



# Technovations of Electrical Engineering in Green Energy System

Research Article

(2024) 2(4):1-17

## A New High Step-Down Converter with Lossless Passive Snubber

Elham Gerami<sup>1</sup>, *Ph.D. Student*, Majid Delshad<sup>1</sup>, *Associate Professor*, Mohammad Reza Amini<sup>1</sup>, *Assistant Professor*, Mohammad Rouhollah Yazdani<sup>1</sup>, *Associate Professor*

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

### Abstract:

In this paper, a new non-isolated soft switched DC-DC converter with high step-down conversion ratio is proposed. The proposed converter consists of two switch cells that their inputs and outputs are cascaded. This converter provides ultra-high step-down conversion ratio and due to all semiconductor devices are soft switched, switching losses are reduced, also reverse recovery losses of diodes are reduced because of ZCS turn off condition. The duty cycle of proposed converter is much larger than step-down converter and therefore does not have the problems of the converter with a narrow duty cycle and since no auxiliary switch is used to achieve soft switching, the control circuit remains simple. In this paper, the converter operating modes are discussed and to verify the performance of the converter a 50W prototype with 100 kHz switching frequency, 100V input and 16V output is built. The converter efficiency is measured and the peak efficiency is 94% also the conducted electromagnetic interference peak in the proposed converter is reduced by 6dB $\mu$ v.

**Keywords:** High step-down, Soft switching, Buck converter, Cascade converter.

**Received:** 20 February 2023

**Revised:** 29 May 2023

**Accepted:** 20 July 2023

**Corresponding Author:** Dr. Majid Delshad, delshad@khuisf.ac.ir

DOI: <http://dx.doi.org/10.30486/teeges.2023.1980738.1064>





# فناوری‌های نوین مهندسی برق در سیستم انرژی سبز

## مبدل بسیار کاهنده جدید با اسنابر غیر فعال بدون تلفات

الهام گرامی<sup>۱</sup>، دانشجوی دکتری، مجید دلشاد<sup>۱</sup>، دانشیار، محمد رضا امینی<sup>۱</sup>، استادیار، محمدروح اله یزدانی<sup>۱</sup>، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق، واحد اصفهان (خوراسگان)، دانشگاه آزاد اسلامی، خوراسگان، اصفهان، ایران

**چکیده:** در این مقاله، یک مبدل DC-DC بسیار کاهنده ی سوئیچینگ نرم غیر ایزوله جدید پیشنهاد شده است. مبدل پیشنهادی از دو سلول سوئیچ تشکیل شده است که ورودی و خروجی آنها آبشاری هستند. این مبدل نسبت تبدیل کاهنده ی فوق العاده بالایی را ارائه می دهد و به دلیل کلید زنی نرم تمام قطعات نیمه هادی، تلفات کلید زنی کاهش می یابد، همچنین تلفات بازتابی معکوس دیودها به دلیل خاموش شدن به صورت جریان صفر کاهش می یابد. عرض پالس مبدل پیشنهادی بسیار بزرگتر از مبدل کاهنده است و بنابراین مشکلات مبدل با عرض پالس باریک را ندارد و از آنجایی که برای دستیابی به کلیدزنی نرم از کلید کمکی استفاده نمی شود، مدار کنترل ساده باقی می ماند. در این مقاله، وضعیت های عملکرد مبدل مورد بحث قرار گرفته و برای بررسی عملکرد مبدل، یک نمونه اولیه ۵۰ وات با فرکانس سوئیچینگ ۱۰۰ کیلوهرتز، ورودی ۱۰۰ ولت و خروجی ۱۶ ولت ساخته شده است. راندمان مبدل اندازه گیری شده است و پیک بازده مبدل ۹۴ درصد است، همچنین پیک تداخل الکترومغناطیسی هدایتی در مبدل پیشنهادی نسبت به همتای خود با کلید زنی سخت  $6\text{dB}\mu\text{V}$  کاهش یافته است.

**واژه های کلیدی:** مبدل خیلی کاهنده، سوئیچینگ نرم، مبدل باک، مبدل آبشاری.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۱/۱۲/۰۱

تاریخ بازنگری مقاله: ۱۴۰۲/۰۳/۰۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۴/۲۹

نویسنده ی مسئول: دکتر مجید دلشاد، delshad@khuisf.ac.ir

DOI: <http://dx.doi.org/10.30486/teeges.2023.1980738.1064>



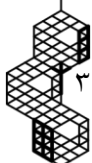
مبدل بسیار کاهنده در بسیاری از مدارهای آنالوگ و دیجیتال مورد توجه قرار گرفته است. کاربردهایی مانند ماژول های تنظیم کننده ولتاژ برای ریزپردازنده ها، مدارهای تصحیح ضریب توان<sup>۱</sup>، مدارهای درایو LED، سیستم های قدرت مخابراتی و باتری شارژرها [۳-۱]. برای کاهش ضریب تبدیل یک راه حل مناسب کاهش عرض پالس است، اما کاهش شدید عرض پالس برای داشتن مبدل بسیار کاهنده باعث می گردد نویز به راحتی تأثیر گذارد و همچنین کنترل خروجی دشوار شده و استرس جریان افزایش یابد. راه دیگر برای داشتن مبدل بسیار کاهنده نسبت دور بالاتر در مبدل های ایزوله است. اما با افزایش نسبت تبدیل سیم پیچ ظرفیت خازنی سیم پیچ، مقاومت سیم پیچ و اندوکتانس نشستی افزایش یافته، چگالی توان کاهش می یابد و حجم مبدل نیز افزایش می یابد [۴]. مبدل های دو مرحله ای [۵] راه حل دیگری برای حل این مشکلات هستند، اما هزینه این مبدل ها بالاست و پیچیدگی طراحی نیز در این مبدل ها افزایش یافته است. اگر کلید زنی به صورت ولتاژ صفر<sup>۲</sup>، جریان صفر<sup>۳</sup> [۸-۶]، یا سایر شرایط کلیدزنی نرم [۹-۱۲] رخ دهد، تلفات سوئیچینگ و تداخلات الکترومغناطیسی<sup>۴</sup> کاهش می یابند. برای داشتن شرایط کلید زنی نرم یکی از راه ها استفاده از اسنابر فعال است اگرچه در اسنابر های فعال به دلیل وجود سوئیچ کمکی به مدار گیت درایو پیچیده نیاز است و اسنابرهایی پسو به این دلیل که از سوئیچ کمکی استفاده نمی کنند و مدار درایو گیت پیچیده نمی گردد مورد توجه قرار گرفته اند.

در [۱۳] یک مبدل DC-DC بسیار کاهنده با جریان خروجی پیوسته که در آن از سلف های کوپل شده استفاده شده است، معرفی گردیده است. اگرچه این مبدل تعداد سوئیچ های مشابه مبدل باک سنکرون را به کار می برد اما برخی از قطعات نیمه هادی به صورت سخت کلید زنی شده اند و بازده کاهش یافته است. در [۱۴] یک مبدل DC-DC بسیار کاهنده ی غیر ایزوله برای کاربردهای جریان بالا و ولتاژ پایین معرفی شده است. در این مبدل استرس ولتاژ و جریان کم است، اما تعداد سوئیچ ها زیاد است که کنترل سوئیچ ها را پیچیده می کند. در [۱۵] یک مبدل فوروارد بسیار کاهنده با سوئیچینگ نرم پیشنهاد شده است. در این ساختار برای به اشتراک گذاشتن ولتاژ ورودی و جریان خروجی ورودی و خروجی به ترتیب آشاری و موازی هستند. اما همانطور که گفته شد افزایش نسبت تبدیل باعث افزایش مقاومت سیم پیچ، ظرفیت خازنی سیم پیچ و اندوکتانس نشستی می گردد. [۱۶] یک مبدل بسیار کاهنده ی غیر ایزوله را پیشنهاد می کند. این مبدل دارای ۳ سلف و ۲ سوئیچ است که به صورت نرم کلید زنی می شوند اما نسبت دور در نسبت تبدیل موثر است و برای داشتن مبدل بسیار کاهنده نیاز است نسبت تبدیل بالا رود و افزایش نسبت تبدیل باعث افزایش ظرفیت خازنی سیم پیچ، مقاومت سیم پیچ و اندوکتانس نشستی می شود و همچنین حجم مبدل افزایش می یابد. [۱۷] یک مبدل بسیار کاهنده با سلف های کوپل شده را معرفی کرده است، این مبدل دارای ۳ سوئیچ است، اگرچه این سوئیچ ها به صورت نرم کلید زنی می شوند اما مدار کنترل پیچیده می گردد. در [۱۸] یک مبدل بسیار کاهنده معرفی شده است که خازن انتقال انرژی و ترانسفورماتور غیر ایزوله برای دستیابی به نسبت تبدیل بسیار کاهنده به کار برده شده اند و به دلیل این تکنیک های در هم تنیده می توان از مقادیر کوچک از اندوکتانس خروجی استفاده نمود اما این مبدل دارای ۴ سوئیچ است که کنترل مبدل را پیچیده می کند.

