

## An Application of Lossless Snubber Circuit for Flyback-Forward Boost Converter with Leakage Inductor Energy Recovery

Baqer Noori-Hasan-Hasan<sup>1</sup>, Bahdor Fani<sup>2</sup>, Majid Delshad<sup>3\*</sup>, Ghazanfar Shahgholian<sup>4</sup>

<sup>1</sup> Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran

<sup>2</sup> Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran  
bahador.fani@gmail.com

<sup>3</sup> Department of Electrical Engineering, Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran,  
delshad@khuisf.ac.ir

<sup>4</sup> Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran,  
shahgholian@iaun.ac.ir

---

### Keywords:

Snubber  
leakage inductor  
fly-back  
soft switching  
boost converter

**Abstract:** In this paper, an interleaved fly-back-forward boost converter with a new auxiliary circuit was presented. An auxiliary circuit with a low number of elements provided zero voltage switching conditions to turn the switches on and off; besides, the energy of the transformer leakage inductance was properly absorbed by the auxiliary circuit and prevented voltage spikes on the switch. Furthermore, the third winding in the auxiliary circuit not only transferred the energy of the auxiliary circuit to the output but also caused a complete discharge of the snubber capacitors of the main switches in the resonance process. This auxiliary circuit could be expanded, and the number of auxiliary switches did not increase with the addition of converter branches. The performance of the proposed converter was fully analyzed, and a 120 W laboratory prototype was implemented to demonstrate its correct operation. The results showed a 6.5% increase in the efficiency compared with the converter without an auxiliary circuit.

---

### Original Research Article

#### Paper History:

Received: 31/03/2023

Accepted: 22/12/2023

---

**How to cite this article:** Noori-Hasan-Hasan, B., Fani, B., Delshad, M., Shahgholian, Gh., "An Application of Lossless Snubber Circuit for Flyback-Forward Boost Converter with Leakage Inductor Energy Recovery", Energy Engineering and Management, Vol. 13, No. 3, PP. 78-91, Autumn 2023. <https://doi.org/10.22052/eem.2024.252741.1007>

© 2023 University of Kashan Press.

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



### Introduction

The use of switching power supplies is increasing due to many capabilities. These types of resources have a special place in industries due to their proper functioning at high powers, to fast transient response, to small size and weight, and to high efficiency. Switching converters are divided into two general categories: converters

with hard switching and converters with soft switching. Hard switching is used due to the low current stress and the simplicity of control; also, it has its special applications due to its simplicity of operation. Among the important disadvantages of the converter with hard switching, we can mention switching losses, high voltages, limitation in frequency increase, noise increase,

and electromagnetic interference. However, there has always been a need for increasing the switching frequency due to the reduction of volume and weight. This action in the converters with hard switching will be accompanied by a decrease in efficiency and an increase in switching losses. In recent years, soft keying has replaced hard keying. In this method, by adding a control circuit or method, the voltage or the current of the switch becomes zero at the moment of switching. Therefore, the problems in the hard keying method are solved. By using this method, it is possible to increase the switching frequency in a favorable way so that the losses decrease and the efficiency of the system increase by an increase in the switching frequency. Other advantages of these converters include the reduction of the volume, the price, and the size of passive elements as well as an effective reduction in electromagnetic interference.

### Materials and Methods

High direct voltages are used in plenty of equipment. For producing high voltage, it is not possible to use a transformer alone due to its volume increase as well as its parasitic parameters such as leakage inductor and dispersion capacitor, resulting in many problems. Besides, conventional step-up converters have problems to produce high voltages, which can be mentioned as diode conduction losses, diode reverse recovery problem, very large duty factor problem, high current stress for the diode, and high voltage stress for the switch. Switching losses are reduced by using soft switching techniques, and the switching frequency can be increased to reduce the size of the transformer.

In this paper, an interleaved fly-back-forward boost converter with a new auxiliary circuit was presented. An auxiliary circuit with a low number of elements provided zero voltage switching conditions to turn the switches on and off. Besides, the energy of the transformer leakage inductance was also properly absorbed by the auxiliary circuit and prevents voltage spikes on the switch. Furthermore, the third winding in the auxiliary circuit not only

transferred the energy of the auxiliary circuit to the output but also caused the complete discharge of the snubber capacitors of the main switches in the resonance process. This auxiliary circuit could be expanded, and the number of auxiliary switches did not increase with the addition of converter branches. The performance of the proposed converter was fully analyzed, and a 120 W laboratory prototype was implemented to demonstrate its correct operation. The results showed a 6.5% increase in efficiency, compared to the converter without auxiliary circuit.

### Results

Increasing the switching frequency reduced the size and the weight of dc/dc converters, which would be accompanied by an increase in switching losses and also a decrease in electromagnetic interference. Using lossless snubbers was one of the ways to reduce switching losses as well as electromagnetic interference. These circuits provided soft switching conditions for switching without applying significant losses to the converter. The proposed lossless snubber circuits did not require an additional drive circuit, but the number of elements and the stress applied to the transducer keys were important.

### Discussion and Conclusion

In this paper, an innovative lossless snubber circuit for fly-back-forward converter was presented. In addition to providing zero voltage switching conditions when the main switches were turned on and off, the auxiliary circuit also transferred the energy of the snubber capacitors to the output. Besides, there was no problem of reverse recovery in circuit diodes due to their zero current switching. Capacitive turn-on losses also did not exist due to the complete discharge of snubber capacitors, and it helped improve the efficiency of the converter further. Due to the short time the auxiliary switch was on, the circulating current in the auxiliary circuit was not large, and the auxiliary circuit did not impose losses on the sensible circuit.

## کاربرد مدار اسنابر بدون تلفات برای مبدل افزایشدهنده فلای-بک-فوروارد همراه با بازیابی انرژی سلف نشتی

باقر نوری حسن<sup>۱</sup>، بهادر فانی<sup>۲</sup>، مجید دلشاد<sup>۳</sup>، غضنفر شاهقلیان<sup>۴</sup>

<sup>۱</sup> دانش آموخته کارشناسی ارشد، دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

stuid39917540055072@khuisf.ac.ir

<sup>۲</sup> دانشیار، دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

bahador.fani@gmail.com

<sup>۳</sup> دانشیار، دانشکده فنی مهندسی، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران

delshad@khuisf.ac.ir

<sup>۴</sup> استاد، دانشکده مهندسی برق، واحد نجف آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف آباد، ایران

shahgholian@iaun.ac.ir

### واژه‌های کلیدی:

اسنابر  
سلف نشتی  
فلای بک  
کلیدزنی نرم  
مبدل افزایشدهنده

چکیده: در این مقاله یک مبدل افزایشدهنده فلای-بک-فوروارد درهم تنیده با یک مدار کمکی جدید ارائه شده است. مدار کمکی با تعداد المان پایین، شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای روشن شدن و خاموش شدن سوئیچ‌ها فراهم می‌کند و از طرفی انرژی سلف نشتی ترانسفورمر نیز به نحو مناسبی جذب مدار کمکی شده و از جهش‌های ولتاژ دو سر سوئیچ جلوگیری می‌شود. از طرفی سیم پیچ سوم در مدار کمکی نه تنها انرژی مدار کمکی را به خروجی انتقال می‌دهد، بلکه در فرایند رزونانس موجب تخلیه کامل خازن‌های اسنابر سوئیچ‌های اصلی مبدل می‌گردد. این مدار کمکی قابل گسترش بوده و با اضافه شدن شاخه‌های مبدل تعداد سوئیچ کمکی افزایش نمی‌یابد. عملکرد مبدل پیشنهادی به طور کامل تحلیل شده و برای نشان دادن درستی عملکرد آن، یک نمونه آزمایشگاهی ۱۲۰ وات پیاده‌سازی شده است. نتایج بیانگر ۶/۵ درصد افزایش راندمان نسبت به مبدل بدون مدار کمکی است.

