



Semnan University

Journal of Modeling in Engineering

Journal homepage: <https://modelling.semnan.ac.ir/>



Research Article

Design and analysis of two input-one output converter based on quadratic boost converter to increase reliability of using renewable sources

Nazilasadat Talebi¹, Vahid Abbasi^{1,*}

1. Department of electrical engineering, faculty of energy, Kermanshah University of technology

*Corresponding Author: v_abbasi@kut.ac.ir

PAPER INFO

Paper history:

Received: 01 July 2022

Revised: 01 January 2023

Accepted: 24 April 2023

Keywords:

renewable sources,
decoupling network
method,
multiport converter,
controller.

ABSTRACT

Nowadays, solar arrays and wind energy are considered as many renewable energy sources. These sources can deliver their energy to the grid or directly to the consumer. In power electronics, multi-input converters are commonly used to convert the energy of renewable energy sources into the power required by the grid. In this article, a high-gain non-insulated three-port converter based on a quadratic boost converter has been proposed. This converter includes two power supplies with controllable currents. This improves the performance of the converter and reduces the ripple current of the input sources. In addition, the proposed converter has two operating modes and can work with one or two voltage sources. To design a high-gain multi-input converter, first the structure and performance of the proposed converter are thoroughly analyzed and evaluated. Then, using MATLAB software and prototype of the converter, the stability of the proposed converter is checked and the output voltage and input currents are controlled independently using the decoupling network method. Then the main equations are calculated theoretically and its performance in different duty cycles is investigated. Finally, the simulation and experimental results for different modes show the correct operation of the converter and controller.

© 2023 Published by Semnan University Press.

DOI: <https://doi.org/10.22075/jme.2023.27672.2297>

How to cite this article:

Talebi, N., & Abbasi, V. (2023). Design and analysis of two input-one output converter based on quadratic boost converter to increase reliability of using renewable sources. *Journal of Modeling in Engineering*, 21(74), 65-80. doi: 10.22075/jme.2023.27672.2297

طراحی و تحلیل مبدل دو ورودی-تک خروجی مبتنی بر مبدل Quadratic جهت افزایش قابلیت اطمینان در استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر

نازیلا سادات طالبی^۱، وحید عباسی^{۲*}

چکیده	اطلاعات مقاله
<p>در این مقاله یک مبدل سه پورته غیر ایزوله با بهره ولتاژ بالا بر پایه مبدل Quadratic ارائه شده است. مبدل پیشنهادی شامل دو منبع انرژی با جریان‌های قابل کنترل می‌باشد؛ این امر سبب بهبود عملکرد مبدل و کاهش ریبیل جریان منابع ورودی می‌شود. علاوه بر این مبدل پیشنهادی دارای دو حالت عملیاتی بوده و قابلیت عملکرد با یک یا دو منبع ولتاژ ورودی را دارد. از جمله موارد مهم مبدل پیشنهادی، استفاده از یک روش ساده جهت اضافه کردن یک منبع به مبدل، در راستای افزایش قابلیت اطمینان عملکرد می‌باشد. در این روش تنها از طریق یک کلید و یک دیود اضافه امکان بهره‌برداری از منبع اضافی امکان پذیر شده است. ضمناً مبدل ارائه شده به گونه‌ای طراحی گردید تا عناصر آن تحت استرس ولتاژ کمی باشند. برای طراحی مبدل چند ورودی با بهره بالا، ابتدا ساختار و عملکرد مبدل پیشنهادی به طور کامل مورد تحلیل و بررسی قرار گرفته است؛ همچنین با استفاده از نرم افزار MATLAB پایداری مبدل پیشنهادی بررسی شده و با استفاده از روش جداسازی شبکه و طراحی جبران‌ساز ایده آل، ولتاژ خروجی و جریان‌های ورودی به طور مستقل کنترل می‌شوند. در ادامه معادلات اصلی به صورت تئوری محاسبه شده و عملکرد آن در ضریب وظیفه‌های مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرد. در انتها نتایج حاصل از شبیه‌سازی و آزمایشگاهی در حالت‌های مختلف ارائه شده و درستی عملکرد مبدل و کنترل کننده را نشان می‌دهد.</p>	<p>نوع مقاله: پژوهشی دریافت مقاله: ۱۴۰۱/۰۴/۱۰ بازنگری مقاله: ۱۴۰۱/۱۰/۱۱ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۲/۰۴</p> <p>واژگان کلیدی: منابع تجدید پذیر، مبدل‌های چندورودی، روش جداسازی شبکه، کنترل کننده.</p>

۱-مقدمه

DC با نسبت تبدیل و راندمان بالا بهره برد. امروزه مبدل‌های قدرت DC-DC به دلیل داشتن مزایایی مانند قابلیت اطمینان^۳ بالا، حجم کم و وزن سبک به صورت گسترده در کاربردهای مختلف مورد استفاده قرار می‌گیرند [۴].

مبدل‌های DC-DC به دو گروه ایزوله^۴ و غیر ایزوله^۵ تقسیم‌بندی می‌شوند [۵]. در ساختارهای ایزوله، یک

در سال‌های اخیر کمبود سوخت فسیلی و مشکلات زیست محیطی منجر به افزایش استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر^۲ شده است [۱]. سطح ولتاژ خروجی این منابع بسیار پایین می‌باشد [۲]؛ بنابراین نمی‌توان آنها را به یک مصرف کننده و یا شبکه برق به صورت مستقیم متصل نمود [۳]. برای حل این مشکل می‌توان از مبدل‌های DC-

² Renewable Energy Sources

³ Reliability

⁴ Isolated

⁵ Non-isolated

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: v_abbasi@kut.ac.ir

۱. دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده انرژی، دانشگاه صنعتی کرمانشاه

۲. استادیار، دانشکده انرژی، دانشگاه صنعتی کرمانشاه

چند منبع را به طور همزمان برای مقابله با چالش‌های فوق و ایجاد شرایط کنترل^۵ MPPT به صورت مرکب با سیستم‌های ذخیره‌ساز انرژی، فراهم می‌کنند [۱۶]. در یک تقسیم بندی کلی مبدل‌های چندورودی را براساس نحوه انتقال توان به خروجی می‌توان به دو دسته تقسیم نمود: مبدل‌های تزویج شده مغناطیسی^۶ و مبدل‌های تزویج شده الکتریکی^۷ [۱۷]. در مبدل‌های تزویج شده مغناطیسی ولتاژ پایین با استفاده از ترانسفورماتورهای فرکانس بالا از قسمت ولتاژ^۸ بالا جدا می‌شود؛ این امر سبب جلوگیری از ایجاد شوک الکتریکی^۹ در مبدل‌های چندورودی و دستیابی به بهره ولتاژ^{۱۰} بالاتر می‌گردد، با این حال حجم و هزینه بالای هسته ترانسفورماتور از معایب مبدل‌های ایزوله می‌باشد [۱۸]. مبدل‌های تزویج شده الکتریکی از اتصال مناسب مبدل‌های پایه به یکدیگر بر اساس قوانین مشخص ایجاد می‌گردند و به طور خودکار امپدانس منبع ورودی را با امپدانس خروجی مطابقت می‌دهند. بنابراین ساختاری ساده داشته و نیازی به عایق کاری گالوانیکی بین منبع و بار ندارند [۱۹]. از مزایای این ساختار می‌توان به کاهش تعداد قطعات، کاهش هزینه و همچنین دستیابی به چگالی توان^{۱۱} بالاتر اشاره کرد [۲۰].

برای اولین بار در سال ۱۹۹۹ ساختار مبدل‌های چندورودی جدید، به منظور افزایش قابلیت اطمینان توان منابع انرژی، پدیدار شد. علاوه بر آن، با استفاده از یک مبدل الکتریکی امکان بهره‌وری از چند منبع و توان‌دهی با قطعیت بالاتر وجود خواهد داشت. در مرجع [۲۱] مبدل‌های دو ورودی تک خروجی برای یک منبع ولتاژ بالا پیشنهاد شده و بر اساس دسترسی به منابع ولتاژ ورودی و حالت انتقال کلیدهای مربوطه، چهار حالت عملیاتی برای این مبدل تعریف شده است. این مبدل از ترکیب مبدل‌های باک - بوست^{۱۲} و باک ایجاد شده و ایراد اساسی آن ناپیوستگی جریان ورودی مبدل می‌باشد. با اضافه کردن چندین عنصر کمکی به ساختارهای گوناگون می‌توان ساختارهای چندورودی با شرایط کلیدزنی نرم ایجاد کرد. در مرجع [۲۲] شرایط کلیدزنی نرم^{۱۳} برای تمام کلیدها فراهم شده

