

## طراحی و ساخت یک مبدل DC-DC منبع جریان جدید با کلیدزنی نرم (ZCS)

بهادر فانی<sup>(۱)</sup> - مجید دلشاد<sup>(۲)</sup>

(۱) دانشجوی دکترای گروه برق - دانشکده برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی اصفهان

(۲) استادیار گروه برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد خوراسگان

تاریخ پذیرش: تابستان ۱۳۸۹

تاریخ دریافت: پاییز ۱۳۸۸

**خلاصه:** در این مقاله یک مبدل DC-DC برای کاربردهای ولتاژ قوی و توان زیاد پیشنهاد شده است. مبدل جدید از نوع کلیدزنی در جریان صفر است. این مبدل از پارامترهای غیرایده آل ترانسفورمر (نظیر سلف نشتی و خازن پراکندگی) به عنوان المانهای رزونانس استفاده می‌کند. از کنترل PWM شیفت فاز با فرکانس ثابت برای حصول کلیدزنی نرم استفاده شده است. در این مبدل تمام سوییچها در شرایط ZCS خاموش می‌شود، همچنین از یک مدار چندبرابرکننده ولتاژ در طرف ثانویه ترانسفورمر استفاده شده تا علاوه بر کاهش نسبت دور ترانسفورمر، ولتاژ روی دیودهای یکسوساز نیز کاهش یابد. در این مقاله تحلیل حالت دائمی مبدل ارائه و مهمترین خصوصیات آن بررسی شده است. نتایج شبیه‌سازی‌های ارائه شده عملکرد صحیح مبدل را نشان می‌دهد.

**کلمات کلیدی:** مبدل DC-DC ولتاژ بالا، رزونانس موازی، کلیدزنی در جریان صفر.

### ۱ - مقدمه

ترانسفورمرهای ولتاژ بالا در مبدل‌های تمام پل است [۳]. از طرفی این مبدلها در برابر اتصال کوتاه در خروجی و بارهای سنگین دچار مشکل شده و کنترل آنها در محدوده وسیع بار دشوار می‌شود. دسته دیگر مدارهای رزونانسی چند عنصری هستند که رفتار دینامیکی پیچیده‌ای از خود نشان می‌دهند. بنابراین پاسخ‌گذاری سریع برای آنها امکان‌پذیر نیست [۴]. این مقاله مطالعه روی مبدل منبع جریان با عملکرد ZCS دارد که شامل تحلیل حالت دائمی و طراحی برای تولید ولتاژ 50 کیلوولت و شبیه‌سازی آن است. مبدل پیشنهادی از عناصر پارازیتی ترانسفورمر شامل سلف نشتی و خازن پراکندگی ترانسفورمر برای دستیابی به شرایط ZCS استفاده می‌کند از آنجایی که مبدل مذکور از نوع بوست است به راحتی می‌توان سلف فیلتر خروجی مدار را به خاطر حجم و تلفات زیاد حذف کرد. همچنین، مشکل اتصال کوتاه که در مدارهای رزونانس موازی وجود دارد برطرف می‌شود. از طرفی از آنجا که مبدل مذکور در فرکانس ثابت کار می‌کند، طراحی المانهای مغناطیسی مبدل به صورت بهینه صورت می‌پذیرد و پیاده‌سازی مدار کنترل‌کننده آن نیز بسیار آسان می‌شود. برای این مبدل پیشنهادی از یک کنترل‌کننده lead-lag استفاده شده است. از طرفی استفاده از مدار چندبرابرکننده ولتاژ در خروجی، علاوه بر کاهش نسبت دور ترانسفورمر، ولتاژ روی دیودها را نیز کاهش می‌دهد. تمام این ویژگیهای متمایز مبدل مذکور را برای تولید ولتاژهای بالا بسیار مناسب می‌سازد.