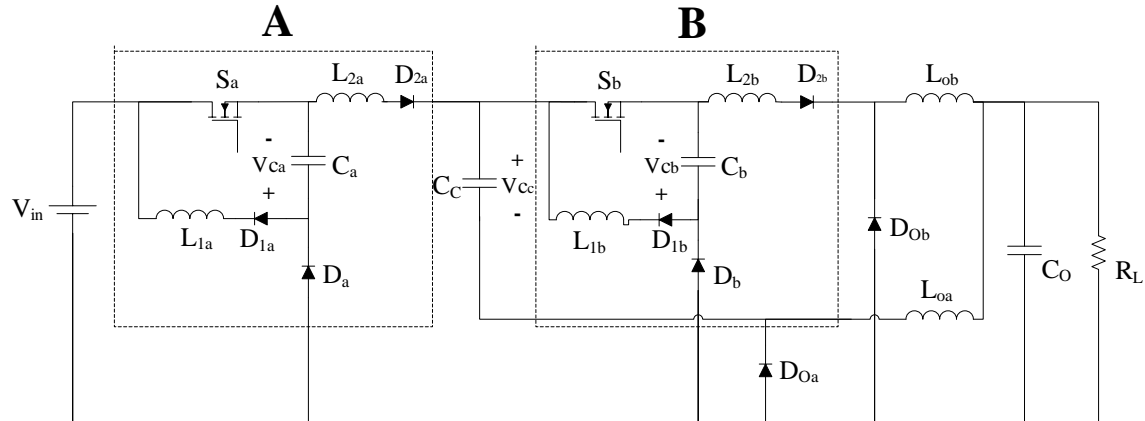
در مبدل معرفی شده در این مقاله دو سلول سوئیچ به صورت آشاری استفاده شده است و تمامی قطعات نیمه هادی به صورت نرم کلید زنی می گردند. این مقاله به شرح زیر سازماندهی شده است. در بخش ۲ پیکربندی و وضعیت های عملکرد مبدل پیشنهادی توضیح داده شده اند. در بخش ۳ روند طراحی بحث شده است. در بخش ۴ نتایج تجربی ارائه شده و در بخش ۵ بازده مبدل آورده شده است. در بخش ۶ اندازه گیری های تداخلات الکترومغناطیسی انجام شده، ارزیابی گردیده و در نهایت در بخش ۷ مقایسه بین برخی مبدل ها ارائه شده است.

## ۲- مبدل پیشنهادی

شکل (۱) مبدل بسیار کاهنده ی پیشنهادی با اسنابر غیرفعال را نشان می دهد. این مبدل از دو سلول سوئیچ A و B تشکیل شده است که هر سلول سوئیچ متشکل از یک سوئیچ، یک خازن، دو سلف و سه دیود است. برای ساده سازی تحلیل مبدل، فرض می شود  $I_{oa}$ ،  $I_{ob}$ ،  $C_c$  و  $C_o$  به اندازه کافی بزرگ هستند تا بتوان آنها را به ترتیب با منابع جریان  $I_{oa}$  و  $I_{ob}$  و منابع ولتاژ  $V_o$  و  $V_{cc}$  جایگزین نمود.



مبدل پیشنهادی در هر سیکل سوئیچینگ، دارای ۱۲ وضعیت عملکرد است که عملکرد مبدل در ۶ وضعیت دوم مشابه عملکرد مبدل در ۶ وضعیت اول است. در شکل (۲) شکل موج های تئوری مهم مبدل بسیار کاهنده ی پیشنهادی نشان داده شده است. همچنین در شکل (۳) مدارهای معادل مبدل پیشنهادی در هر وضعیت عملکرد آورده شده اند.



شکل (۱): مبدل بسیارکاهنده ی پیشنهادی

قبل از وضعیت اول فرض می شود دیودهای خروجی ( $D_{Ob}$  و  $D_{Oa}$ ) روشن و سایر قطعات های نیمه هادی خاموش هستند، همچنین  $V_{ca}$  و  $V_{cb}$  به ترتیب برابر با  $V_a$  و  $V_b$  هستند.

#### وضعیت ۱ $[t_0-t_1]$ :

در  $t_0$  تحت شرایط جریان صفر روشن می شود. جریان  $L_{2a}$  به صورت خطی با شیب  $V_{in}/L_{2a}$  افزایش می یابد و جریان  $D_{Oa}$  به طور خطی کاهش می یابد، علاوه بر این، خازن  $C_a$  از طریق تشدید با  $L_{1a}$  تا زمانی که  $I_{L1a}$  به صفر برسد شارژ می شود و  $D_{1a}$  در شرایط جریان صفر خاموش شود، کاهش می یابد. معادلات مهم این حالت به شرح زیر است:

$$i_{L1a}(t) = \frac{V_a}{Z_{1a}} \sin(\omega_{1a}(t - t_0)) \quad (1)$$

$$v_{ca}(t) = V_a \cos(\omega_{1a}(t - t_0)) \quad (2)$$

$$i_{L2a}(t) = \frac{V_{in}}{L_{2a}} (t - t_0) \quad (3)$$

$$\omega_{1a} = \frac{1}{\sqrt{L_{1a}C_a}}, \quad Z_{1a} = \sqrt{\frac{L_{1a}}{C_a}} \quad (4)$$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \frac{\pi}{\omega_{1a}} \quad (5)$$

$V_a$  ولتاژ  $C_a$  در لحظه ی  $t_5$  است و حداکثر جریان سوئیچ  $S_a$  زمانی اتفاق می افتد که  $i_{L1a}$  حداکثر مقدار را داشته باشد. این اتفاق زمانی رخ می دهد که زاویه آن برابر با  $\pi/2$  باشد. بنابراین حداکثر جریان کلید  $S_a$  به صورت زیر بدست می آید:

$$I_{max,a} = \frac{V_{in}}{L_{2a}} \left( \frac{\pi \sqrt{L_{1a}C_a}}{2} \right) + \frac{V_a}{Z_{1a}} \quad (6)$$

#### وضعیت ۲ $[t_1-t_2]$ :

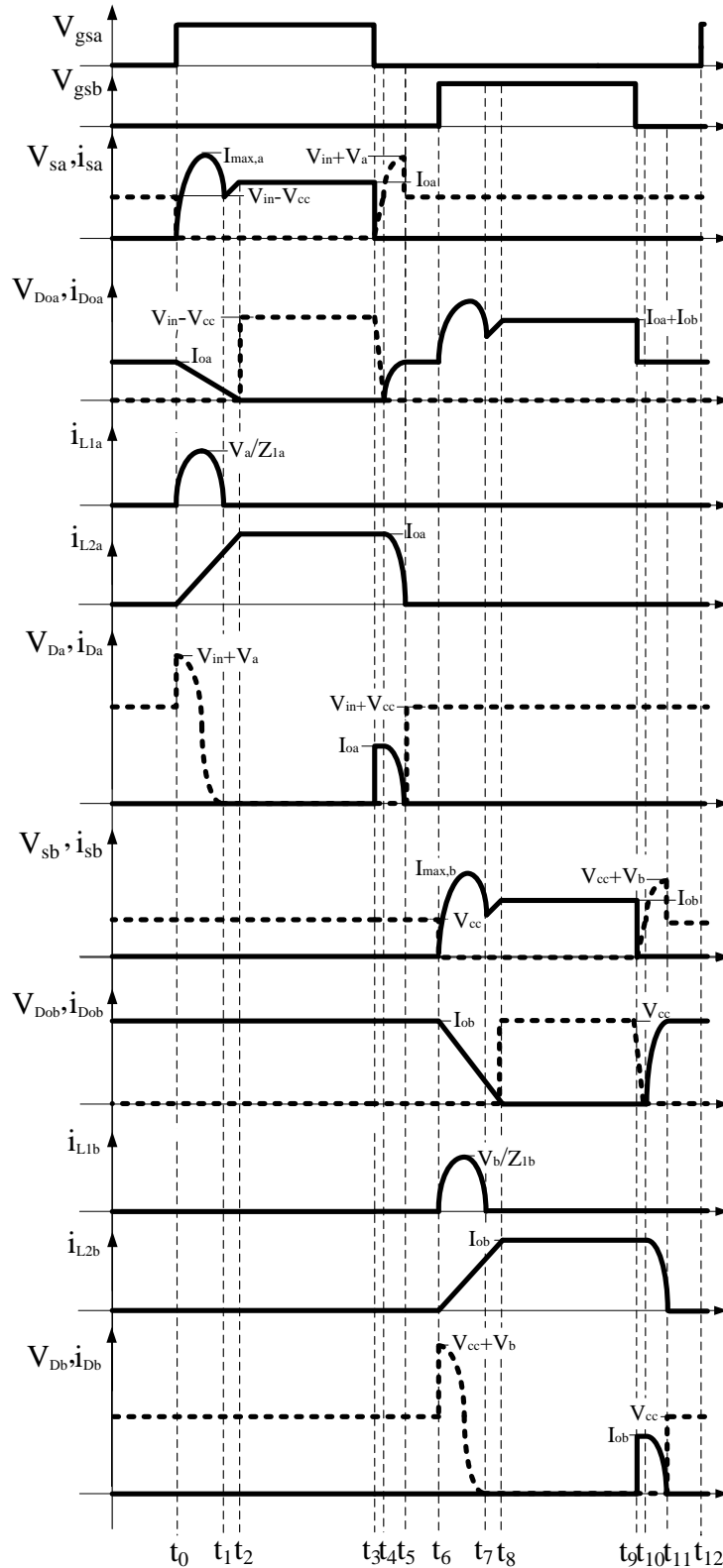
در شروع این حالت  $D_{1a}$  در شرایط جریان صفر خاموش می شود و جریان  $L_{2a}$  مطابق رابطه ی (۳) است. این حالت زمانی به پایان می رسد که  $I_{L2a}$  به  $I_{Oa}$  برسد و  $I_{D0a}$  به صفر برسد، بنابراین مدت زمان این وضعیت به شرح زیر است:

