

معرفی یک مبدل DC به DC افزایشدهنده با کنترل هوشمند برای کاربردهای فتوولتائیک

مهدی نیرومند^۱، محمد شرکت العباسیه^۲ و مسعود سهیلی^۳

۱- استادیار دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

mehdi_niroomand@eng.ui.ac.ir

۲- کارشناس ارشد، دانشکده فنی و مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

sherkat.mohammad@gmail.com

۳- کارشناس ارشد، دانشکده فنی و مهندسی برق، دانشگاه اصفهان، اصفهان، ایران

masood.sheili@gmail.com

چکیده: در این مقاله یک مبدل SEPIC افزایشدهنده با راندمان بالا برای کاربردهای فتوولتائیک پیشنهاد شده است. در مبدل پیشنهادی از مدار کمکی بدون هیچ کلید اضافی استفاده شده است. این مدار کمکی موجب می‌گردد که کلید تحت شرایط کلیدزنی نرم کار می‌کند. با مدارات اضافه شده، جریان بازتابی معکوس در تمامی دیودهای خروجی آرام شده، این امر باعث کاهش تلفات و به دنبال آن افزایش راندمان مدار می‌شود. سیستم کنترلی مبتنی بر روش منطق فازی ارائه شده در این مبدل، ردیابی دقیق و سریع نقطه توان بیشینه را به صورت هوشمند، در شرایط مختلف محیطی (تابش و دما) باعث شده و با تنظیم دوره کار مبدل، بیشترین توان را به بار تحویل می‌دهد. در نهایت، نتایج حاصل از شبیه‌سازی‌های تئوری با نتایج حاصل از پیاده‌سازی مبدل، مقایسه شده تا دلیلی بر عملکرد صحیح مبدل و درستی محاسبات تئوری باشد.

واژه‌های کلیدی: مبدل SEPIC، کلیدزنی نرم، راندمان بالا، ردیابی توان بیشینه، الگوریتم فازی، سیستم‌های فتوولتائیک

۱- مقدمه

یک سال مصرف می‌کنند. از این رو، برای بهره‌گیری از این منبع باید بتوانیم انرژی خورشیدی را به انرژی مورد استفاده تبدیل کرده و یا اینکه فن‌آوری‌ها، توانایی تولید انرژی مورد نیاز از خورشید را داشته باشند [۱]. یکی از اصلی‌ترین راه‌های استفاده از انرژی خورشید، استفاده از سیستم‌های فتوولتائیک^۱ (PV) است. به پدیده‌ای که بر اثر تابش نور بدون استفاده از مکانیزم‌های محرک، الکتریسته تولید کند، پدیده فتوولتائیک و به هر سیستمی که از این پدیده‌ها استفاده کند، سیستم فتوولتائیک گویند [۲].

ولتاژ خروجی سلول‌های PV پایین است. با اتصال سری و موازی سلول‌ها به هم، واحد بزرگتری به نام آرایه فتوولتائیک^۲ تشکیل می‌شود که می‌تواند جریان و ولتاژ بزرگتری تولید کند [۲].

سیستم‌های فتوولتائیک در حالت‌های مختلف متصل به

استفاده وسیع از سوخت‌های فسیلی، همچون نفت، زغال‌سنگ و گاز، آثار گلخانه‌ای و آلودگی محیط زیست را به دنبال دارد. از طرفی، کمبود انرژی و آلودگی محیط زیست موانع عمده‌ای برای توسعه انسان شده‌اند. براساس بررسی‌ها و مطالعات، انرژی خورشیدی وسیع‌ترین منبع انرژی در جهان است. کارشناسان بخش انرژی می‌گویند، انرژی نوری که توسط خورشید در هر ساعت به زمین می‌تابد، بیش از کل انرژی‌ای است که ساکنان زمین در طول

۱ تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۱/۱۰/۰۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۲/۰۴/۰۱

نام نویسنده مسئول: مهدی نیرومند

نشانی نویسنده مسئول: ایران - اصفهان - خیابان هزار جریب -

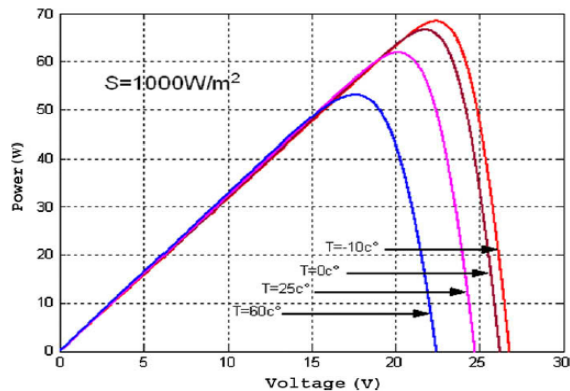
دانشگاه اصفهان - دانشکده فنی مهندسی

معرفی یک مبدل DC به DC افزایشده با کنترل هوشمند برای کاربردهای فتوولتائیک

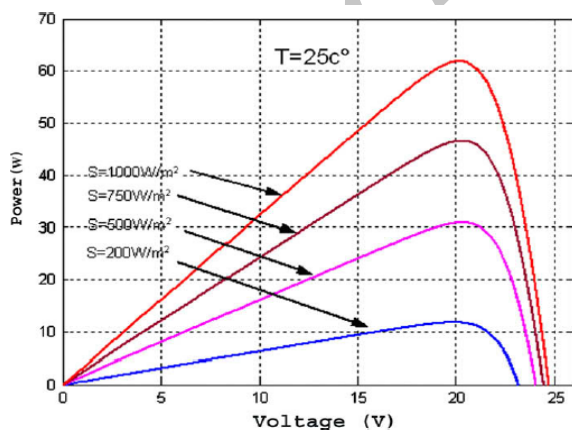
عبارت دیگر نقطه توان بیشینه را ردیابی نمود.

شکل های (۲) و (۳) منحنی های مشخصه یک آرایه خورشیدی را نشان می دهد. وابستگی زیادی در این منحنی ها به شدت تابش نور خورشید و دمای سلول دیده می شود. همچنین، نشان داده شده است که نقطه توان بیشینه نیز تابع تابش و درجه حرارت آرایه است. برای داشتن توان بیشتر، سیستم های فتوولتائیک همواره باید در نقطه بیشینه توان خود باشند [۷].

سیستم کنترل مبدل پیشنهادی، مبتنی بر روش منطق فازی ارائه شده است که به صورت هوشمند ردیابی دقیق و سریع نقطه توان بیشینه را انجام داده، با تنظیم دوره کار مبدل، بیشترین توان را به بار تحویل می دهد.



شکل (۲): مشخصه P-V آرایه خورشیدی در حین تغییرات دمایی

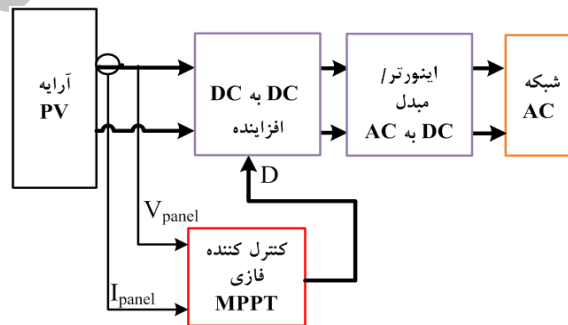


شکل (۳): مشخصه P-V آرایه خورشیدی هنگام تغییرات شدت تابش

در این مقاله، ابتدا در بخش دوم الگوریتم MPPT پیشنهادی، و سپس در بخش سوم مدار قدرت مبدل پیشنهادی توضیح داده خواهد شد. در بخش چهارم نتایج

شبکه و منفصل از شبکه استفاده قرار می شوند. در حالت های متصل به شبکه، وجود یک اینورتر برای تبدیل ولتاژ DC تولید شده به AC ضروری است. شکل (۱) ساختار یک سیستم فتوولتائیک متصل به شبکه را نشان می دهد. در حالت های منفصل از شبکه، بسته به نوع بار (DC یا AC) ممکن است سیستم شامل یک اینورتر باشد یا نه. در این مقاله تمرکز اصلی بر روی قابلیت های مختلف مبدل DC به DC در یک سیستم فتوولتائیک شامل راندمان، بهره و قابلیت های کنترلی است، که در سیستم های متصل به شبکه و منفصل از شبکه کاربرد دارد [۳ و ۴].

