

معرفی یک مبدل SEPIC غیر ایزوله جدید با بهره و راندمان بالا برای سیستم‌های فتوولتائیک

مسعود محمودی، بهزاد میرزائیان دهکردی و مهدی نیرومند

یک مبدل بوست interleaved و چندسطحی استفاده شده اما تعداد عناصر به کار رفته در این مبدل‌ها زیاد است. همچنین این مبدل‌ها تلفات کلیدزنی بالایی دارند که ناشی از مشکل بازیابی معکوس دیود خروجی آنها است. تکنیک‌های دیگری که در مبدل‌های غیر ایزوله افزایشدهنده به کار می‌روند، استفاده از خازن‌های سوئیچ‌شونده [۸] و سلف‌های تزویجی [۹] می‌باشد. خازن می‌تواند به عنوان یک منبع ولتاژ دیگر برای به دست آوردن یک تبدیل افزایشدهنده در نظر گرفته شود. می‌توان با سری کردن N طبقه از خازن‌های سوئیچ‌شونده به مبدل‌های افزایش‌دهنده با رنج بالا دست یافت. هر سلول خازن سوئیچ‌شونده می‌تواند از خازن، دیود و سوئیچ و یا حتی بدون سوئیچ نیز استفاده می‌شود. از طرفی یک سلف تزویج‌شده می‌تواند به عنوان یک ترانسفورماتور استفاده شود تا بهره ولتاژ را در مبدل‌های DC-DC افزایش دهد که در این مورد سیم‌پیچ دوم سلف تزویجی به عنوان یک منبع ولتاژ عمل می‌کند که به صورت سری با شاخه توان قرار می‌گیرد. بهره ولتاژ می‌تواند به وسیله طراحی مناسب نسبت دور سلف تزویجی افزایش یابد. انرژی ناشی جذب می‌شود و حلقه ولتاژ خاموشی روی سوئیچ ماسفت توسط دیودهای کلمپ و خازن کلمپ استفاده‌شده در ساختار آنها متوقف می‌شود.

این روش‌ها معایبی از قبیل استرس بالای جریان سوئیچ‌ها، پیچیدگی مدار، داشتن یک بهره ولتاژ ثابت و هزینه بالا را دارند. روش‌های مختلف دیگری نیز برای افزایش ولتاژ مبدل‌ها در [۱۰] شرح داده شده است. مبدل‌های سوئیچینگ پایه دیگری که در کاربردهای افزایشدهنده می‌توانند استفاده شوند، مبدل‌های Buck-Boost، Cuk، Zeta و SEPIC هستند که به طور وسیعی در مبدل‌های افزایشدهنده به کار می‌روند [۱۱]. در میان این مبدل‌ها، مبدل SEPIC نسبتاً ویژگی‌های بهتری دارد زیرا برخلاف مبدل‌های Buck-Boost و Cuk، پلاریته معکوسی از ولتاژ در تابع تبدیلیش وجود ندارد (پلاریته ولتاژ ورودی و ولتاژ خروجی در مبدل‌های Buck-Boost و Cuk عکس یکدیگرند) و همچنین برخلاف مبدل Zeta دارای جریان ورودی پیوسته با رپیل کم است. همچنین مبدل SEPIC نسبت به مبدل Boost قابلیت‌های بیشتری در تولید ولتاژ با سطوح مختلف (بالتر و کمتر از ولتاژ ورودی) دارد که کاربرد آن را وسیع‌تر می‌کند. از این رو به نظر می‌رسد مبدل SEPIC می‌تواند یک انتخاب مناسب به منظور کاربرد در سیستم‌های فتوولتائیک باشد. یکی از مشکلاتی که در همه مبدل‌های سوئیچینگ پایه وجود دارد، عملکرد آنها در شرایط سوئیچینگ سخت می‌باشد. در مبدل‌های با سوئیچینگ سخت به علت قطع و وصل ناگهانی سوئیچ، جریان و ولتاژ پالسی ایجاد می‌شود که این مسئله باعث افزایش استرس سوئیچ‌ها، تلفات سوئیچینگ و نویزهای EMI و RFI می‌شود. تلفات سوئیچینگ ارتباط مستقیم با

چکیده: در این مقاله یک مبدل غیر ایزوله SEPIC جدید که برای کاربردهای فتوولتائیک مناسب می‌باشد، معرفی و آنالیز شده است. به علت پایین بودن ولتاژ خروجی سیستم‌های فتوولتائیک و نیاز به ولتاژ خروجی بالا در بسیاری از کاربردها از جمله کاربردهای متصل به شبکه، این مبدل با بهره ولتاژ بالا طراحی شده است. این مبدل مزایایی از قبیل ولتاژ خروجی بالا با همان استرس ولتاژ مبدل SEPIC عادی و بازده بالا را دارا می‌باشد. در این مبدل کلید تحت شرایط ZVS در حالت روشن شدن و ZCS در حالت خاموش شدن عمل می‌کند، به همین دلیل تلفات سوئیچینگ کاهش می‌یابد.

کلید واژه: سوئیچینگ نرم، سیستم‌های فتوولتائیک، مبدل‌های DC به DC افزایشدهنده با بهره بالا، مبدل SEPIC غیر ایزوله.

