

<https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1401.13.50.2.3>
Research Article

A New Soft Switching Interleaved Flyback Converter with Parallel Coupled Inductors and Recovery Leakage Inductance Energy

Zahra Peiravan, *Ph.D Student*, Majid Delshad, *Associate Professor*, Mohammadreza Amini, *Assistant Professor*

Department of Electrical Engineering- Isfahan (Khorasgan) Branch, Islamic Azad University, Isfahan, Iran

zahra.peiravan@gmail.com, delshad@khuisf.ac.ir, mr.amini@khuisf.ac.ir

Abstract

In this paper, a ZVS interleaved flyback converter with two transformers is presented, which consists of two active clamp flyback converters and the main switch of one converter acts as an auxiliary switch of another converter. This converter has less auxiliary elements and less voltage and current stress compared to similar soft switching interleaved flyback converters. The introduction of a new auxiliary circuit for soft switching, in addition to increasing efficiency, minimizes the number of added semiconductors. Also, another advantage of this structure is the applicability of the provided auxiliary circuit to other isolated converters. The soft switching conditions in this converter are created by the auxiliary circuit in such a way that the converter switches turn on and off under ZVS conditions and the converter diodes turn on and off under ZCS conditions. The efficiency of the proposed ZVS interleaved flyback converter at full load is increased by 5%. Another advantage of the proposed converter is that the Q2 switch, in addition to providing zero voltage switching conditions for the Q1 switch, it also transmits energy and increases the density of the converter power and reduces the current stress. The converter is thoroughly analyzed and a 300W laboratory prototype is made to confirm its correct operation and practical results are presented.

Keywords: active clamp, flyback converter, interleaved, soft switching

Received: 13 May 2021

Revised: 2 June 2021

Accepted: 24 August 2021

Corresponding Author: Dr. Majid Delshad

Citation: Z. Peiravan, M. Delshad, M.R. Amini, "A new soft switching interleaved flyback converter with parallel coupled inductors and recovery leakage inductance energy", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 13, no. 50, pp. 31-46, September 2022 (in Persian).

<https://dorl.net/dor/20.1001.1.23223871.1401.13.50.2.3>

مقاله پژوهشی

یک مبدل فلای‌بک کلیدزنی نرم درهم تنیده جدید با سلف‌های تزویج شده موازی و بازیابی انرژی سلف نشتی

زهرا پیروان، دانشجوی دکتری، مجید دلشاد، دانشیار، محمدرضا امینی، استادیار

دانشکده مهندسی برق - واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، اصفهان، ایران
zahra.peiravan@gmail.com, delshad@khuisf.ac.ir, mr.amini@khuisf.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک مبدل فلای‌بک درهم تنیده با کلیدزنی در ولتاژ صفر با دو ترانسفورمر ارائه گردیده است که متشکل از دو مبدل فلای‌بک اکتیو کلمپ است و سوئیچ اصلی یک مبدل به‌عنوان سوئیچ کمکی مبدل دیگر عمل می‌کند. این مبدل در مقایسه با مبدل‌های فلای‌بک در هم تنیده کلیدزنی نرم مشابه دارای المان‌های کمکی کمتر و استرس ولتاژ و جریان کمتر است. ارائه مدار کمکی جدید برای اعمال کلیدزنی نرم، علاوه بر افزایش راندمان، تعداد نیمه هادی اضافه شده را به حداقل می‌رساند. همچنین از دیگر مزایای این ساختار می‌توان به قابل اعمال بودن مدار کمکی ارائه شده به سایر مبدل‌های ایزوله اشاره کرد. ایجاد شرایط کلیدزنی نرم در این مبدل توسط مدار کمکی به گونه‌ای است که سوئیچ‌های مبدل تحت شرایط ZVS روشن و خاموش می‌گردند و دیودهای مبدل تحت شرایط ZCS روشن و خاموش می‌گردند. راندمان مبدل فلای‌بک در هم تنیده پیشنهادی با کلیدزنی در ولتاژ صفر در بار کامل نیز به میزان ۵ درصد افزایش می‌یابد. از مزایای دیگر مبدل پیشنهادی این است که سوئیچ Q₂ علاوه بر آنکه شرایط کلیدزنی در ولتاژ صفر را برای سوئیچ Q₁ فراهم می‌کند، خود نیز انرژی را منتقل می‌کند و باعث افزایش چگالی توان مبدل و کاهش استرس جریان می‌گردد. مبدل به‌طور کامل تجزیه و تحلیل گردیده و برای تایید درستی عملکرد آن یک نمونه آزمایشگاهی ۳۰۰ وات ساخته شده است و نتایج عملی ارائه می‌گردد.

کلمات کلیدی: اکتیو کلمپ، درهم تنیده، کلیدزنی نرم، مبدل فلای‌بک

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۰/۲/۲۳

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۰/۳/۱۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۰/۶/۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر مجید دلشاد

نشانی نویسنده‌ی مسئول: اصفهان - خیابان جی شرقی - ارغوانیه - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان)

۱- مقدمه

امروزه مبدل‌های ایزوله به‌صورت گسترده در منابع تغذیه صنعتی استفاده می‌گردند [۵-۱]. با ایزوله نمودن مبدل‌های DC-DC علاوه بر امکان افزایش و کاهش بهره مبدل، از نظر حفاظت بار نیز نسبت به مبدل‌های غیر ایزوله عملکرد بهتری دارند. در مبدل‌های ایزوله معمولی، نشتی القایی ترانسفورمر، مشکلات جدی را در لحظه خاموشی سوئیچ ایجاد می‌کند. به‌عنوان مثال در مبدل‌های تک سوئیچه‌ای ایزوله مانند فوروارد و فلای‌بک، انرژی نشتی القایی ترانسفورمر توسط خازن سوئیچ خروجی، در لحظه خاموش شدن جذب می‌شود، در نتیجه تلفات سوئیچینگ افزایش می‌یابد و یک بالازدگی ولتاژ دو سر سوئیچ قرار می‌گیرد. بنابراین مبدل‌های ایزوله معمولی از تلفات سوئیچینگ و تداخل الکترومغناطیسی (EMI) بالا رنج می‌برند [۶،۷]. تکنیک‌های سوئیچینگ نرم، راه حل مناسبی برای کاهش تلفات سوئیچینگ هستند [۸-۱۰]. در سال‌های اخیر تحقیقات فراوانی صورت گرفته تا تکنیک‌های سوئیچینگ نرم را در مبدل‌های DC-DC توسعه دهند [۱۱،۱۲]. در این مبدل‌ها کنترل ولتاژ خروجی به‌وسیله مدولاسیون پهنای پالس انجام می‌گیرد که به دلیل سهولت و فرکانس ثابت آن‌ها مورد توجه قرار گرفته‌اند. تکنیک‌های کلیدزنی نرم بسیاری برای مبدل‌ها به‌منظور حل مشکلات فوق ارائه شده است [۱۳]، که می‌توان آن‌ها را به دو دسته کلی «مبدل‌های رزونانسی و شبه رزونانسی» و «مبدل‌های مدولاسیون پهنای باندا» (PWM) تقسیم کرد [۱۴،۱۵].

در مبدل‌های رزونانسی و شبه رزونانسی یک مدار رزونانس شامل سلف و خازن به مدار اصلی افزوده می‌شود. این مدار رزونانسی باعث نوسانی شدن ولتاژ و جریان سوئیچ می‌گردد، که با کنترل فرکانس کلیدزنی، کلیدزنی سوئیچ‌ها می‌تواند در لحظه دلخواهی که ولتاژ و یا جریان سوئیچ صفر است، صورت بگیرد. بنابراین شرایط کلیدزنی نرم فراهم می‌گردد و تلفات کلیدزنی ناشی از هم‌پوشانی ولتاژ و جریان سوئیچ‌ها در مدت زمان تغییر وضعیت آن‌ها کاهش می‌یابد. از این رو با افزایش فرکانس کلیدزنی علاوه بر کاهش حجم و وزن مبدل می‌توان چگالی و راندمان مبدل را تا حد زیادی افزایش داد [۱۶]. اما مبدل‌های رزونانسی و شبه رزونانسی به علت طبیعت رزونانس نسبت به مبدل‌های PWM استرس ولتاژ و جریان بالاتری دارند و از طرفی به علت کنترل فرکانس متغیر امکان طراحی بهینه المان‌های مغناطیسی از جمله سلف و ترانسفورمر در آنها وجود ندارد. به همین دلیل مبدل‌های کلیدزنی نرم PWM بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌اند [۱۷،۱۸]. در مبدل‌های PWM فرکانس کلیدزنی ثابت است و کنترل توان خروجی با کنترل ضریب وظیفه انجام می‌گیرد [۱۹]. در این مبدل‌ها برای ایجاد کلیدزنی نرم اغلب یک مدار کمکی به سوئیچ‌های مبدل افزوده می‌شود [۲۰،۲۱]. کلمپ اکتیو^۳ [۲۲]، انتقال ولتاژ صفر^۴ (ZVT) [۲۳،۲۴]، انتقال جریان صفر^۵ (ZCT) [۲۵] از جمله تکنیک‌هایی هستند که شرایط سوئیچینگ نرم را برای مبدل‌های مدولاسیون عرض پالس (PWM) فراهم می‌کنند. در این روش‌ها یک مدار کمکی متشکل از یک سوئیچ کمکی و المان‌های رزونانس به مدار اصلی اضافه می‌گردند که شرایط سوئیچینگ را برای سوئیچ اصلی فراهم می‌نمایند. بنابراین برتری این مبدل‌ها نسبت به مبدل‌های مدولاسیون عرض پالس معمولی بازدهی بالا و تداخل‌های الکترومغناطیسی کم بوده که این امر نتیجه سوئیچینگ نرم است [۲۷،۲۶]. در تکنیک‌های انتقال ولتاژ صفر [۲۸،۲۹] و کلمپ اکتیو، انرژی نشتی القایی توسط خازن اسنابر یا خازن کلمپ جذب می‌شود ولی در تکنیک انتقال جریان صفر، ابتدا جریان نشتی القایی صفر می‌شود و سپس سوئیچ‌ها خاموش می‌شوند که این موضوع، برتری روش انتقال جریان صفر نسبت به دیگر روش‌های معرفی شده است [۳۰]. مبدل‌های انتقال جریان صفر زیادی تاکنون معرفی شده‌اند، اما هر یک از آنها از معایبی نظیر تعداد زیاد نیمه هادی‌های اضافه شده به مدار، بالا بودن استرس ولتاژ روی سوئیچ‌ها و روشن و خاموش نشدن بعضی سوئیچ‌ها تحت سوئیچینگ نرم رنج می‌برند.

