



Research Article

(2026) 5(2):97-110

Technovations of Electrical Engineering in Green Energy System

Implementation of a Highly Boosted Converter with High Efficiency Integral Sliding Mode Control for Photovoltaic Applications

Ali Mohamed Ghadoori¹, MSc, Majid Moazzami^{2,3}, Associate Professor

¹ Department of Engineering, North Refineries Company (N.R.C), Baghdad, Iraq

² Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

³ Smart Microgrid Research Center, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

Abstract:

Non-isolated step-up converters have wide applications such as photovoltaics, fuel cells, hybrid vehicle, etc. In many applications, it is very important to stabilize the output voltage despite changes in load or input voltage, so a suitable control circuit for the converter should be designed so that its dynamic response to load changes is fast. To reduce losses and increase efficiency, soft switching techniques are also provided. In this paper, a new high boost converter with an innovative sliding mode control circuit is presented. The converter has high voltage gain, low stress and zero current switching. Also, the energy of the leakage inductor is well absorbed by the clamp capacitor and the voltage spike at both ends of the switch is not observed. All diodes are switched at zero current, so they don't have reverse recovery problem. The converter has been fully analyzed and a 130 W sample has been simulated and built to confirm the circuit analysis.

Keywords: High boost converter, Soft switching, Sliding mode control, Low current ripple.

Received: 09 November 2024

Revised: 04 March 2025

Accepted: 29 March 2025

Corresponding Author: Dr. Majid Moazzami, m_moazzami@pel.iaun.ac.ir

DOI: <https://doi.org/10.71691/teeges.2026.1189931>





پیاده سازی یک مبدل بسیار افزاینده با کنترل مد لغزشی انتگرالی با راندمان بالا برای کاربردهای فوتوولتاییک

علی محمد قدوری^۱، کارشناسی/ارشد، مجید معظمی^{۲،۳}، دانشیار

۱- بخش مهندسی، شرکت پالایشگاه شمال، وزارت نفت عراق، بغداد، عراق

۲- دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران

۳- مرکز تحقیقات ریزشبکه‌های هوشمند، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران

چکیده: مبدلهای بسیار افزاینده غیر ایزوله دارای کاربردهای وسیعی نظیر فوتوولتاییک، پیل سوختی، خودروهای هیبریدی و غیره هستند. در بسیاری از کاربردها تثبیت ولتاژ خروجی علی رغم تغییرات بار و یا ولتاژ ورودی بسیار اهمیت دارد، لذا بایستی یک مدار کنترل مناسب برای مبدل طراحی نمود تا پاسخ دینامیکی آن به تغییرات بار سریع باشد. برای کاهش تلفات و افزایش راندمان نیز تکنیکهای کلیدزنی نرم ارایه شده اند. در این مقاله یک مبدل بسیار افزاینده جدید با مدار کنترل مد لغزشی ابتکاری ارایه گردیده است. مبدل دارای بهره ولتاژ بالا، استرس پایین و کلیدزنی در جریان صفر است. همچنین انرژی سلف نشتی به خوبی جذب خازن کلمپ می شود و اسپایک ولتاژ دو سر سویچ مشاهده نمی گردد. کلیه دیودها در جریان صفر کلیدزنی می گردند، لذا مشکل بازیابی معکوس ندارند. مبدل بطور کامل تحلیل گردیده و یک نمونه ۱۳۰ وات از آن شبیه سازی و ساخته شده است تا تحلیل‌های مدار را تایید نماید.

واژه های کلیدی: مبدل بسیار افزاینده، کلیدزنی نرم، کنترل مد لغزشی، ریپل جریان پایین.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۳/۰۸/۱۹

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۳/۱۲/۱۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۴/۰۱/۰۹

نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید معظمی، m_moazzami@pel.iaun.ac.ir

DOI: <https://doi.org/10.71691/teeges.2026.1189931>



مبدل‌های افزایشنده به خاطر کاهش استرس ولتاژ روی سوئیچ و دیود و کاهش تلفات هدایتی و افزایش راندمان مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. علاوه بر داشتن بهره ولتاژ بالا رپیل جریان ورودی پایین لازم است که مبدل پاسخ دینامیکی مناسبی در برابر تغییرات بار و ولتاژ ورودی داشته باشد زیرا اکثر این مبدل‌ها در سیستم‌های پیل سوختی و فوتوولتائیک استفاده می‌شوند که دارای تغییرات ولتاژ زیاد هستند و با تغییر جریان، ولتاژ آنها تغییر می‌کند. کنترل کننده‌های PID^1 و PD^2 نمی‌توانند کنترل سریع و بدون بالا زدگی روی ولتاژ خروجی داشته باشند [۱-۳].

در مبدل‌های PWM^3 فرکانس کلیدزنی ثابت می‌باشد و کنترل توان خروجی با کنترل ضریب وظیفه انجام می‌گیرد. به همین دلیل مبدل‌های کلیدزنی نرم PWM بیشتر از مبدل‌های رزونانسی و شبه رزونانسی مورد توجه قرار گرفته‌اند. در این مبدل‌ها برای ایجاد کلیدزنی نرم اغلب یک مدار کمکی به سوئیچ‌های مبدل افزوده می‌شود به طوری که کنترل مبدل همچنان PWM باقی می‌ماند [۴،۵].

در مبدل‌های PWM برای اعمال سوئیچینگ نرم، معمولاً یک مدار کمکی شامل المانهای رزونانسی (سلف و خازن) که عناصر غیر فعال هستند و دیود و گاهی عناصر فعال مانند انواع سوئیچ‌ها به مدار اصلی اضافه می‌شود تا ولتاژ یا جریان سوئیچ اصلی را در موقع نیاز صفر کنند. برخی از این مدارهای کمکی اکتیو کلمپ [۶] می‌باشند، که با استفاده از یک یا چند سوئیچ اضافه و المان پسیو شرایط کلیدزنی نرم را برای سوئیچ‌های اصلی مبدل فراهم می‌کنند. در این مبدل‌ها زمانی که جریان گردشی به حداقل می‌رسد کلیدزنی نرم ایجاد می‌گردد و بازده تبدیل توان نسبتاً افزایش می‌یابد. اما استرس المان‌های نیمه هادی و تلفات ضریب وظیفه استفاده از این تکنیک را محدود می‌کند.

برخی از مدارهای کمکی دیگر با ایجاد یکی از حالت‌های کلیدزنی نرم ZVS^4 ، ZCS^5 و یا $ZVZCS^6$ ، و ولتاژ، جریان و یا هر دو را در لحظات کلیدزنی سوئیچ صفر می‌کنند، و رزونانس میان سلف و خازن در طول زمان پریود کاری سوئیچ اتفاق می‌افتد که این منجر به کاهش هم پوشانی ولتاژ و جریان سوئیچ می‌شود و در نتیجه تلفات کلیدزنی کاهش می‌یابد [۷-۹].

