

Analysis and Design of a New High-Efficiency DC-DC Converter for Use in Aircraft Power Systems

Hamid Radmanesh¹

¹ Associate Professor, Electrical Engineering Faculty, Shahid Satari Aeronautical University of Science and Technology, Tehran, Iran
radmanesh@ssau.ac.ir

Abstract:

This paper presents a new high-efficiency DC-DC converter structure utilizing a combination of coupled inductors and a voltage multiplier network. This structure is applicable in the aviation industry for electric aircraft. The proposed design achieves high output voltage gain through a low duty cycle, which reduces stress on the semiconductor components. Consequently, the proposed structure leads to lower losses and improved system efficiency. Additionally, the proposed structure offers advantages such as the use of a single active switch, resulting in simplified control and continuous input current. Simulation results obtained from MATLAB software, along with experimental results from a 200-watt prototype, confirm steady-state performance and alignment with theoretical outcomes.

Keywords: Coupled inductors, voltage multiplier network, high gain, continuous input current

Article Type: Research

Received: 11. 05. 2023

Revised: 12. 07. 2024

Accepted: 13. 06. 2024

Corresponding author: Hamid Radmanesh

Corresponding author's address: Faculty of Electrical Engineering, Shahid Satari Aeronautical University of Science and Technology, Tehran, Iran



1. Motivation of the work

The motivation behind this research stems from the growing demand for efficient power management solutions in the aviation industry, particularly for electric aircraft. As the industry shifts toward electrification to enhance sustainability and reduce carbon emissions, there is an urgent need for advanced power conversion technologies that can meet the unique challenges posed by electric propulsion systems. This research is crucial as it addresses these challenges by presenting a high-efficiency DC-DC converter structure that significantly improves voltage gain while minimizing losses.

The main impact of this research lies in its potential to enhance the performance and reliability of electric aircraft systems. By utilizing a combination of coupled inductors and a voltage multiplier network, the proposed design achieves high output voltage gain at a low duty cycle, which reduces stress on semiconductor components. This not only leads to improved system efficiency but also contributes to the longevity and safety of the components used in aviation applications.

The authors chose this model due to its ability to simplify control mechanisms through the use of a single active switch while ensuring continuous input current. This approach not only streamlines the design but also enhances operational stability. The validation of the proposed structure through both simulation results from MATLAB and experimental results from a 200-watt prototype further underscores the reliability and effectiveness of the chosen methods, making a compelling case for its adoption in future electric aircraft power systems.

2. Contributions

This study presents significant advantages over existing DC-DC converter designs, specifically tailored for electric aircraft applications. The primary objective is to introduce a high-voltage gain converter structure that enhances power distribution efficiency while addressing the unique challenges of electric propulsion systems.

One of the key advantages of the proposed converter is its ability to achieve a high output voltage gain (11.25) at a low duty cycle (46%), which is not commonly seen in traditional designs. This capability allows for effective power management in scenarios where space and weight are critical factors, such as in aviation.

Additionally, the incorporation of coupled inductors within the voltage multiplier networks adds flexibility to the design, enabling higher voltage gains without compromising efficiency. This contrasts with conventional converters that often face limitations in voltage gain and operational efficiency.

The study also highlights the simplicity of control mechanisms and the low voltage stress on active components, which enhance reliability and reduce maintenance needs—key considerations for aviation applications where safety and operational efficiency are paramount.

In summary, the objectives of this review are to showcase the innovative design of the proposed DC-DC converter,

emphasize its superior performance metrics compared to traditional converters, and underline its practical implications for the future of electric aircraft power systems. By focusing on these priorities, the study aims to provide a comprehensive understanding of the advantages and potential impact of this work in advancing electric aviation technology.

3. Procedures

This study involved the development and analysis of a new high-voltage gain DC-DC converter structure aimed at applications in electric aircraft power distribution networks. The primary focus was on optimizing the voltage multiplier networks to achieve significant output voltage gains while maintaining essential performance characteristics such as continuous input current and low voltage stress on active components.

The "subjects" of this research were the converter prototypes developed by the researchers, which incorporated innovative features such as coupled inductors within the voltage multiplier networks. Various configurations of these prototypes were tested to evaluate their performance under controlled laboratory conditions. The experiments were conducted under a range of operational scenarios that simulated typical conditions in electric aircraft. These included varying duty cycles and electrical loads to observe how the converters responded. The research team systematically altered the duty cycles to assess the converter's output voltage gains, specifically targeting operation at low duty cycles to optimize performance.

Measurements taken during the study included output voltage, input current, duty cycle, and efficiency of each converter configuration. The primary comparison involved analyzing the performance metrics of the newly proposed converter against traditional DC-DC converter designs, specifically focusing on output voltage gain, efficiency, and operational stability.

The duration of testing varied for each prototype to ensure accurate data collection and reliability of results. The findings were statistically analyzed to confirm the reliability and effectiveness of the new converter design. Overall, this study aimed to demonstrate the practical applicability of the proposed converter in real-world aviation scenarios and to establish a framework for future advancements in the field of electric propulsion systems.

4. Findings

The paper presents a novel high-voltage gain DC-DC converter structure designed for power distribution networks in electric aircraft. The proposed approach utilizes two new voltage multiplier networks to achieve significant voltage gain, addressing the critical needs of modern electric propulsion systems. An essential finding of the study is the incorporation of a coupled inductor within the voltage multiplier networks, which enhances design flexibility and allows for even higher voltage gains. Key advantages of the proposed converter include continuous input current, simple control mechanisms, and low voltage stress on active components. These

characteristics contribute to improved reliability and efficiency, essential for aviation applications. Furthermore, the converter allows for high output voltage gain even at low duty cycles, which is beneficial for varied operational conditions in electric aircraft. The study reports practical results demonstrating an output voltage gain of 11.25 at a duty cycle of 46%, validating the theoretical framework presented for this converter design. This high gain, combined with manageable control parameters, illustrates the converter's potential utility in real-world applications. The significance of these findings extends beyond theoretical interest; they provide a practical solution for enhancing the efficiency of power systems in electric aviation. With the aviation industry increasingly pivoting towards electrification, the ability to manage power distribution efficiently is paramount. The proposed converter can facilitate the successful integration of advanced electric propulsion systems, ultimately contributing to the sustainability goals of the aerospace sector. In summary, this research not only advances the understanding of DC-DC converter technologies but also paves the way for future innovations in electric aircraft power management, making it a substantial contribution to the field.

5. Conclusion

In this paper, a new high-voltage gain DC-DC converter structure is presented for use in power distribution networks in electric aircraft. The proposed structure utilizes two novel voltage multiplier networks to achieve high voltage gain. By incorporating a coupled inductor in the voltage multiplier network, greater flexibility in design is achieved, allowing for higher voltage gains. Additional advantages of the proposed converter include continuous input current, simple control, low voltage stress on active components, and high output voltage gain. Moreover, in the proposed structure, achieving high output voltage gain with a low duty cycle is feasible. The practical results, with an output voltage gain of 11.25 at a duty cycle of 46%, validate the theoretical analysis presented for the proposed converter.