مبدل‌های DC-DC ولتاژ قوی به طور وسیعی در انواع ابزارهای الکترونیکی نظیر مولدهای اشعه X، شتاب‌دهنده‌ها، مدولاتورها، مولدهای مخبراتی RF و غیره مورد استفاده قرار می‌گیرند. از آنجا که در این گونه مبدلها از ترانسفورمرهای ولتاژ بالا با نسبت دور بسیار زیاد استفاده می‌شود خواص غیرایده آل این‌گونه ترانسفورمرها بدتر می‌شود به طوری که سلف نشتی این ترانسفورمرها موجب جهش‌های ولتاژی نامطلوب در مبدل می‌گردد و سبب آسیب دیدن عناصر مدار می‌شود [۱]. همچنین خازن پراکندگی این ترانسفورمرها موجب جهش‌های جریانی و زمان صعود آرام در خروجی مدار می‌شود که هر دو خصوصیت غیرایده آل سبب افزایش تلفات کلیدزنی و نیز کاهش راندمان مبدل و قابلیت اطمینان آن می‌شود. انتخاب توپولوژی مناسب برای مبدل‌های ولتاژ بالا به شدت توسط خصوصیات ترانسفورمر ولتاژ بالا که المان اصلی هر مبدل ولتاژ بالا است محدود می‌شود. مبدل‌های رزونانس سری در بار سبک اغلب غیرقابل کنترل‌اند. علاوه بر این خازن پارازیتی سیم‌پیچ ترانسفورمر نمی‌تواند در المانهای رزونانسی جذب شود [۲]. در مبدل‌های رزونانس موازی دیگر مشکل عدم جذب خازن پراکندگی سیم‌پیچها و دیودهای یکسوساز وجود ندارد و هر دو پارامترهای غیرایده آل ترانسفورمر ولتاژ بالا به خوبی در المانهای مدار جذب شده و دیگر مشکل جهش‌های ولتاژ یا جریان را در مدار نخواهیم داشت. اشکالات مبدل‌های رزونانس موازی مساله اشباع

## ۲- بدل پیشنهادی

همانطور که در شکل (۱) نشان داده شده است ساختار کلی مبدل پیشنهادی از یک سلف ورودی نسبتاً بزرگ، یک تانک رزونانس در طرف ولتاژ ضعیف ترانسفورمر، شش کلید که به صورت سه شاخه مجزا قرار گرفته‌اند، شبکه دوپراپرکننده ولتاژ در خروجی، خازن فیلتر خروجی و بار تشکیل شده است. برای داشتن چندین ولتاژ مختلف می‌توان از ترانسفورمرهای با تعداد دور متفاوت استفاده کرد اما برای سادگی تحلیل از مدل ساده شده آن استفاده می‌شود.

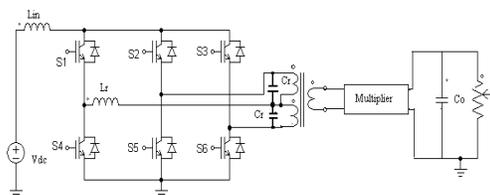
این مبدل دارای، ده وضعیت عملکرد در یک سیکل سویچینگ است که به علت تقارن پنج بازه مربوط به یک نیم سیکل سویچینگ بررسی می‌شود. معادلات رفتار مبدل بر اساس فرضیات زیر مشخص می‌شوند:

۱- جریان سلف ورودی بدون ریپل است و می‌تواند به عنوان منبع جریان ثابت در نظر گرفته شود.

۲- ولتاژ خروجی ثابت است.

۳- تمامی عناصر ایده‌آل هستند.

۴- اندوکتانس نشتی ترانسفورمر، سلف رزونانس و خازن پراکنندگی آن، خازن رزونانس مبدل است.



شکل (۱): نمای شماتیک ساده از مبدل پیشنهادی

Fig. (1): The schematic of the proposed converter

## ۳- عملکرد مبدل

وضعیت اول: عملکرد مدار با روشن بودن کلیدهای  $S_1, S_4, S_5, S_6$  در لحظه  $t_0$  آغاز می‌شود. از آنجا که ولتاژ خازن رزونانس برابر ولتاژ منتقل شده به اولیه است و مستقیماً روی سلف رزونانس می‌افتد جریان سلف رزونانس که همان جریان کلیدهای  $S_5$  و  $S_6$  است به صورت خطی و غیر رزونانسی کم می‌شوند تا به صفر برسند در این حالت سویچهای  $S_5$  و  $S_6$  می‌توانند به صورت ZCS خاموش شوند. این وضعیت تا زمانی که جریان در سویچهای  $S_5$  و  $S_6$  به صفر برسد ادامه دارد. روابط این وضعیت به صورت زیر است.

$$i_{Lr}(t_0) = i_{S5} + i_{S6} = I_{in} \quad (1)$$

$$i_{Lr}(t) = -\frac{nV_0}{mL_r}(t - t_0) + i_{Lr}(t_0) \quad (2)$$

$$V_{cr1}(t) = \frac{n}{m} V_0 \quad (3)$$

$$V_{cr2}(t) = -\frac{n}{m} V_0 \quad (4)$$

$$n = \frac{N_p}{2N_s} \quad (5)$$

در رابطه بالا بهره مدار چندپراپرکننده و  $n$  بهره ترانسفورمر است.