ولتاژ خروجی آرایه های فتوولتائیک با ساختار اتصال سری- موازی نسبتاً پایین است. بنابراین، به مبدل های DC به DC افزایشده با بهره بالا نیاز است تا ولتاژ پایین سلول های فتوولتائیک را به ولتاژ DC بالایی تبدیل کند [۵ و ۶]. همچنین، برای استفاده بهینه از انرژی تولید شده توسط آرایه خورشیدی، راندمان مبدل باید بالا باشد. به همین علت، در این مقاله یک مبدل DC به DC، دارای خاصیت کلیدزنی نرم و با راندمان و بهره بالا معرفی شده است.



شکل (۱): ساختار سیستم PV

مشخصه های سیستم های فتوولتائیک ذاتاً غیرخطی بوده، تابع پارامترهای محیطی از جمله میزان تابش، دمای محیط و بار متصل به آن است. لذا با انتخاب مناسب نقطه کار آرایه فتوولتائیک می توان در شرایطی که میزان تابش و دما ثابت است، حداکثر توان را از آرایه فتوولتائیک دریافت نمود. با تغییرات شرایط محیطی (تابش و دما) نقطه کار آرایه تغییر پیدا کرده، و در نتیجه با استفاده از الگوریتم های متفاوت ردیابی نقطه توان بیشینه^۲، می توان میزان توان دریافتی از آرایه را همواره در مقدار بیشینه خود نگه داشت، و به

شبهه سازی مبدل به همراه نتایج پیاده سازی مبدل آورده شده است. هستند که طبق تعریف برابرند با:

$$E = \frac{P(k) - P(k-1)}{V(k) - V(k-1)} \quad (1)$$

$$CE(k) = E(k) - E(k-1) \quad (2)$$

که $P(k)$ و $V(k)$ به ترتیب مقادیر لحظه‌ای توان و ولتاژ آرایه PV هستند. متغیر $E(k)$ که معرف تغییرات توان به تغییرات ولتاژ است نشان می‌دهد که نقطه‌کار در قسمت راست یا چپ نقطه توان بیشینه مشخصه $P-V$ قرار گرفته است و $CE(k)$ که معرف نرخ تغییرات $E(k)$ است بیانگر راستای حرکت نقطه کار می‌است [۱۰].

کنترل کننده فازی استفاده شده به سه بخش فازی‌سازی، تعیین قوانین و استنتاج فازی و نافازی‌سازی تقسیم شده است، که در ادامه توضیحاتی در مورد این سه بخش ارائه خواهد شد.

۲-۱- فازی‌سازی

برای تبدیل ورودی‌های کنترل کننده فازی از متغیرهای عددی به متغیرهای زبانی^۴ از فازی‌سازی استفاده می‌کنیم. متغیرهای ورودی و خروجی به وسیله مجموعه‌ای از متغیرهای زبانی تعریف می‌گردند که باید برای هر یک از آنها تابع عضویت فازی^۵ مناسبی انتخاب گردد. انتخاب اولیه توابع عضویت برای متغیرهای زبانی با توجه به شناخت تجربی از سیستم فتوولتائیک صورت می‌گیرد.

اساس عملکرد کنترل کننده‌های فازی مربوط به نحوه تعریف مجموعه‌های فازی، شکل مجموعه‌های فازی و ایجاد قوانین فازی هستند که این امر به ساختار کنترل کننده فازی مورد نظر بستگی دارد [۱۱]. در این مقاله با استفاده از انجام شبهه سازی‌های متعدد به منظور ردیابی دقیق نقطه توان بیشینه، پنج مجموعه PB (مثبت بزرگ)، PS (مثبت کوچک)، Z (صفر)، NB (منفی بزرگ) و NS (منفی کوچک) تعریف گردیده است. همچنین، به منظور سادگی از توابع عضویت مثلثی شکل استفاده شده است. این توابع در شکل (۴) نشان داده شده است.

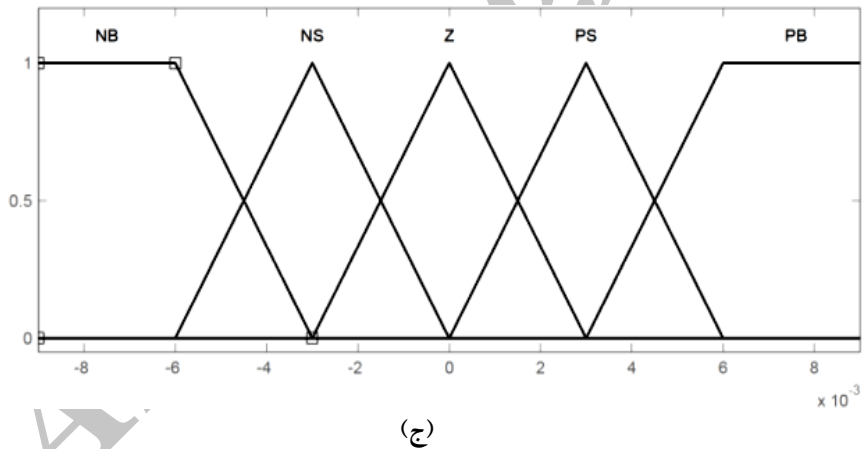
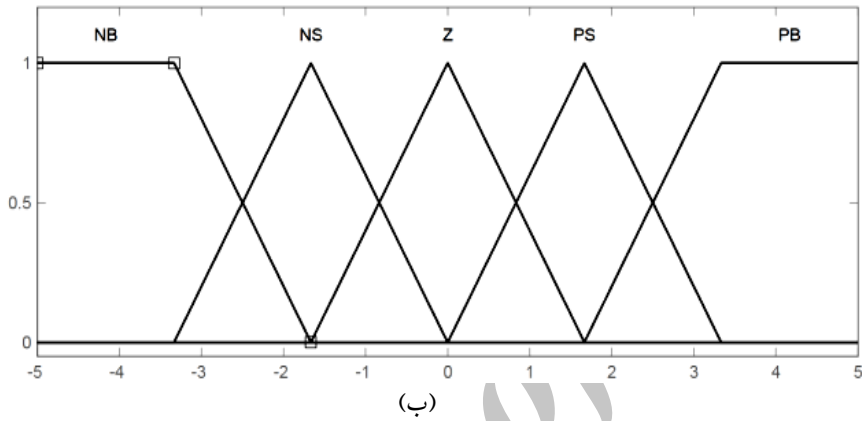
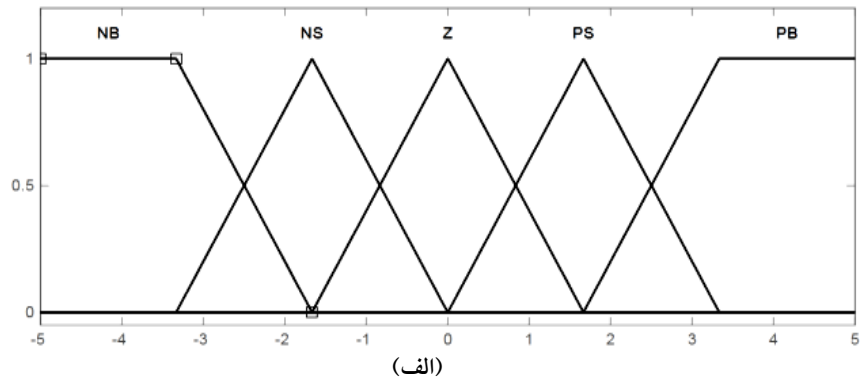
۲- الگوریتم MPPT پیشنهادی

روش‌های مختلفی برای جذب توان از یک آرایه فتوولتائیک ارائه شده است [۶-۹]. یکی از اصلی‌ترین این روش‌ها روش P&O است. الگوریتم P&O به علت سهولت در پیاده‌سازی به طور گسترده در سیستم‌های PV استفاده می‌شود. در این روش با تغییر دوره‌کار به طور متناوب نقطه کار آرایه PV را تغییر داده، توان تولیدی توسط آرایه PV را در شرایط جدید به دست می‌آورد. سپس با مقایسه مقدار جدید توان خروجی پائل با مقدار قبلی آن، نسبت به انتخاب دوره کار مناسب برای داشتن حداکثر توان اقدام می‌کند [۶]. از اشکالات عمده این روش می‌توان به این موارد اشاره کرد: عدم همگرایی سریع به نقطه کار بهینه، نوسان دامنه توان PV در اطراف نقطه بیشینه در حالت پایدار و وابستگی به پارامترهای فیزیکی آرایه خورشیدی. روش‌های متعددی در مقالات برای بهبود این روش ارائه شده است که البته هیچ‌کدام به طور کامل نتوانسته‌اند مشکلات را برطرف کنند [۷].