در این مقاله تمام المان‌های نیمه هادی آن اعم از سوئیچ‌ها و دیودها به‌صورت نرم کلیدزنی می‌شوند و شرایط ZVT با کمترین المان کمکی فراهم می‌گردد. در بخش ۲، عملکرد یک مبدل فلای‌بک درهم تنیده کلیدزنی نرم تجزیه و تحلیل می‌شود. روش طراحی مبدل در بخش ۳ پیشنهاد می‌شود. نتایج شبیه‌سازی و عملی مبدل فلای‌بک درهم تنیده ZVT پیشنهادی در بخش ۴ و ۵ نشان داده می‌شوند. در بخش ۶، راندمان مبدل فلای‌بک درهم تنیده کلیدزنی نرم پیشنهادی و یک مبدل فلای‌بک درهم تنیده معمولی مقایسه می‌شوند.

۲- ساختار مدار و اصول عملکرد

۲-۱- ساختار مدار

شکل (۱)، شماتیک مبدل فلای‌بک ZVS پیشنهاد شده با دو ترانسفورمر را نشان می‌دهد، که از دو مبدل فلای‌بک تشکیل شده است. مبدل A شامل ترانسفورمر T_a ، خازن کلمپ C_1 ، و دیود یکسوساز D_1 می‌شود. مبدل B شامل ترانسفورمر T_b ، خازن کلمپ C_2 و دیود یکسوساز D_2 است. Q_1 و Q_2 دو تا از سوئیچ‌های فعال هستند. L_m سلف مغناطیسی اولیه‌ی ترانسفورمر است. C_o خازن خروجی است. تانک رزونانسی، سلف رزونانسی L_r و خازن رزونانسی C_r را شامل می‌شود. C_r معادل با ترکیب موازی خازن‌های خروجی، Q_1 و Q_2 و خازن‌های پارازیتی سیم‌پیچ‌های اولیه ترانسفورمر است. این دو ترانسفورمر به‌طور موثری در ارتباط موازی با یکدیگر در هر دو طرف‌های اولیه و ثانویه هستند. برای تجزیه و تحلیل کردن مبدل فلای‌بک ZVS اکتیو کلمپ پیشنهادی با دو ترانسفورمر، فرض‌های زیر در نظر گرفته شده است.

- از تلفات هدایتی همه‌ی سوئیچ‌ها و دیودها چشم‌پوشی می‌شود.
 - خازن‌های کلمپ C_1 و C_2 بزرگتر از خازن رزونانسی C_r هستند. بنابراین ولتاژ خازن‌های کلمپ V_{c1} و V_{c2} در یک سیکل، ثابت فرض می‌شود.

- خازن خروجی C_o به اندازه‌ی کافی بزرگ است، به همین دلیل ولتاژ خروجی V_o یک مقدار ثابت است.
 - نسبت دوره‌های سیم‌پیچ‌های ترانسفورمر $n=N_1/N_2$ است. سلف‌های مغناطیسی دو ترانسفورمر برابر هستند.
 - سلف رزونانسی L_r کوچکتر از سلف مغناطیس‌کنندگی L_m است.
 - انرژی ذخیره شده در سلف رزونانسی بزرگتر از انرژی ذخیره شده در خازن رزونانسی برای دسترسی به عملکرد ZVS برای سوئیچ‌های فعال است.

- زمان‌های هدایت Q_1 و Q_2 ، به ترتیب DT_s و $(1-D)t_s$ هستند که D ضریب وظیفه Q_1 است و t_s دوره‌ی تناوب کلیدزنی است. سوئیچ‌ها در مبدل پیشنهادی به‌صورت ZVS روشن و خاموش می‌شوند. هنگام روشن شدن سوئیچ‌ها، دیود بدنه آنها هدایت کرده و در نتیجه شرایط ZVS برای آنها برقرار است. خاموش شدن سوئیچ‌ها نیز به خاطر خازن‌های اسنابر تحت شرایط ZVS است.

۲-۲- وضعیت‌های عملکرد مبدل فلای‌بک DC-DC پیشنهادی

مسیرهای هدایت برای هر وضعیت عملکرد، نشان داده شده در شکل (۳) هستند. شکل (۴)، شکل موج‌های کلیدی مبدل فلای‌بک اکتیو-کلمپ پیشنهاد شده با دو ترانسفورمر را نمایش می‌دهد. ۸ وضعیت در یک سیکل کلیدزنی کامل وجود دارد که در این قسمت به آنها اشاره می‌گردد:

- وضعیت اول ($t_0 < t < t_1$): این وضعیت با روشن شدن Q_1 آغاز می‌شود و جریان سلف رزونانس i_{Lr} از Q_1 عبور می‌کند. Q_2 خاموش شده است. ولتاژ Q_1 (V_{Cr}) صفر است. V_{pa} تقریباً مساوی با ولتاژ ورودی (V_{in}) است و V_{pb} تقریباً مساوی با منفی ولتاژ ورودی ($-V_{in}$) است. دیودها در ثانویه‌ها بایاس-معکوس هستند. انرژی ورودی در دو سلف مغناطیسی اولیه ذخیره شده است. ولتاژ خازن کلمپ V_{C1} مساوی با nV_o است و هیچ جریانی از طریق C_1 جاری نمی‌شود. جریان سلف رزونانسی i_{Lr} و جریان‌های سلف مغناطیسی i_{Lma} و i_{Lmb} می‌توانند به‌صورت زیر نوشته شوند.

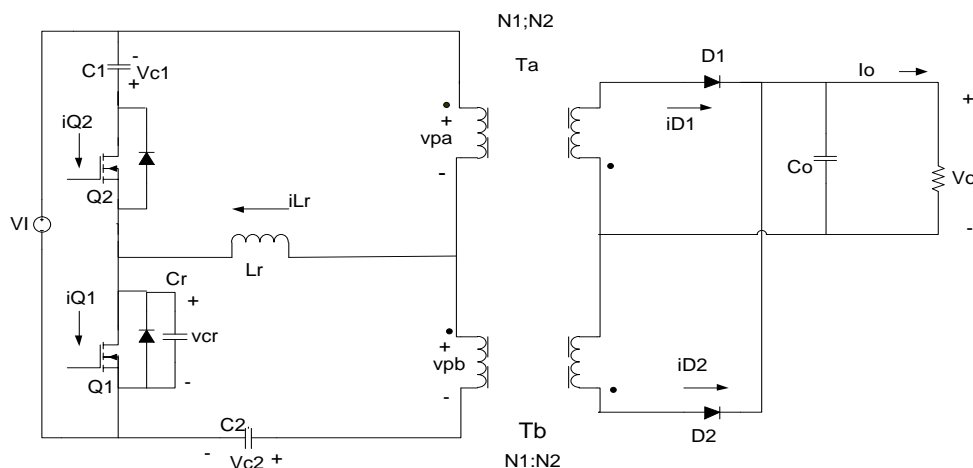
$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) + \frac{2V_I}{L_m + 2L_r} \quad (1)$$

$$i_{ma}(t) = i_{ma}(t_0) + \frac{V_I}{L_m + 2L_r} (t - t_0) \quad (2)$$

$$i_{mb}(t) = i_{mb}(t_0) + \frac{V_I}{L_m + 2L_r} (t - t_0) \quad (3)$$

این وضعیت با خاموش شدن Q_1 پایان می‌پذیرد.

- وضعیت دوم ($t_1 < t < t_2$): در این وضعیت با خاموش شدن Q_1 ، خازن C_r با سلف L_r رزونانس کرده و تا سطح $(V_I + nV_o)$ شارژ می‌گردد.



