شبیه سازی و ساخت یک مبدل غیر ایزوله کاهنده در شرایط ZCS

ناهید همتیان نجف‌آبادی[۱] – مسعود جباری[۲]

(۱) کارشناس ارشد – دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف‌آباد

(۲) استادیار – دانشکده برق، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد نجف‌آباد

تاریخ دریافت: زمستان ۱۳۹۱ تاریخ پذیرش:پاییز ۱۳۹۲

خلاصه: در این مقاله یک مبدل رزنانسی کاهنده با بهره ولتاژمنفی و بازده بالا ارائه شده است. مبدل پیشنهادی ولتاژ ورودی را معکوس و کاهش می‌دهد. از تکنیک ZCS به منظور کاهش تلفات سوئیچینگ و تداخلات الکترومغناطیسی استفاده شده است. به منظور فراهم کردن شرایط سوئیچینگ نرم برای تمام المان‌های نیمه هادی، شبکه رزنانسی LLC مورد استفاده قرار گرفته است. نتایج عملی، بی‌نقص بودن عملکرد مبدل پیشنهادی و همچنین درستی آنالیز تئوری را تائید می‌کند.

کلمات کلیدی: مبدل کاهنده معکوس، سوئیچینگ نرم، تبدیل توان رزنانسی، ZCS، منبع تغذیه.

Simulation and Implementation a Non-Isolated Buck Converter at ZCS Condition

Nahid Hematian[(1)] – Masoud Jabari[(2)]

(1) MSc - Electrical Engineering Department, Najafabad Branch, Islamic Azad University
mrshematian@yahoo.com

(2) Assistant Professor - Electrical Engineering Department, Najafabad Branch, Islamic Azad University
jabbari.univ@gmail.com

A new soft-switching resonant inverting-buck converter with high efficiency is presented. The proposed converter steps down and inverts the input voltage. The zero-current-switching (ZCS) technique is employed to reduce switching losses and Electromagnetic Interferences (EMI). An LLC resonant network is utilized to provide soft-switching conditions for all semiconductor devices. Experimental results verify the integrity of the proposed converter operation and the presented theoretical analysis.

Index Terms: Inverting- buck converter; soft-switching; resonant power conversions; ZCS; power supply.

۱- مقدمه:

مبدل‌های سوئیچینگ به طور گسترده برای تبدیل توان DC-DC به کار برده می‌شوند زیرا که در این مبدل‌ها، فرکانس عملکرد به طور قابل ملاحظه‌ای افزایش یافته و در نتیجه آن اندازه و وزن مبدل کاهش می‌یابد. تقویت کننده‌های عملیاتی، حافظه‌های دینامیکی فقط خواندنی، میکروپروسسورها، سیستم‌های اکتساب داده و ماژول‌های ارتباطات راه دور، از جمله تجهیزات و سیستم‌هایی هستند که در آنها یک منبع رگوله شده با ولتاژ منفی مورد نیاز می‌باشد. در این کاربردها، بسیار لازم است که تلفات و اندازه مبدل کاهش یافته و ایزولاسیون مورد نیاز نمی‌باشد.

تکنیک‌های سوئیچینگ نرم به منظور کاهش تلفات سوئیچینگ و تداخلات الکترومغاطیسی (EMI) توسعه پیدا کردند. در شرایط سوئیچینگ نرم می‌توان فرکانس سوئیچینگ را افزایش داد که همین امر باعث افزایش چگالی توان مبدل می‌شود. این شرایط عموماً با تکنیک‌های ZVS و یا ZCS به دست می‌آید [۲۰-۱].

برای فراهم کردن یک ولتاژ منفی رگوله شده، مبدل افزاینده کاهنده با مدولاسیون پهنای باند و مبدل‌های سوئیچ خازنی به طور کلاسیک به کار برده می‌شوند.

مبدل‌های افزاینده – کاهنده شبه رزنانسی، خانواده‌ای از مبدل‌های سوئیچینگ نرم افزاینده – کاهنده با مدولاسیون پهنای باند می‌باشند که در آنها از تانک رزنانسی فرکانس بالا به منظور کاهش تلفات سوئیچینگ استفاده شده است. مزیت اصلی این تکنیک المان‌های اضافی کمتر می‌باشد. به هر حال دو سلف مورد نیاز است که سلف اصلی مبدل نسبتاً بزرگ می‌باشد. علاوه بر این، استرس ولتاژ سوئیچ بیشتر از مبدل‌های با مدولاسیون پهنای باند (PWM) است [۵-۲].

