



Semnan University



Research Article

Design and Implementation of a New Non-Inverting DC-DC Buck-Boost Converter

Majid Hosseinpour ^{a,*}, Milad Heidarvand ^a, Mahdi Shahparasti ^b

^a Department of Electrical Engineering, University of Mohaghegh Ardabili, Ardabil, Iran

^b School of Technology and Innovations, Electrical Engineering, University of Vaasa, Vaasa, Finland

PAPER INFO

Paper history:

Received: 2023-11-12

Revised: 2024-06-11

Accepted: 2024-06-23

Keywords:

Buck-Boost converter;
ZETA converter;
Continuous input current;
Non-Inverting structure.

ABSTRACT

In this paper, a novel DC-DC buck-boost converter with a wide conversion ratio is introduced. With the advantages of the ZETA converter, such as continuous input current and positive polarity of the output voltage, the proposed buck-boost converter is well suited to industrial and renewable energy applications. With a voltage gain higher than the ZETA converter, the proposed converter also reduces input current stress due to its continuity. Two operating states are available for this converter in continuous conduction mode (CCM). This converter has two switches that operate simultaneously, and it can be controlled easily. As a result of the converter's continuous output current, output voltage ripple and output capacitor current stress are reduced. Computational analysis, small signal modeling and efficiency of the proposed converter considering the influence of parasitic elements are presented in this paper. This converter has also been compared with other similar and recently presented topologies. Finally, a prototype is implemented to verify the accuracy of the computational analysis, and simulation and experimental results are presented.

DOI: <https://doi.org/10.22075/jme.2024.32315.2559>

© 2025 Published by Semnan University Press.

This is an open access article under the CC-BY 4.0 license. (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

* Corresponding author.

E-mail address: hoseinpour.majid@uma.ac.ir

How to cite this article:

Hosseinpour, M. , Heidarvand, M. and Shahparasti, M. (2025). Design and Implementation of a New Non-Inverting DC-DC Buck-Boost Converter. Journal of Modeling in Engineering, 23(80), 75-94. doi: 10.22075/jme.2024.32315.2559

طراحی و پیاده‌سازی ساختار جدید برای مبدل کاهنده-افزاینده با قطبیت مثبت ولتاژ خروجی

مجید حسین پور^{۱*}، میلاد حیدروند^۱، مهدی شاهپرستی^۲

اطلاعات مقاله	چکیده
دریافت مقاله: ۱۴۰۲/۰۸/۲۱	این مقاله یک مبدل کاهنده-افزاینده DC-DC غیرمعکوس جدید با محدوده گسترده‌ای از نسبت تبدیل را ارائه می‌دهد. مبدل کاهنده-افزاینده پیشنهادی بر مبنای مبدل ZETA است و مزایای مبدل ZETA نظیر جریان ورودی پیوسته و قطبیت مثبت ولتاژ خروجی را دارد و آن را برای کاربردهای صنعتی و انرژی‌های تجدیدپذیر مناسب می‌سازد. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بالاتر از مبدل ZETA است و پیوستگی جریان ورودی نیز باعث کاهش تنش جریان ورودی می‌شود. این مبدل در مد هدایتی پیوسته (CCM) در دو حالت کاری عمل می‌کند. کلیدزنی سوئیچ‌ها به صورت همزمان اتفاق می‌افتد که منجر به کنترل ساده آن می‌شود. رپیل ولتاژ خروجی و تنش جریان خازن خروجی مبدل با توجه به جریان خروجی پیوسته کاهش می‌یابد. تحلیل محاسباتی، مدل‌سازی سیگنال کوچک و بازده مبدل پیشنهادی با لحاظ تأثیر المان‌های ناخواسته ^۱ در این مقاله ارائه شده است. همچنین تحلیل مقایسه‌ای با دیگر توپولوژی‌های مشابه انجام شده است. در نهایت، یک نمونه اولیه برای تأیید صحت تحلیل محاسباتی پیاده‌سازی شده و نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی ارائه شده است.
بازنگری مقاله: ۱۴۰۳/۰۳/۲۲	
پذیرش مقاله: ۱۴۰۳/۰۴/۰۳	
واژگان کلیدی: مبدل کاهنده-افزاینده، مبدل ZETA، جریان ورودی پیوسته، ساختار غیرمعکوس.	

DOI: <https://doi.org/10.22075/jme.2024.32315.2559>

© 2025 Published by Semnan University Press.

This is an open access article under the CC-BY 4.0 license. (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

۱- مقدمه

در دهه‌های اخیر، تمایل به استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر مانند پیل‌های سوختی، فتوولتائیک و انرژی بادی به علت مخاطرات سوخت‌های فسیلی در تغییرات آب و هوایی، گرمایش جهانی و آلودگی زیست‌محیطی افزایش یافته است [۱]. انرژی‌های تجدیدپذیر دوستدار طبیعت هستند و به علت توسعه روزافزون الکترونیک قدرت، رقابت‌پذیر شده‌اند و می‌توانند با استفاده از مبدل‌های الکترونیک قدرت به ویژه مبدل‌های DC-DC تقاضای بار

را تأمین کنند [۲]. انرژی‌های تجدیدپذیر در کاربردهای متعدد نظیر کاربردهای اتصال به شبکه، کاربردهای خانگی و خودروهای برقی به کار می‌روند [۳]. مبدل‌های DC-DC از ارکان اصلی تجهیزات انرژی‌های تجدیدپذیر هستند و برای تنظیم ولتاژ آن‌ها و تحویل به اینورتر DC-AC و شبکه مورد استفاده قرار می‌گیرند [۴]. در یک دسته‌بندی، این مبدل‌ها به دو دسته ایزوله و غیر ایزوله تقسیم می‌شوند [۵]. مبدل‌های ایزوله علی‌رغم بهره ولتاژ زیاد و تنش ولتاژ کم روی سوئیچ‌ها، معایبی نظیر

^۱ parasitic

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: hoseinpour.majid@uma.ac.ir

۱. گروه مهندسی برق، دانشگاه محقق اردبیلی، اردبیل، ایران

۲. گروه مهندسی برق، دانشگاه واسا، واسا، فنلاند

استناد به این مقاله:

بهره ولتاژ کم و تنش ولتاژ نسبتاً زیاد روی سوئیچ‌ها می‌باشد. تنش ولتاژ سوئیچ و دیودهای مبدل ارائه شده در [۱۸] بیش‌تر از ولتاژ خروجی می‌باشد. در [۱۹]، مبدل کاهنده-افزاینده دیگری با نسبت تبدیل وسیع و جریان ورودی پیوسته ارائه شده است که برای کاربردهای صنعتی و انرژی‌های تجدیدپذیر مناسب می‌باشد. اما قطبیت ولتاژ خروجی این مبدل، منفی و جریان خروجی آن ناپیوسته می‌باشد. در [۲۰] و [۲۱]، مبدل‌های کاهنده-افزاینده‌ای ارائه شده‌اند که دارای جریان خروجی پیوسته و قطبیت مثبت ولتاژ خروجی می‌باشند؛ اما جریان ورودی آن‌ها ناپیوسته است. مبدل ارائه شده در [۲۰] یک مبدل کاهنده-افزاینده تک سوئیچ بر پایه مبدل ZETA است که بهره ولتاژ این مبدل، ۲ برابر بهره ولتاژ مبدل ZETA است. با این وجود، تغییرات ولتاژ خروجی در محدوده وسیعی نیست. مبدل ارائه شده در [۲۱] نیز، یک مبدل کاهنده-افزاینده درجه ۲ است که محدوده وسیعی از نسبت تبدیل را شامل می‌شود.

مبدل دیگری در [۲۲] ارائه شده است که جریان ورودی/خروجی پیوسته‌ای دارد و محدوده تبدیل ولتاژ وسیعی را شامل می‌شود. اما قطبیت ولتاژ خروجی این مبدل، منفی است. مبدل‌های ارائه شده در [۲۳] و [۲۴] مبدل‌هایی هستند که قطبیت ولتاژ خروجی آن‌ها مثبت است؛ اما جریان ورودی/خروجی ناپیوسته‌ای دارند. مبدل ارائه شده در [۲۳]، یک مبدل کاهنده-افزاینده با استفاده از شبکه شبه امپدانس است که نسبت تبدیل زیاد و چرخه کاری پایین‌تری نسبت به مبدل کاهنده-افزاینده مرسوم دارد که منجر به افزایش بازده می‌شود. اما تنظیم ولتاژ مناسب این مبدل و کنترل آن با توجه به شیب بالای منحنی بهره ولتاژ، سخت می‌باشد. در [۲۴]، یک مبدل کاهنده-افزاینده درجه ۲ طراحی شده است که المان‌های کمتری داشته و از جفت شبکه‌های L-C و دو سوئیچ تشکیل شده که به صورت همزمان روشن/خاموش می‌شوند. برای غلبه بر معایب فوق‌الذکر مبدل‌های کاهنده-افزاینده، این مقاله یک مبدل کاهنده-افزاینده شبه درجه ۲ بر مبنای مبدل ZETA ارائه کرده است که مزایایی همچون جریان ورودی/خروجی پیوسته و قطبیت مثبت ولتاژ خروجی دارد. مبدل پیشنهادی به دلیل داشتن بهره ولتاژ شبه درجه ۲، محدوده وسیعی از نسبت تبدیل را شامل می‌شود و کنترل

جهش^۱ بالای ولتاژ به دلیل اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور، حجم مداری بزرگ و هزینه ساخت زیاد دارند [۶]. راه حل‌هایی نظیر مهار^۲‌های فعال یا غیرفعال برای رفع مشکل جهش وجود دارد که آن نیز منجر به پیچیدگی مدار و کنترل آن می‌شود [۷]. در مقابل، مبدل‌های غیر ایزوله به دلیل ویژگی‌هایی نظیر ساختار ساده، حجم مداری کوچک و هزینه ساخت پایین، محبوبیت بیش‌تری دارند [۸]. در میان مبدل‌های غیر ایزوله، مبدل کاهنده-افزاینده می‌تواند در محدوده تبدیل ولتاژ گسترده عمل نموده و ولتاژ منبع ورودی را هم افزایش و هم کاهش دهد [۹]. مبدل‌های ZETA، CUK و SEPIC از انواع مبدل‌های کاهنده-افزاینده مرسوم می‌باشند [۱۰]. این مبدل‌ها علی‌رغم داشتن مزیت‌های ذکر شده، معایبی نظیر جریان ورودی ناپیوسته (مبدل‌های کاهنده-افزاینده مرسوم و ZETA)، قطبیت ولتاژ خروجی منفی (مبدل‌های کاهنده-افزاینده مرسوم و CUK)، تنش ولتاژ بالای سوئیچ‌ها و بازده پایینی دارند که منجر به محدودیت کاربردهای آن‌ها می‌شود [۱۱]. برای غلبه بر معایب مبدل‌های مرسوم، ساختارهای کاهنده-افزاینده بهبودیافته مختلفی در سال‌های اخیر ارائه شده است. در [۱۲]، [۱۳]، [۱۴] و [۱۵] مبدل‌های کاهنده-افزاینده‌ای ارائه شده‌اند که دارای جریان ورودی پیوسته و قطبیت مثبت ولتاژ خروجی هستند و برای کاربردهای صنعتی و انرژی‌های تجدیدپذیر مناسب می‌باشند. اما جریان خروجی آن‌ها پیوسته نیست. مبدل [۱۲] از نوع شبه درجه ۲ و بهره ولتاژ آن زیاد است؛ اما روش کنترلی این مبدل پیچیده و تعداد المان‌های آن نیز زیاد است. مبدل ارائه شده در [۱۳]، یک مبدل کاهنده-افزاینده بر پایه شبکه کلیدزنی شده فعال می‌باشد که بهره ولتاژ زیاد و تنش ولتاژ کم روی دیود و سوئیچ‌ها دارد. در [۱۴]، یک مبدل کاهنده-افزاینده تک سوئیچ بر پایه مبدل SEPIC ارائه شده که به دلیل تک سوئیچ بودن، به راحتی قابل کنترل است؛ اما با توجه به تعداد المان‌های زیاد آن، بهره ولتاژ این مبدل کم‌تر است. در مرجع [۱۵] مبدلی بر پایه SEPIC ارائه شده که تنش ولتاژ سوئیچ‌های آن کم می‌باشد.