شکل (۱): پیکربندی مبدل فلای‌بک ZVS اکتیو-کلمپ پیشنهادی با دو ترانسفورمر

Figure (1): Configuration of the proposed active-clamp ZVS flyback converter with two transformers

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_I}{Z_1} \sin \omega_1(t - t_1) + i_{Lr}(t_1) \cos \omega_1(t - t_1) \quad (4)$$

$$V_{Cr}(t) = Z_1 i_{Lr}(t_1) \sin \omega_1(t - t_1) + V_I [1 - \cos \omega_1(t - t_1)] \quad (5)$$

که در آن:

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{2}{(L_m + 2L_r)C_r}} \quad (6)$$

$$Z_1 = \sqrt{\frac{L_m + 2L_r}{2C_r}} \quad (7)$$

خازن رزونانسی خیلی کوچک است و C_r به سرعت شارژ می‌شود. سپس i_{Lr} و V_{Cr} به صورت زیر ارائه می‌شوند:

$$i_{Lr}(t) \approx i_{Lr}(t_1) + \frac{V_I}{Z_1} \omega_1(t - t_1) = i_{Lr}(t_1) + \frac{2V_I}{L_m + 2C_r} (t - t_1) \quad (8)$$

$$V_{Cr}(t) \approx \frac{i_{Lr}(t_1)}{C_r} (t - t_1) \quad (9)$$

در وضعیت دوم، v_{Cr} کمتر از $(V_I + nV_o)$ است. V_{C1} هنوز مساوی با nV_o است. پلاریته‌های ولتاژهای اولیه ترانسفورمر در هنگامی که C_r شارژ شده است، معکوس شده هستند. V_{pb} و V_{pa} به صورت زیر ارائه می‌شوند:

$$v_{pa}(t) = V_I - v_{Cr}(t) \approx V_I - \frac{i_{Lr}(t_1)}{C_r} (t_2 - t_1) \quad (10)$$

$$v_{pb}(t) = v_{Cr}(t) - V_{C2} \approx \left[V_I - \frac{i_{Lr}(t_1)}{C_r} (t_2 - t_1) \right] \quad (11)$$

این وضعیت با رسیدن ولتاژ خازن C_r به مقدار $(V_I + nV_o)$ پایان می‌پذیرد، بنابراین مدت زمان این وضعیت از رابطه (۱۳) به دست می‌آید.

$$v_{Cr}(t_2) = V_I + nV_o = V_I + \frac{D}{1-D} V_I = \frac{V_I}{1-D} \quad (12)$$

$$\Delta t_{12} = t_2 - t_1 = \frac{C_r V_{Cr}(t_2)}{i_{Lr}(t_1)} = \frac{C_r V_I}{(1-D)i_{Lr}(t_1)} \quad (13)$$

- وضعیت سوم ($t_2 < t < t_3$): ولتاژ C_r به $(V_I + nV_o)$ می‌رسد و سپس دیود بدنه Q_2 روشن می‌گردد و از این لحظه به بعد Q_2 می‌تواند تحت شرایط ZVS روشن شود. دیودهای ثانویه هنوز خاموش هستند. در این وضعیت جریان L_r از طریق دیود بدنه Q_2 .

خازن C_1 را شارژ می‌نماید.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_2) \cos \omega_2(t - t_2) - \frac{nV_0}{Z_2} \sin \omega_2(t - t_2) \quad (14)$$

که در آن:

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{2}{(L_m + 2L_r)C_1}} \quad (15)$$

$$Z_2 = \sqrt{\frac{L_m + 2L_r}{2C_1}} \quad (16)$$

ولتاژهای اولیه ترانسفورمر v_{pa} و v_{pb} به صورت زیر هستند:

$$v_{pa}(t) = -V_{Cl} \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (17)$$

$$v_{pb}(t) = V_{Cl} \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad (18)$$

این وضعیت با رسیدن ولتاژ هستند. v_{pa} به $-nV_0$ و ولتاژ v_{pb} به nV_0 پایان می‌پذیرد.

- وضعیت چهارم ($t_3 < t < t_4$): در t_3 ، ولتاژ خازن کلمپ مساوی با $nV_0(L_m + L_r)/L_m$ می‌شود و دیودهای ثانویه شروع به هدایت می‌کنند. سلف رزونانسی L_r و خازن کلمپ C_1 شروع به رزونانس می‌کنند. به منظور تحقق عملکرد ZVS سوئیچ، Q_2 باید قبل از اینکه جریان آن مثبت شود، روشن شده باشد. انرژی ذخیره شده در سلف‌های مغناطیسی ترانسفورمر، به بار خروجی منتقل می‌شود. جریان‌های مغناطیسی به صورت زیر بیان می‌شوند:

$$i_{ma}(t) = i_{ma}(t_3) - \frac{nV_0}{L_m}(t - t_3) \quad (19)$$

$$i_{mb}(t) = i_{mb}(t_3) - \frac{nV_0}{L_m}(t - t_3) \quad (20)$$

جریان سلف رزونانسی i_{Lr} به صورت زیر بیان می‌شود.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_3) \cos \omega_3(t - t_3) + \frac{nV_0 - V_{Cl}}{Z_s} \sin \omega_3(t - t_3) \quad (21)$$

که در آن:

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_1}} \quad (22)$$

$$Z_3 = \sqrt{\frac{L_r}{C_1}} \quad (23)$$

جریان دیودهای ثانویه به صورت زیر ارائه می‌شوند.

$$i_{D1}(t) = i_{D2}(t) = \frac{1}{2} n [i_{ma}(t) - i_{mb}(t) - i_{Lr}(t)] \quad (24)$$

وضعیت چهارم با صفر شدن جریان L_r پایان می‌پذیرد.

- وضعیت پنجم ($t_4 < t < t_5$): عملکردهای مدار در این وضعیت مشابه وضعیت چهارم هستند. در این وضعیت جریان سلف رزونانس L_r برعکس شده و در نتیجه جریان از دیود بدنه Q_2 با همان شیب قبلی به خود سوئیچ Q_2 منتقل می‌شود و در واقع خازن کلمپ C_1 شروع به دشارژ می‌کند. این وضعیت با خاموش شدن Q_2 پایان می‌پذیرد.

- وضعیت ششم ($t_5 < t < t_6$): در t_5 ، Q_2 خاموش شده است. در این حالت دیودهای ثانویه هنوز در حال هدایت کردن هستند. v_{pa} مساوی با $-nV_0$ و v_{pb} مساوی با nV_0 است. جریان‌های مغناطیسی به صورت زیر هستند:

$$i_{ma}(t) = i_{ma}(t_5) - \frac{nV_0}{L_m}(t - t_5) \quad (25)$$

$$i_{mb}(t) = i_{mb}(t_5) - \frac{nV_o}{L_m}(t - t_5) \quad (26)$$

در این وضعیت سلف رزونانس، خازن C_r را دشارژ می‌کند (به صورت رزونانسی) و هنگامی که ولتاژ آن به طور کامل تخلیه گردید، این وضعیت پایان می‌پذیرد. جریان i_{Lr} و ولتاژ V_{Cr} به صورت زیر هستند:

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_I + nV_o - V_{Cr}(t_5)}{Z_4} \sin \omega_4(t - t_5) + i_{Lr}(t_5) \cos \omega_4(t - t_5) \quad (27)$$

$$V_{Cr}(t) = i_{Lr}(t_5)Z_4 \sin \omega_4(t - t_5) - [V_I + nV_o - V_{Cr}(t_5)] \cos \omega_4(t - t_5) + V_I + nV_o \quad (28)$$

که در آن:

$$\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (29)$$

$$Z_4 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (30)$$

- وضعیت هفتم ($t_6 < t < t_7$): وضعیت هفتم با تخلیه کامل خازن C_r و هدایت دیود بدنه Q_1 آغاز می‌شود. $v_{pa} = -nV_o$ و $v_{pb} = nV_o$ است. سپس، جریان‌های مغناطیسی ترانسفورمر به صورت زیر بیان می‌شوند.

$$i_{ma}(t) = i_{ma}(t_6) - \frac{nV_o}{L_m}(t - t_6) \quad (31)$$

$$i_{mb}(t) = i_{mb}(t_6) + \frac{nV_o}{L_m}(t - t_6) \quad (32)$$

در این وضعیت، ولتاژ سلف رزونانسی L_r مساوی با $(V_I + nV_o)$ است و i_{Lr} به صورت خطی کاهش می‌یابد.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_6) + \frac{V_I + nV_o}{L_r}(t - t_6) \quad (33)$$

کاهش شیب جریان دیودهای ثانویه به صورت زیر می‌تواند بیان گردد.

$$\frac{di_{D1}}{dt} = \frac{di_{D2}}{dt} = -\frac{1}{2}n\left(\frac{2nV_o}{L_m} + \frac{V_I + nV_o}{L_r}\right) \approx -\frac{1}{2}n\frac{V_I + nV_o}{L_r} \quad (34)$$

در این وضعیت، Q_1 می‌تواند تحت شرایط ZVS روشن شود. این وضعیت با مثبت شدن جریان سوئیچ Q_1 پایان می‌پذیرد.

