

## طراحی و پیاده‌سازی یک مبدل DC-DC رزونانسی سوئیچینگ نرم جدید نوع کاهنده

آرزو نوربهشت<sup>(۱)</sup> - مسعود جباری<sup>(۲)</sup>

(۱) کارشناس ارشد - دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران.

(۲) استادیار - دانشکده مهندسی برق، واحد نجف‌آباد، دانشگاه آزاد اسلامی، نجف‌آباد، ایران.

تاریخ دریافت: ۱۳۹۷/۶/۲۰ تاریخ پذیرش: ۱۳۹۷/۱۲/۲۸

**خلاصه:** در این مقاله یک مبدل جدید DC-DC کاهنده از خانواده مبدلهای سوئیچ رزوناتور (SwRC) ارائه شده است که شرایط سوئیچینگ نرم از نوع ZCS برای هر دو سوئیچ هم در گذار روشن شدن و هم در گذار خاموش شدن فراهم آمده است. از این رو تلفات سوئیچینگ کاهش یافته و قابلیت افزایش فرکانس سوئیچینگ جهت ارتقاء چگالی توان مبدل فراهم گردیده است. تعداد المانهای بکار رفته در این مبدل پایین است و لذا صرفه اقتصادی خواهد داشت. همچنین دیود رزونانس در شرایط ZCS خاموش شده از این رو پدیده بازیافت معکوس که خصوصاً در دیودهای نوع سریع مشکل‌زا است مرتفع می‌گردد. به منظور فراهم کردن شرایط سوئیچینگ نرم برای تمام المانهای نیمه‌هادی، شبکه رزونانس LC مورد استفاده قرار گرفته است. نتایج شبیه‌سازی این مبدل با نرم‌افزار PSpice و نتایج آزمایشگاهی در این مقاله ارائه شده است. راندمان بدست آمده برای این مبدل ۹۲ / ۳۲٪ می‌باشد.

**کلمات کلیدی:** مبدلهای سوئیچ رزوناتور، مبدل کاهنده، تلفات سوئیچینگ، ZCS، سوئیچینگ نرم، منبع توان، مبدل DC-DC

## Design and Implementation of a New Resonant Soft-Switching DC-DC Buck Converter

Arezou Nourbehesh<sup>(1)</sup> - Masoud Jabbari<sup>(2)</sup>

(1) MSc - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

arezou.nourbehesh91@yahoo.com

(2) Assistant Professor - Department of Electrical Engineering, Najafabad Branch, Islamic Azad University, Najafabad, Iran

jabbari.masoud@gmail.com

**Abstract:** This paper presents a new step-down DC-DC converter derived from the family of Switched-Resonator converters (SwRC). Soft-switching conditions are provided for the switches by switching under zero-current (ZCS) at turning-on/off transitions. ZCS technique enables the converter to operate at higher switching frequencies and enhance the converter power density. Moreover, it gives better efficiency with few element count. Due to the turning-off of the resonant diode under ZCS condition, the problem of reverse recovery which is a problematic issue especially in fast diodes, is solved. By employing a simple LC resonant network, soft-switching condition is provided for all the semi-conductor devices. The simulation and experimental results performed by PSpice software show the full-load efficiency at 92.32%.

**Index Terms:** Switch Resonator Converters, buck converter, switching losses, ZCS, soft switching, power supply, DC-DC converter.

۱. مقدمه

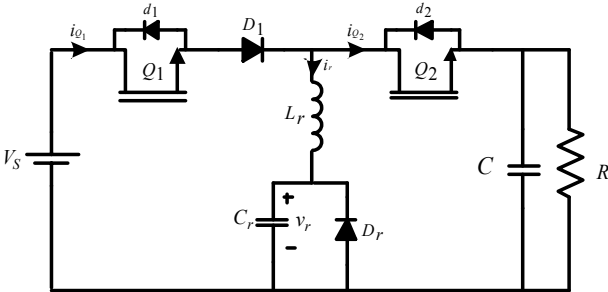
از مبدل‌های سوئیچینگ به طور گسترده برای تبدیل توان استفاده می‌شود. به منظور کاهش تلفات سوئیچینگ و تداخلات الکترومغناطیسی تکنیک‌های سوئیچینگ نرم توسعه یافته‌اند. در شرایط سوئیچینگ نرم فرکانس سوئیچینگ می‌تواند برای بهبود چگالی توان مبدل افزایش یابد. شرایط سوئیچینگ نرم را می‌توان در حالت کلی توسط فرآیند ZVS یا ZCS<sup>۱</sup> به دست آورد. از سه دهه گذشته مبدل‌های سوئیچینگ نرم بسیار رایج شده‌اند. اساساً یک مبدل سوئیچینگ سخت هسته مبدل را تشکیل داده و فرآیند سوئیچینگ نرم با افزودن المانهای کمکی قدرت تحقق می‌یابد [۱]. در مبدل‌های PWM<sup>۲</sup> با قطع جریان توان، کنترل توان تحقق یافته و رگولاسیون توسط کنترل سیکل وظیفه تحقق می‌یابد. با افزودن یک تانک LC، انواع و اقسام مبدل‌های سوئیچینگ نرم تحت عنوان مبدل‌های شبه رزناسی<sup>۴</sup> (QRC) به دست می‌آید [۵]-[۲]. توجه داشته باشید که در عین حالی که در QRC مبدل‌های PWM کنترل توان را انجام می‌دهند، تانک LC اضافه شده شکل جریان و ولتاژ سوئیچ را ایجاد می‌کند.

مبدل‌های رزناسی خانواده دیگری از مبدل‌های سوئیچینگ نرم هستند که در آنها یک شبکه رزناسی به عنوان واسط انتقال توان بکار رفته و رگولاسیون توسط کنترل فرکانس سوئیچینگ انجام می‌شود [۲۱]-[۶]. به منظور بهره‌گیری از مزایای ویژه این طرح برای ارتقاء بعضی از پارامترها، شبکه‌های رزناسی مرتبه بالا نظیر LLC، LCC مورد استفاده قرار می‌گیرد. اما باید توجه کنیم که به موازات آن تعداد المانها افزایش یافته و سیستم هم پیچیده‌تر خواهد شد [۱۴]-[۷]. از دید کلی QRC ها به عنوان مبدل‌های هیبریدی شناخته می‌شوند که مابین PWM و مبدل‌های رزناسی قرار می‌گیرند [۲]. در مبدل‌های سوئیچ خازنی (SCC)<sup>۵</sup> به منظور ذخیره‌سازی انرژی از تعدادی خازن استفاده می‌شود که کنترل توان توسط شارژ و دشارژ متناوب خازن انجام می‌شود. مزیت SCCها که بیشتر مورد اقبال قرار گرفته‌اند سایز کوچک و توان پایین آنهاست. در SCCهای رزناسی برای تحقق شرایط ZCS از یک سلف استفاده می‌شود [۲۲]-[۲۱]. لیکن این کار مشکلات خاص خود را خواهد داشت [۲۳]. مبدل‌های سوئیچ رزانتور (SwRC)<sup>۶</sup> همانند مبدل‌های رزناسی از یک شبکه رزناسی تشکیل شده‌اند که به طور مستقیم به عنوان واسط انتقال انرژی عمل می‌کند. اما همانند QRCها شکل موجهای شبه سینوسی خواهند بود. از طرف دیگر شبکه رزناسی نقش یک المان ذخیره‌کننده انرژی را همانند خازنهای موجود در SCC بازی می‌کند.