میزان همپوشانی سویچهای  $S_4$  با  $S_5$  و  $S_6$  باید آنقدر باشد تا جریان کلیدهای  $S_5$  و  $S_6$  بتواند صفر شده و تحت ZCS خاموش شوند. این مدت زمان از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$t_1 - t_0 = \frac{I_{in}}{nV_0} \quad (6)$$

$$mL_r$$

وضعیت دوم: در این حالت کلیدهای  $S_1$  و  $S_4$  روشن هستند و سلف ورودی انرژی ذخیره می‌کند طول این وضعیت بر حسب شرایط ولتاژ خروجی متغیر است به طوری که افزایش در مدت زمان این بازه موجب افزایش انرژی ذخیره شده، در سلف ورودی شده که با انتقال این انرژی به خروجی، ولتاژ خروجی افزایش می‌یابد. بعداً مشاهده می‌گردد که افزایش طول این بازه موجب کاهش مدت زمان وضعیت چهارم می‌شود. این وضعیت با روشن شدن کلیدهای  $S_2$  و  $S_3$  در زمان  $t_2$  به پایان می‌رسد. در این وضعیت ولتاژ خازن و جریان سلف رزونانس به صورت زیر است:

$$i_{Lr}(t) = 0 \quad (7)$$

$$V_{cr1}(t) = \frac{n}{m} V_0 \quad (8)$$

$$V_{cr2}(t) = -\frac{n}{m} V_0 \quad (9)$$

وضعیت سوم: این وضعیت با روشن شدن کلیدهای  $S_2$  و  $S_3$  آغاز می‌شود. به این ترتیب جریان کلید  $S_1$  به صورت رزونانسی تغییر می‌کند و  $S_1$  و  $S_2$  در این بازه به منظور انتقال انرژی همپوشانی دارند و جریان سلف تا  $-I_{in}$  نوسان می‌کند. در این حالت جریان کلید  $S_1$  صفر می‌شود و این فرصت به وجود می‌آید که کلید  $S_1$  در حالت ZCS خاموش شود. وضعیت سوم زمانی که کلید  $S_1$  خاموش می‌شود به پایان می‌رسد، در این حالت ولتاژ خازنهای رزونانس و جریان سلف رزونانس توسط رابطه‌های (۱۰)، (۱۱) و (۱۲) به دست می‌آید. در روابط فوق  $Z_0$  امپدانس رزونانس و  $\omega_0$  فرکانس زاویه‌ای رزونانس است. باید توجه داشت که همپوشانی کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  باید آنقدر طولانی باشد تا جریان سلف رزونانس به  $-I_{in}$  برسد و کلید  $S_1$  بتواند تحت شرایط ZCS خاموش شود. طول بازه این وضعیت از رابطه (۱۵) به دست می‌آید.

$$i_{Lr}(t) = i_{S2} + i_{S3} = \frac{-2nV_0}{mZ_0} \sin(\omega_0(t - t_2)) \quad (10)$$

$$V_{cr1} = \frac{n}{m} V_0 \cos(\omega_0(t - t_2)) \quad (11)$$

$$V_{cr2} = -\frac{n}{m} V_0 \cos(\omega_0(t - t_2)) \quad (12)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (13)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (14)$$

$$(t_3 - t_2) = \sin^{-1} \left( \frac{I_{in} Z_0}{2n V_0} \right) \quad (15)$$

وضعیت چهارم (بازه دشارژ خازن خروجی): این وضعیت با خاموش شدن  $S_1$  آغاز می‌شود. در این وضعیت خازن رزونانس به طور خطی دشارژ می‌شوند این بازه، زمانی که خازن‌ها دشارژ می‌شوند به پایان می‌رسد و

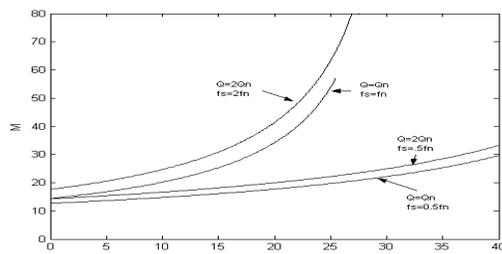
#### ۴- تحلیل حالت دائمی

طول سه بازه از پنج بازه نیم‌سیکل کلیدزنی توسط روابط ذکر شده به دست می‌آید برای به دست آوردن زمان دو بازه دیگر دو معادله دیگر مورد نیاز است معادلات (۶)، (۱۵) و (۱۹) مقدار ثابتی را برای وضعیتهای ۱، ۳ و ۴ به دست می‌آورد. با متوسط‌گیری جریان خروجی (رابطه (۲۳)) و همچنین نوشتن مجموع طول بازه‌ها و برابر نیم‌پریود قرار دادن مجموع طول آنها (رابطه (۲۴))، مدت زمان دو وضعیت دیگر به دست می‌آید.