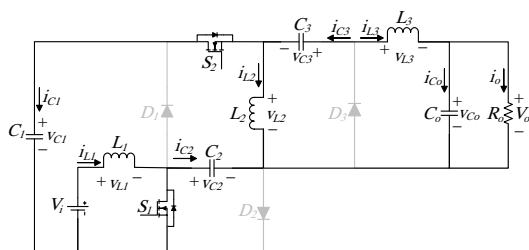
مبدل‌های کاهنده-افزاینده ارائه شده در [۱۶]، [۱۷] و [۱۸]، جریان‌های ورودی/خروجی پیوسته و قطبیت ولتاژ خروجی مثبت دارند. خانواده مبدل ارائه شده در [۱۶]، دارای نسبت تبدیل ولتاژ درجه ۲، تعداد المان‌های کم اما

² clamp¹spike

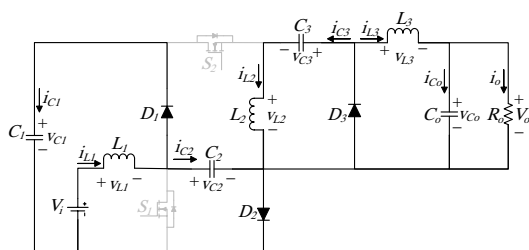
۱- المان‌های نیمه‌هادی مدار همچون سوئیچ‌ها و دیودها ایده‌آل در نظر گرفته شده‌اند.

۲- خازن‌ها برای ثابت نگهداشتن ولتاژ، به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شده‌اند.

۳- سلف ورودی به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفته شده است و از این رو، ریپل جریان آن نادیده گرفته شده است. مد عملکرد CCM شامل دو حالت به همراه شکل موج‌های آن‌ها در شکل (۳) نشان داده شده است که دارای پالس‌های گیت سوئیچ‌های قدرت ($V_{gS1,S2}$)، جریان سلف‌ها (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}) و ($i_{C1}, i_{C2}, i_{C3}, i_{C0}$) می‌باشد.



(الف)



(ب)

شکل ۲- حالت‌های عملیاتی مبدل پیشنهادی: (الف) مدار معادل در حالت اول (ب) مدار معادل در حالت دوم

نحوه تولید پالس‌های گیت سوئیچ‌های مبدل پیشنهادی در شکل (۴) نمایش داده شده است. مطابق شکل (۴)، اگر دامنه موج مرجع بزرگ‌تر از دامنه موج دندان‌اره‌ای باشد، پالسی به اندازه یک و اگر دامنه موج مرجع کوچک‌تر از دامنه موج دندان‌اره‌ای باشد، پالسی به اندازه صفر تولید می‌شود. با استفاده از دامنه موج مرجع می‌توان مقدار چرخه کاری را نیز تعیین کرد. حالت‌های عملیاتی نیز در ادامه تشریح شده‌اند.

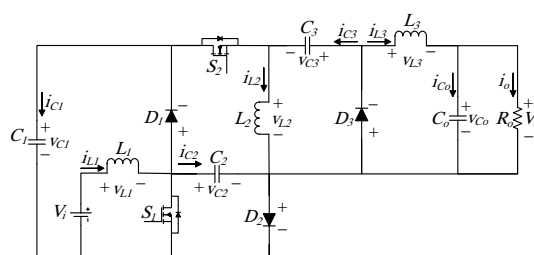
حالت اول $[t_0, t_1]$: سوئیچ‌های قدرت S_1 و S_2 روشن و دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 بایاس معکوس می‌باشند. مطابق با شکل (۲-الف)، سلف L_1 توسط منبع ورودی شارژ می‌شود و سلف L_2 نیز توسط خازن‌های C_1 و C_2 شارژ می‌شود.

آن نیز به علت عملکرد همزمان سوئیچ‌های قدرت، راحت می‌باشد. این مبدل، طراحی کنترل‌کننده ساده‌ای نیز دارد و به همراه ویژگی‌های فوق‌الذکر، برای کاربردهای انرژی‌های تجدیدپذیر مناسب می‌باشد.

در ادامه، ساختار مبدل پیشنهادی و روش‌های عملیاتی در دو حالت CCM و DCM در بخش ۲ ارائه شده است. طراحی پارامترها، محاسبات بهره ولتاژ واقعی و بازده با در نظر گرفتن اثر پارامترهای ناخواسته بر عملکرد مبدل نیز در بخش ۲ تشریح شده است. مقایسه بین مبدل پیشنهادی با سایر مبدل‌های مشابه در بخش ۳، مدل‌سازی سیگنال کوچک مبدل پیشنهادی در بخش ۴، نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی جهت تأیید تحلیل محاسباتی در بخش ۵ و در نهایت، نتیجه‌گیری نیز در بخش ۶ ارائه شده است.

۲- ساختار مبدل پیشنهادی و اصول عملکرد

مبدل کاهنده-افزاینده پیشنهادی در شکل (۱) نشان داده شده است. این مبدل شامل دو سوئیچ (S_1, S_2)، سه دیود (D_1, D_2, D_3)، سه سلف (L_1, L_2, L_3)، چهار خازن (C_1, C_2, C_3, C_4) و بار (R) برای دستیابی به بهره ولتاژ زیاد می‌باشد. سوئیچ‌های این مبدل به صورت همزمان روشن/خاموش می‌شوند. همانطور که در شکل (۱) مشاهده می‌شود، این مبدل، ویژگی زمین مشترک ندارد. بنابراین این ساختار قابلیت استفاده در سیستم‌های خورشیدی را ندارد. با این وجود این مبدل در موارد متعددی نظیر منابع تغذیه سوئیچینگ، باتری‌ها، وسایل الکترونیکی قابل حمل و خودروهای برقی می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد.



شکل ۱- مبدل کاهنده-افزاینده پیشنهادی

ناشی از حضور سلف‌های L_1 و L_3 در پورت‌های ورودی و خروجی مبدل پیشنهادی، جریان ورودی و خروجی، پیوسته می‌باشد. حالت‌های عملیاتی مبدل در مد هدایتی پیوسته (CCM) در شکل (۲) نشان داده شده است. برای سادگی تحلیل حالت پایدار، فرضیات زیر در نظر گرفته شده‌اند.

خازن C_1 از طریق دیود D_1 و خازن C_2 از طریق دیود D_2 توسط منبع ورودی و سلف L_1 شارژ می‌شوند. انرژی ذخیره شده در سلف L_2 ، خازن C_3 را از طریق دیود D_3 شارژ می‌کند. سلف L_3 نیز انرژی مورد نیاز خازن C_0 و بار خروجی R_0 را تأمین می‌کند. همچنین ولتاژ خازن‌های C_1 و C_2 با هم برابرند. ولتاژ سلف‌ها و جریان خازن‌ها در این حالت، به صورت روابط (۳) و (۴) می‌باشند.

۲-۱- تحلیل حالت پایدار

۲-۱-۱- تحلیل بهره ولتاژ

در این بخش، به منظور دستیابی به بهره ولتاژ حالت پایدار، از روش توازن ولت-ثانیه برای سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در یک دوره کلیدزنی استفاده می‌شود. مطابق توازن ولت-ثانیه، متوسط ولتاژ سلف در یک دوره کلیدزنی در شرایط پایدار باید صفر باشد.

$$\begin{cases} v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i - v_{C1} \\ v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{C3} \\ v_{L3} = L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = -V_o \\ v_{C1} = v_{C2} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{i_{L1}}{2} \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{i_{L1}}{2} \\ i_{C3} = C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} = i_{L2} \\ i_{C0} = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = i_{L3} - i_o \end{cases} \quad (4)$$

با اعمال توازن ولت-ثانیه روی سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در یک دوره تناوب، نتایج زیر حاصل می‌شود:

$$L_1: DV_i + (1-D)(V_i - v_{C1}) = 0 \quad (5)$$

$$L_2: D(v_{C1} + v_{C2}) + (1-D)(-v_{C3}) = 0 \quad (6)$$

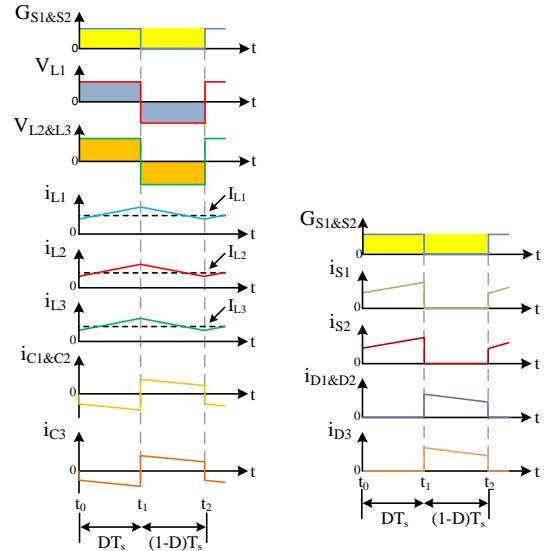
$$L_3: D(v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} - V_o) + (1-D)(-V_o) = 0 \quad (7)$$

با استفاده از روابط (۳) و (۵) داریم:

$$v_{C1} = v_{C2} = \frac{V_i}{(1-D)} \quad (8)$$

همچنین با استفاده از روابط (۶) و (۸) داریم:

$$v_{C3} = \frac{2DV_i}{(1-D)^2} \quad (9)$$

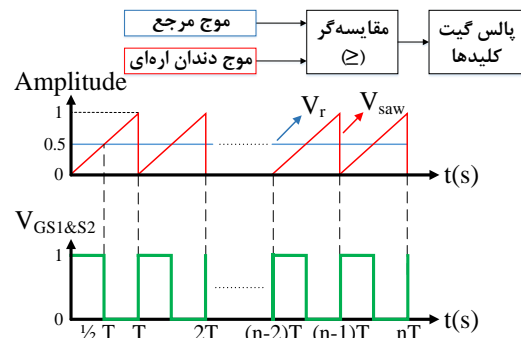


شکل ۳- شکل موج‌های کلیدی مبدل پیشنهادی

خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_0 نیز در سلف L_3 و بار R_0 شارژ می‌شوند. در این حالت، ولتاژ سلف‌ها و جریان خازن‌ها به صورت زیر می‌باشند.

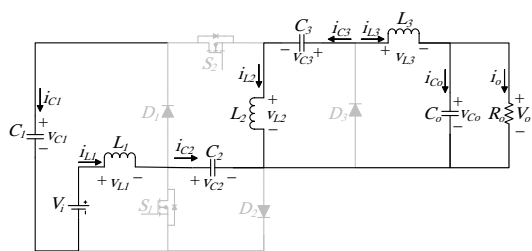
$$\begin{cases} v_{L1} = L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_i \\ v_{L2} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{C1} + v_{C2} \\ v_{L3} = L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} - V_o \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_{C1} = C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L2} - i_{L3} \\ i_{C2} = C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L2} - i_{L3} \\ i_{C3} = C_3 \frac{dv_{C3}}{dt} = -i_{L3} \\ i_{C0} = C_0 \frac{dv_{C0}}{dt} = i_{L3} - i_o \end{cases} \quad (2)$$

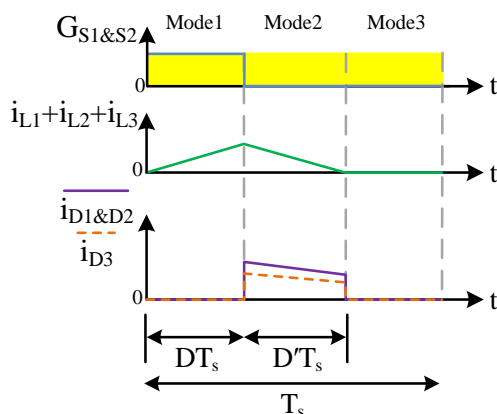


شکل ۴- نحوه تولید پالس‌های گیت سوئیچ‌های مبدل پیشنهادی

حالت دوم $[t_1, t_2]$: در این حالت S_1 و S_2 خاموش و D_1 ، D_2 و D_3 بایاس مستقیم هستند. مطابق با شکل (۲-ب)،

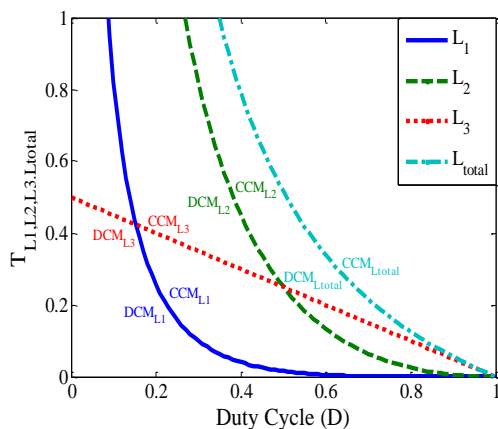


(الف)



(ب)

شکل ۵- حالت عملیاتی DCM: مدار معادل در حالت سوم DCM (ب) شکل موج‌های عملیاتی در DCM



شکل ۶- شرایط مرزی برای مبدل پیشنهادی

۲-۲- طراحی پارامترها

۱-۲-۲- طراحی سلف‌ها

در طول حالت روشن کلیدهای S_1 و S_2 ، جریان سلف‌ها به صورت خطی افزایش می‌یابد. ریپل جریان سلف مبدل پیشنهادی برابر با ۴۰٪ متوسط جریان آن فرض می‌شود. با استفاده از رابطه (۱) به همراه روابط ولتاژ خازن‌ها، محدوده سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 به صورت زیر می‌باشد.