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{L_{2a}I_{Oa}}{V_{in}} - \Delta t_1 \quad (7)$$

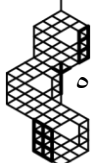
وضعیت ۳  $[t_2-t_3]$ :

این وضعیت زمانی شروع می شود که جریان  $D_{oa}$  به صفر می رسد و این دیود در شرایط جریان صفر خاموش می شود بنابراین  $I_{oa}$  از سوئیچ  $S_a$  عبور می کند. این وضعیت تا زمانی که سوئیچ  $S_a$  خاموش شود ادامه می یابد.

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = D_a T - \Delta t_1 - \Delta t_2 \quad (۸)$$



شکل (۲): شکل موج های تئوری مهم مبدل بسیار کاهنده ی پیشنهادی (ولتاژ: خط چین، جریان: خط)

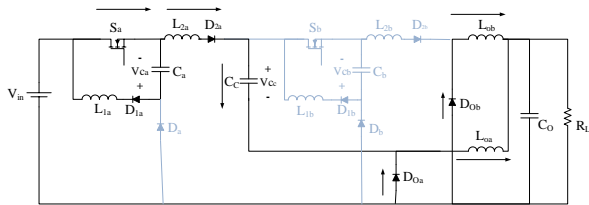




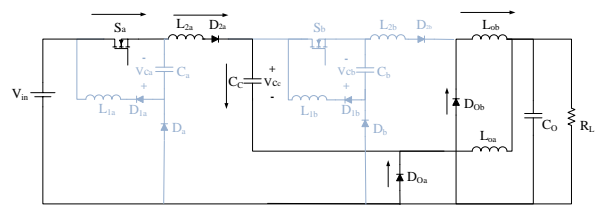
در این رابطه  $D_a$  پهنای پالس  $S_a$  است.

**وضعیت ۴**  $[t_3-t_4]$ :

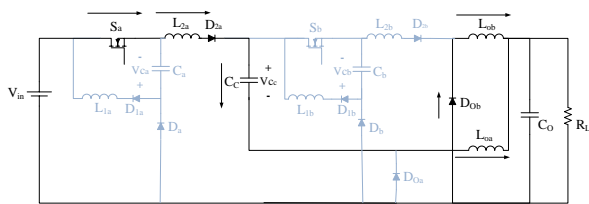
به دلیل صفر بودن ولتاژ دو سر سوئیچ  $S_a$  این کلید در شرایط ولتاژ صفر خاموش می شود. با خاموش شدن این سوئیچ  $D_a$  روشن می شود تا  $I_{Oa}$  را تامین کند و این جریان ثابت به صورت خطی  $C_a$  را تخلیه می کند تا ولتاژ این خازن به  $-V_{cc}$  برسد و  $D_{oa}$  در شرایط جریان صفر روشن شود.



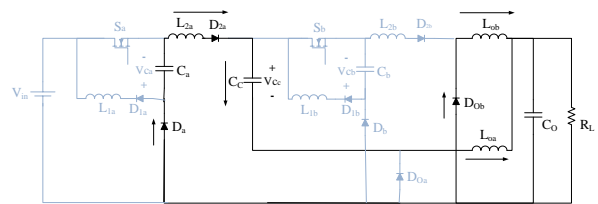
(a)



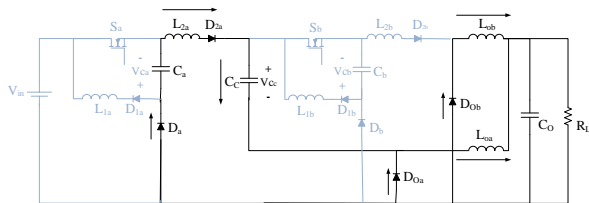
(b)



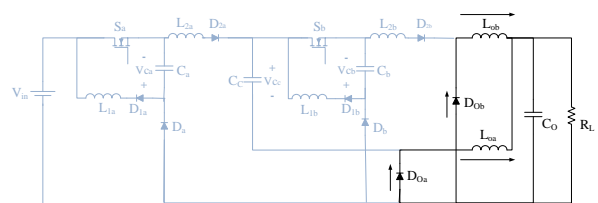
(c)



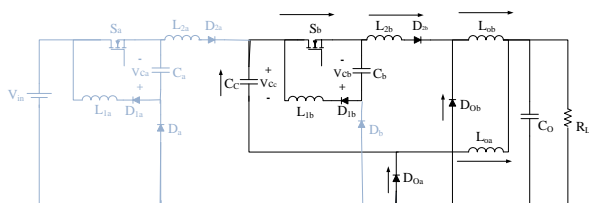
(d)



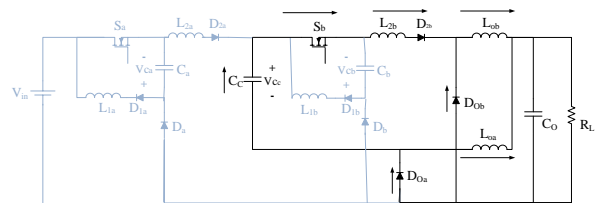
(e)



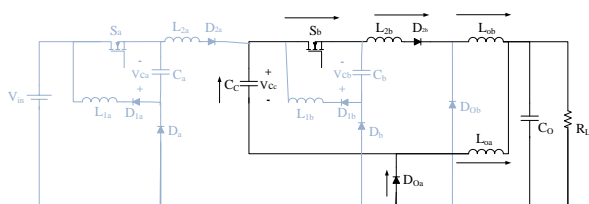
(f)



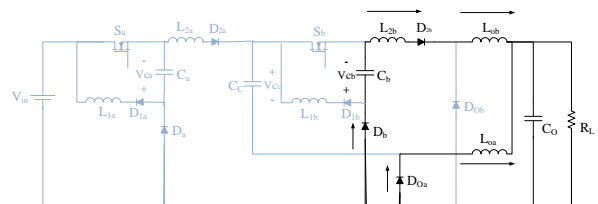
(g)



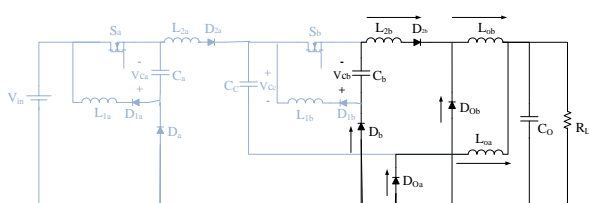
(h)



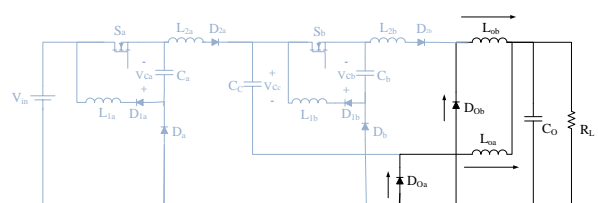
(i)



(j)



(k)



(l)

شکل (۳): مبدل مدارهای معادل وضعیت های مختلف عملکرد مبدل بسیار کاهنده ی پیشنهادی. (a) وضعیت ۱، (b) وضعیت ۲، (c) وضعیت ۳، (d) وضعیت ۴، (e) وضعیت ۵، (f) وضعیت ۶، (g) وضعیت ۷، (h) وضعیت ۸، (i) وضعیت ۹، (j) وضعیت ۱۰، (k) وضعیت ۱۱، (l) وضعیت ۱۲.



$$v_{ca}(t) = \frac{I_{oa}}{C_a} (t - t_3) - V_a \quad (9)$$

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{(V_a - V_{cc})C_a}{I_{oa}} \quad (10)$$