این مقاله یک مبدل جدید سوئیچینگ نرم رزناسی از نوع کاهنده را ارائه می‌دهد که المان‌های پس‌یو آن فقط شامل یک تانک رزناسی LC فرکانس بالا و یک خازن فیلترینگ در خروجی می‌باشد. همه المانهای نیمه هادی تحت شرایط سوئیچینگ نرم در لحظات سوئیچینگ روشن و خاموش شدن مستقل از جریان بار و ولتاژ عملکرد عمل می‌کنند. مبدل به گونه‌ای طراحی شده که می‌تواند توان خروجی را محدود کند و به صورت اتوماتیک در برابر اتصال کوتاه خروجی خاموش شود. نتایج آزمایشگاهی از یک نمونه با فرکانس رزناسی ۱۰۰ کیلوهرتز و توان خروجی ۳۳ وات، بی‌نقص بودن عملکرد و تحلیل نظری ارائه شده را تأیید می‌کند.

۲. آنالیز مدار

شکل (۱) توپولوژی مبدل پیشنهادی کاهنده را نشان می‌دهد که توسط دو سوئیچ  $Q_1$  و  $Q_2$ ، یک شبکه رزناسی  $(C_r, L_r)$ ، دیود یکسوساز  $D_r$  و خازن فیلترینگ خروجی  $C$  ساخته شده است. مدار معادل و شکل موجها در حالت پایدار به ترتیب در شکلهای (۲) و (۳) نشان داده شده است.



شکل (۱): توپولوژی مبدل پیشنهادی کاهنده

Fig. (1): Topology of the proposed buck converter

کمیت‌ها به صورت زیر تعریف شده‌اند.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, \quad f_r = \frac{1}{T_r} = \frac{\omega_r}{2\pi} \quad (1)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, \quad r = \frac{R}{Z_r} \quad (2)$$

$$V_r(t) = \frac{v_r(t)}{V_S}, \quad I_r(t) = \frac{i_r(t)}{V_S/Z_r}, \quad A = \frac{V_O}{V_S} \quad (3)$$

که در این روابط  $\omega_r$  فرکانس زاویه‌ای رزناسی،  $f_r$  فرکانس رزناسی،  $Z_r$  امپدانس رزناسی،  $r$  مقاومت بار نرمالیزه شده،  $V_r(t)$  ولتاژ رزناسی نرمالیزه شده و  $I_r(t)$  جریان رزناسی نرمالیزه شده و  $A$  بهره ولتاژ می‌باشد. به منظور تحلیل ساده‌تر، المانهای مدار ایده‌ال فرض شده‌اند و خازن خروجی به قدر کافی بزرگ فرض شده که ولتاژ خروجی در طی یک سیکل سوئیچینگ ثابت فرض شود. جریان اولیه سلف صفر و ولتاژ اولیه خازن رزناسی  $C_r$  برابر  $2V_O$  می‌باشد. مطابق زیر مدار دارای پنج حالت عملکرد می‌باشد.

حالت ۱  $(t_1 - t_2)$ :

در ابتدای این حالت، سوئیچ  $Q_1$  تحت شرایط ZCS روشن می‌شود و دیود  $D_1$  بایاس مستقیم می‌شود و  $C_r$  از طریق رزناس با  $L_r$  شارژ می‌گردد. در لحظه  $t_2$  جریان رزناس به مقدار صفر می‌رسد و در نتیجه سوئیچ  $Q_1$  در شرایط ZCS خاموش می‌شود.

$$I_r(t) = (1 - 2A) \sin(\omega_r(t - t_1)) \quad (4)$$

$$V_r(t) = 1 - (1 - 2A) \cos(\omega_r(t - t_1)) \quad (5)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{K\pi}{\omega_r} = \frac{T_r}{2} \quad (6)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{K\pi}{\omega_r} = \frac{T_r}{2} \quad (7)$$

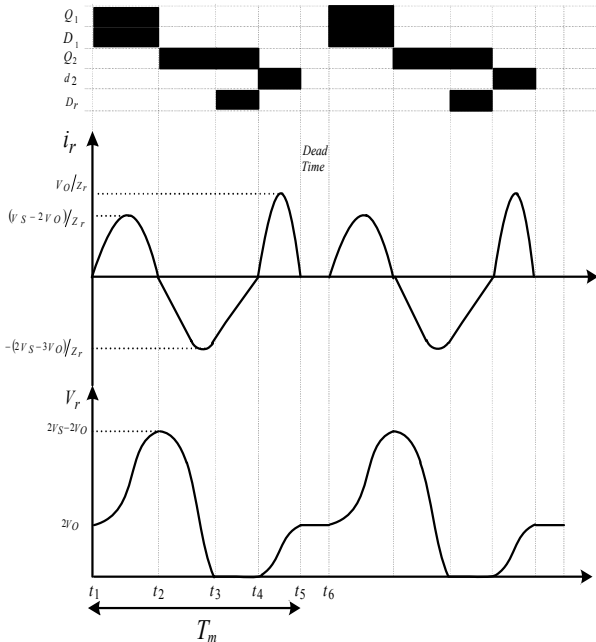
حالت ۲  $(t_2 - t_3)$ :

در لحظه  $t_2$ ، سوئیچ  $Q_2$  تحت شرایط ZCS روشن می‌شود ولی  $D_r$  بایاس معکوس می‌ماند و انرژی ذخیره شده در  $C_r$  به خروجی انتقال داده می‌شود تا  $V_r$  به صفر برسد. به علت وجود سوئیچ  $Q_2$  به صورت ZCS روشن می‌شود.

$$I_r(t) = -(2 - 3A) \sin(\omega_r(t - t_2)) \quad (8)$$

حالت ۵ ( $t_5 - t_6$ ):

در این حالت، تمامی سوئیچها خاموش بوده و بار توسط خازن خروجی تغذیه می‌شود. مدت زمان این وضعیت توسط کنترل کننده تعیین می‌شود، به گونه‌ای که بهره ولتاژ مناسب به دست آید (کنترل زمان مرده).