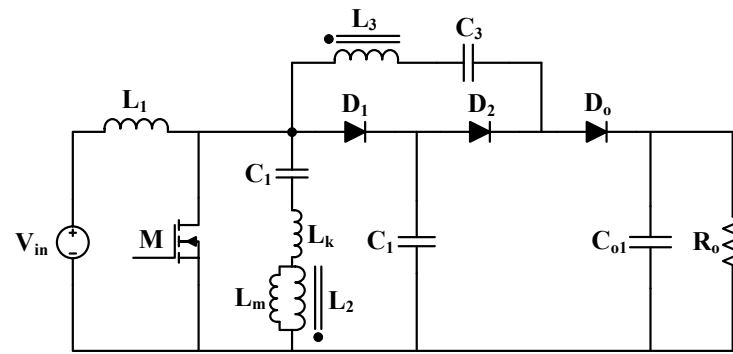
در مبدل‌های ZVT^7 و ZCT^8 ، نیز علاوه بر اینکه سعی می‌شود خواص مبدل‌های PWM حفظ شود، رزونانس بصورت بسیار کوتاه و گذرا، قط در زمانهای روشن شدن کلید اصلی و یا خاموش شدن آن اتفاق می‌افتد [۱۰-۱۲]. به این ترتیب شرایط کلیدزنی نرم برای المان‌های نیمه هادی فراهم می‌گردد. معمولاً در این مبدل‌ها استرس ولتاژ و جریان اضافی به سوئیچ اعمال نمی‌شود. اما عیب عمده آنها استفاده از یک سوئیچ کمکی برای صفر کردن ولتاژ و یا جریان سوئیچ اصلی در لحظات کلید زنی مبدل می‌باشد.

مبدل‌های مدرن امروزی دارای فرکانس عملکرد بالا و حجم و وزن پایین می‌باشند. لذا استفاده از تکنیک‌های سوئیچینگ نرم در این مبدل‌ها اجتناب ناپذیر است زیرا موجب می‌گردد تلفات کلیدزنی کاهش یافته و امکان افزایش فرکانس کلیدزنی و راندمان مبدل فراهم گردد [۱۳-۱۷]. همچنین مبدل‌های ایزوله به طور گسترده به عنوان منابع تغذیه توان در کاربرد های مختلف به کار برده شده‌اند. مبدل‌های سوئیچینگ ایزوله از ترانسفورمر های ایزوله کننده بهره می‌برند و با کمک نوار های عایق ایزولاسیون خود را انجام می‌دهد. بنابراین توانایی تحمل ولتاژ های بالاتر را دارند [۱۸].

در این مقاله یک مبدل بسیار افزایشنده با مدار کنترل مد لغزشی مجتمع شده^۹ ارائه شده است. مبدل دارای بهره ولتاژ بالا، رپیل جریان ورودی پایین و پاسخ دینامیکی مناسب می‌باشد لذا برای کاربردهای انرژی سبز بسیار مناسب است. در ابتدا در ۲ مبدل پیشنهادی توصیف و عملکرد آن شرح داده می‌شود سپس در بخش ۳ مبدل آنالیز شده و در بخش ۴ نتایج شبیه‌سازی و عملی آن آورده می‌شود. در نهایت در بخش ۵ پاسخ دینامیکی^{۱۰} مبدل به تغییرات بار نشان داده می‌شود تا تحلیل‌های تئوری تایید گردد.

۲- معرفی مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی

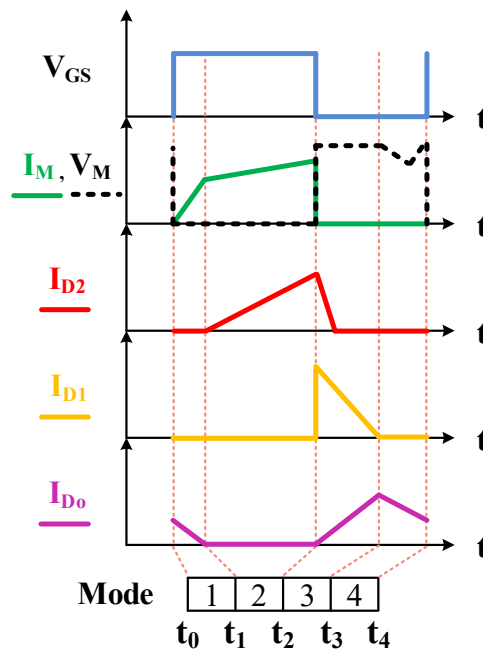
مبدل بسیار افزایشنده در شکل (۱) آورده شده است. مبدل تنها دارای یک سوئیچ، سه دیود D_1 ، D_2 و D_0 و سه خازن افزایشنده C_1 و C_2 و C_3 و خازن خروجی C_0 ، یک سلف کوپل شده L_2 - L_3 برای افزایش بهره استفاده شده است که با سلف مغناطیس کنندگی L_m و سلف نشی L_K مدل شده است. سلف ورودی L_1 نیز موجب کاهش رپیل جریان ورودی می‌گردد از آنجایی که خازن‌های C_1 - C_3 مقدار بزرگی دارند ولتاژ آنها در یک سیکل ثابت می‌باشد. جریان سلف ورودی نیز مقدار ثابت I_{in} در نظر گرفته می‌شود.



شکل (۱): نمای شماتیک مبدل افزایشنده

۲-۱- عملکرد مبدل بسیار افزایشنده

مبدل دارای ۴ وضعیت در سیکل کلیدزنی است. قبل از وضعیت اول سوئیچ M خاموش است و دیود خروجی D_0 روشن است و انرژی L_m و خازن C_3 از طریق آن به خروجی منتقل می‌شود. شکل موج‌های کلیدی در شکل (۲) نشان داده شده است و مدارهای معادل وضعیت‌ها در شکل‌های (۳) تا (۶) آورده شده است.

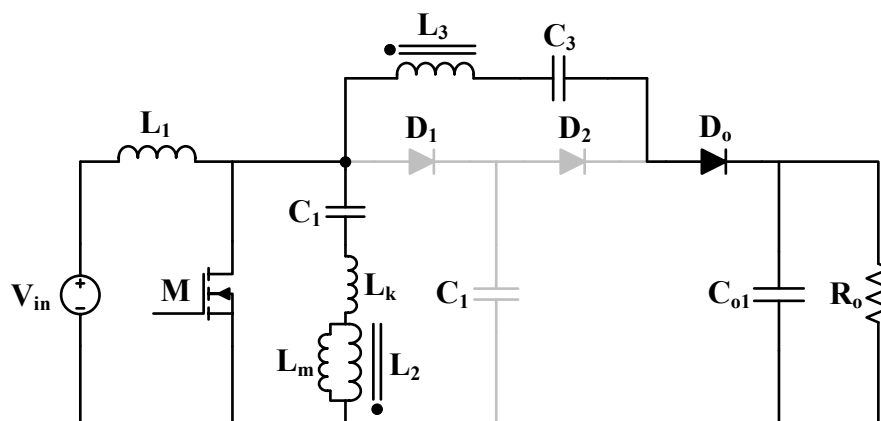


شکل (۲): شکل موج‌های اصلی تئوری مبدل افزایشنده پیشنهادی

وضعیت اول:

در این وضعیت سوئیچ M روشن شده و جریان آن خطی افزایش می‌یابد. در این وضعیت دیودهای D_1 و D_2 خاموشند. با رسیدن سطح جریان سوئیچ به مقدار I_{in} یا همان I_{L1} این وضعیت پایان می‌پذیرد.