۱- مقدمه

انرژی خورشیدی یکی از بزرگ‌ترین منابع انرژی تجدیدپذیر است و اخیراً سیستم‌های فتوولتائیک به عنوان یک منبع انرژی پاک، به علت کمبود و همچنین اثرات محیطی سوخت‌های فسیلی مورد استفاده واقع شده‌اند [۱] و [۲] که با استفاده از پرتوهای خورشیدی، برق تولید می‌کنند. در کاربردهای فتوولتائیک به علت محدودیت در افزایش پهنایی که به صورت سری به هم وصل می‌شوند، ولتاژ نهایی ترمینال پهن‌ها نمی‌تواند از یک مقدار مشخص بیشتر شود. این ولتاژ نهایی که معمولاً به عنوان تغذیه‌کننده لینک DC برای اینورتر سیستم فتوولتائیک در حالت اتصال به شبکه استفاده می‌شود، مقداری ناکافی است [۳] و بنابراین به کار بردن مبدل‌های DC به DC افزایشدهنده برای سیستم‌های فتوولتائیک که از منابع انرژی تجدیدپذیر می‌باشند، اجتناب‌ناپذیر است [۴] تا [۶]. برای به دست آوردن نسبت تبدیل زیاد در مبدل‌های DC به DC، یکی از روش‌ها استفاده از مبدل‌های DC به DC ایزوله است اما این روش، برخی از مشکلات از قبیل کاهش بازده به دلیل تلفات ترانسفورماتور و پارامترهای درونی مثل سلف ناشی و همچنین افزایش هزینه را به وجود می‌آورد.

استفاده از مبدل‌های غیر ایزوله افزایشدهنده روش دیگر برای دستیابی به این منظور است. یک مبدل بوست عادی معمولاً برای این منظور استفاده می‌شود اما بهره ولتاژ بالا و بازده بالا را نمی‌توان به طور هم‌زمان با استفاده از این مبدل به دست آورد. برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا در کنار بازده بالا، تغییراتی در مبدل بوست اعمال می‌کنند. برای مثال در [۷]

این مقاله در تاریخ ۱ اسفند ماه ۱۳۹۲ دریافت و در تاریخ ۱۴ آبان ماه ۱۳۹۳ بازنگری شد.

مسعود محمودی، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: masoud.mahmoodi1365@gmail.com)

بهزاد میرزائیان دهکردی، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: mirzaeian@eng.ui.ac.ir)

مهدی نیرومند، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، (email: mehdi_niroomand@eng.ui.ac.ir)

1. Switched Capacitors
2. Coupled Inductors
3. Single-Ended Primary Inductor Converter

$$V_{SW} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (2)$$

مبدل ارائه شده در این مقاله که بر مبنای مبدل SEPIC پایه طراحی شده از یک مدار کمکی برای دستیابی به سوئیچینگ نرم و همچنین از مدارهای کمکی دیگری برای رسیدن به بهره ولتاژ بالا استفاده کرده است. ساختار این مبدل پیشنهادی که از سه مدار مختلف اضافه شده به مبدل SEPIC پایه تشکیل شده در شکل ۲ نشان داده شده است. با استفاده از شکل موج‌های به دست آمده از این مبدل در قسمت‌های بعدی، پیداست که شرایط مطلوب به خوبی حاصل شده است.

۳- اصول عملکرد مبدل پیشنهادی

در این بخش اصول کلی عملکرد مبدل و آنالیز مدار معادل آن ارائه می‌شود.

۳-۱- قاعده کلی عملکرد مبدل

در شکل ۲ ساختار مبدل پیشنهادی نشان داده شده است. در طی فرایند روشن شدن کلید، بارهای تزریق شده در ناحیه n - دیود D_1 باعث عبور جریان لحظه‌ای بازبایی معکوس از آن می‌شوند. در این مدار افزایش نرخ جریان بازبایی معکوس توسط سلف L_S محدود می‌شود. در طی فرایند خاموش شدن کلید، ولتاژ درین- سورس سوئیچ به طور لحظه‌ای افزایش می‌یابد. dv/dt سریع، تلفات خاموشی را افزایش می‌دهد و مهم‌تر از آن نویز EMI شدیدی را تولید می‌کند. نرخ افزایشی ولتاژ درین- سورس سوئیچ برای به دست آوردن ZVS و کاهش نویز EMI، توسط خازن C_S محدود می‌شود. در این مدار انرژی منتقل شده به خازن C_b را می‌توان به صورت مجموع انرژی جذب شده در سلف L_S و خازن C_S نشان داد. بازبایی انرژی از طریق تخلیه خازن C_b به خروجی انجام می‌شود.

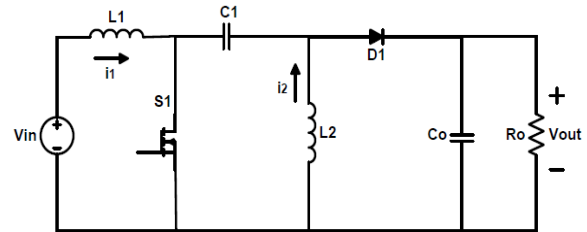
۳-۲- آنالیز مدار معادل

برای آنالیز عملکرد حالت تعادل مدار نشان داده شده در شکل ۲ فرض‌های زیر را در نظر می‌گیریم:

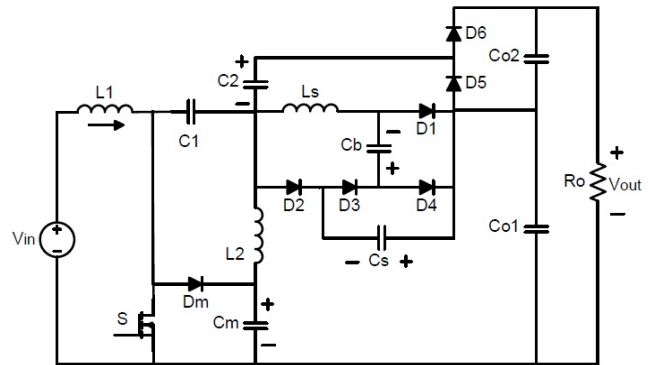
(الف) خازن‌های خروجی C_{o1} و C_{o2} به اندازه‌ای بزرگ هستند که ولتاژ خروجی V_o ثابت و بدون ریبیل باشد.
(ب) ولتاژ ورودی V_{in} ثابت است.
(ج) همه عناصر نیمه‌هادی به غیر از دیود D_1 ، ایده‌آل می‌باشند.
(د) سلف‌های اصلی L_1 و L_2 خیلی بزرگ‌تر از سلف L_S هستند.
بر مبنای این فرض‌ها، عملکرد مدار در یک دوره تناوب را می‌توان به ۱۰ مرحله تقسیم کرد که این مراحل در شکل ۳ نشان داده شده‌اند.