وضعیت هشتم ($t_7 < t < t_8$): در این وضعیت با مثبت شدن جریان سوئیچ Q_1 ، در واقع جریان از دیود بدنه Q_1 به خود سوئیچ Q_1 منتقل می‌گردد و جریان با همان شیب قبلی افزایش می‌یابد. دیودهای D_1 و D_2 نیز تحت شرایط ZCS خاموش می‌شوند. i_{Lr} و جریان‌های مغناطیسی ترانسفورمر به صورت زیر بیان می‌شوند.

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_7) + \frac{V_I + nV_o}{L_r}(t - t_7) \quad (35)$$

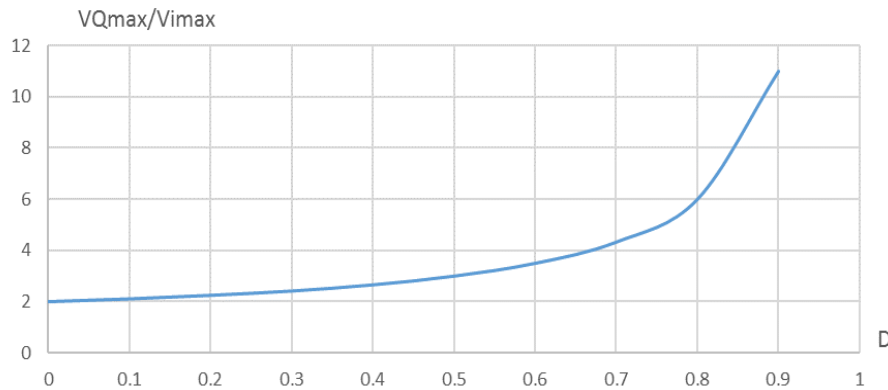
$$i_{ma}(t) = i_{ma}(t_7) - \frac{nV_o}{L_m}(t - t_7) \quad (36)$$

$$i_{mb}(t) = i_{mb}(t_7) + \frac{nV_o}{L_m}(t - t_7) \quad (37)$$

۳- روش طراحی

۳-۱- طراحی سلف مغناطیسی کنندگی و نسبت دور ترانسفورمر

فرض شده که ماکزیمم سیکل کاری D_{max} است. برای حفاظت از انرژی، سلف مغناطیسی ترانسفورمر به صورت زیر بیان می‌شود.



شکل (۲): استرس ولتاژ ولتاژ نرمالیزه سوئیچ‌های Q₁ و Q₂ برای ضرایب وظیفه متفاوت
Figure (2): Voltage stress of switches Q₁ and Q₂ for different duty cycles

$$L_m \geq \frac{\eta(V_{Imin} D_{max})^2}{P_O^{CCM} f_s} \quad (38)$$

جایی که η بازدهی تبدیل است، و P_O^{CCM} حداقل توان خروجی مورد نیاز برای مبدل فلای‌بک ارائه شده برای عمل کردن در مد هدایتی پیوسته می‌باشد. نسبت دوره‌های سیم‌پیچ اولیه ترانسفورمر به سیم‌پیچ ثانویه از معادله‌ی زیر به دست می‌آید.

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_{Imin}}{V_o} = \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \quad (39)$$

۲-۳- استرس ولتاژ و جریان‌های سوئیچ

اگر خازن کلمپ C₁ به اندازه‌ی کافی بزرگ باشد، ولتاژ سلف رزونانس می‌تواند چشم‌پوشی شود. استرس‌های ولتاژ Q₁ و Q₂ تقریباً مساوی با معادله‌ی زیر هستند.

$$V_{Q1max} \approx V_{Q2max} \approx V_{Imax} + nV_o = \frac{2-D}{1-D} V_{Imax} \quad (40)$$

جریان‌های ماکزیمم Q₁ و Q₂ به صورت زیر بیان می‌شوند.

$$I_{Q1max} = I_{Q2max} \approx \frac{P_o}{\eta V_{Imin} D_{max}} + \frac{2V_{Imin}}{L_m} D_{max} t_s \quad (41)$$

شکل (۲)، استرس ولتاژ نرمالیزه سوئیچ‌های Q₁ و Q₂ را برای ضرایب وظیفه متفاوت در ولتاژ ورودی ماکزیمم نشان می‌دهد. با توجه به رابطه (۳۹)، هنگامی که ضریب وظیفه افزایش می‌یابد، استرس ولتاژ سوئیچ‌های Q₁ و Q₂ به صورت چشم‌گیری افزایش می‌یابد.

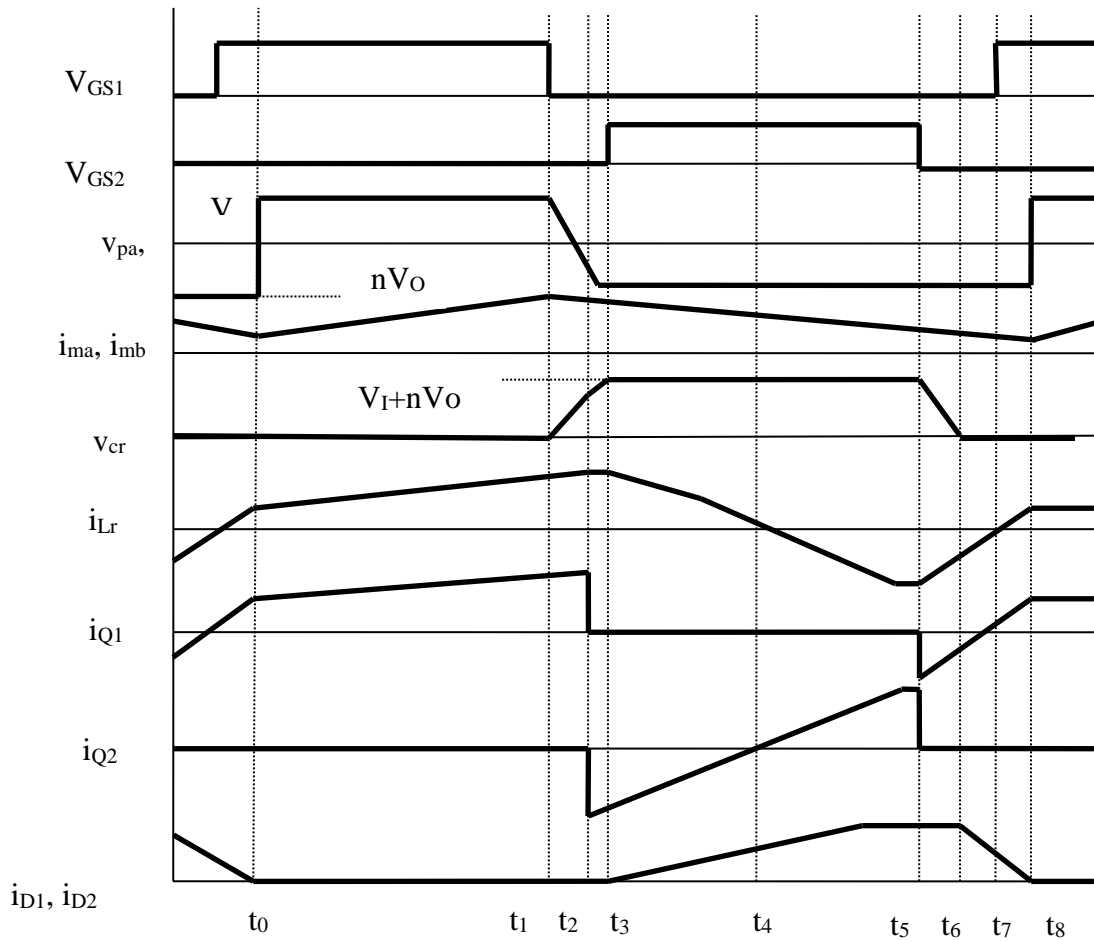
۳-۳- طراحی سلف رزونانس L_r

به منظور تحقق عملکرد ZVS برای Q₁، انرژی ذخیره شده در سلف رزونانس باید بزرگتر از انرژی ذخیره شده در خازن رزونانس باشد.

$$L_r > \frac{C_r (V_{Imax} + nV_o)^2}{i_{Lr}^2 (t_s)} \approx \frac{C_r (V_{Imax} + nV_o)^2}{i_{Q1max}^2} \quad (42)$$

۴-۳- محدودیت ضریب وظیفه

از شکل (۴)، خازن کلمپ C₁ و سلف رزونانس L_r از t₃ به t₅ رزونانس هستند (وضعیت ۴ و وضعیت ۵). این وضعیت زمانی در حدود نیم دوره‌ی رزونانس است، که t_r تقریباً مساوی با زمان خاموشی Q₁ است.



