

A Single-switch High Step-up DC-DC Converter Based on Magnetic Coupling for Photovoltaic Applications

Ebrahim Chegini^{*1}, Alireza Shamsi²

¹Assistant Professor, Electrical Engineering Faculty, Shahid Sattari Aeronautical University of Science and Technology, Tehran, Iran
ebrahim.chegini@ssau.ac.ir

²Assistant Professor, Electrical Engineering Faculty, Shahid Sattari Aeronautical University of Science and Technology, Tehran, Iran
alireza.shamsi@ssau.ac.ir

Abstract:

In this paper, a non-isolated boost converter with high voltage gain is introduced, which achieves significant voltage gain at low duty cycle by utilizing only one power switch, resonant capacitor, three-winding coupled inductor, and voltage multiplier circuits. The design of this converter is simplified due to the use of an active switch, resulting in a reduced overall cost. Furthermore, the use of an inductor in the input path causes continuity of the input current. The proposed structure not only increases the output voltage, but also reduces the voltage stress applied to the circuit components. To recover the energy from the leakage inductance of the coupling inductor and further reduce the voltage stress on the switch, a capacitor is used to limit the voltage during periods that the switch is not conducting. The use of resonance technique in this converter has led to increased efficiency compared to other high-gain boost converters. In this study, the principles of converter operation are also comprehensively analyzed and equations related to voltage gain and stress of semiconductor components under steady-state and continuous conduction operating modes (CCM) are presented. The simulation results for the converter performance with specifications of 25V/380V/200W have been evaluated and verified.

Keywords: High voltage gain, Voltage multiplier, Reduced voltage stress, Coupled-inductor.

Article Type: Research

Received: 18. 05. 2025

Revised: 06. 12. 2025

Accepted: 26. 01. 2026

Corresponding author: Ebrahim Chegini

Corresponding author's address: Electrical Engineering Department, Shahid Sattari Aeronautical University of Science and Technology, Shamshiri Avenue, Mehrabad Jonoubi, Tehran, Iran



1. Motivation of the work

High step-up DC–DC converters are essential in many modern applications such as renewable energy systems, electric vehicles, fuel cells, and high-voltage DC distribution, where low-voltage sources must be efficiently converted to high-voltage levels. Conventional boost converters suffer from inherent limitations in voltage gain when operating at practical duty cycles, and high duty-cycle operation leads to increased conduction losses, severe voltage stress on semiconductor devices, and reduced efficiency. Moreover, many existing high-gain converter topologies rely on multiple active switches, complex control schemes, or bulky transformer-based isolation, which increase system cost, size, and design complexity.

Therefore, there is a strong demand for converter structures that can achieve high voltage gain at low duty cycles while maintaining high efficiency, reduced component stress, and simple control architecture. Coupled inductors and voltage multiplier techniques have been widely investigated to address these challenges; however, leakage inductance, switching losses, and circuit complexity still remain critical issues.

This work is motivated by the need to develop a non-isolated high-gain boost converter with a simple structure, continuous input current, and improved efficiency. By integrating a three-winding coupled inductor, resonant capacitor, and voltage multiplier network with a single active switch, the proposed converter simultaneously enhances voltage gain, recovers leakage energy, and mitigates voltage stress on power devices. Consequently, the proposed topology offers a promising solution for high-performance high-step-up power conversion in emerging energy systems.

2. Contributions

This paper proposes a novel non-isolated high step-up boost converter and provides a comprehensive analysis of its performance. The main contributions of this work can be summarized as follows:

1. A new high-gain boost converter topology is introduced, which achieves a large voltage conversion ratio at low duty cycles by combining a three-winding coupled inductor, a resonant capacitor, and voltage multiplier circuits with only one active power switch.
2. A simple and cost-effective structure is realized due to the use of a single active switch and a reduced number of power components, while maintaining continuous input current and high voltage gain.
3. An effective leakage energy recovery mechanism is incorporated through the resonant capacitor, which significantly reduces voltage

stress on the main switch and other semiconductor devices.

4. A detailed steady-state analysis of the proposed converter operating in continuous conduction mode (CCM) is presented, and closed-form expressions for voltage gain and voltage stress of power components are derived.
5. The effectiveness and feasibility of the proposed topology are validated through simulation results under a 25 V/380 V/200 W operating condition, demonstrating improved efficiency and performance compared to conventional high-gain boost converters.

3. Procedures

The research procedure adopted in this study is structured to systematically design, analyze, and validate the proposed high-gain boost converter. First, the converter topology is developed based on the integration of a three-winding coupled inductor, resonant capacitor, and voltage multiplier circuits with a single active switch, aiming to achieve high voltage gain at low duty cycles and reduced voltage stress on power components.

Next, the operating principles of the proposed converter are investigated in detail. The switching states and energy transfer mechanisms are analyzed, and the equivalent circuits corresponding to different operating intervals are derived. Based on these analyses, the steady-state behavior of the converter in continuous conduction mode (CCM) is formulated, and analytical expressions for voltage gain and semiconductor voltage stress are obtained.

Subsequently, key design parameters, including coupled inductor turns ratio, resonant capacitor value, and voltage multiplier components, are selected according to the desired voltage gain, power rating, and efficiency requirements. The impact of leakage inductance and parasitic elements on the converter performance is also examined.

Finally, the proposed converter is evaluated through simulation under specified operating conditions of 25 V input voltage, 380 V output voltage, and 200 W output power. The simulation results are used to verify the theoretical analysis and demonstrate the effectiveness, efficiency, and reliability of the proposed topology.

4. Findings

The analytical and simulation investigations confirm the effectiveness of the proposed non-isolated high-gain boost converter. The derived theoretical expressions accurately predict the voltage gain and voltage stress characteristics under continuous conduction mode (CCM), demonstrating good agreement with simulation results.

The proposed topology achieves a high voltage conversion ratio at relatively low duty cycles, which significantly mitigates the drawbacks associated with extreme duty-cycle operation in conventional boost converters. The integration of the three-winding coupled

inductor and voltage multiplier circuits effectively enhances the voltage gain while maintaining a simple circuit structure with only one active switch.

The resonant capacitor plays a key role in recovering the energy stored in the leakage inductance of the coupled inductor, thereby reducing switching losses and limiting the voltage stress on the main switch and other semiconductor devices. As a result, the proposed converter exhibits lower device stress compared to conventional high-gain boost converters, enabling the use of lower-rated and more cost-effective power components.

Simulation results under a 25 V/380 V/200 W operating condition demonstrate that the proposed converter provides stable operation, continuous input current, and improved efficiency. Overall, the findings indicate that the proposed topology offers a promising solution for high step-up power conversion applications requiring high voltage gain, high efficiency, and reduced component stress.

5. Conclusion

This paper presented a novel non-isolated high-gain boost converter that achieves a large voltage conversion ratio at low duty cycles by integrating a three-winding coupled inductor, a resonant capacitor, and voltage multiplier circuits with a single active switch. The proposed topology provides a simple and cost-effective structure while maintaining continuous input current and reduced voltage stress on power components.

A comprehensive steady-state analysis in continuous conduction mode was conducted, and closed-form expressions for voltage gain and semiconductor voltage stress were derived. The incorporation of the resonant capacitor enabled effective leakage energy recovery and mitigation of voltage stress on the main switch, contributing to improved efficiency and reliability.

Simulation results under a 25 V/380 V/200 W operating condition verified the theoretical analysis and demonstrated the superior performance of the proposed converter in terms of voltage gain, efficiency, and component stress compared to conventional high step-up boost converters. Therefore, the proposed converter represents a promising candidate for high-voltage step-up applications in renewable energy systems and other power conversion scenarios.