با استفاده از روابط (۶) و (۷) داریم:

$$v_{C3} = V_o \quad (10)$$

با استفاده از روابط (۹) و (۱۰)، ولتاژ خروجی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$V_o = \frac{2DV_i}{(1-D)^2} \quad (11)$$

در نتیجه، رابطه بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی به صورت زیر بدست می‌آید:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2D}{(1-D)^2} \quad (12)$$

مبدل پیشنهادی به ازای $D > 0.276$ در حالت افزایشنده و به ازای $D < 0.276$ در حالت کاهنده عمل می‌کند.

۲-۱-۲- حالت عملیاتی DCM

در مد هدایتی گسسته (DCM) سه حالت وجود دارد. حالت اول و دوم در DCM همانند حالت اول و دوم مد CCM هستند. در حالت سوم، سوئیچ‌ها و دیودها همگی خاموش هستند. در این حالت، ولتاژ سلف‌ها برابر با صفر می‌شود. مدار معادل حالت سوم DCM در شکل (۵-الف) نشان داده شده است. شکل موج‌های حالت عملیاتی DCM نیز در شکل (۵-ب) نشان داده شده است. متوسط جریان سلف‌ها با متوسط جریان دیودها و متوسط جریان خروجی برابر است.

برای حالت عملیاتی CCM، مقدار متوسط جریان سلف‌ها باید بزرگ‌تر از نصف ریپل جریان سلف‌ها ($I_L > 1/2\Delta I_L$) باشد. به منظور دستیابی به یک سلف استاندارد، ثابت زمانی $\tau_{L1,2,3}$ به صورت $\tau_{L1,2,3} = L_{1,2,3}/R$ تعریف می‌شود. بنابراین، شرایط مرزی برای سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 به صورت رابطه (۱۳) می‌باشد.

بر اساس رابطه (۱۳)، ارتباط بین $\tau_L > \tau_{LB}$ و چرخه کاری D در شکل (۶) رسم شده است، بطوریکه اگر $\tau_L > \tau_{LB}$ مدار در CCM عمل می‌کند؛ در غیر این صورت، مدار در DCM عمل می‌کند.

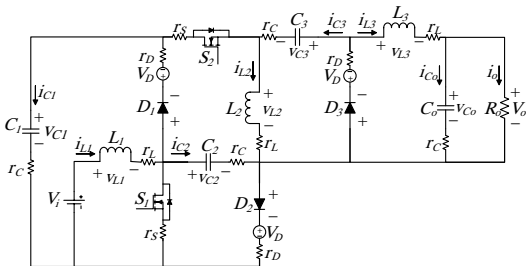
$$\begin{cases} \tau_{L1B} = \frac{(1-D)^4}{8D} \\ \tau_{L2B} = \frac{(1-D)^2}{2D} \\ \tau_{L3B} = \frac{1-D}{2} \\ \tau_{LtotalB} = \frac{(1-D)^4 + 4(1-D)^2 + 4D(1-D)}{8D} \end{cases} \quad (13)$$

۲-۴-۲- اثر پارامترهای ناخواسته

در این بخش، تأثیر پارامترهای ناخواسته بر روی ولتاژ خروجی و بازده تحلیل می‌شود. مدار مبدل پیشنهادی با در نظر گرفتن پارامترهای ناخواسته در شکل ۷ نشان داده شده است. مقاومت‌های سری معادل (ESR) سلف‌ها و خازن‌ها به ترتیب r_L و r_C هستند. مقاومت حالت روشن سوئیچ‌ها، r_D مقاومت داخلی دیودها و V_D نیز ولتاژ مستقیم دیودها می‌باشد.

۲-۴-۱- بهره ولتاژ واقعی

اصول عملکرد مبدل در شرایط واقعی مشابه با اصول عملکرد آن در حالت CCM با در نظر گرفتن المان‌های ناخواسته می‌باشد. المان‌های ناخواسته شامل مقاومت حالت روشن سوئیچ‌ها (r_S) برابر با $0.5/\Omega$ ، مقاومت حالت روشن دیودها (r_D) برابر با $0.15/\Omega$ ، ESR خازن‌ها و سلف‌ها (r_C , r_L) به ترتیب برابر با $0.2/\Omega$ و $0.5/\Omega$ و افت ولتاژ مستقیم (V_D) برابر با $0.6V$ می‌باشد. ولتاژ سلف‌ها در بازه زمانی DT_s به صورت روابط (۱۹) تا (۲۱) می‌باشد.



شکل ۷- مدار مبدل کاهنده-افزاینده پیشنهادی با پارامترهای ناخواسته

$$v_{L1} = V_i - r_L i_{L1} - r_S (i_{L1} + i_{L2} + i_{L3}) \quad (19)$$

$$v_{L2} = v_{C1} + v_{C2} - r_L i_{L2} - r_S (i_{L2} + i_{L3}) - r_C (i_{L2} + i_{L3}) - r_S (i_{L1} + i_{L2} + i_{L3}) - r_C (i_{L2} + i_{L3}) \quad (20)$$

$$v_{L3} = v_{C1} + v_{C2} + v_{C3} - (r_L + r_C) i_{L3} - V_o - r_S (i_{L2} + i_{L3}) - r_C (i_{L2} + i_{L3}) - r_S (i_{L1} + i_{L2} + i_{L3}) - r_C (i_{L2} + i_{L3}) \quad (21)$$

به طور مشابه، در بازه زمانی $(1-D)T_s$ ، ولتاژ سلف‌ها به صورت زیر نوشته می‌شود.

$$v_{L1} = V_i - v_{C1} - V_D - r_L i_{L1} - (r_C + r_D) \frac{i_{L1}}{2} \quad (22)$$

$$v_{L2} = -v_{C3} - V_D - (r_L + r_C) i_{L2} - r_D (i_{L2} + i_{L3}) \quad (23)$$

$$\begin{cases} L_1 \geq \frac{5(1-D)^4 V_o}{8Df_s I_o} \\ L_2 \geq \frac{5(1-D)^2 V_o}{2Df_s I_o} \\ L_3 \geq \frac{5(1-D)V_o}{2f_s I_o} \end{cases} \quad (14)$$

۲-۲-۲- طراحی خازن‌ها

برای طراحی مقدار خازن‌ها لازم است تا جریان خازن‌ها محاسبه شود. با اعمال توازن آمپر-ثانیه روی خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_o و با استفاده از روابط (۲) و (۴)، متوسط جریان سلف‌ها به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{2DI_o}{(1-D)^2} \\ I_{L2} = \frac{DI_o}{1-D} \\ I_{L3} = I_o \end{cases} \quad (15)$$

با در نظر گرفتن ریپل ولتاژ مجاز ۱٪ و با استفاده از رابطه (۴) به همراه روابط متوسط جریان سلف‌ها، محدوده خازن‌ها به صورت زیر بدست می‌آید.

$$\begin{cases} C_1 = C_2 \geq \frac{2D^2}{1\%(1-D)^2 R_o f_s} \\ C_3 \geq \frac{D}{1\% R_o f_s} \\ C_o \geq 0 \end{cases} \quad (16)$$

۲-۳- تنش ولتاژ/جریان سوئیچ‌های قدرت و دیودها

با توجه به شکل ۲ و استفاده از روابط (۸) و (۹)، تنش ولتاژ سوئیچ‌ها و دیودها به صورت زیر بدست می‌آید :

$$\begin{cases} V_{S1} = \frac{1}{1-D} V_i \\ V_{S2} = \frac{1+D}{(1-D)^2} V_i \\ V_{D1} = V_{D2} = \frac{1}{1-D} V_i \\ V_{D3} = \frac{2}{(1-D)^2} V_i \end{cases} \quad (17)$$

تنش جریان سوئیچ‌ها و دیودها نیز با توجه به شکل (۲) و استفاده از رابطه (۱۵)، به صورت زیر می‌باشد :

$$\begin{cases} I_{S1} = \frac{D(1+D)}{1-D} I_o \\ I_{S2} = \frac{D}{1-D} I_o \\ I_{D1} = I_{D2} = \frac{D}{1-D} I_o \\ I_{D3} = I_o \end{cases} \quad (18)$$

۲-۴-۲- بازده

در این بخش محاسبات بازده بر مبنای تلفات توان مبدل پیشنهادی تحلیل شده است. تلفات توان شامل تلفات توان سلف‌ها، خازن‌ها، سوئیچ‌ها و دیودها می‌باشد. تلفات ناشی از سوئیچ‌ها به دو بخش تلفات کلیدزنی و هدایتی تقسیم می‌شود که در زیر بیان شده است.

$$P_{Loss}^{Switch} = P_{Conduction}^{Switch} + P_{Switching}^{Switch} \quad (27)$$

که

$$\begin{cases} P_{Conduction}^{Switch} = R_{DS-on} I_{Switch,rms}^2 \\ P_{Switching}^{Switch} = \frac{1}{2} V_{DS-on} I_{Switch,avg} (t_r + t_f) f_s \end{cases} \quad (28)$$

که $I_{Switch,avg}$ متوسط جریان عبوری از سوئیچ، V_{DS} ولتاژ ایستای سوئیچ، (t_r, t_f) به ترتیب زمان خیز و زمان افت سوئیچ‌ها، f_s فرکانس کلیدزنی، R_{DS-on} مقاومت حالت روشن سوئیچ و در نهایت، $I_{Switch,rms}$ میانگین ریشه دوم (RMS) جریان عبوری از سوئیچ می‌باشد.

تلفات دیود مبدل مطابق رابطه زیر قابل بیان است.

$$P_{Loss}^{Diode} = r_D I_{D,rms}^2 + V_D I_{D,avg} \quad (29)$$

که r_D مقاومت داخلی دیود، $I_{D,rms}$ مقدار RMS جریان عبوری از دیود، V_D افت ولتاژ مستقیم دیود و $I_{D,avg}$ متوسط جریان عبوری از دیود می‌باشد.

مقاومت سیم‌پیچی r_L منجر به تلفات مسی سلف می‌شود که به صورت زیر محاسبه شده است.

$$P_{Loss}^{Inductor} = r_{L1} I_{L1,rms}^2 + r_{L2} I_{L2,rms}^2 + r_{L3} I_{L3,rms}^2 \quad (30)$$

که $I_{L1,rms}$ ، $I_{L2,rms}$ و $I_{L3,rms}$ مقدار RMS جریان سلف‌ها می‌باشد.

مقاومت ناخواسته r_C منجر به تلفات خازن می‌شود که در زیر محاسبه شده است.

$$P_{Loss}^{Capacitor} = r_{C1} I_{C1,rms}^2 + r_{C2} I_{C2,rms}^2 + r_{C3} I_{C3,rms}^2 + r_{Co} I_{Co,rms}^2 \quad (31)$$

که $I_{C1,rms}$ ، $I_{C2,rms}$ ، $I_{C3,rms}$ و $I_{Co,rms}$ مقدار موثر جریان خازن‌ها می‌باشد.