تحلیل و طراحی یک ساختار جدید مبدل DC-DC با بهره بالا برای استفاده در سیستم برق هواپیما

حمید رادمنش^۱

۱- دانشکده مهندسی برق- دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری- تهران- ایران

radmanesh@ssau.ac.ir

چکیده: این مقاله یک ساختار جدید مبدل DC-DC با بهره بالا با استفاده از ترکیب سلف تزویج و شبکه چند برابر کننده ولتاژ را ارائه می‌دهد. این ساختار برای استفاده در صنعت هوانوردی در هواپیماهای الکتریکی قابل استفاده می‌باشد. در ساختار پیشنهادی بهره‌ی بالای ولتاژ خروجی با استفاده از ضریب وظیفه کم محقق شده که این امر سبب کاهش استرس بر روی المان‌های نیمه‌هادی می‌شود. در نتیجه در ساختار پیشنهادی کاهش تلفات و افزایش راندمان سیستم محقق می‌گردد. به‌علاوه ساختار پیشنهادی دارای مزایایی چون استفاده از یک کلید فعال که منجر به سادگی در کنترل و همچنین جریان ورودی پیوسته می‌باشد. نتایج شبیه سازی از محیط نرم‌افزار متلب استخراج شده است و نتایج عملی بر روی یک نمونه اولیه ۲۰۰ وات عملکرد حالت پایدار و تطابق آن با نتایج تئوری را ثابت می‌کند.

کلمات کلیدی: سلف تزویج، شبکه چند برابر کننده ولتاژ، بهره بالا، جریان ورودی پیوسته

نوع مقاله: پژوهشی

دریافت : ۱۴۰۲/۰۵/۲۱

بازنگری: ۱۴۰۳/۰۶/۲۲

پذیرش: ۱۴۰۳/۰۷/۲۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر حمید رادمنش

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - مهرآباد جنوبی انتهای خیابان شمشیری دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری - دانشکده‌ی

برق

۱- مقدمه

تغییرات آب‌وهوایی به‌عنوان یک چالش بزرگ سبب هدایت بیشتر کشورهای صنعتی به استفاده از تجهیزات الکترونیکی به‌جای استفاده از سوخت‌های فسیلی شده‌است. به‌عنوان بخشی از این تغییرات، برقی - سازی هواپیماها با جایگزین کردن سیستم‌های سنتی هیدرولیکی و پنوماتیکی با سیستم‌های الکتریکی مد نظر می‌باشد. این برقی‌سازی هواپیماها تحت عنوان هواپیماهای الکتریکی‌تر یا همان MEA^۱ نام دارد [۱]-[۳]. در مقایسه با سیستم‌های سنتی، هواپیماهای الکتریکی - تر دارای چندین مزیت شامل، کاهش وزن، قیمت پائین، کاهش تعمیرات و نگهداری و اصلاح راندمان را دارند [۴].

پیش‌بینی می‌شود که صنعت هوانوردی در آینده به هواپیماهای کاملاً الکتریکی تبدیل شود، که مستلزم استفاده از سیستم‌های الکتریکی برای همه اجزا از جمله سیستم‌های پیش‌ران، کابین خلبان، سیستم‌های کنترل، سیستم‌های ضد یخ، روشنایی و غیره است. برای به حداقل رساندن اندازه، وزن و هزینه این سیستم‌ها، هواپیماهای الکتریکی‌تر معمولاً از ولتاژ لینک ۲۷۰ ولت DC استفاده می‌کنند [۵]. به‌عنوان مثال، جنگنده joint strike از یک باس DC ۲۷۰ ولتی در شبکه برق خود استفاده می‌کند. با این حال، با توجه به افزایش بارهای الکتریکی در بیشتر هواپیماهای الکتریکی، سیستم‌های ذخیره‌ساز انرژی به‌عنوان یک راه‌حل مناسب برای افزایش قابلیت اطمینان سیستم شناسایی شده‌اند. سیستم‌های ذخیره‌ساز انرژی، مانند باتری‌ها، اغلب دارای ولتاژ خروجی نسبتاً پایینی هستند. برای رفع این مشکل، می‌توان از یک مبدل DC-DC با بهره بالا استفاده کرد تا ولتاژ خروجی را به سطح مناسب برای اتصال به لینک DC افزایش دهد [۶]. چگالی توان بالا، راندمان بالا، هزینه کم و جریان ورودی پیوسته فاکتورهای مهمی هستند که باید در طراحی مبدل‌های DC-DC با بهره بالا در نظر گرفته شوند.

مبدل‌های DC-DC خود به دو دسته‌ی ایزوله و غیر-ایزوله دسته‌بندی می‌شوند [۷]. مبدل‌های ایزوله مانند مبدل پل H، فوروارد، پوش-پول و فلای‌بک عموماً از ترانسفورمر در ساختار خود استفاده کرده که این مورد سبب کاهش راندمان، افزایش هزینه و بالا رفتن ابعاد مبدل می‌شود [۸]. بر خلاف مبدل‌های ایزوله، مبدل‌های غیر-ایزوله مزایایی مانند کنترل ساده، زمین مشترک بین ورودی و خروجی و جریان ورودی پیوسته را ارائه می‌کنند [۹]. ساده‌ترین مبدل غیر-ایزوله مبدل بوست با بهره بالا بوده که با کمترین تعداد قطعات بهره‌ی بالایی را تولید می‌کند. با این حال، راندمان کم و ناپایداری در بهره ولتاژ بالا از معایب عمده این مبدل می‌باشد [۱۰]. از دیگر مبدل‌های DC-DC غیر-ایزوله می‌توان نوع Z-Source، Cascade، Voltage Lift و Voltage multiplier را نام برد. مبدل Z-Source با استفاده از ایجاد اتصال کوتاه در لینک DC در زمان بسیار کم و ذخیره انرژی در خازن و سلف‌های مدار عملکرد بهره ولتاژ بالا را ایجاد می‌کند. با این وجود این ساختار دارای مشکلاتی همچون پیچیدگی در کنترل، وزن بالا و

راندمان کم به دلیل استفاده از تعداد بالای قطعات را دارد. ساختار Cascade قابلیت دستیابی به بهره ولتاژ بالا را داشته اما قابل ذکر است که کنترل در این ساختار به دلیل استفاده از تعداد بالای المان‌های نیمه‌هادی مشکل می‌باشد [۱۱]. یکی از راه‌های دستیابی به ساختار Cascade اتصال دو مبدل با بهره بالا به‌صورت پشت به پشت می‌باشد. مبدل اول در فرکانس بالا و مبدل دوم در فرکانس کمتری عمل می‌نماید [۱۲]. همچنین می‌توان از ساختار کلید خازنی برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا استفاده کرد. درحالی‌که این مبدل مدار ساده‌ای دارد، برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا به تعداد زیادی خازن نیاز داشته که منجر به کاهش طول عمر می‌شود. به‌علاوه، تعداد زیاد کلید به کار رفته در این ساختار منجر به کنترل پیچیده و کاهش راندمان در آن می‌شود [۱۳]، [۱۴].

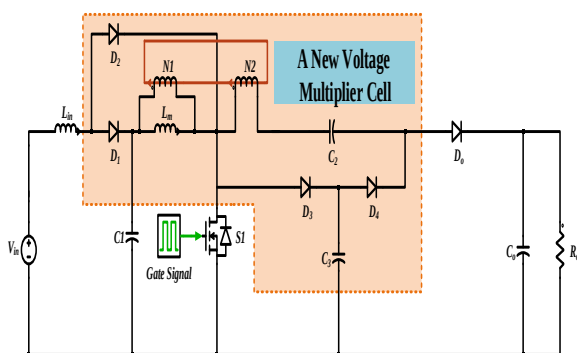
یکی دیگر از ساختارها Voltage Lift نام داشته که ترکیبی از دیودها و سلف‌ها می‌باشد. این ساختار قبل از کلید فعال در مبدل بوست قرار می‌گیرد. از مشکلات این ساختار می‌توان به استرس بالا بر روی المان‌های فعال که نتایجاً راندمان پائین و چگالی توان کم را منجر می‌شود اشاره نمود [۱۵].