ترانسفورماتور فرکانس بالا برای تامین جداسازی الکتریکی بین ورودی و خروجی استفاده شده و تلفات هدایتی ترانسفورماتور را افزایش می‌دهد. در مقابل مبدل‌های غیرایزوله با بهره ولتاژ بالا با هزینه و اندازه نسبتاً پایین و تلفات کاهش یافته به طور گسترده مورد مطالعه قرار می‌گیرند [۶]. در کاربرد های معمول به منظور افزایش ولتاژ معمولاً مبدل‌های افزایشی DC-DC بوست^۱ که ساختار ساده و کم‌هزینه‌ای دارند، پیشنهاد می‌شود [۷]. افزایش ولتاژ مبدل بوست برای کاربرد های توان بالا کافی نیست؛ زیرا استرس ولتاژ^۲ و جریان بالایی روی عناصر نیمه هادی ایجاد کرده و وجود مقاومت‌های درونی سلف و خازن از افزایش ولتاژ در این مبدل جلوگیری می‌کند [۸]. مبدل کوادراتیک بوست^۳ با تعداد کلید کمتر در ضریب وظیفه (دیوتی سایکل^۴) مشابه ولتاژی بالاتری نسبت به مبدل بوست تولید می‌کند [۹]؛ بنابراین بهترین گزینه برای افزایش ولتاژ منابع انرژی تجدیدپذیر می‌باشد [۱۰]. در مقاله [۱۱] ساختار پایه یک مبدل کوادراتیک بوست با تمام جزئیات ارائه شده است؛ مبدل مذکور یک کلید داشته و نسبت به مبدل بوست بهره ولتاژ بالاتری دارد. در مقاله [۱۲] ساختار جدیدی از مبدل کوادراتیک با مرتبه پنج ارائه می‌شود؛ این مبدل از ترکیب یک مبدل کوادراتیک معمولی مرتبه چهار با یک خازن و دیود اضافی ایجاد شده است. ساختار جدید بهره ولتاژ بالاتری دارد؛ ایراد اساسی این مبدل تعداد عناصر بالاتر و ناپیوستگی جریان ورودی می‌باشد. علاوه بر ولتاژ خروجی پایین، ماهیت متناوب منابع انرژی تجدیدپذیر و عدم توانایی در پیش‌بینی تقاضای بار مصرف کنندگان، محدودیت‌های دیگری را برای استفاده از این نوع انرژی ایجاد کرده است [۱۳]. بنابراین در بسیاری از کاربردها نیاز به استفاده از منابع متعدد مانند باد، خورشید، باتری و پیل سوختی به طور همزمان می‌باشد تا بتوان در مواقع لزوم از آن‌ها بهره برد [۱۴]. با این وجود استفاده از مبدل‌های جداگانه برای هر منبع با توجه به هزینه بالایی که ایجاد می‌کند، مقرون به صرفه نیست [۱۵]. مبدل‌های چند ورودی DC-DC امکان استفاده از

⁸ High Voltage

⁹ Electric Shock

¹⁰ Gain

¹¹ Power density

¹² Buck- Boost Converter

¹³ Soft Switching

¹ Boost Converter

² Voltage Stress

³ Quadratic Boost Converter

⁴ Duty Cycle

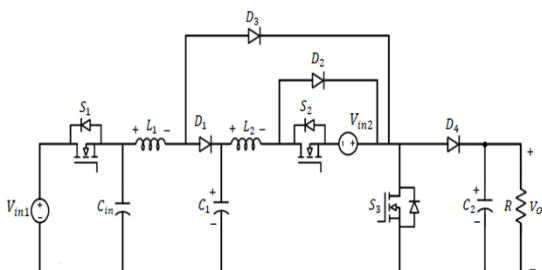
⁵ Maximum power point tracking

⁶ Magnetically Multi input converter

⁷ Electrically Multi input converter

مبدل پیشنهادی دارای سه درگاه بر پایه مبدل کوادراتیک است، که شامل دو ورودی بوده و نسبت به مبدل کوادراتیک ساده یک منبع و دو عنصر اضافی (یک دیود و یک خازن) دارد؛ عناصر اضافی این مبدل سبب ایجاد قابلیت‌های بیشتر و همچنین بهبود عملکرد آن خواهند شد (شکل ۱ ساختار کلی مبدل پیشنهاد شده را نشان می‌دهد).

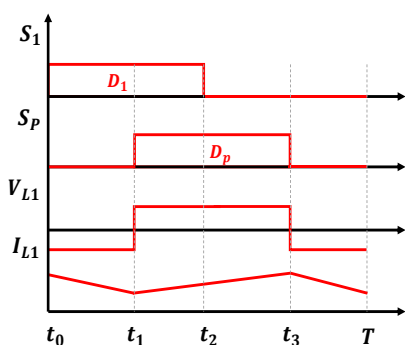
ابتدا مراحل عملکرد مبدل و در قدم بعدی معادلات اصلی مبدل با حضور یک منبع جهت درک بهتر قابلیت‌های آن تحلیل می‌شوند. به منظور سهولت تحلیل مدار، فرض بر ایده‌آل بودن همه اجزاء آن مانند سلف‌ها، خازن‌ها، کلیدها و دیودها خواهد بود. ظرفیت خازن‌های C_1 و C_2 نیز جهت ثابت ماندن ولتاژ آن‌ها در طول دوره کلیدزنی، باید به مقدار کافی بزرگ در نظر گرفته شوند.



شکل ۱- ساختار کلی مبدل پیشنهادی

۲-۲- بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی در حالت تک منبع

الگوی کلیدزنی مبدل در این حالت به صورت شکل (۲) می‌باشد.



شکل ۲- شکل موج عناصر در حالت عملیاتی اول

بازه زمانی $[t_0-t_1]$:

مطابق شکل (۳-الف)، در این بازه زمانی گیت^۳ ماسفت^۴

است. استفاده از این ساختار سبب افزایش هزینه و عناصر نیمه‌هادی در این مبدل‌ها خواهد شد. علاوه بر این استفاده از ساختار محدودکننده فعال در این مبدل‌ها باعث کاهش انرژی لازم در سلف رزونانس^۱ (جهت تخلیه خازن‌ها) در توان‌های پایین شده و شرایط کلیدزنی نرم را در این توان‌ها از بین می‌برد.

در این مقاله یک مبدل غیر ایزوله شامل سه درگاه با بهره ولتاژ بالا و بر پایه مبدل کوادراتیک بوست پیشنهاد می‌شود. این مبدل شامل دو منبع انرژی اصلی و فرعی با جریان‌های قابل کنترل خواهد بود. بنابراین مبدل شامل دو حالت عملیاتی بوده و قادر است به دو صورت تک ورودی (با ورودی اصلی) و دو ورودی (با ورودی فرعی) عمل کند. این امر سبب عدم اختلال در توان‌دهی، در صورت قطع یکی از منابع تجدیدپذیر می‌گردد، بنابراین مبدل بدون حضور منبع فرعی می‌تواند به فعالیت خود ادامه دهد. از مزایای این مبدل می‌توان به بهره ولتاژ بالا، ساختار ساده، کم بودن تعداد نیمه‌هادی‌ها در مقایسه با مبدل‌های چندورودی دیگر و زمین مشترک بودن اشاره کرد. جهت اضافه کردن یک منبع دیگر به ساختار پیشنهادی از تعداد کمی نیمه-هادی (یک کلید و یک دیود) استفاده شده است که در مقایسه با روش‌های مورد استفاده در مراجع دیگر از این لحاظ برتری دارد. ضمناً می‌توان به استرس ولتاژ کم بر روی اکثر عناصر مبدل (شامل دیودها، خازن‌ها و کلیدها) اشاره کرد. پایداری مبدل پیشنهادی با استفاد از نرم افزار MATLAB بررسی شده و با استفاد از روش جداسازی شبکه^۲، کنترل کننده مناسب برای آن طراحی می‌گردد. بعلاوه نتایج عملی در راستای تائید تحلیل‌ها و نتایج شبیه سازی در بخش پایانی مقاله آورده شده‌اند.

۲-مدار قدرت مبدل پیشنهادی

۱-۲- معرفی ساختار

یک مبدل DC-DC چند ورودی با بازده بالا بر پایه مبدل کوادراتیک پیشنهاد شده است (شکل ۱). به همین منظور ابتدا ساختار کلی مبدل در مدهای عملیاتی مختلف شرح داده می‌شود. در ادامه عملکرد و میزان پایداری مبدل در هر مد مورد بررسی قرار گرفته و در نهایت جبران‌ساز مناسب برای کنترل خروجی‌های آن طراحی می‌گردد.

⁴ MOSFET

¹ Resonant inductor

² decoupling network method

³ Gate

توسط خازن C_1 تغذیه می‌گردد. بنابراین معادلات ولتاژ سلف‌ها و جریان خازن‌ها در این حالت به صورت معادله (۳) خواهند بود:

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_{cin} \\ V_{L2} &= V_{C1} \\ I_{C1} &= -I_{L2} \\ I_{C2} &= -\frac{V_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (3)$$

بازه زمانی $[t_3-t_4]$:

مطابق شکل (۳-ح)، در این بازه زمانی گیت ماسفت‌های S_1 و S_p غیر فعال هستند، بنابراین عملکرد مدار مجزا از منبع اصلی خواهد بود و سلف L_1 توسط خازن ورودی شارژ می‌شود. همچنین دیود D_3 بایاس معکوس و دیودهای D_1 و D_4 بایاس مستقیم هستند. بعلاوه، خازن‌های C_1 و C_2 به ترتیب توسط سلف‌های L_1 و L_2 در حال شارژ می‌باشند. در این حالت معادلات ولتاژ سلف‌ها و جریان خازن‌ها مطابق معادله (۴) تعریف می‌گردند:

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_{cin} - V_{C1} \\ V_{L2} &= V_{C1} - V_{C2} \\ I_{C1} &= I_{L1} - I_{L2} \\ I_{C2} &= I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (4)$$

بهره مبدل پیشنهادی

جهت دستیابی به بهره ولتاژ مبدل، عملکرد آن در حالت ماندگار بررسی می‌گردد. در این حالت، ولتاژ متوسط سلف‌ها و جریان متوسط خازن‌ها در تمام طول دوره کلیدزنی برابر با صفر می‌باشند. با توجه به معادلات پیشین معادلات میانگین مبدل به صورت زیر محاسبه شده است:

$$\begin{aligned} D_{s1}V_{in} + (1 - D_{s1})v_{in} &= V_{C1}(1 - D_{sp}) \\ V_{C1} &= V_{C2}(1 - D_{s1}) \\ I_{L2} &= I_{L1}(1 - D_{sp}) \\ \frac{v_{C2}}{R} &= I_{L1}(1 - D_{sp})^2 \end{aligned} \quad (5)$$

در معادلات فوق D_{s1} و D_{sp} ، ضریب وظیفه سویچ‌های S_1 و S_p می‌باشد. با ساده‌سازی و جایگذاری معادلات فوق، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی به صورت معادله (۶) به دست می‌آیند.

$$V_o = \frac{D_{s1}}{(1 - D_{sp})} V_{in} + \frac{(1 - D_{s1})}{(1 - D_{sp})} V_{cin} \quad (6)$$

همان‌طور که قابل مشاهده است، بهره ولتاژ مبدل

S_1 فعال و گیت ماسفت S_p غیر فعال است؛ بنابراین دیود-های D_1 ، D_2 و D_4 بایاس مستقیم و دیود D_3 بایاس معکوس می‌شود. در حلقه ایجاد شده خازن C_1 توسط سلف L_1 و خازن C_2 توسط سلف L_2 شارژ می‌شوند؛ بنابراین جریان سلف‌های L_1 و L_2 کاهش یافته و مقادیر ولتاژ و جریان به صورت معادلات (۱) تعریف می‌شود.