شکل (۳): شکل موج‌های حالت ماندگار مبدل کاهنده پیشنهادی در شرایط ZCS  
Fig. (3): Steady-state waveforms of the proposed buck converter at ZCS

۳. بهره ولتاژ

در شرایط ماندگار بهره ولتاژ مبدل می‌تواند با پایداری اصل بقای انرژی در طی یک سیکل سوئیچینگ مطابق (۱۹) محاسبه شود. با جایگذاری رابطه (۵) در (۱۹) و ساده‌سازی، رابطه (۲۰) حاصل می‌شود که در آن  $f_s = 1/T_s$  فرکانس سوئیچینگ است.

$$\epsilon_{in} = \epsilon_{out}$$

$$\int_0^{T_s} v_s(t) i_s(t) dt = \frac{V_0^2}{R} T_s \quad (18)$$

$$S = 2RC_r f_s = \frac{A^2}{1-2A} \quad (19)$$

در فقدان زمان مرده (حالت ۵) مبدل قابلیت جابجایی ماکزیمم توان را دارد و همچنین در این شرایط فرکانس سوئیچینگ بیشترین مقدار را داشته و بیشینه بهره ولتاژ  $A = A_m$  در این وضعیت به دست می‌آید. مدت زمان لحظه  $t_1$  تا  $t_5$  با پارامتر  $T_m$  تعریف می‌شود. با استفاده از روابط (۷)، (۱۱)، (۱۴)، (۱۷) رابطه زیر حاصل می‌شود.

$$T_m = \left( \frac{3}{2} - \frac{1}{2\pi} \cos^{-1} \left( \frac{A}{2-3A} \right) + \frac{1}{\pi} \frac{\sqrt{(1-A)(1-2A)}}{A} \right) \quad (20)$$

با جایگذاری  $f_s = T_m^{-1}$  در رابطه (۲۰) حاصل می‌شود. که در واقع  $A_m$  تابعی از  $r$  است. این رابطه برای طراحی مبدل مورد نیاز است.

$$r = \left( \frac{A_m^2}{1-2A_m} \right) \times \left( \frac{3}{2} \pi - \frac{1}{2} \cos^{-1} \left( \frac{A_m}{2-3A_m} \right) + \frac{\sqrt{(1-A_m)(1-2A_m)}}{A_m} \right) \quad (21)$$

$$V_r(t) = A + (2 - 3A) \cos(\omega_r(t - t_2)) \quad (9)$$

$$t_3 - t_2 = \frac{1}{\omega_r} \left[ \pi - \cos^{-1} \frac{A}{2-3A} \right] \quad (10)$$

$$I_r(t_3) = -2\sqrt{(1-2A)(1-A)} \quad (11)$$

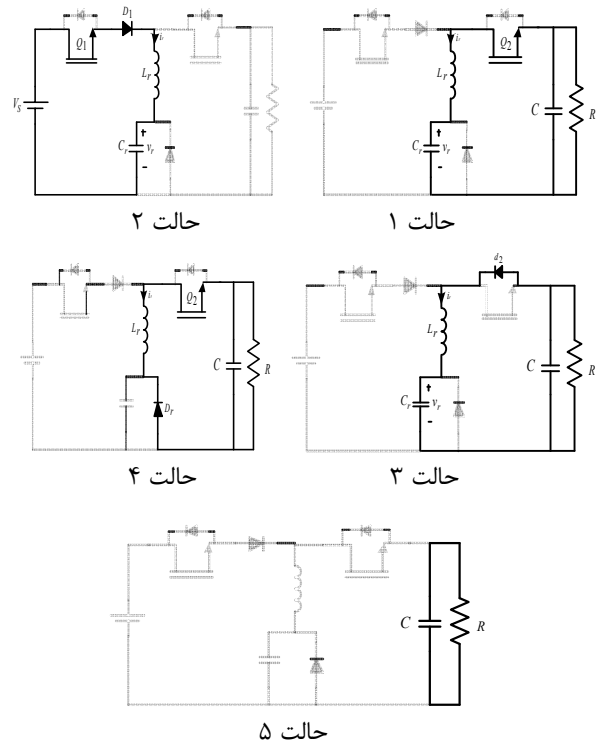
حالت ۳ ( $t_3 - t_4$ ):

هنگامی که  $V_r$  به صفر می‌رسد،  $D_r$  در ZVS، بایاس می‌شود و انرژی مغناطیسی ذخیره شده در سلف  $L_r$  به خروجی تحویل داده می‌شود. اندازه جریان  $I_r$  به صورت خطی کاهش می‌یابد تا در لحظه  $t_4$  به صفر برسد. در این لحظه  $Q_2$  به صورت ZCS خاموش می‌شود. اکنون تمامی انرژی جذب شده به وسیله  $C_r$  در حالت ۱، در خروجی پمپ می‌شود. به دلیل عملکرد  $D_r$  خازن رزنانس  $C_r$  قادر به شارژ شدن به وسیله انرژی ذخیره شده در خازن فیلترینگ خروجی  $C$  نمی‌باشد.

$$I_r(t) = I_r(t_3) + A\omega_r(t - t_3) \quad (12)$$

$$V_r(t) = 0 \quad (13)$$

$$t_4 - t_3 = \frac{2\sqrt{(1-2A)(1-A)}}{A\omega_r} \quad (14)$$



شکل (۲): مدار معادل مبدل کاهنده پیشنهادی  
Fig. (2): Equivalent circuit of the proposed buck converter

حالت ۴ ( $t_4 - t_5$ ):

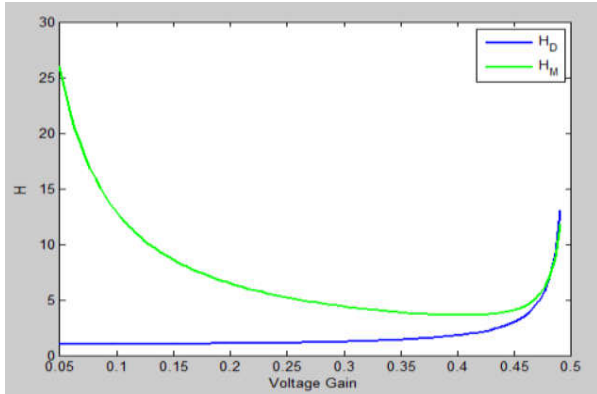
در لحظه  $t_4$  دیود غیر موازی  $Q_2$  در ZVS، بایاس می‌شود و  $C_r$  از طریق رزنانس با  $L_r$  شارژ می‌شود. در لحظه  $t_5$  ولتاژ رزنانس  $V_r$  به  $2V_0$  می‌رسد و  $d_2$  در ZCS خاموش می‌شود.