مرحله ۱ (شکل ۳- الف، $t_1 < t < t_2$): کلید در t روشن می‌شود و در طی فرایند روشن شدن کلید، D_1 فوراً خاموش نمی‌شود و پدیده بازبایی معکوس برای این دیود اتفاق می‌افتد. نرخ افزایشی جریان کلید توسط سلف L_S برای به دست آوردن شرایط ZCS در هنگام روشن شدن کلید، محدود می‌شود. برای آنالیز این مبدل می‌توان شکل ۳- الف را برای سادگی به صورت شکل ۴ در نظر گرفت. در این شکل خازن‌های خروجی را به اندازه کافی بزرگ انتخاب کرده‌ایم که ولتاژ خروجی ثابت بماند و جریان سلف L_S از روابط زیر به دست می‌آید. به علت پیچیدگی معادلات از بیان جزئیات آنها صرف نظر کرده و شکل کلی معادلات را بیان می‌کنیم

$$i_{L_S}(t) = i_{L_S}(t_1) + \frac{1}{L_S} \int_{t_1}^t V_{L_S}(t) dt \quad (3)$$



شکل ۱: مبدل SEPIC عادی.



شکل ۲: مبدل SEPIC ارائه شده.

فرکانس دارد و از این رو این مسئله در مبدل‌های سوئیچینگ فرکانس بالا شدیدتر است. یک راه حل این مشکل، استفاده از تکنیک‌های سوئیچینگ نرم مثل تکنیک‌های ZVS^۱ و ZCS^۲ در این مبدل‌ها است [۱۲] تا [۱۶].

این مقاله، یک مبدل جدید SEPIC با شرایط سوئیچینگ نرم و بهره بالا را ارائه می‌دهد. در چند مقاله‌ای که از مبدل SEPIC به عنوان مبدل پایه استفاده شده مشکلاتی از قبیل بهره پایین مبدل، نداشتن شرایط سوئیچینگ نرم، استفاده از حداکثر سوئیچ در ساختار مبدل پیشنهادی، استفاده از المان‌های حجیم و گران‌قیمت و همچنین استرس بالای سوئیچ‌ها وجود دارد [۲] و [۱۷]. همچنین در [۱۸] از دو مبدل برای رسیدن به بهره مورد نظر استفاده شده است. در [۱۹] نیز علی‌رغم استفاده از سلف تزویج شده که موجب افزایش قیمت شده بهره همچنان کم است. مبدل پیشنهادی نه تنها دارای تلفات کلیدزنی پایینی است (به علت داشتن ZCS و ZVS) بلکه مزیت دیگرش این است که در ساختار آن تنها از یک سوئیچ استفاده شده که این مسئله از پیچیدگی مدار می‌کاهد و همچنین از هیچ سلف تزویج‌شده‌ای برای افزایش سطح ولتاژ استفاده نشده است. بنابراین هزینه پیاده‌سازی این مدار در مقایسه با دیگر مبدل‌هایی که از بیشتر از یک کلید و یا از سلف تزویجی استفاده می‌کنند، کمتر است.

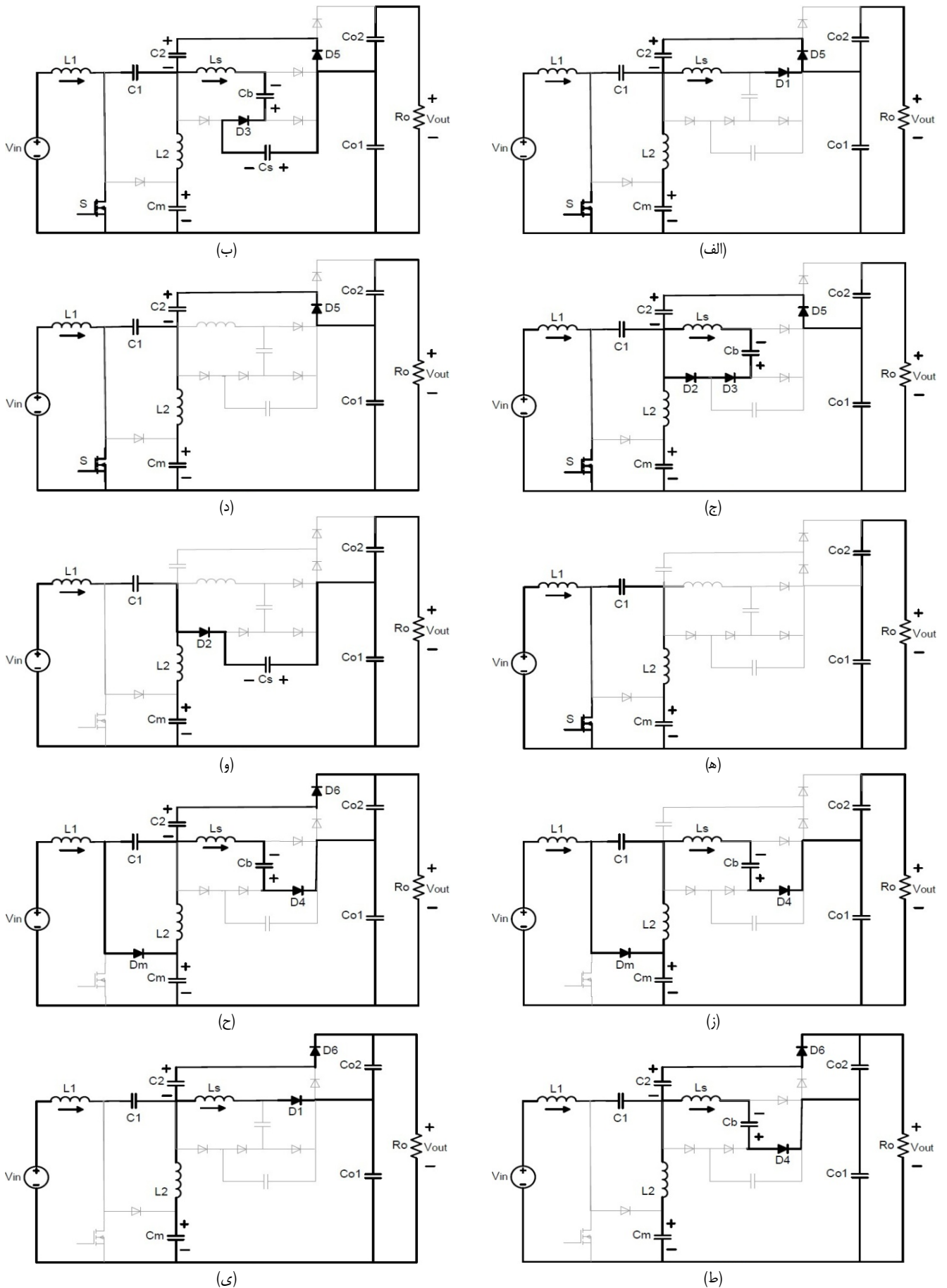
در این مقاله ابتدا عملکرد کلی مبدل پیشنهادی مورد بررسی قرار می‌گیرد و سپس مبدل پیشنهادی شبیه‌سازی می‌شود.