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_{in} - V_{C1} \\ V_{L2} &= V_{C1} - V_{C2} \\ i_{C1} &= i_{L1} - i_{L2} \\ i_{C2} &= i_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (1)$$

در معادلات فوق V_{L1} ، V_{L2} ، V_{C1} و V_{C2} به ترتیب ولتاژ سلف‌های L_1 و L_2 و خازن‌های C_1 و C_2 را نشان می‌دهند. همچنین i_{L1} ، i_{L2} ، i_{C1} و i_{C2} به ترتیب نمایانگر جریان سلف‌های L_1 و L_2 و خازن‌های C_1 و C_2 هستند. علاوه بر آن V_{in} ولتاژ ورودی و R مقاومت بار را مشخص می‌کند.

بازه زمانی $[t_1-t_2]$:

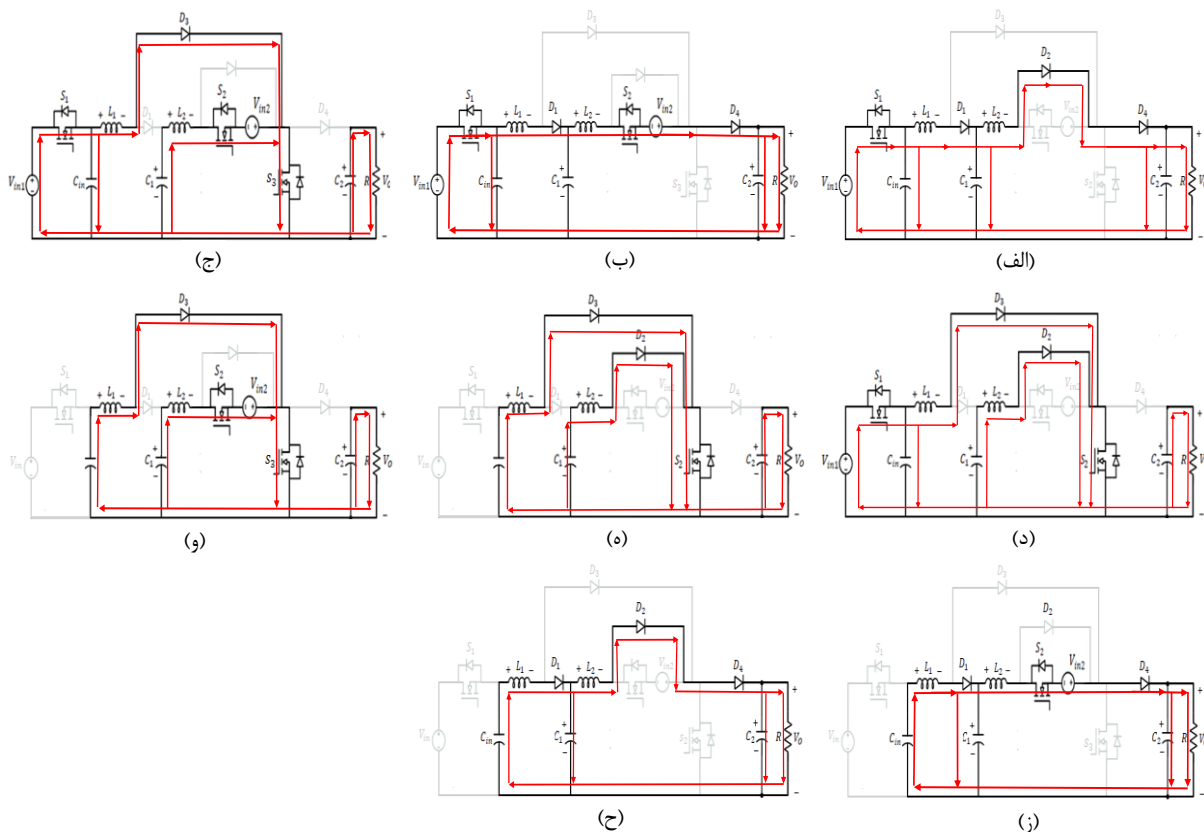
مطابق شکل (۳-د)، در این بازه زمانی گیت ماسفت‌های S_1 و S_p فعال است، بنابراین دیودهای D_1 و D_4 خاموش و دیود D_3 در حالت بایاس مستقیم قرار دارد. در این حالت سلف L_1 توسط جریان ورودی و سلف L_2 توسط خازن C_1 در حلقه‌های ایجاد شده در حال شارژ می‌باشند. با توجه به فعال بودن کلید S_1 ، خازن ورودی C_{in} نیز توسط جریان ورودی تا رسیدن به ولتاژ V_{in} شارژ می‌شود. به طور کلی در حلقه‌های مدار، خازن‌ها (C_1 و C_2) توان ذخیره شده در خود را به سلف‌ها (L_1 و L_2) انتقال می‌دهند. بنابراین معادلات ولتاژ سلف‌ها و جریان خازن‌ها در این حالت برابر با معادله (۲) می‌باشد:

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_{in} \\ V_{L2} &= V_{C1} \\ I_{C1} &= -I_{L2} \\ I_{C2} &= -\frac{V_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (2)$$

بازه زمانی $[t_2-t_3]$:

مطابق شکل (۳-ه)، در این بازه زمانی گیت ماسفت S_p فعال و گیت ماسفت S_1 غیر فعال می‌باشد، بنابراین منبع اصلی از مدار جدا شده و سلف L_1 توسط خازن ورودی شارژ می‌شود، دیود D_3 بایاس مستقیم و دیودهای D_1 و D_4 بایاس معکوس هستند. سلف L_2 نیز در حلقه ایجاد شده

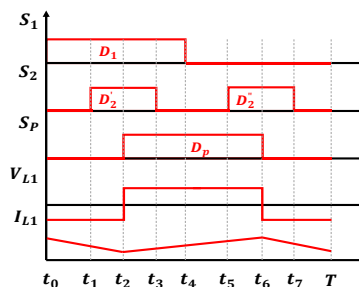
پیشنهادی با فرض برابر بودن ولتاژ خازن ورودی و ولتاژ منبع ورودی با بهره ولتاژ مبدل کوادراتیک یکسان می‌باشد.

$$B = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D_{sp})^2} \quad (۷)$$


شکل ۳- ساختار مبدل در هر بازه زمانی عملکرد (الف) بازه زمانی اول ($t_0 < t < t_1$), (ب) بازه زمانی دوم ($t_1 < t < t_2$), (ج) بازه زمانی سوم ($t_2 < t < t_3$), (د) بازه زمانی چهارم ($t_3 < t < t_4$), (ه) بازه زمانی پنجم ($t_4 < t < t_5$), (و) بازه زمانی ششم ($t_5 < t < t_6$), (ز) بازه زمانی هفتم ($t_6 < t < t_7$), (ح) بازه زمانی هشتم ($t_7 < t < T$)

۲-۳ بررسی عملکرد مبدل پیشنهادی با دو منبع ورودی

الگوی کلیدزنی مبدل در این حالت به صورت شکل (۴) می‌باشد.



شکل ۴- شکل موج عناصر در حالت عملیاتی دوم

بازه زمانی $[t_0-t_1]$:

عملکرد مبدل در این بازه مشابه شکل (۳-الف) و بازه زمانی اول در حالت تک منبع است.

بازه زمانی $[t_1-t_2]$:

مطابق شکل (۳-ه)، در این بازه زمانی گیت ماسفت‌های S_1 و S_2 فعال و گیت ماسفت S_p غیر فعال می‌شود؛ بنابراین دیودهای D_1 و D_4 بایاس مستقیم و دیودهای D_2 و D_3 بایاس معکوس هستند. در حلقه ایجاد شده خازن C_1 توسط سلف L_1 و خازن C_2 توسط سلف L_2 شارژ می‌شوند؛ بنابراین جریان سلف‌های L_1 و L_2 کاهش یافته و مشابه حالت قبل خازن ورودی C_{in} توسط جریان ورودی به مقدار V_{in} شارژ می‌شود. بنابراین در این حالت مقادیر ولتاژ و جریان به صورت معادلات (۸) تعریف می‌شود.

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_{in} - V_{C1} \\ V_{L2} &= V_{in2} + V_{C1} - V_{C2} \\ I_{C1} &= I_{L1} - I_{L2} \\ I_{C2} &= I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (۸)$$

بازه زمانی [t₂-t₃]:

مطابق شکل (۳-ج) در این بازه زمانی گیت ماسفت‌های S_1 ، S_2 و S_p فعال می‌شوند؛ بنابراین منبع دوم نیز در مدار حضور می‌یابد. در این حالت دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 بایاس معکوس و دیود D_3 بایاس مستقیم هستند، در نتیجه سلف L_1 و منبع ورودی در یک حلقه قرار گرفته، سلف L_1 توسط جریان ورودی شارژ می‌شود. به طور مشابه سلف L_2 ، منبع دوم و خازن C_1 نیز در یک حلقه قرار گرفته و سلف L_2 توسط خازن C_1 شارژ می‌شود. با توجه به فعال بودن کلید S_1 ، خازن ورودی C_{in} نیز توسط جریان ورودی تا رسیدن به مقدار V_{in} در حال شارژ است. به طور کلی در این حلقه‌ها خازن‌ها (C_1 و C_2) عامل انتقال انرژی به سلف‌ها (L_1 و L_2) و افزایش جریان در آنها خواهند بود. بنابراین در این حالت مقادیر ولتاژ و جریان برابر با معادلات (۹) می‌باشند.