مبدل افزایشده ولتاژ بالای DC-DC تک کلیده مبتنی بر کوپلاژ مغناطیسی برای کاربردهای فتوولتاییک

ابراهیم چگینی^{۱*}، علیرضا شمس^۲

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

ebrahim.chegini@ssau.ac.ir

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

alireza.shamsi@ssau.ac.ir

چکیده: در این مقاله، یک مبدل افزایشده غیرایزوله با بهره ولتاژی بالا معرفی شده است که با بهره‌گیری از تنها یک کلید قدرت، خازن رزنانسی، سلف کوپله سه‌سیم‌پیچ و مدارهای ضرب‌کننده ولتاژ، در سیکل وظیفه پایین، به بهره ولتاژ قابل توجهی دست می‌یابد. طراحی این مبدل به دلیل استفاده از یک کلید فعال ساده شده و در نتیجه هزینه کلی کاهش یافته است. علاوه بر این، به کارگیری یک سلف در مسیر ورودی موجب پیوستگی جریان ورودی می‌گردد. ساختار پیشنهادی علاوه بر افزایش ولتاژ خروجی، تنش ولتاژ اعمال شده بر اجزای مدار را نیز کاهش می‌دهد. برای بازیابی انرژی ناشی از اندوکتانس نشستی سلف کوپله و کاهش هرچه بیشتر تنش ولتاژ بر کلید، از یک خازن به منظور محدودسازی ولتاژ در زمان‌های عدم هدایت کلید استفاده شده است. به کارگیری تکنیک رزنانسی در این مبدل، منجر به افزایش بازده نسبت به سایر مبدل‌های افزایشده با بهره بالا شده است. در این پژوهش همچنین، اصول عملکرد مبدل به صورت جامع تحلیل گردیده و معادلات مربوط به بهره ولتاژ و تنش قطعات نیمه‌رسانا در شرایط عملکرد حالت پایدار و هدایت پیوسته (CCM) ارائه شده‌اند. نتایج حاصل از شبیه‌سازی برای عملکرد مبدل با مشخصات 25V/380V/200W مورد ارزیابی و تأیید قرار گرفته است.

کلمات کلیدی: بهره ولتاژ بالا، ضرب‌کننده ولتاژ، تنش ولتاژ کاهش‌یافته، سلف کوپله

نوع مقاله: پژوهشی

دریافت: ۱۴۰۴/۰۲/۲۸

بازنگری: ۱۴۰۴/۰۹/۱۵

پذیرش: ۱۴۰۴/۱۱/۰۴

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر ابراهیم چگینی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: تهران - مهرآباد جنوبی - خیابان شمشیری - دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری - دانشکده مهندسی برق

۱- مقدمه

افزایش وابستگی به سوخت‌های فسیلی چالش‌هایی از جمله کمبود منابع انرژی، افزایش انتشار گاز دی‌اکسید کربن و گرم‌شدن زمین را به دنبال داشته است. در سال‌های اخیر، به منظور تأمین توان مورد نیاز بارهای محلی، ریزشبه‌های DC و شبکه‌های توزیع AC، استفاده از منابع انرژی تجدیدپذیر مبتنی بر منابع پاک نظیر پنل‌های فتوولتائیک (PV) و سلول‌های سوختی (FC) به طور چشمگیری افزایش یافته است. با این حال، ولتاژ خروجی این منابع معمولاً در محدوده ۲۰ تا ۴۰ ولت بوده که برای تغذیه مستقیم بارهای محلی و همچنین ولتاژ باس DC مورد نیاز اینورترهای تک فاز در شبکه‌های AC کافی نیست. از این رو، ولتاژ خروجی سیستم‌های PV و FC باید به سطح ولتاژ بالای باس DC افزایش یابد تا اتصال به شبکه امکان پذیر شود [۱-۳]. یکی از روش‌های رایج برای افزایش سطح ولتاژ پنل‌های فتوولتائیک، اتصال سری آن‌هاست. با این حال، این پیکربندی به دلیل عدم تطابق عملکرد پنل‌ها و وقوع سایه‌اندازی جزئی، با کاهش قابلیت اطمینان و افزایش تلفات توان مواجه است [۴].

مبدل بوسست سنتی به عنوان راهکاری مؤثر و مقرون به صرفه برای مدیریت بارهای توان بالا شناخته می‌شود. با این حال، دستیابی به بهره ولتاژ بالا در این ساختار مستلزم عملکرد در سیکل‌های وظیفه بزرگ است که منجر به افزایش تلفات هدایتی می‌گردد. علاوه بر این، کاهش زمان خاموشی کلیدها در حین عملکرد، کنترل مبدل را دشوارتر ساخته و پیچیدگی سیستم را افزایش می‌دهد. همچنین، کلیدهای قدرت تحت تنش‌های بالای ولتاژ و جریان قرار دارند، که استفاده از نیمه‌رساناهای با قابلیت تحمل بالا را ضروری می‌سازد؛ موضوعی که به نوبه خود موجب افزایش تلفات هدایتی و هزینه کلی سیستم می‌شود [۵-۷].

مبدل‌های DC-DC به طور کلی بر اساس وجود یا عدم وجود ایزولاسیون به دو دسته ایزوله و غیرایزوله تقسیم می‌شوند. در مبدل‌های ایزوله، انتقال توان به طور کامل از طریق میدان مغناطیسی صورت می‌گیرد. به عنوان مثال، مبدل‌های ایزوله‌ای مانند مبدل فلای‌بک، با بهره‌گیری از نسبت دور سیم‌پیچ ترانسفورماتور، درجه آزادی بیشتری در طراحی فراهم می‌کنند که این امکان را می‌دهد تا با افزایش نسبت دور، به بهره ولتاژ بالاتری دست یابند. با این حال، این مبدل‌ها دارای معایبی نیز هستند؛ از جمله تنش ولتاژ بالا بر اجزای خروجی، که می‌تواند منجر به کاهش بازده و عملکرد کلی سیستم گردد [۸، ۹]. مبدل‌های غیرایزوله، بخشی یا تمام توان را به صورت الکتریکی منتقل می‌کنند و از مزایایی همچون بازدهی بالاتر و حجم کمتر برخوردارند. از این رو، در کاربردهایی که ایزولاسیون گالوانیکی ضرورتی ندارد، مبدل‌های DC-DC غیرایزوله به دلیل فشردگی ساختار و راندمان بالاتر، گزینه بهتری محسوب می‌شوند [۱۰].

در سال‌های اخیر، انواع مختلفی از مبدل‌های DC-DC افزایش یافته با بهره بالا معرفی شده‌اند که با بهره‌گیری از تکنیک‌های افزایش ولتاژ، بدون

نیاز به استفاده از سیکل‌های وظیفه بسیار بزرگ، به بهره ولتاژ قابل توجهی دست می‌یابند. در این مبدل‌ها، از روش‌های گوناگونی همچون سلف‌های کوپله (CIs)، سلول‌های ضرب‌کننده ولتاژ (VMCs)، خازن‌های سوئیچ‌شونده (SCs)، سلف‌های سوئیچ‌شونده، و یا ترکیبی از این تکنیک‌ها استفاده می‌شود تا بهره ولتاژ به صورت مؤثر افزایش یابد [۱۱]. مبدل افزایشنده ولتاژ ارائه‌شده در [۱۲] با به کارگیری خازن‌های سوئیچ‌شونده به عنوان سلول‌های ضرب‌کننده ولتاژ و ادغام آن‌ها با مبدل‌های بوسست مرسوم، نسبت تبدیل ولتاژ را افزایش داده است. با این حال، دستیابی به بهره ولتاژ بالا در این نوع مبدل‌ها معمولاً مستلزم استفاده از تعداد زیادی سلول خازن سوئیچ‌شونده است، که این امر منجر به افزایش تعداد مؤلفه‌ها و تلفات ناشی از آن‌ها می‌گردد. مبدل افزایشنده با بهره بالا معرفی شده در [۱۳] فاقد زمین مشترک بین منبع ورودی و بار خروجی است، که این موضوع دامنه کاربرد آن را محدود می‌سازد. در [۱۴]، توپولوژی‌های جدیدی از مبدل‌های DC-DC افزایشنده با بهره ولتاژ درجه دوم و تنش ولتاژ پایین، مبتنی بر سلف‌های کوپله پیشنهاد شده‌اند. با این حال، این مبدل‌ها به دلیل رپل بالای جریان ورودی با محدودیت‌هایی مواجه‌اند که کاربرد آن‌ها را در سامانه‌های انرژی تجدیدپذیر محدود می‌سازد. در مطالعه [۱۵] نیز از بیش از یک کلید استفاده شده است؛ در حالی که مبدل‌های تک کلیدی برای کاربردهای توان پایین مناسب‌تر هستند، زیرا موجب کاهش حجم، هزینه و پیچیدگی سیستم می‌گردند.