با توجه به پیشرفت در تکنولوژی پردازنده‌های دیجیتال، توجه به کنترل منطق فازی در الگوریتم‌های MPPT افزایش یافته است. امتیاز کنترل کننده‌های فازی در کار کردن با ورودی‌های غیردقیق و غیرخطی، عدم نیاز به مدل ریاضی دقیق و همگرایی سریع و کمترین نوسان در نقطه حداکثر توان است. قابلیت سیستم‌های فازی ردیابی آنالین ماکزیمم توان، مقاوم بودن در مقابل تغییرات تابش و دما و عدم نیاز به سنسورهای خارجی برای اندازه‌گیری شدت تابش و دما است [۸ و ۹].

سیستم هوشمند استفاده شده در این مقاله، کنترل کننده فازی بر اساس روش MPPT است، که دارای دو ورودی و یک خروجی است. دو متغیر ورودی کنترل کننده فازی خطا $E(k)$ ، و تغییرات خطا $CE(k)$ ، در زمان نمونه برداری k

معرفی یک مبدل DC به DC افزاینده با کنترل هوشمند برای کاربردهای فتولتائیک



شکل (۴): توابع عضویت فازی: (الف) ورودی E، (ب) ورودی CE، (ج) خروجی ΔD

عوامل دیگر است. برای این منظور، با توجه به منحنی شکل (۳) ملاحظه می‌گردد که نقطه حداکثر توان در منحنی رسم شده در نقطه توان بیشینه دارای $dp/dv=0$ است. همچنین، ولتاژ نقاطی که در سمت راست این نقطه؛ جایی که $dp/dv > 0$ است دارای ولتاژ کمتر از ولتاژ نقطه توان بیشینه و ولتاژ نقاطی که در سمت چپ این نقطه؛ جایی که $dp/dv < 0$ است، دارای ولتاژ بیشتر از ولتاژ نقطه توان بیشینه هستند. حال با توجه به خواص رفتاری نقطه توان

۲-۲- تعیین قوانین و استنتاج فازی

متغیرهای ورودی پس از فازی سازی برای تصمیم‌گیری فازی توسط قوانین فازی در اختیار ماشین استنتاج فازی قرار می‌گیرند تا متغیر ΔD یعنی میزان تغییر دوره‌کار PWM را تعیین کند. برای طراحی کنترلر فازی و انتخاب قوانین فازی باید شناخت کاملی از رفتار سیستم فتولتائیک داشت. در این مقاله هدف ردیابی نقطه حداکثر توان آرایه فتولتائیک تحت شرایط مختلف دما، شدت نور، بار و

افزایش یا کاهش دوره کار، موجب کوتاهتر شدن زمان ردیابی و عملکرد بهتر سیستم در شرایط دائمی نسبت به الگوریتم P&O می‌شود. علاوه بر این، دیگر مشکل واگرایی وجود ندارد.

۳- مدل SEPIC ساده

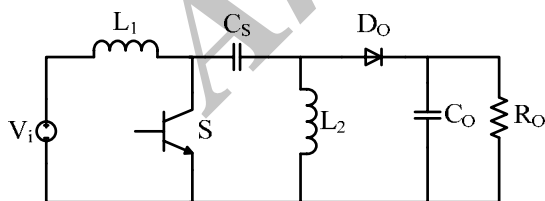
همان‌طور که اشاره شد، مبدل‌های DC به DC، جزء مهمی از سیستم‌های فتوولتائیک به شمار می‌روند. از آنالیز این مبدل‌ها، عمده چالش‌ها در این کاربردها را می‌توان به صورت زیر مطرح کرد [۱۲]:

الف) چگونه بهره ولتاژ را افزایش دهیم؟

ب) چگونه ولتاژ کلید را کاهش دهیم تا بتوانیم از ماسفت‌های ولتاژ پایین در مبدل‌ها، برای کاهش هزینه تجهیزات کلید و تلفات انتقال، استفاده کنیم؟

ج) چگونه می‌توان کلید زنی نرم را محقق کرد تا بتوان تلفات کلید را کاهش داد؟

د) چگونه می‌توان مسأله بازیابی معکوس دیود خروجی را آرام کرد تا بتوان تلفات بازیابی معکوس را کاهش داد؟ مبدل‌های DC به DC مختلفی در مقالات برای سیستم‌های فتوولتائیک استفاده شده است. این مبدل‌ها شامل انواع مبدل‌های ایزوله و غیر ایزوله هستند [۱۲]. از مبدل‌های DC به DC که به خاطر مزایای برتر آنها، اخیراً مورد توجه پژوهشگران قرار گرفته، مبدل SEPIC است که ساختار پایه آن در شکل (۵) نشان داده شده است.



شکل (۵): مبدل SEPIC

از مزیت‌های اصلی مبدل SEPIC می‌توان به موارد زیر اشاره کرد [۱۲-۱۴]:

ولتاژ ورودی و خروجی با پلاریته‌های یکسان؛
پیوسته بودن جریان ورودی با ریپل کم؛
تولید ولتاژ خروجی تثبیت شده در رنج وسیعی از ولتاژ

بیشینه، مجموعه قوانین فازی بخوبی تعریف می‌گردند که نقطه کار آرایه فتوولتائیک به سمت $E=0$ و $CE=0$ سوق یابد.

قوانین فازی با توجه به الگوریتم بالا به صورت جدول (۱) تعریف می‌شوند. پس از تعیین مجموعه قوانین فازی و تعیین توابع عضویت متغیرهای ورودی، باید ماشین استنتاج فازی را مطرح نمود تا متغیر ΔD را تولید نماید.

جدول (۱): قوانین فازی

E\CE	NB	NS	Z	PS	PB
NB	Z	Z	PB	PB	PB
NS	Z	Z	PS	PS	PS
Z	PS	Z	Z	Z	NS
PS	NS	NS	NS	Z	Z
PB	NB	NB	NB	Z	Z

برای این منظور، از روش استنتاج ممدانی برای تصمیم‌گیری فازی، که در بخش مهندسی کنترل معروف‌تر بوده و بیشتر از سایر روش‌های استنتاج کاربرد دارد، و از عملگر Max-Min برای ترکیب قوانین فازی استفاده شده است.

۲-۳- نافازی سازی

خروجی کنترل کننده: خروجی کنترل کننده فازی، مجموعه‌ای فازی است که شامل متغیرهای زبانی است که برای استفاده از آن و اعمال آن به سیستم باید از حالت فازی به حالت واقعی برگردد. این عمل را نافازی سازی گویند. در این مقاله از روش مرکز جرم که یکی از معروفترین و پرکاربردترین روش‌هاست، به منظور نافازی سازی استفاده شده است.

$$\Delta D = \frac{\sum_i^n \mu(D_i) D_i}{\sum_i^n \mu(D_i)} \quad (3)$$

که در آن ΔD خروجی کنترل کننده فازی و D_i مرکز جرم Max-Min در خروجی تابع عضویت است. در کنترل کننده فازی محاسبه اندازه گام متغیر در

معرفی یک مبدل DC به DC افزایشده با کنترل هوشمند برای کاربردهای فتوولتائیک

ورودی ؛ تنها به سلف L_1 مربوط می‌شود. بنابراین، در عمل مقدار سلف L_2 را برابر $L_2 = 500 \mu H$ در نظر می‌گیریم.

قابلیت استفاده به صورت افزایشده یا کاهشده ؛ مقدار کم نویز EMI به علت ریپل کم در جریان ورودی.

۳-۱-۲- محاسبه خازن سری C_S

ولتاژ خازن سری C_S ، با تغییر ولتاژ ورودی تغییر می‌کند. بنابراین، این خازن‌ها نمی‌توانند به اندازه خازن خروجی C_O بزرگ در نظر گرفته شوند. این خازن‌ها ریپل ولتاژ فرکانس بالایی را به علت گردش جریان و تغییرات شارژ خازن ΔQ ، ارائه می‌دهند. در طول زمان روشنی کلید، جریان در این خازن برابر جریان سلف L_2 است. بنابراین، تغییرات شارژ خازن ΔQ با معادله (۶) به دست می‌آید.

$$\Delta Q = I_{L2} D T \quad (6)$$

ریپل ولتاژ خازن ΔV_C را می‌توان با معادله (۷) به عنوان تابعی از تغییرات شارژ خازن در نظر گرفت.

$$\Delta V_C = \frac{\Delta Q}{C} \quad (7)$$

بنابراین، مقدار خازن C_S را می‌توان با معادله (۸) تعیین کرد که در آن f فرکانس کلیدزنی است.

$$C_S = C_m = \frac{I_{L2} D}{\Delta V_C f} = \frac{0.346 * 0.5}{5 * 50000} = 660 nF \quad (8)$$

در پیاده سازی این خازن‌ها به صورت دو خازن موازی 330 nF در نظر گرفته شده است.