شکل (۴): شکل موج‌های کلیدی مبدل فلای‌بک ZVS پیشنهادی با دو ترانسفورمر
Figure (4): Key waveforms of the proposed ZVS flyback converter with two transformers

۳-۵- طراحی خازن‌های کلمپ

سپس، خازن کلمپ به صورت زیر به دست می‌آید.

$$C_1 \geq \frac{[(1 - D_{\min})t_s]^2}{\Pi^2 L_r} \quad (45)$$

ریپل ولتاژ خازن کلمپ C_2 برای کمتر از ۱۰٪ سطح ولتاژ حالت پایدار آن تنظیم شده است. سپس C_2 می‌تواند به صورت زیر مشخص شود.

$$C_2 \geq \frac{5(D_{\min})^2 t_s^2}{4L_m} \quad (46)$$

۳-۶- استرس ولتاژ و جریان‌های دیود

استرس ولتاژ دیودهای یکسوساز ثانویه به صورت زیر هستند.

$$V_{D1 \max} = V_{D2 \max} = \frac{V_{Imax}}{n} + V_o \quad (47)$$

جریان ماکزیمم دیودهای ثانویه به صورت زیر هستند.

$$I_{D1 \text{peak}} = I_{D2 \text{peak}} = \frac{P_o}{V_o(1 - D_{\max})} \quad (48)$$

۷-۳- طراحی خازن خروجی

خازن فیلتر خروجی C_o می‌تواند به صورت زیر محاسبه شود.

$$C_o \approx \frac{D_{\max} P_o}{f_s V_o \Delta V_o} \quad (49)$$

در اینجا، f_s فرکانس کلیدزنی است و ΔV_o ریپل ولتاژ خروجی است.

۸-۳- بهره ولتاژ مبدل

ولتاژ خازن‌های کلمپ C_1 و C_2 در حالت پایدار می‌توانند محاسبه شوند. وقتی که Q_1 روشن می‌شود، ولتاژ سیم‌پیچ اولیه (یا سلف مغناطیسی) T_a به ولتاژ ورودی V_I نزدیک می‌شود. از طرف دیگر، وقتی که Q_2 روشن می‌شود، ولتاژ سلف مغناطیسی T_a در حدود $-V_{C1}$ است. از بالانس ولت-ثانیه روی سلف L_m ، V_{C1} به صورت زیر مشخص می‌گردد.

$$V_{C1} = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (50)$$

به همین ترتیب، وقتی که Q_1 روشن شده است، ولتاژ سلف مغناطیسی اولیه‌ی T_b برابر V_{C2} می‌شود. وقتی که Q_1 خاموش می‌شود، ولتاژ سلف مغناطیسی T_b در حدود $(V_{in} + V_{C1} - V_{C2})$ است. از شکل (۱) و رابطه بالانس ولت-ثانیه L_m ، مقدار حالت-پایدار V_{C2} می‌تواند به صورت زیر محاسبه گردد.

$$V_{C2} = V_{in} \quad (51)$$

بنابراین از بالانس ولت-ثانیه سلف‌های مغناطیس‌کنندگی T_a و T_b ، بهره‌ی ولتاژ مبدل فلای‌بک اکتیو-کلمپ پیشنهاد شده با دوترانسفورمر به صورت زیر محاسبه می‌گردد.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_{\text{eff}}}{n(1-D_{\text{eff}})} \quad (52)$$

$$D_{\text{eff}} = D - D_{\text{loss}} = D - \frac{I_m L_r f}{V_o} \quad (53)$$

$$D_{\text{loss}} = \frac{I_m L_r f}{V_o} \quad (54)$$

از آنجایی که در مدت زمان روشن بودن سوئیچ‌ها، زمانی جریان آنها منفی است و جریان به جای سوئیچ از دیود بدنه آنها می‌گذرد، لذا این یک اثر منفی در بهره ولتاژ مبدل است و در روابط بالا به صورت تلفات ضریب وظیفه (D_{loss}) بیان شده است، در نتیجه برای محاسبه بهره دقیق بایستی تلفات ضریب وظیفه در محاسبه بهره لحاظ شود که مطابق رابطه ۵۴، این تلفات لحاظ گردیده است. قابل ذکر است که تلفات ضریب وظیفه در واقع نسبت زمان روشن بودن دیود بدنه سوئیچ به کل دوره تناوب کلیدزنی است که این مقدار با اندازه سلف L_r ، رابطه مستقیم دارد.

۹-۳- شرایط سوئیچینگ نرم در مبدل پیشنهادی

از آنجایی که انرژی سلف رزونانس باید قادر به شارژ و دشارژ خازن‌های اسنابر C_{s1} و C_{s2} باشد، لذا شرایط سوئیچینگ نرم در این تکنیک وابسته به جریان سلف مغناطیس‌کنندگی و متعاقباً جریان بار خروجی است و در صورتی که بار سبک باشد، انرژی سلف رزونانس کاهش یافته و خازن‌های اسنابر به طور کامل تخلیه نشده و شرایط از بین می‌رود.

$$\frac{1}{2} L_r I_{Lm}^2 > \frac{1}{2} (C_{s1} + C_{s2}) V_s^2 \quad (55)$$

۴- نتایج شبیه‌سازی

در این قسمت یک نمونه ۳۰۰ واتی از مبدل فلای بک پیشنهادی در فرکانس ۱۰۰ کیلو هرتز توسط نرم افزار PSpice شبیه سازی شده است. ولتاژ ورودی ۱۱۰ ولت و ولتاژ خروجی ۵۰ ولت می‌باشد. المان‌ها و مقادیر ویژه از مبدل فلای بک پیشنهادی در جدول (۱) ارائه شده است. شماتیک مدار پیشنهادی در شکل (۵) نشان داده شده است.

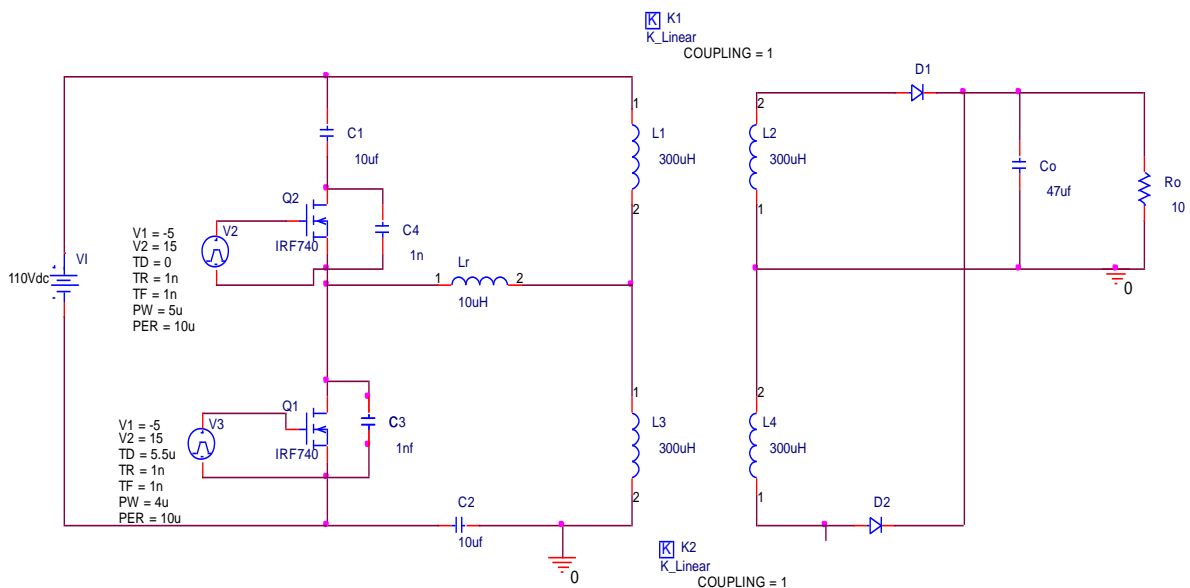
نتایج شبیه‌سازی شکل موج ولتاژ و جریان سوئیچ‌های Q_1 و Q_2 در بخش‌های (الف) و (ب) شکل (۶) نشان داده می‌شود. با استفاده از این شکل موج‌ها می‌توان نشان داد که شرایط کلید زنی نرم کاملاً برای سوئیچ‌ها اعمال شده است. مطابق نتایج تئوری، سوئیچ Q_1 مبدل در شرایط ZVS خاموش و روشن می‌شود. همچنین، سوئیچ Q_2 مبدل در شرایط ZVS روشن و خاموش می‌شود. نتایج شبیه‌سازی شکل موج جریان دیودهای D_1 و D_2 به صورت در بخش‌های (ج) و (د) شکل (۶) نشان داده شده است. مطابق نتایج تئوری، دیودهای D_1 و D_2 مبدل در شرایط ZCS روشن و خاموش می‌شوند، چون شیب نمودار در ابتدا به سمت بالا و سپس به سمت پایین رفته است.

شکل (۷)، شکل موج‌های ولتاژ و جریان سوئیچ‌های Q_1 و Q_2 را در نیمی از بار نشان می‌دهد. همان طور که مشاهده می‌شود، قبل از اینکه سوئیچ‌های Q_1 و Q_2 روشن شوند، ولتاژها در سطح صفر محدود شده هستند. بنابراین، عملکرد ZVS برای سوئیچ‌های Q_1 و Q_2 حاصل می‌گردد.

