

# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین سلطانی  
سید محمد مهدی میرطلایی

1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

## طراحی و شبیه‌سازی یک مبدل بوست سه‌سطحی بهره بالا با سلف کوپل شده و خازن

سوئیچ شونده

محسن سلطانی<sup>(۱)</sup> - سید محمد مهدی میرطلایی<sup>(۲)</sup>

۱- کارشناسی ارشد- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، اصفهان، ایران

۲- استاد یار- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، اصفهان، ایران

### خلاصه:

پیشرفتهای اخیر در منابع انرژی تجدیدپذیر نیاز به مبدل‌های DC-DC بهره بالا و بازده بالا را ایجاد کرده است. این نیازها عمدتاً از طریق استفاده از ترانسفورمرهای فرکانس بالا برای دستیابی به بهره‌ی مورد نیاز و مطلوب برآورده می‌شود. راه‌حل‌های الکترونیک قدرتی مبتنی بر پیکربندی‌های چند مبدله، راه‌حل‌های مقرون به صرفه‌ای را توسط تلفیق تعدادی از اجزا در توان ورودی و خروجی فراهم می‌کند. در این مقاله در ابتدا بررسی گسترده‌ای بر روی ساختارهایی که تاکنون به هدف دستیابی به یک مبدل بهره بالا ارائه شده‌اند، صورت گرفته است و در مورد معایب و مزایای هر کدام، به صورت مفصل بحث شده است. مبدل پیشنهادی در راستای کاهش استرس ولتاژ مبدل‌های بهره بالای مبتنی بر سلف کوپل شده و خازن سوئیچ شونده ارائه شده است. استرس ولتاژ سوئیچ این مبدل پیشنهادی در شرایط یکسان از استرس ولتاژ مبدل بوست بهره بالا با سلف کوپل شده کمتر می‌باشد. همچنین در این ساختار با استفاده از مدار کلمپ پسیو نوسانات دو سر سوئیچ به مقدار محدودی کلمپ می‌شود و در نهایت با استفاده از این تکنیک می‌توان به بهره و بازده بالا با انتخاب مناسب ضریب وظیفه دست یافت. در این مقاله برای بررسی نحوه عملکرد مبدل‌های پیشنهادی از تحلیل‌های نظری استفاده شده است و برای بررسی صحت تحلیل‌های نظری نتایج شبیه‌سازی مبدل در نرم افزار PSPICE، گزارش شده است.

**کلمات کلیدی:** مبدل بوست، مبدل باک-بوست، مبدل‌های بهره بالا، سلف‌های کوپل شده، استرس ولتاژ

### ۱- مقدمه

روند رو به رشد مصرف انرژی در جهان، محدود بودن سوخت‌های فسیلی، آلودگی‌های زیست محیطی ناشی از مصرف بیش از اندازه سوخت‌های فسیلی و مسئله‌ی گرم شدن زمین، پژوهشگران را برآن داشته که به دنبال جایگزینی مناسب برای انرژی‌های تجدید ناپذیر باشند. از این رو، در سالیان اخیر پژوهش‌های زیادی در زمینه‌ی انرژی‌های تجدید پذیر صورت گرفته است. بهره‌گیری از انرژی باد، پیل‌های سوختی، سلول‌های خورشیدی و مولدهای تبدیل گرما به الکتریسیته از جمله مهم‌ترین روش‌هایی هستند که برای تولید برق توسط انرژی‌های تجدید پذیر مورد استفاده قرار می‌گیرند. در این میان استفاده از سلول‌های خورشیدی برای تولید برق توجه واقع شده است، چرا که انرژی خورشید دائمی است، آلودگی

آدرس ایمیل: 1.mswelcome@gmail.com ; 2.mirtalaei@aut.ac.ir

# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین زارنگی  
اولین نشر علمی

## 1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in Electrical & Computer Engineering

تولید نمی‌کند، همه جا در دسترس است و بدون صداست [۱-۵]. به منظور تولید برق با استفاده از انرژی خورشید از ماژول‌های فتوولتائیک یا PV استفاده می‌گردد. ماژول‌های PV معمولاً از تعداد زیادی واحدهای سلول خورشیدی کوچک‌تر تشکیل شده‌اند. هر کدام از این سلول‌های کوچک خورشیدی ولتاژ بسیار کمی تولید می‌کنند، اما مجموع آنها در یک ماژول PV تولید ولتاژ بزرگ‌تری می‌نماید. اما ولتاژ تولید شده توسط ماژول‌های PV مقدار کمی است و در حدی نیست که بتوان آنها را مستقیماً به یک اینورتر متصل نمود. لذا ابتدا باید به طریقی ولتاژ خروجی ماژول‌های PV به سطح بالاتری افزایش یابد. یک راهکار سری کردن ماژول‌های PV با یکدیگر برای رسیدن به ولتاژ مورد نظر است. اما عملکرد این ترکیب می‌تواند به راحتی توسط افتادن سایه روی یکی از ماژول‌ها و یا عدم همسانی بین ماژول‌های مختلف مختل گردد [۶-۸]. همچنین کابل کشی بین ماژول‌ها علاوه بر افزایش هزینه تلفات را نیز افزایش می‌دهد. راه‌حل بهتر آن است که ابتدا ولتاژ خروجی ماژول‌ها توسط یک مبدل DC-DC با بهره‌ی ولتاژ بالا به سطح مطلوب رسانده شود. با توجه به اهمیت مبدل‌های DC-DC خیلی افزاینده در کاربردهای ذکر شده، به مبدلی نیاز است که در عین داشتن ساختاری ساده بتواند با بازده بالا بهره‌ی ولتاژ بزرگی را فراهم آورد. [۹-۱۲].