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_{in1} \\ V_{L2} &= V_{C1} - V_{in2} \\ I_{C1} &= -I_{L2} \\ I_{C2} &= -\frac{V_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (9)$$

بازه زمانی [t₃-t₄]:

عملکرد مبدل در این بازه مشابه شکل (۳-د) و بازه زمانی دوم است که در حالت تک منبع بررسی گردید.

بازه زمانی [t₄-t₅]:

عملکرد مبدل در این بازه مشابه شکل (۳-ه) و بازه زمانی سوم خواهد بود که در حالت تک منبع مورد بحث قرار گرفت.

بازه زمانی [t₅-t₆]:

مطابق شکل (۳-ز) در این بازه زمانی، گیت ماسفت‌های S_2 و S_p فعال و گیت ماسفت S_1 غیر فعال می‌شود، بنابراین دیود D_3 بایاس مستقیم و دیودهای D_1 ، D_2 و D_4 بایاس معکوس هستند. در نتیجه، منبع اصلی از مدار جدا شده و سلف‌های L_1 و L_2 به ترتیب توسط خازن‌های C_{in} و C_1 شارژ می‌شوند. بنابراین در این حالت مقادیر ولتاژ و جریان برابر با معادلات (۱۰) است:

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_{Cin} \\ V_{L2} &= V_{C1} + V_{in2} \\ I_{C1} &= -I_{L2} \\ I_{C2} &= -\frac{V_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (10)$$

بازه زمانی [t₆-t₇]:

مطابق شکل (۳-و)، در این بازه زمانی گیت ماسفت‌های S_1 و S_p غیر فعال و گیت ماسفت S_2 فعال می‌شوند، بنابراین دیودهای D_2 و D_3 بایاس معکوس و دیودهای D_1 و D_4 بایاس مستقیم هستند. در نتیجه، خازن‌های C_1 و C_2 به ترتیب توسط سلف‌های L_1 و L_2 شارژ می‌شوند. بنابراین در این حالت مقادیر ولتاژ و جریان برابر با معادلات (۱۰) می‌باشد.

$$\begin{aligned} V_{L1} &= V_{Cin} - V_{C1} \\ V_{L2} &= V_{in2} + V_{C1} - V_{C2} \\ I_{C1} &= I_{L1} - I_{L2} \\ I_{C2} &= I_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \end{aligned} \quad (11)$$

بازه زمانی [t₇-t₈]:

عملکرد مبدل در این بازه مشابه شکل (۳-ح) و بازه زمانی هشتم می‌باشد، که در حالت تک منبع توضیح داده شد.

بهره مبدل پیشنهادی

در این حالت نیز مشابه حالت قبل بهره ولتاژ مبدل محاسبه می‌شود:

$$\begin{aligned} V_{C2} &= \frac{D_{s1}}{(1 - D_{sp})^2} V_{in1} \\ &+ \frac{(1 - D_{s1})}{(1 - D_{sp})^2} V_{Cin} \\ &+ \frac{D_{s2}}{(1 - D_{sp})} V_{in2} \end{aligned} \quad (12)$$

در معادلات فوق D_{s1} ، D_{s2} و D_{sp} به ترتیب ضریب وظیفه کلیدهای منبع اول، دوم و کلید قدرت می‌باشند. در بخش‌های بعدی، محاسبات با فرض $\dot{D}_{s2} + \dot{D}_{s2} = D_{s2}$ انجام می‌شوند.

همان‌طور که مشاهده می‌گردد، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی با فرض برابر بودن ولتاژ خازن ورودی و منبع ورودی به صورت معادله (۱۳) به دست می‌آید.

$$V_{out} = \frac{D_{s2} V_{in2}}{(1 - D_{sp})} + \frac{V_{in1}}{(1 - D_{sp})^2} \quad (13)$$

۴-۲- محاسبه استرس ولتاژ

بیشینه ولتاژ قابل تحمل برای عناصر نیمه هادی مبدل، استرس ولتاژ نام دارد [۲۳]. در صورت بالا رفتن ولتاژ اعمالی بیش از حد مجاز (استرس ولتاژ)، اجزای مبدل تحت تاثیر تنش‌های ولتاژ معکوس قرار می‌گیرند. در این بخش

زمان در این بازه برابر با DT بوده و $T = \frac{1}{f}$ است، رپیل جریان سلف L_1 به صورت معادله (۲۲) تعریف می‌شوند:

$$\Delta I_{L1} = \frac{V_{in2}(1 - D_{sp})D_{sp}D_{s2} + V_{out}(1 - D_{sp})^2D_{sp}}{f_s L_1} \quad (22)$$

در مبدل‌های $DC-DC$ ، مقدار جریان متوسط سلف در مرز حالت‌های پیوسته و ناپیوسته برابر با $\Delta I_1/2$ است. با جایگذاری رابطه (۲۲) در جریان متوسط سلف، حداقل اندوکتانس مورد نیاز سلف L_1 به صورت معادله (۲۳) محاسبه می‌شود:

$$L_{1min} = \frac{V_{in1}D_{sp}}{2f_s I_{L1}} + \frac{V_{in2}(1 - D_{sp})D_{s2}}{2I_{L1}f_s} \quad (23)$$

حداقل مقدار اندوکتانس سلف L_2 نیز با تحلیلی مشابه حالت قبل به صورت معادله (۲۴) تعریف شده است:

$$L_{2min} = \frac{V_{out}(1 - D_{s3})D_{s3} - V_{in2}D_{s2}D_{s3}}{2I_{L2}f_s(1 - D_{s3})} \quad (24)$$

در معادلات به دست آمده برای مقادیر اندوکتانس، f_s برابر با فرکانس کلیدزنی می‌باشد.

۲-۶-مدل‌سازی و کنترل مبدل پیشنهادی

برای کنترل مبدل‌های الکتریکی در قدم اول تابع تبدیل مبدل در هر حالت کنترلی به دست آمده، سپس با استفاده از نرم افزار MATLAB منحنی بود^۱ آن‌ها رسم می‌شود. در قدم بعدی با توجه به منحنی‌های رسم شده حد فاز و میزان پایداری سیستم مورد بررسی قرار گرفته و کنترل کننده مناسب طراحی می‌گردد. در این پژوهش دو حالت کلی برای کنترل مبدل پیشنهادی در نظر گرفته می‌شود. در حالت اول هدف اصلی جبران‌سازها، کنترل جریان ورودی و ولتاژ خروجی به وسیله ضریب وظیفه کلیدهای اول و دوم می‌باشد. بنابراین با توجه به وضعیت خاموش یا روشن بودن کلیدهای اول و دوم مطابق شکل (۲)، حالت‌های مختلف کلیدزنی برای مبدل تعریف شده و معادلات میانگین مبدل پیشنهادی به صورت معادلات (۲۵) به دست می‌آیند.

هدف اصلی محاسبه بیشترین مقدار ولتاژ دو سر عناصر نیمه هادی (شامل ادوات کلیدزنی) می‌باشد. در ادامه بر اساس معادلات به دست آمده، بیشترین استرس ولتاژ برای دیودها و کلیدها قابل محاسبه خواهند بود.

در مد ششم هر سه کلید S_1 ، S_2 و S_p خاموش هستند؛ در نتیجه دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 بایاس مستقیم بوده و ولتاژ دو سر آن‌ها صفر می‌باشند. در این حالت دیود D_3 بایاس معکوس و کلیدهای S_p ، S_1 ، S_2 خاموش هستند؛ بنابراین استرس ولتاژ دو سر کلیدهای S_p ، S_1 ، S_2 و دیود D_3 به ترتیب برابر با معادلات (۱۴) تا (۱۷) می‌شوند:

$$V_{D3} = -V_{C2}D_{s2} \quad (14)$$

$$V_{swich1} = V_{in1} - V_{Cin} \quad (15)$$

$$V_{swich2} = V_{in2} \quad (16)$$

$$V_{swichp} = V_{out} \quad (17)$$

در مد هفتم دیودهای D_1 و D_2 و D_4 بایاس معکوس بوده و استرس ولتاژ دو سر آن‌ها به ترتیب برابر با معادلات (۱۸) تا (۲۰) می‌باشد:

$$V_{D1} = -V_{C1} \quad (18)$$

$$V_{D2} = -V_{in2} \quad (19)$$

$$V_{D4} = V_{out} \quad (20)$$

۲-۵-محاسبه حداقل اندوکتانس سلف‌های مدار

در این قسمت هدف اصلی محاسبه حداقل اندوکتانس قابل قبول برای سلف‌ها است. بنابراین در قدم اول با فرض پیوسته بودن جریان سلف‌ها، معادلات جریان بر حسب وضعیت روشن و خاموش بودن کلیدها تحلیل می‌شوند.