### مقاله علمی پژوهشی

تاریخ دریافت: ۱۴۰۲/۰۱/۱۱

تاریخ پذیرش: ۱۴۰۲/۱۰/۱

## ۱. مقدمه

استفاده از منابع تغذیه سوئیچینگ با توجه به قابلیت‌های فراوانی که دارند، رو به افزایش است [۱، ۲]. این نوع منابع به علت داشتن کارکرد مناسب در توان‌های بالا، پاسخ‌گذاری سریع، اندازه و وزن کم و راندمان بالا جایگاه خاصی در صنایع دارند [۳، ۴]. مبدل‌های کلیدزنی به دو گروه کلی مبدل‌ها با کلیدزنی سخت و مبدل‌ها با کلیدزنی نرم تقسیم می‌شوند [۵، ۶]. کلیدزنی سخت به علت تنش‌های کم جریان و سادگی کنترل، مورد استفاده قرار گرفته‌اند و کاربردهای ویژه خود را به علت سادگی عملکرد دارند [۷، ۸]. اما از معایب مهم مبدل با کلیدزنی سخت می‌توان به تلفات کلیدزنی، تنش‌های بالا، محدودیت در افزایش فرکانس، افزایش نویز و تداخلات الکترومغناطیسی اشاره نمود. اما همواره نیاز به بالا بردن فرکانس کلیدزنی به علت کاهش حجم و وزن وجود داشته است [۹، ۱۰]. این عمل در مبدل‌ها با کلیدزنی سخت همراه با کاهش راندمان و افزایش تلفات کلیدزنی خواهد بود. در سال‌های اخیر، کلیدزنی نرم جایگزین کلیدزنی سخت شده است. در این روش با اضافه کردن مدار یا روش کنترل، ولتاژ یا جریان کلید در لحظه کلیدزنی صفر می‌شود [۱۱، ۱۲]. بنابراین مشکلات موجود در روش کلیدزنی سخت برطرف می‌شود. با استفاده از این روش، امکان افزایش فرکانس کلیدزنی به نحو مطلوبی میسر شده است که با افزایش فرکانس کلیدزنی تلفات کاهش یافته و راندمان سیستم افزایش می‌یابد [۱۳، ۱۴]. از دیگر مزایای این مبدل‌ها می‌توان به کاهش حجم، قیمت و اندازه المان‌های غیرفعال، همچنین کاهش مؤثر تداخلات الکترومغناطیسی اشاره کرد [۱۵، ۱۶].

تاکنون مطالعات مختلفی در زمینه مبدل‌های فلای-بک-فوروارد انجام شده است [۱۷، ۱۸]. یک مبدل افزایشدهنده فلای-بک-فوروارد در هم‌تینده در مرجع [۱۹] ارائه شده است که در آن ترانسفورمرها در حالت‌های فلای-بک-فوروارد به طور متناوب کار می‌کنند و باعث ذخیره شدن بخشی از انرژی خروجی در خازن‌های سوئیچ شده می‌شوند. همچنین شیب افت جریان دیودهای کلمپ و خروجی، هنگام خاموش شدن توسط سلف نشستی کنترل می‌شود و باعث کاهش مشکل بازیابی معکوس دیودها می‌گردد. مدارهای کلمپ فعال برای دو فاز به هم پیوسته اعمال می‌شوند تا انرژی نشستی را بازیافت کنند و نوسانات ولتاژ ناشی از سلف نشستی را جذب کنند.

تجزیه و تحلیل پایدار و تجزیه و تحلیل سیگنال کوچک در حالت هدایت پیوسته یک مبدل فلای-بک-فوروارد اتوترانسفورمر در مرجع [۲۰] ارائه شده است. این مبدل شامل یک سوئیچ کنترل شده است و قابلیت کاهش و افزایش ولتاژ را دارد. استفاده از ترانسفورمر

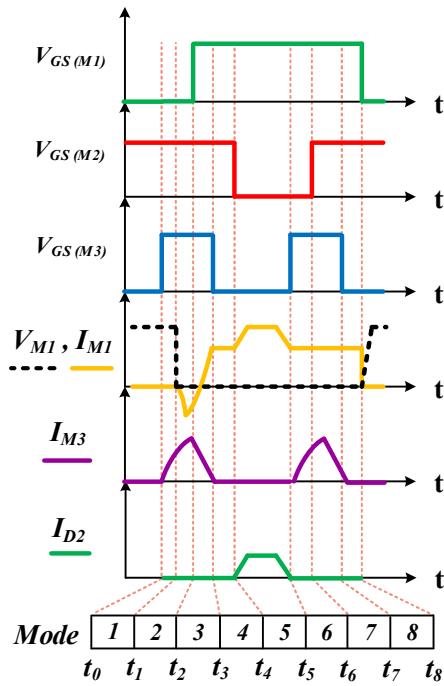
خودکار باعث فراهم شدن سوئیچینگ نرم در همه دیودها شده است. یک مبدل دوسوئیچ فلای-بک-فوروارد اصلاح شده برای کاربردهای کم مصرف با تعداد سیم پیچ‌های کاهش یافته در ترانسفورمر در مرجع [۲۱] پیشنهاد شده است. این مدار از ترکیب مبدل‌های فلای-بک دوسوئیچ و فلای-بک-فوروارد دوسوئیچ تشکیل شده است.

در این مقاله، هدف ارائه یک مدار کمکی جدید برای مبدل فلای-بک-فوروارد است تا علاوه بر ایجاد شرایط کلیدزنی نرم در المان‌های نیمه‌هادی مبدل از اسپایک دو سر سوئیچ‌ها جلوگیری کند. تمام دیودها به صورت کلیدزنی در جریان صفر خاموش می‌شوند، لذا مشکل بازیابی معکوس ندارند. همچنین انرژی مدار کمکی به کمک سلف تزویج به خروجی منتقل می‌شود. نوآوری مقاله استفاده از سیم پیچ سوم ترانس در مدار کمکی برای تخلیه کامل خازن‌های اسنابر و همچنین انتقال انرژی مدار کمکی به خروجی به جای تلف شدن در مبدل است. از طرفی مدار کمکی قابل گسترش به شاخه‌های بیشتر بدون افزایش تعداد سوئیچ کمکی است. در ادامه ساختار مقاله به این شرح است. در قسمت دوم مبدل فلای-بک-فوروارد پیشنهادی معرفی شده و عملکرد مبدل در یک سیکل کلیدزنی شرح داده شده است. از طرفی بهره مبدل و استرس المان‌ها شرح داده شده است. در قسمت سوم، نتایج شبیه‌سازی و عملی مبدل برای اثبات درستی تحلیل آن ارائه شده است. همچنین در این قسمت یک نمونه آزمایشگاهی همراه با نتایج آن ارائه شده است. تحلیل تلفات مبدل در بخش چهارم آورده شده است. در انتها نتیجه‌گیری در قسمت پنجم بیان شده است.

## ۲. مبدل فلای-بک پیشنهادی

مبدل‌های ایزوله به علت داشتن سلف نشستی و تخلیه انرژی آن و پارازیتی سوئیچ نیاز به مدارهای محافظت دارند تا از نوسانات شدید ناشی از این تخلیه انرژی جلوگیری کند [۲۲، ۲۳]. روش‌های مختلفی مانند اسنابرهای بدون تلفات [۲۴]، مدار کلمپ فعال [۲۵، ۲۶] و مدار کلمپ غیرفعال [۲۷، ۲۸] برای جذب انرژی سلف‌های نشستی ارائه شده است که مشکلاتی مانند تلفات هدایتی بالا، پیچیدگی عملکرد و همچنین افزایش قیمت را به همراه دارند [۲۹-۳۱].