۳-۱-۳- محاسبه خازن خروجی C_O

مقدار خازن خروجی به کمک پارامترهای توان خروجی (P_O) ، فرکانس شبکه (f_G) و ریپل ولتاژ خروجی (ΔV_O) و با توجه به این نکته که ریپل ولتاژ خروجی برابر 1% ولتاژ خروجی است، با استفاده از رابطه (۹) محاسبه می‌شود:

$$C_O = \frac{P_O}{2\pi f_G * 2V_O \Delta V_O} = \frac{37}{2\pi * 50 * 2 * 108 * 1.08} = 504 \mu F \quad (9)$$

۴- مبدل SEPIC پیشنهادی

مبدل‌های مدرن امروزی ضمن داشتن راندمان بالا،

در این مقاله نیز از مبدل SEPIC استفاده شده و با اعمال تغییراتی اصلاحات لازم، از جمله افزایش راندمان و افزایش بهره در آن ایجاد شده است.

۳-۱- طراحی مبدل SEPIC ساده

در این بخش مقادیر عناصر مبدل SEPIC ساده که در شکل (۵) نمایش داده شده است، محاسبه می‌شود [۱۲-۱۴].

۳-۱-۱- ریپل جریان ورودی و سلف‌های L_1 و L_2

مقدار سلف ورودی مبدل SEPIC به عنوان تابعی از حداکثر ریپل جریان ورودی تعیین می‌شود. ریپل جریان ورودی (ΔI_{L1}) در زمان روشن بودن کلید، با رابطه (۴) تعیین می‌شود.

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_i D}{L_1 f} \quad (4)$$

که در آن f فرکانس کلید، L_1 سلف ورودی، V_i ولتاژ ورودی و D دوره کار مبدل است.

برای تعیین مقدار سلف ورودی L_1 ، در لحظه‌ای که ولتاژ ورودی مبدل برابر $V_i = 36V$ و دوره کار برابر $D = 0.5$ است، مقدار ریپل جریان برابر $\Delta I_{L1} = 0.37A$ به دست می‌آید که با قرار دادن این مقدار در معادله (۵) مقدار L_1 تعیین می‌شود:

$$L_1 = \frac{V_i D}{\Delta I_{L1} f} = \frac{36 * 0.5}{0.37 * 50} = 0.937 mH \quad (5)$$

میانگین جریان سلف ورودی L_1 ، برابر میانگین جریان ورودی و میانگین جریان سلف L_2 ، برابر میانگین جریان خروجی مبدل است و از آنجایی که در این کاربرد عموماً میانگین جریان ورودی مبدل بزرگتر از میانگین جریان خروجی است، مقدار سلف L_2 باید کمتر از مقدار سلف L_1 باشد. همچنین، مقدار ریپل جریان سلف L_2 بیش از دو برابر ریپل جریان سلف L_1 است، زیرا ریپل جریان ورودی

معرفی یک مبدل DC به DC افزایشده با کنترل هوشمند برای کاربردهای فتوولتائیک

خازن C_r همچنان شارژ می‌شود.

وضعیت هفتم (زمان $[t_6 - t_7]$ شکل (۱۳)): در این وضعیت کلید S همچنان وصل است. خازن C_m شارژ و دیود D_m قطع می‌شود. به این ترتیب، این خازن شروع به تخلیه کرده و به ذخیره انرژی در سلف L_2 کمک می‌کند. با کاهش انرژی ورودی، خازن C_r از این لحظه تخلیه می‌شود و انرژی خود را در سلف L_{snb} تخلیه می‌کند.

وضعیت هشتم (زمان $[t_7 - t_8]$ شکل (۱۴)): در این وضعیت کلید همچنان وصل است. دیود D_0 قطع و مسیر جریان به خروجی نیز قطع می‌شود. از این لحظه، خازن C_S توسط خازن C_m و سلف L_2 شارژ می‌شود. ولتاژ خازن C_r نیز به دلیل تخلیه خازن کاهش می‌یابد.

وضعیت نهم (زمان $[t_8 - t_9]$ شکل (۱۵)): با کاهش سطح ولتاژ سمت کاتد دیود D_{snb2} ، به علت تخلیه خازن C_r و کاهش ولتاژ این خازن به سطح ولتاژ منفی، این دیود روشن شده و تخلیه انرژی ذخیره شده در خازن C_{snb} آغاز می‌شود. با تخلیه انرژی ذخیره شده در خازن C_{snb} ، شرایط اولیه صفر در این خازن فراهم می‌شود، که این امر باعث فراهم شدن شرایط ZVS در هنگام قطع کلید شده و کلید به صورت نرم قطع می‌گردد.

وضعیت دهم (زمان $[t_9 - t_{10}]$ شکل (۱۶)): از لحظه t_9 دیود D_{n2} هدایت کرده، انرژی ذخیره شده در خازن C_{n1} را به خازن C_{n2} انتقال می‌دهد و این خازن را شارژ می‌کند. دیگر قسمت‌های مدار همانند وضعیت قبل عمل می‌کنند.

وضعیت یازدهم (زمان $[t_{10} - t_{11}]$ شکل (۱۷)): در این وضعیت کلید S همچنان وصل است. خازن C_{snb} به طور کامل تخلیه شده، دیود D_{snb2} قطع می‌شود و شرایط برای قطع کلید S با شرایط ZVS فراهم می‌شود. خازن C_{n1} همچنان خازن C_{n2} را با جریان کاهشی شارژ می‌کند.

وضعیت دوازدهم (زمان $[t_{11} - t_{12}]$ شکل (۱۸)): در این وضعیت کلید S همچنان وصل است. در لحظه t_{11} جریان عبوری از سلف L_r برابر صفر می‌شود و دیود D_{n2} قطع می‌شود. سلف‌های L_1 و L_2 نیز همچنان در حال ذخیره انرژی هستند تا اینکه کلید قطع و دوره کاری بعدی آغاز شود.

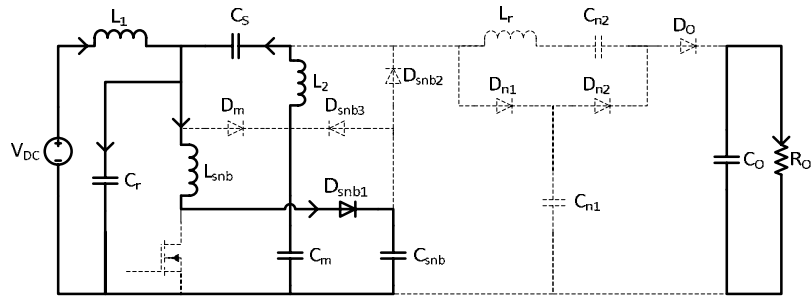
می‌شود. در این هنگام ولتاژ کلید مبدل برابر ولتاژ خازن C_m شده که این ولتاژ به مراتب کمتر از ولتاژ خروجی است. بنابراین، می‌توان از کلیدهایی با ولتاژ کمتر استفاده کرد و هزینه مدار را کاهش داد.

وضعیت سوم (زمان $[t_2 - t_3]$ شکل (۹)): در لحظه t_2 خازن C_{snb} شارژ می‌شود، طوری که جریان ورودی به آن قطع و باقیمانده انرژی سلف L_{snb} در خازن C_m تخلیه می‌شود. در این لحظه انرژی ذخیره شده در سلف‌های L_1 و L_2 از طریق دیود D_0 به خروجی انتقال می‌یابد. جریان سلف L_r به صورت خطی افزایش می‌یابد تا به مقدار جریان ورودی برسد. در این وضعیت خازن C_{n1} توسط جریانی که از طریق دیود D_{n1} به آن سرازیر می‌شود، شارژ می‌شود. این جریان سیر نزولی دارد، زیرا خازن C_{n1} در حال شارژ شدن است، بنابراین جریان آن به صورت نزولی است.