در مبدل بوست پایه بهره مبدل برابر با رابطه زیر می‌باشد.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

اگرچه با نزدیک کردن ضریب وظیفه به یک در رابطه ۱، مقدار بهره به سمت بی‌نهایت میل می‌کند ولی در عمل تلفات هدایتی المان‌ها باعث می‌شوند که حداکثر بهره ولتاژ مبدل بوست در حدود ۴ باشد و با افزایش بیشتر ضریب وظیفه، بهره مبدل کاهش می‌یابد. بنابراین یک مبدل بوست پایه به تنهایی قادر به ایجاد بهره بزرگتر از ۴ نمی‌باشد. علاوه بر مسئله بهره، در مبدل بوست پایه کلیدزنی مبدل به صورت سخت انجام می‌شود و این قضیه باعث افزایش تلفات مبدل در فرکانس‌های بالا می‌شود. همچنین بدلیل بالا بودن استرس ولتاژ دیود و سوئیچ مبدل، المان‌های با قیمت مناسب عموماً کیفیت مناسبی ندارند و تلفات هدایتی و بازیابی معکوس دیودها هم مشکل‌ساز خواهد شد. مسئله بعدی موجود در مبدل بوست پایه، مشکل تداخلات الکترومغناطیسی در این مبدل است که علت اصلی آن نرخ زیاد  $\frac{dv}{dt}$  ولتاژ در خاموش شدن

سوئیچ و همچنین نرخ شدید  $\frac{di}{dt}$  جریان در روشن شدن سوئیچ می‌باشد [۱۳].

با توجه به مشکلات بیان شده برای مبدل بوست پایه، در مقالات مختلف عمده‌تاً روش‌هایی جهت کاهش استرس ولتاژ المان‌ها، کاهش استرس جریان المان‌ها و افزایش بهره این مبدل ارائه کرده‌اند. در مرجع [۱۵]، یک مبدل DC-DC تک سوئیچه بسیار افزاینده با استرس ولتاژ پایین معرفی شده است. در این مبدل یک سلف کوپل شده و خازن سوئیچ شونده با هم تلفیق شده‌اند که نه تنها به بهره ولتاژ بالایی دست پیدا می‌کند بلکه انرژی سلف نشستی را بازیافت می‌کند. بر این اساس پرش‌های ولتاژ روی سوئیچ‌ها و دیودها می‌تواند به مقادیر حدالامکان کوچک کلمپ شود. به علاوه بصورت مشابه با مبدل بوست سنتی پایه‌ی سورس ترمینال ماسفت به زمین متصل است. در نتیجه احتیاج به گیت درایو ایزوله وجود ندارد. در مرجع [۱۶] یک مبدل بسیار افزاینده برای کاربردهای منابع انرژی پیل سوختی معرفی می‌شود. مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی از طریق سلف‌های تزویج شده با سه سیم‌پیچی و مدار دو برابر کننده ولتاژ به بهره ولتاژ بالایی بدون استفاده از ضریب وظیفه‌های بزرگ دست پیدا می‌کند. مدار کلمپ پسیو غیر تلفاتی نه تنها انرژی سلف نشستی را برای بهبود بازده دریافت می‌کند بلکه پرش‌های بزرگ ولتاژ را جهت کاهش استرس ولتاژ مهار می‌کند. در مرجع [۱۷] یک مبدل

# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین ارازمی  
اولین نشر ایرانی  
اوکتوبر ۱۳۸۵

1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

بوست سه سطحی معرفی شده است. مبدل بوست سه سطحی می تواند استرس ولتاژ ادوات نیمه هادی را در مقایسه با مبدل بوست دوسطحی مرسوم نصف کند که در کاربردهای ولتاژ خروجی بالا مناسب است. تلفات سوئیچینگ و نویز تداخلات الکترومغناطیسی به علت استرس ولتاژ پایین کاهش پیدا می کند. با این حال، ادوات نیمه هادی تحت شرایط سوئیچینگ سخت عمل می کنند و مشکل بازبایی دیود خروجی جدی است. در مرجع [۱۸] یک مبدل DC-DC بهره بالا مبتنی بر ضرب کننده کاکرافت والتون ارائه شده است. این مبدل بهره ولتاژ بالا را بدون نیاز به ترانسفورمر فراهم می کند. ساختار ضرب کننده ی کاکرافت والتون استرس ولتاژ را در تمامی قسمتها محدود می کند و این امکان را فراهم می آورد که قطعات با رنج ولتاژ مشابه برای تمامی قسمتها فارغ از تعداد طبقه ها و یا ولتاژ خروجی مبدل مورد استفاده قرار گیرد. همچنین این مبدل از عملکرد چندگانه ورودی پشتیبانی می کند بدون آنکه نیاز به اصلاح و تغییر توپولوژی باشد. این امکان بویژه مبدل را برای کاربردهای فتوولتاییک که در آن بهره ی ولتاژ بالا و بازده بالا و اندازه ی کوچک مبدل و ردیابی نقطه توان ماکزیمم مورد نیاز است مناسب می سازد. در مرجع [۱۹] یک مبدل بوست دوگانه سوئیچینگ نرم مبتنی بر سلف کوپل شده معرفی شده است. این مبدل از ترکیب یک مبدل فوروارد و فلای بک می باشد که این امکان را فراهم می آورد که از یک هسته ی مغناطیسی برای دو سلف تزویج شده استفاده گردد که موجب افزایش چگالی توان می شود. همچنین در این مبدل سلف نشتی شرایط سوئیچینگ نرم را توسط محدود کردن شیب جریان دیودها در طول خاموش شدن آنها فراهم می کند. در مرجع [۲۰] یک مبدل بهره بالای بسیار افزایش دهنده نوین را با شبکه ی فعال سلف تزویج شده معرفی می کند. این مبدل شامل دو سلف تزویج شده است که می تواند در یک هسته ی مغناطیسی به همراه دو سوئیچ تلفیق شوند. طرفهای اولیه سلفهای تزویج شده بصورت موازی توسط منبع ورودی شارژ می شوند و هر دو سلف تزویج شده بصورت سری با منبع ورودی برای دستیابی به بهره ولتاژ بسیار افزایش دهنده با ضریب وظیفه ی مناسب دشارژ می شوند. همچنین مدار کلمپ غیرتلفاتی پسو نه تنها انرژی سلف نشتی سلفهای کوپل شده را به منظور بهبود بازده بازیافت می کند بلکه پرهشهای ولتاژ شدید را نیز برای محدود کردن استرس ولتاژ سوئیچهای اصلی بهبود می دهد. در نهایت یک مبدل DC-DC افزایشی جدید با سلف تزویج شده و مدارهای چند برابر کننده ولتاژ پیشنهاد شده است. در این مبدل بهره ولتاژ بالا با انتخاب ضریب وظیفه مناسب و استرس ولتاژ پایین در سوئیچهای قدرت بدست می آید. همچنین انرژی ذخیره شده در سلف نشتی سلف تزویج شده می تواند به خروجی بازگردانده شود. ولتاژ دو سر کلیدها در طی زمان حالت ماندگار کمتر از ولتاژ خروجی است. با این حال ولتاژ کلیدها زمانی که آنها خاموش می شوند، دارای بالازدگی ولتاژ هستند.