$$I_0 = \frac{0.5 * (t_1 - t_0)nI_{in} + nI_{in}(t_5 - t_4)}{\frac{T_s}{2}} \quad (23)$$

$$\frac{T_s}{2} = (t_1 - t_0) + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) + (t_4 - t_3) + (t_5 - t_4) \quad (24)$$

با داشتن طول تمام بازه‌ها می‌توان به کمک نرم‌افزار MATLAB رفتار مبدل را بررسی کرده و مبدل را برای ولتاژهای مختلف خروجی طراحی کرد. روابط استفاده شده در MATLAB به صورت زیر است. در روابط ذکر شده  $M_n$ ،  $Q_n$  و  $f_n$  به ترتیب بهره و بار و فرکانس کلیدزنی نرمالیزه شده هستند.



شکل (۴): منحنی تغییرات بهره بر حسب شیفت فاز

Fig. (4): The variations of the gain M as a function of the shift phase B

همانطور که مشاهده می‌گردد با داشتن  $M_n$  و  $Q_n$  زمان هر وضعیت به دست می‌آید. با استفاده از روابط فوق بهره مدار بر حسب تغییرات  $\beta$  به ازای مقادیر مختلف  $Q$  و  $f_s$  در شکل (۴) نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که افزایش  $\beta$  با افزایش بهره رابطه مستقیم دارد و مشابه رابطه ضریب وظیفه و بهره در مبدل بوست است. به علاوه آشکار است که افزایش بار سبب کاهش تنظیم بار برای فرکانس ثابت  $f_n$  می‌شود با این حال کاهش غیرخطی است و دو برابر کردن بار سبب کاهش بهره از ۸۰ به ۵۰ می‌شود. همچنین کاهش فرکانس نیز موجب کاهش شدید بهره می‌شود و محدوده تنظیم را شدیداً تحت تأثیر قرار می‌دهد. فرکانس کلیدزنی کوچکتر به معنای افزایش طول بازه چهارم است و در نتیجه بهره کاهش می‌یابد. نکته دیگری که قابل بحث است این است که  $\beta$  و  $M_n$  نمی‌تواند به طور نامحدود افزایش یابند زیرا آرگومان  $\arcsin$  در رابطه (۱۵) برای شرایط ZCS یک حد بالایی برای  $M_n$  به خاطر  $n$  و  $Q_n$  ایجاد می‌کند. ثانیاً جمع طول ۵ بازه ثابت و برابر نیم‌سیکل کلیدزنی است در نتیجه افزایش  $\beta$  موجب کاهش بازه‌های دیگر می‌شود و  $\beta$  قطعاً کوچکتر از نیم‌سیکل سوییچینگ است.

اجازه می‌دهد که در وضعیت بعدی انرژی به خروجی انتقال یابد وضعیت ۴ هنگامی به پایان می‌رسد که ولتاژ خازن‌ها به مقدار  $\frac{n}{m} V_0$  رسد و انرژی به خروجی انتقال یابد. طول این بازه از رابطه (۱۸) به دست می‌آید.

$$V_{Cr1}(t_4) = -\frac{I_{in}}{2C_r}(t-t_3) + \frac{n}{m} V_0 \cos(\gamma) \quad (16)$$

$$V_{Cr2}(t_4) = +\frac{I_{in}}{2C_r}(t-t_3) - \frac{n}{m} V_0 \cos(\gamma) \quad (17)$$

$$i_{Lr}(t) = -I_{in} \quad (18)$$

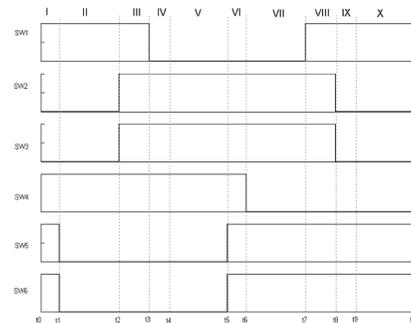
$$(t_4 - t_3) = \frac{2nV_0C_r(1 + \cos(\gamma))}{mI_{in}} \quad (19)$$

وضعیت پنجم: در این وضعیت انرژی سلف ورودی به خروجی انتقال می‌یابد. (شبه مدل بوست) نیم‌سیکل دوم سوییچینگ، وضعیتهای ۶ تا ۱۰ دوگان پنج وضعیت اولی هستند. شکل (۲) شکل موجهای فرمان سوییچهاست. شکل (۳) نیز ولتاژ خازن و سلف رزونانس مبدل را نشان می‌دهد.