اخیراً سلف‌های تزویج در ساختارهای با بهره ولتاژ بالا استفاده می‌شوند. از مزایای استفاده از آن‌ها می‌توان به کاهش وزن، چگالی توان بالا، راندمان بالا و قیمت کم اشاره نمود [۱۶]. با افزایش تعداد دور در سلف‌های تزویج می‌توان به بهره‌های ولتاژ خیلی بالا دست یافت [۱۷]. به‌علاوه با استفاده صحیح از سلف نشستی امکان حصول به کلیدزنی نرم وجود دارد [۱۸].

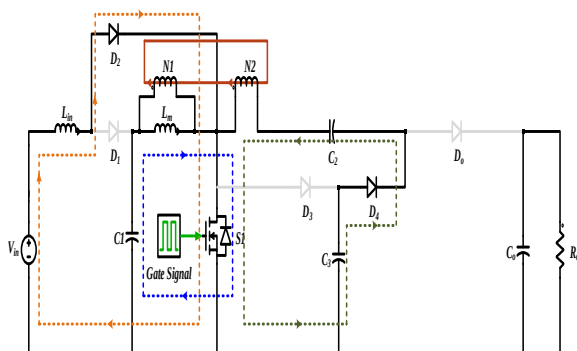
ساختار Voltage Multiplier Cell (VMC) ترکیبی از سلف، خازن و دیود می‌باشد [۱۹]. همان‌طور که در شکل (۱) نشان داده‌شده است، بهره ولتاژ بالا با قرارگیری شبکه VMC در ساختار بوست قابل دستیابی می‌باشد [۲۰]. خازن‌ها در مدار با قطع و وصل کلید فعال به ترتیب در وضعیت شارژ و دشارژ قرار می‌گیرند. ساختارهای VMC عموماً برای کاربردهایی با جریان خروجی کم و ولتاژ خروجی بالا استفاده می‌شوند [۲۱]. با این وجود مشکل اصلی این ساختار بهره ثابت آن می‌باشد. این بدان معنی است که تغییر بهره در ساختار CVM تنها با تغییر ضریب وظیفه کلید فعال امکان‌پذیر می‌باشد. در نهایت بهره شبکه VMC در بهره مبدل بوست ضرب شده و منجر به تولید بهره ولتاژ بالا در خروجی مبدل DC-DC می‌گردد.

با توجه به موارد ذکر شده این مقاله یک ساختار جدید مبدل DC-DC با بهره ولتاژ بالا که متشکل از دو شبکه VMC بوده را برای حل مشکلات ذکر شده را ارائه می‌نماید. ساختار پیشنهادی دارای چندین مزیت از جمله: بهره ولتاژ خروجی بالا، کنترل ساده، جریان ورودی پیوسته و عملکرد در ضریب وظیفه پائین می‌باشد. این مقاله به‌صورت زیر دسته‌بندی می‌گردد:

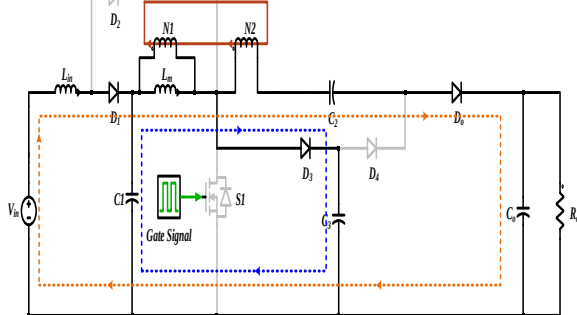
حالت دوم $T_s(1-D)$: این بازه زمانی در شکل (۲) ج نشان داده شده- است.



الف



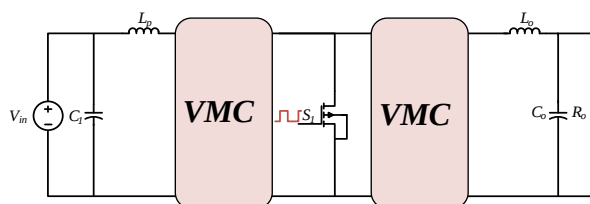
ب



ج

شکل (۲): ساختار پیشنهادی مبدل DC-DC براساس سلف تزویج و شبکه چند برابر کننده

در این بازه D_1 ، D_3 و D_o در حالت بایاس مستقیم و وصل قرار داشته و منبع ولتاژ ورودی به صورت سری با سلف ورودی و سلف تزویج قرار می گیرد. در این بازه زمانی سیم پیچی های سلف تزویج همانند یک منبع ولتاژ عمل کرده و با ولتاژ ورودی جمع می شود. نتیجه آن ایجاد بهره ولتاژ بالا در خروجی می باشد. این حالت تا زمانی که کلید فعال مجدد وصل شود ادامه می یابد. مطابق شکل (۳) جریان سلف ورودی و سلف تزویج پیوسته می باشد. پیوستگی جریان ورودی سبب کاهش ریبیل منبع شده و در نتیجه طول عمر آن را افزایش می دهد.



شکل (۱): نحوه قرارگیری شبکه VMC در ساختار بوست

بخش دوم به تحلیل حالت دائم و قوانین عملکردی در حالی که بخش سوم به محاسبه بهره ولتاژ خروجی و روابط ریاضی حاکم بر مدار می پردازد. در بخش چهارم و پنجم به ترتیب مقایسه ساختار پیشنهادی با دیگر ساختارها و نتایج عملی ارائه می شود. در انتها مقاله با ارائه نتیجه گیری در بخش ششم خاتمه می یابد.

۲- تحلیل حالت دائم

مبدل DC-DC پیشنهادی در شکل (۲) الف نشان داده شده و متشکل از دو شبکه VMC و ساختار پایه بوست می باشد. ساختار پیشنهادی شامل ۴ دیود با نام های D_1 ، D_2 ، D_3 ، D_4 و D_o ، چهار خازن C_1 ، C_2 ، C_3 و C_o و یک کلید فعال با نام S_1 می باشد. علاوه بر این، ساختار پیشنهادی دارای یک سلف ورودی و یک سلف تزویج در شبکه VMC است. دو حالت عملکرد اصلی برای ساختار پیشنهادی در حالت هدایت پیوسته در نظر گرفته می شود.

در حالت اول سلف ورودی و سلف مغناطیس کنندگی به ترتیب توسط منبع ولتاژ ورودی و خازن C_1 شارژ می شوند. در حالت دوم انرژی ذخیره شده در سلف ورودی و سلف تزویج با انرژی منبع جمع شده و به بار تحویل منتقل می گردد. از مزایای ساختار پیشنهادی کنترل ساده، جریان ورودی پیوسته، بهره ولتاژ خروجی بالا و راندمان بالا را می توان نام برد. شکل (۳) شکل موج های اصلی مبدل پیشنهادی را نشان می دهد. برای تحلیل مدار، مفروضات زیر مطرح می شود.

۱. تمام المان های فعال مدار ایده آل فرض می شود و تلفات آن قابل صرف نظر کردن می باشد.
۲. خازن ها به اندازه های بزرگ در نظر گرفته شده تا ریبیل ولتاژ آن ها محدود باشد.
۳. ساختار پیشنهادی در حالت عملکرد هدایت پیوسته می باشد.

حالت اول (DT_s): در طول این بازه سیگنال گیت سبب روشن شدن کلید فعال S_1 شده و نتیجه آن بالا رفتن جریان سلف ورودی می شود. در همین زمان سلف مغناطیس کنندگی L_m توسط خازن C_1 شارژ می شود. در بازه زمانی اول D_2 ، D_4 در حالت بایاس مستقیم قرار داشته در حالی که D_1 ، D_3 و D_o در حالت قطع می باشند. مطابق شکل (۲) ب خازن خروجی C_o جریان بار را تأمین می کند. این بازه عملکردی زمانی که کلید فعال قطع شود خاتمه می یابد.