$$I_r(t) = A \sin(\omega_r(t - t_4)) \quad (15)$$

$$V_r(t) = A(1 - \cos(\omega_r(t - t_4))) \quad (16)$$

$$t_5 - t_4 = \frac{K\pi}{\omega_r} = \frac{T_r}{2} \quad (17)$$

توان ۳۳ وات ماکزیمم توان خروجی مبدل است و در این توان زمان مرده (حالت ۵) وجود ندارد و فرکانس سوئیچینگ ماکزیمم مقدار خود را دارد و سائز المانها کوچکتر است. با توجه به شکل (۴) راندمان در توانهای کمتر از ۳۳ وات بیشتر است ولی در این توانها زمان مرده وجود دارد و فرکانس سوئیچینگ کاهش یافته در نتیجه سائز المانها بزرگتر می‌شود.



شکل (۵): نمودار تلفات هدایتی بر حسب A برای مبدل BUCK-G-BP  
Fig (5):  $H_D$  and  $H_M$  versus A for BUCK-G-BP converter

شکل (۵) نمودار تلفات هدایتی بر حسب A را نشان می‌دهد که نمودار سبز رنگ تلفات هدایتی ماسفت و نمودار آبی تلفات هدایتی دیود در مبدل BUCK-G-BP را نشان می‌دهد.

#### ۵. طراحی مبدل

هدف طراحی مبدلی با بهره ۳۱ / ۰ و توان خروجی ۳۳ وات می‌باشد. به دلیل استاندارد بودن ولتاژ ۴۸ ولت، این مقدار را برای ولتاژ ورودی در نظر می‌گیریم. به این ترتیب مقادیر معلوم زیر را برای طراحی در اختیار داریم:

$$\begin{aligned} A &= 0.31 \\ V_S &= 48 \text{ volt} \\ V_O &= 15 \text{ volt} \\ P_{\text{outmax}} &= 33 \text{ watt} \\ r &= 1.4847 \end{aligned}$$

با در اختیار داشتن روابط زیر می‌توان سایر مقادیر مورد نیاز برای سایر المانها را محاسبه کرد:

$$R_{\min} = \frac{V_O^2}{P_{\text{outmax}}} \quad (28)$$

$$Z_r = \frac{R_{\min}}{r} \quad (29)$$

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

با داشتن مقادیر معلوم و جایگذاری در روابط فوق به مقادیر زیر خواهیم رسید:

$$\begin{aligned} R_{\min} &= 8.25 \Omega \\ Z_r &= 5.051 \Omega \\ L_r &= 8.3 \mu\text{H} \\ C_r &= 319 \text{ nF} \end{aligned}$$

در مدار اتصال کوتاه خروجی، مقدار A صفر است و بنابراین مطابق با رابطه (۲۱) مقدار  $T_m$  بینهایت می‌شود. از آنجایی که  $T_m$  کمترین زمان سوئیچینگ است انتقال توان وقتی خروجی اتصال کوتاه می‌شود به طور اتوماتیک متوقف می‌شود (حفاظت در برابر اتصال کوتاه).

#### ۴. راندمان مدار

راندمان توسط معادله (۲۲) بیان می‌شود که در اینجا  $\epsilon_{\text{in}}$  و  $\epsilon_{\text{loss}}$  به ترتیب مبین انرژی ورودی به مبدل و انرژی اتلافی هستند. و نکته قابل توجه این است که هر دو مربوط به یک سیکل سوئیچینگ هستند. پارامتر H در این معادله مبین تلفات نرمالیزه شده است. عموماً پارامتر H حاوی سه جمله  $H_a$  (اکتیو)،  $H_p$  (پسیو)،  $H_c$  (خازنی) است. تلفات در معادله (۲۳) بیان می‌شود.

$$\eta = \frac{\epsilon_{\text{in}} - \epsilon_{\text{loss}}}{\epsilon_{\text{in}}} = 1 - H \quad H = \frac{\epsilon_{\text{loss}}}{\epsilon_{\text{in}}} \quad (22)$$

$$\begin{cases} H_a = \frac{V_Y}{V_O} \times H_I + \frac{R_Y}{Z_r} \times H_M + \frac{V_D}{V_O} H_D \\ H_p = \frac{R_Y}{Z_r} \times H_M \end{cases} \quad (23)$$

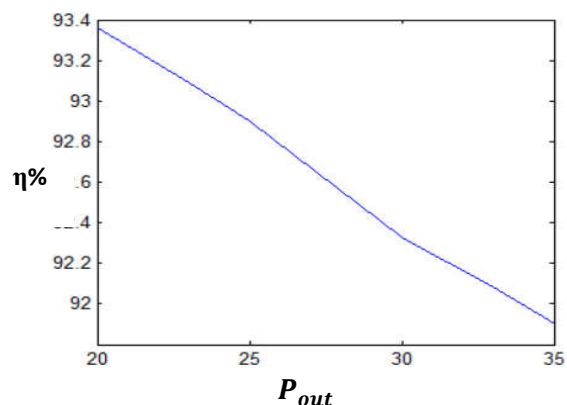
$H_a$  نشان‌دهنده تلفات هدایتی المانهای اکتیو می‌باشد. یک مدل کلی برای نشان دادن رفتار سوئیچ در حالت روشن بودن بدین صورت است که یک منبع ولتاژ  $V_Y$  (افت ولتاژ هدایتی دیود) به طور سری با یک مقاومت  $R_Y$  (مقاومت روشنایی) قرار گیرد. انرژی اتلافی در  $R_Y$  به وسیله  $H_M$  به دست می‌آید. برای به دست آوردن  $H_M$  باید مقدار موثر  $I_r$  (rms) محاسبه شود از آنجایی که نتایج تحلیلی پیچیده هستند لذا از روش curve-fitting برای ساده‌سازی استفاده می‌شود که در معادله (۲۵) آمده است. در معادله (۲۴) افت ولتاژ مستقیم روی  $D_r$  است. در عمل یک مقاومت  $R_r$  به طور سری با  $L_r$  قرار گرفته است که در واقع انرژی اتلافی در این سلف را مدل‌سازی می‌کند (شامل تلفات مسی و هسته‌ای).  $R_r$  عامل اصلی تلفات پسیوی است که در معادله (۲۴) نشان داده شده است.

$$\epsilon_{\text{in}} = 2V_S^2(1 - 2A)C_r \quad (25)$$

$$H_D = \frac{(1-A)^2}{1-2A} \quad (26)$$

$$H_M \cong \frac{2A^2 - 0.6096A + 1.335}{A + 0.0004} \quad (27)$$

راندمان به دست آمده برای این مبدل برابر با ۳۲ / ۹۲٪ می‌باشد که راندمان قابل‌توجهی است. نمودار راندمان بر حسب توان خروجی در شکل (۴) ترسیم شده است.