$$i_{Lr}(t) = -I_{in} \quad (20)$$

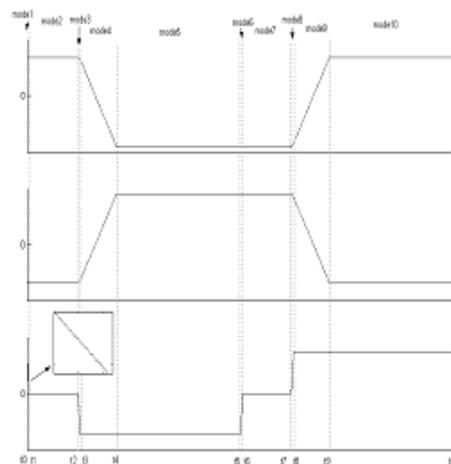
$$V_{Cr1}(t) = -\frac{n}{m} V_0 \quad (21)$$

$$V_{Cr2}(t) = +\frac{n}{m} V_0 \quad (22)$$



شکل (۲): شکل موج فرمان سوییچها

Fig. (2): The waveform of switch controls



شکل (۳): شکل موجهای اصلی مبدل پیشنهادی

Fig. (3): The main waveforms of the proposed converter

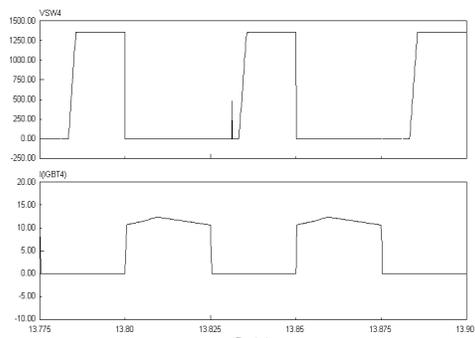
### ۵ - شبیه‌سازی مبدل پیشنهادی

مبدل پیشنهادی برای یک کاربرد خاص (TWT) و خروجی 50 کیلوولت شبیه‌سازی شده است. شکل (۵) ولتاژ خروجی مبدل را نشان می‌دهد. شکل (۶) جریان و ولتاژهای رزونانس مبدل را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود شکل موجها دقیقاً شبیه شکل موجهای به دست آمده از طریق محاسبه است. شکل (۷) ZCS در سویچ  $S_4$  را نشان می‌دهد. شکل (۸) شکل موج جریان سلف ورودی است.

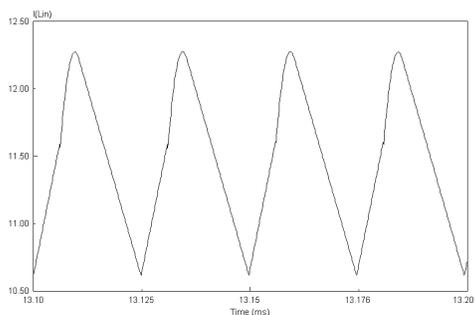
$$M_n = \frac{V_o}{mV_{in}} = m \frac{I_{in}}{I_o}$$

$$Q_n = \frac{R_{LOAD}}{Z_0}$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_0}$$



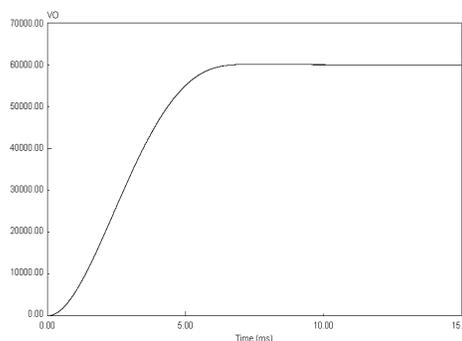
شکل (۷): ZCS در سویچ  $S_4$   
Fig. (7): ZCS in  $S_4$  switch



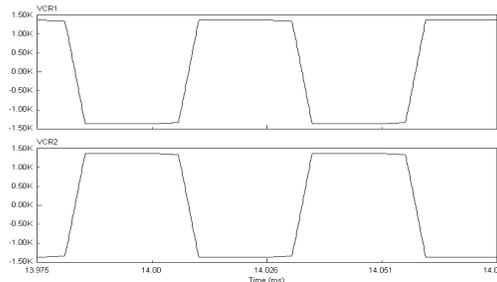
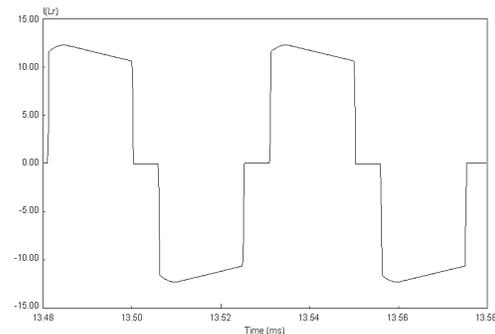
شکل (۸): شکل موج جریان سلف ورودی  
Fig. (8): The waveform of the input self-inductance