یک دوره کلیدزنی صفر است. بنابراین، ولتاژ خازن C_1 را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$DV_{in} + (1-D)(V_{in} - V_{c1}) = 0 \Rightarrow V_{c1} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (10)$$

با استفاده از روابط (۳) و (۷) و اعمال قانون ولت-ثانیه برای سلف مغناطیسی، می‌توان ولتاژ خازن C_3 را با استفاده از رابطه زیر محاسبه کرد.

$$DV_{c1} + (1-D)(V_{c1} - V_{c3}) = 0 \Rightarrow D \frac{V_{in}}{1-D} + (1-D) \frac{V_{in}}{1-D} = (1-D)V_{c3} \Rightarrow V_{c3} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (11)$$

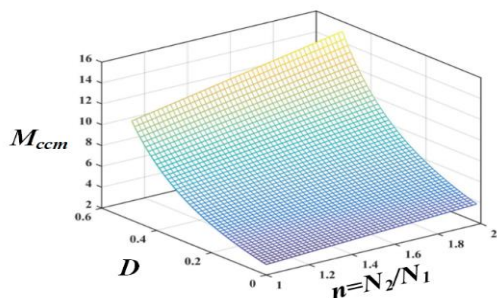
ولتاژ خازن C_2 را می‌توان با استفاده از معادلات (۴) و (۷) و همچنین معادلات (۱۰) و (۱۱) مطابق رابطه زیر محاسبه نمود.

$$\frac{-D}{n}(V_{c2} + V_{c3}) + (1-D)(V_{c1} - V_{c3}) = 0 \Rightarrow V_{c2} = \frac{-n-1+nD}{(1-D)^2} V_{in} \quad (12)$$

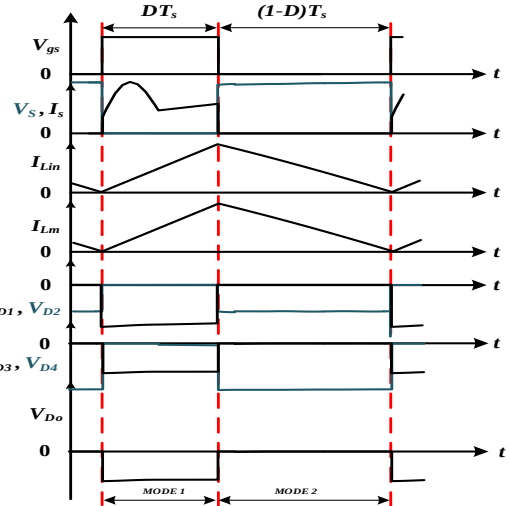
پس از محاسبه ولتاژ خازن‌ها، با استفاده از معادلات (۳) و (۸) می‌توان بهره ولتاژ خروجی را با اعمال قانون ولت-ثانیه بر روی سلف مغناطیسی تعیین کرد. در نتیجه:

$$DV_{c1} + \frac{(1-D)}{n}(V_{c3} - V_{c2} - V_o) = 0 \Rightarrow M_{ccm} = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2+n}{(1-D)^2} \quad (13)$$

بر اساس رابطه بهره ولتاژ خروجی مشاهده می‌شود که مبدل پیشنهادی از نوع مرتبه دوم می‌باشد. این بدان معنا است که در مبدل پیشنهادی می‌توان با ضریب وظیفه کمتر به بهره‌ی بالاتری دست یافت. شکل (۴) بهره ولتاژ خروجی را به عنوان تابعی از نسبت دور سیم-پیچی‌های سلف تزویج و ضریب وظیفه نشان می‌دهد. همان‌طور که در شکل هم مشخص است در مبدل پیشنهادی می‌توان به بهره ولتاژ بالا با ضریب وظیفه پائین دست پیدا نمود. در نتیجه استرس بر روی المان‌های فعال کمتر شده و امکان استفاده از المان‌ها با ظرفیت کمتر ایجاد می‌شود.



شکل (۴): بهره ولتاژ خروجی در مقابل تغییر ضریب وظیفه و نسبت دور سیم‌پیچی سلف تزویج



شکل (۳): شکل موج‌های اصلی ساختار پیشنهادی

۳- محاسبه بهره ولتاژ خروجی و طراحی پارامترها

۳-۱- بهره ولتاژ خروجی ساختار پیشنهادی

در ابتدا برای تحلیل بهتر موارد زیر به عنوان فرض اولیه در نظر گرفته می‌شود.

$$V_{N1} = V_{Lm} = \frac{N_1}{N_2} V_{N2} \quad (1)$$

$$\frac{N_2}{N_1} = n$$

با استفاده از قانون KVL و مراجعه به شکل (۲) ب روابط زیر در زمانی که کلید فعال روشن است به دست می‌آید.

$$V_{Lin} = V_{in} \quad (2)$$

$$V_{Lm} = V_{c1} \quad (3)$$

$$\frac{N_2}{N_1} V_{Lm} = -V_{c3} - V_{c2} \quad (4)$$

در روابط فوق ولتاژ سلف ورودی و سلف مغناطیسی کنندگی به ترتیب برابر با V_{Lin} و V_{Lm} می‌باشد. V_{c1} ، V_{c2} و V_{c3} به ترتیب مطابق با ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3 می‌باشند. پس از گذشت بازه زمانی اول زمانی که کلید فعال قطع می‌شود دیودهای D_1 ، D_3 و D_o در حالت هدایت مستقیم قرار گرفته و روشن می‌شوند. بر اساس شکل (۲) ج روابط زیر را می‌توان استخراج نمود.

$$-V_{in} + V_{Lin} + V_{c1} = 0 \quad (5)$$

$$-V_{in} + V_{Lin} + V_{Lm} + nV_{Lm} + V_{c2} + V_o = 0 \quad (6)$$

$$-V_{c1} + V_{Lm} + V_{c3} = 0 \quad (7)$$

$$-V_{c3} + nV_{Lm} + V_{c2} + V_o = 0 \quad (8)$$

$$-V_{in} + V_{Lin} + V_{Lm} + V_{c3} = 0 \quad (9)$$

اولین مرحله شامل محاسبه ولتاژ خازن C_1 با استفاده از قانون ولت-ثانیه برای سلف ورودی است. طبق این قانون متوسط ولتاژ سلف در

۲-۳- استرس کلید فعال و دیودها

ولتاژ کلید فعال در زمان خاموشی را می‌توان توسط رابطه زیر بیان نمود.

$$V_{S1} = V_{c1} - V_{Lm} \quad (14)$$

از طرفی در زمان وصل کلید ولتاژ سلف مغناطیسی را می‌توان از رابطه (۳) محاسبه نمود. حال با اعمال قانون ولت ثانیه بر روی سلف مغناطیسی در دو بازه وصل و قطع کلید می‌توان استرس ولتاژ کلید فعال را از رابطه زیر محاسبه نمود.

$$D(V_{c1}) + (1-D)(V_{c1} - V_{S1}) = 0 \Rightarrow V_{S1} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (15)$$

همان‌طور که مشاهده می‌شود، استرس ولتاژ بر روی کلید فعال نیز از درجه دوم می‌باشد. این بدان معنا است که با افزایش ضریب وظیفه، استرس بر روی کلید فعال نیز افزایش می‌یابد. باین‌حال، ذکر این نکته ضروری است که در مبدل پیشنهادی، با ضریب وظیفه کم می‌توان بهره ولتاژ بالا ایجاد نمود و بنابراین استرس بر روی کلید فعال بالا نمی‌باشد.