۲- معرفی مبدل پیشنهادی

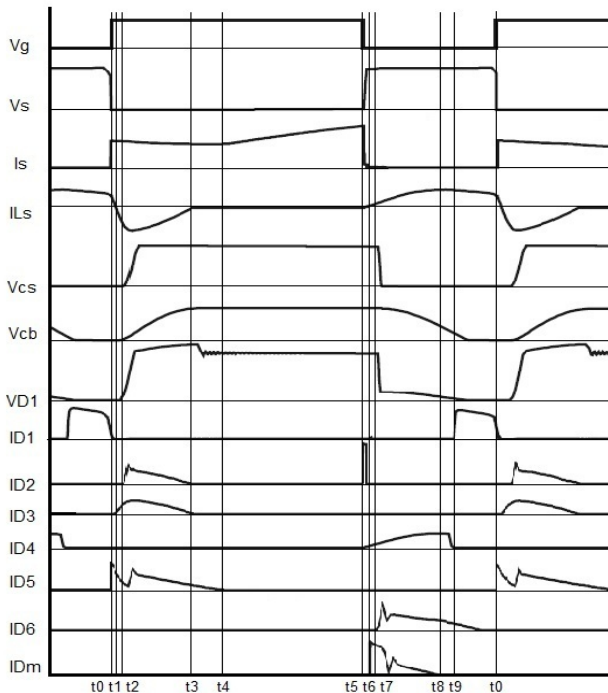
یک مبدل SEPIC غیر ایزوله پایه در شکل ۱ آمده و معادلات بهره ولتاژ و حداکثر ولتاژ سوئیچ برای این مبدل به صورت زیر است

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

1. Zero Voltage Switching
2. Zero Current Switching



شکل ۳: مدارهای معادل مبدل ارائه شده در طی یک سیکل سوئیچینگ، (الف) مرحله اول (S on)، (ب) مرحله دوم ($D1$ off, $D3$ on)، (ج) مرحله سوم ($D2$ on)، (د) مرحله چهارم ($D2, D3$ off)، (ه) مرحله پنجم ($D5$ off)، (و) مرحله ششم (S off, $D2$ on)، (ز) مرحله هفتم ($D2$ off, $D4, Dm$ on)، (ح) مرحله هشتم ($D6$ on)، (ط) مرحله نهم ($D4$ off, $D1$ on) و (ی) مرحله دهم ($D4$ off, $D1$ on).



شکل ۵: شکل موج‌های کلیدی مبدل SEPIC پیشنهادی.

مرحله ۷ (شکل ۳- ز، $t_v < t < t_z$): در این حالت، دیود $D2$ خاموش شده و دیودهای $D4$ و Dm روشن می‌شوند و جریان سلف Ls (ILs) خازن Cb را از طریق دیود $D4$ به خروجی تخلیه می‌کند.

مرحله ۸ (شکل ۳- ح، $t_v < t < t_h$): در این مرحله، دیود $D6$ نیز روشن می‌شود و خازن $C2$ از طریق این دیود به خروجی تخلیه می‌شود.

مرحله ۹ (شکل ۳- ط، $t_h < t < t_a$): در این حالت فقط دیود Dm خاموش می‌شود.

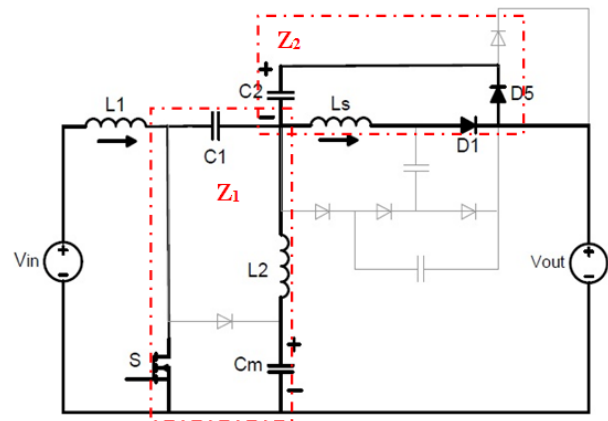
مرحله ۱۰ (شکل ۳- ی، $t_a < t < t_1$): در لحظه t_a ، V_{cb} به صفر تخلیه می‌شود، $D4$ خاموش شده و دیود $D1$ روشن می‌شود. فرایند بازیابی انرژی وقتی که انرژی خازن Cb به خروجی منتقل شد، پایان می‌یابد. پس برای جلوگیری از این که خازن Cs به طور معکوس شارژ شود، جریان به جای عبور از دیود $D4$ از دیود $D1$ عبور می‌کند. در انتهای این مرحله، دیود $D6$ نیز خاموش می‌شود و با روشن شدن سوئیچ، عملکرد مدار به مرحله اول برمی‌گردد. بر اساس آنالیز ارائه شده، شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی در شکل ۵ نشان داده شده است.