$$i_m(t) = \frac{V_{Lm} - V_{C1}}{L_k} (t - t_0) \quad (1)$$

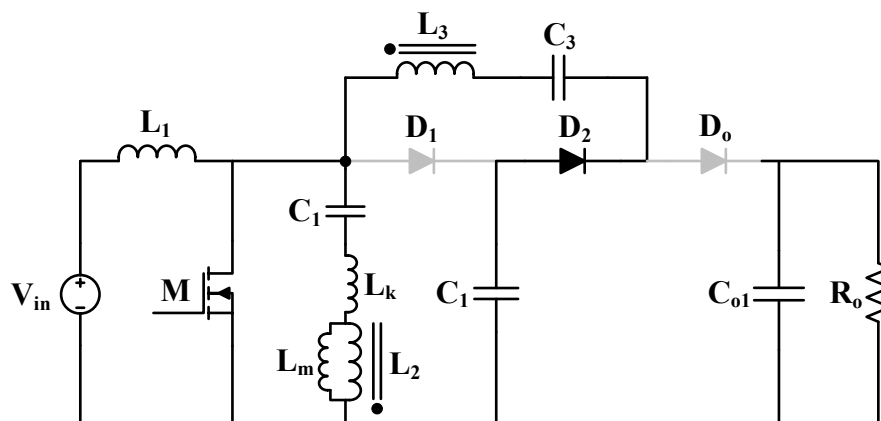


شکل (۳): مدار معادل وضعیت اول مبدل

وضعیت دوم:

این وضعیت با خاموش شدن دیود خروجی آغاز می‌شود. در این وضعیت دیود D_2 روشن شده و انرژی خازن C_2 به خازن C_3 انتقال می‌یابد. از طرفی جریان بار توسط خازن C_0 تامین می‌شود. نسبت جریان سوئیچ M در این وضعیت برابر جریان ورودی است.

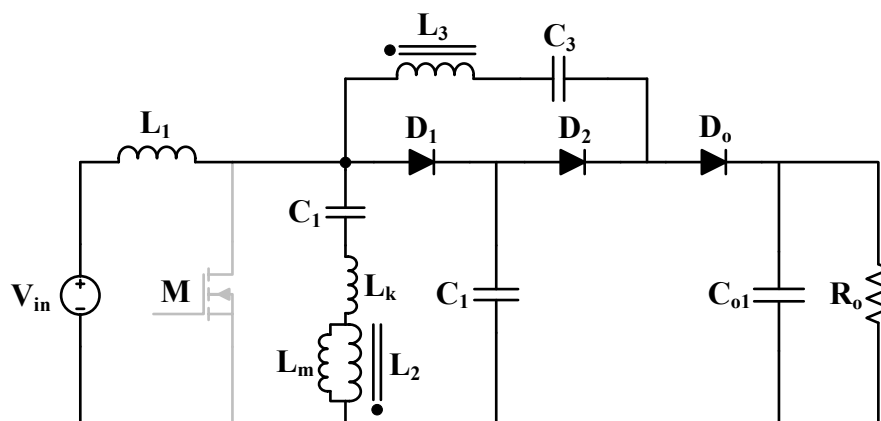
$$i_m(t) = \frac{V_{in}}{L}(t - t_1) + i_{Lm}(t_1) \quad (۲)$$



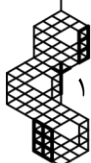
شکل (۴): مدار معادل وضعیت دوم مبدل

وضعیت سوم:

با خاموش شدن سوئیچ M و روشن شدن دیود خروجی این وضعیت شروع می‌شود. دیود D_1 بلافاصله روشن شده و انرژی سلف نشستی در خازن C_2 تخلیه می‌شود. از طرفی جریان D_2 کاهش می‌یابد تا به صورت ZC خاموش شود. در انتهای این وضعیت و با اتمام انرژی L_k ، دیود D_1 نیز به صورت ZC خاموش می‌شود.



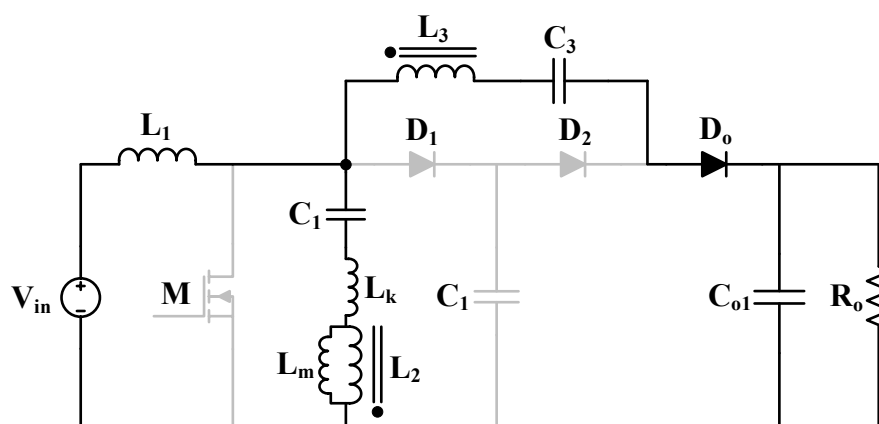
شکل (۵): مدار معادل وضعیت سوم مبدل





وضعیت چهارم:

با خاموش شدن دیود D_1 انرژی L_1 و L_m از طریق دیود خروجی به خروجی منتقل می‌شود. خازن C_3 نیز که در وضعیت دوم شارژ شده بود در این وضعیت انرژی خود را به خروجی منتقل می‌کند. این وضعیت با روشن شدن سوئیچ M پایان می‌پذیرد.



شکل (۶): مدار معادل وضعیت چهارم مبدل

۳- آنالیز مبدل پیشنهادی

در این قسمت ابتدا بهره مبدل و استرس ولتاژ المان‌های نیمه هادی محاسبه می‌شود سپس طراحی سلف‌ها و خازن‌های مبدل ارائه می‌گردد.

۳-۱- بهره مبدل

به سادگی با نوشتن رابطه بالانس ولت - ثانیه برای L_1 ، ولتاژ خازن C_2 به دست می‌آید و با نوشتن بالانس ولت - ثانیه برای L_m ، ولتاژ خازن‌های C_1 و C_3 محاسبه می‌شود و نهایتاً بهره مبدل به دست می‌آید.

برای L_1 :

$$V_{in}DT + (V_{in} - V_{C2})(1 - D)T = 0 \quad (۳)$$

$$V_{C2} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (۴)$$

برای L_m :

$$V_{C1}DT + (V_{C2} - V_{C1})(1 - D)T = 0 \quad (۵)$$

$$V_{C1} = V_{in} \quad (۶)$$

$$V_O = V_{C3} + V_{C2} - nV_{C1} = \frac{n + 2}{1 - D} V_{in} \quad (۷)$$

$$M = \frac{V_O}{V_{in}} = \frac{n + 2}{1 - D} \quad (۸)$$

شکل (۷) بهره مبدل به ازای مقادیر مختلف n و D را نشان می‌دهد.