در حالت اول D_1 ، D_3 و D_0 در بایاس معکوس بوده و استرس ولتاژ آن‌ها را می‌توان به‌صورت زیر محاسبه کرد:

$$\begin{cases} V_{D1} + V_{Lm} = 0 \\ DT_s \Rightarrow V_{Lm} = V_{C1} \end{cases} \Rightarrow V_{D1} = -V_{C1} = -\frac{V_{in}}{1-D} \quad (16)$$

$$V_{D3} + V_{C3} = 0 \Rightarrow V_{D3} = -V_{C3} = -\frac{V_{in}}{(1-D)^2} \quad (17)$$

$$V_{D0} = V_{C3} - V_o = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} - V_o \quad (18)$$

به‌طور مشابه، در بازه زمانی دوم، D_2 و D_4 در حالت بایاس معکوس می‌باشند. بنابراین استرس ولتاژ بر روی آن‌ها را می‌توان با استفاده از روابط زیر محاسبه کرد:

$$\begin{cases} V_{D2} = V_{Lm} \\ (1-DT_s) \Rightarrow V_{Lm} = -(V_{C3} - V_{C1}) \end{cases} \Rightarrow V_{D2} = -(V_{C3} - V_{C1}) = \frac{D}{(1-D)^2} V_{in} \quad (19)$$

$$V_{D4} = V_{C3} - V_o = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} - V_o \quad (20)$$

۳-۳- طراحی پارامترها

در این بخش، طراحی پارامترهای مبدل پیشنهادی مورد بررسی قرار خواهد گرفت. از آنجایی که سلف ورودی به‌صورت سری با منبع ورودی است:

$$I_{Lin} = I_{in} = \frac{I_{Lin,max} + I_{Lin,min}}{2} = M_{CCM} \frac{V_o}{R} \quad (21)$$

بر اساس رابطه (۲)، ریپل جریان سلف ورودی را می‌توان به‌صورت زیر بیان کرد:

$$I_{max} - I_{min} = \frac{DV_{in}}{L_{in} f_s} \quad (22)$$

برای اطمینان از حالت هدایت پیوسته، حداقل جریان سلف ورودی باید بیشتر از صفر باشد. بنابراین، حداقل مقدار برای سلف ورودی را می‌توان با استفاده از معادلات (۲۱) و (۲۲) به‌صورت زیر محاسبه کرد:

$$L_{in} > \frac{R_o D}{2 f_s M_{CCM}^2} \quad (23)$$

در بازه زمانی اول و دوم جریان خازن C_1 به ترتیب برابر با $I_{C1} = -I_{Lm}$ و $I_{C1} = I_{in} - I_{N1}$ می‌باشد. جریان ثانویه سلف تزویج در بازه روشن بودن کلید برابر با صفر و در بازه‌ی قطع کلید فعال برابر با جریان خروجی می‌باشد. با توجه به این‌که هر دو جریان از سر نقطه‌دار سلف تزویج وارد شده رابطه‌ی زیر بین جریان سیم‌پیچ‌های سلف تزویج برقرار است.

$$\frac{I_{N1}}{I_{N2}} = -\frac{N_2}{N_1} \quad (24)$$

بر اساس رابطه (۲۴):

$$I_1 - I_{Lm} = I_{N1} \Rightarrow I_{Lm} = I_1 + \frac{N_2}{N_1} I_{N1} \quad (25)$$

جایی که I_1 برابر با جریان ورودی سلف تزویج است.

$$I_1 = I_{in} - I_{C1} \quad (26)$$

جریان سلف مغناطیسی را می‌توان با در نظر گرفتن قانون تعادل جریان برای C_1 در یک دوره کلیدزنی از معادله زیر به دست آورد.

$$\begin{aligned} < I_{C1} > = 0 \Rightarrow -DI_{Lm} + (1-D)\left(\frac{N_1}{N_1 + N_2}\right)I_{Lm} + (1-D)I_{in} \\ & I_{Lm} = \frac{I_{Lm,max} + I_{Lm,min}}{2} = \frac{(1-D)I_{in}}{(1-D)\frac{N_1}{N_1 + N_2} + D} \end{aligned} \quad (27)$$

ریپل جریان سلف مغناطیس کنندگی را می‌توان با استفاده از معادلات (۳) و (۱۰) به‌صورت زیر محاسبه کرد:

$$I_{Lm,max} - I_{Lm,min} = \frac{DV_{in}}{(1-D)L_m f_s} \quad (28)$$

درنهایت، حداقل سلف مغناطیس کنندگی را می‌توان با استفاده از معادلات (۲۷) و (۲۸) به‌صورت زیر به دست آورد.

$$L_m > \frac{(D(1-D)\frac{N_1}{N_1 + N_2} + D^2)R_o}{2(1-D)^2 M_{CCM}^2 f_s} \quad (29)$$

با در نظر گرفتن ریپل مناسب برای خازن‌ها، می‌توان مقدار خازن‌های C_0 و C_1 را از روابط زیر محاسبه نمود.

$$C_1 = \frac{(D-1)I_{in}}{\left(\frac{N_1}{N_2 + N_1}(1-D) - D\right)\Delta V_{C1} f_s} \quad (30)$$

در جایی که ρ مقاومت مخصوص سیم مسی، MLT میانگین طول هر دور سیم پیچ، Wa ناحیه سیم پیچ هسته و Ku ضریب پر شدن هسته می باشد. N_1 و N_2 تعداد دور سیم پیچ های سلف تزویج و I_1 و I_2 جریان های مؤثر سیم پیچ ها هستند.

۴-۴-۳- تلفات مقاومتی خازن

تلفات توان خازن ناشی از مقاومت سری معادل ESR^2 بوده که می تواند به صورت تجربی اندازه گیری شود. تلفات توان را می توان از رابطه (۳۷) محاسبه کرد که در آن R_{ESR} و I_C به ترتیب مقاومت سری معادل و جریان مؤثر خازن هستند. برای محاسبه تلفات کل خازن ها بایستی تلفات هر کدام به صورت مجزا توسط رابطه (۳۷) محاسبه شده و در انتها با یکدیگر جمع شوند.

$$P_{capacitor_loss} = R_{ESR} I_C^2 \quad (37)$$

۴- مقایسه ساختار پیشنهادی با دیگر ساختارها

در این قسمت مقایسه ای بین ساختار پیشنهادی و برخی از مبدل های افزایشده DC-DC صورت می پذیرد. این مقایسه بر مبنای بهره و لتاژ خروجی، استرس کلید فعال و تعداد المان ها انجام خواهد شد. پارامترهای مورد مقایسه را می توان در جدول (۱) مشاهده نمود.

بر اساس جدول فوق بهره و لتاژ خروجی در مبدل پیشنهادی از دیگر مبدل های مورد مقایسه بالاتر می باشد. مبدل پیشنهادی و مبدل ارائه شده در [۱۷] و [۲۸] دارای تعداد کلید فعال برابر می باشند. با این وجود در مبدل پیشنهادی بهره و لتاژ بالا با ضریب وظیفه پائین قابل دستیابی می باشد. علاوه بر این استرس و لتاژ بر روی کلید فعال در مبدل پیشنهادی به نسبت دو مبدل ذکر شده پایین تر می باشد. در مقایسه با مبدل ارائه شده در مرجع [۲۷] مبدل پیشنهادی دارای استرس و لتاژ کمتری بر روی کلید فعال می باشد. در نتیجه این امر منجر به استفاده از کلید با ظرفیت پایین تر شده که کاهش تلفات را در پی دارد. مجموع تعداد المان ها در مبدل [۲۷] کمتر از المان های ساختار پیشنهادی می باشد. باین حال مبدل [۲۷] دارای دو کلید فعال بوده که منجر به کنترل پیچیده و افزایش هزینه می گردد. با توجه به موارد ذکر شده مبدل پیشنهادی عملکرد بهتری به نسبت سایر ساختارهای معرفی شده دارد.