مبدل‌های سوئیچ خازنی (SCCs) برای طراحی تراشه‌ها جالب هستند زیرا که در آنها از جزء مغناطیسی استفاده نشده است. عیب اصلی این مبدل‌ها اسپایک جریان است که علت آن، شارژ و دشارژ خازن‌های مدار از طریق فقط مقاومت‌های پارازیتی سوئیچ‌ها، می‌باشد. جابجایی توان خیلی کم و EMI زیاد از نتایج این نوع عملکرد می‌باشند [۷،۶].

مبدل‌های سوئیچ خازنی رزنانسی (RSCs) خانواده دیگری از مبدل‌های SCC می‌باشند که در آنها جریان سوئیچ‌ها، با قرار دادن یک سلف کوچک به صورت سری با خازن‌های سوئیچینگ کنترل می‌شود [۱۳-۶]. هر چند در این مبدل‌ها نه تنها بهره ولتاژ مبدل قابل تنظیم نمی‌باشد [۱۳]، بلکه با تغییرات بار عوض می‌شود [۹]. برای فراهم کردن یک بهره ولتاژ کوچک، بایستی از دیودها و خازن‌های زیادی استفاده کرد که این امر باعث افزایش اندازه، قیمت و تلفات هدایتی می‌گردد [۸،۹].

مبدل‌های رزنانسی، خانواده‌ای از مبدل‌های سوئیچینگ نرم می‌باشند که درآنها انرژی ازطریق یک تانک رزنانسی فرکانس بالا انتقال می‌یابد و سوئیچینگ در لحظات عبور صفر جریان و یا ولتاژ انجام می‌پذیرد. مزیت اصلی مبدل‌های رزنانسی کاهش چشمگیر در سایز المان‌های پسیو می‌باشد [۱۸-۱،۶].

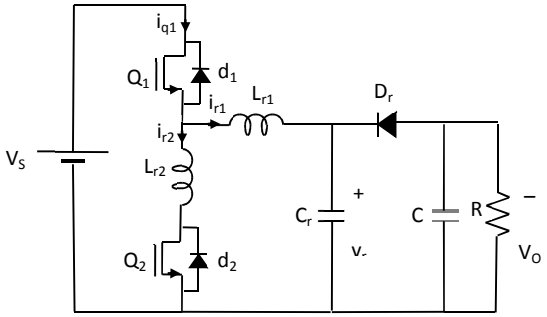
در مبدل‌های رزنانسی سری(SRC) المان‌های پسیو مبدل شامل فقط یک تانک رزنانسی فرکانس بالا و یک خازن فیلترینگ در خروجی می‌باشد [۱۵،۱۴] محدودیت اصلی و مهم مبدل‌های رزنانسی مرسوم این است که زمین مشترک بین ترمینال‌های ورودی و خروجی وجود ندارد. از اینرو این مبدل‌ها بیشتر برای اهداف ایزوله شده به کار برده می‌شوند. استفاده از یک ترانسفورمر به منظور ایجاد زمین مشترک، برای کاربردهای فوق الذکر به نظر غیر منطقی می‌رسد.

این مقاله یک مبدل جدید سوئیچینگ نرم رزنانسی از نوع کاهنده با پلاریته ولتاژ خروجی منفی را ارائه می‌دهد. المان‌های پسیو فقط شامل یک تانک رزنانسی LLC فرکانس بالا و یک خازن فیلترینگ در خروجی می‌باشد. از آنجایی که مبدل پیشنهادی زمین مشترک بین ترمینال‌های ورودی و خروجی دارد، برای کاربردهای غیر ایزوله مناسب است همه المان‌های نیمه هادی تحت شرایط سوئیچینگ نرم در لحظات سوئیچینگ روشن و خاموش شدن مستقل از جریان بار و ولتاژ عملکرد عمل می‌کنند. بر خلاف مبدل‌های RSCs، بهره ولتاژ قابل تنظیم و تعداد المان‌های کمتری به کار برده شده است. در مقایسه با مبدل‌های ذکر شده در [۲۰]-[۱۹] یک سلف رزنانسی کوچک اضافه شده است (LLC)؛ اگر چه تعداد دیودها از ۴ عدد در [۱۹] به یک عدد در این مقاله کاهش پیدا کرده است که همین امر تلفات هدایتی کمتر و هزینه پایین‌تر را نتیجه می‌دهد. علاوه بر این سلف اضافه شده، مانع به وجود آمدن اسپایک جریان در بازوی پل مرسوم (که به علت پدیده بازیافت معکوس شدید در دیودهای موازی – معکوس سوئیچ‌ها به وجود می‌آیند) می‌شود.

