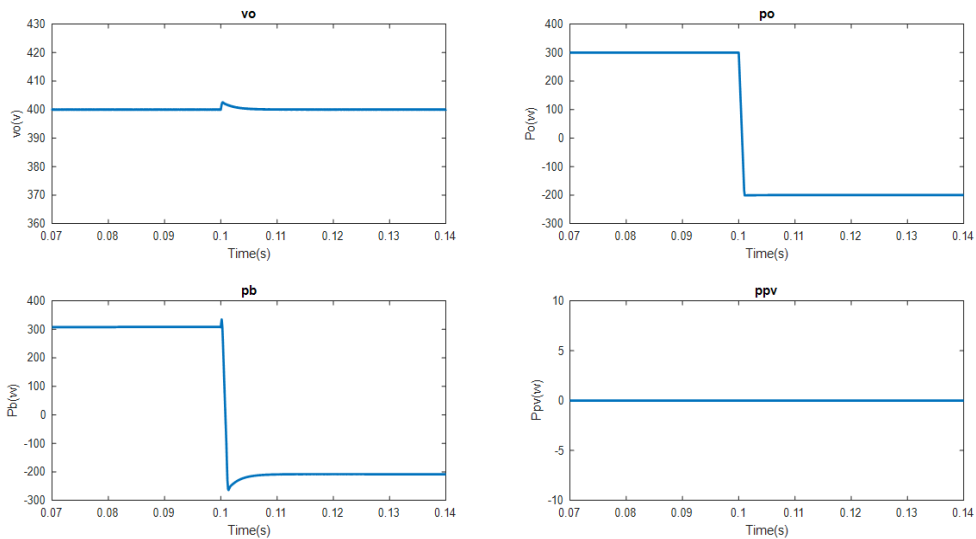
شکل ۸- نتایج شبیه‌سازی مبدل در حالتی که در لحظه  $t=0.1\text{sec}$ ، افزایش توان بار از مقدار ۳۰۰ وات به ۶۰۰ وات الف) توان خروجی ب) ولتاژ خروجی ج) توان منبع فتوولتائیک د) توان باتری



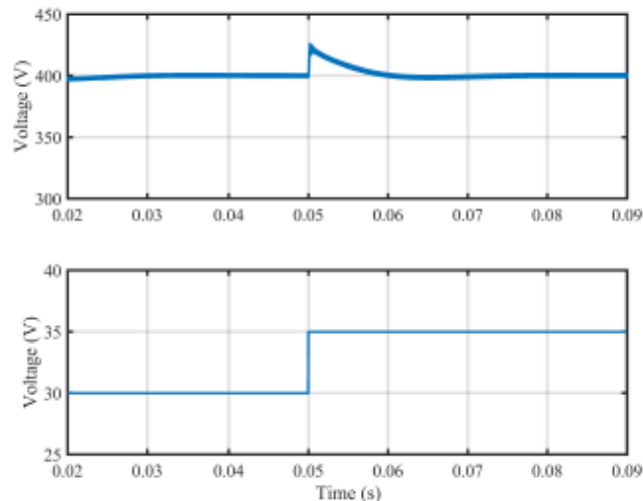
شکل ۹- نتایج شبیه‌سازی مبدل در حالتی که در لحظه  $t=0.1\text{sec}$ ، تغییر توان بار از مقدار ۳۰۰ وات به ۱۰۰ وات الف) توان خروجی ب) ولتاژ خروجی ج) توان منبع فتوولتائیک د) توان باتری

#### ۴-۳- سناریوی سوم

اگر به هر دلیلی منبع فتوولتائیک قطع شده و قادر به تامین توان بار نباشد، باتری به تنهایی توان مورد نیاز بار را تامین خواهد کرد. و مبدل در مد تک ورودی-تک خروجی کار می‌کند. نتایج حاصل از این سناریو در شکل ۱۰ نشان داده شده است. برای نشان دادن کنترل‌پذیری مبدل، پاسخ‌گذاری ولتاژ خروجی به دلیل تغییر ناگهانی منبع فتوولتائیک در شکل ۱۱ نشان داده شده است. مطابق با این شکل، واضح است که سیستم کنترلی طراحی شده می‌تواند ولتاژ خروجی را تنظیم نماید تا به ولتاژ مطلوب 400V در شرایط گذرا برسد.