در این مقاله، یک مبدل افزایشنده با بهره ولتاژی بالا معرفی شده است که از سلول‌های افزایشنده ولتاژ و خازن‌های سوئیچ‌شونده بهره می‌برد. با به کارگیری سلف کوپل شده، این مبدل بدون نیاز به استفاده از سیکل وظیفه بالا، به بهره ولتاژ بیشتری دست می‌یابد. استفاده از ساختار دارای زمین مشترک موجب کاهش تداخلات الکترومغناطیسی (EMI) و بهبود عملکرد حلقه کنترلی بازخوردی می‌شود. علاوه بر این، به منظور بازیابی انرژی اندوکتانس نشستی و افزایش بازده، از یک مدار رزناسی استفاده شده که همچنین تنش ولتاژ وارد بر قطعات نیمه‌هادی را کاهش می‌دهد. یک خازن نیز برای محدودسازی ولتاژ کلید در وضعیت خاموشی به کار گرفته شده و موجب کاهش بیشتر تنش ولتاژ می‌گردد. به منظور تضمین عملکرد در حالت جریان پیوسته با رپل پایین، یک سلف ورودی در ساختار لحاظ شده است. افزون بر این، با استفاده از تنها یک کلید فعال، ضمن بهبود راندمان، هزینه‌های ساخت نیز کاهش یافته است.

در ادامه این مقاله، بخش دوم به تشریح اصول عملکرد و حالات کاری توپولوژی پیشنهادی می‌پردازد. در بخش سوم، عملکرد حالت پایدار مبدل از جمله بهره ولتاژ و نیز تنش‌های ولتاژ و جریان وارد بر اجزا در حالت هدایت پیوسته (CCM) مورد بررسی قرار می‌گیرد. به منظور اعتبارسنجی عملکرد مبدل، در بخش چهارم مقایسه‌ای میان مبدل پیشنهادی و سایر توپولوژی‌ها انجام شده و نتایج به دست آمده به نمایش گذاشته شده‌اند. همچنین، در بخش پنجم تلفات توان محاسبه شده و

متوقف می‌گردد. در پایان، معادله زیر برای بازه زمانی اول مبدل قلیل ارائه است:

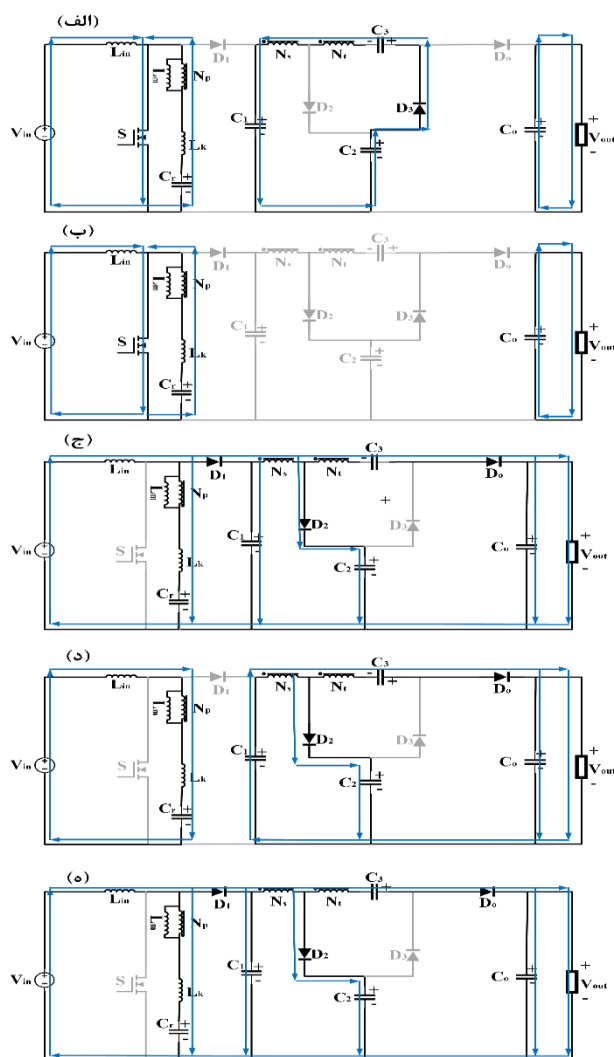
$$K = \frac{L_m}{L_m + L_k} \quad (1)$$

$$-V_{in} + V_{Lin} = 0 \quad (2)$$

$$-V_{C2} + V_{C3} - V_{Ns} - V_{Nt} + V_{Cl} = 0 \quad (3)$$

ب) بازه زمانی دوم [T1, T2]: در این حالت، MOSFET همچنان در وضعیت هدایت باقی می‌ماند و اجازه می‌دهد تا سلف ورودی L_{in} به شارژ خود ادامه دهد. در طول این بازه، جریان سلف L_{in} به مقدار بیشینه خود می‌رسد و خازن رزنانشی C_r نیز به تخلیه انرژی خود در لندوکتانس مغناطیس‌ساز ادامه می‌دهد. هم‌زمان، خازن خروجی C_o وظیفه تغذیه بار را بر عهده دارد. این بازه هنگامی پایان می‌یابد که سیگنال گیت به صفر بازمی‌گردد و در نتیجه هدایت MOSFET متوقف می‌گردد. در پایان، معادله زیر برای بازه زمانی دوم مبدل قلیل ارائه است:

$$V_{Cr} + V_{Lm} + V_{Lk} = 0 \quad (4)$$

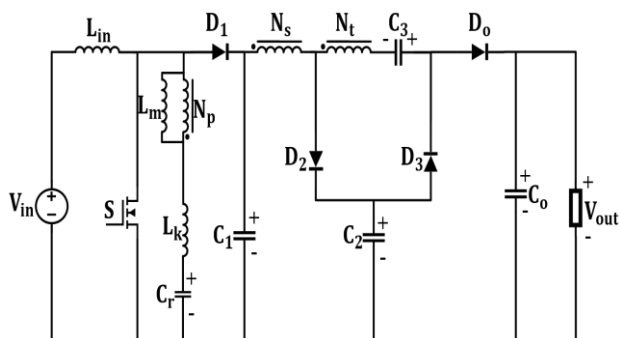


شکل (۲): حالات کاری مبدل پیشنهادی در حالت هدایت پیوسته

بازده مبدل ارزیابی می‌گردد. بخش ششم نتایج شبیه‌سازی را ارائه می‌دهد و در نهایت، بخش هفتم جمع‌بندی و نتیجه‌گیری کلی مقاله را ارائه می‌کند.

۲- شرح اصول عملکرد

مبدل افزایش‌دهنده ولتاژ بالای پیشنهادی در شکل (۱) نمایش داده شده است. کلید اصلی با نماد S، سلف ورودی با L_{in} ، اندوکتانس مغناطیس‌ساز با L_m و اندوکتانس نشستی با L_k نشان داده شده‌اند. خازن رزنانشی است و دیودهای D_1 ، D_2 ، D_3 و D_o به ترتیب به عنوان دیودهای کمکی و خروجی عمل می‌کنند. V_{in} و V_{out} به ترتیب ولتاژهای ورودی و خروجی را نشان می‌دهند، در حالی که C_o خازن خروجی است و یک مقاومت در خروجی برای شبیه‌سازی بار در نظر گرفته شده است. در این مبدل، یک خازن C_1 و سلف کوپله نیز به کار گرفته شده‌اند. اضافه شدن خازن C_1 موجب بازیابی انرژی ناشی از اندوکتانس نشستی و محدودسازی ولتاژ کلید اصلی شده و در نتیجه بازده را افزایش و تنش ولتاژ را کاهش می‌دهد. استفاده از سیم‌پیچ کوپله (که در آن‌ها N_p سیم‌پیچ اولیه، N_s سیم‌پیچ ثانویه و N_t سیم‌پیچ ثالث است) با نسبت دورهای N_2 بین اولیه و ثانویه و N_3 بین اولیه و ثالث، امکان بهینه‌سازی بهره مبدل و کاهش تنش را فراهم می‌آورد. هر یک از بازه‌های عملکردی مبدل در بخش‌های بعدی به صورت دقیق تشریح شده‌اند و مسیر جریان‌ها در هر بازه در شکل (۲) نشان داده شده است. همچنین، شکل (۳) شکل موج‌های کلیدی جریان و ولتاژ در مبدل را به تصویر می‌کشد.