با توجه به مطالب بیان شده، روند بیان مطالب در مقاله حاضر بدین صورت است که ابتدا مروری بر روی ساختارهای بهره بالایی که در مقالات مختلف جهت کاربرد در سیستمهای خورشیدی معرفی شده اند بررسی می شود. در ادامه مبدل پیشنهادی معرفی می شود که دارای مزایای همزمان بهره بالا، استرس ولتاژ کم، علمکرد و بازده بالا است. بعد از معرفی این مبدل نحوه عملکرد آن بررسی شده و روابط مربوط به آن بیان شده است. همچنین ویژگیهای مبدل بیان شده است.

## ۲- مبدل های بوست سه سطحی بهره بالای پیشنهادی

### ۱-۲- مقدمه

با توجه به مطالب بیان شده در مقدمه می توان دریافت که در سیستمهای خورشیدی به یک مبدل سوئیچینگ نیاز می باشد که استرس ولتاژ MOSFETها کم باشد تا بتوان از MOSFETهای با کیفیت و ارزان قیمت استفاده کرد و مبدل مورد نیاز باید دارای بازده بالا نیز باشد. در راستای رسیدن به این اهداف در این قسمت مبدل بهره بالای پیشنهادی معرفی می شود که بتواند این نیازها را برآورده کند. مطالب ارائه شده در این قسمت بدین صورت می باشد که در ابتدا مبدل



# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین شادزاد  
دکتر مهندس  
اولین کتاب

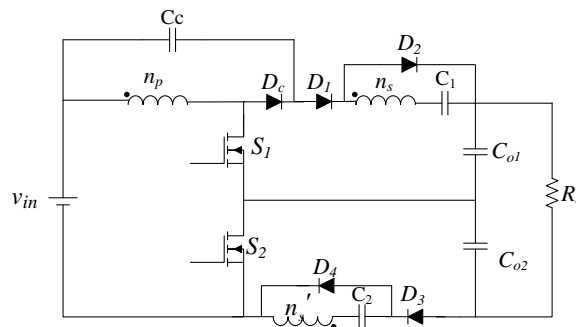
1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

پیشنهادی معرفی می‌شود و نحوه عملکرد آن بیان خواهد شد. در ادامه ویژگی‌های این مبدل و روند طراحی آن مورد بررسی قرار خواهد گرفت. سپس نتایج شبیه سازی مبدل نشان داده خواهد شد. در انتها یک جمع بندی کلی از مطالب بیان شده انجام می‌شود.

## ۲-۲- معرفی مبدل بوست سه سطحی High Step-Up پیشنهادی

شکل ۱ مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. این مبدل پیشنهادی از ترکیب سه تکنیک سه سطحی کردن، استفاده از سلف‌های کوپل شده و مدار کلمپ پسیو تشکیل شده است. در مبدل‌های سه سطحی استرس ولتاژ سوئیچ‌ها نصف مبدل‌های دوسطحی پایه خواهد بود و همچنین فرکانس ریپل جریان ورودی و خروجی مبدل‌های سه سطحی نیز دو برابر فرکانس ریپل جریان ورودی و خروجی مبدل‌های دو سطحی پایه خواهد بود که این باعث کوچک شدن اندازه فیلتر مبدل خواهد شد. در مبدل‌های دارای سلف کوپل شده نیز می‌توان با تنظیم نسبت دور ترانس به بهره ولتاژ زیاد دست یافت. همچنین در این مدار از تکنیک خازن سوئیچ شونده استفاده شده است تا بتوان در ضریب وظیفه‌های پایین به بهره‌های بالا دست یافت. اجزا تشکیل دهنده مبدل عبارتند از دو سوئیچ اصلی  $S_1$  و  $S_2$ ، سه سلف کوپل شده با یکدیگر  $L_1$ ،  $L_2$  و  $L_3$ ، دو دیود مبدل بوست سه سطحی  $D_1$  و  $D_2$ ، دو خازن خروجی  $C_{O1}$  و  $C_{O2}$  و یک خازن کلمپ  $C_c$  و خازن‌های سوئیچ شونده  $C_1$  و  $C_2$  که در شکل ۱ نشان داده شده است.

نحوه کلیدزنی سوئیچ‌های اصلی مبدل به صورت درهم‌تنیده است و در واقع مبدل با دو پالس با ضرایب وظیفه بزرگتر از یک و دارای اختلاف فاز برابر  $180^\circ$  درجه کنترل می‌شوند. مدت زمان روشن بودن سوئیچ‌ها برابر با  $\frac{2D-1}{2}T$  و مدت زمان خاموش بودن آنها نیز برابر با  $(1-D)T$  می‌باشد.