با جمع کردن تلفات فوق‌الذکر، تلفات کل به صورت زیر بیان می‌شود.

$$v_{L3} = -V_o - V_D - r_L i_{L3} - r_D (i_{L2} + i_{L3}) \quad (24)$$

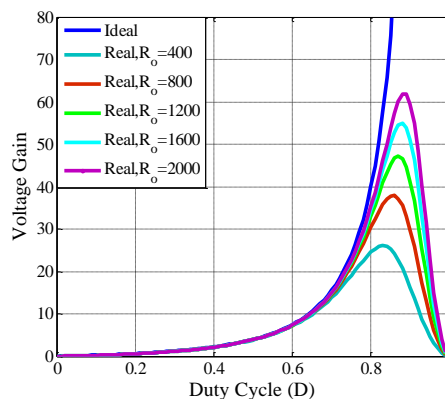
از روی رابطه (۱۵) و روابط (۱۹) تا (۲۴)، بهره ولتاژ واقعی به صورت زیر بدست می‌آید.

$$G_{real} = \frac{G_{ideal} - \frac{1-D^2}{(1-D)^2} \left(\frac{V_D}{V_i} \right)}{1 + \frac{1}{R_o} (M_1 + M_2 + M_3 + M_4)} \quad (25)$$

که در آن

$$\begin{cases} M_1 = \frac{2D^3 + 2D}{(1-D)^4} r_s \\ M_2 = \frac{2D^4 - 6D^3 + 11D^2 - 4D + 1}{(1-D)^4} r_L \\ M_3 = \frac{D^3 - 2D^2 + 3D}{(1-D)^3} r_C \\ M_4 = \frac{3D^2 - 2D + 1}{(1-D)^3} r_D \end{cases} \quad (26)$$

نمودارهای بهره ولتاژ واقعی و بهره ولتاژ ایده‌آل مبدل پیشنهادی بر حسب چرخه کاری در شکل (۸) ارائه شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، بهره ولتاژ ایده‌آل با افزایش چرخه کاری از صفر تا ۱، به بی‌نهایت میل می‌کند. بهره ولتاژ واقعی در شکل (۸) در بارهای مختلف نمایش داده شده است. همچنین، بهره ولتاژ واقعی و ایده‌آل تقریباً تا چرخه کاری ۶۵ درصد یکسان می‌باشند. این نکته برای مبدل پیشنهادی بسیار حائز اهمیت است. زیرا در عمل از مبدل‌های کاهنده-افزاینده در حالت افزایشی تا بهره‌های حدود ۱۰ استفاده می‌شود و بهره‌های بالاتر عملاً مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. هر چه عملکرد واقعی مبدل با حالت ایده‌آل آن نزدیک‌تر باشد، به مفهوم تلفات کم‌تر، بازده بالاتر و کارایی بهتر مبدل می‌باشد.

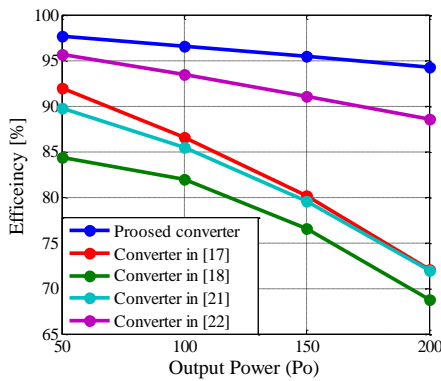


شکل ۸- مقایسه بین بهره ولتاژ ایده‌آل و واقعی مبدل پیشنهادی

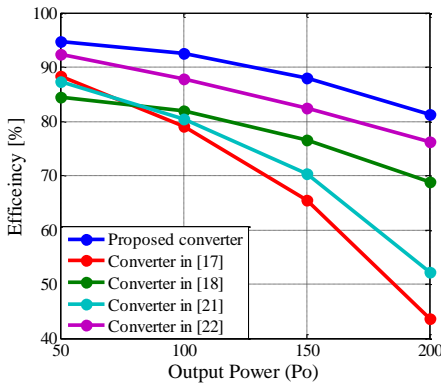
همانطور که در جدول ۱ مشاهده می‌شود، برای مقایسه تلاش شده مبدل‌هایی انتخاب شوند که از حیث تعداد کل المان‌ها و سوئیچ‌ها نزدیکی بیشتری با مبدل پیشنهادی داشته باشند تا مقایسه عادلانه‌ای انجام پذیرد.

۳-۱- تعداد المان‌ها

به منظور مقایسه عملکرد مبدل پیشنهادی با مبدل‌های مشابه، مبدل‌های ارائه شده در مراجع [۱۷]، [۱۸]، [۲۱]، [۲۲] و [۲۴] جهت مقایسه انتخاب و بررسی شده‌اند. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی علی‌رغم برابر بودن تعداد المان‌های آن با مبدل‌های [۱۸] و [۲۱]، زیاده‌تر از آن‌ها می‌باشد. همچنین، تعداد المان‌های مبدل‌های [۱۷]، [۲۲] و [۲۴] کم‌تر از تعداد المان‌های مبدل پیشنهادی است، اما بهره ولتاژ کم‌تری نسبت به مبدل پیشنهادی دارند.

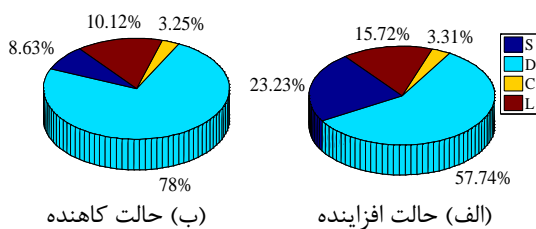


الف) حالت افزایشده



ب) حالت کاهشده

شکل ۱۰- مقایسه بازده مبدل پیشنهادی با دیگر مبدل‌ها



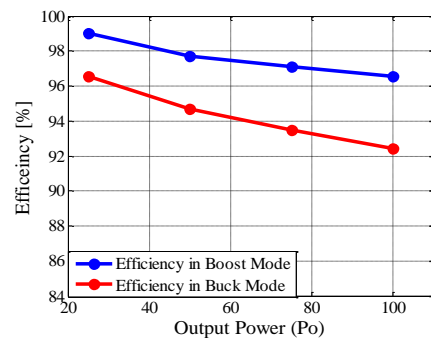
شکل ۱۱- نمودار دایره‌ای تلفات توان

$$P_{Loss}^{Total} = \sum (P_{Loss}^{Switch} + P_{Loss}^{Diode} + P_{Loss}^{Inductor} + P_{Loss}^{Capacitor}) \quad (32)$$

در نهایت، بازده مبدل به صورت زیر بیان می‌شود.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{Loss}^{Total}} \times 100\% \quad (33)$$

شکل (۹) نمودار بازده مبدل پیشنهادی را بر حسب توان خروجی در بازه‌های مشخص شده در دو حالت افزایشده و کاهشده نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، بازده در حالت افزایشده تقریباً ۹۷ درصد می‌باشد. همچنین، بازده در حالت کاهشده بیش‌تر از ۹۲ درصد است.



شکل ۹- بازده بر حسب توان خروجی (حالت‌های افزایشده و کاهشده)

شکل (۱۰) مقایسه بین بازده مبدل پیشنهادی با چند مبدل دیگر را بر حسب توان خروجی در بازه‌های مشخص شده به ازای شرایط یکسان نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، بازده مبدل پیشنهادی به ازای توان‌های یکسان، از بازده سایر مبدل‌های مقایسه‌ای بیش‌تر است.

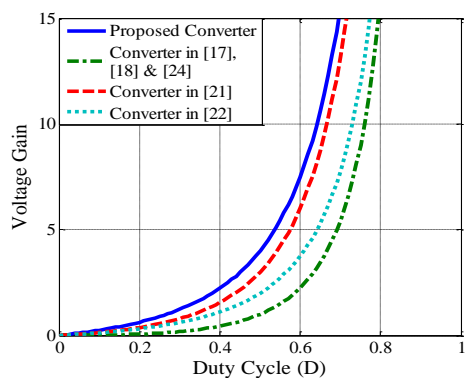
نمودار دایره‌ای توزیع تلفات در دو حالت افزایشده و کاهشده در شکل (۱۱) نشان داده شده است. جریان ورودی در حالت افزایشده بالاتر از جریان خروجی است، در حالی که جریان ورودی در حالت کاهشده پایین‌تر از جریان خروجی است. بنابراین، بازده در حالت کاهشده کمتر از بازده در حالت افزایشده می‌باشد. در نتیجه تلفات در حالت کاهشده بیش‌تر از حالت افزایشده است. تلفات توان سوئیچ‌ها، دیودها، خازن‌ها و سلف‌ها با در نظر گرفتن روابط (۲۷) تا (۳۱) به دست آمده است.

۳- تحلیل مقایسه‌ای مبدل پیشنهادی

به منظور بررسی قابلیت‌های مبدل پیشنهادی، این مبدل از نظر تعداد المان‌ها، بهره ولتاژ و تنش ولتاژ/جریان سوئیچ‌ها و دیودها با دیگر مبدل‌های مشابه مقایسه شده است.

جدول ۱- مقایسه مشخصات توپولوژی

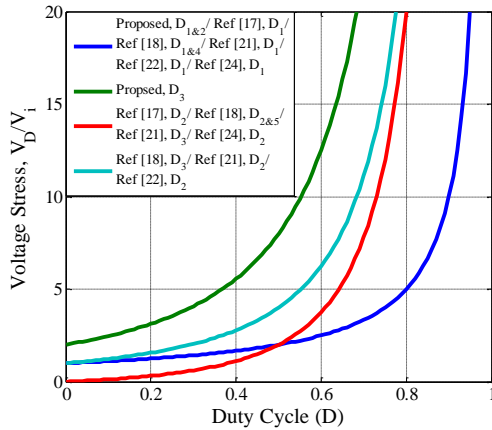
پیشنهادی	مرجع [۲۴]	مرجع [۲۲]	مرجع [۲۱]	مرجع [۱۸]	مرجع [۱۷]	
۲	۲	۲	۲	۱	۲	سوئیچ‌ها
۳	۲	۲	۳	۵	۲	دیودها
۴	۲	۳	۴	۳	۳	خازن‌ها
۳	۲	۳	۳	۳	۳	سلف‌ها
۱۲	۸	۱۰	۱۲	۱۲	۱۰	کل المان‌ها
$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{(1+D)}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)^2} \right $	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)^2} \right $	تنش ولتاژ سوئیچ‌ها (V_s/V_i)
$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{(1-D)} \frac{2}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{1}{(1-D)^2} \frac{D}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)^2} \frac{1}{(1-D)^2} \frac{1}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{1}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)^2} \right $	تنش ولتاژ دیودها (V_D/V_i)
$\left \frac{D(1+D)}{(1-D)^2} \frac{D}{(1-D)} \right $	$\left \frac{D^3}{(1-D)^4} \frac{D^2}{(1-D)^3} \right $	$\left \frac{D}{(1-D)^2} \frac{D}{(1-D)} \right $	$\left \frac{1+D}{(1-D)^2} \frac{1+D}{(1-D)} \right $	$\left \frac{D^3 - D^2 + D}{(1-D)^2} \right $	$\left \frac{D^2}{(1-D)^2} \frac{D}{(1-D)} \right $	تنش جریان سوئیچ‌ها (I_s/I_o)
$\left \frac{D}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)} \frac{1}{1} \right $	$\left \frac{D^3}{(1-D)^4} \frac{D^2}{(1-D)^3} \right $	$\left \frac{D}{(1-D)} \frac{1}{1} \right $	$\left \frac{(1+D)}{(1-D)^2} \frac{D}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)} \right $	$\left \frac{D^2}{(1-D)} \frac{D^3}{(1-D)^2} \frac{D}{(1-D)} \frac{D}{(1-D)} \right $	$\left \frac{D}{(1-D)} \frac{1}{1} \right $	تنش جریان دیودها (I_D/I_o)
$\frac{2D}{(1-D)^2}$	$\frac{D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$\frac{D(1+D)}{(1-D)^2}$	$\frac{D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{D^2}{(1-D)^2}$	بهره ولتاژ
بله	خیر	بله	خیر	بله	بله	جریان ورودی پیوسته



شکل ۱۲- مقایسه بهره ولتاژ مبدل‌ها بر حسب چرخه کاری

۳-۲- مقایسه بهره ولتاژ

به منظور مقایسه بهتر، بهره ولتاژ مبدل‌های مقایسه‌ای بر حسب چرخه کاری D در شکل (۱۲) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی به ازای مقادیر مختلف چرخه کاری زیادتر از سایر مبدل‌ها است. در این شکل بهره ولتاژ مبدل‌های [۱۷]، [۱۸] و [۲۴] یکسان می‌باشند. مبدل‌های [۱۸] و [۲۱] با وجود اینکه تعداد المان‌های یکسانی با مبدل پیشنهادی دارند، اما بهره ولتاژ آنها کم‌تر از مبدل پیشنهادی است.