در مقایسه ای دیگر تغییرات بهره و لتاژ خروجی به نسبت تغییرات ضریب وظیفه را می توان در شکل (۵) مشاهده نمود. در این مقایسه نسبت دور سلف تزویج برای تمامی مبدل ها یکسان و برابر با دو در نظر گرفته شده است. همان طور که در شکل مشخص است، ضریب وظیفه بین مقدار ۰٫۲ تا ۰٫۷ تغییر کرده و در میان این تغییرات بهره و لتاژ خروجی در مبدل پیشنهادی بالاتر از سایر مبدل ها می باشد. در نتیجه در مبدل پیشنهادی می توان با ضریب وظیفه پائین به بهره و لتاژ بالا دست یافت. در نتیجه استرس اعمال شده بر روی المان های

$$C_o = \frac{DV_o}{R_o \Delta V_{Co} f_s} \quad (31)$$

۴-۳- تحلیل راندمان

هدف این بخش بررسی تحلیل دقیق تلفات مبدل پیشنهادی در بین اجزای آن است. تلفات در مبدل های DC-DC را می توان به بخش های مختلفی از جمله تلفات کلیدزنی، تلفات دیود، تلفات مغناطیسی و تلفات خازنی تقسیم کرد. بنابراین، از روش تحلیلی ارائه شده در [۲۲]-[۲۶] برای مطالعه توزیع تلفات بین اجزای مبدل پیشنهادی استفاده می شود.

۴-۳-۱- تلفات ماسفت

تلفات حالت هدایت ماسفت را می توان با استفاده از معادله زیر محاسبه کرد که در آن R_{DS_on} نشان دهنده مقاومت حالت روشن ماسفت در زمان وصل و I_{rms} نشان دهنده مقدار مؤثر جریان ماسفت می باشد.

$$P_{cond} = R_{DS_on} I_{rms}^2 \quad (32)$$

معادله محاسبه تلفات کلیدزنی ماسفت در رابطه (۳۳) بیان شده است، جایی که C_{oss} ظرفیت خازن خروجی ماسفت را نشان داده و می توان از برگه مشخصات فنی قطعه مقدار آن را استخراج نمود. علاوه بر این، V_s و f_{sw} به ترتیب برابر با فرکانس کلیدزنی و استرس و لتاژ دو سر کلید در زمان قطع می باشد.

$$P_{switching} = \frac{1}{2} C_{oss} f_{sw} V_s^2 \quad (33)$$

۴-۳-۲- تلفات دیود

تلفات حالت هدایت دیودها را می توان با استفاده از رابطه (۳۴) به دست آورد، که در آن V_{D_on} ، R_{D_on} ، I_{D_avg} و I_{D_rms} به ترتیب افت و لتاژ در زمان هدایت دیود، مقاومت حالت وصل، جریان متوسط و جریان مؤثر دیود را نشان می دهند.

$$P_{D_con} = V_{D_on} I_{D_avg} + R_{D_on} I_{D_rms}^2 \quad (34)$$

۴-۳-۳- تلفات مغناطیسی

با توجه به روابط ارائه شده در مرجع [۲۳]، تلفات هسته مغناطیسی در هر متر مکعب به صورت زیر به دست می آید:

$$P_{core_loss} = K_c \left(\frac{\Delta B}{2} \right)^\beta f_{sw}^\alpha \left(\frac{W}{m} \right) \quad (35)$$

جایی که ثابت های K_c ، α و β با مواد هسته مغناطیسی مرتبط بوده و می توان مقادیر آن ها را بر اساس نوع ماده انتخابی در مرجع [۲۳] محاسبه نمود. ریبیل چگالی شار پیک-پیک با ΔB نشان داده می شود. تلفات مس سیم پیچ های سلف تزویج را می توان با استفاده از معادله زیر بیان کرد [۲۵]:

$$P_{copper_loss} = \rho \frac{MLT}{K_u W_a} (N_1 I_1 + N_2 I_2)^2 \quad (36)$$

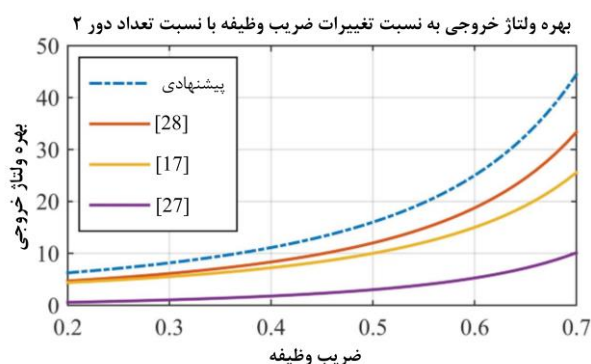
فعال کاهش یافته که این امر موجب افزایش راندمان و چگالی توان می‌گردد.

جدول (۱): مقایسه بین ساختار پیشنهادی و دیگر ساختارهای معرفی شده

مبدل	بهره ولتاژ خروجی	استرس کلید فعال	تعداد المان‌ها		
			کلید	دیود	خازن
مبدل [۱۷]	$\frac{1+n-D}{(1-D)^2}$	$\frac{1+n}{1-D} V_{in}$	۱	۵	۳
مبدل [۲۷]	$\frac{2D-D^2}{(1-D)^2}$	$\frac{V_{in}}{(1-D)^2}$	۲	۲	۲
مبدل [۲۸]	$\frac{1+n}{(1-D)^2}$	$\frac{V_{in}}{(1-D)^2}$	۱	۷	۴
مبدل پیشنهادی	$\frac{2+n}{(1-D)^2}$	$\frac{V_{in}}{(1-D)^2}$	۱	۵	۴

جدول (۲): پارامترهای ساختار پیشنهادی

پارامتر	مقدار
ولتاژ ورودی	۲۵ ولت
ولتاژ خروجی	۲۷۰ ولت
توان خروجی	۲۰۰ وات
خازن خروجی	۵۶ میکرو فاراد
سلف ورودی	۱۷ میکروهنری
سلف مغناطیس‌کنندگی	۴۳ میکروهنری
نسبت دور ثانویه به اولیه	۲
کلید فعال	IRFP260
دیودهای D1, D2	MBR10100
دیودهای D3, D4, D5	MUR840
خازن‌های شبکه VMC	۲,۲ میکرو فاراد
هسته ۱ و هسته ۲	PQ26-25, PQ32-20
فرکانس کلیدزنی	۷۵ کیلوهرتز



شکل (۵): تغییرات بهره ولتاژ خروجی به نسبت ضریب وظیفه در مبدل پیشنهادی در کنار سایر ساختارهای مشابه

۵- نتایج عملی

به منظور ارزیابی عملکرد مبدل پیشنهادی، یک نمونه ۲۰۰ واتی طراحی و ساخته شده و تحت چندین تست مختلف قرار گرفته است. شکل (۶) نمونه ساخته شده از مبدل پیشنهادی را نشان داده و همچنین پارامترهای مورد استفاده در تست مبدل بر اساس روابط تئوری ارائه شده در بخش‌های قبل در جدول (۲) قابل مشاهده می‌باشد. برای تست مبدل پیشنهادی ضریب وظیفه ۰,۴۶ و نسبت دور ثانویه به اولیه در سیم‌پیچ‌های سلف تزویج برابر با ۲ می‌باشد.