شکل ۱- مبدل بوست سه سطحی High Step-Up پیشنهادی

## ۲-۳- بیان نحوه عملکرد مبدل پیشنهادی

برای بیان نحوه عملکرد مبدل، در شکل ۱ مبدل مدل سلف‌های کوپل شده قرار داده شده است تا مبدل به صورت نشان داده شده در شکل درآید. مبدل در هر دوره کلیدزنی دارای ۸ وضعیت عملکرد می‌باشد که بدلیل تقارن موجود در مدار ۴ وضعیت مربوط به کلیدزنی یکی از کلیدهای مبدل بررسی می‌شود. برای بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی، فرضهای زیر در نظر گرفته می‌شوند.

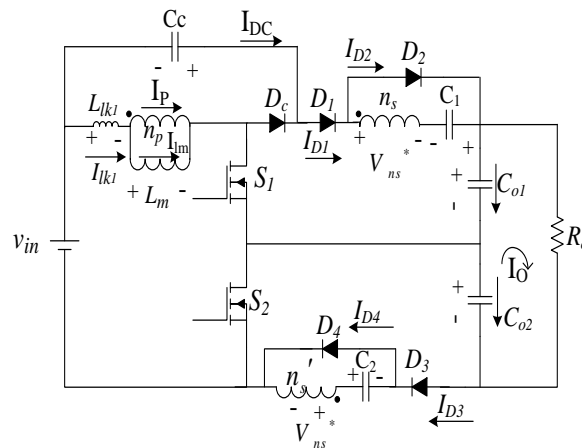
۱- خازن‌های مبدل ایده آل در نظر گرفته می‌شوند. همچنین  $C_{O1} = C_{O2}$  و  $V_{CO1} = V_{CO2} = \frac{V_o}{2}$  و  $n_s' = n_s$

# مهندسی برق و کامپیوتر

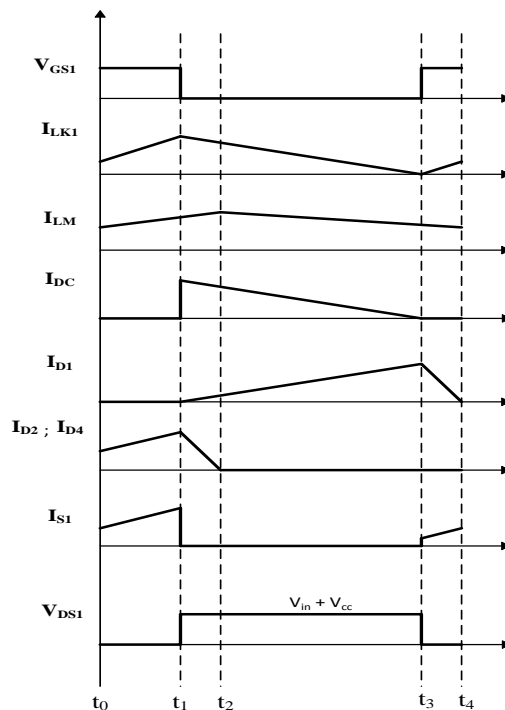
اولین کنفرانس بین المللی در چشم اندازهای نو

1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

- ۲- سلف‌های کوپل شده مبدل به صورت نشان داده شده در شکل در نظر گرفته می‌شود و از دیگر المان‌های پارازیتی آن صرف نظر می‌شود.
- ۳- دیودها و سوئیچ‌های مبدل ایده آل در نظر گرفته می‌شوند و از سایر المان‌های پارازیتی آنها و همچنین افت ولتاژ آنها صرف نظر می‌شود.



شکل ۲- مبدل بوست سه سطحی High Step-Up پیشنهادی با مدار معادل سلف‌های کوپل شده



شکل ۳- شکل موج‌های کلیدی عملکرد مبدل پیشنهادی در نصف دوره سوئیچینگ

# مهندسی برق و کامپیوتر

دکتر سید علی حسینی  
استاد استادیار

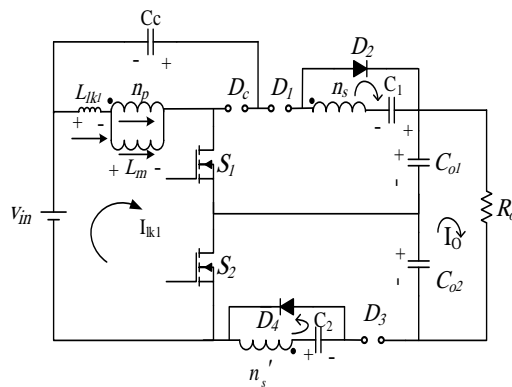
1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

## وضعیت اول $[t_0-t_1]$ :

در این وضعیت هر دو سوئیچ  $S_1$  و  $S_2$  روشن هستند. و خازن های  $C_1$  و  $C_2$  از طریق ثانویه و ثالثیهی سلف های کوپل شده شارژ می شوند. خازن های خروجی  $C_{O1}$  و  $C_{O2}$  انرژی مورد نیاز بار را فراهم می کنند و سلف مغناطیس کنندگی  $L_m$  از طریق منبع ولتاژ ورودی  $V_{in}$  شارژ می شوند. این وضعیت با خاموش شدن سوئیچ  $S_1$  پایان می یابد. شکل ۴ مدار معادل مبدل را در این وضعیت عملکرد نشان می دهد و روابط مهم این وضعیت مانند زیر می باشد:

$$I_{LM}(t) = I_{LM}(t_0) + \frac{V_{C1}}{L_M \times n_s} n_p (t - t_0) \quad (1)$$

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_0) + \frac{n_s V_{in} - n_p V_{C1}}{L_{lk} \times n_s} (t - t_0) \quad (2)$$



شکل ۴ - مبدل بوست سه سطحی High Step-Up پیشنهادی در وضعیت اول عملکرد

## وضعیت دوم $[t_1-t_2]$ :

در ابتدای این وضعیت سوئیچ  $S_1$  خاموش شده و دایودهای  $D_1$ ،  $D_2$  و  $D_4$  هدایت می کنند. در این وضعیت انرژی ذخیره شده در سلف نشتی توسط خازن کلمپ  $C_c$  جذب می شود و جریان سلف نشتی در حال کاهش می باشد. این وضعیت با صفر شدن جریان دیودهای  $D_2$  و  $D_4$  به پایان می رسد. شکل ۵ مدار معادل مبدل را در این وضعیت عملکرد نشان می دهد و روابط مهم این وضعیت مانند زیر می باشد:

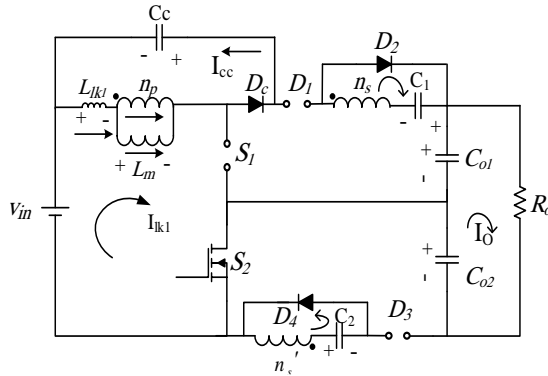
$$I_{LM}(t) = I_{LM}(t_1) + \frac{V_{C1}}{L_M \times n_s} n_p (t - t_1) \quad (3)$$

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_1) - \frac{n_s V_{cc} - n_p V_{C1}}{L_{lk} \times n_s} (t - t_1) \quad (4)$$

# مهندسی برق و کامپیوتر

دکتر حسین زارنگی  
اولین نشر ایرانی

1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering



شکل ۵ - مبدل بوست سه سطحی High Step-Up پیشنهادی در وضعیت دوم عملکرد

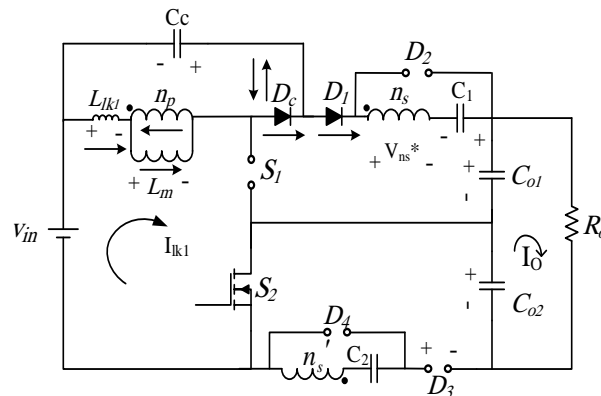
وضعیت سوم  $[t_2-t_3]$ :

در ابتدای این وضعیت دیودهای  $D_2$  و  $D_4$  در جریان صفر خاموش شده‌اند و دیود  $D_1$  هدایت می‌کند. جریان سلف‌های نشتی و مغناطیس کنندگی در حال کاهش می‌باشند و خازن خروجی  $C_{O2}$  توان مورد نیاز بار را تأمین می‌کند. این وضعیت با روشن شدن سوئیچ  $S_1$  به پایان می‌رسد. شکل ۳ مدار معادل مبدل را در این وضعیت عملکرد نشان می‌دهد و روابط مهم این وضعیت مانند زیر می‌باشد:

$$I_{LM}(t) = I_{LM}(t_2) - \frac{V_{ns}^*}{L_M \times n_s} n_p (t - t_2) \quad (5)$$

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_2) - \frac{n_s V_{cc} - n_p V_{ns}^*}{L_{lk} \times n_s} (t - t_2) \quad (6)$$

$$V_{ns}^* = V_{in} + V_{CC} + V_{C1} - \frac{V_O}{2} \quad (7)$$



شکل ۶ - مبدل بوست سه سطحی High Step-Up پیشنهادی در وضعیت سوم عملکرد



# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین زارنگی  
اولین نشر ایرانی

1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

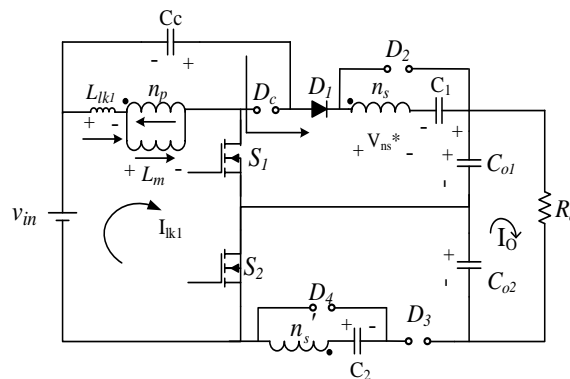
## وضعیت چهارم [t3-t4]:

در این وضعیت هر دو سوئیچ S1 و S2 هدایت می کنند و دیود DC خاموش و دیود D1 هنوز روشن است. در این وضعیت خازن خروجی C02 توان مورد نیاز بار را تأمین می کند و جریان سلف نشستی در حال کاهش می باشد. این وضعیت با صفر شدن جریان دیود D1 و خاموش شدن آن به پایان می رسد. شکل ۷ مدار معادل مبدل را در این وضعیت عملکرد نشان می دهد و روابط مهم این وضعیت مانند زیر می باشد:

$$I_{LM}(t) = I_{LM}(t_3) - \frac{V_{ns}^*}{L_M \times n_s} n_p (t - t_3) \quad (8)$$

$$I_{Llk}(t) = I_{Llk}(t_3) + \frac{n_s V_{in} - n_p V_{ns}^*}{L_{lk} \times n_s} (t - t_3) \quad (9)$$

$$V_{ns}^* = V_{in} + V_{CC} + V_{C1} - \frac{V_o}{2} \quad (10)$$



شکل ۷ - مبدل بوست سه سطحی High Step-Up پیشنهادی در وضعیت چهارم عملکرد

## ۴-۲- بررسی مشخصات و ملاحظات طراحی مبدل پیشنهادی

در این قسمت مشخصات مبدل پیشنهادی مورد بیان گردیده است و مزایا و معایب آن مورد بررسی قرار گرفته است.