Table (1): Elements and values of the flyback converter

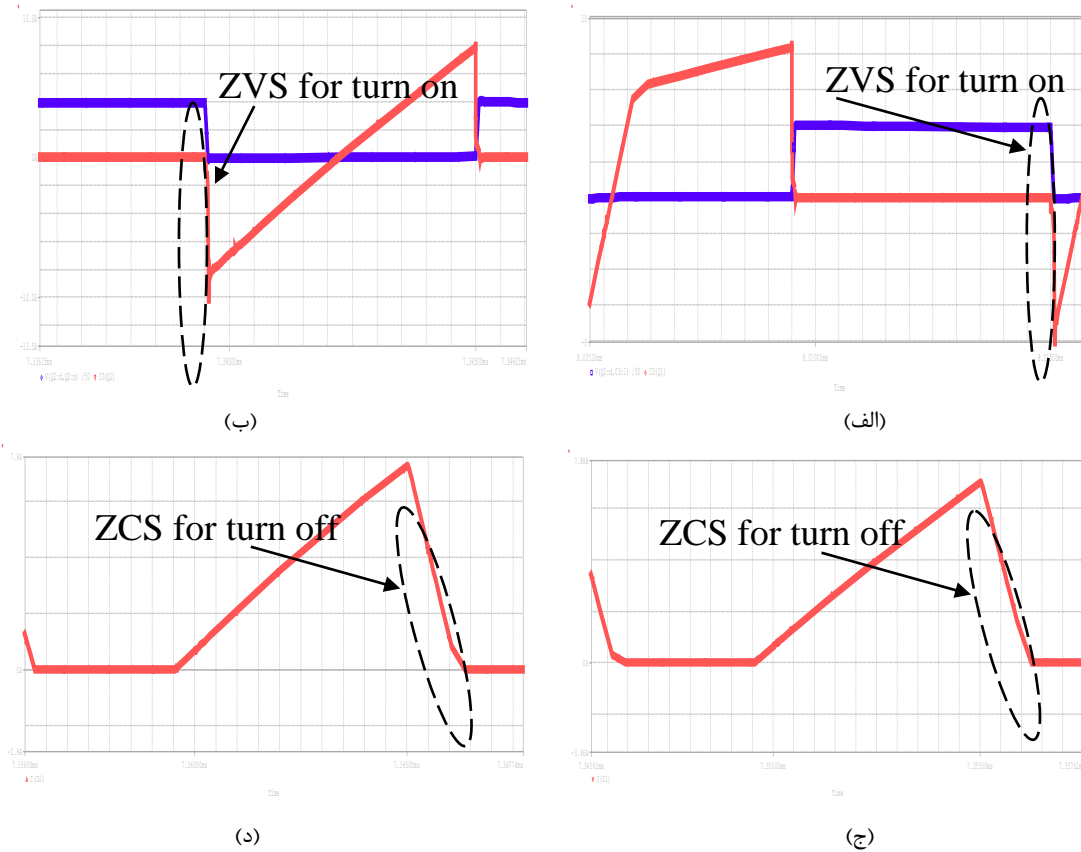
جدول (۱): المان‌ها و مقادیر ویژه از مبدل فلای بک

مقادیر	نوع	المان‌ها
-	IRF740	سوئیچ اصلی
-	IRF740	سوئیچ کمکی
$10 \mu\text{F}$	C_1 و C_2 الکتrolیتی	خازن‌های کلمپ
$10 \mu\text{H}$	L_r	سلف رزونانس
1 nF	پلی استر	خازن اسنابر
$47 \mu\text{F}$	C_o	خازن خروجی
-	MUR860	دیودهای D_1 و D_2
$300 \mu\text{H}$	L_m	سلف مغناطیس‌کنندگی



شکل (۵): شماتیک مدار پیشنهادی

Figure (5): Schematic of the proposed circuit

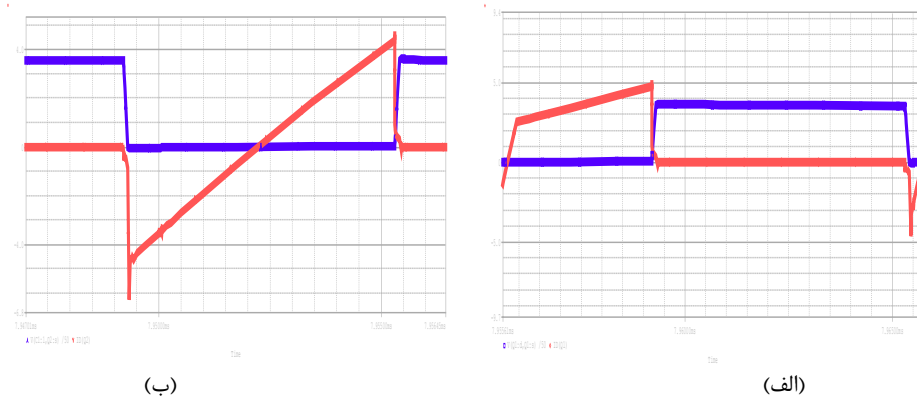


شکل (۶): نتایج شبیه‌سازی:

- الف - شکل موج‌های ولتاژ (ابی) و جریان (خط چین-قرمز) سوئیچ Q_1 ، محور افقی: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $100 \text{ V}/\text{div}$ یا $2 \text{ A}/\text{div}$
- ب - شکل موج‌های ولتاژ (ابی) و جریان (خط چین-قرمز) سوئیچ Q_2 ، محور افقی: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $100 \text{ V}/\text{div}$ یا $2 \text{ A}/\text{div}$
- ج - شکل موج جریان دیود D_1 ، محور افقی: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $2 \text{ A}/\text{div}$
- د - شکل موج جریان دیود D_2 ، محور افقی: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $2 \text{ A}/\text{div}$

Figure (6): Simulation results:

- (a) Voltage (blue) and current (dashed line-red) waveforms of switch Q_1 , horizontal axis: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $100 \text{ V}/\text{div}$ or $2 \text{ A}/\text{div}$
- (b) Voltage (blue) and current (dashed line-red) waveforms of switch Q_2 , horizontal axis: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $100 \text{ V}/\text{div}$ or $2 \text{ A}/\text{div}$
- (c) current waveform of diode D_1 , horizontal axis: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $2 \text{ A}/\text{div}$
- (d) current waveform of diode D_2 , horizontal axis: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $2 \text{ A}/\text{div}$



شکل (۷): نتایج شبیه‌سازی:

- الف - شکل موج‌های ولتاژ (ابی) و جریان (خط چین-قرمز) سوئیچ Q_1 ، محور افقی: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $100 \text{ V}/\text{div}$ یا $1 \text{ A}/\text{div}$
- ب - شکل موج‌های ولتاژ (ابی) و جریان (خط چین-قرمز) سوئیچ Q_2 ، محور افقی: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $100 \text{ V}/\text{div}$ یا $1 \text{ A}/\text{div}$

Figure (7): Simulation results:

- (a) Voltage (blue) and current (dashed line-red) waveforms of switch Q_1 , horizontal axis: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $100 \text{ V}/\text{div}$ or $1 \text{ A}/\text{div}$
- (b) Voltage (blue) and current (dashed line-red) waveforms of switch Q_2 , horizontal axis: $0.2 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $100 \text{ V}/\text{div}$ or $1 \text{ A}/\text{div}$

۵- نتایج عملی

برای تایید درستی آنالیز مبدل پیشنهادی، در این بخش یک نمونه ۳۰۰ وات از مبدل فلای بک پیشنهادی در فرکانس ۱۰۰ کیلو هرتز طراحی و ساخته شده است. ولتاژ ورودی ۱۱۰ ولت و ولتاژ خروجی ۷۵ ولت می‌باشد. شکل (۸) عکس ساخت مبدل پیشنهادی پیاده‌سازی شده است و شکل (۹) عکس درایور استفاده شده در آزمایشگاه را نشان می‌دهد. نتایج عملی شکل موج-های ولتاژ و جریان سوئیچ‌های Q_1 و Q_2 در بخش‌های (الف) و (ب) در شکل (۱۰) نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، سوئیچ Q_1 مبدل در شرایط ZVS روشن و خاموش می‌شود. همچنین سوئیچ Q_2 مبدل در شرایط ZVS روشن و خاموش می‌شود. نتایج عملی شکل موج‌های جریان دیودهای D_1 و D_2 در بخش‌های (ج) و (د) در شکل (۱۰) نشان داده شده است. دیودهای D_1 و D_2 مبدل در شرایط ZCS روشن و خاموش می‌شوند. بنابراین شکل موج‌های عملی، با شکل موج‌های شبیه‌سازی شده مطابقت دارد.