شکل ۱۴- مقایسه تنش ولتاژ دیودها

دیود D_2 مبدل [۲۴] در چرخه کاری کم‌تر از ۵۰٪، از سایر مبدل‌ها کم‌تر است، اما باید این را نیز در نظر گرفت که بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بهتر از سایر مبدل‌ها می‌باشد. تنش ولتاژ دیود D_1 و D_2 مبدل پیشنهادی در چرخه کاری بیش‌تر از ۵۰٪، کم‌تر یا برابر با تنش ولتاژ دیودهای سایر مبدل‌ها است.

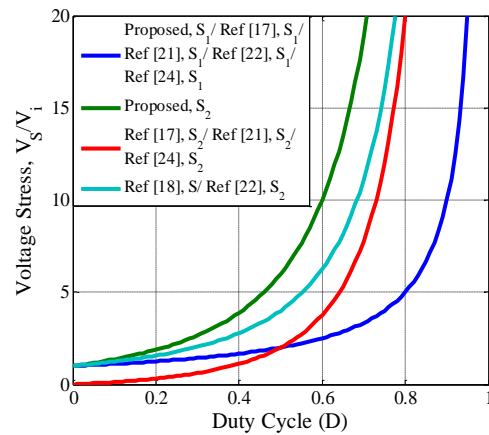
۳-۴- مقایسه تنش جریان ادوات نیمه‌هادی

تنش جریان سوئیچ‌های مبدل پیشنهادی و مبدل‌های مورد مقایسه در شکل (۱۵) نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، تنش جریان سوئیچ S_2 مبدل پیشنهادی و سوئیچ S_2 مبدل‌های [۱۷] و [۲۲] با هم برابر هستند. همچنین، تنش جریان دیگر سوئیچ مبدل پیشنهادی و سایر سوئیچ‌های مبدل‌های مورد مقایسه، متفاوت می‌باشند. بر اساس شکل (۱۵)، تنش جریان سوئیچ S_2 مبدل پیشنهادی و سوئیچ S_2 مبدل‌های [۱۷] و [۲۲] بهتر از تنش جریان سایر مبدل‌ها می‌باشند. تنش جریان سوئیچ S_1 مبدل پیشنهادی از تنش جریان برخی مراجع بیش‌تر و از برخی دیگر کم‌تر است. با توجه به ضریب بهره بالاتر مبدل پیشنهادی نسبت به ساختارهای مقایسه شده و اینکه S_1 جریان ورودی را در هنگام هدایت از خود عبور می‌دهد، لذا تنش جریان زیاد در آن منطقی است. به عبارت دیگر، با توجه به ضریب بهره زیاد مبدل پیشنهادی در حالت بوست، به همان نسبت که ولتاژ در خروجی افزایش می‌یابد، جریان ورودی نیز افزایش می‌یابد تا تعادل توان در ورودی و خروجی برقرار باشد. بنابراین ضریب ولتاژ خروجی بیشتر متناظر با جریان ورودی بیشتر در حالت افزایشده است. با این وجود سوئیچ S_1 نسبت به برخی ساختارها تنش جریان کم‌تری دارد.

۳-۳- مقایسه تنش ولتاژ ادوات نیمه‌هادی

ارتباط بین تنش ولتاژ روی سوئیچ‌ها و چرخه کاری در شکل (۱۳) نشان داده شده است. تنش ولتاژ سوئیچ S_1 مبدل پیشنهادی با تنش ولتاژ سوئیچ S_1 مبدل‌های [۱۷]، [۲۱]، [۲۲] و [۲۴] یکسان می‌باشد. همچنین، تنش ولتاژ سوئیچ S_2 مبدل‌های [۱۷]، [۲۱] و [۲۴] با هم برابر بوده و تنش ولتاژ سوئیچ S مبدل [۱۸] با تنش ولتاژ سوئیچ S_2 مبدل [۲۲] برابر می‌باشد. با توجه به مقایسه بهره ولتاژ مبدل‌ها در شکل (۱۲)، علی‌رغم اینکه سوئیچ S_2 مبدل پیشنهادی تنش ولتاژ زیادی دارد و تنش ولتاژ سوئیچ S_2 مبدل‌های [۱۷]، [۲۱] و [۲۴] در چرخه کاری کم‌تر از ۵۰٪ بهتر از مبدل پیشنهادی و سایر مبدل‌ها می‌باشد، اما بهره ولتاژ این مبدل و سایر مبدل‌ها نسبت به مبدل پیشنهادی کم‌تر است. تنش ولتاژ سوئیچ S_1 مبدل پیشنهادی در چرخه کاری بزرگ‌تر از ۵۰٪، کم‌تر یا برابر با تنش ولتاژ تمامی دیگر سوئیچ‌ها می‌باشد.

ارتباط بین تنش ولتاژ دیودها و چرخه کاری نیز در شکل (۱۴) نشان داده شده است. مطابق این شکل، تنش ولتاژ دیودهای D_1 و D_2 مبدل پیشنهادی با تنش ولتاژ دیود D_1 در مبدل [۱۷]، دیودهای D_1 و D_4 در مبدل [۱۸] و دیود D_1 مبدل‌های [۲۱]، [۲۲] و [۲۴] برابر است. همچنین، تنش ولتاژ دیود D_2 مبدل [۱۷]، دیودهای D_2 و D_5 مبدل [۱۸]، دیود D_3 مبدل [۲۱] و دیود D_2 مبدل [۲۴] با هم یکسان هستند. تنش ولتاژ دیود D_3 مبدل [۱۸] نیز با تنش ولتاژ دیود D_2 مبدل [۲۱] و دیود D_2 مبدل [۲۲] برابر می‌باشد. علی‌رغم اینکه تنش ولتاژ دیود D_3 مبدل پیشنهادی زیاد بوده و تنش ولتاژ دیود D_2 مبدل [۱۷]، دیودهای D_2 و D_5 مبدل [۱۸]، دیود D_3 مبدل [۲۱] و



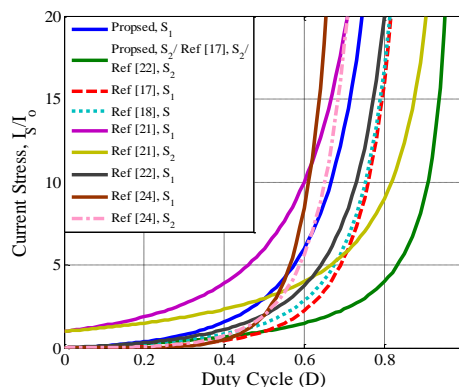
شکل ۱۳- مقایسه تنش ولتاژ سوئیچ‌های مبدل‌ها

جریان دیوده‌های D_1 و D_2 مبدل پیشنهادی با دیود D_1 مبدل [۱۷]، دیوده‌های D_1 و D_3 مبدل [۲۱] و دیود D_1 مبدل [۲۲] یکسان می‌باشند. همچنین، تنش جریان دیود D_3 مبدل پیشنهادی با دیود D_2 مبدل [۱۷] و دیود D_2 مبدل [۲۲] برابر هستند. تنش جریان دیوده‌های D_3 و D_4 مبدل [۱۸] نیز با هم برابرند. همانطور که مشاهده می‌شود، تنش جریان دیوده‌های مبدل پیشنهادی در مقایسه با سایر مبدل‌های ذکر شده، در محدوده قابل قبولی قرار دارد.

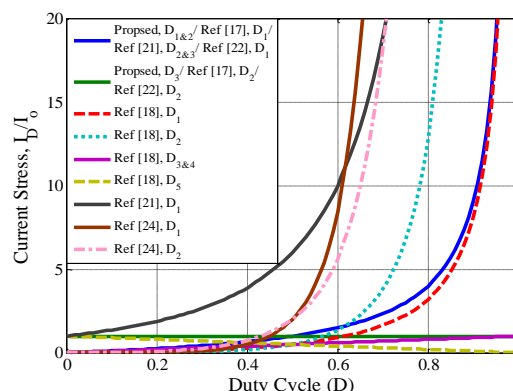
۴- مدل سیگنال کوچک مبدل پیشنهادی

مدل‌سازی سیگنال کوچک مبدل پیشنهادی در این بخش بررسی شده است. ذکر این نکته ضروری است که غالب ساختارهای مشابه به صورت حلقه بسته، طراحی و به صورت حلقه باز، پیاده‌سازی می‌شوند. مطابق روش سیگنال کوچک، متغیرهای حالت شامل جریان سلف‌ها $i_{L1}(t)$ ، $i_{L2}(t)$ و $i_{L3}(t)$ ، ولتاژ خازن‌ها $v_{C1}(t)$ ، $v_{C2}(t)$ و $v_{C3}(t)$ و $v_{Co}(t)$ ، چرخه کاری $d(t)$ و ولتاژ ورودی $v_i(t)$ شامل دو مؤلفه مقدار DC (X) و اختلالات (\hat{x}) می‌باشند. بنابراین برای مبدل پیشنهادی، معادلات رابطه (۳۴) را خواهیم داشت.

با جایگذاری معادله (۳۴) در معادلات (۱) تا (۴)، معادلات حالت سیگنال کوچک به صورت رابطه (۳۵) بدست می‌آیند.



شکل ۱۵- مقایسه تنش جریان سوئیچ‌های مبدل‌ها



شکل ۱۶- مقایسه تنش جریان دیودها

در شکل (۱۶)، تنش جریان دیوده‌های مبدل پیشنهادی و مبدل‌های فوق‌الذکر مقایسه شده‌اند. در این مقایسه، تنش

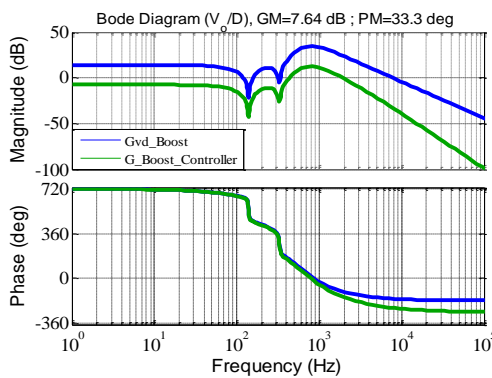
$$\begin{cases} i_{L1}(t) = I_{L1} + \hat{i}_{L1}(t), & i_{L2}(t) = I_{L2} + \hat{i}_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) = I_{L3} + \hat{i}_{L3}(t) \\ v_{C1}(t) = V_{C1} + \hat{v}_{C1}(t), & v_{C2}(t) = V_{C2} + \hat{v}_{C2}(t) \\ v_{C3}(t) = V_{C3} + \hat{v}_{C3}(t), & v_{Co}(t) = V_{Co} + \hat{v}_{Co}(t) \\ d(t) = D + \hat{d}(t) \\ v_i(t) = V_i + \hat{v}_i(t) \end{cases} \quad \text{with} \quad \begin{cases} \hat{i}_{L1}(t) \ll I_{L1}, & \hat{i}_{L2}(t) \ll I_{L2} \\ \hat{i}_{L3}(t) \ll I_{L3} \\ \hat{v}_{C1}(t) \ll V_{C1}, & \hat{v}_{C2}(t) \ll V_{C2} \\ \hat{v}_{C3}(t) \ll V_{C3}, & \hat{v}_{Co}(t) \ll V_{Co} \\ \hat{d}(t) \ll D \\ \hat{v}_i(t) \ll V_i \end{cases} \quad (34)$$

$$\begin{cases} L_1 \frac{d\hat{i}_{L1}(t)}{dt} = -(1-D)\hat{v}_{C1}(t) + \frac{V_i}{1-D}\hat{d}(t) + \hat{v}_i(t) \\ L_2 \frac{d\hat{i}_{L2}(t)}{dt} = D\hat{v}_{C1}(t) + D\hat{v}_{C2}(t) - (1-D)\hat{v}_{C3}(t) + \frac{2V_i}{(1-D)^2}\hat{d}(t) \\ L_3 \frac{d\hat{i}_{L3}(t)}{dt} = D\hat{v}_{C1}(t) + D\hat{v}_{C2}(t) + D\hat{v}_{C3}(t) - \hat{v}_{Co}(t) + \frac{2V_i}{(1-D)^2}\hat{d}(t) \\ C_1 \frac{d\hat{v}_{C1}(t)}{dt} = \frac{1-D}{2}\hat{i}_{L1}(t) - D\hat{i}_{L2}(t) - D\hat{i}_{L3}(t) - \frac{2DV_i}{R_o(1-D)^4}\hat{d}(t) \\ C_2 \frac{d\hat{v}_{C2}(t)}{dt} = \frac{1-D}{2}\hat{i}_{L1}(t) - D\hat{i}_{L2}(t) - D\hat{i}_{L3}(t) - \frac{2DV_i}{R_o(1-D)^4}\hat{d}(t) \\ C_3 \frac{d\hat{v}_{C3}(t)}{dt} = (1-D)\hat{i}_{L2}(t) - D\hat{i}_{L3}(t) - \frac{2DV_i}{R_o(1-D)^3}\hat{d}(t) \\ C_o \frac{d\hat{v}_{Co}(t)}{dt} = \hat{i}_{L3}(t) - \frac{1}{R_o}\hat{v}_{Co}(t) \end{cases} \quad (35)$$