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 10 W/100 KHZ، بی نقص بودن عملکرد و آنالیز تئوری ارائه شده را تائید می‌کند.

۲- آنالیز مبدل در فضای زمان

شکل (۱) توپولوژی مبدل پیشنهادی معکوس کننده باک را نشان می‌دهد که توسط دو سوئیچ Q_1 ،Q_2، یک شبکه رزنانسی LLC (C_r، L_{r2}، L_{r1})، 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 باک
Fig. (1): Proposed buck converter topology

کمیت‌ها به صورت زیر تعریف شده‌اند.

$$L_r = L_{r1} + L_{r2} \quad , \quad \alpha = \frac{L_{r1}}{L_r} \tag{۱}$$

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad , \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \tag{۲}$$

$$A = \frac{V_o}{V_s} \tag{۳}$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \text{ و } r = \frac{R}{Z_r}$$

$$I_{r1}(t) = \frac{i_{r1}(t)}{V_s / Z_r} \tag{۴}$$

$$V_r(t) = \frac{v_r(t)}{V_s} \text{ و}$$

به منظور تحلیل ساده‌تر، المان‌های مدار ایده ال فرض شده‌اند و خازن خروجی به قدر کافی بزرگ فرض شده که ولتاژ خروجی در طی یک سیکل سوئیچینگ ثابت فرض شود. جریان اولیه همه سلف‌ها صفر و ولتاژ اولیه خازن رزنانسی C_r برابر V_O می‌باشد. مطابق زیر مدار دارای پنج مد عملکرد می‌باشد.

مد ۱ (t_0-t_1):

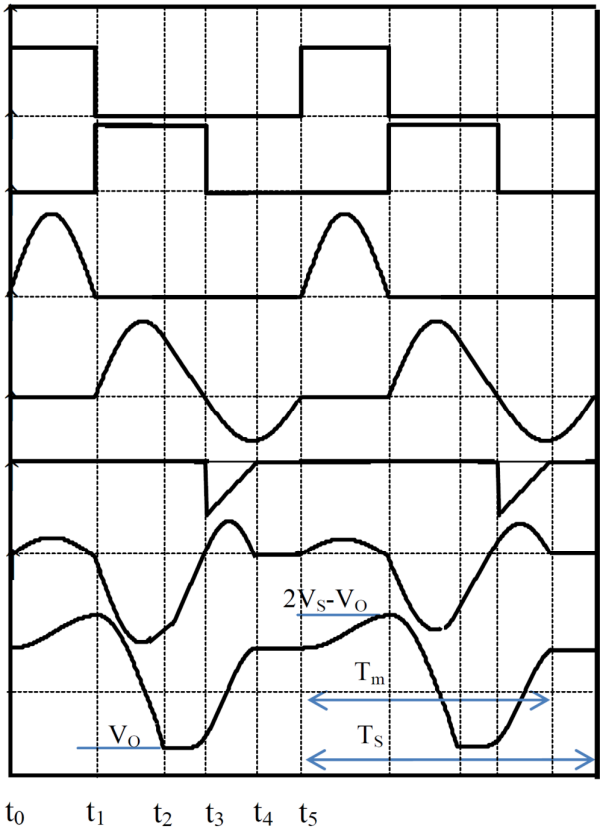
همان طور که در شکل (۳) ملاحظه می‌شود در لحظه t_0 سوئیچ Q_1 روشن است چون جریان اولیه سلف، صفر می‌باشد. مطابق با KCL Q_1، تحت شرایط ZCS روشن می‌باشد. سلف رزنانسی L_{r2} مانع ایجاد اسپایک جریان در لحظه روشن شدن سوئیچ Q_1 می‌شود که در ساختار پل مرسوم به علت پدیده بازیافت معکوس شدید دیود موازی معکوس Q_2 و خازن خروجی‌اش به وجود می‌آید. بعد از یک نیم‌سیکل سینوسی، جریان سوئیچ Q_1 به مقدار صفر رسیده و بنابر این سوئیچ تحت ZCS خاموش می‌شود. در طول این مد C_r تا مقدار $2V_S$-V_O شارژ می‌شود.

$$I_{r1}(t) = \frac{(1-A)}{\sqrt{\alpha}} \sin\left(\frac{\omega_r}{\sqrt{\alpha}}(t - t_0)\right) \tag{۵}$$

$$V_r(t) = 1 - (1-A)\cos\left(\frac{\omega_r}{\sqrt{\alpha}}(t - t_0)\right) \tag{۶}$$

$$t_1 - t_0 = \frac{\sqrt{\alpha}T_r}{2} \tag{۷}$$

$$V_r(t_1) = (2 - A) \tag{۸}$$



شکل۲- شکل موج های کلیدی در حالت ماندگار
Fig. (2): Steady-state key waveforms

مد ۲ (t_1-t_2):