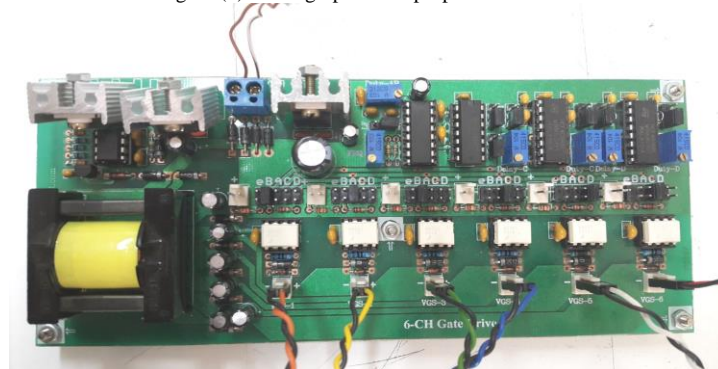
۶- راندمان

اعمال مدار کمکی به مبدل فلای بک سوئیچینگ سخت تأثیری بر جریان ورودی مبدل نمی‌گذارد. یکی از مشکلات مبدل فلای-بک معمول این است که جهش‌های ولتاژ روی سوئیچ ناشی از سلف نشستی ترانسفورمر است. بنابراین در مبدل سوئیچینگ سخت باید از اسنابرهای RCD و مدارهای کلمپ به‌طور همزمان استفاده گردد. خازن‌های اسنابر RCD در هر سیکل تا سطح ولتاژ معمول شارژ می‌گردد و سپس این انرژی در مقاومت آن تلف می‌شود. علاوه بر این مدارهای اسنابر پسیو و کلمپ نمی‌توانند تلفات ناشی از روشن شدن سوئیچ‌ها را حذف نمایند و به همین خاطر تلفات روشن شدن سوئیچ‌ها نیز وجود دارد و از راندمان مبدل می‌کاهد. نمودارهای راندمان مبدل فلای بک پیشنهادی و یک مبدل فلای بک سوئیچینگ سخت در شکل (۱۱) نشان داده می‌شوند. همانگونه که در این شکل نشان داده شده است، هر دو راندمان برای ۳۰۰ وات طراحی می‌شوند. راندمان در ۶ بار متفاوت اندازه‌گیری می‌شود و در مقایسه با مبدل فلای بک سوئیچینگ سخت معمول، راندمان تا ۵ درصد بهبود می‌یابد. این نتایج از طریق شبیه‌سازی در محیط PSPICE به‌دست آمده است.



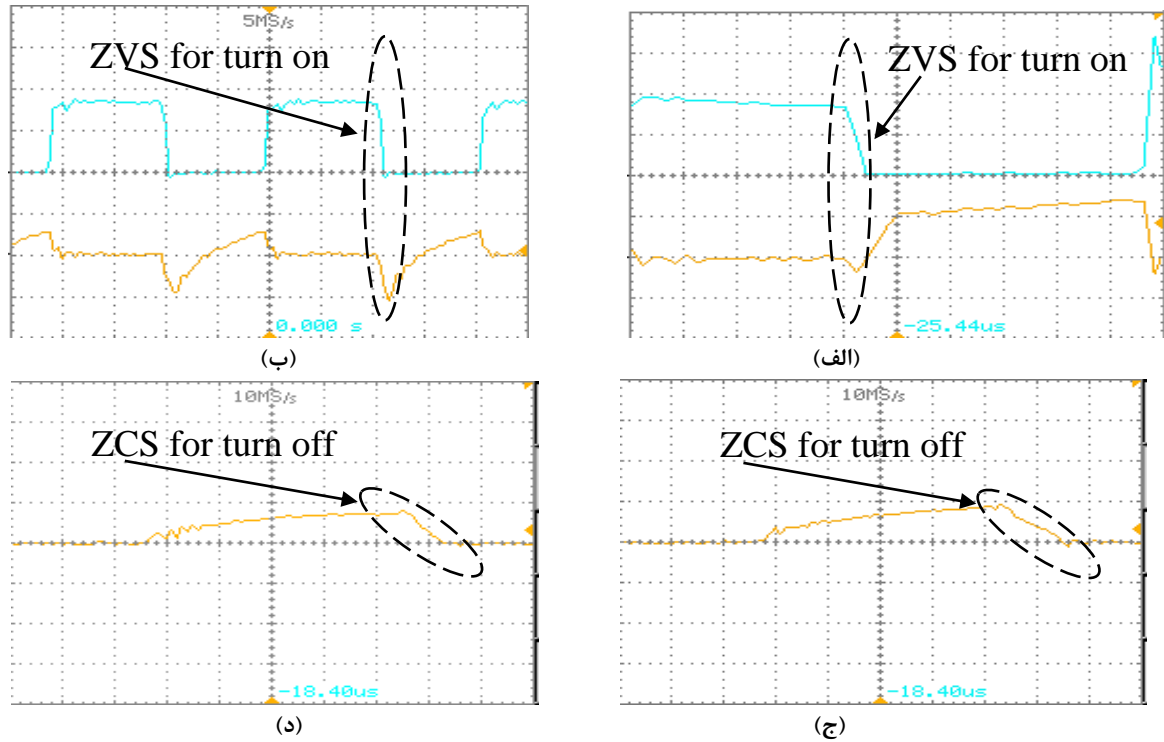
شکل (۸): عکس ساخت مبدل پیشنهادی

Figure (8): Photograph of the proposed converter



شکل (۹): عکس درایور استفاده شده در آزمایشگاه

Figure (9): Photograph of the driver used in the laboratory



شکل (۱۰): نتایج عملی:

الف - شکل موج‌های ولتاژ (ابی) و جریان (زرد) سوئیچ Q_1 ، محور افقی: $1 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $100 \text{ V}/\text{div}$ یا $1 \text{ A}/\text{div}$

ب- شکل موج‌های ولتاژ (ابی) و جریان (زرد) سوئیچ Q_2 ، محور افقی: $2/5 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $100 \text{ V}/\text{div}$ یا $2 \text{ A}/\text{div}$

ج- شکل موج جریان دیود D_1 ، محور افقی: $1 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $1 \text{ A}/\text{div}$

د- شکل موج جریان دیود D_2 ، محور افقی: $1 \mu\text{s}/\text{div}$ ، محور عمودی: $1 \text{ A}/\text{div}$

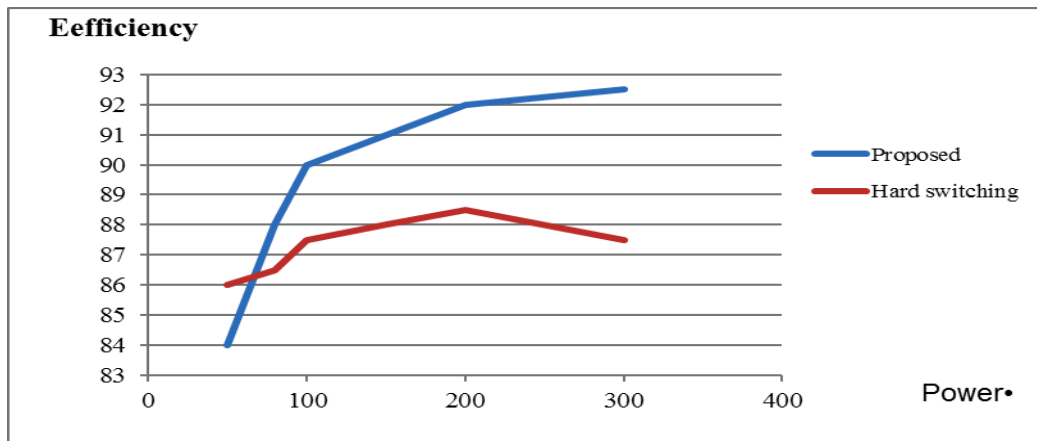
Figure (10): Practical results:

(a) Voltage (blue) and current (yellow) waveforms of switch Q_1 , horizontal axis: $1 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $100 \text{ V}/\text{div}$ or $1 \text{ A}/\text{div}$

(b) Voltage (blue) and current (yellow) waveforms of switch Q_2 , horizontal axis: $2.5 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $100 \text{ V}/\text{div}$ or $2 \text{ A}/\text{div}$

(c) current waveform of diode D_1 , horizontal axis: $1 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $1 \text{ A}/\text{div}$

(d) current waveform of diode D_2 , horizontal axis: $1 \mu\text{s}/\text{div}$, vertical axis: $1 \text{ A}/\text{div}$



شکل (۱۱): راندمان مبدل فلای‌بک پیشنهادی در مقایسه با راندمان مبدل فلای‌بک سوئیچینگ سخت

(محور افقی، توان بر حسب وات - محور عمودی، راندمان بر حسب درصد)

Figure (11): Recommended flyback converter efficiency compared to hard switching flyback converter efficiency (Horizontal axis, power in watts - vertical axis, efficiency in percent)

در این مقاله، یک نمونه از مبدل فلای‌بک درهم تنیده با کلیدزنی در ولتاژ صفر پیاده‌سازی می‌شود و اصول عملکرد و تجزیه و تحلیل مبدل درهم تنیده پیشنهادی ارائه می‌شود. مبدل پیشنهادی از یک مدار کمکی ساده استفاده می‌کند که شرایط ZVS را برای سوئیچ‌های مبدل فراهم می‌کند و شرایط ZCS برای دیودهای مبدل حاصل می‌شود، بنابراین فرکانس کلیدزنی و راندمان افزایش می‌یابد و همچنین تلفات کلیدزنی و سائز مبدل کاهش می‌یابد. نتایج شبیه‌سازی و عملی برای اثبات درستی تجزیه و تحلیل تئوری ارائه می‌شوند. میزان افزایش راندمان در مبدل فلای‌بک درهم تنیده پیشنهادی با کلیدزنی در ولتاژ صفر در بار کامل تا ۵ درصد است.