۴- طراحی مبدل پیشنهادی

در این مبدل پیشنهادی از تکنیک PWM استفاده می‌شود. بازده و چگالی توان بالاتر در مبدل‌های DC PWM به DC را می‌توان با افزایش فرکانس سوئیچینگ افزایش داد اما تلفات سوئیچینگ و تداخل‌های الکترومغناطیسی نیز بیشتر می‌شود. در مبدل‌های PWM تلفات سوئیچینگ و تداخل الکترومغناطیسی عمدتاً در طی حالت‌های گذرای روشنی و خاموشی سوئیچ در شرایط سوئیچینگ ایجاد می‌شوند و به همین دلیل از سوئیچینگ نرم فقط در لحظه جریان صفر و ولتاژ صفر استفاده می‌شود.

۴-۱ ملاحظات طراحی

سلف Ls ، خازن Cs و خازن بافر Cb سه عنصر اصلی این مدار می‌باشند که در هنگام طراحی آنها باید به نکات زیر توجه کرد [۱۱]، [۱۸] و [۲۰]:



شکل ۴: ساده شده شکل ۳- الف برای تحلیل مدار.

$$V_{C1}(t) + V_{Cr}(t) = V_o \quad (4)$$

$$V_{Cr}(s) = \frac{Z_r(s)}{Z_1(s) + Z_r(s)} V_o \quad (5)$$

$$V_{Ls}(t) = -V_{Cr}(t) \quad (6)$$

دقت شود که به علت حجم زیاد محاسبات، ولتاژها در حوزه لاپلاس حساب شده و سپس به حوزه زمان برگردانده می‌شوند.

مرحله ۲ (شکل ۳- ب، $t_1 < t < t_2$): پدیده بازیابی معکوس در لحظه t_1 خاموش می‌شود. به محض خاموش شدن دیود $D1$ ، دیودهای $D3$ و $D5$ به طور طبیعی روشن می‌شوند (زیرا V_{cs} و V_{cb} صفر می‌باشند). در این مرحله، سلف Ls و خازن‌های Cs و Cb توسط خروجی از طریق مسیر رزونانسی $V_o - Cs - Cb - Ls - C1 - S$ شارژ می‌شوند

$$i_{Ls}(t) = i_{Ls}(t_1) + \frac{1}{Ls} \int_{t_1}^t V_{Ls}(t) dt \quad (7)$$

$$V_{Ls}(t) = V_o - V_{Cs}(t) - V_{Cb}(t) - V_{C1}(t) \quad (8)$$

$$V_{C1}(s) = \frac{Z_1(s)}{Z_1(s) + Z_r(s)} V_o \quad (9)$$

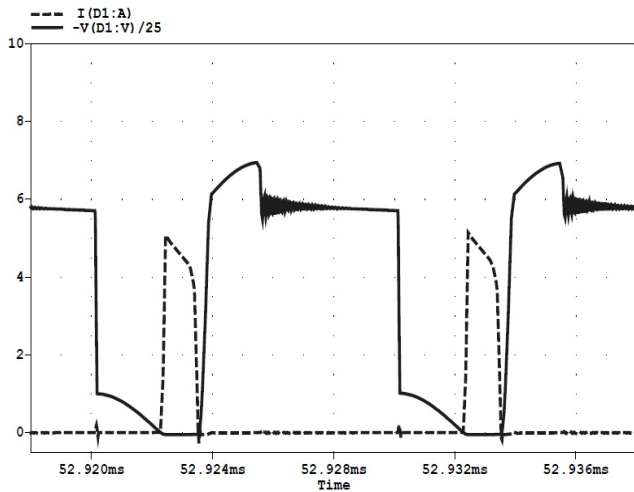
و با استفاده از ولتاژ V_{Cr} می‌توان ولتاژهای V_{cb} و V_{cs} را به دست آورد.

مرحله ۳ (شکل ۳- ج، $t_2 < t < t_3$): بعد از این که خازن Cs به طور کامل شارژ شد، دیود $D2$ روشن شده و V_{cs} ثابت می‌ماند. جریان در سلف Ls ، خازن Cb را از طریق مسیر رزونانسی دوم $Ls - D2 - D3 - Cb$ شارژ می‌کند و Ls و Cb یک مسیر رزونانسی را از طریق دیودهای $D2$ و $D3$ تشکیل می‌دهند.

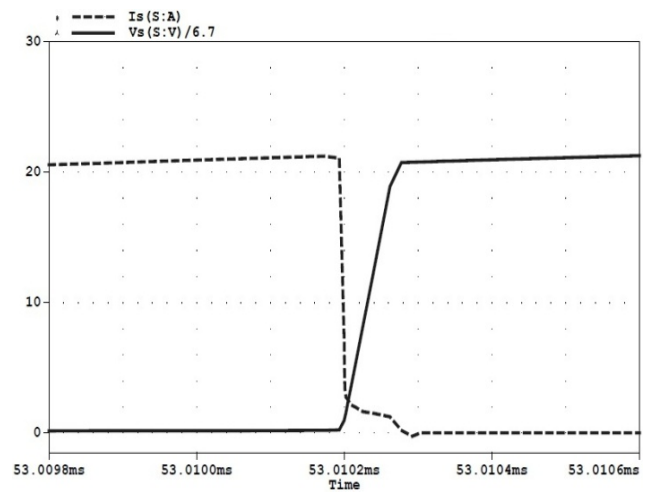
مرحله ۴ (شکل ۳- د، $t_3 < t < t_4$): در لحظه t_3 ، جریان سلف Ls (ILs) هنگامی که دیودهای $D2$ و $D3$ به طور هم‌زمان خاموش می‌شوند، به صفر کاهش می‌یابد. بعد از زمان t_3 ، جریان سلف Ls صفر و ولتاژ V_{cb} ثابت می‌ماند.