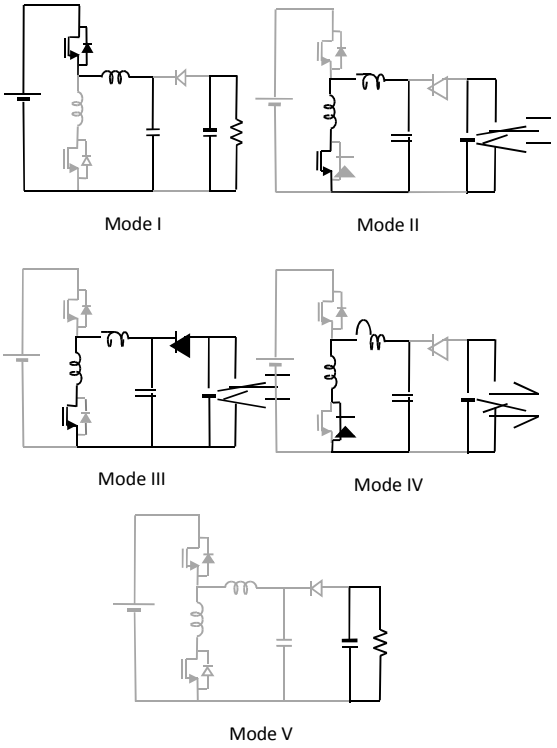
با توجه به شکل (۳)، سوئیچQ_2 در لحظه t_1 تحت شرایط ZCS روشن می‌شود. پلاریته ولتاژ C_rاز طریق رزنانس با L_{r1} وL_{r2} شروع به معکوس شدن می‌کند تا اینکه در لحظه t_2، ولتاژ رزنانسی V_r به مقدار $-V_O$ می‌رسد.

$$I_{r1}(t) = (A-2)\sin\left(\omega_r(t - t_1)\right) \tag{۹}$$

$$V_r(t) = (2-A)\cos\left(\omega_r(t - t_1)\right) \tag{۱۰}$$

$$t_2 - t_1 = \frac{1}{\omega_r}\left[\pi - \cos^{-1}\frac{A}{2-A}\right] \tag{۱۱}$$

$$I_r(t_2) = -2\sqrt{1-A} \tag{۱۲}$$



شکل (۳): مدار معادل مبدل باک پیشنهادی

Fig. (3): Equivalent circuits of the proposed buck converter

مد ۳ (t_2-t_3):

در لحظه t_2، دیود D_r بایاس مستقیم می‌شود و ولتاژ C_r در مقدار $-V_O$ کلمپ می‌شود. انرژی مغناطیسی ذخیره شده در L_{r1}وL_{r2} از طریق این دیود به خروجی داده می‌شود. با دی مغناطیس کردن L_{r1}وL_{r2} در لحظه t_3 سوئیچ Q_2 و دیود D_r هر دو تحت ZCS خاموش می‌شوند، که در شکل (۳) نشان داده شده است.

$$I_{r1}(t) = I_{r1}(t_2) + A\,\omega_r (t_3 - t_{2)} \quad (۱۳)$$

$$V_r(t) = -A \quad (۱۴)$$

$$t_3 - t_2 = \frac{2\sqrt{1-A}}{A\,\omega_r} \quad (۱۵)$$

$$I_r(t_3) = 0 \quad (۱۶)$$

مد ۴ (t_3-t_4):

در این مد (شکل ۳) دیود موازی معکوس سوئیچ Q_2 در ZCS بایاس مستقیم می‌شود و بنابراین پلاریته ولتاژ C_r از طریق رزنانس با L_{r1}وL_{r2} معکوس می‌شود. می‌توان در هر زمانی در طول این مد سیگنال گیت سوییچ Q_2 را ریست کرد.

$$I_{r1}(t) = A\sin\left(\omega_r (t - t_1)\right) \quad (۱۷)$$

$$V_r(t) = -A\cos\left(\omega_r (t - t_1)\right) \quad (۱۸)$$

$$t_4 - t_3 = \frac{T_r}{2} \quad (۱۹)$$

$$V_r(t_4) = V_o \quad (۲۰)$$

مد ۵ (t_4-t_5):

در این مد، Q_1وQ_2 خاموش‌اند و بار از طریق خازن خروجی تغذیه می‌شود. طول مدت این مد با کنترلر مشخص می‌گردد به طوری که رگولاسیون ولتاژ مناسبی به دست آید (کنترل زمان مرده).