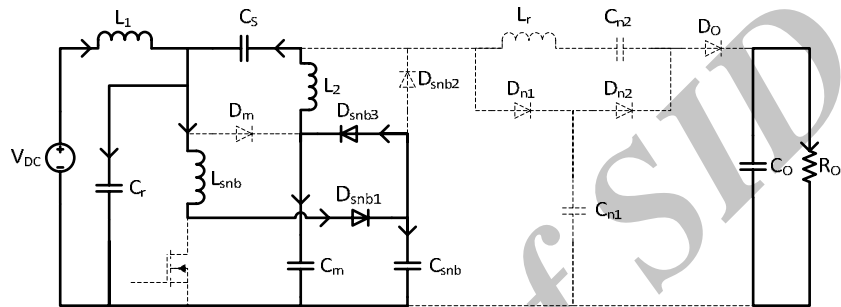
وضعیت چهارم (زمان $[t_3 - t_4]$ شکل (۱۰)): در این وضعیت کلید S همچنان قطع و مسیر انتقال انرژی به بار خروجی از طریق دیود D_0 برقرار است. در این وضعیت انرژی سلف L_{snb} به طور کامل تخلیه و مسیر جریان شامل D_{snb1} و D_{snb3} قطع می‌شود. خازن C_{n1} نیز همچنان توسط انرژی سلف‌های L_1 و L_2 شارژ می‌شود. خازن C_m نیز از این لحظه تخلیه انرژی خود در سلف L_2 را شروع می‌کند.

وضعیت پنجم (زمان $[t_4 - t_5]$ شکل (۱۱)): در این وضعیت خازن C_{n1} شارژ شده، مسیر جریان آن شامل دیود D_{n1} قطع می‌گردد. در این لحظه جریان سلف L_r برابر جریان ورودی می‌شود و همچنان انرژی، از ورودی توسط دیود D_0 به خروجی انتقال می‌یابد. همچنین، در این لحظه به علت کاهش ولتاژ خازن C_m ، دیود D_m را هدایت و این خازن را شارژ می‌کند.

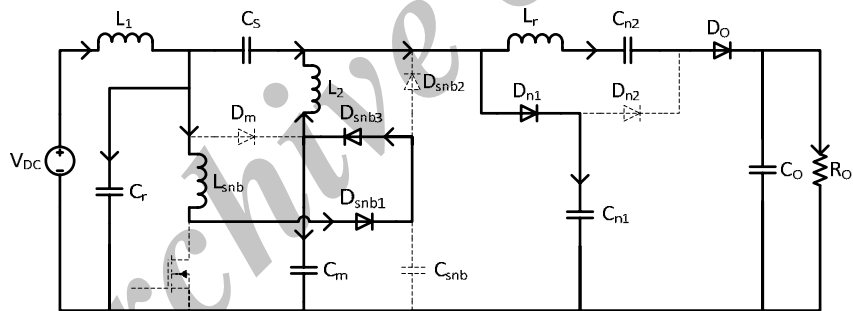
وضعیت ششم (زمان $[t_5 - t_6]$ شکل (۱۲)): در لحظه t_5 کلید S وصل می‌شود. حضور سلف L_{snb} باعث محدود کردن di/dt در لحظه روشن شدن کلید می‌شود. بنابراین، کلید تحت شرایط ZCS، به صورت نرم روشن می‌شود. در این لحظه جریان سلف L_r و دیود خروجی به صورت نزولی کاهش می‌یابد. بنابراین، دیود D_0 با جریان بازتابی معکوس کمتری قطع می‌شود و مشکل جریان بازتابی معکوس دیود خروجی کم رنگ می‌شود. در این وضعیت



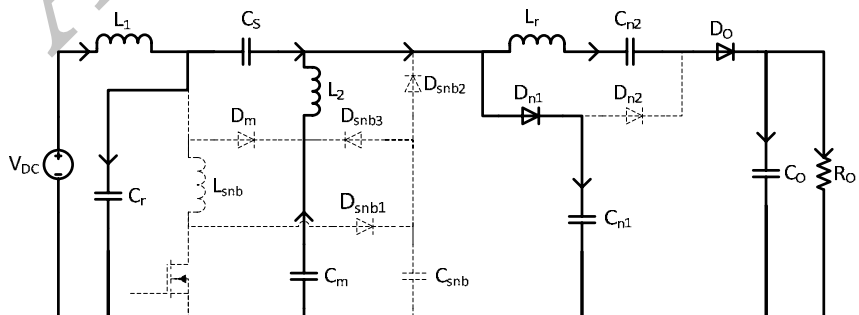
شکل (۷): وضعیت اول



شکل (۸): وضعیت دوم

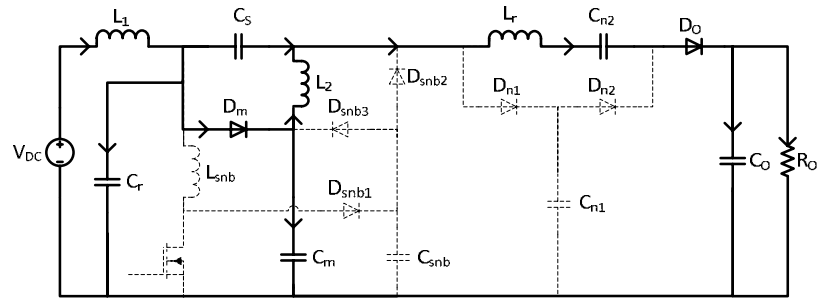


شکل (۹): وضعیت سوم

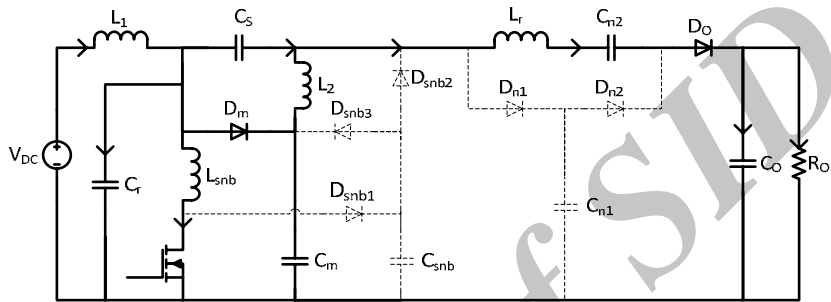


شکل (۱۰): وضعیت چهارم

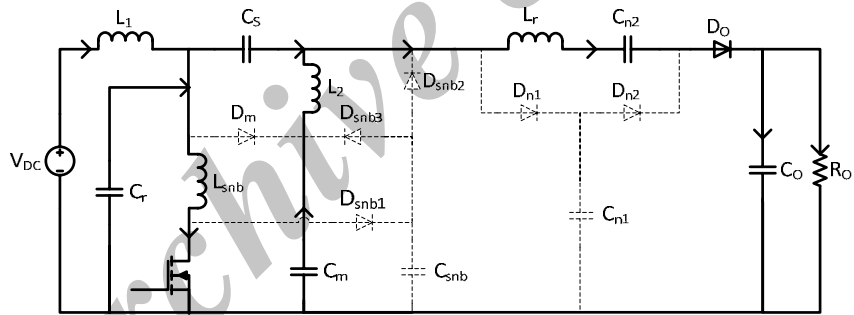
معرفی یک مبدل DC به DC افزاینده با کنترل هوشمند برای کاربردهای فتوولتائیک