مرحله ۵ (شکل ۳- ه، $t_4 < t < t_5$): در این حالت فقط دیود $D5$ خاموش می‌شود و شرایط مداری تقریباً مثل حالت قبل است.

مرحله ۶ (شکل ۳- و، $t_5 < t < t_6$): بعد از این که سوئیچ در لحظه t_5 خاموش می‌شود، جریان سلف اصلی $L1$ ($IL1$) از مسیر خازن $C1$ و دیود $D2$ برای تخلیه خازن Cs به خروجی جریان می‌یابد. دیودهای $D3$ و $D4$ روشن نمی‌شوند چون توسط V_{cs} بایاس معکوس می‌باشند. وقتی که V_{cs} به مقدار صفر تخلیه می‌شود، dv/dt مربوط به ولتاژ درین- سورس سوئیچ کمتر است.



شکل ۸: سوئیچینگ نرم برای دیود هرزگرد D_1 .



شکل ۶: شرایط گذرا برای مبدل شبیه‌سازی شده در شرایط ZCS.

جدول ۱: مقادیر پارامترهای مدار پیشنهادی در شبیه‌سازی با ولتاژ ورودی ۴۹ ولت.

مقدار	پارامتر	مقدار	پارامتر
۲۰ μH	سلف L_r	۹۰۰ μH	سلف L_1
۲۲ μF	خازن C_1	۵ μH	سلف L_s
۳۳۰ μF	خازن‌های C_{O1} و C_{O2}	۴۷ μF	خازن C_r
۳۰۰ nF	خازن C_b	۱۰ nF	خازن C_s
۱۰۰ kHz	فرکانس سوئیچینگ	۱ μF	خازن C_m
۳۹۷ V	ولتاژ خروجی	۴۹ V	ولتاژ ورودی

$$C_s \cong \frac{kT_s}{2\pi} \times \frac{I_{\max}}{V} \quad (11)$$

$$L_s = \frac{kT_D}{2\pi} \times \frac{V}{I_{\max}} \quad (12)$$

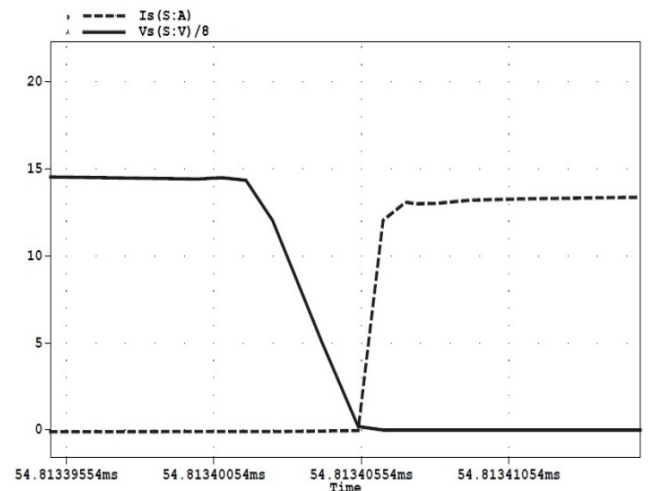
$$C_b = 30C_s \quad (13)$$

در معادلات ذکرشده، حداکثر جریان سوئیچ و $V = V_{out}$ ولتاژ خروجی مبدل می‌باشند.

۵- نتایج شبیه‌سازی

برای بررسی دقیق‌تر مطالب تئوری ارائه‌شده، مبدل پیشنهادی در توان ۵۰۰ وات که یک توان مرسوم برای سیستم‌های فتوولتائیک است، ضریب وظیفه ۰/۶۵ و فرکانس کلیدزنی ۱۰۰ kHz شبیه‌سازی شده است. با توجه به استفاده از تکنیک سوئیچینگ نرم فرکانس سوئیچینگ تا این اندازه قابل افزایش بوده و البته این فرکانس تأثیری در جریان‌ها و ولتاژهای گذار ندارد و مبدل پیشنهادی در فرکانس‌های پایین‌تر و بالاتر نیز کار می‌کند. سایر پارامترهای مبدل در جدول ۱ ارائه و شبیه‌سازی با استفاده از نرم‌افزار ORCAD انجام شده است.

نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های ۶ تا ۹ ارائه شده است. با توجه به شکل‌های ۶ و ۷، شرایط سوئیچینگ نرم که هم دارای شرایط ZVS و هم دارای شرایط ZCS است برای سوئیچ اصلی مدار حاصل شده است. شکل ۸ شکل موج جریان و ولتاژ دیود D_1 را نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده شرایط سوئیچینگ نرم هم در شرایط گذار روشنی و هم در شرایط گذار خاموشی برای این دیود حاصل شده است. این مسئله باعث افزایش راندمان نسبت به سایر مبدل‌های SEPIC می‌شود. مقدار ولتاژ خروجی مبدل را نیز در شکل ۹ می‌بینیم که نشان



شکل ۷: شرایط گذرا برای مبدل شبیه‌سازی شده در شرایط ZVS.