در این قسمت، یک مبدل فلای-بک-فوروارد با بهره ولتاژ بالا و کلیدزنی در ولتاژ صفر ارائه شده است. در مبدل پیشنهادی از سلف تزویج شده، برای افزایش بهره و ایزولاسیون و هم برای ایجاد شرایط کلیدزنی نرم استفاده می‌شود. مدار کمکی انتقال ولتاژ صفر (ZVT) دارای تعداد المان پایین و تنها یک سوئیچ کمکی است و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر (ZV) را برای سوئیچ‌های اصلی و شرایط



شکل (۲): موج‌های کلیدی مبدل فلای-بک-فوروارد پیشنهادی

وضعیت سوم: در این وضعیت، جریان  $M_3$  شروع به کاهش به صورت خطی می‌کند زیرا ولتاژ ثابت دو سر  $L_{a1}$  افتاده است. از طرفی جریان دیود بدنه  $M_1$  نیز کاهش یافته تا در انتهای این وضعیت به صفر برسد. در این وضعیت خازن‌های  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  جریان بار را تأمین می‌کنند.

وضعیت چهارم: با تغییر جهت جریان در  $M_1$  و انتقال جریان از دیود بدنه  $M_1$  به سوئیچ  $M_1$  این وضعیت آغاز می‌شود. با رسیدن جریان سوئیچ به  $I_{Lm1}$  جریان  $M_1$  ثابت می‌شود. از طرفی سوئیچ  $M_3$  نیز در این وضعیت به صورت ZC خاموش می‌شود. در ادامه این وضعیت سوئیچ‌های  $M_1$  و  $M_2$  همزمان روشن و هر دو سلف مغناطیس‌کنندگی  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  شارژ می‌شوند و جریان بار نیز توسط خازن‌های  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  تأمین می‌شود.

وضعیت پنجم: این وضعیت با خاموش شدن  $M_2$  و روشن شدن دیود  $D_2$  آغاز گشته و جریان سوئیچ  $M_1$  شروع به افزایش از سطح  $I_{Lm1}$  می‌کند. همچنین انرژی  $L_{m2}$  از طریق سلف‌های تزویج‌شده به خروجی منتقل می‌شود. این وضعیت با روشن شدن سوئیچ کمکی پایان می‌پذیرد.

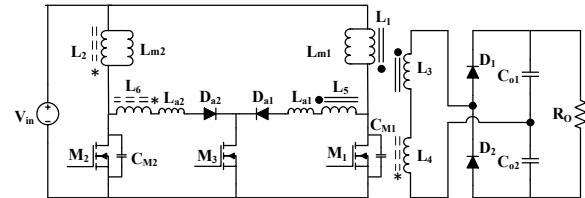
وضعیت ششم: این وضعیت با روشن شدن سوئیچ کمکی آغاز شده است و خازن اسنابر  $C_{m2}$  شروع به رزونانس با  $L_{a2}$  می‌کند. انرژی  $L_{m2}$  همچنان از طریق  $D_2$  به خروجی منتقل می‌شود.

وضعیت هفتم: در این وضعیت دیود بدنه سوئیچ  $M_2$  هدایت کرده و ولتاژ ثابت  $V_{in}/m$  به صورت معکوس دو سر  $L_{a2}$  افتاده و

کلیدزنی در جریان صفر (ZC) را برای سوئیچ کمکی مبدل فراهم می‌کند.

### ۱.۲. مدار مبدل پیشنهادی

شکل (۱) نمای طرح‌واره مبدل فلای-بک-فوروارد پیشنهادی را نشان می‌دهد. مبدل اصلی از دو سوئیچ اصلی  $M_1$  و  $M_2$  و دو دیود یکسوساز  $D_1$  و  $D_2$ ، دو خازن خروجی  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  و سلف‌های تزویج  $L_1-L_3$  و  $L_2-L_4-L_6$  تشکیل شده است. مدار کمکی نیز شامل سوئیچ کمکی  $M_3$ ، خازن‌های اسنابر  $C_{m1}$  و  $C_{m2}$ ، دیودهای کمکی  $D_{a1}$  و  $D_{a2}$  و سلف‌های کمکی  $L_{a1}$  و  $L_{a2}$  است. سوئیچ‌های اصلی با اختلاف فاز  $180^\circ$  درجه کلیدزنی می‌شوند و کلید کمکی با فرکانس دوبرابر کلیدهای اصلی و قبل از روشن شدن آن‌ها به صورت کوتاه روشن می‌گردد.



شکل (۱): مبدل فلای-بک-فوروارد پیشنهادی

### ۲.۲. وضعیت‌های عملکرد مبدل پیشنهادی

هشت وضعیت مبدل پیشنهادی در این قسمت توضیح داده می‌شود. برای سادگی تحلیل عملکرد مبدل سوئیچ‌ها و دیودها ایدئال در نظر گرفته شده‌اند. همچنین جریان سلف‌های مغناطیس‌کننده  $L_{m1}$  و  $L_{m2}$  ثابت و ولتاژ خازن‌های  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  نیز به علت بزرگ بودن آن‌ها در یک سیکل ثابت فرض می‌شوند. از مقاومت‌های داخلی سیم‌پیچ‌ها و المان‌ها نیز صرف‌نظر شده است. قبل از وضعیت اول سوئیچ  $M_2$  روشن و سوئیچ‌های  $M_1$  و  $M_3$  نیز خاموش هستند و سلف  $L_{m2}$  شارژ و سلف  $L_{m1}$  از طریق تزویج  $L_1-L_3$  در خروجی دشارژ می‌شود. شکل (۲) موج‌های کلیدی مبدل را نشان می‌دهد. وضعیت‌های مختلف عملکرد مبدل پیشنهادی در شکل (۳) نشان داده شده است که در این قسمت توضیح داده می‌شود.

وضعیت اول: این وضعیت با روشن شدن سوئیچ  $M_3$  آغاز می‌شود و یک رزونانس بین  $L_{a1}$  و خازن  $C_{m1}$  اتفاق افتاده و جریان  $M_3$  رزونانس افزایش و خازن  $C_{m1}$  رزونانسی تخلیه می‌گردد. دیود یکسوساز  $D_1$  نیز خاموش می‌شود.

وضعیت دوم: با تخلیه کامل خازن  $C_{m1}$ ، دیود بدنه  $M_1$  هدایت‌کرده و از این لحظه به بعد  $M_1$  می‌تواند تحت شرایط ZV روشن شود. در این وضعیت همچنان سوئیچ  $M_2$  روشن و سلف  $L_{m2}$  در حال شارژ است.

وضعیت هشتم: در این وضعیت، مدار کمکی به صورت کامل از مدار خارج شده است و سوئیچ‌های  $M_1$  و  $M_2$  روشن هستند و دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  خاموش‌اند. جریان بار را در این حالت خازن‌های خروجی تأمین می‌کنند. این وضعیت با خاموش شدن  $M_1$  پایان می‌پذیرد.

### ۳.۲. بهره مبدل

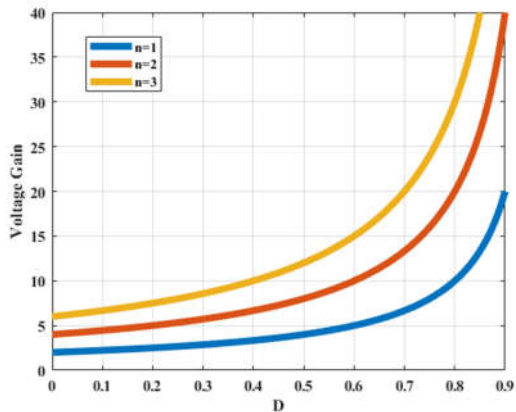
با نوشتن بالانس ولت-ثانه برای سلف‌های مغناطیس‌کنندگی ولتاژ خازن‌های  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  مطابق رابطه (۱) محاسبه می‌شوند. با توجه به اینکه ولتاژ خروجی جمع ولتاژ دو خازن  $C_{o1}$  و  $C_{o2}$  است، ولتاژ خروجی از رابطه (۲) تعیین می‌گردد و مقدار نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی از رابطه (۳) به دست می‌آید.

$$V_{co1} = V_{co2} = \frac{nV_{in}}{1-D} \quad (1)$$

$$V_o = V_{co1} + V_{co2} = \frac{2nV_{in}}{1-D} \quad (2)$$

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n}{1-D} \quad (3)$$

شکل (۴) نمودار بهره مبدل فلای-بک-فوروارد پیشنهادی برحسب تغییرات ضریب و وظیفه و نسبت دور را نشان می‌دهد.