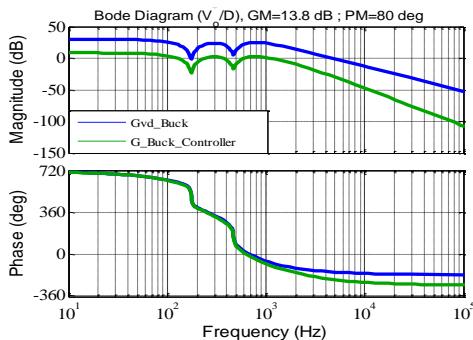
$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (36)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -\left(\frac{1-D}{L_1}\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{D}{L_2} & -\left(\frac{1-D}{L_2}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{D}{L_3} & \frac{D}{L_3} & \frac{D}{L_3} & -\frac{1}{L_3} \\ \frac{1-D}{2C_1} & -\frac{D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{2C_2} & -\frac{D}{C_2} & -\frac{D}{C_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{C_3} & -\frac{D}{C_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix} \quad (37)$$

حالت بدون جبران‌ساز مقادیر حد بهره (GM) و حد فاز (PM) در محدوده مناسب کنترلی نیستند. بنابراین، سیستم تحت مطالعه با ورود اغتشاش تغییر چرخه کاری پایداری مناسبی ندارد. با استفاده از SISOTOOL نرم‌افزار MATLAB و در نظر گرفتن محدوده مناسب حد بهره (حداقل ۵ دسی‌بل) و حد فاز (بین ۳۰ تا ۸۰ درجه)، کنترل‌کننده مناسب به صورت رابطه (۴۳) بدست می‌آید.



شکل ۱۷- الف) حالت افزایشنده



شکل ۱۷- ب) حالت کاهنده

شکل ۱۷- دیاگرام بود $G_{vd(s)}$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_i}{L_1(1-D)} \\ \frac{2V_i}{L_2(1-D)^2} \\ \frac{2V_i}{L_3(1-D)^2} \\ -\frac{2DV_i}{R_o C_1(1-D)^4} \\ -\frac{2DV_i}{R_o C_2(1-D)^4} \\ -\frac{2DV_i}{R_o C_3(1-D)^3} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$C = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (39)$$

$$D = [0] \quad (40)$$

ماتریس‌های A ، B ، C و D از طریق ساده‌سازی معادله (۳۵) و مقایسه آن با رابطه (۳۶)، به صورت روابط (۳۷) تا (۴۰) بدست می‌آیند.

با انجام تبدیل لاپلاس روی رابطه (۳۵)، توابع تبدیل کنترل به خروجی حالات افزایشنده و کاهنده به صورت روابط (۴۱) و (۴۲) بدست می‌آید.

دیاگرام بود بر اساس محاسبات نظری بدون جبران‌ساز و با اضافه کردن جبران‌ساز در شکل (۱۷) نشان داده شده است. شکل (۱۷-الف) دیاگرام بود را برای حالت افزایشنده به ازای چرخه کاری $D=0.5$ و بار $R=97/82$ ارائه کرده است. همچنین، شکل (۱۷-ب) دیاگرام بود را برای حالت کاهنده به ازای $D=0.2$ و بار $R=3/15$ ترسیم کرده است. از روی شکل مشخص است که هر دو حالت افزایشنده و کاهنده در

$$G_{vd-boost}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{2.424e9s^4 - 2.629e11s^3 + 1.217e16s^2 - 3.627e17s + 7.826e21}{s^6 + 15000s^5 + 1.147e8s^4 + 5.224e11s^3 + 1.443e15s^2 + 2.247e18s + 1.517e21} \quad (41)$$

$$G_{vd-boost}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{9.47e8s^4 - 2.163e11s^3 + 9.413e15s^2 - 5.798e17s + 1.002e22}{s^6 + 12604s^5 + 7.36e7s^4 + 2.537e11s^3 + 5.257e14s^2 + 6.084e17s + 3.044e20} \quad (42)$$

کوچک بین نتایج محاسباتی و شبیه‌سازی قابل چشم‌پوشی است.

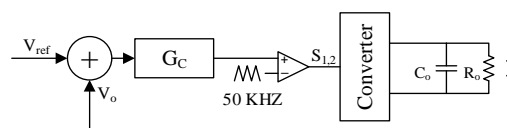
جدول ۲- پارامترهای مبدل پیشنهادی

پارامترها	حالت افزایشده	حالت کاهنده
ولتاژ ورودی	۲۰V	۲۰V
ولتاژ خروجی (ایده‌آل)	۸۰V	۱۲/۵V
ولتاژ خروجی (واقعی)	۷۵/۸۴V	۱۰/۲V
توان خروجی	۶۰W	۴۰W
فرکانس کلیدزنی	۵۰KHz	۵۰KHz
بار خروجی	Ω ۸۶/۹۵	Ω ۱۶/۳
چرخه کاری	۰/۵	۰/۲
ماسفت (S ₁ , S ₂)	IRFP260N	IRFP260N
دیود (D ₁)	MBR20150CT	MBR20150CT
دیود (D ₂)	MBR20150CT	MBR20150CT
دیود (D ₃)	MUR1660CT	MUR1660CT
سلف L ₁	۲۰۰μH	۲۰۰μH
سلف L ₂	۲mH	۲mH
سلف L ₃	۲mH	۲mH
خازن C ₁	۲۲۰μF	۲۲۰μF
خازن C ₂	۲۲۰μF	۲۲۰μF
خازن C ₃	۳۳۰μF	۳۳۰μF
خازن C _o	۳۳μF	۳۳μF

ولتاژ و جریان خروجی، جریان سلف‌ها، ولتاژ خازن‌ها، ولتاژ دیودها، ولتاژ سوئیچ‌ها و سیگنال‌های گیت سوئیچ‌ها در شکل (۱۹) نمایش داده شده‌اند. ولتاژ ورودی مبدل در حالت افزایشده با در نظر گرفتن چرخه کاری ۵۰ درصد، از ۲۰V به ۷۵/۸۴V با قطبیت مثبت تغییر می‌کند که این مقدار ولتاژ در حالت ایده‌آل و بر اساس محاسبات نظری، برابر با ۸۰V می‌باشد. جریان خروجی مبدل نیز در حالت افزایشده تقریباً برابر با ۰/۷۹A می‌باشد و نزدیک به مقدار جریان خروجی ایده‌آل برابر با ۰/۸۳A می‌باشد. شایان ذکر

$$G_C = \frac{K}{(s + a)} \quad (43)$$

در رابطه (۴۳)، کنترل‌کننده پیشنهادی شامل یک قطب حقیقی (a=۱۴۰۰۰) و یک ضریب برابر با ۱۱۴۸ می‌باشد. نمودار بود با حضور جبرانساز در هر دو حالت افزایشده و کاهنده در شکل ۱۷ نمایش داده شده است. با به‌کارگیری کنترل‌کننده، GM و PM در حالت افزایشده به ترتیب برابر با ۷/۶۴ دسی‌بل و ۳۳/۳ درجه می‌باشد. همچنین، GM و PM حالت کاهنده به ترتیب برابر با ۱۳/۸ دسی‌بل و ۸۰ درجه است. بنابراین، سیستم تحت مطالعه پایداری مطلوبی در مقابل اغتشاش تغییر چرخه کاری دارد. شکل (۱۸) بلوک دیاگرام کنترل مبدل پیشنهادی را با در نظر گرفتن حد بهره و حد فاز مطلوب نشان می‌دهد.



شکل ۱۸- بلوک دیاگرام سیستم کنترل برای مبدل پیشنهادی

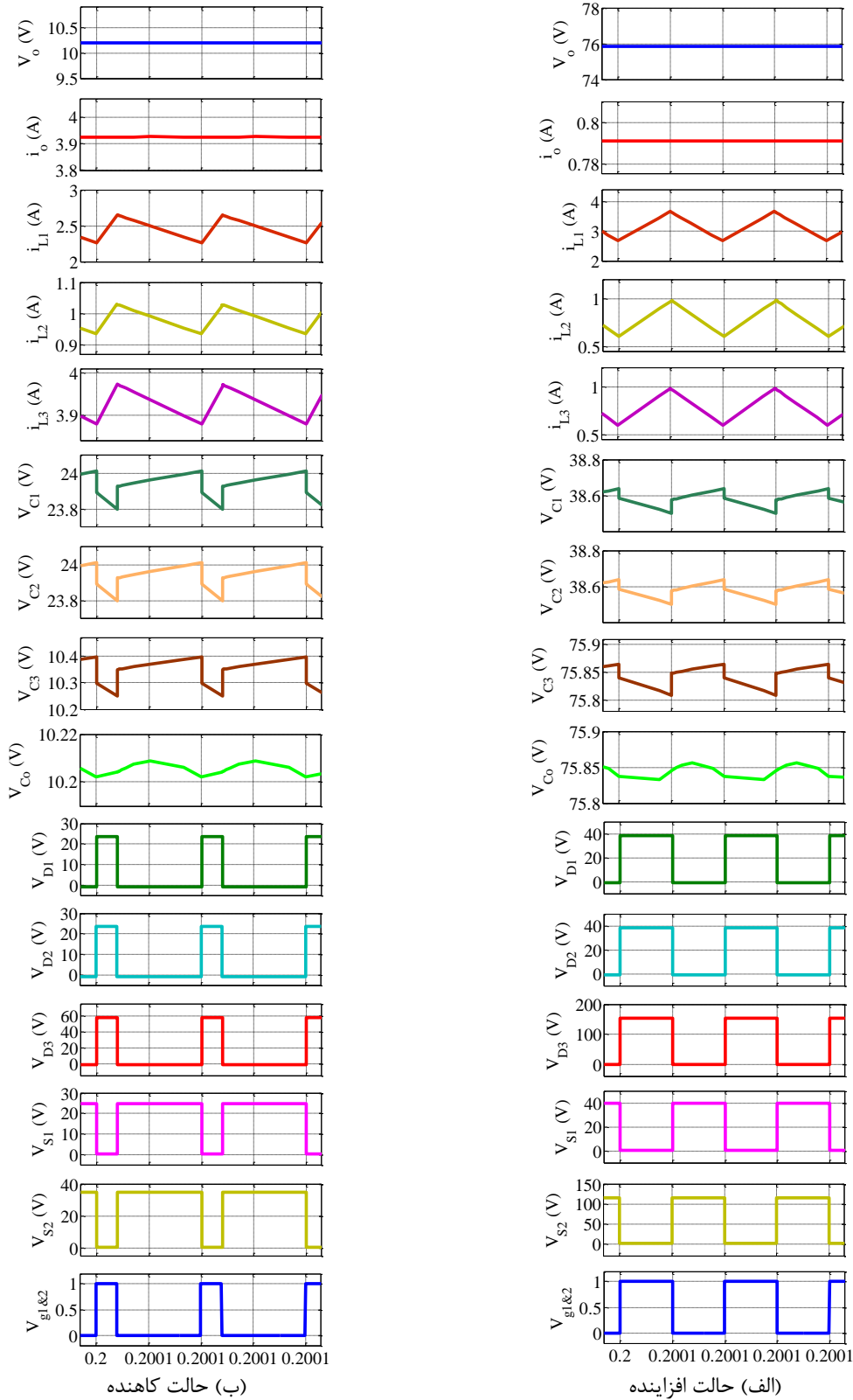
۵- نتایج شبیه‌سازی و آزمایشگاهی

۵-۱- نتایج شبیه‌سازی

برای تأیید عملکرد مبدل کاهنده-افزاینده پیشنهادی، شبیه‌سازی در محیط سیمولینک متلب با پارامترهای جدول ۲ انجام شده است. تحلیل شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی در دو حالت افزایشده و کاهنده در حالت CCM انجام شده است و نتایج برای هر دو حالت در شکل (۱۹) ارائه شده است. جدول ۲ پارامترهای شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، توان خروجی آزمایشی برای حالت‌های افزایشده و کاهنده به ترتیب برابر با ۶۰W و ۴۰W می‌باشد. همچنین، سوئیچ‌های قدرت به صورت همزمان در چرخه کاری ۵۰ درصد برای حالت افزایشده و ۲۰ درصد برای حالت کاهنده کنترل می‌شوند. قابل ذکر است که نتایج بدست آمده در شرایط واقعی، با در نظر گرفتن المان‌های ناخواسته می‌باشد. بنابراین، تفاوت

ناخواسته کمتر در مبدل استفاده شود، این اختلاف کمتر خواهد شد.