شکل (۱): مبدل ارائه شده

الف) بازه زمانی اول [T0, T1]: در این حالت، با دریافت پالس گیت توسط MOSFET، هدایت آن آغاز می‌شود. سلف ورودی L_{in} از طریق ولتاژ ورودی V_{in} شروع به شارژ شدن می‌کند و در همین زمان، خازن رزنانشی C_r انرژی خود را به اندوکتانس مغناطیس‌ساز L_m منتقل می‌نماید. به طور هم‌زمان، خازن C_2 انرژی خود را به خازن‌های C_3 و C_1 منتقل می‌کند. در این بازه، وظیفه تغذیه بار را بر عهده دارد تا پیوستگی توان بار حفظ شود. این بازه زمانی هنگامی پایان می‌یابد که دیود D_3 وارد حالت بایاس معکوس شده و هدایت آن

$$-V_{in} + V_{Lin} + V_{Lm} + V_{Lk} + V_{cr} = 0 \quad (7)$$

ه) بازه زمانی پنجم $[T4, T5]$: در این حالت، دیود D_1 وارد ناحیه هدایت می‌شود و در همین زمان، سلف ورودی L_{in} و خازن C_3 به تخلیه انرژی خود به سمت خروجی ادامه می‌دهند. این فاز زمانی با اعمال سیگنال کنترلی و روشن شدن مجدد MOSFET پایان یافته و چرخه کاری مبدل از نو آغاز می‌گردد.

$$-V_{in} + V_{Lin} + V_{Ns} + V_{C2} = 0 \quad (8)$$

$$-V_{in} + V_{Lin} + V_{C1} = 0 \quad (9)$$

۳- بررسی عملکرد در حالت پایدار

برای تسهیل تحلیل ریاضی مبدل و استخراج معادلات حاکم بر آن، مفروضات زیر در نظر گرفته شده‌اند:

- مقاومت معادل سری (ESR) خازن‌ها و سلف‌ها در محاسبات نادیده گرفته شده تا معادلات مربوط به اجزای مدار ساده‌تر شوند.
- کلیه المان‌های نیمه‌رسانا شامل کلید و دیودهای موجود در مدار به صورت ایده‌آل فرض شده‌اند؛ بنابراین مقاومت در حالت روشن و افت ولتاژ مستقیم آن‌ها صفر در نظر گرفته می‌شود.

- اندوکتانس نشتی سلف‌های کوپله‌شده در محاسبات لحاظ شده است و با استفاده از رابطه (۱) نمایش داده می‌شود تا دقت استخراج معادلات بعدی افزایش یابد.
- با استفاده از قانون ولتاژ کیرشهف، معادلات مربوط به سلف‌های موجود در مدار تدوین شده و سپس با ترکیب آن‌ها، روابط ولتاژ برای اجزای مختلف استخراج خواهند شد.
- با اعمال معادلات (۲)، (۴) و (۷)، ولتاژ دو سر خازن C_r به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$V_{Cr} = V_{in} \quad (10)$$

برای استخراج ولتاژ دو سر خازن C_2 ، از معادلات (۲)، (۴) و (۸) استفاده می‌شود. رابطه به دست آمده برای V_{C2} به صورت زیر است:

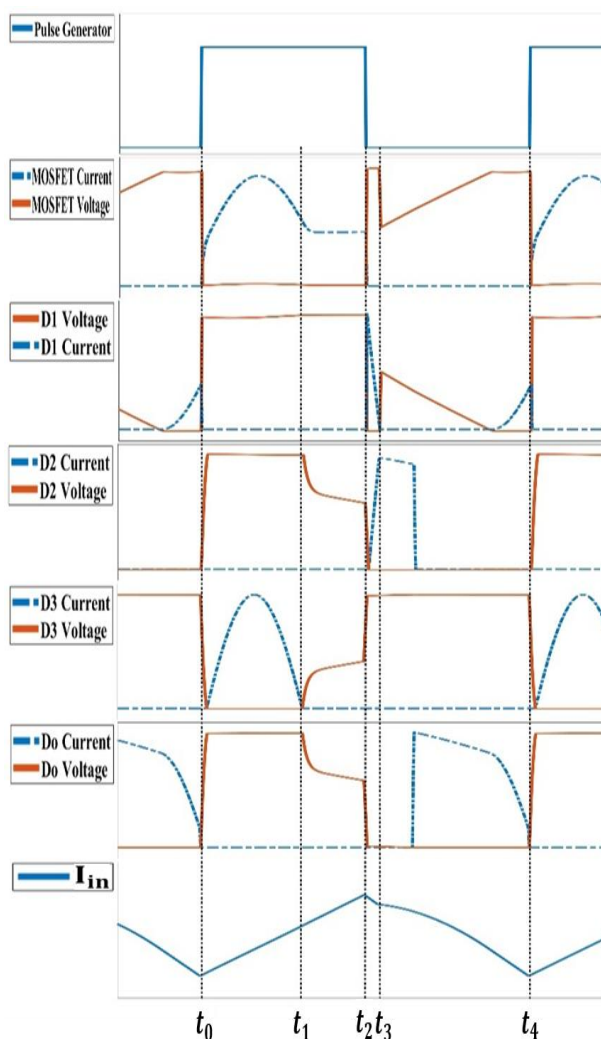
$$V_{C2} = \frac{V_{in} + DKN_2V_{in}}{(1-D)} \quad (11)$$

در ادامه، با به کارگیری معادلات (۴) و (۶)، ولتاژ دو سر خازن C_1 به صورت زیر به دست می‌آید:

$$V_{C1} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \quad (12)$$

علاوه بر این، ولتاژ دو سر خازن C_3 نیز به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$V_{C3} = (N_2 + N_3)KV_{in} + \frac{(N_2 + 1)DKV_{in}}{(1-D)} \quad (13)$$



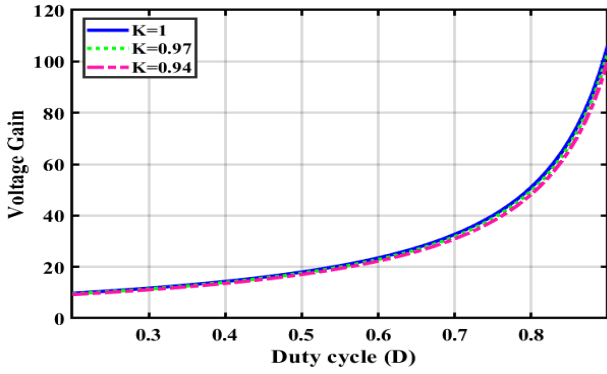
شکل (۳): شکل موج‌های کلیدی مربوط به حالات کاری در حالت هدایت پیوسته

ج) بازه زمانی سوم $[T2, T3]$: در ابتدای این حالت، MOSFET خاموش شده و هدایت آن متوقف می‌گردد. در این وضعیت، خازن C_1 با اعمال ولتاژ خود، ولتاژ روی MOSFET را محدود کرده و از آن در برابر اضافه‌ولتاژهای گذرا محافظت می‌کند. در همین زمان، خازن‌های C_1 ، C_r و C_2 شروع به شارژ شدن می‌نمایند. به طور هم‌زمان، سلف ورودی L_{in} که در بازه‌های قبلی انرژی ذخیره کرده است، شروع به تخلیه انرژی به خازن خروجی و بار می‌نماید. این بازه زمانی هنگامی به پایان می‌رسد که دیود D_1 وارد ناحیه بایاس معکوس شده و هدایت آن متوقف شود.