#### وضعیت ۵ [t<sub>4</sub>-t<sub>5</sub>]:

در شروع این وضعیت، D<sub>oa</sub> تحت شرایط جریان صفر روشن می شود و رزونانس بین L<sub>2a</sub> و C<sub>a</sub> شروع می شود. بنابراین، I<sub>L2a</sub> کاهش و I<sub>Doa</sub> افزایش می یابد. این وضعیت زمانی به پایان می رسد که I<sub>L2a</sub> به صفر برسد و دیود D<sub>a</sub> در شرایط جریان صفر خاموش شود. معادلات این وضعیت به صورت زیر نوشته می شوند.

$$v_{ca}(t) = Z_{2a}I_{oa} \sin(\omega_{2a}(t - t_4)) - V_{cc} \quad (11)$$

$$i_{L2a}(t) = I_{oa} \cos(\omega_{2a}(t - t_4)) \quad (12)$$

$$\omega_{2a} = \frac{1}{\sqrt{L_{2a}C_a}}, \quad Z_{2a} = \sqrt{\frac{L_{2a}}{C_a}} \quad (13)$$

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{2a}C_a} \quad (14)$$

V<sub>a</sub> ولتاژ خازن C<sub>a</sub> در t<sub>5</sub> است و مطابق روابط (۱۱) و (۱۴) برابر است با:

$$V_a = V_{ca}(t_5) = Z_{2a}I_{oa} - V_{cc} \quad (15)$$

در پایان این وضعیت ولتاژ سوئیچ S<sub>a</sub> به حداکثر مقدار خود می رسد. این مقدار برابر است با:

$$V_{sa,max} = V_{in} + V_{ca}(t_5) = V_{in} + V_a \quad (16)$$

#### وضعیت ۶ [t<sub>5</sub>-t<sub>6</sub>]:

در شروع این وضعیت، دیودهای D<sub>a</sub> و D<sub>2a</sub> در شرایط جریان صفر خاموش می شوند. این وضعیت با روشن شدن سوئیچ S<sub>b</sub> به پایان می رسد. مدت زمان این وضعیت به شرح زیر است:

$$\Delta t_6 = t_6 - t_5 = (1/2 - D_a)T - \Delta t_4 - \Delta t_5 \quad (17)$$

#### وضعیت ۷ [t<sub>6</sub>-t<sub>7</sub>]:

این وضعیت شبیه وضعیت اول است با این تفاوت که سوئیچ S<sub>b</sub> روشن است و ولتاژ V<sub>cc</sub> روی سلف L<sub>2b</sub> قرار می گیرد بنابراین جریان L<sub>2b</sub> به صورت خطی با شیب V<sub>cc</sub>/L<sub>2b</sub> افزایش می یابد. معادلات مهم این وضعیت به شرح زیر است:

$$i_{L1b}(t) = \frac{V_b}{Z_{1b}} \sin(\omega_{1b}(t - t_6)) \quad (18)$$

$$v_{cb}(t) = V_b \cos(\omega_{1b}(t - t_6)) \quad (19)$$

$$i_{L2b}(t) = \frac{V_{cc}}{L_{2b}} (t - t_6) \quad (20)$$

$$\omega_{1b} = \frac{1}{\sqrt{L_{1b}C_b}}, \quad Z_{1b} = \sqrt{\frac{L_{1b}}{C_b}} \quad (21)$$

$$\Delta t_7 = t_7 - t_6 = \frac{\pi}{\omega_{1b}} \quad (22)$$

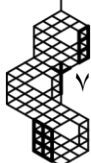
حداکثر جریان سوئیچ S<sub>b</sub> برابر است با:

$$I_{max,b} = \frac{V_{cc}}{L_{2b}} \left( \frac{\pi \sqrt{L_{1b}C_b}}{2} \right) + \frac{V_b}{Z_{1b}} \quad (23)$$

#### وضعیت ۸ [t<sub>7</sub>-t<sub>8</sub>]:

این وضعیت نیز مشابه وضعیت دوم است و در این وضعیت جریان L<sub>2b</sub> مطابق رابطه ی (۲۰) می باشد. مدت زمان این وضعیت را می توان طبق رابطه ی (۲۴) محاسبه کرد.

$$\Delta t_8 = t_8 - t_7 = \frac{L_{2b}I_{ob}}{V_{cc}} - \Delta t_7 \quad (24)$$





### وضعیت ۹ [t<sub>8</sub>-t<sub>9</sub>]:

مشابه وضعیت سوم این وضعیت زمانی شروع می شود که جریان D<sub>ob</sub> به صفر برسد و I<sub>ob</sub> از سوئیچ S<sub>b</sub> عبور کند. مدت زمان این وضعیت به شرح زیر است:

$$\Delta t_9 = t_9 - t_8 = D_b T - \Delta t_7 - \Delta t_8 \quad (25)$$

در این رابطه D<sub>b</sub> پهنای پالس S<sub>b</sub> است.

### وضعیت ۱۰ [t<sub>9</sub>-t<sub>10</sub>]:

این وضعیت شبیه وضعیت چهارم است و جریان ثابت I<sub>ob</sub> به صورت خطی خازن C<sub>b</sub> را تخلیه می کند تا زمانی که ولتاژ این خازن به صفر برسد و D<sub>ob</sub> روشن شود.

$$v_{cb}(t) = \frac{I_{ob}}{C_b} (t - t_9) - V_b \quad (26)$$

$$\Delta t_{10} = t_{10} - t_9 = \frac{V_b C_b}{I_{oa}} \quad (27)$$

### وضعیت ۱۱ [t<sub>10</sub>-t<sub>11</sub>]:

مشابه وضعیت ۵ در شروع این وضعیت ، D<sub>ob</sub> روشن می شود و رزونانس بین L<sub>2b</sub> و C<sub>b</sub> شروع می شود. این وضعیت زمانی به پایان می رسد که i<sub>L2b</sub> به صفر برسد و دیود D<sub>b</sub> خاموش شود.

$$v_{cb}(t) = Z_{2b} I_{ob} \sin(\omega_{2b}(t - t_{10})) \quad (28)$$

$$i_{L2b}(t) = I_{ob} \cos(\omega_{2b}(t - t_{10})) \quad (29)$$

$$\omega_{2b} = \frac{1}{\sqrt{L_{2b} C_b}}, \quad Z_{2b} = \sqrt{\frac{L_{2b}}{C_b}} \quad (30)$$

$$\Delta t_{11} = t_{11} - t_{10} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_{2b} C_b} \quad (31)$$

ولتاژ C<sub>b</sub> در t<sub>11</sub> به نام V<sub>b</sub> نامگذاری شده است و مطابق روابط (۲۸) و (۳۱) برابر است با:

$$V_b = V_{cb}(t_{11}) = Z_{2b} I_{ob} \quad (32)$$

در پایان این وضعیت ولتاژ سوئیچ S<sub>b</sub> به حداکثر مقدار خود می رسد. این مقدار برابر است با:

$$V_{sb,max} = V_{cc} + V_{cb}(t_{11}) = V_{cc} + V_b \quad (33)$$

### وضعیت ۱۲ [t<sub>11</sub>-t<sub>12</sub>]:

این وضعیت نیز مشابه وضعیت ششم است و مدت زمان این وضعیت به صورت زیر است:

$$\Delta t_{12} = t_{12} - t_{11} = (1/2 - D_b)T - \Delta t_{10} - \Delta t_{11} \quad (34)$$

## ۳- روند طراحی

بهره ولتاژ مبدل پیشنهادی بسته به مقدار D که D > 0.5 یا D < 0.5 باشد با استفاده از بالانس ولت-ثانیه ی L<sub>ob</sub> و L<sub>oa</sub> به صورت زیر بدست آورده می شود.