### ۶ - نتایج عملی

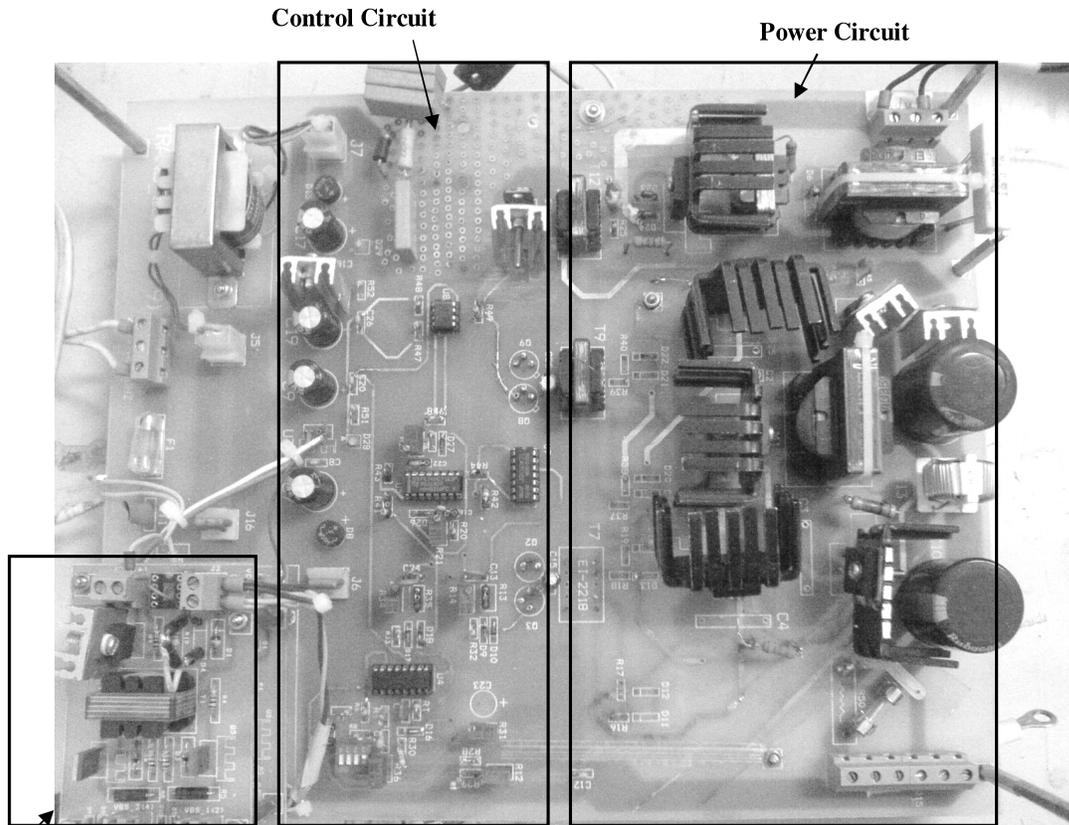
برای اثبات عملکرد صحیح مبدل یک نمونه (200 وات) در فرکانس 100 کیلوهرتز از آن ساخته شده است (شکل (۹)). المانهای استفاده شده در مبدل نمونه در جدول (۱) آورده شده است. شکلهای (۹)، (۱۰) و (۱۱) به ترتیب شکل موجهای ولتاژ خازن رزونانس، جریان سلف رزونانس و جریان سلف ورودی است. شکل (۱۲) ولتاژ و جریان درین-سورس را در سویچ اول، نشان می‌دهد شکل (۱۳) ولتاژ و جریان درین-سورس را در سویچ پنجم، نشان می‌دهد و شکل موجهای سویچ چهارم در شکل (۱۴) نشان داده شده است. همانطور که در شکلها مشاهده می‌شود در تمام سویچها جریان هنگام خاموش شدن صفر است و شکل موجهای عملی بسیار نزدیک به نتایج شبیه‌سازی است، به طوری که نتایج تئوری و شبیه‌سازی مبدل را تایید می‌کند.