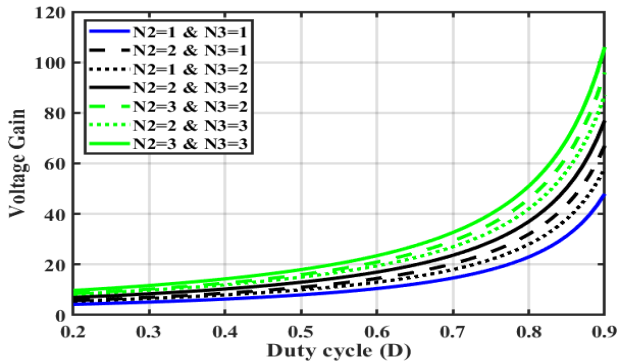
$$-V_{C1} + V_{Ns} + V_{Nt} - V_{C3} + V_o = 0 \quad (5)$$

$$-V_{C1} + V_{Ns} + V_{C2} = 0 \quad (6)$$

د) بازه زمانی چهارم $[T3, T4]$: این حالت با خاموش ماندن MOSFET آغاز می‌شود و در این مدت، خازن خروجی همچنان به شارژ بار ادامه می‌دهد. پس از آنکه دیود D_1 وارد ناحیه بایاس معکوس می‌شود، خازن C_1 شروع به تخلیه انرژی خود به سمت خروجی می‌نماید.



شکل (۴): بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در مقادیر مختلف K



شکل (۵): بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی در نسبت‌های دور مختلف

بنابراین، بیشترین مقدار جریان اندوکتانس ورودی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$I_{Lin}^{Peak} = MI_o + \frac{1}{2} \frac{V_{in} \times D}{L_{in} \times f_s \langle I_o \rangle} \times M \quad (19)$$

در نهایت نیز، معادلات مربوط به اندوکتانس مغناطیسی، جریان میانگین آن و ریپل جریان مربوطه به صورت زیر استخراج می‌شوند:

$$I_{lm}^{avg} = (N_2 + N_3) I_o^{avg} \quad (20)$$

$$L_m = \frac{V_L \times \Delta t}{\Delta I \times \langle I_{lm} \rangle} = \frac{V_{in} \times D}{\Delta I \times f_s (N_2 + N_3) \langle I_o \rangle} \quad (21)$$

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_{in} \times D T_s}{L_m \times (N_3 + N_2) \langle I_o \rangle} \quad (22)$$

در نهایت، حداکثر جریان اندوکتانس مغناطیسی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$I_{Lm}^{Peak} = (N_2 + N_3) I_o + \frac{1}{2} \frac{V_{in} \times D}{L_m \times f_s (N_2 + N_3) \langle I_o \rangle} \quad (23)$$

در ادامه نیز، تنش جریان میانگین وارد بر کلید به صورت زیر بیان می‌شود:

$$I_S^{mean} = I_{lin} + I_{lm} \quad (24)$$

با جایگذاری معادلات (۱۷) و (۲۰) در معادله (۲۴)، جریان میانگین عبوری از کلید به صورت زیر بیان می‌شود:

$$I_S^{mean} = M \times I_o + (N_2 + N_3) \times I_o \quad (25)$$

با استفاده از معادله (۵) و جایگذاری معادلات (۴)، (۱۰)، (۱۱)، (۱۲) و (۱۳)، بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی به صورت زیر استخراج می‌شود:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{KN_2(1+D)+1+D+KN_3}{(1-D)} \quad (14)$$

شکل (۴) بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی را برای نسبت دور ۳:۱ و بازه‌ای از سیکل وظیفه بین ۰/۲ تا ۰/۹، در مقادیر مختلف K نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، بهره ولتاژ مبدل در برابر تغییرات اندوکتانس نشستی نسبتاً ثابت باقی می‌ماند. از این‌رو، به منظور ساده‌سازی محاسبات، مقدار K=1 فرض شده و تحلیل مبدل بر این اساس ادامه می‌یابد. بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$M = \frac{N_2(1+D)+1+D+N_3}{(1-D)} \quad (15)$$

بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی برای نسبت‌های دور مختلف در شکل (۵) نمایش داده شده است. با تنظیم تعداد دورهای پیچ‌های سلف، می‌توان بهره مبدل را تغییر داد که این امر انعطاف‌پذیری قابل توجهی برای دستیابی به بهره مورد نظر بدون نیاز به سیکل وظیفه بالا فراهم می‌آورد.

۳-۱- تنش‌های جریان و ولتاژ بر روی اجزا

ارزیابی جامع از جریان سلف و همچنین مشخصات ولتاژ و جریان کلید قدرت و دیودها برای اطمینان از انتخاب صحیح این اجزا در توپولوژی پیشنهادی امری حیاتی است.

۳-۱-۱- تحلیل جریان

در شرایط پایدار، ریپل جریان ورودی در حالت هدایت پیوسته (CCM) به صورت زیر تعیین می‌شوند:

$$L_{in} = \frac{V_L \times \Delta t}{\Delta I \times \langle I_{in} \rangle} = \frac{V_{in} \times D}{\Delta I \times f_s \langle I_{in} \rangle} \quad (16)$$

در اینجا، f_s فرکانس سوئیچینگ مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. علاوه بر این، جریان میانگین عبوری از اندوکتانس ورودی I_{in} به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$I_{Lin}^{avg} = I_{in}^{avg} = MI_o = \frac{N_2(1+D)+1+D+N_3}{(1-D)} I_o^{avg} \quad (17)$$

علاوه بر این، ریپل در جریان اندوکتانس ورودی L_{in} به صورت زیر محاسبه می‌شود:

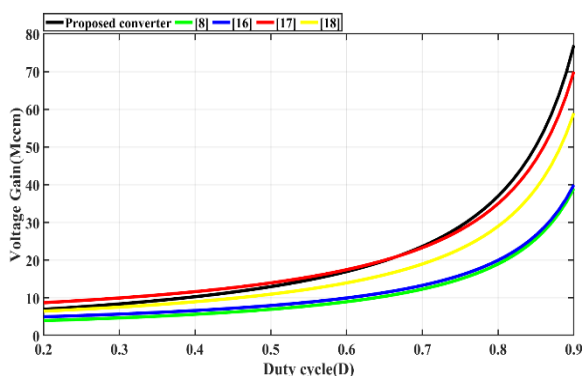
$$\Delta I_{Lin} = \frac{V_{in} \times D}{L_{in} \times f_s \langle I_o \rangle} \times M \quad (18)$$

الکترونیک قدرت به منظور کاهش تداخلات الکترومغناطیسی (EMI) از اهمیت بالایی برخوردار است.

مبدل ارائه شده در مرجع [۱۴] از تعداد بیشتری کلید نسبت به ساختار پیشنهادی استفاده می کند، که این امر موجب افزایش هزینه و پیچیدگی مدار می شود. علاوه بر این، استفاده از تعداد بالاتر خازن ها و دیودها در مبدل [۱۴] منجر به کاهش بازدهی و افزایش هزینه کل سیستم خواهد شد.

مقایسه نسبت تبدیل ولتاژ در شکل (۶) نمایش داده شده است. همان طور که در این شکل مشاهده می شود، برای سیکل های وظیفه بزرگ تر از ۰.۶۵، مبدل پیشنهادی نسبت به سایر ساختارها از بهره ولتاژ بالاتری برخوردار است. البته در سیکل های وظیفه پایین تر، ممکن است مبدل مرجع [۱۴] بهره ولتاژ بیشتری داشته باشد؛ با این حال، استفاده از تعداد بیشتری کلید، خازن و دیود در این ساختار، معایب قابل توجهی را نسبت به مبدل پیشنهادی ایجاد می کند.