شکل (۴): نمودار راندمان بر حسب توان خروجی  
Fig. (4): Efficiency versus output power

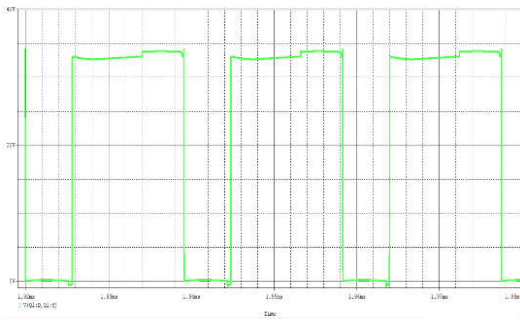
### ۶. نتایج آزمایشگاهی

به منظور مقایسه نتایج تئوری با نتایج پیش‌بینی شده در این مبدل از شکل (۱) استفاده شده است که در آن از مقاومت بار ۷/۵ اهم استفاده شده است. فرکانس رزونانسی ۱۰۰ کیلو هرتز در نظر گرفته شده است. تلفات هدایتی متناسب با ولتاژ بایاس مستقیم دیود می‌باشد که می‌توان با بکارگیری دیودهای شاتکی میزان این تلفات را تقلیل داد. در جدول (۱) پارامترهای مدار لیست شده‌اند. به منظور شبیه‌سازی مدار از نرم‌افزار PSpice استفاده شده است. نتایج عملی و شبیه‌سازی با یکدیگر مورد مقایسه قرار گرفته‌اند.

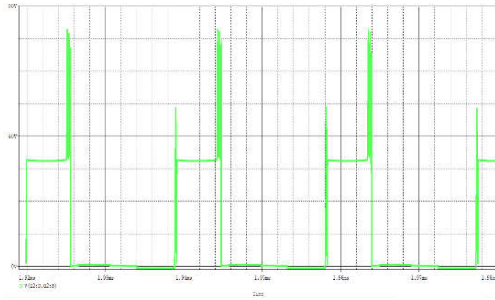
Table (1): Circuit specifications

جدول (۱): پارامترهای مدار

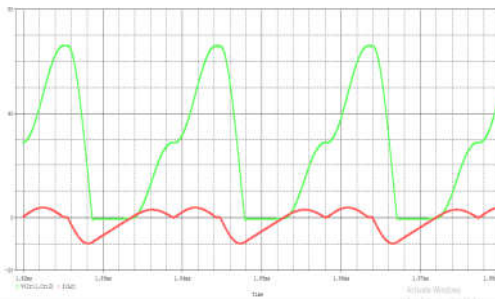
Input voltage $V_S$	48V
Resonant frequency $f_r$	100KHZ
Switching frequency $f_s$	52.1KHZ
Resonant inductor $L_r$	8.3 $\mu$ H
Resonant capacitor $C_r$	324nF
$P_{out,max}$	33W
Output resistor R	7.5 $\Omega$
Output voltage $V_O$	15V
Filter capacitor $C_O$	220 $\mu$ F



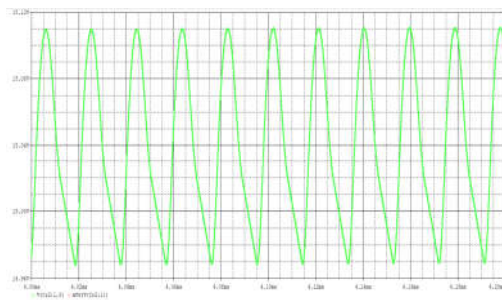
شکل (۸): شکل موج ولتاژ درین سورس سوئیچ  $Q_1$   
(vertical scale: 20V/div, time scale: 10 $\mu$ s/div)  
Fig. (8): Drain-source voltage of  $Q_1$



شکل (۹): شکل موج ولتاژ درین سورس سوئیچ  $Q_2$   
(vertical scale: 40V/div, time scale: 10 $\mu$ s/div)  
Fig. (9): Drain-source voltage of  $Q_2$



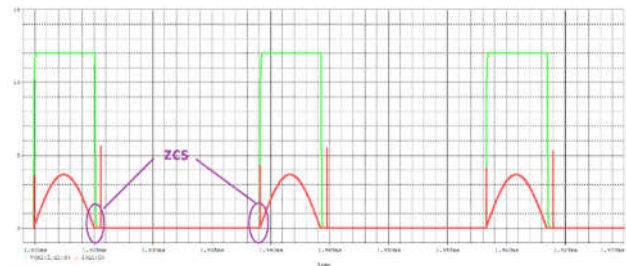
شکل (۱۰): شکل موج جریان (پایین) و ولتاژ رزونانسی (بالا)  
(vertical scale: 40V/div or 40A/div, time scale: 10 $\mu$ s/div)  
Fig. (10): Resonant current (down) and resonant voltage(top)



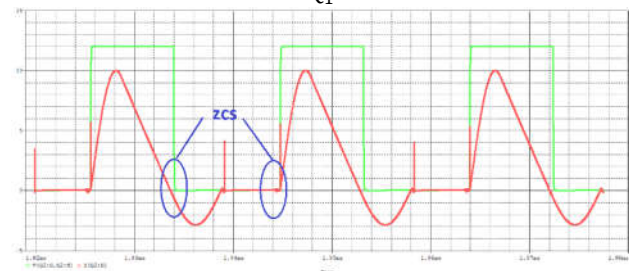
شکل (۱۱): شکل موج ریبیل ولتاژ خروجی  
(vertical scale: 0.04V/div, time scale: 0.02ms/div)  
Fig. (11): Output voltage ripple

دلیل وجود جهش‌ها در شکل‌های (۶) و (۷) وجود سلف نشتی در طول مسیر سیم‌ها است که در لحظات گذار اثرات آنها دیده می‌شود. شکل‌های (۱۲) تا (۲۰) شکل موج‌های عملی را نشان می‌دهد.