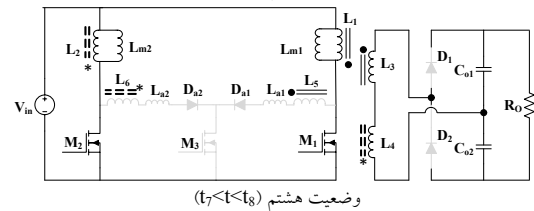
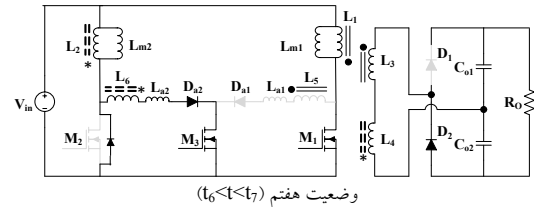
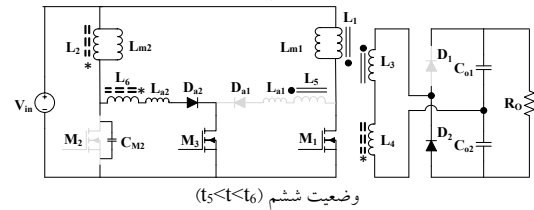
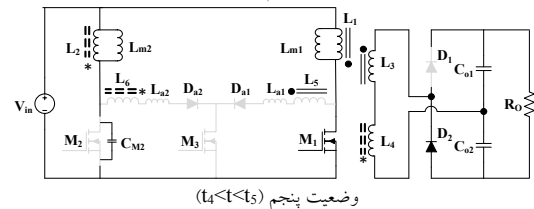
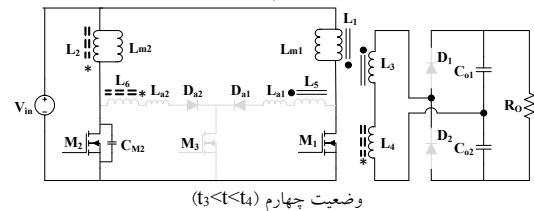
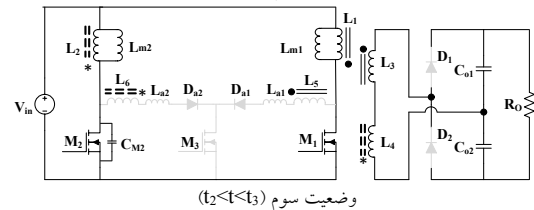
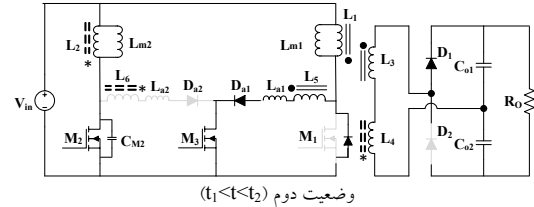
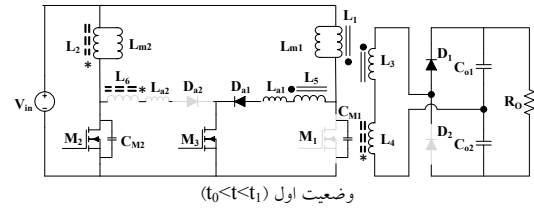
شکل (۴): نمودار بهره مبدل پیشنهادی برحسب تغییرات ضریب و وظیفه و نسبت دور

### ۴.۲. استرس ولتاژ المان‌های نیمه‌هادی

محاسبه استرس ولتاژ سوئیچ‌های  $M_1$  و  $M_2$  با توجه به رابطه بهره، مطابق رابطه (۴) محاسبه می‌گردد.

$$V_{m1} = V_{m2} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{V_o}{2n} \quad (4)$$

جریان آن خطی کاهش یافته تا در آخر این وضعیت، سوئیچ  $M_3$  و دیود کمکی  $L_{a2}$  به صورت ZC خاموش می‌شوند.



شکل (۳): وضعیت‌های عملکردی مبدل فلای-بک-فوروارد پیشنهادی



### ۶.۲. طراحی سلف مغناطیس‌کنندگی

برای طراحی  $L_m$  فرض می‌گردد که ریبل جریان مجاز ۲۰٪ جریان مغناطیس‌کنندگی باشد؛ بنابراین مقدار سلف  $L_m$  از رابطه (۹) تعیین می‌شود.

$$L_m = \frac{DV_{in}}{0.2f I_{Lm}} \quad (9)$$

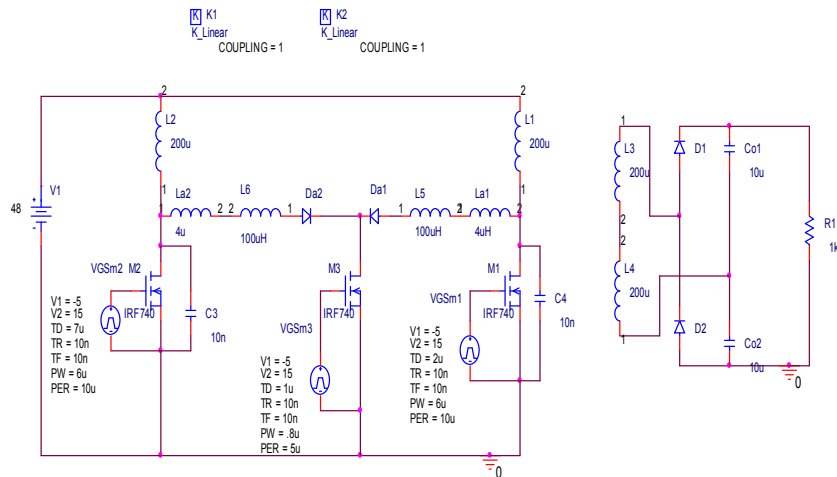
### ۳. نتایج شبیه‌سازی و عملی مبدل پیشنهادی

در این قسمت برای بررسی درستی تحلیل انجام‌شده، مبدل پیشنهادی با ولتاژ ورودی ۴۸ ولت، ولتاژ خروجی ۳۴۰ ولت و توان ۱۲۰ وات با استفاده از نرم‌افزار PSPICE شبیه‌سازی شده است. مشخصات المان‌های مبدل در جدول (۱) آمده است.

جدول (۱): مشخصات المان‌های مبدل پیشنهادی		
مقدار	قطعه	المان
-	IRF740	سوئیچ‌ها
-	MUR860	دیودها
۲۰۰ میکروهنری	$L_1, L_2$	سلف‌های تزویج ۱ و ۲
۱	N	نسبت دور
۴ میکروهنری	$L_{a1}, L_{a2}$	سلف‌های کمکی ۱ و ۲
۱۰ میکروفاراد	$C_1, C_2$	خازن‌های ۱ و ۲
۱۲۰ وات	$P_o$	توان خروجی
۱۰۰ کیلوهرتز	$f_s$	فرکانس کلیدزنی
۱۰ نانوفاراد	$C_{s1}, C_{s2}$	خازن‌های اسنابر ۱ و ۲
۱۰ میکروفاراد	$C_{o1}, C_{o2}$	خازن‌های خروجی

### ۱.۳. نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی با استفاده از نرم‌افزار PSPICE ارائه شده است. شکل (۶) طرح‌واره مبدل فلای‌بک-فورارد را در نرم‌افزار PSPICE نشان می‌دهد.