- مقدار خازن C_s بزرگ‌تر، استرس جریان ماسفت بیشتر و استرس ولتاژ دیودی بالاتر را نتیجه می‌دهد.
- مقدار خازن C_b حداقل باید ۱۶ برابر مقدار خازن C_s باشد تا مقدار ولتاژ V_{cb} را زمانی که خروجی ۴۰۰ ولت است به ۱۰۰ ولت محدود کند. اما به طور عملی با در نظر گرفتن انرژی بازیابی معکوس دیود، مقدار خازن C_b باید حدود ۳۰ برابر مقدار خازن C_s باشد.
- برای اطمینان از عملکرد صحیح مدار کمکی شبه‌رزونانسی، فرکانس رزونانس باید خیلی بزرگ‌تر از فرکانس سوئیچینگ باشد.
- سلف L_s باید به اندازه‌ای بزرگ اختیار شود که تلفات بازیابی معکوس دیود را کم کند. اگر L_s از مقدار مطلوب بزرگ‌تر شود، جریان بازیابی معکوس کوچک‌تر را نتیجه می‌دهد.
- برای به دست آوردن این عناصر به صورت بهینه، فرکانس رزونانس w_r به صورت زیر تعریف می‌شود

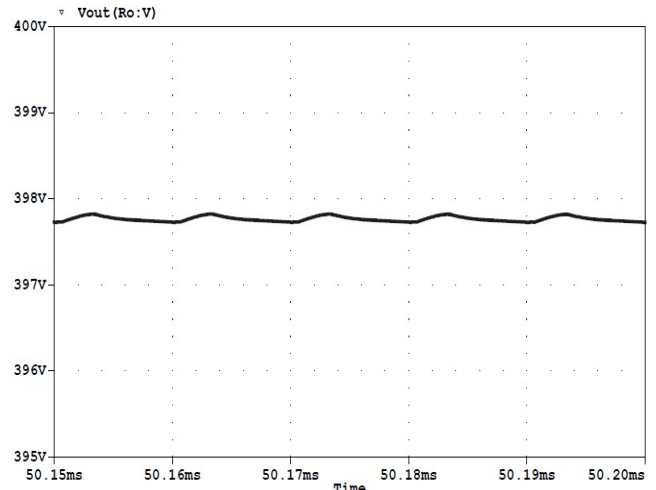
$$w_r = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = \frac{2\pi}{kT_s} \quad (10)$$

که k نسبت بین فرکانس رزونانس و فرکانس سوئیچینگ می‌باشد و با توجه به این که فرکانس رزونانس از فرکانس سوئیچینگ خیلی بزرگ‌تر است داریم $0 < k < 1$. مقادیر بهینه سلف و خازن رزونانس را از روی مقدار فرکانس رزونانس و داده‌های مداری به صورت زیر به صورت بهینه به دست می‌آوریم

مراجع

- [1] H. Shiji, K. Harada, Y. Ishihara, T. Todaka, and G. Alzamora, "A zero-voltage-switching bidirectional converter for PV systems," in *Proc. 25th Int. Telecommunications Energy Conference, INTELEC'03*, pp. 14-19, Yokohama, Japan, 23 Oct. 2003.
- [2] S. Sarwan and N. Abdul Rahim, "Simulation of integrated SEPIC converter with multiplier cell for standalone PV application," in *Proc. IEEE First Conf. on Clean Energy and Technology (CET)*, pp. 213-218, Kuala Lumpur, Malaysia, 27-29 2011.
- [3] M. Meinhardt, G. Cramer, B. Burger, and P. Zacharias, "Multi-string-converter with reduced specific costs and enhanced functionality," *Elsevier Science on Solar Energy*, vol. 69, sup. 6, pp. 217-227, Jul./Dec. 2000.
- [4] Q. Zhao and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up DC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 1, pp. 65-73, Jan. 2003.
- [5] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High step-up converter with coupled inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp. 1025-1035, Sep. 2005.
- [6] R. J. Wai and R. Y. Duan, "High-efficiency power conversion for low power fuel cell generation system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 4, pp. 847-856, Jul. 2005.
- [7] B. R. Lin and H. H. Lu, "Single-phase three-level PWM rectifier," in *Proc. IEEE APEC'99*, vol. 1, pp. 63-68, Jul. 1999.
- [8] H. S. Chung, A. Ioinovici, and W. L. Cheung, "Generalized structure of bi-directional switched-capacitor dc/dc converters," *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 50, no. 6, pp. 743-753, Jun. 2003.
- [9] Q. Zhao and 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] W. Li and X. He, "Review of non-isolated high step-up DC-DC converters in photovoltaic grid-connected applications," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, Apr. 2011.
- [11] I. D. Kim, J. Y. Kim, E. C. Nho, and H. G. Kim, "Analysis and design of a soft-switched PWM sepic DC-DC converter," *J. of Power Electronics*, vol. 10, no. 5, pp. 461-467, Sep. 2010.
- [12] H. L. Do, "Soft-switching SEPIC converter with ripple-free input current," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2879-2887, Jun. 2012.
- [13] K. M. Smith, Jr. and K. Smedley, "Engineering design of lossless passive soft switching methods for PWM converters-part I- with minimum voltage stress circuit cells," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 6, pp. 336-344, May 2001.
- [14] K. M. Smith, Jr. and K. Smedley, "Engineering design of lossless passive soft switching methods for PWM converters-part ii. with non-minimum voltage stress circuit cells," *IEEE Trans. Power Electronics.*, vol. 17, no. 6, pp. 864-873, Nov. 2002.
- [15] C. J. Tseng and C. L. Chen, "Passive lossless snubbers for DC-DC converters," in *Proc. 13th. Annual Appl. Power Electron. Conf.*, pp. 1049-1054, Feb. 1998.
- [16] T. F. Wu and S. A. Liang, "A structural approach to synthesizing soft switching PWM converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 38-43, Jan. 2003.
- [17] A. Ghasemi, S. F. Eilaghi, and E. Adib, "A new non-isolated high step-up SEPIC converter for photovoltaic applications," in *Proc. 3rd Power Electronics and Drive Systems Technology Conf., PEDSTC'12*, pp. 51-56, 15-16 Feb. 2012.
- [18] M. Bhunia and R. Gupta, "Voltage regulation of stand-alone photovoltaic system using boost SEPIC converter with battery storage system," in *Proc. of Students Conf. on Engineering and Systems*, 6 pp., Apr. 2013.
- [19] M. Veerachary, "Power tracking for nonlinear PV sources with coupled inductor SEPIC converter," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Trans. on*, vol. 41, no. 3, pp. 1019-1029, Jul. 2005.
- [20] G. Sharp, *SePIC Converter Design and Operation*, Worcester Polytechnic Institute (WPI), 2014.