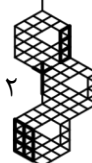
۳-۲- استرس ولتاژ المان‌ها

برای محاسبه استرس ولتاژ المان‌ها بایستی یک KVL در حلقه المان وقتی خاموش است نوشته شود.

$$V_M = V_{C2} = \frac{V_{in}}{1 - D} = \frac{V_O}{n + 2} \quad (۹)$$

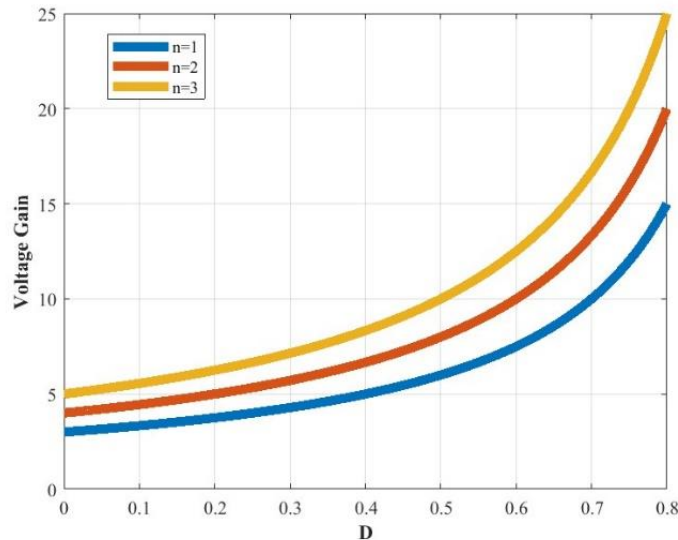
$$V_{D0} = V_{D2} = V_O - V_{C2} = \frac{n + 1}{n + 2} V_O \quad (۱۰)$$

$$V_{D1} = V_{C2} = \frac{V_O}{n + 2} \quad (۱۱)$$

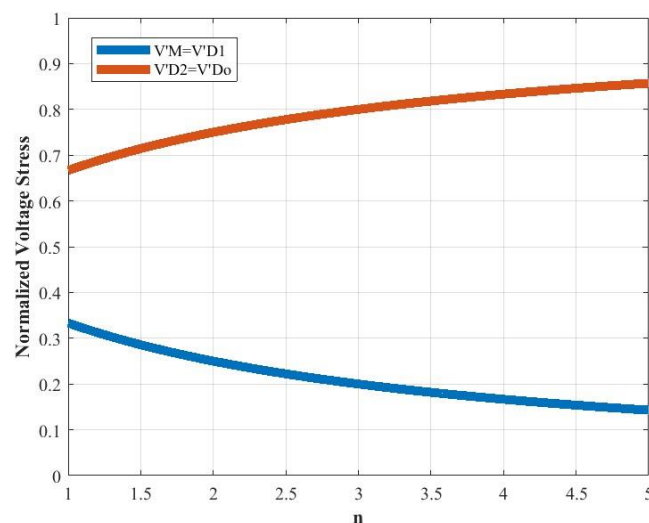




نمودار شکل (۸) نمودار نرمالیزه شده استرس ولتاژ سوئیچ و دیودها را نشان می‌دهد. همانطور که مشخص است با افزایش n ، استرس ولتاژ سوئیچ و دیود D_1 کاهش می‌یابد ولی استرس D_0 و D_2 افزایش می‌یابد. بنابراین در طراحی نمی‌توان n را زیاد بزرگ در نظر گرفت تا ولتاژ استرس دیود خروجی بسیار زیاد نگردد. محدوده ۲ تا ۳ محدوده مناسب برای طراحی است.



شکل (۷): بهره ولتاژ مبدل برحسب تغییرات ضریب وظیفه و نسبت دور



شکل (۸): استرس ولتاژ المانهای نیمه هادی مبدل برحسب تغییرات نسبت دور

۴- نتایج شبیه سازی و عملی مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی

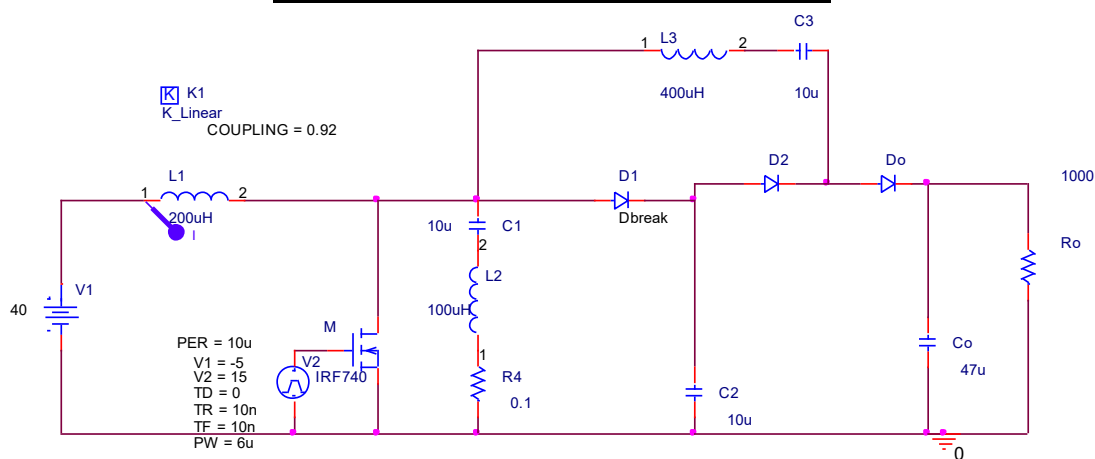
با توجه به آنالیز مبدل پیشنهادی در قسمت قبل، المان های مبدل برای توان ۱۳۰ وات طراحی و شبیه سازی می‌گردد. مدار شبیه سازی شده در نرم افزار PSpice در شکل (۹) آورده شده است. مقادیر محاسبه شده برای پارامترهای مبدل نیز در جدول (۱) نشان داده شده است. شکل (۱۰)، شکل موجهای شبیه سازی ولتاژ و جریان سوئیچ مبدل پیشنهادی را نشان می‌دهد. همانطور که مشخص است در لحظه روشن شدن سوئیچ جریان با شیب بالا می‌رود لذا بصورت ZC روشن می‌شود. شکل (۱۱)، جریان دیودهای D_1 و D_2 را نشان می‌دهد به خاطر شیب جریان ر زمان خاموش شدن، شرایط ZC برقرار بوده و در نتیجه دیودها مشکل بازپایی معکوس ندارند. شکل (۱۲)، شکل موج جریان دیود D_0 را نشان می‌دهد که بیانگر ZC روشن و خاموش شدن آن است و در نتیجه مشکل بازپایی معکوس ندارد. شکل (۱۳)، نیز جریان ورودی را نشان می‌دهد که نشان دهنده ریپل پایین جریان در مبدل پیشنهادی است.