در ادامه، شکل (۷) تنش ولتاژی نامی بر روی کلید اصلی را مقایسه می کند. بر اساس نتایج این شکل، تنش ولتاژی وارد بر کلید در مبدل پیشنهادی به طور قابل توجهی کمتر از ولتاژ خروجی بوده که مزیتی مهم از منظر انتخاب نیمه هادی ها و بهبود راندمان محسوب می شود.



شکل (۶): مقایسه بهره ولتاژ مبدل ارائه شده در مقایسه با مبدل افزایشده ولتاژ با گین بالای دیگر

با ترکیب معادلات (۲۲) و (۱۸)، حداکثر جریان کلید اصلی به صورت زیر محاسبه می شود:

(۲۶)

$$I_S^{\text{peak}} = I_S^{\text{mean}} + \frac{1}{2} \frac{V_{in} \times D}{L_{in} \times f_s \langle I_o \rangle \times M} + (N_2 + N_3) \frac{1}{2} \frac{V_{in} \times D}{L_m \times f_s (N_2 + N_3) \langle I_o \rangle}$$

بر اساس شکل موج پالس جریان ها از طریق کلید اصلی، مقدار ریشه میانگین مربعات (RMS) آن به صورت زیر محاسبه می شود:

$$I_S^{\text{rms}} \approx \sqrt{D} (M \times I_o + (N_2 + N_3) \times I_o) \quad (27)$$

با اعمال اصل تعادل بار-ثانیه به خازن ها، جریان های ریشه میانگین مربعات (RMS) عبوری از دیودها به صورت زیر محاسبه می شوند:

$$I_{D3}^{\text{rms}} = \frac{2 \times I_o}{\sqrt{(1-D)}} \quad (28)$$

$$I_{D2}^{\text{rms}} = \frac{2 \times I_o}{\sqrt{D}} \quad (29)$$

$$I_{D0}^{\text{rms}} = \frac{2 \times I_o}{\sqrt{(1-D)}} \quad (30)$$

۳-۱-۲- تحلیل تنش ولتاژ

ابتدا، تنش ولتاژ وارد بر کلید اصلی را می توان با استخراج معادله حاکم از مدهای عملکردی ارائه شده تعیین نمود. معادله محاسبه شده برای تنش ولتاژ کلید به صورت زیر است:

$$V_{SW} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \quad (31)$$

در ادامه، تنش ولتاژ وارد بر دیودهای D_1 ، D_2 ، D_3 و D_0 را می توان به صورت زیر بیان کرد:

$$V_{D1} = \frac{V_{in}}{(1-D)} \quad (32)$$

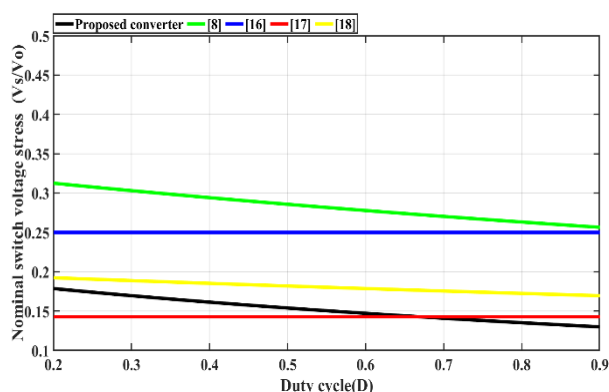
$$V_{D2} = (N_2 + N_3) K V_{in} \quad (33)$$

$$V_{D3} = \frac{(1 + D + K N_3) V_{in}}{(1-D)} \quad (34)$$

$$V_{D0} = \frac{V_{in} (N_2 + D + N_3)}{(1-D)} \quad (35)$$

۴- مطالعه تطبیقی

یک تحلیل تطبیقی به منظور اعتبارسنجی ویژگی های کلیدی مبدل پیشنهادی در مقایسه با سایر مبدل های افزایشده ولتاژ انجام شده است. این تحلیل بر پارامترهایی همچون تعداد قطعات، نسبت تبدیل ولتاژ و تنش ولتاژی بر کلید اصلی متمرکز بوده و نتایج آن در جدول ۱ خلاصه شده است. همان گونه که مشاهده می شود، مبدل های معرفی شده در مراجع [۱۵] و [۶] فاقد زمین مشترک هستند؛ این ویژگی در مبدل های



شکل (۷): مقایسه نرمال شده ولتاژ اعمال شده بر کلید توان در چندین مبدل افزایش ولتاژ با گین بالا

جدول (۱): مقایسه مبدل پیشنهادی با سایر مبدل‌های ارائه شده

مبدل ها	بهره ولتاژی مبدل	تنش ولتاژ نامی روی کلید	تعداد کلید	تعداد دیود	تعداد هسته مغناطیسی	تعداد خازن	زمین مشترک
مبدل ارائه شده	$\frac{N_2(1+D)+1+D+N_3}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{N_2(1+D)+1+D+N_3}$	1	4	۱ سلف + ۱ ترانسفورمر	5	بله
مبدل در [۸]	$\frac{(3+D)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(3+D)}$	2	4	۲ سلف + ۰ ترانسفورمر	4	خیر
مبدل در [۱۶]	$\frac{(2+N)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(2+N)}$	1	3	۱ سلف + ۱ ترانسفورمر	4	بله
مبدل در [۱۷]	$\frac{(3+2N)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(3+2N)}$	2	6	۱ سلف + ۱ ترانسفورمر	6	بله
مبدل در [۱۸]	$\frac{(1+D+2N)}{(1-D)}$	$\frac{V_o}{(1+D+2N)}$	2	4	۲ سلف + ۲ ترانسفورمر	6	خیر

تلفات توان در کلید مبدل پیشنهادی شامل دو بخش اصلی است: تلفات هدایتی (Conductive Loss) و تلفات سوئیچینگ (Switching Loss). بنابراین، می‌توان آن را به صورت زیر بیان کرد:

$$P_{\text{conductive loss}}^{\text{MOSFET}} = R_{\text{DS-on}} (\sqrt{D} (M \times I_o + (N_2 + N_3) \times I_o))^2 \quad (36)$$

این پارامترها معمولاً در برگه‌های دیتاشیت قطعات ارائه می‌شوند. تلفات سوئیچینگ را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$P_{\text{switching loss}}^{\text{MOSFET}} = (0.5) f_s I_s V_s (t_{\text{rise}} + t_{\text{fall}}) \quad (37)$$

ویژگی‌های استاتیکی کلید که در برگه دیتاشیت سازنده مشخص شده‌اند، زمان‌های صعود (t_{rise}) و نزول (t_{fall}) کلید را تعیین می‌کنند. در معادله تلفات سوئیچینگ، V_s حداکثر تنش ولتاژ روی کلید، I_s جریان عبوری از کلید در نظر گرفته می‌شوند.

علاوه بر این، توان تلفاتی در دیودها را می‌توان با استفاده از رابطه زیر محاسبه کرد:

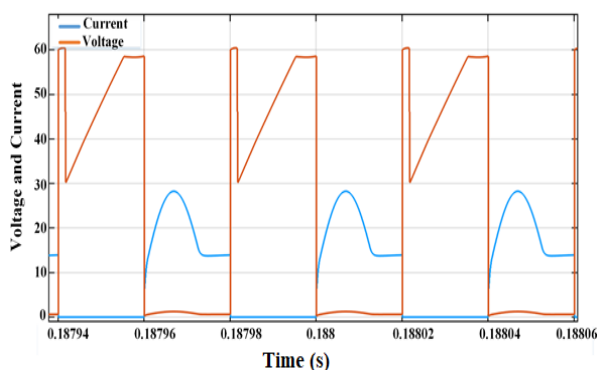
۵- تحلیل راندمان مبدل

برای انجام یک تحلیل دقیق از بازدهی مبدل پیشنهادی، مقاومت‌های پارازیتی در مطالعه لحاظ شده و به صورت زیر تعریف می‌شوند: مقدار $R_{\text{DS-on}}$ نشان دهنده مقاومت روشن (در حالت هدایت) بین درین و سورس کلید است. مقاومت‌های سری معادل (ESR) مربوط به سیم‌پیچ‌های اولیه، ثانویه و ثالث القاگر کوپله شده به ترتیب با R_{LN1} ، R_{LN2} و R_{LN3} نمایش داده می‌شوند. مقاومت‌های هدایت مستقیم دیودهای D_1 تا D_4 و D_0 به ترتیب با R_{FD1} تا R_{FD4} و R_{FDO} مشخص شده‌اند و ولتاژهای آستانه آن‌ها نیز با V_{FD1} تا V_{FD4} و V_{FDO} نمایش داده می‌شوند. همچنین، مقاومت‌های سری معادل خازن‌های C_1 تا C_4 و C_0 به ترتیب با r_{C1} تا r_{C4} و r_{CO} معرفی شده‌اند.