اگر D > 0.5 باشد بالانس ولت-ثانیه L<sub>oa</sub> و L<sub>ob</sub> به صورت روابط (۳۵) و (۳۶) نوشته می شود.

$$(-V_o)(1 - D)T + (V_{in} - V_o)(D - (1 - D))T + (V_{cc} - V_o)(1 - D)T = 0 \quad (35)$$

$$(-V_{cc} + V_{in} - V_o)DT + (-V_o)(1 - D)T = 0 \quad (36)$$

بنابراین:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = D^2 \quad (37)$$

و اگر D < 0.5 باشد بالانس ولت-ثانیه L<sub>ob</sub> و L<sub>oa</sub> به صورت روابط (۳۸) و (۳۹) نوشته می شود.





$$(-V_o)DT + (-V_o)(1 - 2D)T + (V_{cc} - V_o)DT = 0 \quad (38)$$

$$(-V_{cc} + V_{in} - V_o)DT + (-V_o)(1 - 2D)T + (-V_o)DT = 0 \quad (39)$$

بنابراین:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{2} \quad (40)$$

سلف های فیلتر  $L_{oa}$  و  $L_{ob}$  و خازن فیلتر  $C_o$  مانند عناصر مدار اسنابر یک مبدل باک معمولی طراحی می گردند.  $C_b$  و  $C_a$  به ترتیب شرایط ولتاژ صفر را برای خاموشی سوئیچ های  $S_b$  و  $S_a$  فراهم می کنند. بنابراین، مقدار آنها را می توان مشابه خازن های اسنابر به صورت زیر انتخاب کرد [۱۹]:

$$C_a > C_{a,min} = \frac{I_s t_f}{2V_s} = \frac{I_{oa} t_f}{2(V_{in} + V_a)} \quad (41)$$

$$C_b > C_{b,min} = \frac{I_s t_f}{2V_s} = \frac{I_{ob} t_f}{2(V_{cc} + V_b)} \quad (42)$$

در این روابط  $t_f$  زمان نزول ° جریان سوئیچ است،  $I_s$  جریان سوئیچ قبل از خاموش شدن و  $V_s$  ولتاژ سوئیچ پس از خاموش شدن است. برای تضمین سوئیچینگ نرم،  $C_b$  و  $C_a$  به ترتیب بزرگتر از  $C_{b,min}$  و  $C_{a,min}$  در نظر گرفته می شوند.  $L_{2a}$  و  $L_{2b}$  شرایط جریان صفر را برای سوئیچ در لحظه روشن شدن فراهم می کنند، بنابراین مقدار آنها شبیه به سلف های اسنابر طراحی شده است [۱۹].

$$L_{2a} > L_{2a,min} = \frac{V_s t_r}{I_s} = \frac{(V_{in} - V_{cc}) t_r}{I_{oa}} \quad (43)$$

$$L_{2b} > L_{2b,min} = \frac{V_s t_r}{I_s} = \frac{V_{cc} t_r}{I_{ob}} \quad (44)$$

در این روابط  $t_r$  زمان صعود<sup>۱</sup> جریان سوئیچ است،  $V_s$  ولتاژ سوئیچ قبل از روشن شدن و  $I_s$  جریان سوئیچ پس از روشن شدن است. برای تضمین سوئیچینگ نرم،  $L_{2a}$  و  $L_{2b}$  به ترتیب بزرگتر از  $L_{2a,min}$  و  $L_{2b,min}$  در نظر گرفته می شوند. فرض بر این است که حداکثر جریان  $L_{1a}$  کوچکتر از  $I_{oa}$  است تا استرس جریان سوئیچ کاهش یابد، بنابراین  $L_{1a}$  باید بزرگتر از رابطه ی زیر باشد.

$$L_{1a} > \left( \frac{V_{in} + V_{cc}}{I_{oa}} \right)^2 C_a \quad (45)$$

همچنین فرض بر این است که حداکثر جریان  $L_{1b}$  کوچکتر از  $I_{ob}$  است تا استرس جریان این سوئیچ نیز کاهش یابد، بنابراین  $L_{1b}$  باید بزرگتر از رابطه ی زیر باشد.

$$L_{1b} > \left( \frac{V_{cc}}{I_{ob}} \right)^2 C_b \quad (46)$$

مقدار  $V_{cc}$  با استفاده از بالانس جریان-ثانیه ی خازن  $C_c$  به صورت زیر بدست می آید.

$$V_{cc} = \frac{L_{2b}}{L_{2a}} V_{in} \quad (47)$$

### ۳-۱- مثال طراحی

مبدل برای توان خروجی 50W، ولتاژ ورودی 100V و ولتاژ خروجی 16V با جریان خروجی 3A به صورت زیر طراحی می گردد. جریان خروجی بین دو سلف خروجی تقسیم می گردد و بنابراین مقدار جریان دو سلف خروجی به صورت زیر به دست می آید:

$$I_{oa} = I_{ob} = \frac{I_o}{2} = \frac{3}{2} = 1.5A \quad (48)$$

نسبت تبدیل طبق روابط (۳۷) و (۴۰) به دست می آید این مقدار طبق رابطه ی (۴۰) برابر است با:





$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{2} = \frac{16}{100} \rightarrow D = 0.32 \quad (49)$$

و طبق رابطه ی (۳۷) به صورت زیر به دست می آید:

$$M = \frac{V_o}{V_{in}} = D^2 = \frac{16}{100} \rightarrow D = 0.4 \quad (50)$$

چون مقدار  $D$  کوچکتر از 0.5 است مقدار به دست آمده از رابطه ی (۴۰) مقدار صحیحی است و بنابراین مقدار صحیح برای سیکل وظیفه برابر 0.32 است.

سوئیچ انتخابی IRF260 است و  $t_f$  این سوئیچ برابر با 94ns است و بیشینه ولتاژ سوئیچ  $S_a$  طبق رابطه ی (۱۶) برابر  $V_{in} + V_a$  می باشد. چنانچه بخواهیم این مقدار از 150V تجاوز نکند مقدار ولتاژ  $V_a$  برابر 50V می شود. مقدار خازن  $C_a$  طبق رابطه ی (۴۱) به دست می آید و با قرار دادن مقادیر فوق در آن به صورت زیر محاسبه می گردد:

$$C_{a,min} = \frac{1.5 \cdot 94 \cdot 10^{-9}}{2(100+50)} = 0.47nF \quad (51)$$

مقدار خازن  $C_a$  باید بزرگتر از این مقدار انتخاب شود.  $C_a$  انتخابی 6.8nF است.  $L_{2a}$  طبق روابط (۱۳) و (۱۵) و مقدار به دست آمده برای  $V_a$  به صورت زیر به دست می آید:

$$V_a = \sqrt{\frac{L_{2a}}{C_a} I_{oa} - V_{cc}} \rightarrow \quad (52)$$

$$50 = \sqrt{\frac{L_{2a}}{6.8 \cdot 10^{-9}} 1.5 - 50} \rightarrow$$

$$L_{2a} = 29\mu H$$

مقدار انتخابی برای این سلف برابر 30μH می باشد.  $L_{1a}$  طبق رابطه ی (۴۵) به صورت زیر به دست می آید:

$$L_{1a} > \left(\frac{100+50}{1.5}\right)^2 6.8 \cdot 10^{-9} = 68\mu H \quad (53)$$

مقدار انتخابی برای این سلف برابر 70μH می باشد.

بیشینه ولتاژ سوئیچ  $S_b$  طبق رابطه ی (۳۳) برابر  $V_{cc} + V_b$  می باشد. چنانچه بخواهیم این مقدار از 60V تجاوز نکند مقدار ولتاژ  $V_b$  برابر 10V می شود. مقدار خازن  $C_b$  طبق رابطه ی (۴۲) به دست می آید و با قرار دادن مقادیر فوق در آن به صورت زیر محاسبه می گردد:

$$C_{b,min} = \frac{1.5 \cdot 94 \cdot 10^{-9}}{2(10+50)} = 1.17nF \quad (54)$$

مقدار خازن  $C_b$  باید بزرگتر از این مقدار انتخاب شود.  $C_b$  انتخابی 6.8nF است.  $L_{2b}$  طبق روابط (۳۰) و (۳۲) و مقدار به دست آمده برای  $V_b$  به صورت زیر به دست می آید:

$$V_b = \sqrt{\frac{L_{2b}}{C_b} I_{ob}} \rightarrow \quad (55)$$

$$10 = \sqrt{\frac{L_{2b}}{6.8 \cdot 10^{-9}} 1.5} \rightarrow$$

$$L_{2b} = 0.3\mu H$$

مقدار انتخابی برای این سلف برابر 4μH می باشد.  $L_{1b}$  طبق رابطه ی (۴۵) به صورت زیر به دست می آید:

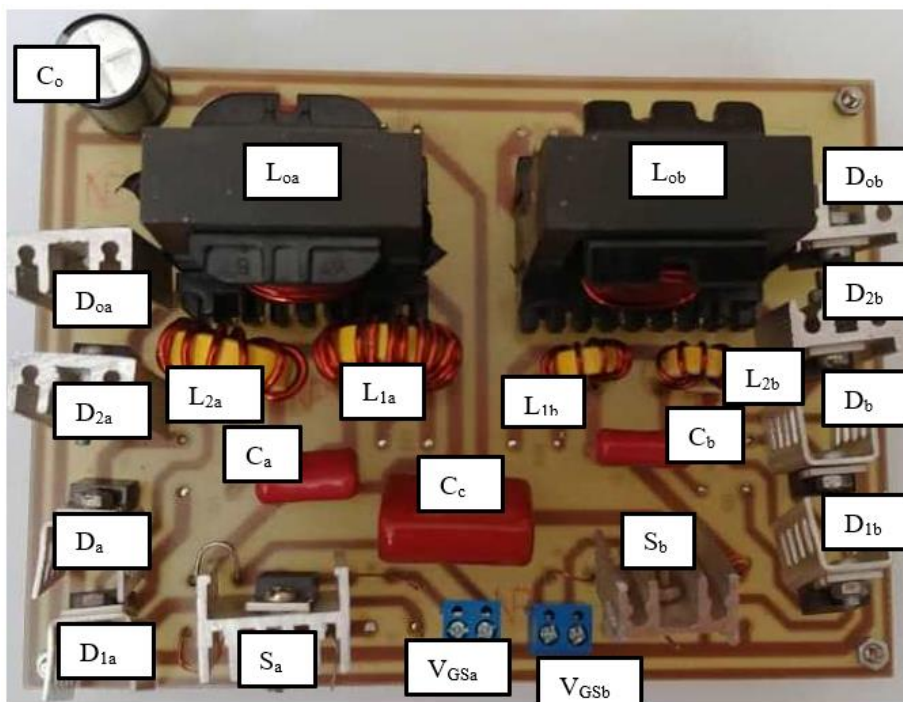
$$L_{1b} > \left(\frac{50}{1.5}\right)^2 6.8 \cdot 10^{-9} = 7.5\mu H \quad (56)$$

مقدار انتخابی برای این سلف برابر 8μH می باشد.