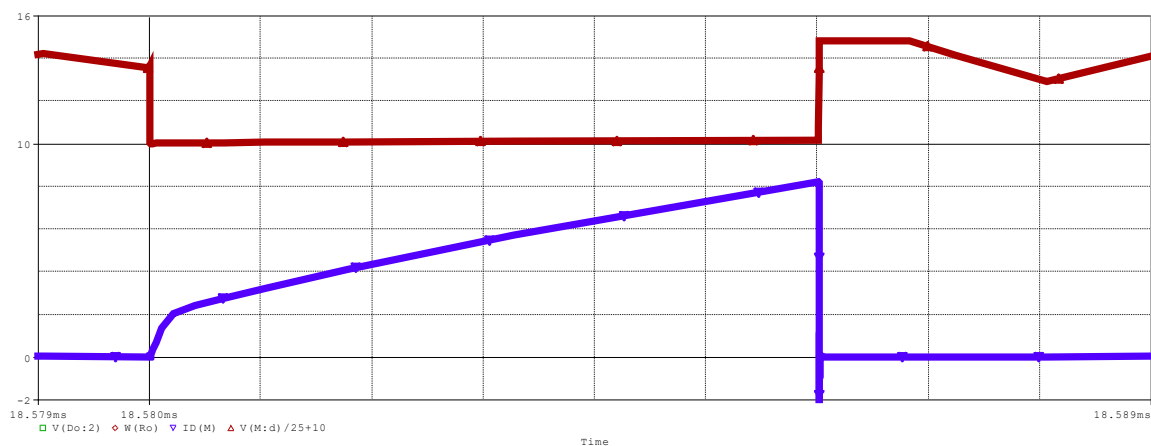


جدول (۱): مشخصات مبدل پیشنهادی و مقادیر المان های آن

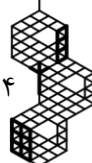
مقدار/نام قطعه	المان ها/ مشخصات
40V	V_{in}
350V	V_o
IRF740	Power switch
MUR860	Diode
0.92	K
2	Turns ratio= N
200 μ H	L_1
10 μ F	C_3 - C_1
47 μ F	C_o
130W	P_o
100kHz	f_s

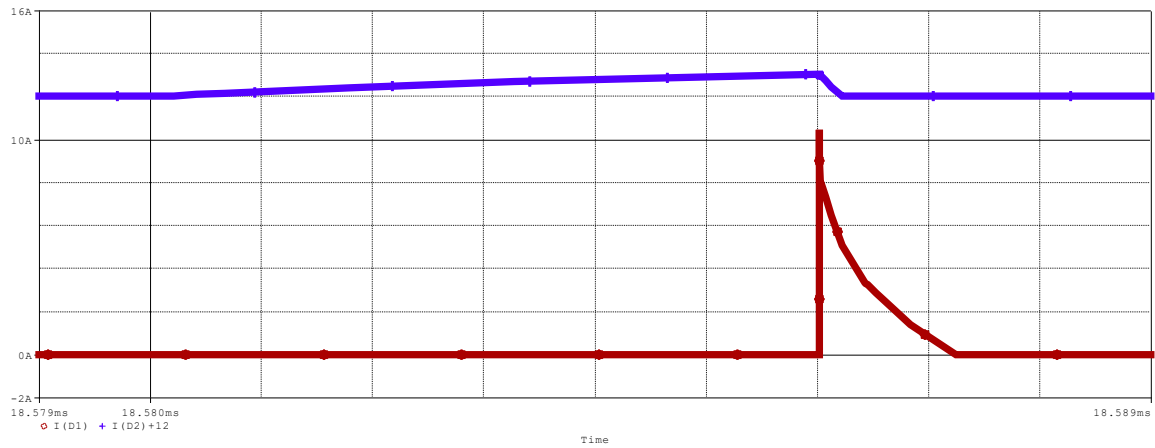


شکل (۹): مدار پیشنهادی شبیه سازی شده در PSpice

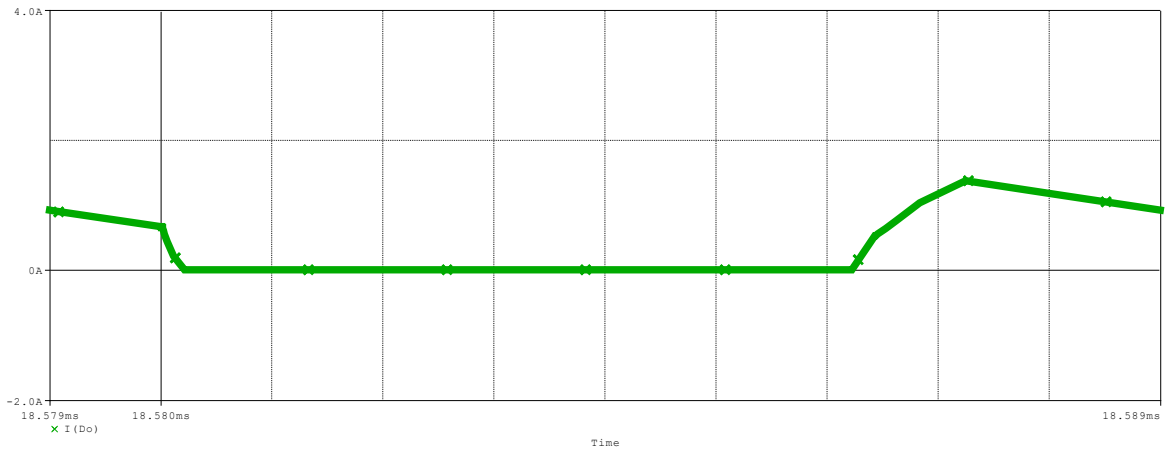


شکل (۱۰): شکل موج ولتاژ و جریان شبیه سازی شده سویچ مبدل پیشنهادی (2A/div, 50V/div, 1 μ s)

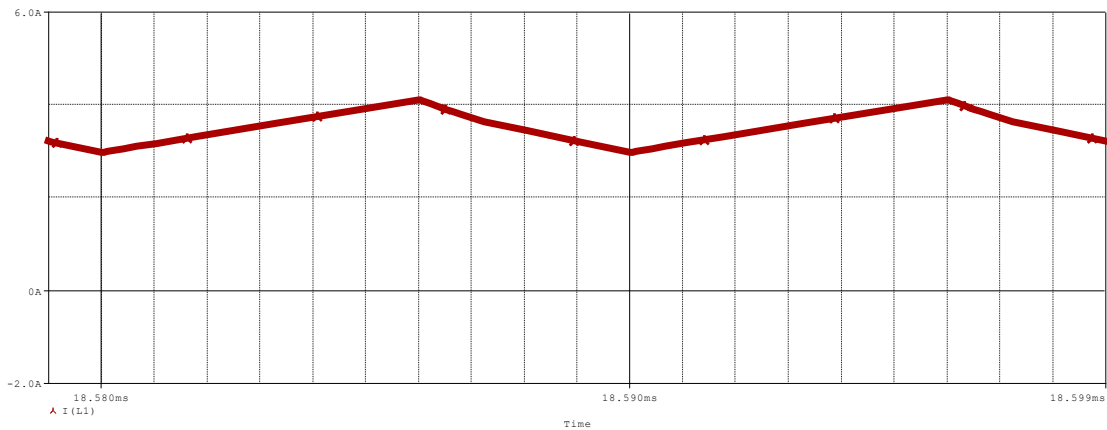




شکل (۱۱): شکل موج شبیه سازی شده جریان دیودهای D_2 (بالا) D_1 (پایین) مبدل پیشنهادی (2A/div, 1 μ s)