### ۴-۲-۱- بهره مبدل پیشنهادی

در یک دوره سوئیچینگ از عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت ماندگار، در مدت زمانی که هر دو سوئیچ اصلی روشن هستند انرژی در سلف مغناطیس کندگی ذخیره می شود و در مدت زمانی که یکی از دو سوئیچ خاموش می شود انرژی ذخیره شده در سلف مغناطیس کندگی به خروجی منتقل می شود. بنابراین مبدل پیشنهادی برای ضرایب وظیفه بزرگتر از نیم، ارائه می شود. سلف مغناطیس کندگی LM در مدت زمان  $\frac{2D-1}{2}T$  از طریق ورودی شارژ می شود و در مدت زمان  $(1-D)T$  به دلیل قرار گرفتن ولتاژ خازن کلمپ دو سر آن دشارژ می شود. بنابراین با نوشتن بالانس ولت-ثانیه ولتاژ خازن کلمپ بدست می آید:



# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین احمدزاده  
اولین رئیس انجمن

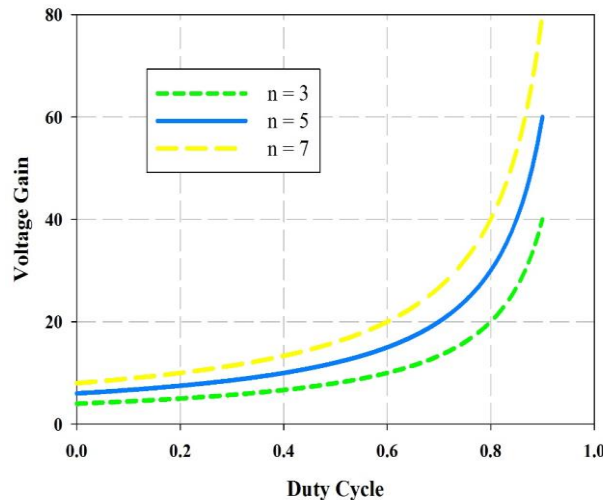
1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

$$V_C = \frac{D - \frac{1}{2}}{1 - D} \cdot V_{in} \quad (11)$$

با نوشتن KVL در حلقه خروجی در زمان خاموش بودن هر یک از سوئیچ‌های اصلی و جایگذاری روابط بالا، بهره ولتاژ مبدل به صورت زیر بدست می‌آید:

$$G_V = \frac{1 + \frac{N_S}{N_P}}{1 - D} \quad (12)$$

در شکل ۸ بهره مبدل پیشنهادی به ازای ضریب وظیفه‌های مختلف برای سه نسبت دور متفاوت، نشان داده شده است.



شکل ۸ - نمودار بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بر حسب تغییرات ضریب وظیفه به ازای نسبت دورهای متفاوت

## ۲-۴-۲- استرس ولتاژ سوئیچ‌ها و دیودها

با استفاده از رابطه (۱۱) که مربوط به ولتاژ خازن کلمپ می‌باشد استرس ولتاژ سوئیچ‌ها به صورت زیر قابل بیان می‌باشد.

$$\overline{V_{S_1, S_2}} = V_{in} + \frac{1}{2} \cdot \frac{D}{1 - D} \cdot V_{in} = \frac{V_{in}}{2 \cdot (1 - D)} \quad (13)$$

همچنین استرس ولتاژ سوئیچ را می‌توان به صورت زیر نیز بیان کرد.

$$\overline{V_{S_1, S_2}} = \frac{V_o}{2} - \frac{n}{n + 1} \cdot \left( \frac{V_o}{2} - V_{in} \right) \quad (14)$$

# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین زارنگی  
اولین نشر ایرانی

## 1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in Electrical & Computer Engineering

با توجه به رابطه استرس ولتاژ سوئیچ در مبدل دو سطحی که به صورت رابطه زیر است. می توان دریافت که در مبدل سه سطحی استرس ولتاژ سوئیچ تقریباً نصف می باشد.

$$\overline{V_{S_1, S_2}} = V_o - \frac{n}{n+1} \cdot (V_o - V_{in}) \quad (15)$$

همچنین استرس ولتاژ دیودها برابر رابطه زیر می باشد.

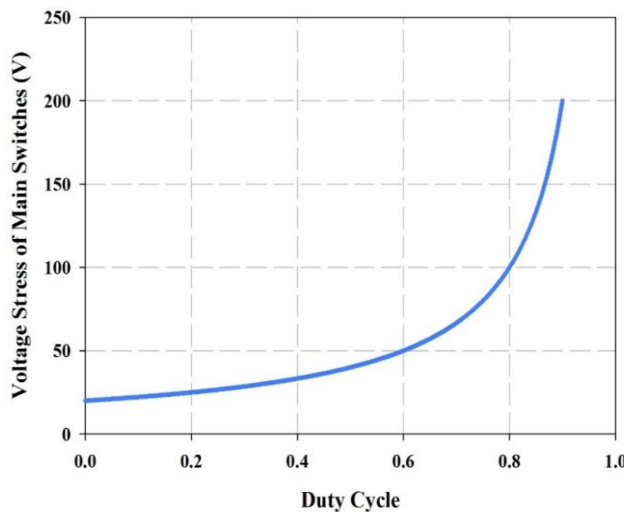
$$\overline{V_{D_1, D_3}} = \frac{V_o}{2} \quad (16)$$

$$\overline{V_{D_2, D_4}} = \frac{N_s}{N_p} V_{in} + \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{2D-1}{2(1-D)} V_{in} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{1}{2(1-D)} V_{in} \quad (17)$$

که با توجه به استرس ولتاژ دیودها در مبدل دوسطحی که در رابطه زیر بیان شده است، می توان دریافت که استرس ولتاژ دیودها هم بسیار کاهش یافته است.

$$\overline{V_{D_1, D_2}} = n \cdot V_{in} + V_o \quad (18)$$

در شکل ۹ نمودار تغییرات استرس ولتاژ سوئیچ های اصلی بر حسب دیوتی سایکل های متفاوت مشاهده می شود.