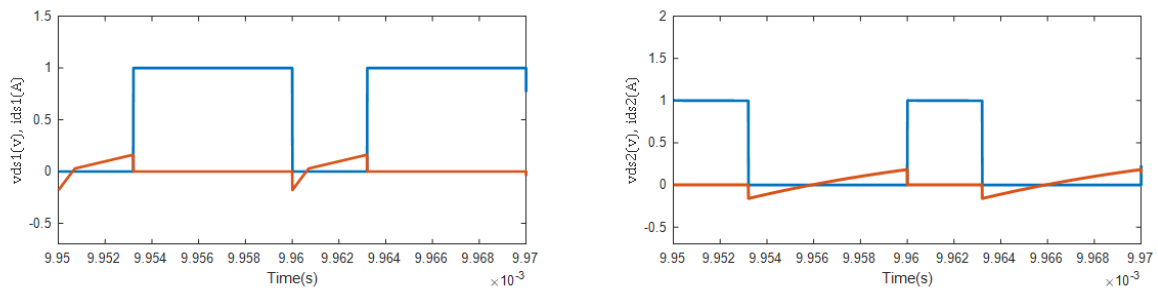


شکل ۱۰- نتایج شبیه‌سازی مبدل در حالتی که منبع فتولتائیک در دسترس نباشد و توان بار در لحظه  $t=0.1\text{sec}$ ، افزایش یابد. الف) توان خروجی (ب) ولتاژ خروجی (ج) توان منبع فتولتائیک (د) توان باتری

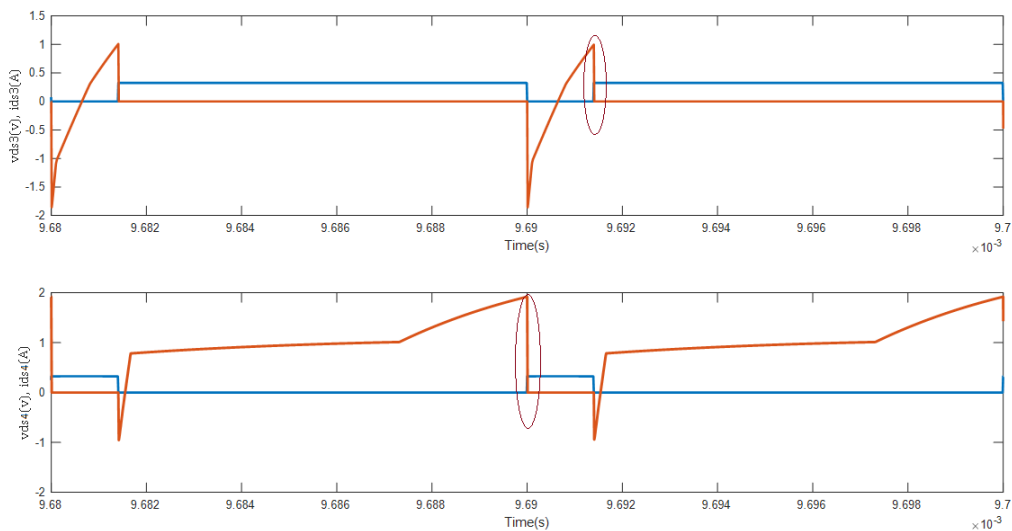


شکل ۱۱- پاسخ گذاری ولتاژ خروجی به دلیل تغییر ناگهانی در ولتاژ منبع فتولتائیک

برای ارزیابی صحت عملکرد کلیدزنی نرم برای سه کلید، شکل موج‌های ولتاژهای گیت-سورس و نیز ولتاژ و جریان درین سورس کلیدها در یکی از مدهای کاری در شکل‌های ۱۲ و ۱۳ نشان داده شده‌اند. چون عملیات کلیدزنی در حالت ولتاژ صفر انجام می‌شود، ابتدا ولتاژ درین-سورس کلیدها صفر شده و سپس کلیدها روشن می‌شوند. برای برقراری شرایط کلیدزنی جریان صفر در حالت خاموش شدن کلیدها نیز ابتدا جریان دیود به صفر رسیده و سپس دیود خاموش می‌شود.