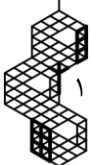


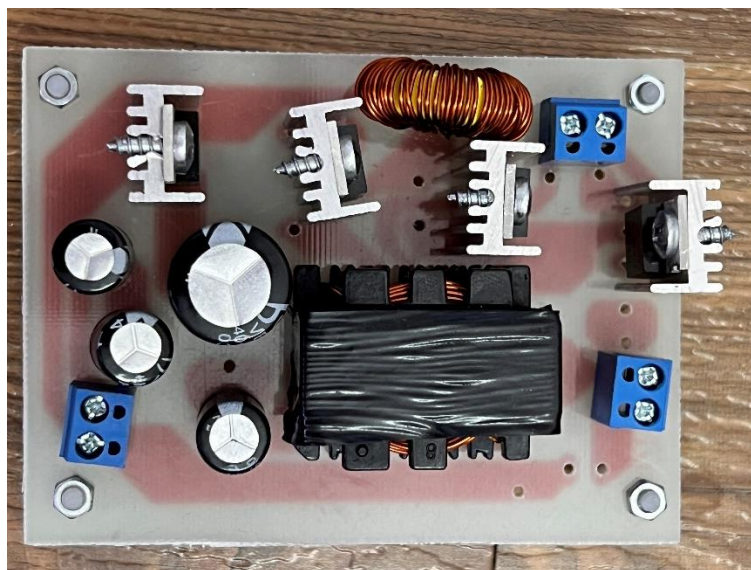
شکل (۱۲): شکل موج شبیه سازی شده جریان دیود D_o مبدل پیشنهادی (2A/div, 1 μ s)



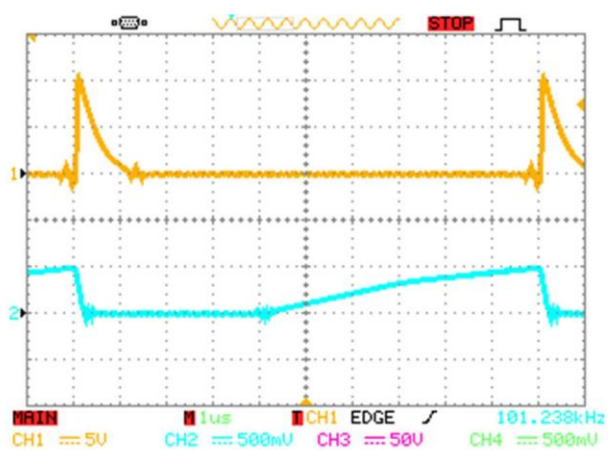
شکل (۱۳): شکل موج شبیه سازی شده جریان ورودی مبدل پیشنهادی (2A/div, 1 μ s)

در شکل (۱۴) مدار پیاده سازی شده نشان داده شده است. شکل موج جریان و ولتاژ سویچ و دیودهای D_0 ، D_2 ، D_1 و جریان ورودی در شکل (۱۵) آورده شده است و نتایج عملی نتایج شبیه سازی و تحلیلهای انجام شده را تایید می کنند. شرایط ZC روشن شدن سویچ به خاطر شیب جریان مشخص است. جریان دیودها نیز همگی با شیب کاهش یافته و در نتیجه بصورت ZC خاموش می گردند. شکل جریان ورودی در شکل (۱۵) آورده شده است. همانطور که از شکل مشاهده می گردد رپل جریان پایین و در حدود یک آمپر است.

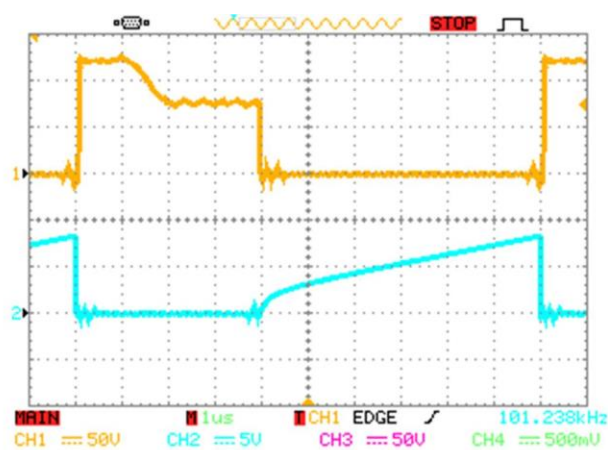




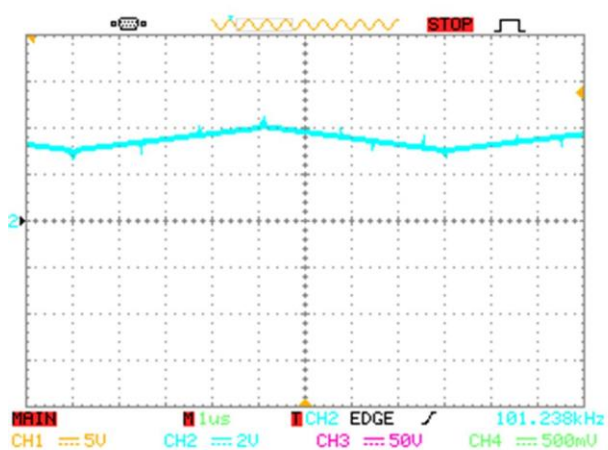
شکل (۱۴): مدار ساخته شده مبدل پیشنهادی



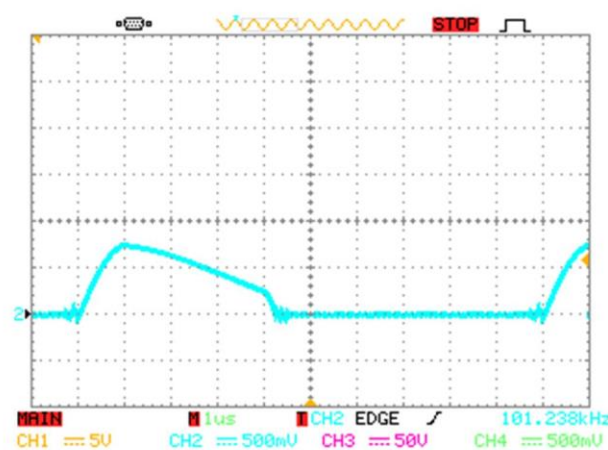
الف



ب

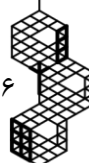


ج



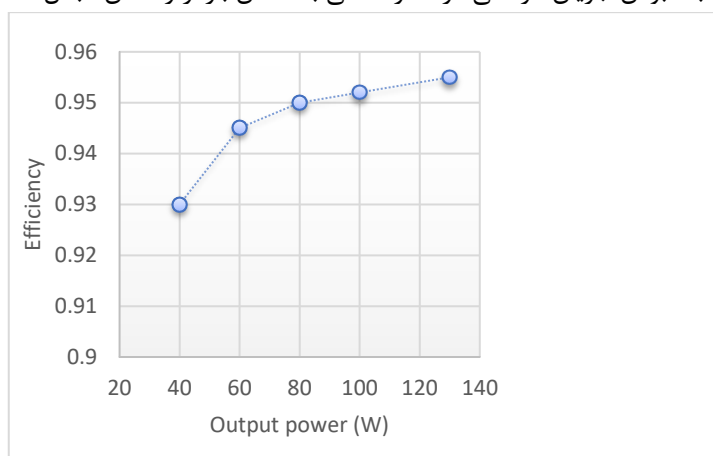
د

شکل (۱۵): نتایج عملی مبدل الف-ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) سویچ ب-جریان دیودهای D₁ (بالا) و D₂ (پایین) ج-جریان دیود خروجی د-جریان ورودی