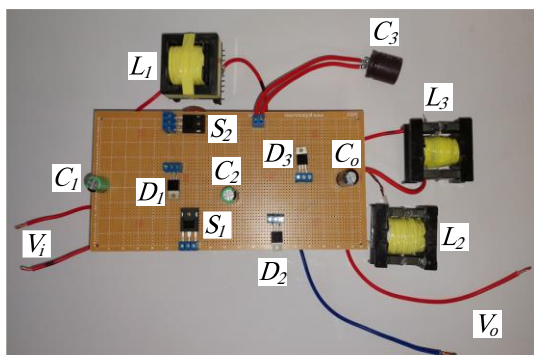
است اختلاف ۵ درصدی بین نتایج شرایط واقعی و شرایط ایده آل امری متداول است و هرچه المانها با مقادیر



شکل ۱۹- شکل موجهای نتایج شبیه سازی مبدل پیشنهادی در دو حالت افزایشده و کاهشده

محیط آزمایشگاهی در دو حالت افزایشنده و کاهنده نشان داده شده است. در شکل (۲۱) نتایج برای حالت افزایشنده در چرخه کاری ۵۰ درصد ارائه شده است. شکل (۲۲) حالت کاهنده را برای برخی شکل موج‌های مبدل در چرخه کاری ۲۰ درصد نشان می‌دهد. شکل‌های (۲۳) و (۲۴) نیز ولتاژ و جریان خروجی را به ترتیب در دو حالت افزایشنده و کاهنده نشان می‌دهند. المان‌های ناخواسته تجهیزات استفاده شده در مدار عملی مشابه با مواردی است که در بخش اثر پارامترهای ناخواسته معرفی گردید.

میانگین جریان سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل (۲۱) به ترتیب برابر با $۳/۱A$ ، $۰/۸A$ و $۰/۸A$ می‌باشد که با رابطه (۱۵) مطابقت دارد. ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3 در شکل ۲۱، به ترتیب برابر با $۳۸۷V$ ، $۳۵۷V$ و $۷۵۷V$ می‌باشد که آن نیز با روابط (۸) تا (۱۰) تطابق دارد. ولتاژ دیودهای D_1 و D_2 در شکل (۲۱)، به ترتیب برابر با $۳۸۷V$ و $۳۹۷V$ می‌باشد که با تنش ولتاژ دیودها مطابقت دارد. ولتاژ سوئیچ‌های S_1 و S_2 در شکل (۲۱)، به ترتیب برابر با $۴۰۷V$ و $۱۱۴۷V$ می‌باشد که آن هم با تنش ولتاژ سوئیچ‌ها تطابق دارد.



شکل ۲۰- نمونه اولیه مبدل پیشنهادی

میانگین جریان سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل ۲۲ به ترتیب برابر با $۲/۵A$ ، $۱A$ و $۴A$ می‌باشد که در مقایسه با رابطه (۱۵)، درستی محاسبات را تأیید می‌کند. ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3 در شکل (۲۲)، به ترتیب برابر با $۲۴۷V$ ، $۲۴۷V$ و $۱۰/۱۷V$ می‌باشد که مقایسه آن با روابط (۸) تا (۱۰)، درستی روابط نظری را تأیید می‌کند. ولتاژ دیودهای D_1 و D_2 در شکل (۲۲)، به ترتیب برابر با $۲۴۷V$ و $۲۶۷V$ می‌باشد که با تنش ولتاژ دیودها مطابقت دارد. ولتاژ سوئیچ‌های S_1 و S_2 در شکل (۲۲)، به ترتیب برابر با $۲۷۷V$ و $۳۶۷V$ می‌باشد که آن هم با تنش ولتاژ سوئیچ‌ها تطابق دارد.

از روی شکل (۱۹-الف)، میانگین جریان سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 به ترتیب برابر با $۳/۱A$ ، $۰/۸A$ و $۰/۸A$ می‌باشد که این مقادیر، محاسبات نظری انجام شده در رابطه (۱۵) را تأیید می‌کند. ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_0 از روی شکل ۱۹-الف)، به ترتیب برابر با $۳۸/۶۷V$ ، $۳۸/۶۷V$ و $۷۵/۸۴۷V$ می‌باشد که این مقادیر با روابط (۸) تا (۱۰) تطابق دارد. همچنین، ولتاژ دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 طبق شکل (۱۹-الف)، برابر با $۴۰۷V$ ، $۴۰۷V$ و $۱۶۰۷V$ می‌باشد که این مقادیر نیز با تنش ولتاژ روی دیودها مطابقت دارد. ولتاژ سوئیچ‌های S_1 و S_2 در شکل ۱۹-الف)، برابر با $۴۰۷V$ و $۱۲۰۷V$ می‌باشد که در مقایسه با تنش ولتاژ سوئیچ‌ها، محاسبات نظری را تأیید می‌کند.

طبق شکل (۱۹-ب)، ولتاژ خروجی مبدل در حالت کاهنده با در نظر گرفتن چرخه کاری ۲۰ درصد، برابر با $۱۰/۲۷V$ می‌باشد که این مقدار نزدیک ولتاژ در حالت ایده‌آل یعنی $۱۲/۵۷V$ می‌باشد. جریان خروجی مبدل پیشنهادی در حالت کاهنده مطابق شکل (۱۹-ب)، برابر با $۳/۹۲A$ و در حالت ایده‌آل برابر با $۳/۹۵A$ می‌باشد که نزدیکی این مقادیر، درستی محاسبات نظری را نشان می‌دهد. میانگین جریان سلف‌های L_1 ، L_2 و L_3 در شکل (۱۹-ب)، به ترتیب برابر با $۲/۵A$ ، $۰/۹۸A$ و $۳/۹۴A$ می‌باشد که در مقایسه با رابطه (۱۵)، درستی محاسبات نظری تأیید می‌شود. ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 ، C_3 و C_0 در شکل (۱۹-ب)، به ترتیب برابر با $۲۳/۹۷V$ ، $۲۳/۹۷V$ ، $۱۰/۳۵۷V$ و $۱۰/۲۱۷V$ می‌باشد که با روابط (۸) تا (۱۰) مطابقت دارد. ولتاژ دیودهای D_1 ، D_2 و D_3 نیز طبق شکل (۱۹-ب)، برابر با $۲۴۷V$ ، $۲۴۷V$ و $۶۰۷V$ می‌باشد که این مقادیر نیز با تنش ولتاژ روی دیودها تطابق دارد. همچنین، ولتاژ سوئیچ‌های S_1 و S_2 در شکل (۱۹-ب)، تقریباً برابر با $۲۵۷V$ و $۳۶۷V$ می‌باشد که در مقایسه با تنش ولتاژ سوئیچ‌ها، محاسبات نظری تأیید می‌شود.

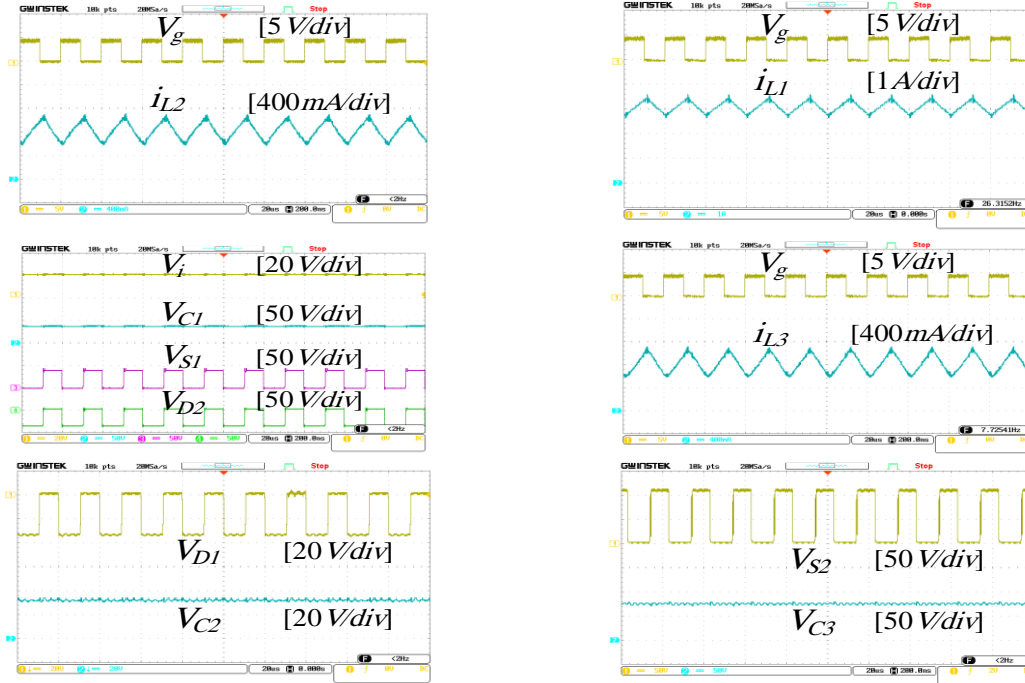
۵-۲- نتایج آزمایشگاهی

همانطور که در شکل (۲۰) مشاهده می‌شود، به منظور بررسی

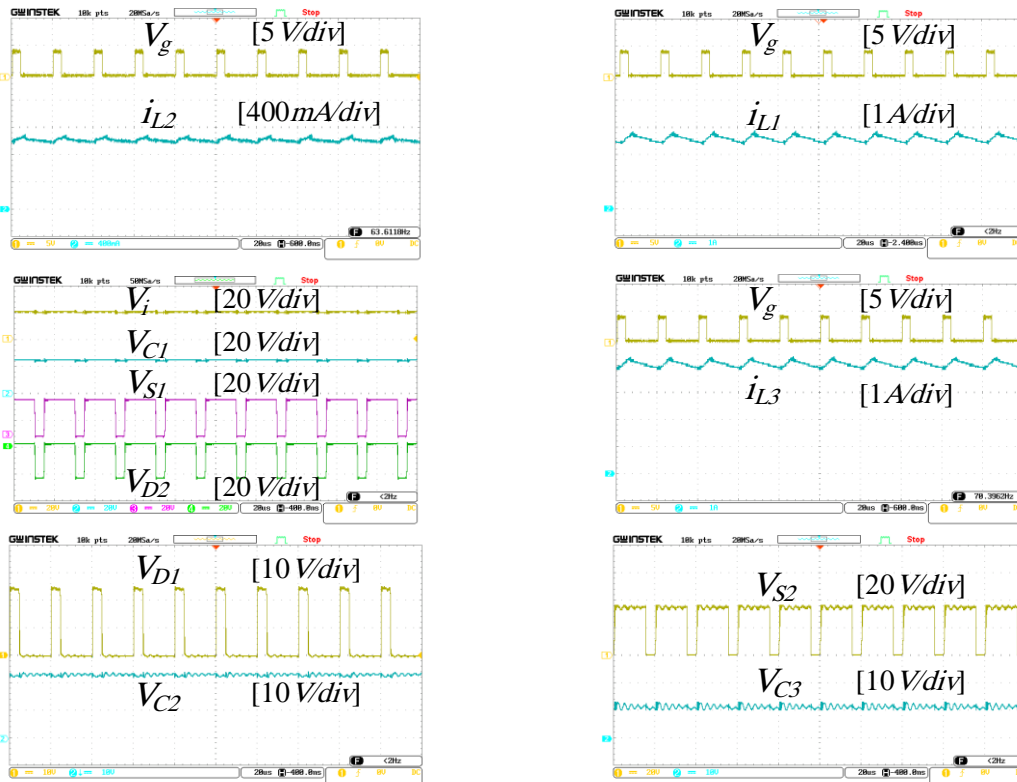
صحت نتایج شبیه‌سازی و روابط نظری یک نمونه اولیه آزمایشگاهی ساخته شده است. نتایج نمونه اولیه آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی در شکل‌های (۲۱) و (۲۲) نشان داده شده است. در این شکل‌ها، شکل موج‌های جریان‌ها و ولتاژهای المان‌های مختلف مبدل پیشنهادی در

خروجی در حالت کاهنده در شکل (۲۴)، به ترتیب برابر با $۱۰V$ و $۳/۹A$ می‌باشد که این مقادیر نیز با محاسبات نظری در حالت ایده‌آل مطابقت قابل قبولی دارد.