در ادامه برای محاسبه حداقل اندوکتانس سلف L_1 از معادلات (۲۱) استفاده شده است.

$$\begin{cases} L \frac{di_{L1}}{dt} = V_{L1} \\ dt = DT_s \text{ and } di_{L1} = \Delta I_{L1} \end{cases} \quad (21)$$

با جایگذاری رابطه (۲) در رابطه (۲۰) ولتاژ سلف به شکل معادله (۲۱) بدست خواهد آمد. با توجه به آن که تغییرات

¹ Bode Diagram

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D_{sp}-1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D_{sp}-1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{D_{sp}-1}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} & 0 \\ \frac{D_{sp}-1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$B = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in} + \tilde{v}_{Cin} & \tilde{v}_{C1} \\ L_1 & L_1 \\ 0 & \tilde{v}_{C2} \\ 0 & -\frac{\tilde{I}_{L2}}{C_2} \\ 0 & -\frac{\tilde{I}_{L1}}{C_1} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} D = 0$$

به طریق مشابه ماتریس‌های سیگنال کوچک متناظر با حالت کنترلی دوم به صورت معادلات (۳۰) محاسبه می‌شوند.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D_{sp}-1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D_{sp}-1}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & \frac{1-D_{sp}}{C_2} & -\frac{1}{RC_2} & 0 \\ \frac{1-D_{sp}}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\tilde{v}_{C1}}{L_1} \\ \frac{v_{in2}}{L_2} & \frac{\tilde{v}_{C2}}{L_2} \\ 0 & -\frac{\tilde{I}_{L2}}{C_2} \\ 0 & -\frac{\tilde{I}_{L1}}{C_1} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} D = 0$$

کنترل مبدل‌های چند ورودی به دلیل ترکیب حلقه‌های کنترلی بسیار پیچیده و دشوار است از این رو با استفاده از روش جداسازی شبکه هر حلقه به طور مستقل کنترل شده و از پیچیدگی آن کاسته می‌شود [۲۵].

$$D_{s1}V_{in} + (1 - D_{s1})V_{Cin} + V_{C1}(D_{sp} - 1) = 0 \quad (25)$$

$$V_{C1} - V_{C2}(1 - D_{sp}) = 0$$

$$I_{L1}(1 - D_{sp}) - I_{L2} = 0$$

$$I_{L2}(1 - D_{sp}) - \frac{V_{C2}}{R} = 0$$

در حالت کنترلی دوم هدف اصلی، کنترل جریان منبع ورودی دوم و ولتاژ خروجی به وسیله ضریب وظیفه کلید-های دوم و سوم می‌باشد. بنابراین با توجه به وضعیت خاموش یا روشن بودن کلیدهای دوم و سوم در شکل (۲)، معادلات میانگین مبدل پیشنهادی به صورت معادلات (۲۶) تعریف می‌شوند.

$$V_{in1} - V_{C1}(1 - D_{sp}) = 0$$

$$V_{C1} - V_{C2}(1 - D_{sp}) + D_{s2}V_{in2} = 0 \quad (26)$$

$$I_{L2} - I_{L1}(1 - D_{sp}) = 0$$

$$\frac{V_{C2}}{R} - I_{L2}(1 - D_{sp}) = 0$$

عناصر نیمه‌هادی مبدل رفتاری غیر خطی دارند، بنابراین برای تحلیل ساده‌تر باید معادلات حاصل از آنها خطی‌سازی شوند. خطی‌سازی مدل دینامیکی هر مبدل با استفاده از مدل سیگنال کوچک حول یک نقطه عملیاتی ساکن انجام می‌شود.

بر اساس روش سیگنال کوچک ولتاژ خروجی، ضریب وظیفه و متغیرهای حالت هر کدام به دو بخش مقادیر ثابت (\bar{V} و \bar{D}) و اغتشاش‌ها (\tilde{v} و \tilde{d}) تقسیم می‌شوند:

$$v = \bar{V} + \tilde{v} \quad x = \bar{X} + \tilde{x} \quad u = \bar{U} + \tilde{u} \quad (27)$$

ماتریس‌های سیگنال کوچک از طریق معادلات (۲۸) قابل تعریف هستند [۲۴].

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} \quad (28)$$

$$\tilde{y} = C\tilde{x} + D\tilde{u}$$

در معادلات فوق \tilde{y} ، \tilde{u} و \tilde{x} به ترتیب ستون متغیرهای حالت، ستون متغیرهای کنترلی و ستون خروجی‌های کنترلی سیستم می‌باشند. در ادامه معادلات سیگنال کوچک در هر دو حالت کنترلی برای مبدل محاسبه شده و ماتریس‌های متناظر برای آن‌ها ایجاد می‌گردد. بنابراین ماتریس‌های سیگنال کوچک متناظر با حالت اول به صورت معادلات (۲۹) به دست می‌آیند.

$$\frac{y_2}{u_2} = -g_{12} \frac{g_{21}}{g_{11}} + g_{22} \quad (34)$$

توابع عددی به دست آمده از معادلات فوق دارای مرتبه بالا هستند، بنابراین تنها منحنی بود آن‌ها مطابق شکل‌های ۵ و ۶ با استفاده از نرم افزار متلب در این مقاله ترسیم می‌شود. برای بررسی پایداری منحنی بود به دست آمده ابتدا حدفاز آن بر اساس معادله (۳۵) محاسبه خواهد شد.

$$\text{حدفاز} = \theta + 180^\circ \quad (35)$$

در معادله (۳۵)، θ زاویه‌ای است که در آن بهره منحنی بود صفر است. در صورتی که حدفاز به دست آمده مثبت باشد، توابع حلقه بسته سیستم شامل قطب سمت راست نبوده و سیستم پایدار است؛ در صورتی که حدفاز به دست آمده منفی باشد؛ توابع حلقه بسته سیستم حداقل شامل یک قطب سمت راست بوده و سیستم ناپایدار می‌شود. مناسب ترین حدفاز ممکن برای منحنی بود توابع بین $+60$ تا $+80$ درجه است [۲۸]. با استفاده از منحنی بود دامنه-فرکانس امکان طراحی جبران‌ساز مناسب برای سیستم ایجاد می‌شود. جبران‌ساز ایده‌آل باید حد بهره و حدفاز مناسب داشته باشد و پایداری بالا برای مبدل ایجاد کند.

در این سیستم جبران‌ساز باید شامل یک واحد انتگرال‌گیر جهت حذف خطای حالت پایدار پاسخ پله و یک واحد مشتق‌گیر برای رسیدن به حدفاز دلخواه باشد. به طور کلی فرم متداول جبران‌ساز $\frac{K(1+Ts)}{s(1+\alpha Ts)}$ برای کنترل اغلب سیستم‌های پیشنهادی مناسب می‌باشد [۲۹].

برای استفاده از روش جداسازی شبکه در مبدل پیشنهادی، ابتدا ماتریس G با استفاده از ماتریس‌های سیگنال کوچک به دست آمده از معادلات (۲۹) و (۳۰) در هر حالت مطابق معادله (۳۱) محاسبه می‌گردد:

$$G = C(SI - A)^{-1}B + D \quad (31)$$

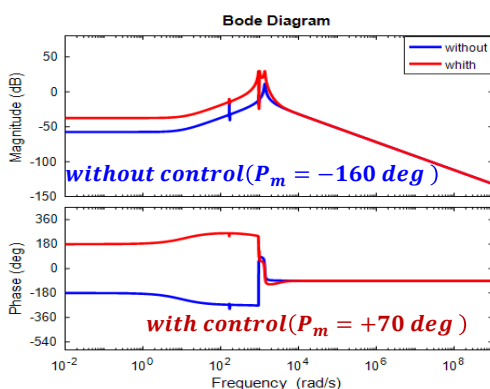
ابعاد ماتریس G به دست آمده از معادله فوق در هر حالت برابر با تعداد متغیرهای کنترلی در آن حالت می‌باشد. بنابراین در این پژوهش ابعاد ماتریس‌های به دست آمده در هر حالت 2×2 خواهد بود [۲۶].

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

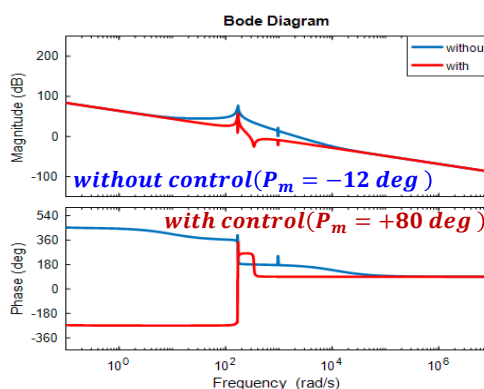
در معادله (۳۲) y ستون خروجی‌ها، x ستون ورودی‌ها و g_{ij} تابع تبدیل بین y_i و u_j است. بر اساس روش کنترل پیشرفته هر یک از خروجی‌ها باید به وسیله یک ورودی منحصر به فرد به طور مستقل کنترل شوند. براساس منبع [۲۷] ماتریس‌های G به دست آمده در هر حالت عملیاتی طبق معادلات (۳۲) و (۳۳) و (۳۴) و با استفاده از نرم افزار MATLAB جداسازی می‌شوند، از این رو تعداد توابع کنترلی کاهش یافته و طراحی کنترل کننده برای آن‌ها بسیار ساده تر از حالت معمول می‌شود. در حالت اول و دوم تابع مورد نظر برای کنترل جریان‌های ورودی از طریق معادله (۳۳) به دست می‌آید.

$$\frac{y_1}{u_1} = g_{11} - g_{12} \frac{g_{21}}{g_{22}} \quad (33)$$

همچنین تابع مورد نظر برای کنترل ولتاژ خروجی از طریق معادله (۳۴) محاسبه می‌شود.

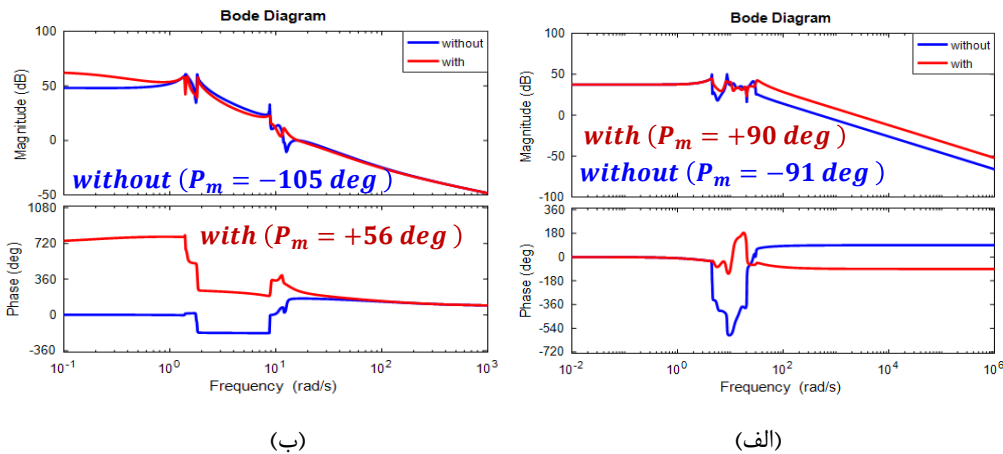


(ب)



(الف)

شکل ۵- منحنی بود توابع کنترلی در حالت عملیاتی اول (الف) منحنی بود جریان منبع اول، (ب) منحنی بود ولتاژ خروجی



شکل ۶- منحنی بود توابع کنترلی در حالت عملیاتی دوم (الف) منحنی بود جریان منبع دوم، (ج) منحنی بود ولتاژ خروجی

شکل‌های (۵) و (۶) (با رنگ قرمز) رسم شده است.