۳- بهره ولتاژ

در شرایط ماندگار بهره ولتاژ مبدل می‌تواند با پایستگی اصل بقای انرژی در طی یک سیکل سوئیچینگ مطابق (۲۱) محاسبه شود.

با جایگذاری رابطه (۵) در (۲۱) و ساده سازی، رابطه (۲۲) حاصل می‌شود که در آن $f_s=1/T_s$ فرکانس سویچینگ می‌باشد.

$$\int_{t_0}^{t_1} V_s i_{r1} dt = \frac{V_o^{\,2}}{R} T_s \quad (۲۱)$$

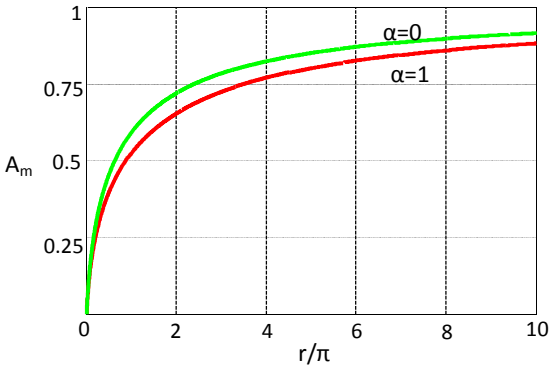
$$S = \frac{r}{\pi}.\frac{f_s}{f_r} = \frac{A^2}{1-A} \quad (۲۲)$$

در فقدان زمان مرده (مد ۵) مبدل قابلیت جابجایی ماکزیمم توان را دارد و همچنین در این شرایط فرکانس سوئیچینگ بیشترین مقدار را دارد و بیشینه بهره ولتاژ $A=A_m$ در این وضعیت به دست می‌آید. مدت زمان لحظه t_0 تا t_4 با پارامتر T_m تعریف می‌شود. با استفاده از روابط (۱۹)، (۱۵)، (۱۱)و (۷) رابطه زیر حاصل می‌شود.

(۲۳)

$$\frac{T_m}{T_r} = 1 + \frac{\sqrt{\alpha}}{2} + \frac{1}{\pi}\left[\frac{\sqrt{1-A}}{A} - \frac{1}{2}\cos^{-1}\frac{A}{2-A}\right]$$

با جایگذاری $f_s=T_m^{-1}$ در رابطه (۲۲)، رابطه (۲۴) حاصل می‌شود که در واقع A_m تابعی از r می‌باشد. این رابطه برای طراحی مبدل مورد نیاز است. نمودار A_m بر حسب r/π در شکل (۴) ترسیم شده است.



شکل (۴): نمودار ماکزیمم بهره ولتاژ به دست آمده برحسبr/π

Fig. (4): Maximum attainable voltage gain against r/π

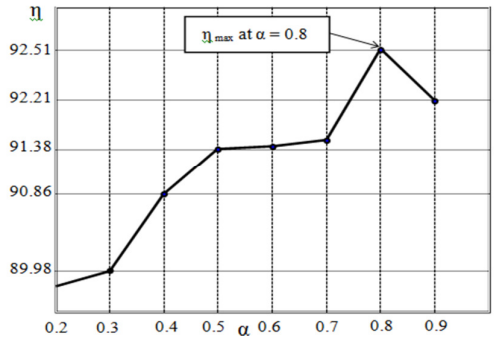
$$r=\frac{A_m^{\,2}}{1-A_m}\left[\pi+\frac{\pi\sqrt{\alpha}}{2}+\frac{\sqrt{1-A_m}}{A_m}-\frac{1}{2}\cos^{-1}\frac{A_m}{2-A_m}\right] \quad (۲۴)$$

در مدار اتصال کوتاه خروجی، مقدار A صفر می‌باشد و بنابراین مطابق با رابطه (۲۳) 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- روند طراحی

از پارامتر α می‌توان به عنوان یک درجه آزادی برای بهینه سازی مبدل استفاده کرد. برای یک مقدار معلوم از α، طراحی مبدل مطابق زیر، انجام شده است.



شکل (۵): نمودار ماکزیمم فرکانس قابل دستیابی به ازای α

Fig. (5): Maximum attainable efficiency against α

گام اول:

برای طراحی باید داده‌های توان مبدل (P_{out})، ولتاژ ورودی(V_s) و خروجی (V_O) و میزان تغییرات آنها و فرکانس رزنانس (F_r) را داشته باشیم. با مشخص بودن ولتاژ ورودی و میزان تغییرات (20%) و ولتاژ خروجی و میزان ریپل آن (1%)، ماکزیمم بهره ولتاژ قابل دستیابی مطابق با رابطه $A_m=V_O/V_{Smin}$ به دست می‌آید.