شکل (۶): طرح‌واره مبدل فلای‌بک-فورارد پیشنهادی در نرم‌افزار PSPICE

استرس ولتاژ سوئیچ  $M_3$  نیز به راحتی با نوشتن KVL در حلقه

سوئیچ تعیین می‌شود.

$$V_{m3} = mV_{in} \quad (5)$$

$$n = \frac{n_{L3}}{n_{L1}} = \frac{n_{L4}}{n_{L2}} \quad (6)$$

$$m = \frac{n_{L5}}{n_{L1}} = \frac{n_{L6}}{n_{L2}} \quad (7)$$

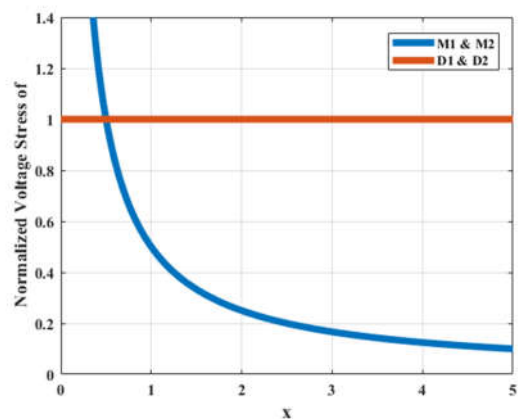
### ۵.۲. استرس ولتاژ دیودهای یکسوساز خروجی

از آنجاکه دیودهای یکسوساز خروجی همزمان روشن نیستند، با نوشتن KVL در حلقه خروجی به راحتی استرس ولتاژ آن‌ها تعیین می‌شود.

$$V_{D1} = V_{D2} = V_o \quad (8)$$

نمودار نرمالیزه‌شده استرس ولتاژ المان‌ها برحسب تغییرات

نسبت دور در شکل (۵) نشان داده شده است.

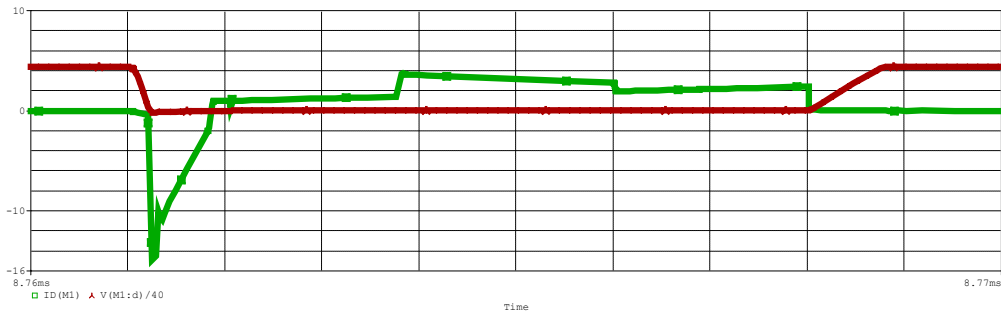


شکل (۵): نمودار نرمالیزه‌شده استرس ولتاژ المان‌ها برحسب تغییرات

نسبت دور

شکل‌های (۷) و (۸) موج جریان و ولتاژ سوئیچ‌های اصلی  $M_1$  و  $M_2$  را نشان می‌دهند. همان‌طور که مشاهده می‌شود، جریان سوئیچ در لحظه روشن شدن سوئیچ‌ها منفی است. بنابراین دیود بدنه هدایت‌کرده و شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر برای سوئیچ‌ها برقرار است. بنابراین تلفات روشن شدن خازنی وجود ندارد. اما ولتاژ سوئیچ‌ها در هنگام خاموش شدن به علت وجود خازن اسنابر با شیب بالا می‌رود که بیان‌کننده خاموش شدن سوئیچ‌های اصلی تحت شرایط ولتاژ صفر است.

شکل (۷): موج جریان (قرمز) و ولتاژ (آبی) سوئیچ  $M_1$  (مقیاس  $1 \mu\text{s/div}$ ,  $2\text{A/div}$ ,  $80\text{V/div}$ )



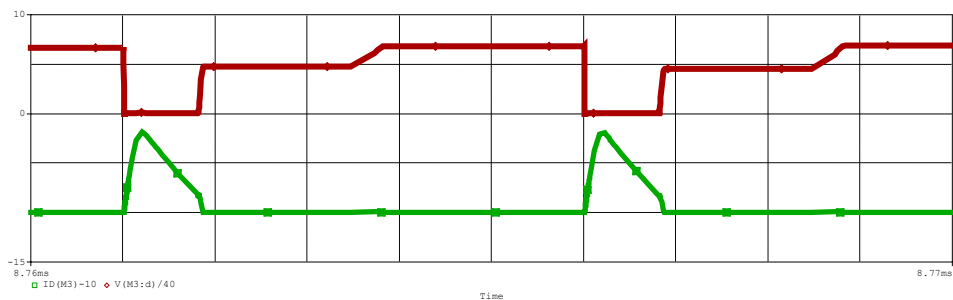
شکل (۷): موج جریان (قرمز) و ولتاژ (آبی) سوئیچ  $M_1$  (مقیاس  $1 \mu\text{s/div}$ ,  $2\text{A/div}$ ,  $80\text{V/div}$ )



شکل (۸): موج جریان (قرمز) و ولتاژ (آبی) سوئیچ  $M_2$  (مقیاس  $1 \mu\text{s/div}$ ,  $2\text{A/div}$ ,  $80\text{V/div}$ )

شکل (۹) موج جریان و ولتاژ سوئیچ کمکی  $M_3$  را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود، جریان با شیب بالا می‌رود و با شیب کاهش پیدا می‌کند. بنابراین شرایط کلیدزنی در جریان صفر برای هر دو حالت روشن و خاموش شدن سوئیچ کمکی فراهم است؛ اما با توجه به صفر بودن ولتاژ در زمان خاموش شدن سوئیچ کمکی، تلفات روشن شدن خازنی برای سوئیچ کمکی نیز وجود ندارد.

شکل (۹): موج جریان (سبز) و ولتاژ (آبی) سوئیچ  $M_3$  (مقیاس  $1 \mu\text{s/div}$ ,  $5\text{A/div}$ ,  $200\text{V/div}$ )

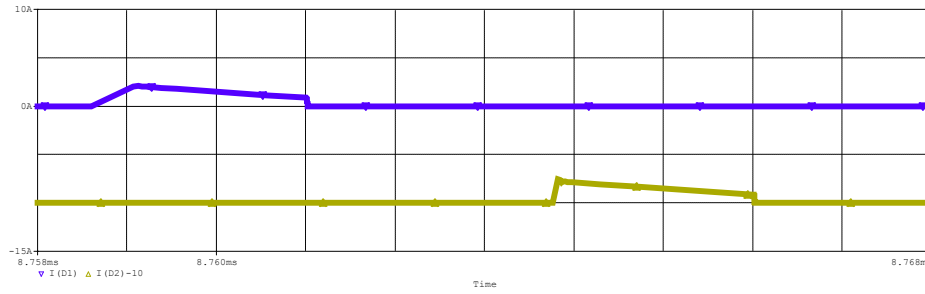


شکل (۹): موج جریان (سبز) و ولتاژ (آبی) سوئیچ  $M_3$  (مقیاس  $1 \mu\text{s/div}$ ,  $5\text{A/div}$ ,  $200\text{V/div}$ )