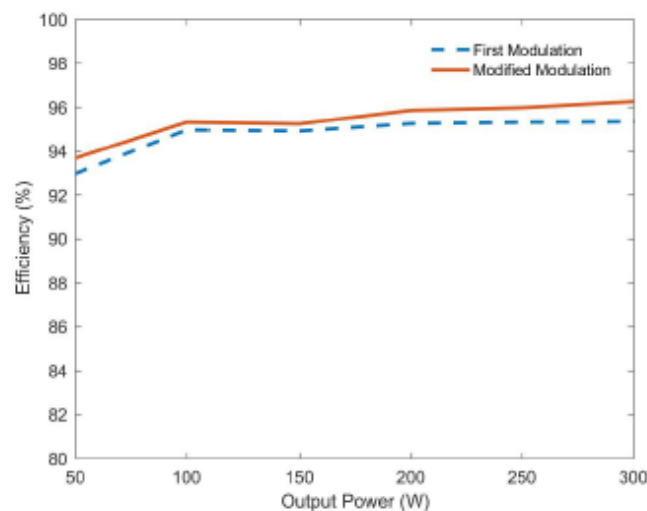
شکل ۱۲- شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر الف) ولتاژ درین-سورس و جریان کلید S1 ب) ولتاژ درین-سورس و جریان کلید S2



شکل ۱۳- شرایط کلیدزنی جریان صفر الف) ولتاژ درین-سورس و جریان کلید S3 ب) ولتاژ درین-سورس و جریان کلید S4

#### ۴-۴- محاسبه راندمان مبدل دو ورودی تک سلفی

برای مقایسه دو استراتژی کلیدزنی پیشنهادی در انتقال توان از LV به HV، راندمان برای این دو روش به صورت تئوری، محاسبه شده است. باید توجه شود که به دلیل کیفیت پایین دیود ماسفت قدرت، یک دیود خارجی فوق سریع برای استراتژی کلیدزنی اشاره شده، متصل شده است. شکل ۱۴، راندمان مبدل برای دو استراتژی کلیدزنی اشاره شده را نشان می دهد. مطابق با این شکل، همانگونه که انتظار می رود، استراتژی کلید زنی پیشنهادی منجر به راندمان بالاتر می شود. دلیل این امر آنست که کلیدهای بخش HV جریان خروجی را هدایت می کنند که دارای مقدار متوسط پایین تری است. بنابراین با جایگزینی دو کلید با دو دیود، تلفات کلیدزنی صفر می شود.



شکل ۱۴- نمودار راندمان بر حسب توان خروجی

#### ۵- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل DC-DC چند ورودی افزاینده، با استفاده از یک سلف تزویج پیشنهاد شده است، اگرچه کارایی کلیدزنی نرم برای دو کلید قابل قبول می باشد، یک استراتژی کلیدزنی تغییر یافته برای رسیدن به شرایط کلیدزنی نرم برای ۴ کلید اصلی پیشنهاد شده است. ساختار تک سلفی منجر به ساختار مبدل فشرده با قابلیت انتقال دو جهته توان شده است. یک تحلیل جامع برای

تعریف مدهای عملکرد مبدل انجام شده است. برای تایید کارایی مبدل یک نمونه طراحی شده و در سناریوهای مختلف برای بررسی مدهای عملکرد، شبیه‌سازی شده است.