#### ۴- نتایج تجربی

به منظور نشان دادن عملکرد مبدل، یک نمونه اولیه ۵۰ وات با استفاده از عناصر نشان داده شده در جدول ۱ پیاده سازی شده است. عکس نمونه آزمایشگاهی پیاده سازی شده در شکل (۴) نشان داده شده است.

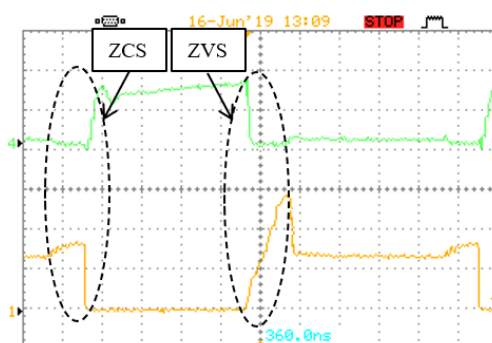




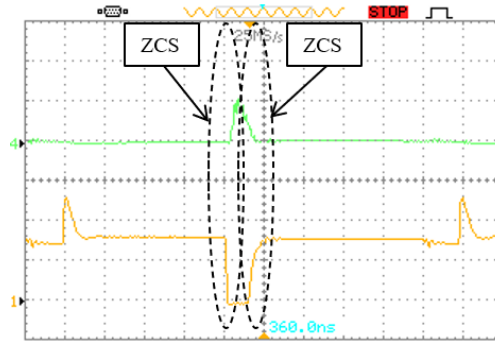
شکل (۴): عکس نمونه ی آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی

جدول (۱): مقادیر و نوع المان های به کار برده شده در نمونه ی آزمایشگاهی مبدل پیشنهادی

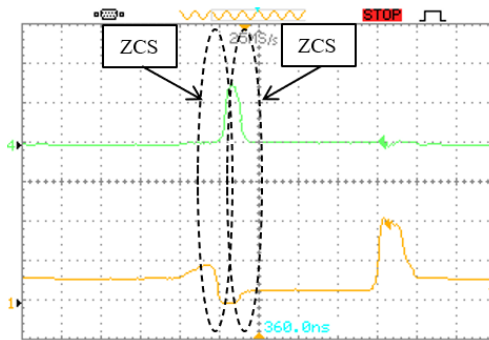
مقدار/ نوع	المان
50 W	توان خروجی
100 V	ولتاژ ورودی
16 V	ولتاژ خروجی
100 kHz	فرکانس کلیدزنی
70 $\mu$ H	L <sub>1a</sub>
8 $\mu$ H	L <sub>1b</sub>
30 $\mu$ H	L <sub>2a</sub>
4 $\mu$ H	L <sub>2b</sub>
6.8 nF	C <sub>a</sub> , C <sub>b</sub>
500 $\mu$ H	L <sub>0a</sub> , L <sub>0b</sub>
470 $\mu$ F	C <sub>o</sub>
IRF260	S <sub>a</sub> , S <sub>b</sub>
MUR820	D <sub>a</sub> , D <sub>1a</sub> , D <sub>2a</sub> , D <sub>0a</sub> , D <sub>b</sub> , D <sub>1b</sub> , D <sub>2b</sub> , D <sub>0b</sub>



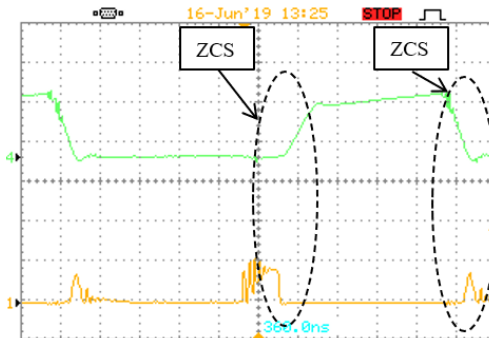
شکل (۵): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) سوئیچ S<sub>a</sub> (ولتاژ: 50V/div، جریان: 1A/div و مقیاس زمان: 1 $\mu$ s/div)



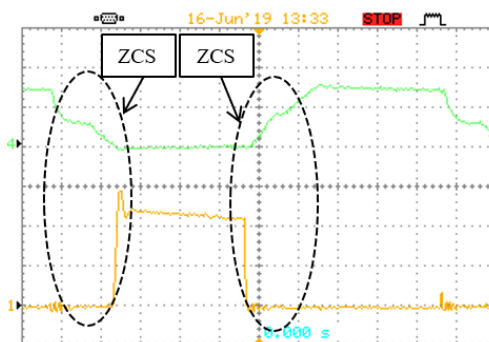
شکل (۶): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) دیود  $D_{1a}$  (ولتاژ:  $50V/div$ ، جریان:  $1A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )



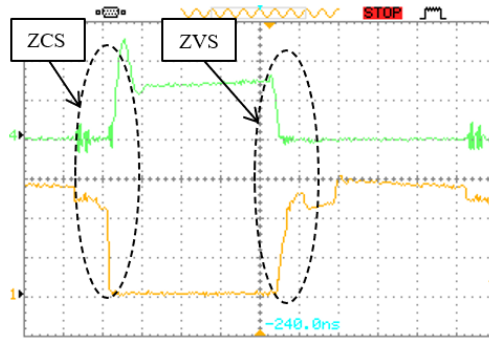
شکل (۷): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) دیود  $D_a$  (ولتاژ:  $50V/div$ ، جریان:  $1A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )



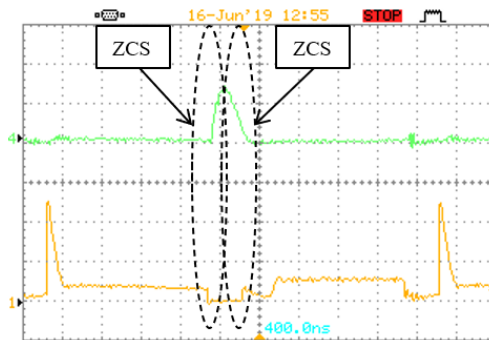
شکل (۸): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) دیود  $D_{2a}$  (ولتاژ:  $20V/div$ ، جریان:  $1A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )



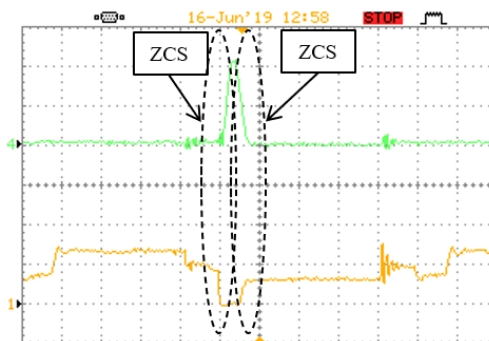
شکل (۹): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) دیود  $D_{0a}$  (ولتاژ:  $20V/div$ ، جریان:  $2A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )



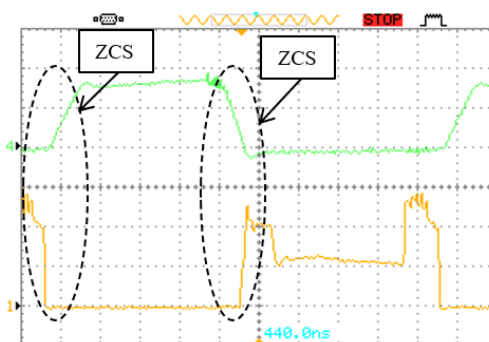
شکل (۱۰): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) سوئیچ  $S_b$  (ولتاژ:  $10V/div$ ، جریان:  $1A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )



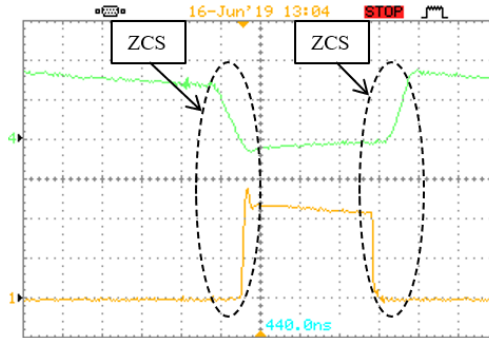
شکل (۱۱): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) دیود  $D_{1b}$  (ولتاژ:  $50V/div$ ، جریان:  $1A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )



شکل (۱۲): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) دیود  $D_b$  (ولتاژ:  $50V/div$ ، جریان:  $1A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )



شکل (۱۳): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) دیود  $D_{2b}$  (ولتاژ:  $20V/div$ ، جریان:  $1A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )

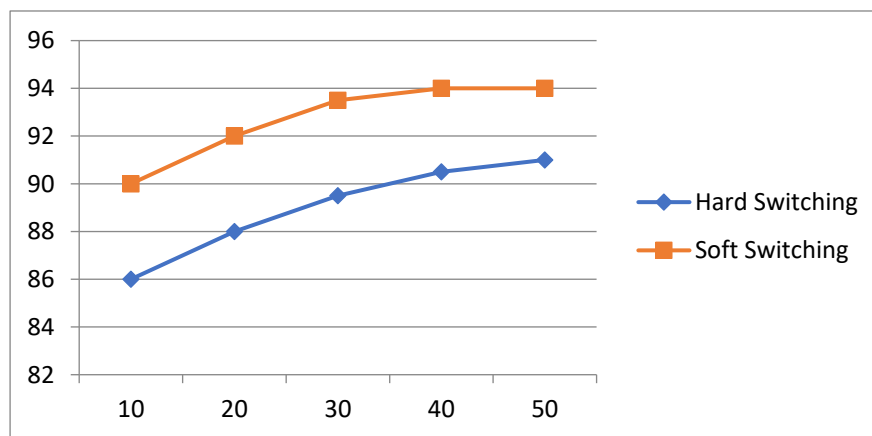


شکل (۱۴): جریان (بالا) و ولتاژ (پایین) دیود  $D_{ob}$  (ولتاژ:  $20V/div$ ، جریان:  $1A/div$  و مقیاس زمان:  $1\mu s/div$ )

همانطور که در شکل های (۵) و (۱۰) مشاهده می شود، سوئیچ های  $S_a$  و  $S_b$  در شرایط جریان صفر روشن و در شرایط ولتاژ صفر خاموش می شوند. در شکل (۵) یک پله ی ولتاژ قبل از روشن شدن کلید وجود دارد که به این دلیل به وجود آمده است که ولتاژ  $S_a$  در این وضعیت برابر با  $V_{in}-V_{Cc}$  در نظر گرفته شده است و ولتاژ خازن  $C_c$  ثابت فرض شده است، اما در عمل هنگامی که سلول سوئیچ  $B$  فعال است، انرژی از طریق  $C_c$  به خروجی منتقل می شود و  $V_{Cc}$  اندکی کاهش می یابد. ولتاژ و جریان دیودهای  $D_{1a}$  و  $D_{1b}$  به ترتیب در شکل های (۶) و (۱۱) نشان داده شده اند که نشان می دهند این دیودها در شرایط جریان صفر روشن و خاموش می شوند. شکل های (۷) و (۱۲) به ترتیب ولتاژ و جریان  $D_b$  و  $D_a$  را نشان می دهند، مشاهده می شود که این دیودها نیز در شرایط جریان صفر روشن و خاموش می شوند. ولتاژ و جریان  $D_{2a}$  و  $D_{2b}$  به ترتیب در شکل های (۸) و (۱۳) ارائه شده اند. همانطور که در این شکل ها مشاهده می شود، دیودها در شرایط جریان صفر روشن و خاموش می شوند. نوسان ولتاژ در شکل (۸) به دلیل تشدید بین خازن ناخواسته ی  $L_{2a}$  و  $D_{2a}$  است و مشابه با سلول  $B$ ، نوسان در شکل ۱۳ نیز به دلیل تشدید بین خازن ناخواسته ی  $D_{2b}$  و  $L_{2b}$  است. شکل های (۹) و (۱۴) به ترتیب ولتاژ و جریان  $D_{ob}$  و  $D_{oa}$  را نشان می دهند. ملاحظه می شود که این دیودها در شرایط جریان صفر روشن و خاموش می شوند. ولتاژ بیش از حد<sup>۸</sup> در شکل (۹) به دلیل رزونانس بین خازن ناخواسته ی  $D_{oa}$  و  $L_{2a}$  است و ولتاژ بیش از حد در شکل (۱۴) به دلیل تشدید بین خازن ناخواسته ی  $D_{ob}$  و  $L_{2b}$  است.

## ۵- بازده

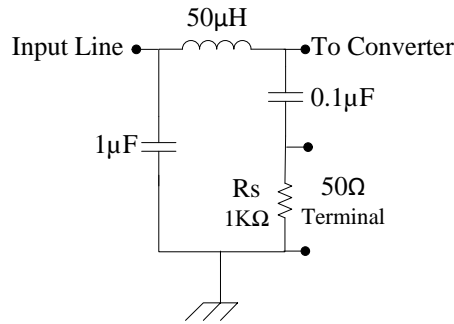
بازده مبدل پیشنهادی در توان های خروجی مختلف اندازه گیری شده است و مقایسه ی این مقادیر با مبدل باک در هم تنیده ی [۲۰] در شکل (۱۵) آورده شده است. همانطور که در این شکل ملاحظه می گردد، بازده مبدل پیشنهادی در بار کامل ۳ درصد نسبت به مبدل باک در هم تنیده ی [۲۰]<sup>۹</sup> افزایش یافته است.



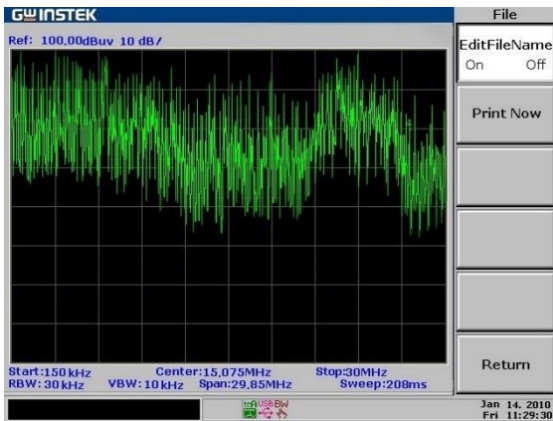
شکل (۱۵): بازده مبدل پیشنهادی در مقایسه با همتای سوئیچینگ سخت

## ۶- اندازه گیری تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی

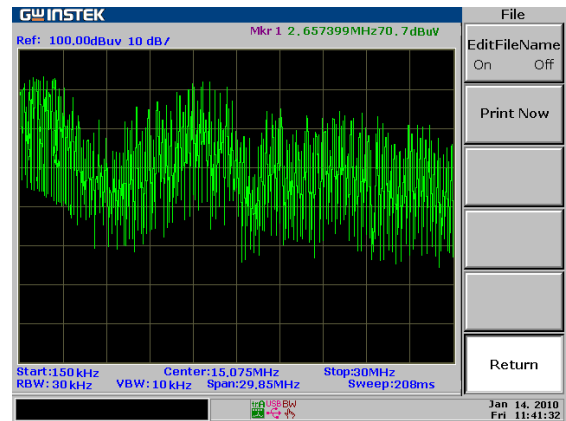
یک شبکه ی تثبیت امپدانس خط<sup>۱۰</sup> CISPR 22 در ورودی مبدل پیشنهادی برای اندازه گیری تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی قرار گرفته است و تحلیلگر طیف GWINSTEK GSP-830 همانطور که در شکل (۱۶) نشان داده شده است دو سر  $R_s$  قرار داده شده است [۲۱]. وضوح پهنای باند روی ۳۰ کیلوهرتز تنظیم شده است و تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی مطابق استاندارد CISPR 22 در محدوده ی فرکانسی ۱۵۰ کیلوهرتز تا ۳۰ مگاهرتز اندازه گیری شده است. همانطور که در شکل (۱۷) نشان داده شده است، پیک تداخلات الکترومغناطیسی در مبدل پیشنهادی در مقایسه با مبدل باک باک در هم تنیده ی [۲۰]  $6\text{dB}\mu\text{V}$  کاهش یافته است.