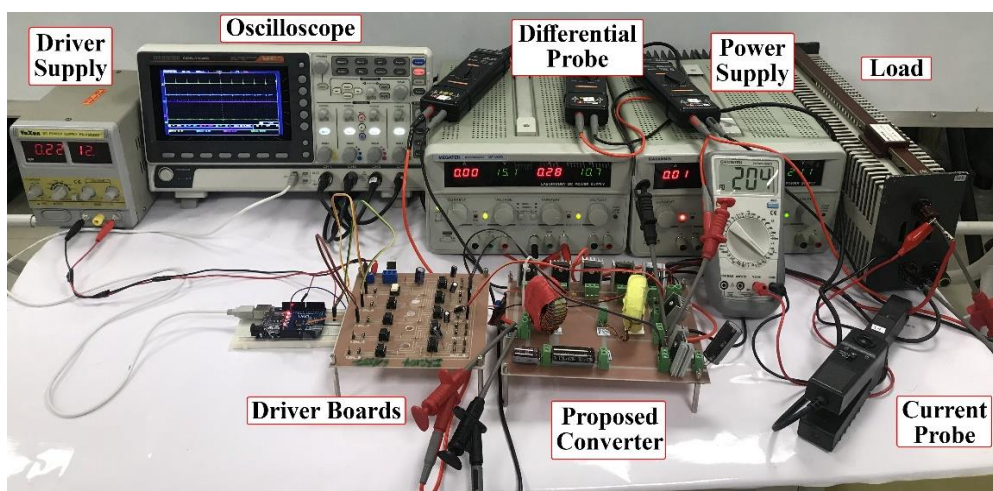
۳- بررسی نتایج شبیه‌سازی و ساخت

در این بخش، ابتدا مبدل پیشنهادی در محیط نرم افزار MATLAB شبیه‌سازی شده و سپس برای اعتبار سنجی نتایج حاصله، مبدل در محیط آزمایشگاه ساخته و نتایج آزمایشگاهی بر اساس پارامترهای بیان شده در جدول ۱ به دست آمده‌اند. در شکل (۷) عکس میز کار که شامل مبدل، تجهیزات اندازه‌گیری، منابع و بار است، قابل مشاهده می‌باشد. با توجه به روابط بیان شده در بخش طراحی مبدل پیشنهادی، مقادیر خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_{in} به ترتیب برابر با ۱۰۰۰ میکرو فاراد، ۱۵۰ میکرو فاراد، ۱۵۰ میکرو فاراد و مقادیر سلف‌های L_1 و L_2 به ترتیب برابر با ۳۰۰ میکرو هانری و ۶۰۰ میکرو هانری می‌باشند.

جدول ۱- ضرائب کنترل کننده‌ها

پارامتر کنترلی	با یک منبع	با دو منبع
ولتاژ خروجی	$K=8$ $T=0.1$ $\alpha T=0.9$	$K=8$ $T=0.1$ $\alpha T=0.9$
جریان منبع اول	$K=0.01$ $T=10$ $\alpha T=0.1$	
جریان منبع دوم		$K=17$ $T=0.01$ $\alpha T=1$

بر اساس ضرائب به دست آمده در جدول ۱، منحنی بود جریان و ولتاژ برای حالت عملیاتی اول و دوم به ترتیب در



شکل ۷- عکس میز کار شامل: نمونه مبدل پیاده‌سازی شده، تجهیزات اندازه‌گیری، منابع تغذیه و بار

جدول ۲- عناصر مورد استفاده در مبدل و مشخصات آن‌ها

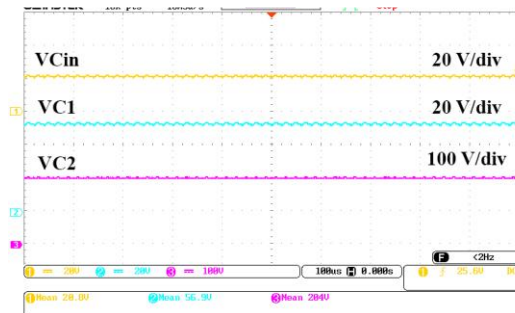
پارامتر	نماد	مقادیر، مشخصات
توان	P	۱۸۰ وات
ولتاژ ورودی اول	V _{in1}	۲۰/۹ ولت
ولتاژ ورودی دوم	V _{in2}	۱۰/۱۵ ولت
ولتاژ خروجی	V _{out}	۲۰۴ ولت
ضریب وظیفه	D ₁ , D ₂ , D _p	۰/۶۶
فرکانس	F	۵۰ کیلو هرتز
سلف	L ₁	۳۰۰ میکرو هانری
سلف	L ₂	۶۰۰ میکرو هانری
کلید قدرت	S _p	IRF450N
کلید ماسفت	S ₁ , S ₂	IRF260N
دیود	D ₁ , D ₃	IXYS DSEC30-06A
دیود	D ₂ , D ₄	SFP3004
خازن ورودی	C _{in}	۱۰۰۰ میکرو فاراد - ۵۰ ولت
خازن ها	C ₁ , C ₂	۱۵۰ میکرو فاراد - ۴۲۰ ولت
مقاومت بار	R	۲۳۰ اهم

همچنین با در نظر گرفتن میزان استرس ولتاژ و جریان قابل تحمل برای کلیدها (S₁ و S₂) و دیودها (D₁, D₂, D₃ و D₄)، کلیدهای اول و دوم از نوع IRF260N، کلید سوم از نوع IRF450N، دیود های دوم و چهارم از نوع SFP3004 و دیود های اول و سوم از نوع DSEC30 انتخاب شده‌اند. در شبیه سازی و نمونه آزمایشگاهی شرایطی مشابه برای مبدل پیشنهادی در نظر گرفته شد که در آن ولتاژ منبع اول ۲۰/۹ ولت، ولتاژ منبع دوم ۱۰/۱۵ ولت، ضریب وظیفه کلیدها (دیوتی سایکل) ۰/۶۶ و توان خروجی برابر با ۱۸۰ وات هستند. لازم به ذکر است که در این آزمایش ولتاژ خروجی کنترل نشده است و با توجه به مقادیر مذکور، ولتاژ خروجی در آزمایش ۲۰۴ ولت خواهد بود که با رابطه (۱۳) مطابقت خوبی دارد. شکل (۸)، شکل موج ولتاژ خازن‌ها (V_{C1}, V_{C2}, V_{Cin})، در حالت شبیه سازی و آزمایشگاهی را مورد مقایسه قرار داده است. همان طور که مشاهده می‌شود،

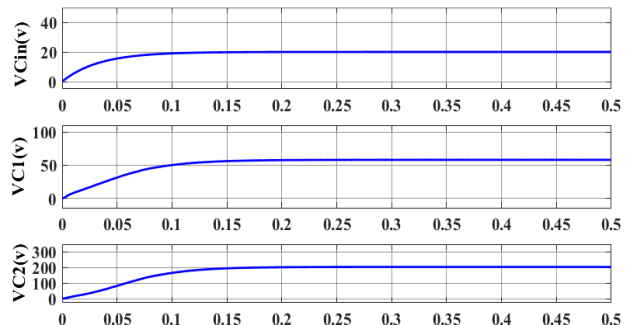
مقادیر استرس ولتاژ خازن‌های C_{in}, C₁ و C₂ به ترتیب برابر با ۲۰/۸ ولت، ۵۶/۹ ولت و ۲۰۴ ولت هستند که نشان از استرس ولتاژ پائین بر روی خازن‌های C_{in} و C₁ دارد. لازم به ذکر است که این مقادیر از طریق تحلیل نیز قابل تأیید می‌باشند و مقادیر به هم نزدیک خواهند بود. شکل (۹)، شکل موج جریان سلف‌ها (I_{L1}, I_{L2}) در شرایط شبیه‌سازی و آزمایشگاهی را با متوسط جریان سلف اول برابر با ۷/۴۵ آمپر و متوسط جریان سلف دوم برابر با ۲/۳۳ آمپر به نمایش درآورده است. همان طور که مشاهده می‌گردد، جریان سلف‌ها پیوسته بوده و دارای ریبیل جریان حدود ۳۰٪ هستند که این مقدار معمولاً در طراحی‌ها مدنظر قرار می‌گیرد. سرانجام در شکل (۱۰)، استرس ولتاژ ادوات کلیدزنی که شامل دیودها (V_{D1}, V_{D2}, V_{D3}, V_{D4}) و کلیدها (V_{DS1}, V_{DS2}, V_{DS3}) هستند، به نمایش در آمده است. همان طور که قابل مشاهده می‌باشد، دیود های D₁, D₂, D₃ و D₄ به ترتیب مقادیر ۴۸ ولت، ۱۹/۵ ولت، ۱۵۵ ولت، ۲۰۴ ولت و کلید های S₁, S₂, S₃ به ترتیب مقادیر ۲۰ ولت، ۲۰ ولت و ۲۰۰ ولت را نشان می‌دهند. لذا، مقادیر استرس ولتاژ روی کلیدهای اول و دوم مبدل پیشنهادی نسبت به ولتاژ خروجی خیلی کم خواهد بود.