References

مراجع

- [1] M. Delshad, N. Asadi-Madiseh, M.R. Amini, "Implementation of soft-switching bidirectional flyback converter without auxiliary switch", *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 9, pp. 1884-1891, Nov. 2013 (doi: 10.1049/iet-pel.2012.0472).
- [2] K.R. Kothapalli, M.R. Ramteke, H.M. Suryawanshi, N.K. Reddi, R.B. Kalahasthi, "Soft-switched ultrahigh gain dc-dc converter with voltage multiplier cell for dc microgrid", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 11, pp. 11063-11075, Nov. 2021 (doi: 10.1109/TIE.2020.3031453).
- [3] Y. Shi, X. Gui, J. Xi, X. Wang, X. Yang, "Large power hybrid soft switching mode pwm full bridge dc-dc converter with minimized turn-on and turn-off switching loss", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 11629-11644, Dec. 2019 (doi: 10.1109/TPEL.2019.2904982).
- [4] D Taheri, G Shahgholian, M M. Mirtalaei, "Design of a non-isolated multi-input converter with soft switching and high step-up voltage gain", *Iranian Electric Industry Journal Quality and Productivity*, vol. 10, no. 1, pp. 75-87, Summer 2021 (doi: 20.1001.1.23222344.1400.10.2.55.2) (in Persian).
- [5] B.R. Lin, H.K. Chiang, C.Y. Cheng, "Analysis and implementation of an interleaved ZVS bi-flyback converter", *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 259-268, April 2010 (doi: 10.1049/iet-pel.2008.0189).
- [6] M. Jabbari, H. Kazemi, N. Hematian, G. Shahgholian, "A novel resonant LLC soft-switching buck converter", *Proceeding of the IEEE/ISIE*, pp. 370-374, Istanbul, Turkey, June 2014 (doi: 10.1109/ISIE.2014.6864641).
- [7] J. Lee, J. Park, J.H. Jeon, "Series-connected forward-flyback converter for high step-up power conversion", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3629-3641, Dec. 2011 (doi: 10.1109/TPEL.2011.2162747).
- [8] M. Mohammadi, E. Adib, M.R. Yazdani, "Family of soft-switching single-switch PWM converters with lossless passive snubber", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 6, pp. 3473-3481, June 2015 (doi: 10.1109/TIE.2014.2371436).
- [9] H. Seong, H. Kim, K. Park, G. Moon, M. Youn, "High step-up dc-dc converters using zero-voltage switching boost integration technique and light-load frequency modulation control", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1383-1400, March 2012 (doi: 10.1109/TPEL.2011.2162966).
- [10] G. Haghshenas, S.M.M. Mirtalaei, H. Mordmand, G. Shahgholian, "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, Jan. 2019 (doi:10.1142/S0218126619500142) (ISSN: 0218-1266).
- [11] R. Khorami, M. Delshad, H. Saghafi, "A new step-down dc-dc converter with synchronous rectifier and soft switching conditions", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, vol. 12, no. 48, pp. 93-105, Feb. 2022 (in Persian).
- [12] G. Haghshenas-Jazi, S.M.M. Mirtalaei, "Design and implementation of a high step-up boost-flyback converter with soft switching", *Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology*, vol. 7, no. 28, pp. 15-26, Feb. 2017 (in Persian).
- [13] W. Chang, K. Lin, C. Lee, L. Lo, J. Lin, T. Yang, "18.5 ZVS flyback-converter ICs optimizing USB power delivery for fast-charging mobile devices to achieve 93.5% efficiency", *Proceeding of the IEEE/ISSCC*, pp. 294-296, San Francisco, CA, USA, 2020 (doi: 10.1109/ISSCC1997.2020.9062996).
- [14] D.M. Bellur, M.K. Kazimierczuk, "Review of zero current switching flyback pwm dc-dc converters", Wiley, 2009.
- [15] Y.P.B. Yeung, H.H.C. Iu, K.W.E. Cheng, B. Robert, "A zero-current switching PWM flyback converter with low current stress", *Proceeding of the IEEE/IECON*, pp. 2324-2328, Paris, France, Nov. 2006 (doi: 10.1109/IECON.2006.347941).
- [16] C. Chu, M. Jong, "A zero-voltage-switching PWM flyback converter with an auxiliary resonant circuit", *Proceeding of the IEEE/PEDS*, pp. 22-27, Taipei, Taiwan, Nov. 2009 (doi: 10.1109/PEDS.2009.5385698).

- [17] E. Adib, H. Farzanehfard, "Zero-voltage-transition PWM converters with synchronous rectifier", IEEE Trans. on power electronics, vol. 25, no.1, pp. 105-110, Jan. 2010 (doi: 10.1109/tpel.2009.2024153).
- [18] M.R. Mohammadi, H. Farzanehfard, "New family of zero-voltage-transition PWM bidirectional converters with coupled inductors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 59, no. 2, pp. 912-919, Feb. 2012 (doi: 10.1109/TIE.2011.2148681).
- [19] C. Wang, "A novel zcs-pwm flyback converter with a simple zcs-pwm commutation cell", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 2, pp. 749-757, Feb. 2008 (doi: 10.1109/tie.2007.911917).
- [20] E. Adib, H. Farzanehfard, "Analysis and design of a zero-current switching forward converter with simple auxiliary circuit", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 1, pp. 144-150, Jan. 2012 (doi: 10.1109/TPEL.2010.2096478).
- [21] C.M. Wang, C.H. Su, C.H. Yang, "ZVS-PWM flyback converter with a simple auxiliary circuit", IEE Proceeding- Electronic Power Applications, vol. 153, no. 1, pp. 116-122, Feb. 2006 (doi: 10.1049/ip-epa: 20050-123).
- [22] B.R. Lin, J.Y. Dong, "Analysis and implementation of an active-clamping zero-voltage turn-on switching/zero-current turn-off switching converter", IET Power Electronics, vol. 3, pp. 429-437, June 2010 (doi: 10.1049/iet-pel.2009.0090).
- [23] Y. Hsieh, M. Chen, H. Cheng, "An interleaved flyback converter featured with zero-voltage transition", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 26, no.1, pp. 79-84, Jan. 2011 (doi: 10.1109/tpel.2010.205817).
- [24] J. Yin, J. Lu, Y. Liu, J. Peng, H. Jiang, "Novel phase-shift method for fast power reversal with transient zero voltage switching in a bidirectional dual active bridge dc-dc converter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 68, no. 9, pp. 8028-8038, Sept. 2021 (doi: 10.1109/TIE.2020.3013549).
- [25] H. Bodur, A.F. Bakan, "An improved ZCT-PWM dc-dc converter for high-power and frequency applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 1, pp. 89-95, Feb. 2004 (doi: 10.1109/TIE.2003.822091).
- [26] S. Xu, S. Xu, Q. Qian, C. Wang, S. Lu, W. Sun, "Sample-data modeling for active clamp flyback converter in critical conduction mode with PCM and ZVS control at variable switching frequency", Proceeding of the IEEE/APEC, pp. 98-102, New Orleans, LA, USA, 2020 (doi: 10.1109/APEC39645.2020.9124268).
- [27] M.J. Esfandani, M. Feizi, R. Beiranvand, "CCM operation of a Single-Stage boost-flyback converter with active-clamp for led Driver Applications", Proceeding of the IEEE/PEDSTC, pp. 1-6, Tehran, Iran, 2020 (doi: 10.1109/PEDSTC49159.2020.9088460).
- [28] W.H. Chang, Y.M. Chen, C.J. Chen, P.Y. Wang, K.Y. Lin, C.C. Lee, L.D. Lo, J.Y.G. Lin, T.Y. Yang, "Highly integrated ZVS flyback converter ICs with pulse transformer to optimize USB power delivery for fast-charging mobile devices", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 55, no. 12, pp. 3189-3199, Dec. 2020 (doi: 10.1109/JSSC.2020.3021509).
- [29] C.C. Kuo, J.J. Lee, Y.H. He, J.Y. Wu, K.H. Chen, Y.H. Lin, S.R. Lin, T.Y. Tsay, "A dynamic resonant period control technique for fast and zero voltage switching in gan-based active clamp flyback converters", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 36, no. 3, pp. 3323-3334, March. 2021 (doi: 10.1109/TPEL.2020.3-016324).
- [30] R. Aliakbari, M. Delshad, "A new ZCS high step-up converter with low auxiliary elements", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, vol. 8, no. 32, pp. 21-28, Feb 2018 (in Persian).

زیر نویس ها

1. Electromagnetic interference
2. Pulse width modulation
3. Active clamp
4. Zero-voltage transient
5. Zero-current transient