شکل ۹ - نمودار تغییرات استرس ولتاژ سوئیچ های اصلی بر حسب تغییرات ضریب وظیفه

۲-۴-۳- روابط طراحی سلفها و خازن ها:

همانطور که اشاره شد، سلف مغناطیس کنندگی در مدت زمان  $\frac{2D-1}{2}T$  از طریق منبع ولتاژ ورودی شارژ می شود. بنابراین

براساس ریپل جریان مورد رابطه زیر طراحی می شود:

$$L_m > \frac{2D-1}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lm}} \cdot V_{in} \quad (19)$$

# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین احمدزاده  
دکتر مهندس  
اولین نفر ایرانی

1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

خازن‌های مبدل نیز براساس رابطه معروف  $Q=C\Delta V$  و با در نظر گرفتن ریپل ولتاژ مورد انتظار به صورت زیر قابل طراحی می‌باشند:

$$C_{1,2} > \frac{I_{out}}{f_s \cdot \Delta V_C} \quad (20)$$

$$C_{O1}, C_{O2} > \frac{I_{out}(1-D)}{f_s \cdot \Delta V_C} \quad (21)$$

$$C_c > \frac{V_{out}}{f_s \cdot R_L \cdot \Delta V_C} \quad (22)$$

### ۳-۵ نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

برای اثبات مطالب بیان شده در بخش‌های قبلی این فصل مبدل پیشنهادی در نرم افزار PSpice شبیه‌سازی شده است. این شبیه‌سازی برای ولتاژ ورودی ۴۰ ولت، ولتاژ خروجی ۴۰۰ ولت و سطح توان ۲۰۰ وات انجام شده است. فرکانس سوئیچینگ مبدل شبیه‌سازی شده برابر ۱۰۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است. سایر مشخصات مبدل طراحی و شبیه‌سازی شده در جدول ۱ گزارش شده است. شکل ۱۲ و ۱۳ نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی را برای مشخصات ذکر شده نشان می‌دهد. شکل ۱۲ مربوط سطح ولتاژ ورودی و خروجی است. همانگونه که در این شکل مشاهده می‌شود مبدل پیشنهادی بهره ولتاژ مد نظر را ایجاد کرده است. شکل ۱۳ نیز دیگر شکل موج‌های کلیدی عملکرد مبدل را نشان می‌دهد.

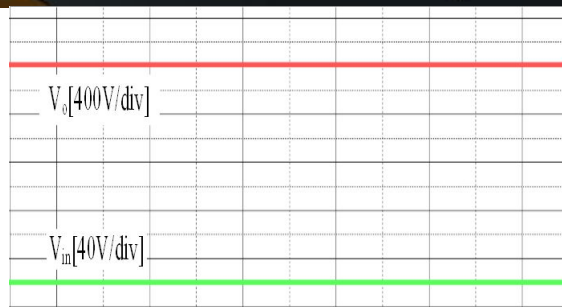
جدول ۱- مشخصات مبدل شبیه‌سازی شده پیشنهادی

نماد	پارامتر	مقدار
P	توان	۲۰۰W
V <sub>in</sub>	ولتاژ ورودی	۴۰V
V <sub>o</sub>	ولتاژ خروجی	۴۰۰V
f	فرکانس کلیدزنی سوئیچ‌های اصلی	۱۰۰kHz
L <sub>m</sub>	سلف مغناطیس‌کنندگی	۲۵ μH
L <sub>lk1</sub>	سلف نشتی	۳ μH
n(n <sub>3</sub> /n <sub>1</sub> , n <sub>2</sub> /n <sub>1</sub> )	نسبت دور سیم‌پیچ‌های سلف‌های توزیع شده	۵
S <sub>2</sub> , S <sub>1</sub>	کلید ماسفت	IRFP260
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	دیود	MUR460
C <sub>c</sub>	خازن کلمپ	۴۷ μF
C <sub>s1</sub> , C <sub>s2</sub>	خازن‌های اسنابر	۴/۷ μF

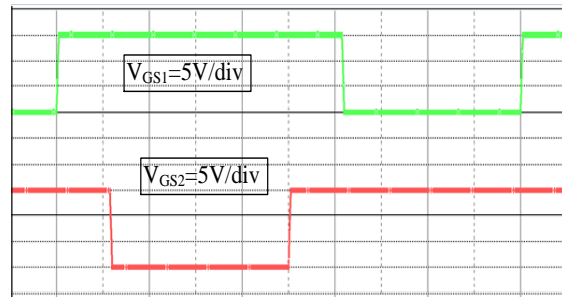
# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین احمدزاده  
اولین نشر ایرانی

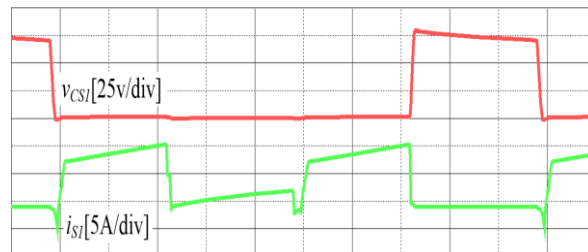
1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering



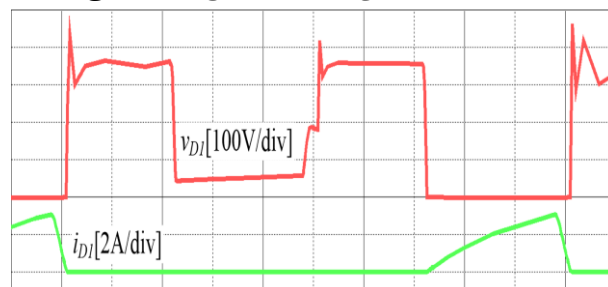
شکل ۱۰ - ولتاژ ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی شبیه سازی شده



شکل ۱۱ - پالس های سوئیچ ها



شکل ۱۲ - جریان و ولتاژ سوئیچ های اصلی



شکل ۱۳ - جریان و ولتاژ دیودهای خروجی مبدل

نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی شبیه سازی شده (مقیاس زمان  $1\mu\text{s/div}$ )