گام دوم:

با جایگذاری $A_m= A_{max}$ از نمودارA_m بر حسب r، بار نرمالیزه شده r محاسبه می‌شود. با مشخص بودن توان خروجی و ولتاژ خروجی، حداکثر مقاومت بار از رابطه $R=\frac{Vo^2}{1.2\times P_{out}}$ تعیین می‌گردد. ضریب 1.2 جهت طراحی بهینه در نظر گرفته شده است. (over design) و همچنین خواهیم داشت $Z_r=\frac{R}{r}$.

گام سوم:

با مشخص بودن فرکانس رزنانس، C_r و L_{r1} و L_{r2} مشخص می‌گردند.

$$\omega_r=2\pi f_r \quad \text{و} \quad C_r=\frac{1}{\omega_r\times Z_r} \quad \text{و}$$

$$f_r=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_rC_r}} \quad , \quad \omega_r=\frac{1}{\sqrt{L_rC_r}} \quad \text{و}$$

$$\alpha=\frac{L_{r1}}{L_r} \quad , \quad L_r=L_{r1}+L_{r2}$$

گام چهارم:

میزان خازن خروجی و ریپل آن از طریق شبیه سازی مشخص می‌گردد. (می‌توان به صورت حدودی آن را ۳۰۰ برابر خازن رزنانس در نظر گرفت.) می‌بایستی با در نظر گرفتن طراحی سوئیچ‌های به کار رفته تعیین شود.

مثال:

یک مبدل ۱۰W به ازای ولتاژورودی ٪۱۰± ۴۸V و ولتاژ خروجی ٪۱۰± ۳۶V با حاشیه امنیت ٪۱۰ و فرکانس رزنانس ۱۰۰ KHZ در نظر گرفته شده است.

حل: مبدل با اعمال پروسه فوق‌الذکر به ازای چندین مقدار α طرحی شده است. در اینجا پارامتر α جهت بهینه‌سازی بازده مبدل استفاده شده است. شکل (۵) تغییرات بازده مبدل به ازای تغییرات α را نشان می‌دهد این منحنی با شبیه‌سازی مبدل در نرم افزار ORCAD PSpice به دست آمده است.

مطابق با شکل (۵) به ازای α =0.8 بازده بیشترین مقدار را دارد. سپس المان‌های مبدل مطابق زیر محاسبه می‌شوند.

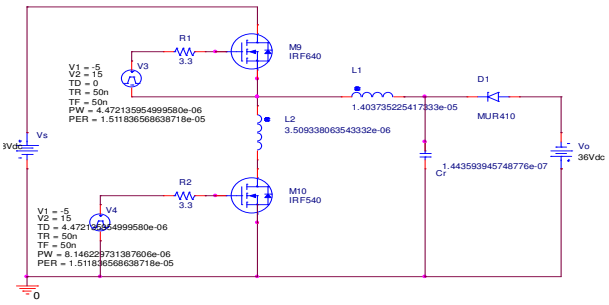
$C=33\ \mu f$ و $C_r=144\ nf$ و $L_{r1}=14.03\ \mu H$ و $L_{r2}=3.50\ \mu H$

۵- نتایج شبیه سازی

در این قسمت مبدل طراحی شده در بخش قبل با نرم افزار orcad شبه سازی شده است.

۶- نتایج عملی

سوئیچ‌های به کار رفته Q_1=IRF640، Q_2=IRF540 و D_r=BYT56 می‌باشند. هر دو سلف از نوع هسته فریت هستند و خازن رزنانسی از نوع MKP می‌باشد. زمان محافظ بین خاموش شدن Q_2 و روشن شدن Q_1 حدود ۴۰۰ ns در نظر گرفته شده است. نتایج عملی برای نمونه طراحی شده به ازایP_{out}=۱۰W در شکل (۸) مشاهده می‌شود.