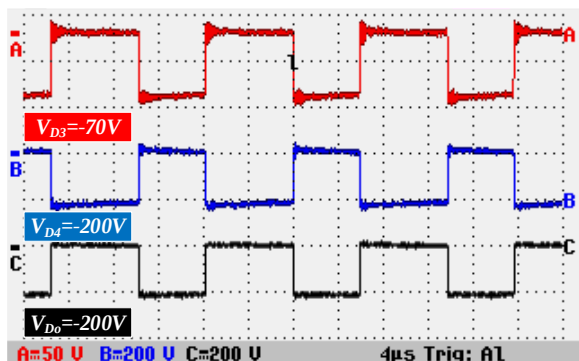


شکل (۶): نمونه آزمایشگاهی مبدل DC-DC پیشنهادی

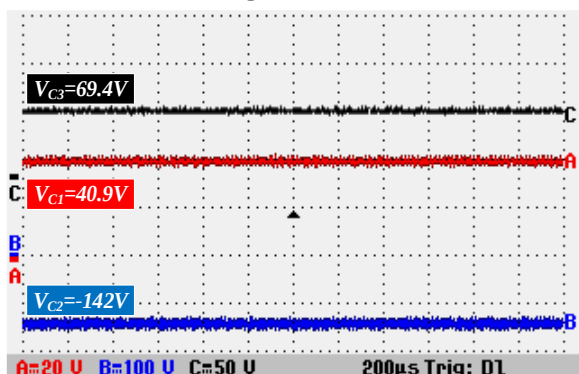
شکل موج ولتاژ خروجی، به همراه ولتاژ و جریان ورودی، در توان ۱۱۰ و ۲۰۰ وات به ترتیب در شکل (۷) و شکل (۸) نشان داده شده است. در شکل (۷)، ولتاژ خروجی ۲۷۱ ولت و ولتاژ ورودی ۲۴ ولت می‌باشد. در این حالت بهره ولتاژ خروجی برابر با ۱۱,۳ است. ضریب وظیفه در این حالت ۴۶ درصد بوده که به دلیل اثرات غیر ایده‌آلی المان‌ها و غیرخطی بودن مدار ۳ درصد بیشتر از محاسبه تئوری می‌باشد. در شکل (۸) که در ۲۰۰ وات ارائه شده است، ولتاژ خروجی به دلیل سیستم حلقه باز و ضریب وظیفه ثابت کاهش می‌یابد. البته باید توجه داشت که ولتاژ ورودی نیز با افزایش جریان دچار افت می‌شود. در این حالت، بهره ولتاژ خروجی در حدود ۱۰,۷۷ است و اثر افزایش بار و کاهش ولتاژ خروجی را می‌توان با افزایش جزئی در ضریب وظیفه که توسط یک کنترل کننده PI ساده به دست می‌آید، جبران نمود.

یکی از آزمون‌های عملی مهم، بررسی استرس وارد بر المان‌های فعال مدار می‌باشد. نتایج استرس روی دیودهای مبدل پیشنهادی و

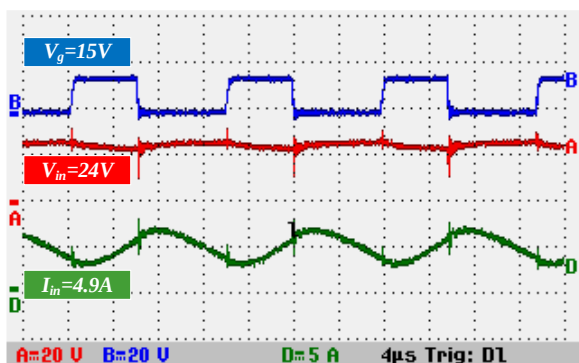
۲۰۰ ولت می‌باشد. مقادیر به دست آمده در تست‌های عملی بسیار نزدیک به معادلات ارائه شده در تحلیل تئوری مبدل بوده که نشان از عملکرد صحیح مبدل پیشنهادی دارد.



شکل (۱۰): استرس ولتاژ دیود D_3 ، ولتاژ دیود D_4 و ولتاژ دیود D_0 در حالت عملی



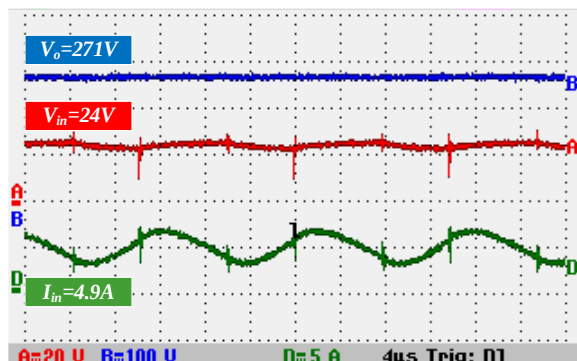
شکل (۱۱): ولتاژ خازن‌های شبکه VMC در حالت عملی



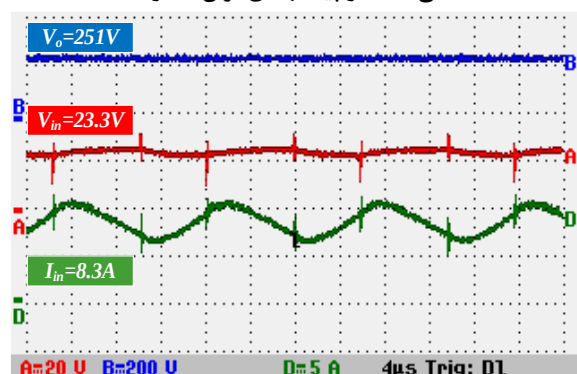
شکل (۱۲): ولتاژ گیت کلید فعال، ولتاژ و جریان ورودی

نتایج اندازه‌گیری ولتاژ خازن‌های شبکه VMC در شکل (۱۱) نشان داده شده است. همان‌طور که از شکل مشاهده می‌شود، ولتاژ خازن با معادلات تئوری ارائه شده در بخش سوم مطابقت دارد. از این رو، ولتاژ خازن‌های C_1 ، C_2 و C_3 به ترتیب ۴۰،۹، منفی ۱۴۲ و ۶۹،۴ ولت اندازه‌گیری گردید. در انتها ولتاژ گیت کلید فعال و همچنین ولتاژ و جریان ورودی در شکل (۱۲) قابل مشاهده می‌باشد. بر اساس شکل فوق ضریب وظیفه در حدود ۴۶ درصد و فرکانس کلیدزنی ۷۵ کیلوهرتز می‌باشد. سلف ورودی با روشن شدن کلید فعال شارژ شده و با قطع کلید انرژی آن دشارژ می‌شود. علاوه بر این جریان ورودی به-

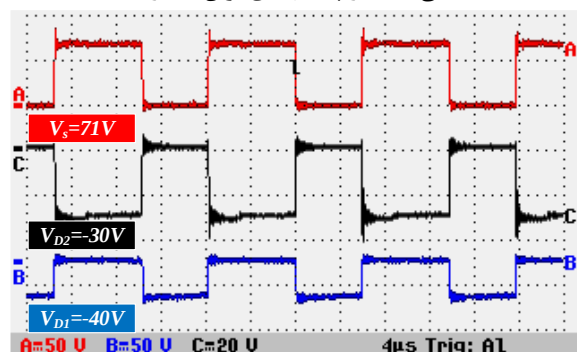
کلید فعال را می‌توان در شکل (۹) و شکل (۱۰) مشاهده نمود. در شکل (۹)، استرس بر روی کلید فعال و استرس ولتاژ بر روی دیودهای D_2 و D_1 قابل مشاهده است.



شکل (۷): شکل موج ولتاژ خروجی، ولتاژ و جریان ورودی در حالت عملی ساختار پیشنهادی توان ۱۱۰ وات



شکل (۸): شکل موج ولتاژ خروجی و ولتاژ و جریان ورودی در حالت عملی ساختار پیشنهادی توان ۲۰۰ وات



شکل (۹): استرس ولتاژ کلید فعال، ولتاژ دیود D_1 و ولتاژ دیود D_2 در حالت عملی

همان‌طور که در شکل (۹) قابل مشاهده است، استرس ولتاژ کلید فعال ۷۱ ولت بوده که نسبت به ولتاژ خروجی مقدار کمی می‌باشد. علاوه بر این، ولتاژ در دو دیود اول و دوم به ترتیب منفی ۴۰ و منفی ۳۰ ولت است. یکی از موارد مهم رینگ‌های ولتاژی بر روی شکل موج استرس المان‌های فعال می‌باشد. همان‌طور که در شکل (۹) قابل مشاهده است مقدار این رینگ‌ها بسیار کم بوده و علت این امر سلف نشی کم مدار می‌باشد. در شکل (۱۰)، استرس ولتاژ بر روی D_3 ، D_4 و دیود خروجی دیده قابل مشاهده می‌باشد. بر اساس شکل فوق ولتاژ دیودهای مذکور به ترتیب برابر با منفی ۷۰، منفی ۲۰۰ و منفی

56, no. 8, pp. 3144–3152, Aug. 2009.