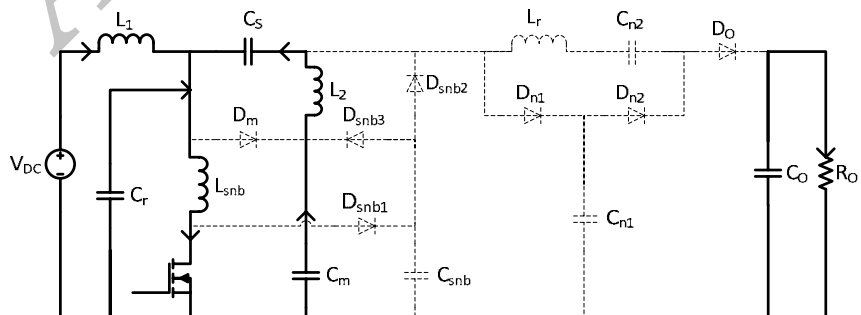
شکل (۱۱): وضعیت پنجم



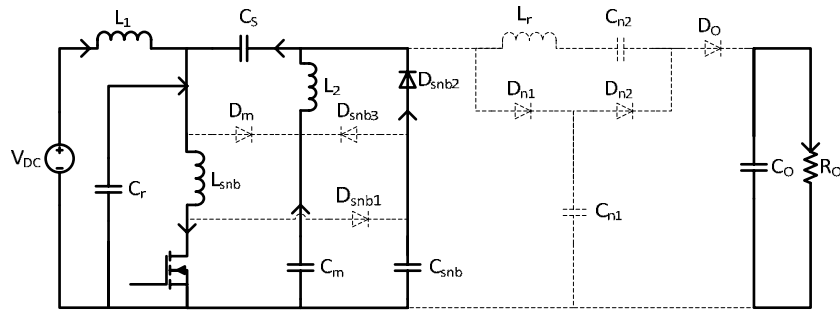
شکل (۱۲): وضعیت ششم



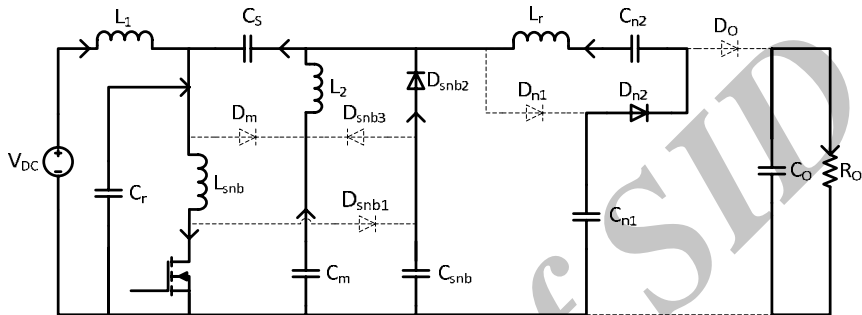
شکل (۱۳): وضعیت هفتم



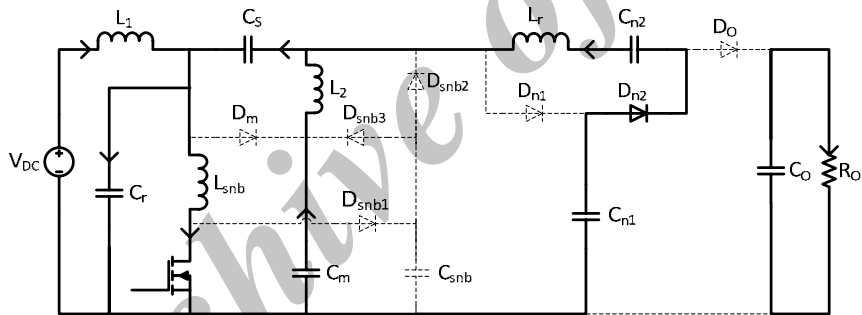
شکل (۱۴): وضعیت هشتم



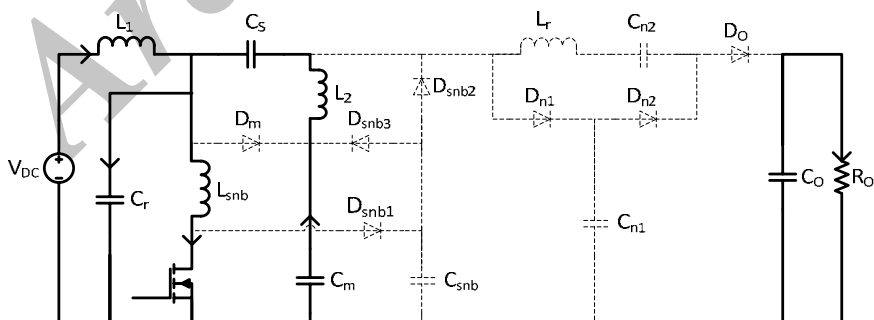
شکل (۱۵): وضعیت نهم



شکل (۱۶): وضعیت دهم



شکل (۱۷): وضعیت یازدهم



شکل (۱۸): وضعیت دوازدهم

خروجی کنترل کننده فازی ارائه شده و در ادامه نتایج حاصل از پیاده‌سازی مبدل، برای مقایسه آورده شده است. مبدل پیشنهادی با فرکانس ۵۰ کیلوهرتز شبیه‌سازی و پیاده‌سازی شده است. در عمل به ورودی مبدل یک آرایه فتوولتائیک ۳۸ ولتی اعمال شده و در خروجی ولتاژی در

۵- شبیه‌سازی و پیاده‌سازی مبدل پیشنهادی

در این بخش، ابتدا نتایج به دست آمده از شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی، با استفاده از نرم‌افزار PSIM9.0 که برای شبیه‌سازی قسمت کنترل کننده با نرم‌افزار Matlab ارتباط برقرار کرده، ارائه شده است. سپس دوره کار مبدل و

معرفی یک مبدل DC به DC افزایشده با کنترل هوشمند برای کاربردهای فتولتائیک

باعث محدود کردن di/dt در لحظه روشن شدن کلید شده، شرایط عملکرد کلید با جریان صفر ZCS را مهیا می‌کند. همچنین، وجود سلف L_r تغییرات di/dt را در تمام دیودها محدود کرده جریان بازبایی معکوس را در دیودها کاهش می‌دهد.

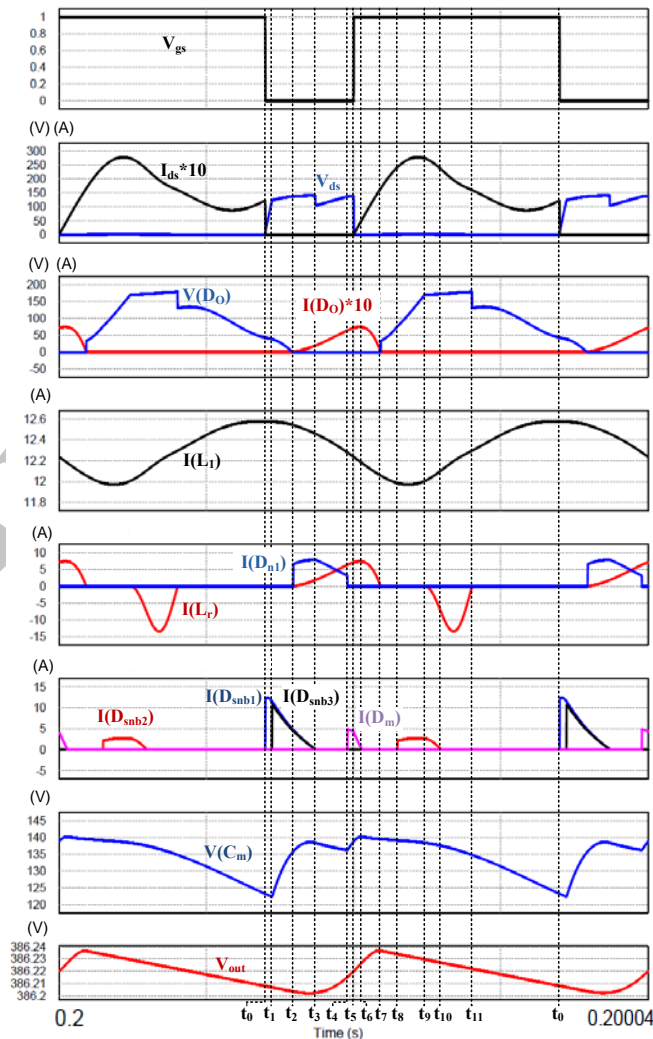
هنگامی که کلید خاموش می‌شود، انرژی سلف L_{snb} از طریق D_{snb1} در خازن C_{snb} تخلیه می‌شود تا اینکه ولتاژ خازن C_{snb} از ولتاژ خازن C_m بیشتر شود. به این ترتیب، دیود D_{snb3} روشن شده و مسیر جریان به خازن C_m باز می‌گردد. در این زمان ولتاژ کلید برابر ولتاژ خازن C_m بوده که این ولتاژ بسیار کمتر از ولتاژ خروجی است. این امر موجب کاهش تلفات کلید در لحظه روشن شدن می‌شود که تاثیر زیادی در ارتقای راندمان مبدل دارد.

حدود ۳۸۶ ولت دریافت شده است که بیانگر بهره بالای این مبدل است. مقادیر عناصر مبدل پیشنهادی در جدول (۲) آورده شده است.