شکل (۱۶): مدل LISN CISPR 22 برای اندازه گیری تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی [۲۱]



(ب)



(الف)

شکل (۱۷): (الف) تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی اندازه گیری شده ی مبدل پیشنهادی. (ب) تداخلات الکترومغناطیسی هدایتی اندازه گیری شده برای مبدل باک در هم تنیده ی [۲۰]. (محور عمودی:  $20\text{-}100\text{dB}\mu\text{V}$ ، محور افقی:  $150\text{k-}30\text{MHz}$ )

## ۷- مقایسه ی عملکرد

برای مشخص کردن عملکرد مبدل پیشنهادی، مقایسه ای بین مبدل پیشنهادی و مبدل های ارائه شده در [۱۳]، [۱۴]، [۱۸-۱۶] انجام گرفته است که در جدول (۲) نشان داده شده است. مقایسه در مواردی مانند تعداد سوئیچ ها انجام می شود. افزایش ولتاژ و بازده. همانطور که در این جدول نشان داده شده است مبدل پیشنهادی تعداد کلیدهای کمتری دارد و سلف کوپل شده وجود ندارد همچنین مبدل پیشنهادی بازده بالاتری نسبت به [۱۳] و [۱۷] دارد.

## ۸- نتیجه گیری

در این مقاله، یک مبدل بسیار کاهنده ی جدید با اسنابر غیرفعال ارائه شده است. در این ساختار مشکلات مبدل های با دیوتی سایکل باریک وجود ندارد زیرا پهنای پالس مبدل پیشنهادی بسیار بزرگتر از مبدل کاهنده است. در این ساختار سلف کوپل شده وجود ندارد و



تمام قطعات نیمه هادی به صورت نرم کلید زنی می شوند و به دلیل خاموش شدن دیود ها به صورت جریان صفر، تلفات بازیابی معکوس دیودها کاهش می یابد. همچنین استرس ولتاژ در سوئیچ دوم به شدت کاهش یافته است که منجر به استفاده از سوئیچ هایی با  $R_{DS(ON)}$  کوچکتر و کاهش تلفات هدایتی می شود و در نتیجه بهره در مقایسه با مبدل سوئیچینگ سخت افزایش می یابد. یک نمونه آزمایشگاهی 50W پیاده سازی شده است، نتایج عملی، تحلیل نظری را تصدیق می کند و نشان می دهد بهره ی مبدل پیشنهادی ۹۴٪ است و پیک تداخلات الکترومغناطیسی به میزان  $6dB\mu V$  کاهش یافته است.

جدول (۲): مقایسه بین مبدل پیشنهادی و مبدل های ارایه شده در [۱۳]، [۱۴]، [۱۸-۱۶]

استرس ولتاژ سوئیچ ها	بازده (%)	کلید زنی نرم	سلف کوپل شده	بهره ی ولتاژ	تعداد سوئیچ ها	مبدل پیشنهادی
$V_{in} \left(1 - \frac{L_{2b}}{L_{2a}}\right) + \frac{I_o}{2} \sqrt{\frac{L_{2a}}{C_a}}$ $V_{in} \frac{L_{2b}}{L_{2a}} + \frac{I_o}{2} \sqrt{\frac{L_{2b}}{C_b}}$	۹۴	دارد	ندارد	$\frac{D}{2}$   $D < 0.5$ $D^2$   $D > 0.5$	۲	مبدل پیشنهادی
	$V_{in} + V_{cr}$	۸۹/۲	ندارد	دارد	$\frac{D}{n(1-D)+1}$	۲
$\frac{V_{in}}{2}$	۹۴/۹	دارد	دارد	$\frac{D}{2} \frac{1}{n+1}$	۴	مبدل ارایه شده در [۱۴]
$V_{in}$	۹۴	دارد	دارد	$\frac{D}{1+2n}$	۲	مبدل ارایه شده در [۱۶]
$\frac{V_{in} - V_o}{n+1}$ $V_{in}$	۸۷	دارد	دارد	$\frac{1}{\frac{n+1}{D} + \frac{n^2 L_r}{D L_m (n+1)}}$	۳	مبدل ارایه شده در [۱۷]
	۹۴/۷	دارد	دارد	$\frac{(1-D)D}{n+1-D}$	۴	مبدل ارایه شده در [۱۸]

## مراجع

- [1] F. C. Lee and Q. Li, "High-frequency integrated point-of-load converters: Overview," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 9. 2013. doi: 10.1109/TPEL.2013.2238954.
- [2] A. Mallik and A. Khaligh, "A high step-down dual output non-isolated DC/DC converter," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2017. doi: 10.1109/APEC.2017.7930700.
- [3] M. Saravanan and N. Ganesh, "A single-stage soft-switching LED driver based on CLCL resonant converter and BCM circuit for lighting application," *Electrical Engineering*, vol. 102, no. 2, 2020, doi: 10.1007/s00202-020-00916-9.
- [4] R. Dayal and L. Parsa, "Non-isolated topologies for high step-down offline LED driver applications," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2012. doi: 10.1109/APEC.2012.6165939.
- [5] N. Vishwanathan and V. Ramanarayanan, "A two stage power converter topology for high voltage DC power supplies under pulsed loads," in *EPE Journal (European Power Electronics and Drives Journal)*, 2006. doi: 10.1080/09398368.2006.11463619.
- [6] Y. Sahin, N. S. Ting, and I. Aksoy, "A highly efficient ZVT-ZCT PWM boost converter with direct power transfer," *Electrical Engineering*, vol. 100, no. 2, 2018, doi: 10.1007/s00202-017-0546-y.
- [7] V. V. S. K. Bhajana, P. Drabek, and R. Thumma, "Analysis and design of a high gain non-isolated zero current switching bidirectional DC-DC converter for electric vehicles," *Automatika*, vol. 60, no. 1, 2019, doi: 10.1080/00051144.2019.1578915.





- [8] J. Jalili, S. M. M. Mirtalaei, M. R. Mohammadi, and B. Majidi, "A ZVS high step-up converter based on an integrated boost-cuk topology," *Electrical Engineering*, vol. 104, no. 2, 2022, doi: 10.1007/s00202-021-01340-3.
- [9] R. M. F. Neto and F. L. Tofoli, "A soft switching ZCS–ZVS double two-switch forward converter," *Electrical Engineering*, vol. 100, no. 2, 2018, doi: 10.1007/s00202-017-0581-8.
- [10] T. Shamsi, M. Delshad, E. Adib, and M. R. Yazdani, "A New Simple-Structure Passive Lossless Snubber for DC-DC Boost Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2973906.
- [11] E. Gerami, M. Delshad, M. R. Amini, and M. R. Yazdani, "A new family of non-isolated PWM DC–DC converter with soft switching," *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 2, 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5351.
- [12] Y. Sahin and N. S. Ting, "Soft switching passive snubber cell for family of PWM DC–DC converters," *Electrical Engineering*, vol. 100, no. 3, 2018, doi: 10.1007/s00202-017-0655-7.
- [13] M. Hajiheidari, H. Farzanehfard, and E. Adib, "High-Step-Down DC-DC Converter with Continuous Output Current Using Coupled-Inductors," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 34, no. 11, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2899951.
- [14] M. Amiri and H. Farzanehfard, "An interleaved nonisolated ZVS ultrahigh step-down DC-DC converter with low voltage stress," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 10, 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2886794.
- [15] S. P. Yang, S. J. Chen, C. M. Huang, and C. E. Chen, "A novel soft-switching high step-down forward converter," in *Proceedings - 2018 IEEE International Conference on Industrial Electronics for Sustainable Energy Systems, IESES 2018*, 2018. doi: 10.1109/IESES.2018.8349854.
- [16] D. Cheshmdehnam, E. Adib, and H. Farzanehfard, "Soft-Switched Nonisolated High Step-Down Converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 1, 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2829471.
- [17] X. Zhao, C. S. Yeh, L. Zhang, and J. S. Lai, "A high-frequency high-step-down converter with coupled inductor for low power applications," in *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, 2017. doi: 10.1109/APEC.2017.7931040.
- [18] Y. Zheng, S. Li, and K. M. Smedley, "Nonisolated High Step-Down Converter with ZVS and Low Current Ripples," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2833047.
- [19] N. Mohan, *Power Electronics Converters, Applications and Design* 3rd. 2003.
- [20] I. O. Lee, S. Y. Cho, and G. W. Moon, "Interleaved buck converter having low switching losses and improved step-down conversion ratio," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 27, no. 8, 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2185515.
- [21] A. Pressman, *Switching power supply design*. New York: McGraw-Hill, 2009.

زیرنویس‌ها

- 
- <sup>1</sup> Power factor correction
  - <sup>2</sup> Zero voltage switching
  - <sup>3</sup> Zero current switching
  - <sup>4</sup> Electromagnetic interference
  - <sup>5</sup> Fall time
  - <sup>6</sup> Rise time
  - <sup>7</sup> Parasitic capacitor
  - <sup>8</sup> Over shoot voltage
  - <sup>9</sup> Interleaved
  - <sup>10</sup> Line Impedance Stabilization Network (LISN)