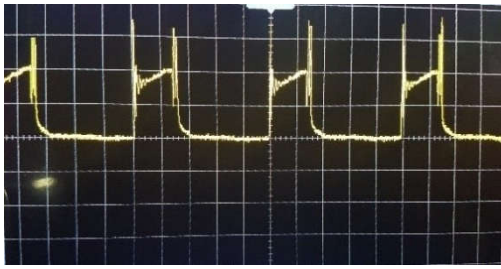
شکل‌های (۶) تا (۱۱) شکل موج‌های شبیه‌سازی شده را نشان می‌دهد.



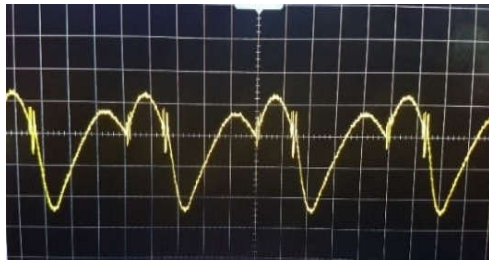
شکل (۶): شکل موج جریان (سینوسی) و ولتاژ گیت سورس (پالسی) سوئیچ  $Q_1$   
(vertical scale: 5V/div or 5A/div, time scale: 5 $\mu$ s/div)  
Fig. (6): Current (sinusoidal) and gate-source voltage (pulse) of  $Q_1$



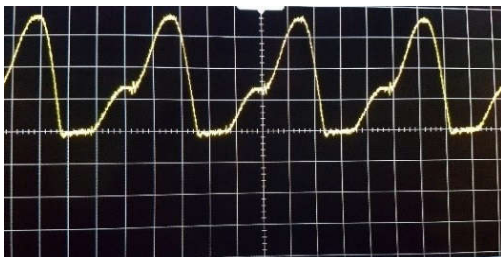
شکل (۷): شکل موج جریان (سینوسی) و ولتاژ گیت سورس (پالسی) سوئیچ  $Q_2$   
(vertical scale: 5V/div or 5A/div, time scale: 10 $\mu$ s/div)  
Fig. (7): Current (sinusoidal) and gate-source voltage (pulse) of  $Q_2$



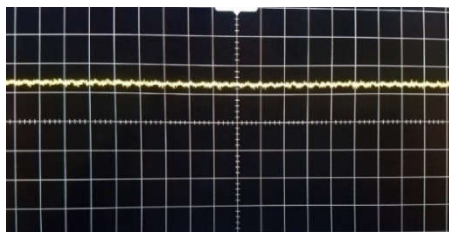
شکل (۱۷): شکل موج ولتاژ درین سورس سوئیچ دوم  
(vertical scale: 20V/div, time scale: 4μs/div)  
Fig. (17): Resonant voltage waveform



شکل (۱۸): شکل موج جریان رزنانسی  
(vertical scale: 1A/div, time scale: 4μs/div)  
Fig. (18): Output voltage waveform

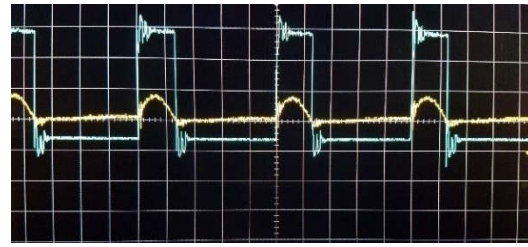


شکل (۱۹): شکل موج ولتاژ رزنانسی  
(vertical scale: 20V/div, time scale: 4μs/div)  
Fig. (19): Gate-driver circuit

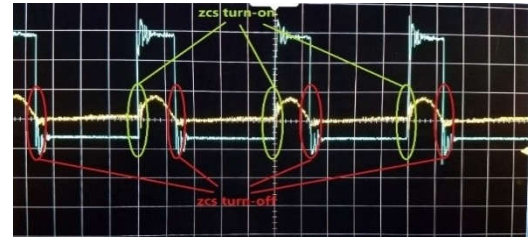


شکل (۲۰): شکل موج ولتاژ خروجی  
(vertical scale: 10V/div, time scale: 40μs/div)  
Fig. (20): Prototype converter and its load

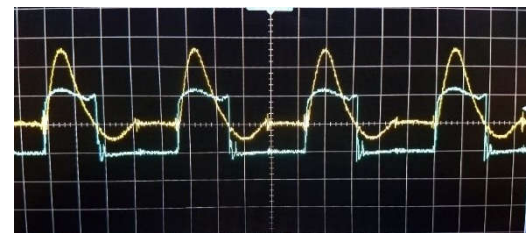
دلیل وجود جهش‌های ولتاژ در شکل (۱۷) شارژ و دشارژ شدن خازن خروجی ماسفتها در لحظات گذار می‌باشد. شکل‌های (۱۹) و (۲۰) مدار تحریک گیت سوئیچها و مبدل ساخته شده به همراه بار را نشان می‌دهد. همانطور که در شکل‌های (۱۲) و (۱۴) مشاهده می‌گردد، قبل از اینکه پالس روشن شدن به گیت سوئیچها اعمال شود، جریان آنها صفر شده است. لذا سوئیچها تحت شرایط کلیدزنی در جریان صفر (ZCS) روشن می‌گردند. در لحظه خاموش شدن نیز سوئیچها به صورت نرم و باز هم در جریان صفر (ZCS) خاموش شده‌اند.



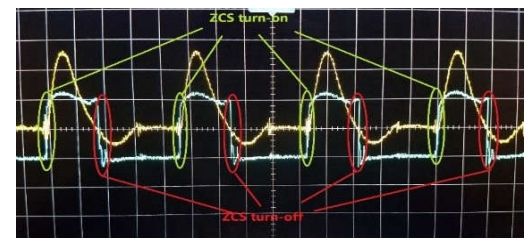
شکل (۱۲): شکل موج جریان (سینوسی) و ولتاژ گیت سورس (پالسی) سوئیچ اول  
(vertical scale: 1A/div and 5V/div, time scale: 4μs/div)  
Fig. (12): Current (sinusoidal) and gate-source voltage (pulse) of  $Q_1$



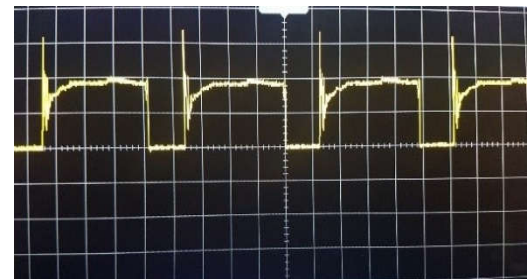
شکل (۱۳): شکل نشان دهنده شرایط ZCS برای سوئیچ اول  
(vertical scale: 1A/div and 5V/div, time scale: 4μs/div)  
Fig. (13): Figure represents the condition zcs of  $Q_1$