جدول (۲): مشخصات مبدل پیشنهادی

مقدار	اجزای مدار
50kHz	f
1000 μ H	L_1
500 μ H	L_2
4 μ H	L_r
20 μ H	L_{snb}
220nF	C_r
660nF	C_s
660nF	C_m
50nF	C_{snb}
3.3 μ F	C_{n1}
3.3 μ F	C_{n2}
500 μ F	C_o

استفاده از سلف کوچک L_{snb} به صورت سری با کلید،

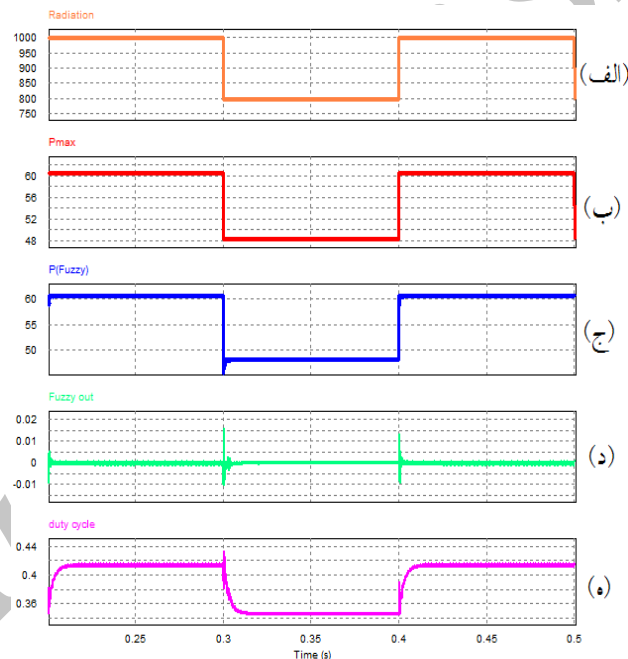


شکل (۱۹): شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

اتصال خازن C_{n2} به صورت سری باعث می‌شود تا در هنگام قطع کلید، انرژی ذخیره شده در سلف‌های ورودی را به خروجی انتقال دهد. این خازن در هنگامی که کلید وصل است و سلف‌ها در حال شارژ هستند، توسط انرژی خازن C_{n1} شارژ می‌شود.

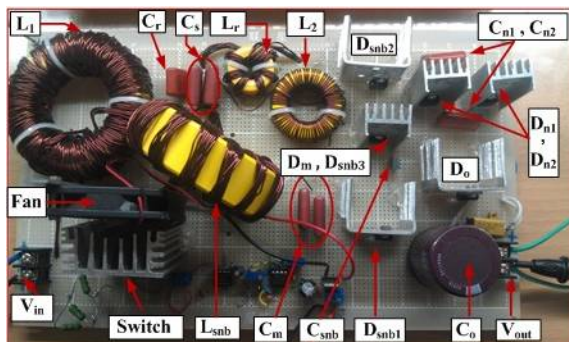
برای شبیه سازی کنترل کننده فازی پیشنهادی از نرم افزار Matlab استفاده است. خروجی این کنترل کننده میزان تغییرات دوره کار مبدل را مشخص می‌کند. در واقع، خروجی کنترل کننده فازی در هر مرحله با مقدار قبلی جمع می‌شود تا مقدار دوره کار مبدل را مشخص کند. این شبیه سازی در شرایط تغییرات پله ای تابش برای بررسی قابلیت تعقیب حداکثر توان توسط کنترل کننده پیشنهادی انجام شده است. نتیجه این شبیه سازی در شکل (۲۰) ارائه شده است.

خازن C_r نیز نقش مهمی در ایجاد شرایط ZVS در لحظه قطع شدن کلید دارد. در لحظه‌ای که کلید وصل می‌شود، جریان سلف L_{snb} افزایش می‌یابد تا اینکه برابر مجموع جریان L_1 و C_s شود. در این هنگام خازن C_r انرژی خود را در سلف L_{snb} تخلیه می‌کند، در نتیجه ولتاژ خازن کاهش می‌یابد؛ به طوری که ولتاژ آن در مواقعی به ولتاژ منفی می‌رسد. در مدت زمانی که خازن C_r تخلیه می‌شود، سطح ولتاژ این خازن به سطحی می‌رسد که باعث روشن شدن دیود D_{snb2} شده و شرایط برای تخلیه کامل خازن C_{snb} فراهم می‌شود. در نتیجه، در لحظه‌ای که کلید قطع می‌شود، سطح ولتاژی در حد صفر دارد، در این هنگام دیود D_{snb1} وصل و خازن C_{snb} با انتقال انرژی سلف L_{snb} به این خازن شارژ می‌شود.



شکل (۲۰): نتایج شبیه سازی کنترل کننده پیشنهادی: (الف) میزان تابش به آرایه فتوولتائیک (وات بر متر مربع)، (ب) توان نامی آرایه،

(ج) توان جذب شده از آرایه، (د) دوره کار مبدل، (ه) خروجی کنترل کننده فازی



شکل (۲۱): مبدل پیشنهادی ساخته شده

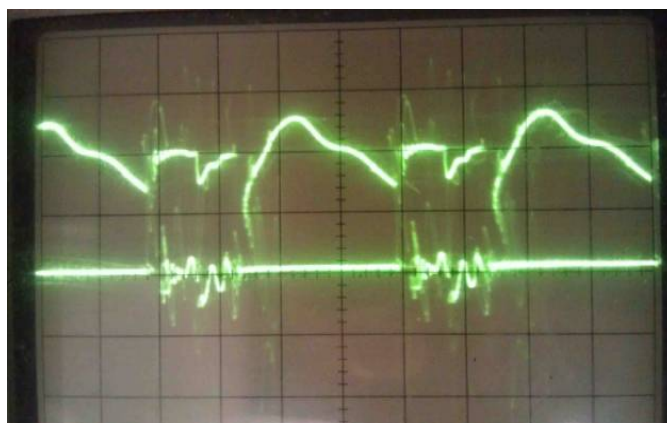
برای پیاده سازی مبدل، همان‌گونه که در شکل (۲۱) نشان داده شده است، از خازن‌های پلی‌پروپیلین^{۱۱} به دلیل ESR^{۱۱} پایین ($ESR = 12 \text{ m}\Omega$ در فرکانس 100 kHz)، استفاده شده است. ظرفیت خازن‌های C_m و C_s برابر 660 nF است که بهتر است به صورت دو خازن موازی 330 nF بسته شوند تا بتوان از تأثیر مقاومت ESR آنها چشم پوشی کرد.

معرفی یک مبدل DC به DC افزایشده با کنترل هوشمند برای کاربردهای فتوولتائیک

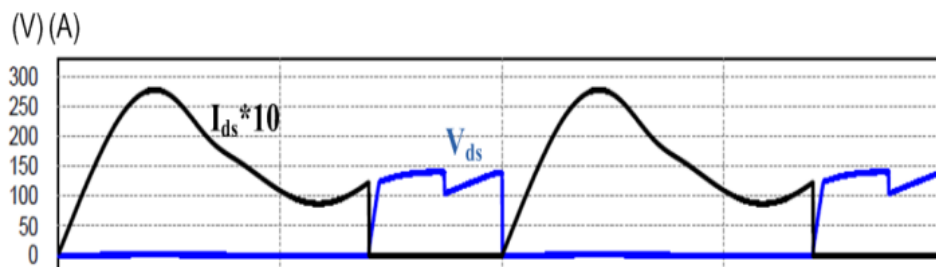
پیشنهادی پیاده‌سازی شده، سپس شکل موج‌های حاصل از شبیه‌سازی مبدل به کمک نرم‌افزار PSIM9.0، برای مقایسه آورده شده است. چون پیاده‌سازی در شرایط تایش ثابت انجام شده است، دوره کار مبدل در شرایط ماندگار بدون تغییر و عملاً ثابت است.

برای کلید مبدل از ماسفت قدرت IRFP260N با مشخصات ($V_{ds}=200\text{ V}$, $R_{ds(on)}=0.04\ \Omega$ $I_d=50\text{ A}$) استفاده شده است. همچنین، کلیه دیودهای مبدل، MUR1660 هستند که از نوع دیودهای سریع با مشخصات ($V_{RRM}=600\text{ V}$, $V_{DC}=600\text{ V}$ $V_{RMS}=420\text{ V}$, $I_F=16\text{ A}$) است.