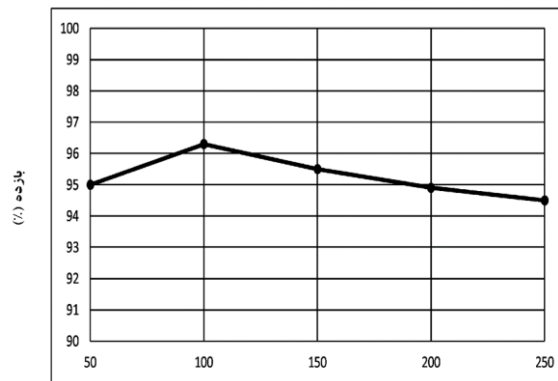


# مهندسی برق و کامپیوتر

حسین زارنگی  
اولین نشر ایرانی

1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in  
Electrical & Computer Engineering

در شکل ۱۴ نمودار شبیه‌سازی بازده مبدل پیشنهادی دوم به ازای توان‌های مختلف نشان داده شده است. بیشترین بازده برابر با ۹۴/۲٪ در ۶۰٪ بار نامی محقق می‌شود. با افزایش توان، تلفات هدایتی المان‌ها بیشتر شده و بازده مبدل کاهش می‌یابد.



توان خروجی (وات)

شکل ۱۴ - نمودار بازده مبدل پیشنهادی اول به ازای توان‌های مختلف

## ۲-۴-۴- نتیجه گیری

در این مقاله در ابتدا مبدل پیشنهادی معرفی شده است و سپس نحوه عملکرد مبدل بیان شده است. در ادامه ویژگی‌های مبدل پیشنهادی مورد بررسی قرار گرفت و در انتها صحت مطالب بیان شده با ارائه نتایج شبیه‌سازی نشان داده شد. با توجه به مطالب بیان شده می‌توان دریافت مبدل پیشنهادی توانسته است بهره ولتاژ بالا را ایجاد کند و همچنین استرس ولتاژ کمتری بر روی ماسفت‌های قدرت داشته باشد.

## ۳- مراجع

- [1] Y. M. Chen, A. Q. Huang, and X. Yu, "A High Step-Up Three-Port DC-DC Converter for Stand-Alone PV/Battery Power Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, pp. 5049-5062, 2013.
- [2] M. Das and V. Agarwal, "Design and Analysis of a High-Efficiency DC-DC Converter With Soft Switching Capability for Renewable Energy Applications Requiring High Voltage Gain," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 2936-2944, 2016.
- [3] P. Das, M. Pahlevaninezhad, and A. K. Singh, "A Novel Load Adaptive ZVS Auxiliary Circuit for PWM Three-Level DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 2108-2126, 2015.

# مہندی برق و کمپیوٹر

حسینہ زارا بی  
اولیٰ کتب خانہ  
المکہ بی

## 1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in Electrical & Computer Engineering

- [4] S. Lu, M. Mu, Y. Jiao, F. C. Lee, and Z. Zhao, "Coupled Inductors in Interleaved Multiphase Three-Level DC-DC Converter for High-Power Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 120-134, 2016.
- [5] D. E. Soman, R. Krishna, M. Leijon, K. Vikram, S. K. Kottayil, L. A. Vitoi, et al., "Discontinuous conduction mode of a three-level boost DC-DC converter and its merits and limits for voltage cross regulation applications," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 4268-4272.
- [6] M. D. Bougrine, A. Benalia, and M. H. Benbouzid, "Simple sliding mode applied to the three-level boost converter for fuel cell applications," in *Control, Engineering & Information Technology (CEIT), 2015 3rd International Conference on*, 2015, pp. 1-6.
- [7] G. Franceschini, E. Lorenzani, M. Cavatorta, and A. Bellini, "3boost: A High-Power Three-Phase Step-Up Full-Bridge Converter for Automotive Applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 173-183, 2008.
- [8] Y. Hu, R. Zeng, W. Cao, J. Zhang, and S. J. Finney, "Design of a Modular, High Step-Up Ratio DC-DC Converter for HVDC Applications Integrating Offshore Wind Power," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, pp. 2190-2202, 2016.
- [9] G. Spiazzi and S. Buso, "Small-signal modeling of the interleaved boost with coupled inductors converter," in *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*, 2013, pp. 456-461.
- [10] H. Xudong, W. Xiaoyan, T. Nergaard, L. Jih-Sheng, X. Xingyi, and L. Zhu, "Parasitic ringing and design issues of digitally controlled high power interleaved boost converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1341-1352, 2004.
- [11] Y. Gang, C. Alian, and H. Xiangning, "Corrections to "Soft switching circuit for interleaved boost converters",," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 712-712, 2007.
- [12] J. Li, X. Yang, and P. Fan, "Improved small signal modeling and analysis of the PI controlled Boost converter," in *Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 3763-3767.

# مہندی برق و کمپیوٹر

حسینہ زہرا بی  
اولیٰ کینسر ایبلی

## 1<sup>st</sup> International Conference New Perspective in Electrical & Computer Engineering

- [13] 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.
- [14] H. Shen, B. Zhang, D. Qiu, and L. Zhou, "A Common Grounded Z-Source DC-DC Converter With High Voltage Gain," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, pp. 2925-2935, 2016.
- [15] W. Hongyang and H. Xiangning" ,A novel single phase three-level power factor correction with passive lossless snubber," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, 2002, pp. 968-974 vol.2.
- [16] 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.
- [17] F. Xiaogang, L. Jinjun, and F. C. Lee, "Impedance specifications for stable DC distributed power systems," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 17, pp. 157-162, 2002.
- [18] B. R. Lin and J. J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio," Power Electronics, IET, vol. 1, pp. 386-394, 2008.
- [19] S. Y. Tseng, S. H. Tseng, and J. G. Huang, "High step-up converter with partial energy processing for livestock stunning applications," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE, 2006, p. 7 pp.
- [20] 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. 11