مسعود محمودی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی برق- قدرت در سال ۱۳۸۹ از دانشگاه شیراز و در مقطع کارشناسی ارشد الکترونیک قدرت در سال ۱۳۹۱ از دانشگاه اصفهان به پایان رسانده است. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: الکترونیک قدرت، انرژی‌های تجدیدپذیر، سیستم‌های تولید پراکنده، اصلاح کننده‌های ضریب توان، مبدل‌های DC به DC و منابع تغذیه سوئیچینگ.



شکل ۹: ولتاژ خروجی به دست آمده از شبیه‌سازی.

می‌دهد ولتاژ خروجی این مبدل مقدار مناسبی را برای سیستم‌های فتوولتائیک دارا می‌باشد و همان طور که نشان داده شده ولتاژ خروجی دارای ریبیل بسیار ناچیزی است. ولتاژ خروجی حدود ۳۹۸ ولت به دست آمده که با توجه به ولتاژ ورودی که برابر ۴۹ ولت است، بهره بیش از ۸ به دست آمده که بسیار بزرگ‌تر از بهره یک مبدل SEPIC عادی می‌باشد. در مبدل SEPIC عادی طبق (۱) و با توجه به مقدار ضریب وظیفه که حدود ۰/۶۵ است، بهره برابر ۲ به دست می‌آید.

مقایسه مبدل پیشنهادی با مبدل‌های دیگر: در مبدل [۱۷]، سوئیچینگ نرم به خوبی حاصل شده اما بهره مبدل پایین بوده و همچنین در ساختار آن از دو سلف تزویجی استفاده شده است. در مبدل [۱۸]، ولتاژ خروجی مبدل مناسب می‌باشد ولی شرایط سوئیچینگ سخت بر مدار حاکم است و بنابراین تلفات مداری بالا و بازده پایین می‌باشد. مشکلات بیان شده مبدل‌های قبلی در مبدل پیشنهادی این مقاله رفع شده‌اند و از هیچ سلف تزویجی‌ای برای افزایش بهره استفاده نشده است. در مقاله [۱۹] نیز از مبدل ایزوله SEPIC در کاربردهای فتوولتائیک استفاده شده که در آن ولتاژ خروجی مناسب و شرایط ZVS نیز برقرار است اما شرایط ZCS را ندارد و به همین خاطر تلفات آن بیشتر از حالتی است که شرایط کامل سوئیچینگ نرم برقرار باشد. از طرفی استرس سوئیچ این مبدل برابر مبدل SEPIC عادی است که این خصوصیت نیز در مبدل پیشنهادی این مقاله بهبود یافته است (استرس سوئیچ مبدل پیشنهادی کمتر از مبدل SEPIC عادی است) [۱۹].

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله مبدلی ارائه شد که علاوه بر داشتن شرایط سوئیچینگ نرم هم در سوئیچ اصلی و هم برای دیود هرزگرد D_1 ، دارای بهره ولتاژ بالایی است که برای کاربردهای ولتاژ بالا از جمله کاربردهای فتوولتائیک متصل به شبکه، مناسب می‌باشد. استرس‌های جریان و ولتاژ سوئیچ در این مبدل مناسب است و استرس ولتاژ دیود هرزگرد مدار نیز کم می‌باشد. این مزایا علاوه بر مزایای کلی مبدل SEPIC مانند جریان ورودی پیوسته و با ریبیل کم و دامنه تغییر زیاد ولتاژ خروجی می‌باشد. از طرفی به علت استفاده از حداقل سوئیچ ممکن هزینه مدار کمتر شده و بازده مدار نیز افزایش می‌یابد.

مهدی نیرومند مدرک کارشناسی و کارشناسی ارشد مهندسی برق - الکترونیک خود را به ترتیب در سال‌های ۱۳۸۰ و ۱۳۸۲ از دانشگاه صنعتی اصفهان و مدرک دکتری مهندسی برق را در سال ۱۳۸۸ از دانشگاه صنعتی اصفهان دریافت نمود. دکتر نیرومند از سال ۱۳۸۸ در گروه مهندسی برق، دانشگاه اصفهان مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز استادیار این گروه می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان شامل الکترونیک قدرت، منابع تغذیه سوئیچینگ و انرژی‌های تجدیدپذیر است.

بهزاد میرزائیان دهکردی مدرک کارشناسی مهندسی برق - الکترونیک خود را در سال ۱۳۶۹ از دانشگاه شیراز و در سال‌های ۱۳۷۳ و ۱۳۷۹ به ترتیب مدارک کارشناسی ارشد و دکتری خود در رشته مهندسی برق - قدرت را از دانشگاه صنعتی اصفهان دریافت نمود. دکتر میرزائیان از سال ۱۳۸۲ در گروه مهندسی برق، دانشگاه اصفهان مشغول به فعالیت گردید و اینک نیز دانشیار این گروه می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان شامل، درایوهای الکترونیکی، الکترونیک قدرت و انرژی‌های تجدیدپذیر (فتوولتائیک) است.