در ادامه عملکرد سیستم کنترلی با شبیه سازی پاسخ سیستم در برابر اغتشاش‌های DC (تغییرات بار خروجی) مورد ارزیابی قرار می‌گیرد. بدین منظور توان خروجی سیستم در یک زمان کوتاه از ۹۸ وات به ۱۸۶/۱۵ وات تغییر کرده و مجدداً به مقدار اولیه باز می‌گردد. در شکل‌های (۱۱-الف) و (۱۱-ب)، میانگین جریان‌های ورودی اول و دوم، جریان و ولتاژ خروجی به ازاء تغییرات ناگهانی توان خروجی، در هر دو حالت کنترلی اول و دوم نشان داده شده است. همان طور که مشاهده می‌شود، کنترل کننده در هر حالت ولتاژ خروجی و جریان ورودی مدنظر را با سرعت ایده‌آل کنترل کرده و در مقدار مورد نظر تنظیم می‌نماید. در بخش بعدی عملکرد کنترل کننده در حالت تجربی مورد بررسی قرار می‌گیرد بنابراین ولتاژ خروجی بر روی ۲۲۰ ولت تنظیم شده و هدف اصلی کنترل توان منبع دوم می‌باشد. از طرفی بار و یا منبع ورودی اول تغییر می‌یابند تا عملکرد کنترل کننده مبدل در حین نوسانات بار و منبع مورد ارزیابی قرار گیرند. شکل (۱۲-الف) تغییرات ناگهانی بار را از ۶۰ وات به ۱۴۰ وات در مرحله اول و بعد کاهش بار را در مرحله دوم نشان می‌دهد. در حین این تغییرات

آخرین خروجی به نمایش درآمده در شکل (۱۲-ج)، مربوط به کنترل مبدل در زمان تغییر ولتاژ منبع اول می‌باشد. در این حالت ولتاژ ورودی از ۲۰ ولت به ۳۰ ولت افزایش یافته است و مجدد به ۲۰ ولت تغییر داده شد. همانطور که مشاهده می‌گردد، ولتاژ خروجی با کمترین تغییرات و با سرعت بالا مجدد به مقدار تنظیم شده می‌رسد.

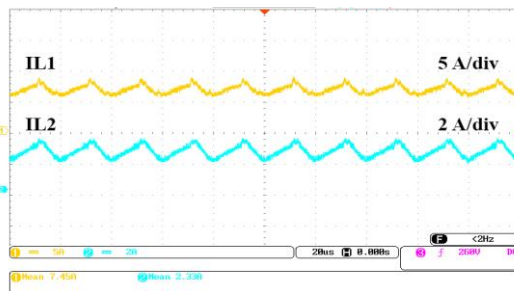


(ب)

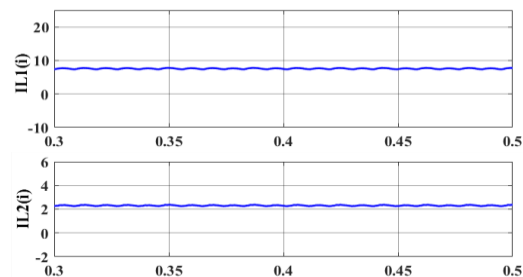


(الف)

شکل ۸- مقایسه شکل موج ولتاژ خازن‌ها (C_1, C_2, C_{in}) (الف) ولتاژ خازن‌ها در حالت شبیه‌سازی (ب) ولتاژ خازن‌ها در ساخت

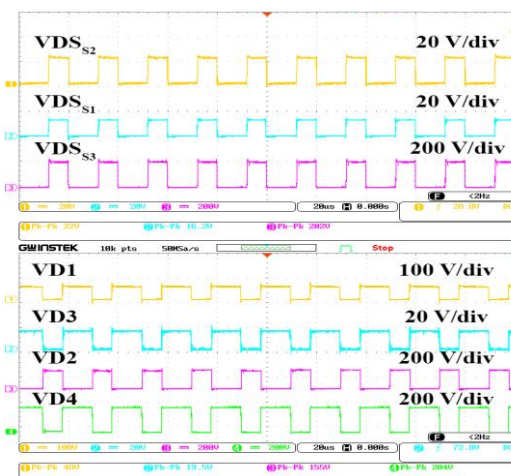


(ب)

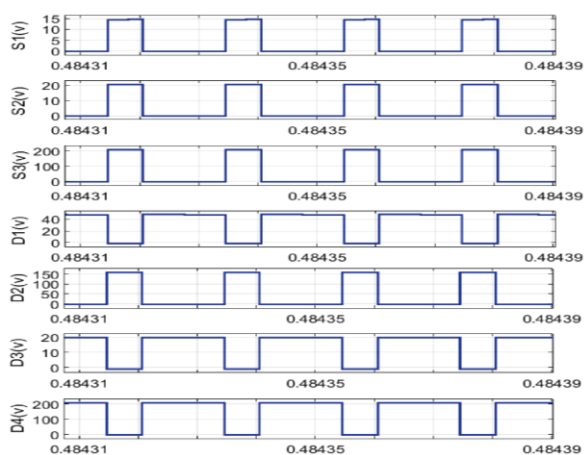


(الف)

شکل ۹- مقایسه شکل موج جریان سلف‌ها (I_{L2}, I_{L1}) (الف) جریان سلف‌ها در حالت شبیه‌سازی (ب) جریان سلف‌ها در ساخت

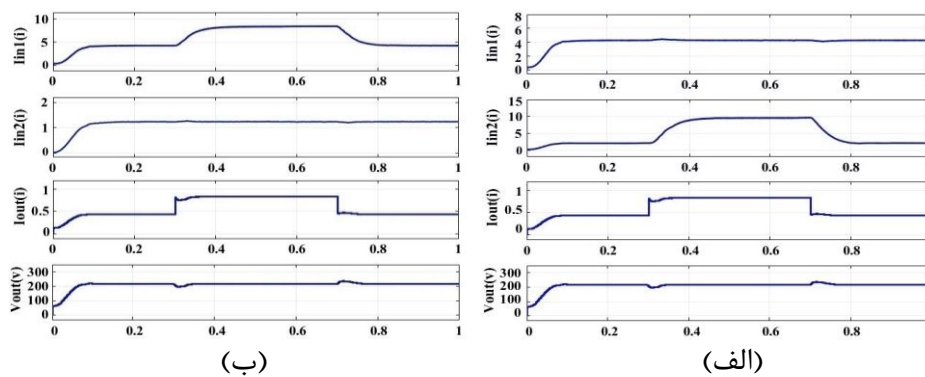


(ب)

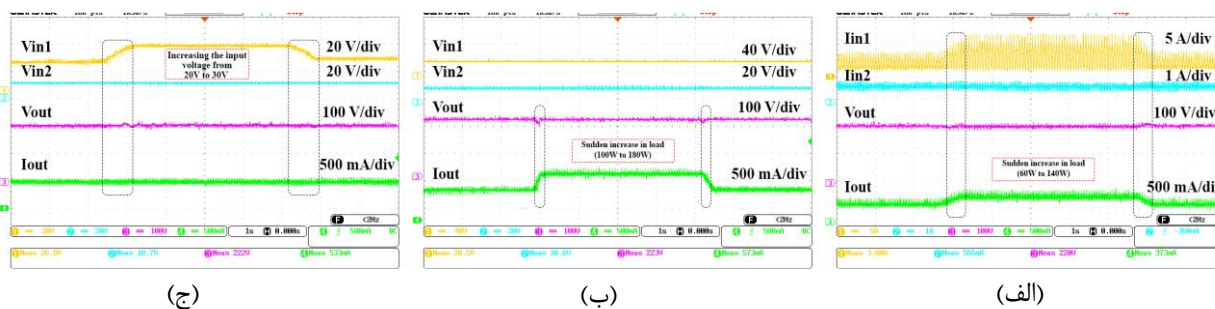


(الف)

شکل ۱۰- مقایسه شکل موج استرس ولتاژ دو سر دیودها ($V_{D4}, V_{D3}, V_{D2}, V_{D1}$) و کلیدها (V_{S3}, V_{S2}, V_{S1}) (الف) استرس ولتاژ ها در حالت شبیه‌سازی (ب) استرس ولتاژ ها در ساخت



شکل ۱۱- (الف) پاسخ دینامیکی مبدل پیشنهادی در حین تغییرات ناگهانی بار از ۵۰۰ اهم به ۲۶۰ اهم (ولتاژ خروجی روی ۲۲۰ ولت و جریان منبع اول روی ۲/۴ آمپر تنظیم شده است) (ب) پاسخ دینامیکی مبدل پیشنهادی در حین تغییرات ناگهانی بار از ۵۰۰ اهم به ۲۶۰ اهم (ولتاژ خروجی روی ۲۲۰ ولت و جریان منبع دوم روی ۱/۲ آمپر تنظیم شده است)



شکل ۱۲- پاسخ دینامیکی^۱ مبدل در زمان تغییرات بار و ولتاژ ورودی (الف) عملکرد مبدل به ازاء تغییرات بار و کنترل ولتاژ خروجی (V_{out}) و کنترل توان منبع دوم (از طریق کنترل جریان آن- I_{in2}) توان بار از ۶۰ وات به ۱۴۰ وات افزایش پیدا کرده و بعد از مدتی مجدد توان کاهش یافته است (ب) عملکرد مبدل به ازاء تغییرات بار و کنترل ولتاژ خروجی (V_{out}) و کنترل توان منبع دوم (از طریق کنترل جریان آن- I_{in2}) توان بار از ۱۰۰ وات (۴۸۵ اهم) به ۱۸۰ وات (۲۷۰ اهم) افزایش پیدا کرده و بعد از مدتی مجدد توان کاهش یافته است (ولتاژ منبع اول ۲۰/۵ ولت و منبع دوم ۱۰/۶ ولت هستند) (ج) کنترل مبدل به ازاء تغییرات ولتاژ منبع اول (ولتاژ منبع اول از ۲۰ ولت به ۳۰ ولت افزایش پیدا کرده و بعد از مدتی مجدد به ۲۰ ولت کاهش یافته است- در حین آزمایش توان خروجی و جریان آن I_{out} ثابت خواهد بود

۴- نتیجه گیری

بالعکس آن مورد آزمایش قرار گرفت. در این حالت نیز، نتایج بر توانایی مبدل در تامین توان مورد نیاز و کنترل-پذیری آن به ازاء شرایط مختلف دلالت دارد. نکته دیگر استرس ولتاژ پایین بر روی اکثر عناصر مبدل پیشنهادی است. به عنوان نمونه استرس ولتاژ روی خازن های C_{in} و C_1 دارای مقدار کم ۲۰ ولت و ۵۶ ولت می باشد. همین طور استرس ولتاژ S_1, S_2, D_1 و D_2 به ترتیب برابر با ۲۰ ولت، ۲۰ ولت، ۴۸ ولت و ۱۹.۵ ولت هستند که مقدار بسیار کمی در مقایسه با ولتاژ خروجی ۲۲۰ ولتی را نشان می دهند. لذا می توان گفت که مبدل پیشنهادی از نظر معیارهای کمی و کیفی دارای مزایای قابل ذکری جهت به کارگیری در کاربردهای انرژی تجدیدپذیر می باشد.