شکل (۱۴): شکل موج جریان (سینوسی) و ولتاژ گیت سورس (پالسی) سوئیچ دوم  
(vertical scale: 1A/div and 5V/div, time scale: 4μs/div)  
Fig. (14): Current (sinusoidal) and gate-source voltage (pulse) of  $Q_2$



شکل (۱۵): شکل نشان دهنده شرایط ZCS برای سوئیچ دوم  
(vertical scale: 1A/div and 5V/div, time scale: 4μs/div)  
Fig. (15): Figure represents the condition zcs of  $Q_2$



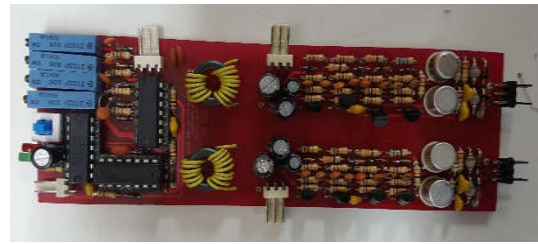
شکل (۱۶): شکل موج ولتاژ درین سورس سوئیچ اول  
(vertical scale: 20V/div, time scale: 4μs/div)  
Fig. (16): Resonant current waveform

سوئیچینگ نرم را برای تمامی المانهای نیمه‌هادی تأیید می‌کند. راندمان به دست آمده برای این مبدل ۳۲ / ۹۲٪ می‌باشد. این مبدل می‌تواند برای مراکز داده‌پردازی جهت تغذیه بلوکهای VRM مورد استفاده قرار بگیرد.

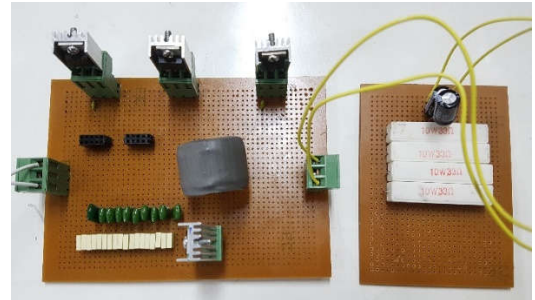
Table (2): Comparison between the proposed converter and several other converters

جدول (۲): مقایسه بین مبدل پیشنهادی و چند مبدل دیگر

استرس ولتاژ (سوئیچها) (V)	توان خروجی (W)	تعداد سوئیچ	راندمان	مبدل پیشنهادی
۸۰	۳۳	۲	۹۲/۳٪	مبدل پیشنهادی
۱۰۰	۲۰۰	۲	۹۲٪	BUCK-G SWRC[31]
۱۵۰	۱K	۱	۸۲/۹٪	مبدل پیشنهاد شده [۲۴]
۲۵۰	۵۰۰	۴	۹۲/۶٪	مبدل پیشنهاد شده [۲۵]
۱۵۰	۱۰	۴	۸۶٪	مبدل پیشنهاد شده [۲۶]
۲۰۰	۴۸۰	۴	۹۴/۶٪	مبدل پیشنهاد شده [۲۷]
۲۵۰	۵۰۰	۴	۹۳/۴٪	مبدل پیشنهاد شده [۲۸]
۲۵۰	۴۰۰	۴	۹۳/۴٪	مبدل پیشنهاد شده [۲۹]
۴۰	۳۰	۵	۹۱/۵٪	مبدل پیشنهاد شده [۳۰]



شکل (۲۱): مدار تحریک گیت سوئیچ ها  
Fig. (21): Circuit gate switch injection



شکل (۲۲): مبدل ساخته شده به همراه بار  
Fig. (22): Built-in converter with load

بر اساس شکل‌های فوق می‌توان گفت شکل موجهای شبیه‌سازی با نتایج مدار آزمایشی منطبق هستند. از نتایج اندازه‌گیری شده می‌توان فهمید که ماکزیم راندمان تبدیل انرژی به دست آمده در این طرح جدید به ۳۲ / ۹۲٪ رسیده است. طرح پیشنهاد شده را می‌توان به صورت مناسبی در کاربردهای تبدیل DC-DC با توان کم در محصولات الکترونیک قدرت استفاده کرد. در جدول (۲) یک مقایسه بین مبدل مقاله و چند مبدل دیگر از جهت استرس ولتاژ و تعداد سوئیچها و راندمان آورده شده است.

#### پی‌نوشت:

1. Zero Voltage Switching
2. Zero Current Switching
3. Pulse Width Modulation
4. Quasi Resonant Converter
5. Switch Capacitor Converter
6. Switched-Resonator Converter

#### ۷. نتیجه

در این مقاله یک مبدل کاهنده از خانواده مبدلهای سوئیچ رزوناتور (SwRC) با بهره ولتاژ مثبت و بازده بالا ارائه شده است. تمامی المانها توسط یک شبکه رزنانسی LC تحت شرایط ZCS عمل می‌کنند. همه المانهای نیمه‌هادی در شرایط سوئیچینگ نرم عمل می‌کنند که بازده بالا و EMI پایین را نتیجه می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی و عملی شرایط

#### References

- [1] N.Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, "Power electronics: converters, applications, and design", 3<sup>rd</sup> ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2002.
- [2] K.H. Liu, R. Oruganti, F.C. Lee, "Quasi-resonant converters – topologies and characteristics", IEEE Trans. On Power Electronincs., Vol. 2, No. 1, pp. 62–71, Jan 1987 (doi: 10.1109/TPEL.1987.4766333).
- [3] M. Jabbari, "Unified analysis of switched-resonator converters", IEEE Trans. On Power Electronincs, Vol. 2, No. 1, pp. 1364–1376, May 2011 (doi:10.1109/TPEL.2010.2079954).
- [4] D. Maksimovic, S. Cuk, "A general approach to synthesis and analysis of quasi-resonant converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 2, No. 1, pp. 127–140, Jan. 1991 (doi:10.1109/63.65011).
- [5] D. Maksimovic, S. Cuk, "Constant –frequency control of quasi –resonant converters," IEEE Trans. On Power Electronincs., Vol. 6, No. 1, pp. 141–150, Jan 1991 (doi: 10.1109/63.65012).
- [6] E.E. Buchanan, E.J. Miller: "Resonant switching power conversion technique," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 188-193, June 1975 (doi: 10.1109/PESC.1975.7085581)
- [7] M. B. Borage, K. V. Nagesh, M. S. Bhatia, S. Tiwari, "Characteristics and design of an asymmetrical duty-cycle-controlled LCL-T resonant converter," IEEE Trans. On Power Electronincs., Vol. 24, No. 10, pp. 2268–2275, Oct 2009 (doi: 10.1109/TPEL.2009.2022627).