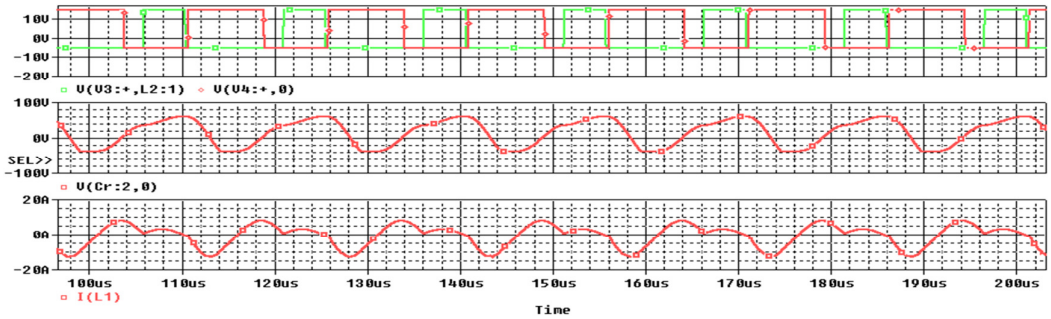
شکل (۶): مبدل ارائه شده در نرم افزار orcad

Fig. (6): Simulated converter in orcad

مطابق با این شکل، شرایط سوئیچینگ نرم از نوع سوئیچینگ تحت جریان صفر برای هر دو سوئیچ در لحظات خاموش و روشن شدن فراهم شده است. دیود یکسوساز نیز تحت ولتاژ صفر روشن و تحت جریان صفر خاموش می‌شود. رینگ ولتاژ سویچها در لحظات خاموش شدن به علت نوسان خازن خروجی سوئیچها و سلفهای تانک ظاهر می‌شوند.کلیه شکل موجها صرف نظر از ناکاملی‌های مربوط به اثار المان‌های پارازیتی با نتایج تحلیل تئوری سازگاری دارد.

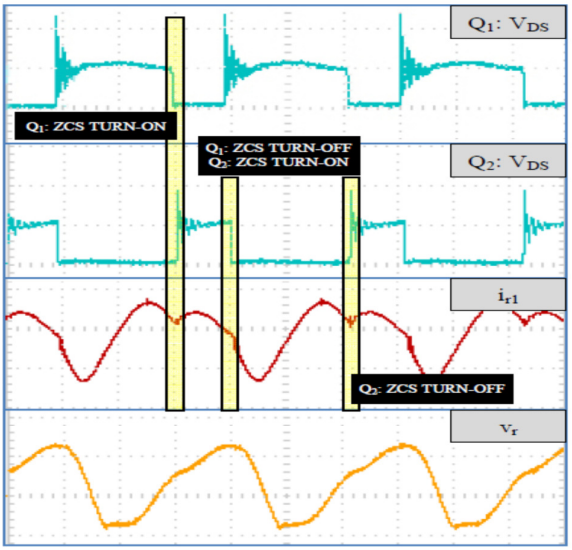
۷- نتیجه

در این مقاله یک مبدل رزنانسی جدید LLC نوع کاهنده با پلاریته ولتاژ معکوس ارائه شده است. مبدل پیشنهادی برای کاربردهایی که نیاز است ولتاژ منفی از یک ولتاژ مثبت حاصل شود، استفاده می‌گردد. همه المان‌های نیمه هادی در شرایط سوئیچینگ نرم عمل می‌کنند که بازده بالا و EMI پایین را نتیجه می‌دهد. نتایج عملی آنالیز تئوری را تأیید می‌کند.



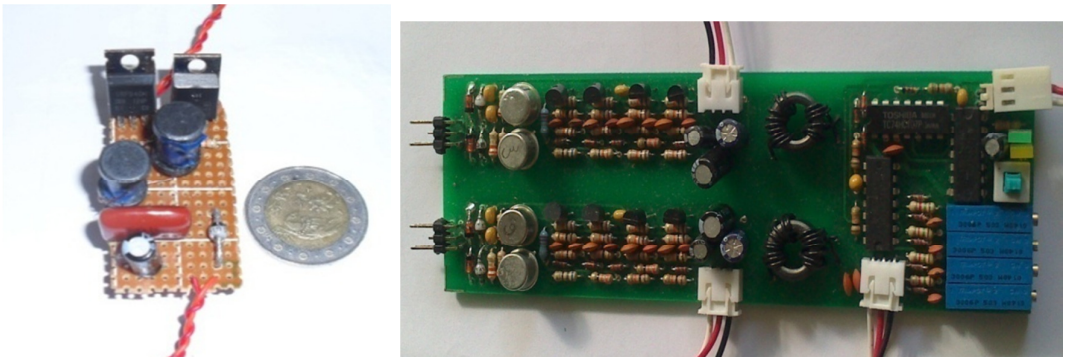
شکل (۷): به ترتیب از بالا به پائین ولتاژ VGS1 و VGS2، ولتاژ رزنانس ، جریان رزنانس

Fig. (7): Simulated Results, respectively from the top: VGS1 & VGS2, Ir and Vr



شکل (۸): نتایج عملی، به ترتیب از بالا: استرس ولتاژ سوئیچ Q_1 (۵۰ v/div)، استرس ولتاژ سوئیچ Q_2 (۵۰ v/div) ،جریان رزنانسی (۲۰۰ mA/div)، ولتاژ رزنانسی (۵۰ v/div)، با مقیاس زمانی ۵μs/div

Fig. (8): Practical Results, respectively from the top: VDS of Q1 (50V/div), VDS of Q2 (50V/div), Ir1 (200mA/div), and Vr (50V/div). Time scale=5μs/div.