۵- راندمان مبدل پیشنهادی تحت تغییرات بار خروجی

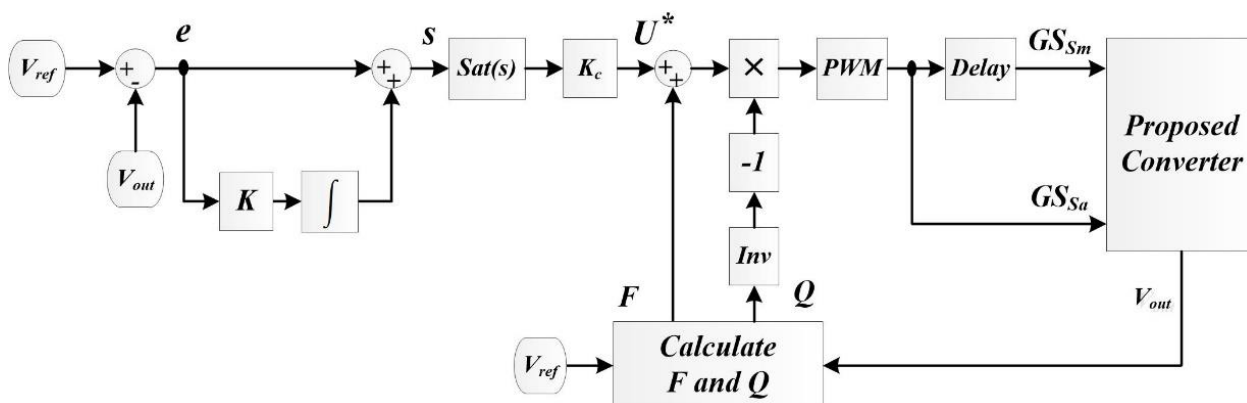
در شکل (۱۶) راندمان مبدل پیشنهادی نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌گردد در بار کامل، بهترین راندمان ۹۵.۵ درصد حاصل شده است و با توجه به ثابت بودن جریان گردشی در مدار کمکی با کاهش بار از راندمان مبدل کاسته شده است.



شکل (۱۶): نمودار بازده مبدل پیشنهادی

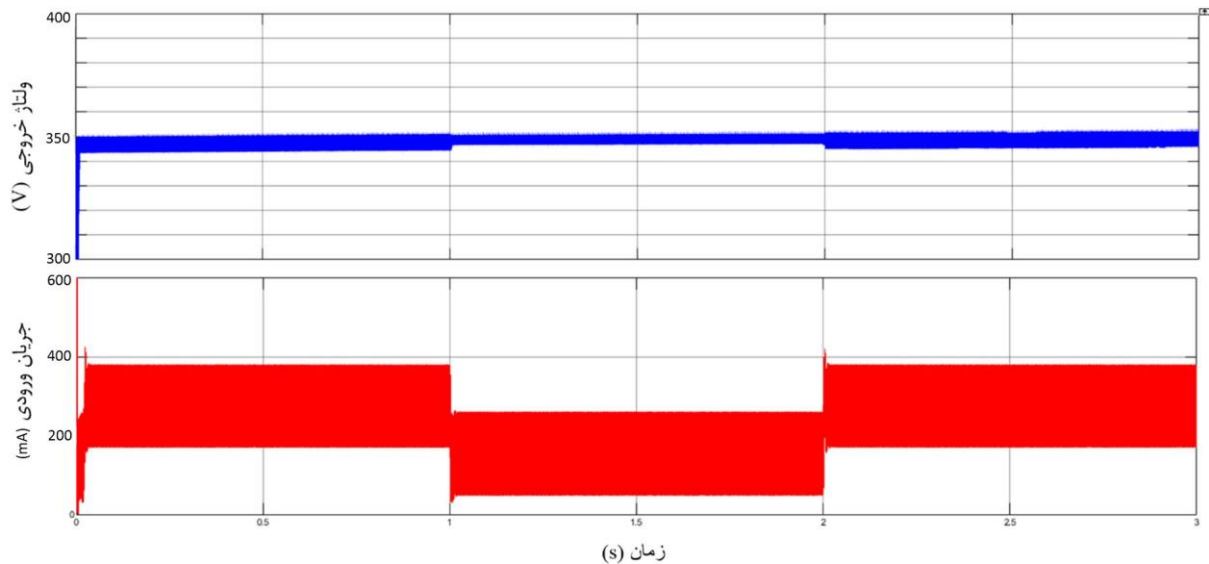
۶- کنترل مبدل بسیار افزاینده پیشنهادی به روش کنترل مد لغزشی انتگرالی

برای تثبیت ولتاژ خروجی مبدل در لحظه‌های تغییر بار، از کنترل کننده مد لغزشی انتگرالی استفاده شده است. با تنظیم ضرایب کنترل کننده و نمونه‌گیری از ولتاژ خروجی توسط آن و مقایسه نمونه ولتاژ با سطح ولتاژ مورد نیاز برای مبدل، ضریب وظیفه کلیدها توسط کنترل کننده تغییر داده شده تا ولتاژ خروجی در سطح مورد نظر ثابت بماند. شکل (۱۷)، بلوک دیاگرام کنترل کننده مد لغزشی انتگرالی را نشان داده که در خروجی مبدل پیشنهادی اعمال شده است.



شکل (۱۷): بلوک دیاگرام کنترل کننده مد لغزشی انتگرالی

عملکرد کنترل کننده با شبیه سازی در نرم افزار متلب بررسی شده و نتایج آن در شکل (۱۸) ارائه شده است. با توجه به شکل (۱۸)، توان خروجی مبدل به ترتیب در لحظه‌های $t=1s$ و $t=2s$ از ۱۳۰ وات به ۶۵ وات و از ۶۵ وات به ۱۳۰ وات تغییر کرده است. ولتاژ مرجع مبدل ۳۵۰ ولت بوده که با خط آبی رسم شده، و جریان خروجی مبدل با رنگ قرمز مشخص شده است. همانطور که مشاهده می‌شود در لحظه‌های تغییر بار کنترل کننده به خوبی عمل کرده و ولتاژ خروجی را با ریبیل کم‌تر از ۳٪ در سطح مورد نظر ثابت نگه می‌دارد.



شکل (۱۸): ولتاژ و جریان خروجی مبدل پیشنهادی در لحظه‌های تغییر بار خروجی

۹- مقایسه مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی با مبدلهای مشابه پیشین

در جدول (۲) مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی با مبدلهای مشابه پیشین از نظر بهره ولتاژ، تعداد المان، استرس ولتاژ روی سویچ اصلی و نوع کلیدزنی نرم مقایسه گشته است. همانطور که از جدول مشخص است مبدلهای [۱۵] و [۱۷] دارای جریان ورودی گسسته می باشند که برای کاربردهای فوتوولتائیک مناسب نیستند و موجب کاهش طول عمر منابع می گردند. مبدل پیشنهادی دارای کمترین المان است و دارای کلیدزنی نرم است در نتیجه راندمان بهتری نسبت به مبدلهای [۱۳] و [۱۵] دارد که دارای سویچینگ سخت هستند. مبدل [۱۷] بهترین بهره و پایینترین استرس ولتاژ را در مبدلهای جدول دارد ولی تعداد المان آن بالا است و پیچیدگی مبدل بالا است در ضمن مبدل دارای دو سویچ است. مبدل [۱۶] دارای بهره بهتری نسبت به مبدل پیشنهادی است ولی تعداد المان آنها بسیار بالا است و تلفات هدایتی در آن نیز بالا است. از طرفی دارای چهار سویچ می باشد که کنترل آن را مشکل می سازد.