جهت برآورد عملکرد مبدل پیشنهادی، در حالت های مختلف از یک نمونه با توان ۱۸۰ وات و ولتاژهای ورودی ۲۰ ولت و ۱۰ ولت برای منبع اول و دوم بهره برده شد. با توجه به نتایج شبیه سازی و آزمایشات عملی، می توان گفت که مبدل پیشنهادی امکان دسترسی به ولتاژ خروجی بالا و استاندارد ۲۲۰ ولت را در شرایط مختلف فراهم می کند. از طرفی نتایج، نشان دهنده پایداری مناسب مبدل و عملکرد دینامیکی خوب آن در حین تغییرات ناگهانی می باشد. پاسخ دینامیکی مبدل در حالت تغییر خروجی از ۶۰ وات به ۱۴۰ وات و برعکس آن و از ۱۰۰ وات به ۱۸۰ وات به درستی این مسئله را اثبات می کند. بعلاوه، عملکرد مبدل در زمان تغییر ولتاژ ورودی از ۲۰ ولت به ۳۰ ولت و

¹ Dynamic Response

مراجع

- [1] J. Zeng, X. Du and Z. Yang, "A Multiport Bidirectional DC–DC Converter for Hybrid Renewable Energy System Integration", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36, NO. 11, November 2021, pp. 12281-12291.
- [2] R. Madhana, and Geetha Mani, "Power enhancement methods of renewable energy resources using multiport DC-DC converter: A technical review", *Sustainable Computing: Informatics and Systems*, Vol. 35, September 2022, pp. 2210-5379.
- [3] T.V. P. Kumar, S. N. Mughal, R. G. Deshmukh, S. G. Kumar, Y. Kumar, and D. S. David, "A highly consistent and proficient class of multiport dc-dc converter based sustainable energy sources", *Materials Today: Proceedings*, Vol. 56, NO. 4, April 2022, pp.1758-1768.
- [۴] لیلا محمدیان، ابراهیم بابائی و محمد باقر بناء شریفیان، "ارائه شیوه جدیدی برای مدلسازی مبدل Cuk بر مبنای گراف سیگنال جریان و کنترل آن به روش مقاوم از نوع حساسیت ترکیبی"، نشریه مدلسازی در مهندسی، دوره ۱۵، شماره ۵۱، زمستان، صفحه ۲۷۵-۲۸۸.
- [۵] سید محمد مهدی میرطالئی و گلناز تاجمیر، "طراحی، مدلسازی و ساخت یک مبدل Source-Z بهره بالا برای کاربرد در اتصال منابع انرژی تجدیدپذیر به شبکه برق"، نشریه مدلسازی در مهندسی، دوره ۱۶، شماره ۵۳، تابستان ۱۳۹۷، صفحه ۲۲۱-۲۲۹.
- [۶] آرمینه دستگیری، مجید حسین پور و علی سیفی، "مبدل DC-DC بدون ترانسفورماتور افزایشده با ضریب بوست بالا مبتنی بر شبکه خازن سوئیچ شده فعال"، نشریه مدل سازی در مهندسی، دوره ۱۹، شماره ۶۶، پائیز ۱۴۰۰، صفحه ۲۳-۳۶.
- [7] K. Yavuz, B. Yaşar, and B. Hacı, "Non-isolated high step-up DC/DC converters—an overview", *Alexandria Engineering Journal*, Vol. 61, No. 2, February 2022, pp. 1239-1250.
- [8] W. Li and X. He, "Review of Non-isolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, NO. 4, April 2011, pp. 1239-1250.
- [9] S. Srinivasan, R. Tiwari, M. Krishnamoorthy, M. P. Lalitha, and K. K. Raj, "Neural network based MPPT control with reconfigured quadratic boost converter for fuel cell application", *International Journal of Hydrogen Energy*, Vol. 46, NO. 9, February 2021, pp. 6709-6719.
- [10] S. W. Lee and H. L. Do, "Quadratic Boost DC–DC Converter with High Voltage Gain and Reduced Voltage Stresses", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, NO. 3, March 2019, pp. 2397-2404.
- [11] P. Sharma, B. Singh, I. Khan, and N. Verma, "Mathematical modelling and performance analysis of high boost converter with coupled inductor", *International Research Journal of Engineering and Technology*, Vol. 4, NO. 5, May 2017, pp. 1223-1228.
- [12] M. Veerachary, "Design and analysis of a new quadratic boost converter", *National Power Electronics Conference (NPEC)*, Pune, India, 2017, pp. 307-313.
- [13] F. Li and H. Liu, "A Cascaded Coupled Inductor-Reverse High Step-Up Converter Integrating Three-Winding Coupled Inductor and Diode–Capacitor Technique", *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 13, NO. 3, June 2017, pp. 1121-1130.
- [14] K. Mohammadi. Tanha, V. Abbasi, and K. Mohammadi, "Multi-application multi-port DC–DC converter consisting six ports with four main operation modes", *IET Power Electronics*, Vol. 15, NO. 11, August 2022, pp. 1016-1031.
- [15] R. Hu, J. Zeng, J. Liu, Z. Guo and N. Yang, "An Ultrahigh Step-Up Quadratic Boost Converter Based on Coupled-Inductor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 35, NO. 12, December 2020, pp. 13200-13209.
- [16] N. Zhang, D. Sutanto, and K. M. Muttaqi, "A review of topologies of three-port DC–DC converters for the integration of renewable energy and energy storage system", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 56, April 2016, pp. 388-401.
- [17] M. B. Latran, and A. Teke, "Investigation of multilevel multifunctional grid connected inverter topologies and control strategies used in photovoltaic systems", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 42, February 2015, pp. 361-376.

- [18] S. Khosrogorji, M. Ahmadian, H. Torkaman, and S. Soori, "Multi-input DC/DC converters in connection with distributed generation units—A review", *Renewable and sustainable energy reviews*, Vol. 66, December 2016, pp. 360-379.
- [19] Y. C. Liu, and Y. M. Chen, "A Systematic Approach to Synthesizing Multi-Input DC–DC Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 24, NO. 1, January 2009, pp. 116-127.
- [20] Z. Rehman, I. Al-Bahadly, and S. Mukhopadhyay, " Multi-input DC–DC converters in renewable energy applications—An overview", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol. 41, January 2015, pp. 521-539.
- [21] Y.M. Chen, Y.C. Liu, and S. H. Lin, "Double-Input PWM DC/DC Converter for High-/Low-Voltage Sources", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, NO. 5, October 2006, pp. 1538-1545.
- [22] D. Liu, and H. Li, "A ZVS Bi-Directional DC–DC Converter for Multiple Energy Storage Elements", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, NO. 5, September 2006, pp. 1513-1517.
- [23] M. Babalou, M. Dezhbord, M. Maalandish, S.H. Hosseini, M.R. Islam, and H. Torkaman, "Modular DC-DC converter with reduced current ripple and low voltage stress suitable for high voltage applications", *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Vol. 50, NO. 11, July 2022, pp. 4027-4044.
- [24] S. Rostami, V. Abbasi, and N. Talebi, "Ultrahigh Step-Up Multiport DC–DC Converter with Common Grounded Input Ports and Continuous Input Current", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 69, NO. 12, December 2022, pp. 12859-12873.
- [25] S. Rostami, V. Abbasi, N. Talebi, and T. Kerekes, "Three-port DC–DC converter based on quadratic boost converter for stand-alone PV/battery systems", *IET Power Electronics*, Vol. 13, NO. 10, August 2020, pp.2106-2118.
- [26] S. Zhang, W. Qiao, and L. Qu, "A Decoupled Droop Control Strategy for Cascaded Multicell Inverter with Low-Frequency Modulation", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1-6.
- [27] R. R. Ahrabi, H. Ardi, M. Elmi, and A. Ajami, "A Novel Step-Up Multiinput DC–DC Converter for Hybrid Electric Vehicles Application", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, NO. 5, May 2017, pp. 3549-3561.
- [28] V. Abbasi, S. Rostami, S. Hemmati, and S. Ahmadian, "Ultrahigh Step-Up Quadratic Boost Converter Using Coupled Inductors with Low Voltage Stress on the Switches", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 10, NO. 6, December 2022, pp. 7733-7743.
- [29] F. Nejabatkhah, S. Danyali, S. H. Hosseini, M. Sabahi, and S. M. Niapour, "Modeling and Control of a New Three-Input DC–DC Boost Converter for Hybrid PV/FC/Battery Power System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 27, NO. 5, May 2012, pp. 2309-2324.