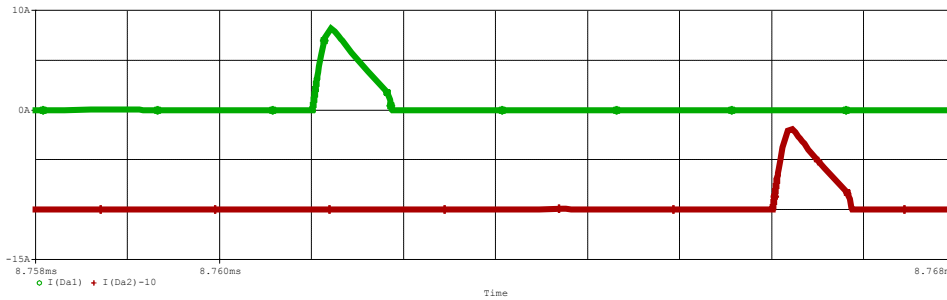
در شکل (۱۰) موج جریان دیودهای خروجی  $D_1$  و  $D_2$  شرایط جریان صفر برای دیودهای خروجی را نشان می‌دهند. شکل موج جریان دیودهای مدارهای کمکی  $D_{a1}$  و  $D_{a2}$  که با سوئیچ کمکی سری هستند، در شکل (۱۱) نشان می‌دهد. این دیودها نیز به صورت جریان صفر روشن و خاموش می‌شوند و مشکل بازیابی معکوس ندارند. بنابراین دیودهای مبدل تلفات هدایتی محسوسی به آن تحمیل نمی‌کنند. تنها مشکل تلفات روشن شدن خازنی در سوئیچ کمکی است که برای کاهش آن باید نسبت دور سیم‌پیچ سوم بزرگ انتخاب گردد.

شکل (۱۰): موج جریان دیودهای خروجی  $D_1$  و  $D_2$  (مقیاس  $1 \mu\text{s/div}$ ,  $5\text{A/div}$ ,  $200\text{V/div}$ )





شکل (۱۰): موج جریان دیودهای  $D_1$  و  $D_2$  (مقیاس  $1 \mu s/div, 5 A/div$ )



شکل (۱۱): موج جریان دیودهای خروجی  $D_{a1}$  و  $D_{a2}$  (مقیاس  $1 \mu s/div, 5 A/div$ )

#### ۴. تحلیل تلفات مبدل پیشنهادی

در این بخش تلفات مبدل پیشنهادی بصورت تئوری تحلیل می‌شود. با در نظر گرفتن تلفات المان های نیمه‌هادی، تلفات هدایتی مسافت‌ها و دیودها، تلفات هدایتی سلف‌های کوپل شده و تلفات هدایتی خازن‌ها محاسبه شده است. به دلیل ایجاد شرایط کلیدزنی نرم تحت شرایط ZVS برای هر دو سوئیچ اصلی و کمکی، تلفات خازنی هنگام روشن شدن سوئیچ‌ها و همچنین تلفات کلیدزنی صفر می‌باشد. همچنین مقدار تلفات هسته آن‌قدر کم است که می‌توان از آن صرف‌نظر کرد. تلفات هدایتی سوئیچ‌ها به عواملی همچون مقاومت درین-سورس سوئیچ و جریان مؤثر آن‌ها وابسته است. بنابراین کل تلفات سوئیچ‌های قدرت مبدل پیشنهادی برابر با تلفات هدایتی سوئیچ‌ها بوده که به صورت رابطه (۱۰) محاسبه شده است:

$$P_{Conduction'sw} = R_{DS}(I_{RMS'M1}^2 + I_{RMS'M2}^2 + I_{RMS'M3}^2) = (0.6)(2 * 1.35^2 + 0.57^2) = 2.38W \quad (10)$$

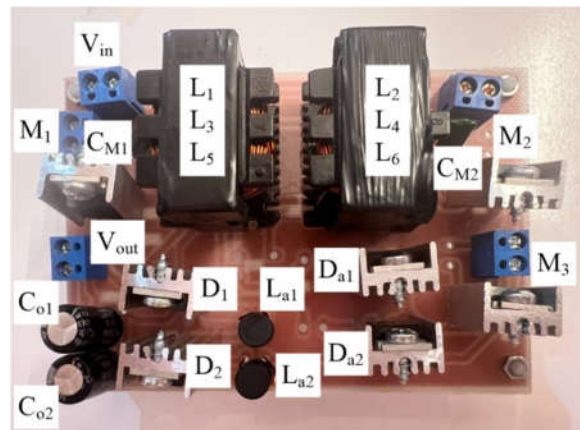
تلفات هدایتی دیودها به مقدار افت ولتاژ دیود در بایاس مستقیم و متوسط جریان آن‌ها بستگی دارد که به صورت رابطه (۱۱) محاسبه می‌شود:

$$P_{Conduction'Diodes} = V_f(I_{avg'D1} + I_{avg'D2} + I_{avg'Da1} + I_{avg'Da2}) = V_f(0.17 + 0.17 + 0.31 + 0.31) = 0.96W \quad (11)$$

همچنین تلفات هدایتی سلف‌ها با توجه به مقاومت آن‌ها در

#### ۲.۳. نتایج عملی مبدل

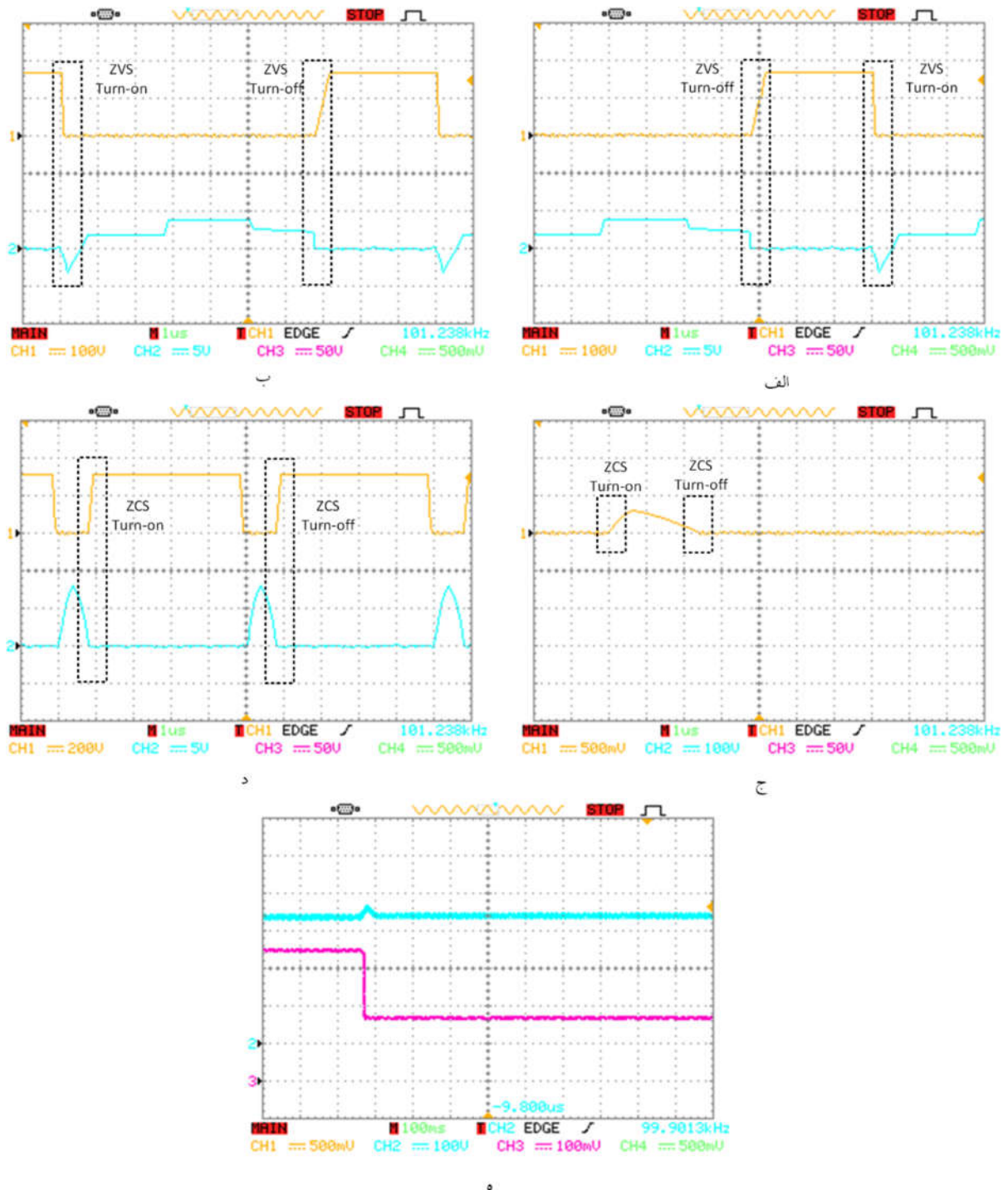
مبدل پیشنهادی دقیقاً با مقادیر جدول (۱) پیاده‌سازی شده است. شکل (۱۲) تصویر مبدل پیاده‌سازی شده را نشان می‌دهد. این مبدل آزمایشگاهی در توان ۱۲۰ وات برای بررسی نتایج شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی ساخته شده است. شکل (۱۳)، شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها و جریان دیود  $D_1$  مدار را نشان می‌دهند که نتایج شبیه‌سازی را تأیید می‌کنند. شکل (۱۴) شکل موج جریان و ولتاژ خروجی را در تغییر بار از بار کامل به نصف بار کامل نشان می‌دهد. همان‌طور که از شکل مشخص است، پاسخ دینامیکی مبدل به تغییرات بار مناسب است.