جدول (۲): مقایسه پارامترهای مبدل بسیار افزایشنده پیشنهادی با مبدلهای ارایه شده پیشین

مبدل پیشنهادی	[۱۷]	[۱۶]	[۱۵]	[۱۳]	مرجع پارامتر
۱۰	۲۰	۲۲	۱۲	۱۷	تعداد المان
ZC	ZV	ZV	سخت	سخت	نوع کلیدزنی
$(n+2)/(1-D)$	$(2n+4)/(1-D)$	$(2n+2)/(1-D)$	$(1+D+2n)/(1-D)$	$(2n+4)/(1-D)$	بهره ولتاژ
$V_o/(n+2)$	$V_o/(2n+4)$	$V_o/(2n+2)$	$V_o/(1+D+2n)$	$V_o/(2n+4)$	استرس ولتاژ روی سویچ
پیوسته	گسسته	پیوسته	گسسته	پیوسته	جریان ورودی

۸- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل بسیار افزایشنده غیر ایزوله با کنترل مد لغزشی انتگرالی ارایه شده است. علاوه بر کلیدزنی درجریان صفر مبدل فاقد سویچ اضافی و پیچیدگی عملکرد می باشد. به طور کلی مبدل پیشنهادی دارای ویژگیهای زیر است.

کلیدزنی در جریان صفر سویچ مبدل در هنگام روشن
استفاده از مدار کلمپ بدون تلفات و انتقال انرژی آن به خروجی بطور غیر مستقیم



پایین بودن رپیل جریان ورودی به خاطر عدم وجود سلف تزویج شده در ورودی
عدم وجود مشکل بازیابی معکوس در دیودهای مدار به خاطر خاموش شدن بصورت ZC
استرس ولتاژ پایین روی سویچ
کنترل بصورت PWM
عدم استفاده از سویچ کمکی
بهره ولتاژ بسیار بالا
همچنین به طور کلی عیبهای اصلی مبدل پیشنهادی عبارتند از
بالا بودن استرس ولتاژ دیود خروجی
وجود تلفات روشن شدن خازنی در سویچ

مراجع

- [1] D. Renwal and M. Kumar, "Hybrid PI-fuzzy logic controller based DC-DC converter," *2015 International Conference on Green Computing and Internet of Things (ICGCIoT)*, Greater Noida, India, 2015, pp. 753-757, doi: 10.1109/ICGCIoT.2015.7380563.
- [2] M. Rezaie and V. Abbasi, "Ultrahigh Step-Up DC-DC Converter Composed of Two Stages Boost Converter, Coupled Inductor, and Multiplier Cell," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 6, pp. 5867-5878, June 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3091916.
- [3] S. Prajapati, M. M. Garg and B. Prithvi, "Design of Fractional-Order PI controller for DC-DC Power Converters," *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, Jaipur, India, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/IICPE.2018.8709430.
- [4] F. Ghasemi, M. R. Yazdani and M. Delshad, "Step-Up DC-DC Switching Converter with Single Switch and Multi-Outputs Based on Luo Topology," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 16871-16882, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3150316.
- [5] M. Delshad and H. Farzanehfard, "A soft switching flyback current-fed push pull Dc-Dc Converter with active clamp circuit," *2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference*, Johor Bahru, Malaysia, 2008, pp. 203-207, doi: 10.1109/PECON.2008.4762471.
- [6] G. Wu, X. Ruan and Z. Ye, "High Step-Up DC-DC Converter Based on Switched Capacitor and Coupled Inductor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5572-5579, July 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2774773.
- [7] A. M. S. S. Andrade, E. Mattos, L. Schuch, H. L. Hey and M. L. da Silva Martins, "Synthesis and Comparative Analysis of Very High Step-Up DC-DC Converters Adopting Coupled-Inductor and Voltage Multiplier Cells," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 7, pp. 5880-5897, July 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2742900.
- [8] M. Delshad and E. Shahri, "A new soft switching interleaved boost converter with high voltage gain," *The 8th Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI) Association of Thailand - Conference 2011*, Khon Kaen, Thailand, 2011, pp. 744-747, doi: 10.1109/ECTICON.2011.5947947.
- [9] P. Jia and Y. Mei, "Derivation and Analysis of a Secondary-Side LLC Resonant Converter for the High Step-Up Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 5, pp. 5865-5882, Oct. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.3037960.
- [10] M. Delshad, A. T. Harchegani, M. Karimi and M. Mahdavi, "A new ZVT Multi Input Converter for hybrid sources systems," *2016 International Conference on Applied Electronics (AE)*, Pilsen, Czech Republic, 2016, pp. 61-64, doi: 10.1109/AE.2016.7577242.
- [11] M. Minami and K. Tomoeda, "An Analysis of Operation in Single-Switch High Step-up DC-DC Converter with Three-winding Coupled Inductor," *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Anaheim, CA, USA, 2019, pp. 2135-2137, doi: 10.1109/APEC.2019.8722320.





- [12] S. Shabani, M. Delshad, R. Sadeghi and H. H. Alhelou, "A High Step-Up PWM Non-Isolated DC-DC Converter with Soft Switching Operation," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 37761-37773, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3163146.
- [13] T. Nouri, N. V. Kurdkandi and M. Shaneh, "A Novel Interleaved High Step-Up Converter With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 6, pp. 4988-4999, June 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2992944.
- [14] 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. 6700-6712, Dec. 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3063060.
- [15] M. Hajilou and H. Farzanehfard, "Soft-Switched High Step-Up Quasi Z-Source Converter With Low Switch Voltage Stress," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 12, pp. 15610-15617, Dec. 2024, doi: 10.1109/TIE.2024.3383032.
- [16] T. Nouri, M. Shaneh and A. Ghorbani, "Interleaved high step-up ZVS DC-DC converter with coupled inductor and built-in transformer for renewable energy systems applications," *IET Power Electronics*, vol. 13, pp. 3537-3548, 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2020.0162.
- [17] S. -W. Seo, J. -H. Ryu, Y. Kim and J. -B. Lee, "Ultra-High Step-Up Interleaved Converter with Low Voltage Stress," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 37167-37178, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3061934.
- [18] M. -K. Nguyen, Y. -C. Lim, J. -H. Choi and G. -B. Cho, "Isolated High Step-Up DC-DC Converter Based on Quasi-Switched-Boost Network," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7553-7562, Dec. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2586679.

زیر نویس ها

¹Proportional Integral Derivative Controller

²Proportional Derivative Controller

³Pulse Width Modulation

⁴Zero Voltage Switching

⁵Zero Current Switching

⁶Zero Voltage Zero Current Switching

⁷Zero Voltage Transition

⁸Zero Current Transition

⁹Integral Sliding Mode Controller

¹⁰Dynamic Response