شکل (۹): شکل مدار عملی (مدار قدرت و درایور)
Fig. (9): Implemented converter and driver circuit.

References

[1] N. Mohan, T.M. Undelan, W.P. Robbins, Power Electronics Converters, Applications and Design, John Wiley & Sons, 3rd ed,2002.

[2] K.H. Liu, R.Oruganti, F.C.Lee,"Quasi-resonant converters – topologies and characteristics",IEEE Trans. on Power Electron., 2, (1), pp. 62–71, 1987.

[3] D. Maksimovic, S. Cuk, "A general approach to synthesis and analysis of quasi-resonant converters", IEEE Trans on Power Electron., 6, (1), pp. 127–140, 1991.

[4] B.T. Lin, Y.S. Lee, "A unified approach to modeling, synthesizing, and analyzing quasi-resonant converters", IEEE Trans. on Power Electron., 12, pp. 983–992, 1997.

[5] A.K.S. Bhat, F.D. Tan,"A unified approach to characterization of PWM and quasi-PWM switchingconverters: topological constraints, classification, and synthesis", IEEE Trans. on Power Electron., 6, (4), pp. 719–725

[6] K.W.E. Cheng,"New generation of switched capacitor converters", IEEE/PESC, 2, pp. 1529–15035, 1998.

[7] K.W.E. Cheng,"Zero-current-switching switched-capacitor converters", IEE Proc., Electrical. Power ppl., 2001, 148, pp. 403–409, 2001.

[8] Y.P.B. Yeung, K.W.E. Cheng, D. Sutanto, "Multiple and fractional voltage conversion ratios for switched-capacitor resonant converters", IEEE/PESC, pp. 1289–1294, 2001.

[9] Y.P.B. Yeung, K.W.E. Cheng, S.L. Ho, K.K. Law, D. Sutanto,"Unified analysis of switched- capacitor resonant converters", IEEE Trans. on Ind. Electron., 51, (4), pp. 864–873, 2004.

[10] Y.P.B. Yeung, K.W.E. Cheng, D. Sutanto, S.L. Ho,"Zero-current switching switched-capacitor quasi resonant step-down converter", IEE Proc., Electrical. Power Appl., 149, (2), pp. 111–121, 2002.

[11] M. Shoyama, T. Naka, T. NinomiaI,"Resonant switched capacitor converter with high efficiency", IEEE/PESC, pp. 3780–3786, June 2004.

[12] K.K. Law, K.W.E. Cheng, Y.P.B. Yeung,"Design and analysis of switched-capacitor-based step-up resonant converters", IEEE Trans. on Circuits Sys., 52, (5),pp. 943–948, 2005.

[13] A. Ioinovici, H.S.H. Chung, M.S. Makowski, C.K. Tse, "Comments on unified analysis of switched- capacitor resonant converters", IEEE Trans. on Ind. Electron., 54, (1), pp. 684–685, 2007.

[14] E.E. Buchanan, E.J. Miller,"Resonant switching power conversion technique", IEEE/PESSC, pp. 188–193, 1975.

[15] R.L. Steigerwald,"A comparison of half-bridge resonant converter topologies", IEEE Trans. on Power Electron., 3, (2), pp. 174–182, 1998.

[16] M. Jabbari H. Farzanefard,"Family of soft switching resonant dc–dc converters", IET Power Electron., 2, (2), pp. 113–124, 2009.

[17] C R.T. Hen, Y.Y. Chen,"Single-stage resonant converter with power factor correction", IET Electrical. Power Appl., 1, (3), pp. 368–376, 2007.

[18] A.K.S. Bhat : "Analysis and design of a series-parallel resonant converter", IEEE Trans. Power Electron., 8, (1), pp. 1–11, 1993.

[19] M. Jabbari H. Farzanefard "Resonant inverting-buck converter", IET Power Electronics, Vol.3, No.43,pp.571-577, 2010.

[20] M. Jabbari H. Farzanefard, "Analysis and experimental results of switched-resonator-based buck-boost and inverting-buck converters",IEEE/PEDG,pp.412-416, 2010.