شکل (۱۲): ساختار مبدل پیشنهادی در آزمایشگاه

نظر گرفته شده است. البته سلف‌های رزونانس مدار کمکی  $L_{a1}$  و  $L_{a2}$  به خاطر مقدار ناچیزشان دارای مقاومت بسیار کوچک‌اند که از آن صرف‌نظر می‌گردد. تلفات سلف‌ها به صورت رابطه (۱۲) به دست آمده است:

$$P_{Conduction'Inductors} = R_{L1}I_{RMS'L1}^2 + R_{L2}I_{RMS'L2}^2 + R_{L3}I_{RMS'L3}^2 + R_{L4}I_{RMS'L4}^2 + R_{L5}I_{RMS'L5}^2 + R_{L6}I_{RMS'L6}^2 = 2 * (0.32 + 0.23 + 0.12) = 1.34W \quad (12)$$



شکل (۱۳): شکل موج‌های عملی مبدل پیشنهادی: الف) شکل موج ولتاژ(بالا) و جریان(پایین) سوئیچ  $M_2$ ; ب) شکل موج ولتاژ(بالا) و جریان(پایین) سوئیچ  $M_1$ ; ج) شکل موج جریان دیود  $D_1$ ; د) شکل موج ولتاژ(بالا) و جریان(پایین) سوئیچ  $M_3$ ; ه) ولتاژ(بالا) و جریان(پایین) خروجی مبدل در برابر تغییرات بار

۹۵.۸ درصد است. شکل (۱۴) راندمان مبدل فلای-بک-فوروارد پیشنهادی و یک مبدل فلای-بک-فوروارد با کلیدزنی سخت (بدون مدار کمکی) را که از طریق شبیه‌سازی به دست آمده، نشان می‌دهد و بازده به‌دست‌آمده نزدیک به بازده تئوری است. همان‌طور که مشاهده می‌گردد، در بار کامل، مبدل پیشنهادی دارای ۶/۵ درصد بهبود راندمان است. در مبدل پیشنهادی با کاهش توان، راندمان کاهش محسوسی ندارد، ولی در مبدل با کلیدزنی سخت به‌علت وجود مدار کلمپ پسیو، افت بیشتری دارد.

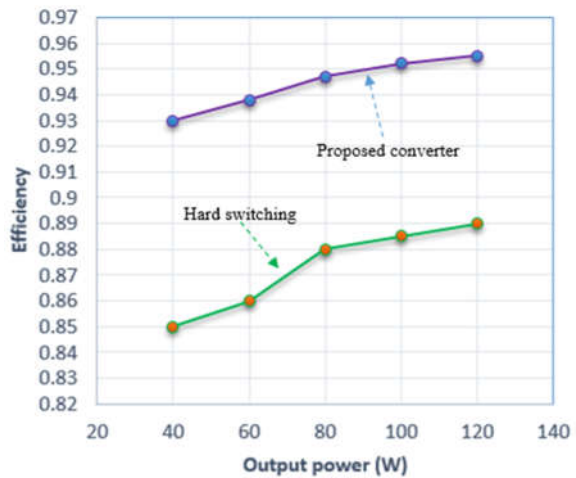
### ۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مدار اسنابر بدون تلفات ابتکاری برای مبدل فلای-بک-فوروارد ارائه شد. مدار کمکی علاوه بر فراهم کردن شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر در هنگام روشن شدن و خاموش شدن سوئیچ‌های اصلی، انرژی خازن‌های اسنابر را نیز به خروجی انتقال می‌دهد. از طرفی مشکل بازبایی معکوس در دیودهای مدار به‌خاطر کلیدزنی در جریان صفر آن‌ها وجود ندارد. تلفات روشن شدن خازنی نیز به‌سبب تخلیه کامل خازن‌های اسنابر وجود نداشته و به بهبود بیشتر راندمان کمک می‌کند. به‌دلیل زمان اندک روشن بودن سوئیچ کمکی جریان گردشی در مدار کمکی بزرگ نیست و مدار کمکی تلفات به مدار محسوسی تحمیل نمی‌کند. برای ادامه تحقیق می‌توان به مدل‌سازی مبدل برای طراحی مدار کنترل بهینه اشاره کرد.

برای محاسبه تلفات خازن‌ها نیز، به مقدار مقاومت هر خازن و جریان مؤثر آن نیاز داریم که به‌خاطر ناچیز بودن مقاومت خازن‌های پلی‌استر اسنابر از آن‌ها صرف‌نظر می‌گردد و فقط خازن‌های الکتrolیتی در نظر گرفته می‌شود:

$$P_{Capacitors} = R_{C1} I_{RMS}^2 C_1 + R_{C2} I_{RMS}^2 C_2 = 0.18 * 2 = 0.36W \quad (13)$$

$$P_{loss}(total) = P_{Conduction} Sw + P_{Conduction} Diodes + P_{Conduction} Inductors + P_{Capacitors} = 2.38 + 0.96 + 1.34 + 0.36 = 5.04W \quad (14)$$



شکل (۱۴): راندمان مبدل فلای-بک-فوروارد پیشنهادی نسبت به مبدل فلای-بک-فوروارد سخت

با توجه به محاسبات بالا، کل تلفات قدرت محاسبه‌شده مبدل پیشنهادی 5.04 W برای توان خروجی ۱۲۰ وات است. بنابراین مبدل پیشنهادی از نظر تئوری دارای بازده

### مراجع

- [1] Baharizadeh, M., Karshenas, H.R., Guerrero, J. M., "An improved power control strategy for hybrid AC-DC microgrids", International Journal of Electrical Power and Energy Systems, Vol. 95, pp. 364-373, Feb. 2018, <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2017.08.036>.
- [2] Shojaeian, H., Hasanzadeh, S., Salehi, S.M., "A single switch high voltage gain dc-dc converter based on coupled inductor and switched-capacitor for renewable energy systems", Proceeding of the IEEE/PEDSTC, pp. 1-6, Tabriz, Iran, 2021, <https://doi.org/10.1109/PEDSTC52094.2021.9405931>.
- [3] Sedaghati F., "A bidirectional dc-dc converter with zero voltage switching capability for energy storage application". Energy Engineering and Managementis, Vol. 9, No. 2, pp. 48-63, 2019, <https://doi.org/10.22052/9.2.48>.
- [4] Hema Rani, P., Navasree, S., George, S., Ashok, S., "Fuzzy logic supervisory controller for multi-