شکل (۵): شکل موج ولتاژ خروجی بر حسب زمان  
Fig. (5): The output voltage waveform as a function of time



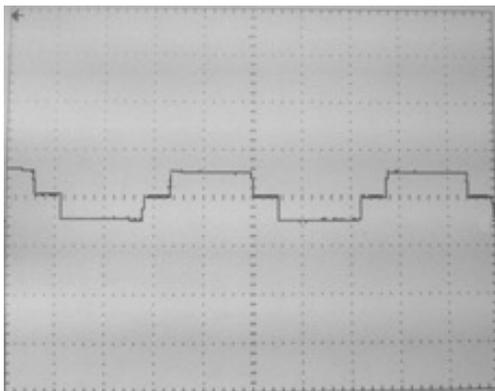
شکل (۶): جریان سلف رزونانس و ولتاژهای خازن رزونانس مبدل  
Fig. (6): The self inductance resonance current and capacitance resonance voltage of the converter



شکل (۹): مبدل نمونه ساخته شده

Fig. (9): The fabricated proposed converter

Drive Circuit



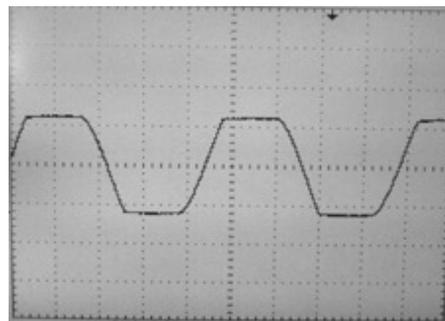
شکل (۱۱): شکل موج جریان سلف رزونانس (مقیاس: 6A/div)

Fig. (11): The resonance inductor current waveform (Scale: 6A/div)

Table (1): The specifications of the converter elements

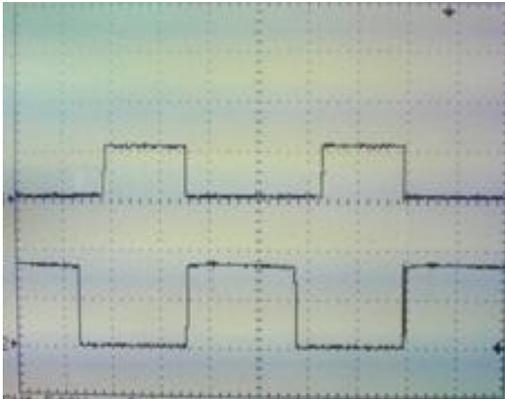
جدول (۱): مشخصات المانهای مبدل

COMPONENTS	PART NAME/ VALUE
$S_1-S_6$	IRF740
$D_1-D_4$	MUR460
$L_{in}, L_{m1}$	1mH
$C_0$	220uF
$D_{s1}-D_{s4}$	MUR460
$L_r$	20uH
$C_{r1}, C_{r2}$	10nF
n	1:4



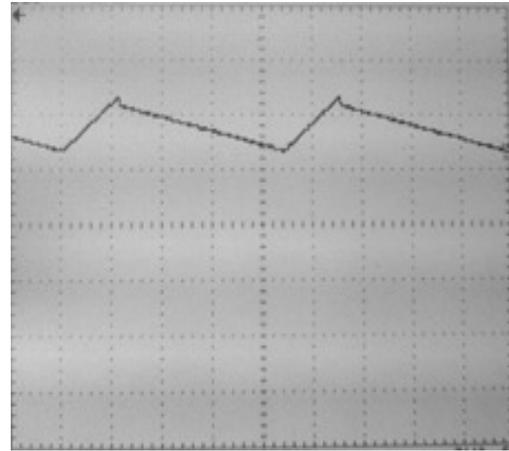
شکل (۱۰): شکل موج ولتاژ خازن رزونانس (مقیاس: 100V/div)

Fig. (10): The capacitor voltage waveform (Scale: 100V/div)



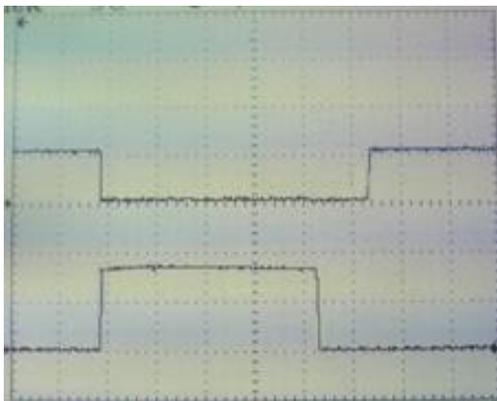
شکل (۱۴): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) درین- سورس  $S_5$  (سویچ پنجم) (مقیاس:  $400V/div$  or  $2A/div$ )

Fig. (14): The The voltage wave form (up) and the drain-source current wave form (down) of the fifth switch (Scale:  $400 V/div$  or  $2 A/div$ )