ولتاژ و جریان خروجی در حالت افزایشنده در شکل (۲۳)، به ترتیب برابر با $۷۶V$ و $۰/۷۸A$ می‌باشد که این مقادیر نیز پیرو محاسبات نظری در حالت ایده‌آل است. ولتاژ و جریان



شکل ۲۱- نتایج آزمایشگاهی : حالت افزایشنده



شکل ۲۲- نتایج آزمایشگاهی: حالت کاهنده

کاربردهای انرژی‌های تجدیدپذیر و صنعتی مناسب می‌سازد. سوئیچ‌های مبدل به صورت همزمان کلیدزنی می‌شوند که منجر به کنترل ساده آن می‌شود. به دلیل پیوسته بودن جریان‌های ورودی و خروجی، تنش جریان ورودی و ریپل ولتاژ خروجی و تنش جریان خروجی نیز کاهش می‌یابد. مقایسه بهره ولتاژ ایده‌آل و واقعی این مبدل و همچنین مقایسه بهره ولتاژ ایده‌آل مبدل با سایر مبدل‌های مشابه بیانگر برتری مبدل پیشنهادی است. تنش ولتاژ/جریان سوئیچ‌ها و دیودها و نیز بازده مبدل پیشنهادی و مقایسه آن با سایر مبدل‌ها ارائه شده است. نتایج مقایسه برتری مبدل پیشنهادی را نسبت به سایر مبدل‌ها در غالب موارد بیان می‌کند. نتایج شبیه‌سازی در دو حالت افزایشده و کاهنده با استفاده از نرم‌افزار MATLAB محاسبات نظری را تأیید می‌کند. در نهایت، یک نمونه اولیه در آزمایشگاه پیاده‌سازی شده که نتایج شبیه‌سازی و روابط حاصل از تحلیل نظری را تأیید می‌کند.

تعارض منافع

نویسندگان اعلام می‌کنند که در مورد انتشار این مقاله تعارض منافع وجود ندارد.

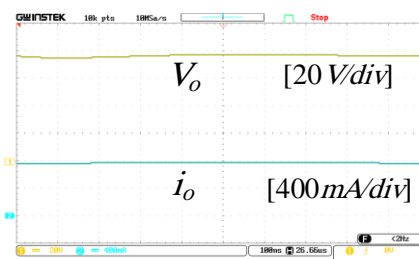
تأییدیه اخلاقی

نویسندگان متعهد می‌شوند که مطالب این مقاله را در هیچ مجله دیگری به چاپ نرسانده‌اند.

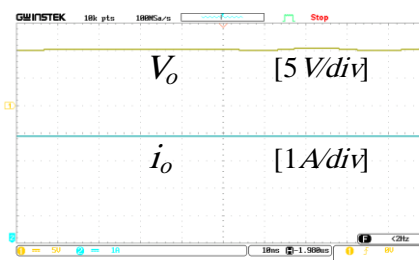
مشارکت‌های نویسندگان

مجید حسین پور: مفهوم‌سازی، روش‌شناسی، اعتبارسنجی، نگارش-بررسی و ویرایش، راهنمایی
میلاذ حیدروند: روش‌شناسی، اعتبارسنجی، نرم‌افزار، پیاده‌سازی، نگارش-پیش‌نویس اصلی، منابع
مهدی شاهپرستی: روش‌شناسی، اعتبارسنجی، نگارش-بررسی و ویرایش

ذکر این نکته ضروری است که نمی‌توان بالاتر برای این نوع مبدل استفاده کرد. برای توان‌های بالا استفاده از ساختار درهم‌تنیده^۵ بهتر است. در مبدل افزایشده، جریان ورودی زیاد است و در توان بالا، سلف ورودی به اشباع می‌رود که با ساختار درهم‌تنیده چند فازه می‌توان این مشکل را رفع نمود. بنابراین، این مبدل در مواردی همچون منابع تغذیه سوئیچینگ، باتری‌ها، وسایل الکترونیکی قابل حمل و خودروهای برقی کاربرد دارد.



شکل ۲۳- نتایج آزمایشگاهی: ولتاژ/جریان خروجی در حالت افزایشده



شکل ۲۴- نتایج آزمایشگاهی: ولتاژ/جریان خروجی در حالت کاهنده

۶- نتیجه‌گیری

این مقاله یک مبدل کاهنده-افزاینده DC-DC غیر معکوس بر مبنای مبدل ZETA ارائه می‌دهد که مزایای مبدل ZETA نظیر جریان ورودی پیوسته و قطبیت مثبت ولتاژ خروجی را دارد. بهره ولتاژ این مبدل از نوع شبه درجه ۲ بوده و محدوده وسیعی از نسبت تبدیل را شامل می‌شود. جریان خروجی این مبدل نیز پیوسته بوده که آن را برای

مراجع

- [1] M. Ahmadi, M. Hosseinpour, S.R. Mousavi-Aghdam, and F. Sedaghati. "A high conversion ratio transformerless buck-boost converter with continuous input current." *In 2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 1-7. IEEE, 2021.
- [2] A. Sarikhani, B. Allahverdinejad, M. Hamzeh, and E. Afjei. "A continuous input and output current quadratic buck-boost converter with positive output voltage for photovoltaic applications." *Solar Energy* 188 (2019): 19-27.
- [3] R.R. Gopi, and S. Sreejith. "Converter topologies in photovoltaic applications—A review." *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 94 (2018): 1-14.

⁵ Interleaved

- [4] A. Dastgiri, M. Hosseinpour, and A. Poulad. "A high step-up non-isolated DC-DC converter with active switched-inductor and switched-capacitor networks." *International Journal of Modelling and Simulation* 43, no. 4 (2023): 462-473.
- [5] M. Hosseinpour, M. Ahmadi, A. Seifi, and S.H. Hosseini. "A new transformerless buck-boost converter with improved voltage gain and continuous input current." *IET Power Electronics* 17, no. 4 (2024): 534-550.
- [6] Y. Zheng, and K.M. Smedley. "Analysis and design of a single-switch high step-up coupled-inductor boost converter." *IEEE Transactions on Power Electronics* 35, no. 1 (2019): 535-545.
- [7] A. Dastgiri, M. Hosseinpour, F. Sedaghati, and S.R. Mousavi-Aghdam. "A high step-up DC-DC converter with active switched LC-network and voltage-lift circuit: topology, operating principle, and implementation." *International Journal of Circuit Theory and Applications* 50, no. 1 (2022): 226-248.
- [8] M. Hosseinpour, M. Ahmadi, A. Seifi, and S.R. Mousavi-Aghdam. "A new transformerless semi-quadratic buck-boost converter based on combination of Cuk and traditional buck-boost converters." *International Journal of Circuit Theory and Applications* 50, no. 11 (2022): 3926-3948.
- [9] S. Hasanpour, A. Mostaan, A. Baghrmian, and H. Mojallali. "Analysis, modeling, and implementation of a new transformerless semi-quadratic Buck-boost DC/DC converter." *International Journal of Circuit Theory and Applications* 47, no. 6 (2019): 862-883.
- [10] F. Mumtaz, N.Z. Yahaya, S.T. Meraj, B. Singh, R. Kannan, and O. Ibrahim. "Review on non-isolated DC-DC converters and their control techniques for renewable energy applications." *Ain Shams Engineering Journal* 12, no. 4 (2021): 3747-3763.
- [11] J.C. Rosas-Caro, J.E. Valdez-Resendiz, J.C. Mayo-Maldonado, A. Alejo-Reyes, and A. Valderrabano-Gonzalez. "Quadratic buck-boost converter with positive output voltage and minimum ripple point design." *IET Power Electronics* 11, no. 7 (2018): 1306-1313.
- [12] K. Yari, S.H. Shahalami, and H. Mojallali. "A novel nonisolated buck-boost converter with continuous input current and semiquadratic voltage gain." *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 9, no. 5 (2021): 6124-6138.
- [13] S. Sadaf, N. Al-Emadi, P.K. Maroti, and A. Iqbal. "A new high gain active switched network-based boost converter for DC microgrid application." *IEEE Access* 9 (2021): 68253-68265.
- [14] M.R. Banaei, and S. Ghabeli Sani. "Analysis and implementation of a new SEPIC-based single-switch buck-boost DC-DC converter with continuous input current." *IEEE Transactions on Power Electronics* 33, no. 12 (2018): 10317-10325.
- [15] S. Arab Ansari, and J. Shokrollahi Moghani. "A novel high voltage gain noncoupled inductor SEPIC converter." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 66, no. 9 (2018): 7099-7108.
- [16] M. Veerachary, and M. Ranjan Khuntia. "Design and analysis of two-switch-based enhanced gain buck-boost converters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 69, no. 4 (2021): 3577-3587.
- [17] H. Gholizadeh, A. Saman Gorji, and D. Sera. "A quadratic buck-boost converter with continuous input and output currents." *IEEE Access* 11 (2023): 22376-22393.
- [18] N. Zhang, Z. Guidong, K.W. See, and B. Zhang. "A single-switch quadratic buck-boost converter with continuous input port current and continuous output port current." *IEEE Transactions on Power Electronics* 33, no. 5 (2017): 4157-4166.
- [19] A. Sarikhani, B. Allahverdinejad, and M. Hamzeh. "A nonisolated buck-boost DC-DC converter with continuous input current for photovoltaic applications." *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 9, no. 1 (2020): 804-811.
- [20] M.R. Banaei, and H. Ajdar Faeghi Bonab. "A high efficiency nonisolated buck-boost converter based on ZETA converter." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67, no. 3 (2019): 1991-1998.
- [21] P.M. García-Vite, J.C. Rosas-Caro, A. L. Martínez-Salazar, J.D.J. Chavez, A. Valderrábano-González, and V.M. Sánchez-Huerta. "Quadratic buck-boost converter with reduced input current ripple and wide conversion range." *IET Power Electronics* 12, no. 15 (2019): 3977-3986.
- [22] M. Okati, M. Eslami, M. Jafari Shahbazzadeh, and H. Shareef. "A new transformerless quadratic buck-boost converter with high-voltage gain ratio and continuous input/output current port." *IET Power Electronics* 15, no. 13 (2022): 1280-1294.

[23] A. Lahooti Eshkevari, A. Mosallanejad, and M. Sepasian. "Improving step-up gain and efficiency in non-inverting buck-boost dc-dc converter using quasi-Z impedance network." *IET Power Electronics* 15, no. 2 (2022): 109-122.

[24] R. Loera-Palomo, J.A. Morales-Saldaña, M. Rivero, C. Álvarez-Macías, and C.A. Hernández-Jacobo. "Noncascading quadratic buck-boost converter for photovoltaic applications." *Micromachines* 12, no. 8 (2021): 984.