- input non-isolated DC to DC converter connected to DC grid*", International Journal of Electrical Power and Energy Systems, Vol. 112, pp. 49-60, 2019, <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.04.018>.
- [5] Lee, S.W., Do, H.L., "Soft-switching two-switch resonant ac-dc converter with high power factor", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 4, pp. 2083-2091, 2016, <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2505675>.
- [6] Eshaghpour, I., Delshad, M., Javadi, S., "A new soft switching high step-up converter ability to increase parallel branches without the need for a new auxiliary circuit", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, Vol. 14, No. 55, pp. 43-54, 2023, <https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1402.14.5.5.4.2>.
- [7] Haghshenas, G., Mirtalaei, S.M.M., Mordmand, M., Shahgholian, G., "High step-up boost-flyback converter with soft switching for photovoltaic applications", Journal of Circuits, Systems, and Computers, Vol. 28, No. 1, pp. 1-16, 2019, <https://doi.org/10.1142/S0218126619500142>.
- [8] Shojaeian, H., Hasanzadeh, S., Heydari, M., "High efficient and high step-up dual switches converter based on three coupled inductors", International Journal of Industrial Electronics Control and Optimization, Vol. 1, No. 2, pp. 143-152, 2018, <https://dorl.net/dor/20.1001.1.26453517.2018.1.2.8.5>.
- [9] Revathi, B.S., Mahalingam, P., Gonzalez-Longatt, F., "Interleaved high gain dc-dc converter for integrating solar PV source to DC bus", Solar Energy, Vol. 188, pp. 924-934, 2019, <https://doi.org/10.1016/j.solener.2019.06.072>.
- [10] Goncalves, P., Agostini, J.E., "Generalized analysis of the high-voltage-gain interleaved ZVS boost-flyback converter", IET Power Electronics, Vol. 13, No. 11, pp. 2361-2371, 2020, <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.1373>
- [11] Fani, B., Delshad, M., Nazarpour, D., "A new hard switching bidirectional converter with high power density", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, Vol. 1, No. 1, pp 51-56, 2010, <https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1389.1.1.6.5>
- [12] Elserougi, A., Abdelsalam, I., Massoud, A., Ahmed, S., "A bidirectional non-isolated hybrid modular DC-DC converter with zero-voltage switching", Electric Power Systems Research, Vol. 167, pp. 277-289, 2019, <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018.11.009>
- [13] Dananjayan, P., Shram, V., Chellamuthu, C., "A flyback constant frequency ZCS-ZVS quasi-resonant converter", Microelectronics Journal, Vol. 29, no. 8, pp. 495-504, 1998, [https://doi.org/10.1016/S0026-2692\(97\)00110-9](https://doi.org/10.1016/S0026-2692(97)00110-9)
- [14] Folmer, S., Stala, R., "Dc-dc high voltage gain switched capacitor converter with multilevel output voltage and zero-voltage switching", IEEE Access, Vol. 9, pp. 129692-129705, 2021, <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3111546>
- [15] Mirtalaei, M., Amani-Nafchi, R., "Boost high step-up dc/dc converter with coupled inductors and diode-capacitor Technique", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, Vol. 10, No. 39, pp. 3-12, 2019, <https://doi.org/10.1109/JESTIE.2022.3173909>
- [16] Liu, F., Liu, W., Zha, X., Yang, H., Feng, K., "Solid-state circuit breaker snubber design for transient overvoltage suppression at bus fault interruption in low-voltage dc microgrid", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 32, No. 4, pp. 3007-3021, 2017, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2574751>
- [17] Tseng, K.C., Huang, H.S., Cheng, C.A., "Integrated boost-forward-flyback converter with

- high step-up for green energy power-conversion applications*", IET Power Electronics, Vol. 14, no. 1, pp. 27-37, Jan. 2021, <https://doi.org/10.1049/pel2.12003>
- [18] Li, W., Fan, L., Zhao, Y., He, X., Xu, D., Wu, B., "High-step-up and high-efficiency fuel-cell power-generation system with active-clamp flyback-forward converter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 1, pp. 599-610, 2012, <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2130499>
- [19] Wang, D., He, X., Shi, J., "Design and analysis of an interleaved flyback-forward boost converter with the current autobalance characteristic", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 25, No. 2, pp. 489-498, Feb. 2010, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2025762>
- [20] Moral, D.L., Barrado, A., Sanz, M., Lázaro, A., Fernández, C., Zumel, P., "Analysis and implementation of the autotransformer forward-flyback converter applied to photovoltaic systems", Solar Energy, Vol. 194, pp. 995-1012, 2019, <https://doi.org/10.1016/j.solener.2019.10.082>
- [21] Eshkevari, A.L., Mosallanejad, A., Sepasian, M., "Design, modelling, and implementation of a modified double-switch flyback-forward converter for low power applications", IET Power Electronics, Vol. 12, No. 4, pp. 739-748, 2019, <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2018.5788>
- [22] Kianpour, A., Shahgholian, G., "A floating-output interleaved boost DC-DC converter with high step-up gain", Automatika, Vol. 58, No. 1, pp. 18-26, 2017, <https://doi.org/10.1080/00051144.2017.1305605>
- [23] Ahmed, O.A., Bleijs, J.A.M., "Modelling and experimental verification of the effect of parasitic elements on the performance of an active-clamped current-fed dc-dc converter", Simulation Modelling Practice and Theory, Vol. 59, pp. 71-88, Dec. 2015, <https://doi.org/10.1016/j.simpat.2015.09.002>
- [24] Sharifiyana, O., Dehghani, M., Shahgholian, G., Mirtalaei, S.M.M., Jabbari, M., "Non-isolated boost converter with new active snubber structure and energy recovery capability", Journal of Circuits, Systems and Computers, Vol. 32, No. 5, Article Number: 2350084, 2023, <https://doi.org/10.1142/S0218126623500846>
- [25] Zhu, B., Wang, H., Zhang Y., Chen, S., "Buck-based active-clamp circuit for current-fed isolated dc-dc converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 37, No. 4, pp. 4337-4345, 2022, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2021.3121704>
- [26] Zhong, S., Xu J., Zhou, X., "High-efficiency zero-voltage switching single-stage switching amplifier with half-bridge active clamping circuit", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 11, pp. 8574-8584, 2018, <https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2815953>
- [27] Meng, T., Yu, S., Ben, H., Wei, G., "A family of multilevel passive clamp circuits with coupled inductor suitable for single-phase isolated full-bridge boost PFC converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 29, No. 8, pp. 4348-4356, 2014, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2296116>
- [28] Ai, J., Lin, M., Yin, M., "A family of high step-up cascade dc-dc converters with clamped circuits", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 35, No. 5, pp. 4819-4834, 2020, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2943502>
- [29] Forouzesh, M., Siwakoti, Y.P., Gorji, S.A., Blaabjerg, F., Lehman, B., "Step-up dc-dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 32, No. 12, pp. 9143-9178, 2017, <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2652318>
- [30] Ai, J., Lin, M., Lin, T., "High step-up dc-dc



*converter with three capacitors clamped circuits for reduced out capacitor stress*", IET Power Electronics, Vol. 13, No. 10, pp. 1974-1983, 2020, <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.1347>

*step-up DC/DC converters– An overview*", Alexandria Engineering Journal, Vol. 61, No. 2, pp. 1091-1132, 2022, <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.06.071>

[31] Koç, Y., Birbir, Y., Bodur, H., "*Non-isolated high*