- [10] Bahman Taheri, Mahsa Sedaghat-A new general controller for DC-DC converters based on SMC methods- 2018 6th international Istanbul smart grids and cities congress and fair (ICSG)-IEEE.
- [11] Mirzaei A, Rezvanyvardom M, Heydari S. Analysis, Design and Implementation of a Non-Isolated Soft Switched Quasi Z-Source DC-DC Converter with High Voltage Gain. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2019; 16 (3):13-24
- [12] J. Ai, M. Lin, and M. Yin, “A Family of High Step-Up Cascade DC-DC Converters with Clamped Circuits”, IEEE Trans. Power. Electron., vol. 35, no. 5, pp. 4819–4834, 2020.
- [13] B. Wu, S. Li, K. Ma Smedley, and S. Singer, “A Family of Two-Switch Boosting Switched-Capacitor Converters”, IEEE Trans. Power. Electron., vol. 30, no. 10, pp. 5413–5424, Oct. 2015.
- [14] M. D. Seeman and S. R. Sanders, “Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters”, IEEE Tran. Power Electron., vol. 23, no. 2, pp. 841–851, Mar. 2008.
- [15] F. M. Shahir, S. Member, E. Babaei, and S. Member, “Voltage-Lift Technique Based Non-Isolated Boost DC-DC Converter: Analysis and Design”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 8993, no. c, 2017.
- [16] ESLAMI M, SIADATAN A, JAVANI G R. Design and Simulation of a DC-DC Converter Interleaved By Using Soft Switching Techniques as an Interface Circuit in Renewable Energy Sources. Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers 2022; 19 (2):149-158
- [17] S. W. Lee and H. L. Do, “Quadratic Boost DC-DC Converter with High Voltage Gain and Reduced Voltage Stresses”, IEEE Trans. Power. Electron., vol. 34, no. 3, pp. 2397–2404, 2019.
- [18] S. Hasanpour, S. Member, and A. Baghrmian, “A MODIFIED SEPIC - Based High Step - Up DC - DC Converter with Quasi - Resonant Operation for Renewable Energy Applications”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. PP, no. c, p. 1, 2018.
- [19] P. Sarvghadi and A. Y. Varjani, “A New Topology of High Step-Up Non-Isolated DC-DC Converter with Modifying in VMC Network”, in 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), pp. 1–5, Feb. 2021.
- [20] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, “Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, 2017.
- [21] E. H. Ismail et al., “A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio”, IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, vol. 55, no. 4, pp. 1159–1171, May 2008.
- [22] C. W. Mclyman, Transformer and Inductor Design Handbook. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2011.
- [23] W. G. Hurley and W.H. Wölflle, Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications. John Wiley & Sons, Apr 29, 2013.
- [24] D. Graovac, M. Pürschel and A. Kiep “Mosfet Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters”, Infineon, App. Note, 2006.
- [25] M. K. Nguyen, Y. C. Lim, and S. J. Park, “Improved trans-Z-source inverter with continuous input current and

صورت پیوسته بوده که سبب کاهش استرس بر روی المان‌ها، افزایش طول عمر منبع ورودی و افزایش راندمان می‌گردد.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک ساختار جدید مبدل DC-DC با بهره ولتاژ بالا به- منظور استفاده در شبکه توزیع توان در هواپیماهای الکتریکی-تر ارائه گردید. ساختار پیشنهادی از دو شبکه چند برابر کننده ولتاژ جدید برای دستیابی به بهره ولتاژ بالا استفاده کرده‌است. با استفاده از یک سلف تزویج در شبکه چند برابر کننده ولتاژ انعطاف‌پذیری بیشتری در طراحی ایجاد شده و امکان حصول به بهره‌های ولتاژ بالاتر فراهم گردیده‌است. از دیگر مزایای مبدل پیشنهادی می‌توان به جریان ورودی پیوسته، کنترل ساده، استرس ولتاژ پایین بر روی المان‌های فعال و بهره ولتاژ خروجی بالا اشاره کرد. علاوه بر این، در ساختار پیشنهادی دستیابی به بهره ولتاژ خروجی بالا با ضریب وظیفه کم امکان‌پذیر می‌باشد. نتایج عملی با بهره ولتاژ خروجی ۱۱،۲۵ در ضریب وظیفه ۴۶ درصد تحلیل تئوری ارائه شده برای مبدل پیشنهادی را اثبات می‌کند.

مراجع

- [1] J. S. N. T. Magambo et al., “Planar Magnetic Components in More Electric Aircraft: Review of Technology and Key Parameters for DC-DC Power Electronic Converter”, IEEE Trans. Transp. Electrification, vol. 3, no. 4, pp. 831–842, 2017.
- [2] A. Nawawi et al., “Design and Demonstration of High Power Density Inverter for Aircraft Applications”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 53, no. 2, pp. 1168–1176, 2017.
- [3] A. Y. Arabul et al., “Perspectives and Development of Electrical Systems in More Electric Aircraft”, Int. J. Aeronaut. Eng., vol. 2021.
- [4] K. Ni et al., “Electrical and Electronic Technologies in More-Electric Aircraft: A Review”, IEEE Access, vol. 7, pp. 76145–76166, 2019.
- [5] N. Swaminathan and Y. Cao, “An Overview of High-Conversion High-Voltage DC-DC Converters for Electrified Aviation Power Distribution System”, IEEE Trans. Transp. Electrification, vol. 6, no. 4, pp. 1740–1754, 2020.
- [6] G. Buticchi, S. Bozhko, M. Liserre, P. Wheeler, and K. Al-Haddad, “On-board microgrids for the more electric aircraft - Technology review”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 66, no. 7, pp. 5588–5599, 2019.
- [7] P. Sarvghadi, A. Yazdian Varjani, and M. Shahparasti, “A High Step-Up Transformerless DC-DC Converter With New Voltage Multiplier Cell Topology and Coupled Inductor”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 69, no. 10, pp. 10162–10171, Oct. 2022.
- [8] F. Evran and M. T. Aydemir, “Isolated High Step-Up DC-DC Converter With Low Voltage Stress”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 7, pp. 3591–3603, Jul. 2014.
- [9] Lung-Sheng Yang, Tsorng-Juu Liang, and Jiann-Fuh Chen, “Transformerless DC-DC Converters With High Step-Up Voltage Gain”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.

- boost inversion capability”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 10, pp. 4500–4510, 2013.
- [26] Y. Wang, Y. Qiu, Q. Bian, Y. Guan, and D. Xu, “A Single Switch Quadratic Boost High Step Up DC-DC Converter”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 66, no. 6, pp. 4387–4397, 2019.
- [27] J. Li, J. Liu, and S. Member, “A Negative-Output High Quadratic Conversion Ratio DC-DC Converter with Dual Working Modes”, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. PP, no. c, p. 1, 2018.
- [28] S. A. Modaberi, B. Allahverdinejad, and M. R. Banaei, “A Quadratic High Step-up DC-DC Boost Converter Based on Coupled inductor with Single Switch and Continuous Input Current”, in 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), pp. 1–6, Feb. 2021.

زیر نویس ها

¹ More Electric Aircraft

² Effective Series Resistance