- [8] C. L. Chia and K. K. Sng, "A novel robust control method for the series-parallel resonant converters," *IEEE Trans. On Power Electronincs.*, Vol. 2, No. 1, pp. 1896-1904, Aug 2009 (doi: 10.1109/TPEL.2009.2017536).
- [9] M. P. Foster, C. R. Gould, A. J. Gilbert, D. A. Stone and C. M. Bingham, "Analysis of CLL voltage-output resonant converters using describing functions," *IEEE Trans. On Power Electronincs.*, Vol. 23, No. 4, pp. 1772-178, July 2008 (doi: 10.1109/TPEL.2008.924835).
- [10] F. Dianbo, F. C. Lee, Q. Yang, and F. Wang, "A novel high-power -density three-level LCC resonant converter with constant-power factor control for charging applications," *IEEE Trans. On Power Electronincs.*, Vol. 23, No. 5, pp. 2411-2420, Spt 2008 (doi: 10.1109/TPEL.2008.2002052).
- [11] D. Fu, Y. Liu, F. C. Lee, M. Xu, "A novel driving scheme for synchronous rectifiers in LLC resonant converters," *IEEE Trans. On Power Electronincs.*, Vol. 5, No. 5, pp. 1321-1329, May 2009 (doi: 10.1109/TPEL.2009.2012500).
- [12] D. Fu, B. Lu, and F. C. Lee, "1 MHz high efficiency LLC resonant converters with synchronous rectifier," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 2404-2410, June 2007 (doi: 10.1109/PESC.2007.4342388).
- [13] M. Jabbari, H. Farzanehfard: "Family of soft switching resonant dc-dc converters," *IET Power Electron*, Vol. 2, No. 2, pp. 113-124, March 2009 (doi: 10.1049/iet-pel:20080027).
- [14] Y.P.B. Yeung, K.W.E. Cheng, S.L. Ho, K.K. Law, D. Sutanto: "Unified analysis of switched- capacitor resonant converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics.*, Vol. 51, No. 4, pp. 864-873, Aug 2004 (doi: 10.1109/TIE.2004.831743).
- [15] K.K. Law, K.W.E. Cheng, Y.P.B. Yeung: "Design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems.*, Vol. 52, No. 5, pp. 943-948, May 2005 (doi: 10.1109/TCSI.2004.840482).
- [16] M. Jabbari H. Farzanehfard, "Resonant inverting-buck converter," *IET Power Electron*, Vol. 3, No. 4, pp. 571-577, July 2010 (doi: 10.1049/iet-pel:20080027).
- [17] M. Jabbari H. Farzanehfard, "Analysis and experimental results of switched-resonator-based buck-boost and inverting-buck converters", *Proceeding of the IEEE/PEDG*, pp.412-416, Hefei, China, June 2010 (doi: 10.1109/PEDG.2010.5545775).
- [18] A.K.S. Bhat: "Analysis and design of a series-parallel resonant converter," *IEEE Trans. On Power Electronincs.*, Vol. 8, No. 1, pp. 1-11, Jan 1993 (doi: 10.1109/TPEL.2009.2017536).
- [19] E.E. Buchanan, E.J. Miller: "Resonant switching power conversion technique," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 188-193., June 1975 (doi: 10.1109/PESC.1975.7085581).
- [20] A.Ioinovici, H.S.H. Chung, M.S. Makowski, C.K. Tse: "Comments on unified analysis of switched- capacitor resonant converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems.*, Vol. 54, No. 1, pp. 684-685, Feb 2007 (doi: 10.1109/TCSI.2004.840482).
- [21] M. Shoyama, T. Naka, T. Ninomial: "Resonant switched capacitor converter with high efficiency," *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp 3780-3786., June 2004 (doi: 10.1109/PESC.2004.1355143).
- [22] Y.P.B. Yeung, K.W.E. Cheng, D. Sutanto, S.L. Ho: "Zero-current switching switched-capacitor quasi resonant step-down converter," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 152, No. 6, pp. 111-121 Nov 2005 (doi: 10.1049/ip-epa:20050138).
- [23] K.W.E. Cheng: "Zero-current-switching switched-capacitor converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Vol. 148, No.5, pp. 403-409 Sep 2001 (doi: 10.1049/ip-epa:20010516).
- [24] M. Madsen, A. Knott and M. A. E. Andesen "Low power very high frequency resonant converter with high step-down ratio," *IET Power Electron*, Vol. 27, No. 8, pp. 3568-3575, Sept 2013 (doi: 10.1109/AFRCON.2013.6757595).
- [25] C. Tasi Pan, C. Feng Chuang, C. Chi Chu and H. Chien Cheng "A novel transformer less interleaved four-phase high step-down DC converter with low switch voltage stress," *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA).*, May 2014 (doi: 10.1109/IPEC.2014.6869981).
- [26] M. Uno "PWM switched capacitor voltage divider with high step-down ratio," *IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS).*, Vol. 54, No. 1, pp. 684-685, April 2013 (doi: 10.1109/PEDS.2013.6527215).
- [27] M. Esteki, N. Einabadi, E. Adib and H. Farzanehfard "A high step-down DC-DC converter with low switch voltage stress and extremely low output current ripple," *7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC).*, Feb 2016, (doi: 10.1109/PEDSTC.2016.7556851).
- [28] S. Hung Lio "Bidirectional DC-DC converter with high step-down and step-up voltage conversion ratio," *IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC).*, Dec 2016. (doi: 10.1109/SPEC.2016.7846082).
- [29] C. Tasi Pan, C. Feng Chuang, C. Chi Chu and H. Chien Cheng "A novel transformer less interleaved high step-down DC converter with low switch voltage stress," *IEEE Transactions on Power Electronics.*, Vol. 31, No. 1, pp. 406-417, Jan 2016 (doi: 10.1109/TPEL.2015.2400991).
- [30] O. Kirshenbiom "High efficiency non-isolated converter with very high step-down conversion ratio," *IEEE Transactions on Power Electronics.*, Vol. 32, No. 5, pp. 3683 - 3690, July 2016 (doi: 10.1109/TPEL.2016.2589321).
- [31] M. Jabbari, "Unified Analysis of Switched-Resonator Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics.*, Vol. 26, No. 5, pp. 1364-1376, May 2016 (doi: 10.1109/TPEL.2010.2079954).