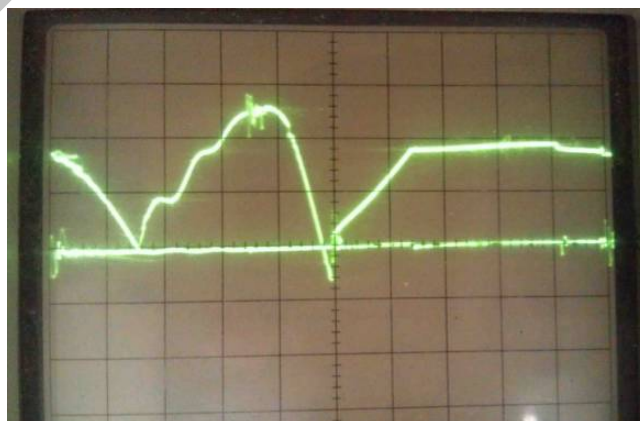
در ادامه، ابتدا شکل موج‌های به‌دست آمده از مبدل



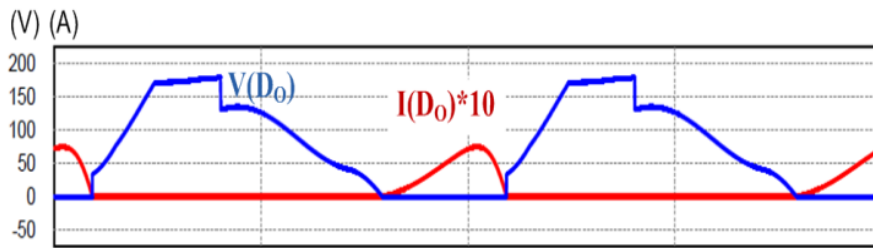
شکل (۲۲): شکل موج ولتاژ و جریان کلید مبدل پیاده‌سازی شده به طور همزمان (50 V/division and 10 A/division and 5 $\mu\text{s/division}$)



شکل (۲۳): شکل موج ولتاژ و جریان کلید، حاصل از شبیه‌سازی تئوری مبدل پیشنهادی



شکل (۲۴): شکل موج ولتاژ و جریان دیود خروجی، حاصل از مبدل پیاده‌سازی شده (50 V/division and 2 A/division and 2 $\mu\text{s/division}$)



شکل (۲۵): شکل موج ولتاژ و جریان دیود خروجی، حاصل از شبیه‌سازی تئوری مبدل پیشنهادی

سپاسگزاری

این مقاله منتج از طرح پژوهشی درون دانشگاهی به شماره ۹۰۰۶۱۰ می‌باشد، همچنین از معاونت پژوهش و فناوری دانشگاه اصفهان به خاطر حمایت مالی از این طرح پژوهشی تشکر می‌نمایم.

مراجع

- [1] E. Figueres, G. Garcera, J. Sandia, F. Gonzalez-Espin, and J. C. Rubio, "Sensitivity study of the dynamics of three-phase photovoltaic inverters with an LCL grid filter," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 56, No. 3, pp. 706–717, Mar. 2009.
- [2] V. Scarpa, S. Buso, and G. Spiazzi, "Low-complexity MPPT technique exploiting the PV module MPP locus characterization" IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 56, No. 5, pp. 1531–1538, May 2009.
- [3] M. H. Taghvaei, M. A. M. Radzi, S. M. Moosavain, Hashim Hizam, M. Hamiruce Marhaban, "A current and future study on non-isolated DC-DC converters for photovoltaic applications", Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2013; 17(0): 216–227.
- [4] M. Shen, F. Z. Peng, and L. M. Tolbert", Multilevel dc-dc power conversion system with multiple dc sources", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 23, No. 1, pp. 420–426, Jan. 2008.
- [5] S. Jemei, D. Hissel, M. C. Pera, and J. M. Kauffmann, "A new modeling approach of embedded fuel-cell power generators based on artificial neural network" IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 55, No. 1, pp. 437–447, Jan. 2008.
- [6] M. H. Todorovic, L. Palma, and P. N. Enjeti, "Design of a wide input range dc-dc converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 55, No. 3,

همان‌گونه که ملاحظه می‌شود، شکل موج‌های به دست آمده از مبدل پیاده‌سازی شده، بسیار شبیه شکل موج‌های حاصل از نتایج تئوری مبدل است تا تأکیدی بر صحت نتایج به دست آمده در قسمت تئوری باشد.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک مبدل SEPIC افزاینده با کلیدزنی نرم و راندمان بالا برای کاربردهای فتوولتائیک معرفی و پیاده‌سازی شده است. راندمان مبدل ساخته شده ۹۷/۲ درصد است. استفاده از تنها یک کلید در مبدل پیشنهادی و عدم استفاده از کلیدهای کمکی، باعث کاهش هزینه و پیچیدگی مدار شده است. مسأله بازبایی معکوس دیودهای خروجی به علت استفاده از سلف رزنانشی، آرام شده است. ایجاد شرایط کلیدزنی نرم ZCS در لحظه روشن شدن و ZVS در لحظه قطع کلید، همچنین کاهش سطح ولتاژ کلید نسبت به ولتاژ خروجی، باعث کاهش تلفات کلید شده و شرایط را برای استفاده از کلیدهای ولتاژ پایین فراهم می‌کند. سیستم کنترلی مبتنی بر روش منطق فازی ارائه شده در این مبدل، ردیابی دقیق و سریع نقطه توان بیشینه را به صورت هوشمند، در شرایط مختلف محیطی (تابش و دما) باعث شده و با تنظیم دوره کار مبدل، بیشترین توان را به بار تحویل می‌دهد. طرح پیشنهادی شامل طرحی برای غلبه بر چالش‌های مربوط به تغییرات سریع سطح تابش خورشید و دما است. از دیگر مزایای کنترل کننده معرفی شده عدم وابستگی به پارامترهای فیزیکی آرایه خورشیدی است. چنین مزیتی موجب عدم نیاز به سنسورهای دما و شدت نور می‌گردد و امکان به‌کارگیری آن را در انواع سیستم‌های فتوولتائیک مهیا می‌نماید.

- 47, No. 4, pp. 787–795, Aug. 2000.
- [17] X. Huang, X. Wang, T. Nergaard, J. S. Lai, X. Xu, and L. Zhu, "Parasitic ringing and design issues of digitally controlled high power interleaved boost converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 19, No. 5, pp. 1341–1352, Sep. 2004.
- [18] Sairaj V. Dhople, Ali Davoudi, Gerald Nilles, and Patrick L. Chapman, "Maximum Power Point Tracking Feasibility in Photovoltaic Energy Conversion Systems", *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2294–2299, Feb. 2010
- [19] Prudente, M.; Pfitscher, L.L.; Emmendoerfer, G.; Romaneli, E.F.; Gules, R.; , "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC–DC Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , Vol. 23, No. 2, pp.871–887, March 2008.
- [20] B. R. Lin and J. J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio", *Proc. IET-Power Electron.*, Vol. 1, No. 3, pp. 386–393, Sep. 2008.
- pp. 1247–1255, Mar. 2008.
- [7] V. Salas, E. Olias, A. Barrado, and A. Lazaro, "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems," *Solar Energy Mater. Solar Cells*, Vol. 90, No. 11, pp. 6 Jul. 2006, 1555–1578.
- [8] R. J.Wai, C. Y. Lin, R. Y. Duan, and Y. R. Chang, "High-efficiency dc–dc converter with high voltage gain and reduced switch stress," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 1, Feb. 2007, pp. 354–364.
- [9] A. Syafaruddin, E. Karatepe, and T. Hiyama, "Artificial neural network-polar coordinated fuzzy controller based maximum power point tracking control under partially shaded conditions," *IET Renew. Power Gener.*, 2009, Vol. 3, No. 2, pp. 239–253.
- [10] Chokri Ben Salah, and Mohamed Ouali, "Comparison of fuzzy logic and neural network in maximum power point tracker for PV systems," *Electric Power Systems Research*) Vol. 81, Issue 1, January 2011, pp. 43–50.
- [11] C. Larbes, S.M. Ait Cheikh, T. Obeidi, and A. Zerguerras, "Genetic algorithms optimized fuzzy logic control for the maximum power point tracking in photovoltaic system," *Renewable Energy* Vol. 34, Issue 10, October 2009, pp. 2093–2100.
- [12] P.F. De Melo, R. Gules, E.F. Romaneli, R.C. Annunziato, "A Modified SEPIC Converter for High-Power-Factor Rectifier and Universal Input Voltage Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , Vol.25, No.2, pp.310–321, Feb. 2010.
- [13] H. Macbahi, J. Xu, A. Cheriti, V. Rajagopalan, "A soft-switched SEPIC based AC-DC converter with unity power factor and sinusoidal input current," *Telecommunications Energy Conference, 1998. INTELEC. Twentieth International* , pp.663–668, 1998.
- [14] S. Sarwan, N.A. Rahim, "Simulation of integrated SEPIC converter with multiplier cell for standalone PV application," *Clean Energy and Technology (CET), 2011 IEEE First Conference on*, pp.213–218, 27–29 June 2011.
- [15] T.W. Ching, K.U. Chan, "Review of soft-switching techniques for high-frequency switched-mode power converters," *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC '08. IEEE* , pp.1–6, 3–5 Sept. 2008.
- [16] 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.

¹ Photovoltaic

² PV Array

³ Maximum Power Point Tracking (MPPT)

⁴ Linguistic Variables

⁵ Fuzzy Membership Function

⁶ Single-Ended Primary Inductor Converter

⁷ Zero Current Switching

⁸ Zero Voltage Switching

⁹ Continuous Conduction Mode

¹⁰ Polypropylene

¹¹ Equivalent Series Resistance