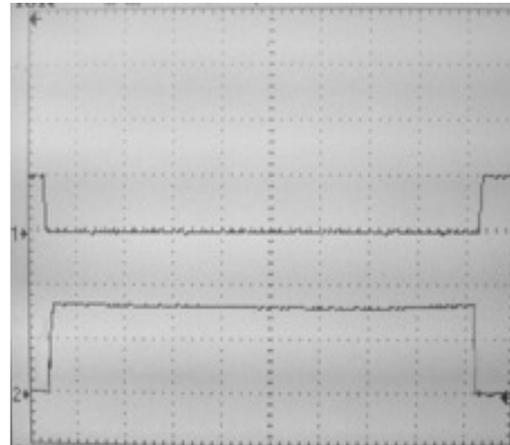
شکل (۱۲): شکل موج جریان سلف ورودی (مقیاس:  $1.5A/div$ )

Fig. (12): The input self inductance current waveform (Scale:  $1.5 A/div$ )



شکل (۱۵): شکل موج ولتاژ(بالا) و جریان(پایین) درین- سورس  $S_4$  (چهارم) (مقیاس:  $400V/div$  or  $2A/div$ )

Fig. (15): The voltage wave form (up) and the source-drain current wave form (down) of the fourth switch (Scale:  $400 V/div$  or  $2 A/div$ )



شکل (۱۳): شکل موج ولتاژ (بالا) و جریان (پایین) درین- سورس  $S_1$  (سویچ اول) (مقیاس:  $400V/div$  or  $2A/div$ )

Fig. (13): The voltage waveform (up) and the drain-source current waveform (down) of the first switch (Scale:  $400 V/div$  or  $2 A/div$ )

### ۷- نتیجه گیری

در این مقاله یک مبدل DC-DC تمام پل با کلیدزنی نرم و با کنترل PWM برای کاربردهای ولتاژ بالا ارایه شده است. مبدل پیشنهادی از نوع منبع جریان بوده و سلف فیلتر خروجی به راحتی حذف می شود. به این ترتیب از حجم و قیمت مبدل کاسته شده است. از طرفی این مبدل پارامترهای پارازیتی ترانس ولتاژ بالا را به خوبی توسط تانک رزونانس جذب کرده است. در این مبدل از مدارهای چندبرابرکننده ولتاژ استفاده شده است تا علاوه بر افزایش ولتاژ خروجی، ولتاژ دو سر دیودهای طرف ولتاژ بالای ترانسفورمر کاهش یابد و از اثرات منفی باز یافت معکوس دیودها جلوگیری شود. تحلیل حالت دائمی مبدل مذکور ارایه شده است. مهمترین ویژگی این مبدل پیشنهادی ایجاد شرایط ZCS برای تمام سویچهای مبدل است که برای سویچهای IGBT بسیار مناسب است.

### References

- [1] S.D. Johnson, "Comparison of resonant topology in high voltage DC application", IEEE Trans. on Aero. Space and Elect. Sys., pp.263-274, May 2008.
- [2] B.S. Nathan, V. Ramanarayanan, "Analysis, simulation and design of series resonant converter for high voltage applications", IEEE/ICIT, 2003.
- [3] J.A. Pamilio, J.B. Pagan, "Resonant high voltage source working at resonance for pulse laser", PESC, pp.1627-1635, 1996.
- [4] V. Garia, "An optimized DC to DC converter topology for high voltage pulse load application", PESC, pp.1413-1421, 1994
- [5] A. Bendre, S. Norris, D. Divan, "New high power DC\_DC converter with loss limited switching and lossless secondary clamp", IEEE Trans. on Pow. Elec., Vol.18, July 2007.

### رزومه



بهادر فانی مدرک کارشناسی مهندسی برق را از دانشگاه صنعتی اصفهان در سال ۱۳۸۱ و مدرک کارشناسی ارشد خود را در رشته مهندسی برق از دانشگاه صنعتی اصفهان در سال ۱۳۸۴ اخذ نمود. ایشان هم اکنون دانشجوی دکتری مهندسی برق در دانشگاه صنعتی اصفهان می‌باشند. زمینه تحقیقاتی ایشان الکترونیک قدرت و سیستم‌های قدرت می‌باشد.



مجید دلشاد مدرک کارشناسی مهندسی الکترونیک را در سال ۱۳۸۰ و مدرک کارشناسی ارشد رشته مهندسی الکترونیک را در سال ۱۳۸۴ از دانشگاه صنعتی اصفهان اخذ نمود. ایشان هم اکنون دانشجوی دکتری مهندسی الکترونیک در دانشگاه صنعتی اصفهان می‌باشند. زمینه تحقیقاتی ایشان الکترونیک قدرت می‌باشد. تاکنون ۱۰ مقاله در کنفرانس‌های معتبر داخلی و خارجی و ژورنال‌های معتبر به چاپ رسانیده‌اند.