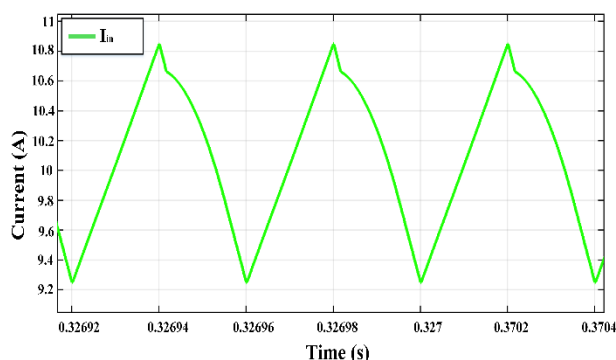
تلفات توان مبدل با استفاده از رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$P_{\text{loss}} : \sum P_{\text{loss}}^{\text{MOSFET}} + \sum_{i=1}^5 P_{\text{loss}}^{\text{Capacitor}} + \sum_{i=1}^4 P_{\text{loss}}^{\text{DIODE}} + \sum_{N=1}^4 P_{\text{loss}}^{\text{magnetic}} \quad (38)$$

فرکانس	۵۰ کیلو هرتز
حداکثر توان خروجی	۲۰۰ وات
MOSFET	IXTQ50N20P
Diode ها	SCS210AM
اندوکتانس ورودی	270uH
اندوکتانس کوپل شده	$N_2 = 2.5, N_3 = 3$ (14:35:42)
اندوکتانس مغناطیسی (Lm)	220uH
اندوکتانس نشستی (Lk)	4uH
خازن های C ₁ , C ₂ , C ₃	22uF-200V
خازن C _r	5uF-50V
خازن C _o	50uF-400V



شکل (۸): شکل موج جریان و ولتاژ MOSFET مبدل پیشنهادی



شکل (۹): شکل موج جریان ورودی مبدل پیشنهادی

در نهایت، مبدل پیشنهادی با استفاده از اجزای مشخص شده در PSpice شبیه‌سازی شده و بازده آن در یک دامنه از سطوح توان خروجی از ۵۰ وات تا ۲۰۰ وات مورد تحلیل قرار گرفته است، که نتایج آن در شکل ۱۳ ارائه شده است. بالاترین بازده در ۱۲۵ وات به دست آمده است، جایی که بازدهی به ۹۴.۹٪ می‌رسد و بازده کلی در طول دامنه آزمایش شده بالای ۹۳.۸٪ باقی می‌ماند. در ادامه، بر اساس مقادیر

$$P_{\text{loss}}^{\text{DIODE}} = \sum_{n=1}^{n=4} R_{\text{FDn}} (I_{\text{rms}})^2 + V_{\text{Fn}} (I_{\text{D}}^{\text{mean}}) \quad (38)$$

در اینجا، R_F بیانگر مقاومت هدایتی (on-resistance) دیود و V_F نشان‌دهنده ولتاژ هدایت مستقیم (forward voltage) آن است؛ هر دو پارامتر در برگه دیتاشیت قطعه مشخص شده‌اند.

$$P_{\text{loss}}^{\text{Capacitor}} = \sum_{n=1}^5 \text{ESR}_n \times I_{\text{rms } n}^2 \quad (39)$$

تلفات توان در المان‌های مغناطیسی را می‌توان با استفاده از رابطه زیر بیان کرد:

$$P_{\text{loss}}^{\text{magnetic}} = R_{\text{lin}} \times I_{\text{rms}}^2 + \sum_{n=1}^3 R_{\text{INn}} \times I_{\text{rms}}^2 \quad (40)$$

مقاومت مسی القانس ورودی با نماد R_{Lin} نمایش داده می‌شود. در نهایت، تلفات هسته‌ای القاگر را می‌توان به صورت زیر محاسبه کرد:

$$P_{\text{core losses}}^{\text{magnetic}} = K A_c l_c f^\alpha (B_{\text{max}})^\beta \quad (41)$$

در اینجا، A_c مساحت مقطع عرضی هسته را نشان می‌دهد، l_c طول میانگین مسیر هسته را نمایان می‌سازد، و B چگالی شار پیک را نشان می‌دهد. ثابت‌های K ، α ، و β معمولاً توسط سازنده در دیتاشیت ارائه می‌شوند.

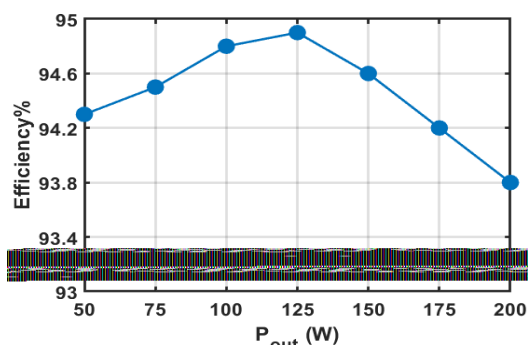
۶- بررسی عملکرد در حالت پایدار

یک شبیه‌سازی در MATLAB Simulink برای اعتبارسنجی تحلیل نظری و اصول عملی این توپولوژی برای یک مبدل ۲۵ ولت به ۳۸۰ ولت با توان ۲۰۰ وات انجام شد. تمامی اجزای مدار بر اساس مقادیر عملی مدل‌سازی شده‌اند، همانطور که در جدول ۲ توضیح داده شده است. نتایج در حالت جریان پیوسته (CCM) با فرکانس عملیاتی ۵۰ کیلوهرتز و سیکل وظیفه برابر ۰.۵ به دست آمدند.

همانطور که در شکل (۸) نشان داده شده است، ولتاژ MOSFET روی ۶۰ ولت قفل می‌شود که به طور قابل توجهی کمتر از ولتاژ خروجی است. این امر باعث کاهش هزینه‌های مبدل و افزایش بازدهی می‌شود. علاوه بر این، ولتاژ پایین‌تر MOSFET امکان انتخاب یک کلید با R_{DSon} پایین‌تر را فراهم می‌آورد که منجر به کاهش تلفات هدایتی و حداقل شدن نیاز به استفاده از یک هیت‌سینک بزرگتر می‌شود. همچنین، رپیل جریان ورودی در شکل ۹ نمایش داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، مبدل پیشنهادی رپیل جریان ورودی کمی دارد.