## ۶- مراجع

1. Abualigah, L., Zitar, R. A., Almotairi, K. H., Hussein, A. M., Abd Elaziz, M., Nikoo, M. R., & Gandomi, A. H. (2022). Wind, solar, and photovoltaic renewable energy systems with and without energy storage optimization: A survey of advanced machine learning and deep learning techniques. *Energies*, 15(2), 578. Ozdemir, S. (2016). Z-source T-type inverter for renewable energy systems with proportional resonant controller. *International Journal of Hydrogen Energy*, 41(29), 12591-12602.
2. Sher, H. A., Rizvi, A. A., Addoweesh, K. E., & Al-Haddad, K. (2016). A single-stage stand-alone photovoltaic energy system with high tracking efficiency. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 8(2), 755-762.
3. Moradzadeh, M., Hamkari, S., Zamiri, E., & Barzegarkhoo, R. (2016). Novel high step-up DC/DC converter structure using a coupled inductor with minimal voltage stress on the main switch. *Journal of Power Electronics*, 16(6), 2005-2015.
4. Marks, N. D., Summers, T. J., & Betz, R. E. (2012, September). Photovoltaic power systems: a review of topologies, converters and controls. In 2012 22nd Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC) (pp. 1-6). IEEE.
5. Delshad, M., Harchegani, A. T., Karimi, M., & Mahdavi, M. (2016, September). A new ZVT multi input converter for hybrid sources systems. In 2016 International Conference on Applied Electronics (AE) (pp. 61-64). IEEE.
6. Wang, B., Xian, L., Kanamarlapudi, V. R. K., Tseng, K. J., Ukil, A., & Gooi, H. B. (2016). A digital method of power-sharing and cross-regulation suppression for single-inductor multiple-input multiple-output DC-DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 2836-2847.L
7. Mohammadi, M., Milimonfared, J., Behbahani, M. R. M., Moghani, J. S., & Moradi, H. (2015, February). A double-input DC-DC converter for hybrid supply systems. In The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015) (pp. 29-34). IEEE.L
8. Zhang, Y., He, X. F., Zhang, Z., & Liu, Y. F. (2013, March). A hybrid control method for photovoltaic grid-connected interleaved flyback micro-inverter to achieve high efficiency in wide load range. In 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) (pp. 751-756). IEEE.
9. Kardan, F., Alizadeh, R., & Banaei, M. R. (2017). A new three input DC/DC converter for hybrid PV/FC/battery applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(4), 1771-1778.
10. Honorati, O., Lo Bianco, G., Mezzetti, F., & Solero, L. (1996). Power electronic interface for combined wind/PV isolated generating systems.L
11. Di Napoli, A., Crescimbeni, F., Rodo, S., & Solero, L. (2002, June). Multiple input DC-DC power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles. In 2002 IEEE 33rd annual IEEE power electronics specialists conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289) (Vol. 4, pp. 1685-1690). IEEE.L
12. Mohammadi, M., Milimonfared, J., Moghani, J. S., & Taheri, M. (2015, February). A high step-up current-fed phase-shift double-input DC-DC converter using asymmetrical PWM switching strategy. In The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015) (pp. 400-405). IEEE.
13. Wai, R. J., & Chen, B. H. (2013). High-efficiency dual-input interleaved DC-DC converter for reversible power sources. *IEEE transactions on power electronics*, 29(6), 2903-2921.
14. Goh, T. Y., & Ng, W. T. (2017). Single discharge control for single-inductor multiple-output DC-DC buck converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(3), 2307-2316.
15. Chen, Y. M., Liu, Y. C., Wu, F. Y., & Wu, T. F. (2001, September). Multi-input DC/DC converter based on the flux additivity. In Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No. 01CH37248) (Vol. 3, pp. 1866-1873). IEEE.
16. Amiri, E., Khorasani, R. R., Adib, E., & Khoshkbar-Sadigh, A. (2020). Multi-input high step-up DC-DC converter with independent control of voltage and power for hybrid renewable energy systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(12), 12079-12087.
17. Affam, A., Buswig, Y. M., Othman, A. K. B. H., Julai, N. B., & Qays, O. (2021). A review of multiple input DC-DC converter topologies linked with hybrid electric vehicles and renewable energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 135, 110186.

18. Gbadega, P. A., & Balogun, O. A. (2022). Modeling and Control of Grid-Connected Solar-Wind Hybrid Micro-Grid System with Multiple-Input Ćuk DC-DC Converter for Household & High Power Applications. In International Journal of Engineering Research in Africa (Vol. 58, pp. 191-224). Trans Tech Publications Ltd.
19. KhademiAstaneh, P., Javidan, J., Valipour, K., & Akbarimajd, A. (2019). A bidirectional high step- up multi- input DC- DC converter with soft switching. International Transactions on Electrical Energy Systems, 29(1), e2699.
20. Qian, Z., Abdel-Rahman, O., Al-Atrash, H., & Batarseh, I. (2009). Modeling and control of three-port DC/DC converter interface for satellite applications. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(3), 637-649.