جدول (۲): مشخصات مبدل پیشنهادی

مشخصات	اجزاء
۲۵ ولت	ولتاژ ورودی (Vin)
۳۸۰ ولت	ولتاژ خروجی (Vout)



شکل (۱۳): بازده مبدل پیشنهادی در سطوح مختلف توان خروجی

۷- نتیجه گیری

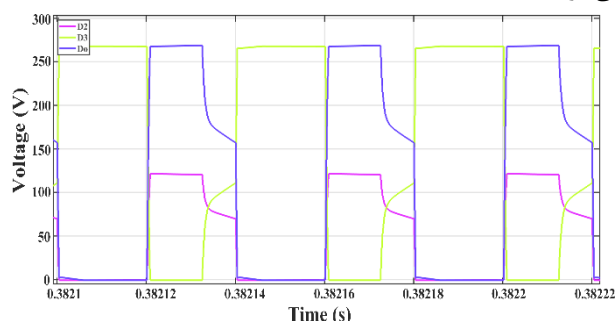
این مطالعه یک مبدل DC-DC با بهره ولتاژی بالا مبتنی بر اندوکتانس کوپل شده و استفاده از خازن برای کاهش تلفات سوئیچینگ را ارائه می دهد. مبدل پیشنهادی تک سوئیچ به طور مؤثر انرژی اندوکتانس نشستی را بازیابی می کند و در نتیجه بازده کلی را بهبود می بخشد. مزایای کلیدی این توپولوژی شامل جریان ورودی پیوسته، مقرون به صرفه بودن، کنترل ساده، بازدهی بالا و زمین مشترک است. مقایسه دقیق با سایر توپولوژی ها نقاط قوت طراحی پیشنهادی را نشان می دهد. نتایج شبیه سازی برای یک مبدل با ورودی ۲۵ ولت، خروجی ۳۸۰ ولت و توان ۲۰۰ وات نشان می دهد که مبدل پیشنهادی به طور گسترده ای برای کاربردهای افزایش ولتاژ بالا در دامنه وسیع ولتاژ ورودی مناسب است.

مراجع

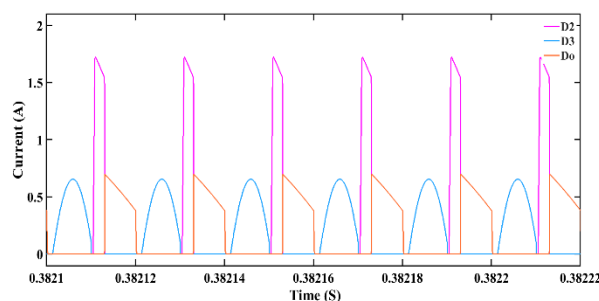
- [1] M. Forouzes, Y. Shen, K. Yari, Y. P. Siwakoti, and F. Blaabjerg, "High-efficiency high step-up DC-DC converter with dual coupled inductors for grid-connected photovoltaic systems", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 7, pp. 5967-5982, 2017.
- [2] Y. Zheng, W. Xie, and K. M. Smedley, "A family of interleaved high step-up converters with diode-capacitor technique", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 8, no. 2, pp. 1560-1570, 2019.
- [3] T. Nouri, S. Hasanpour, and S. S. Lee, "A Semi-Quadratic Trans-Inverse High Step-Up DC-DC Converter for Renewable Energy Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, 2024.
- [4] R. Rahimi, S. Habibi, P. Shamsi, and M. Ferdowsi, "A three-winding coupled-inductor-based dual-switch high step-up DC-DC converter for photovoltaic systems", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, vol. 3, no. 4, pp. 1106-1117, 2022.
- [5] W. Li and X. He, "Review of nonisolated high-step-up DC/DC converters in photovoltaic grid-connected applications", IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1239-1250, 2010.
- [6] H. Radmanesh, "Design and Analysis of a Novel High Step-Up DC-DC Converter for Aircraft Power Systems", (in eng), Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Research vol. 22, no. 3, pp. 72-81, 2025, doi: 10.61882/jiaee.22.

ارائه شده در جدول ۲، تلفات کل ماسفت برابر با ۳/۹۷ وات و تلفات دیودها معادل ۰/۷ وات محاسبه شده است که بیانگر عملکرد مناسب و بازده قابل قبول این مبدل می باشد.

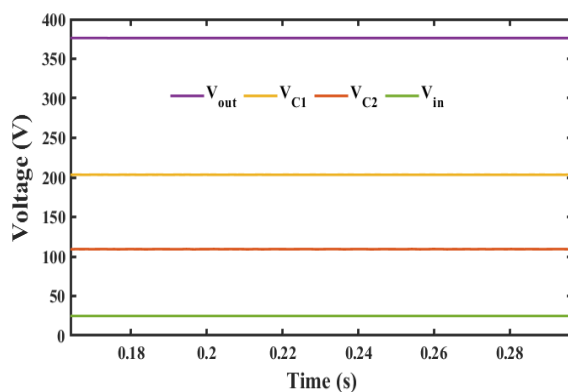
علاوه بر این، ولتاژهای خازن ها در شکل ۱۲ نشان داده شده است. رپیل ولتاژ کم و ناچیز است که عملکرد مقاوم و بسیار خوبی را نشان می دهد. تنش های ولتاژی وارد بر دیودها در شکل ۱۰ و شکل موج های جریان دیودها در شکل ۱۱ ارائه شده اند. همان گونه که مشاهده می شود، تنش ولتاژی اعمال شده بر دیود D_2 به طور قابل توجهی کمتر از تنش ولتاژی دیود خروجی است. هرچند دیودهای D_3 و D_0 تنش ولتاژی بیشتری نسبت به D_2 تجربه می کنند، این مقادیر همچنان به مراتب کمتر از ولتاژ خروجی باقی می مانند. افزون بر این، تنش های جریانی اعمال شده به این دیودها بسیار ناچیز بوده که این امر امکان انتخاب دیودهای متنوع تر را فراهم ساخته و در عین حال به کاهش تلفات هدایتی و کل سامانه منجر می شود.



شکل (۱۰): شکل موج ولتاژ دیود مبدل پیشنهادی



شکل (۱۱): شکل موج جریان های دیود در مبدل پیشنهادی



شکل (۱۲): شکل موج ولتاژ خازن ها مبدل پیشنهادی

- [7] F. Ghasemi and M. R. yazdani, "A Single-Switch Step-Up Dual-Output DC-DC Converter for Renewable Energy Applications", (in eng), Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Research vol. 21, no. 2, pp. 25-33, 2024, doi: 10.61186/jiaeee.21.2.25.
- [8] C. Cui, Y. Tang, Y. Guo, H. Sun, and L. Jiang, "High step-up switched-capacitor active switched-inductor converter with self-voltage balancing and low stress", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 69, no. 10, pp. 10112-10128, 2021.
- [9] b. gheisari and m. h. ershadi, "Analysis and implementation of a soft-switching high step-up quasi Z-source dc-dc converter with low voltage stress", (in eng), Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers, Research vol. 21, no. 2, pp. 1-12, 2024, doi: 10.61186/jiaeee.21.2.1.
- [10] R. Van Kan and E. Agostini Jr, "Hybrid T-Type ZVS PWM DC-DC Converter", IEEE Trans. Ind. Electron, 2020.
- [11] 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.
- [12] S. Araujo, R. Bascope, G. Bascope, and L. Menezes, "Step-up converter with high voltage gain employing three-state switching cell and voltage multiplier", in 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008: IEEE, pp. 2271-2277.
- [13] K.-C. Tseng, J.-Z. Chen, J.-T. Lin, C.-C. Huang, and T.-H. Yen, "High step-up interleaved forward-flyback boost converter with three-winding coupled inductors", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 9, pp. 4696-4703, 2014.
- [14] M. Karimi Hajiabadi, A. Lahooti Eshkevari, A. Mosallanejad, and A. Salemnia, "Non-isolated high step-up DC/DC converter for low-voltage distributed power systems based on the quadratic boost converter", International Journal of Circuit Theory and Applications, vol. 50, no. 6, pp. 1946-1964, 2022.
- [15] X. Sun, D. Rong, and N. Wang, "An interleaved high step-up boost-zeta converter using coupled inductors with resonant soft-switching", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023.
- [16] H. Ardi, A. Ajami, and M. Sabahi, "A novel high step-up DC-DC converter with continuous input current integrating coupled inductor for renewable energy applications", IEEE transactions on industrial electronics, vol. 65, no. 2, pp. 1315-1306, 2017/.
- [17] R. Fani, E. Farshidi, E. Adib, and A. Kosarian, "Analysis, design, and implementation of a ZVT high step-up DC-DC converter with continuous input current", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 12, pp. 10455-10463, 2019.
- [18] M. F. Guepfrih, G. Waltrich, and T. B. Lazzarin, "High step-up DC-DC converter using built-in transformer voltage multiplier cell and dual boost concepts", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 9, no. 6, pp. 6712-6700, 2021.