چهارمین کنفرانس ملی ایده های نو در مهندسی برق
۲۰و۲۱ آبان ماه ۱۳۹۴ - دانشگاه آزاد اسلامی واحد اصفهان (خوراسگان)

بررسی و مقایسه سه مبدل DC-DC رزونانسی سری ،مبدل DC-DC رزونانسی موازی و مبدل DC-DC رزونانسی سری-موازی

سعیده آقاجانی[۱]، محبوبه سادات حسینی[۲] و مهران علی عسکری[۳]
[۱]دانشگاه آزاد اسلامی- واحد خوراسگان، saiedehaghajany@Email
[۲]دانشگاه آزاد اسلامی– آموزشکده فنی و حرفه ای سما، واحد خوراسگان (واحد برادران)، m.hoseini8993@Gmail
[۳]مهران علی عسکری- دانشگاه صنعتی اصفهان ، maa.1991@gmail.com

چکیده – در این مقاله به بررسی و تجزیه و تحلیل مبدل DC-DC رزونانسی سری، مبدل DC-DC رزونانسی موازی و مبدل DC-DC رزونانسی سری- موازی پرداخته شده است. این سه مبدل بصورت کامل با هم مقایسه شده و همچنین به صورت کلی و جزئی مزایا و معایب آن ها بیان گردیده است.

کلید واژه: مبدل DC-DC رزونانسی سری، مبدل DC-DC رزونانسی موازی، مبدل DC-DC رزونانسی سری- موازی

مقدمه

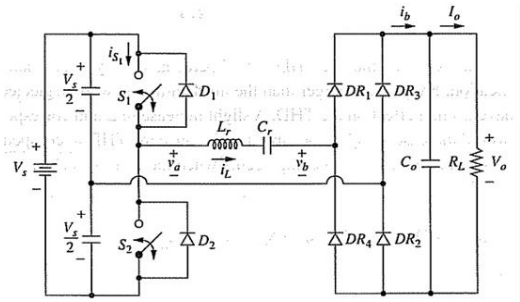
امروزه استفاده از مبدل های رزونانسی به دلیل مزایای آن‌ها از جمله راندمان بالا، فرکانس سوئیچینگ بالا، چگالی توان زیاد و نویز الکترومغناطیسی کم، بسیار متداول شده است. مبدل‌های رزونانسی خانواده ای از مبدل های سوئیچینگ نرم هستند که در آن‌ها یک شبکه رزونانسی به طور مستقیم به عنوان واسط انتقال انرژی استفاده می شود و رگولاسیون معمولا به وسیله کنترل کردن فرکانس سوئیچینگ بدست آورده می شود[14]-[13]. در این مبدل ها اندازه المان های پسیو و ترانسفورمر ایزوله کننده بیشتر کاهش یافته اند. به طور قابل توجه تر اثرات مضر المان های پارازیتی (به خصوص سلف نشتی ترانسفورمر) به طور زیادتر کاهش داده شده اند و بنابراین چگالی توان و پاسخ گذرا افزایش یافته اند. یک تانک LC سری ساده ترین شبکه ای است که همراه با یک اینورتر می تواند مبدل رزونانس سری را ایجاد کند. مبدل های قدرت رزونانسی شامل یک تانک رزونانس (تشدید LC) می باشند که شکل موج جریان و ولتاژ این تانک درهر زیرفاصله‌ی زمانی از سوئیچینگ به شکل سینوسی تغییر می کند. این شکل موج های سینوسی دامنه ی بزرگی دارند. زمانی که فرکانس مدار L-C تشدید تقریباً با فرکانس سوئیچینگ برابر است، هارمونیکهای ناخواسته حذف می شوند. ساختارهای متعددی برای مبدل های رزونانسی معرفی شده است. بسیاری از این مبدل های رزونانسی دارای معایبی نیز هستند. در مقایسه با مبدل های PWM معمولی، مبدل های رزونانسی پیک ولتاژ و جریان بیشتری دارند که منجر به افزایش تلفات هدایتی می شود. و هم چنین افزایش ولتاژ و جریان، سطح ملزومات قطعات الکترونیک قدرت را افزایش می دهد. و به دلیل دشواری در انتخاب بهینه‌ی عناصر برای عملکرد بهینه، رنج محدود جریان دهی خروجی و ولتاژ ورودی را درپی خواهد داشت. علاوه بر این، بسیاری از مبدل های رزونانسی برای کنترل خروجی به مدولاسیون فرکانس (FM) نیاز دارند که این کار طراحی فیلتر و کنترل را پیچیده تر می‌کند. تغییر فرکانس سوئیچینگ، وسیله ای برای کنترل توان و ولتاژ خروجی می‌باشد. یک مبدل DC-DC رزونانسی را می‌توان با یکسو سازی و فیلترکردن ولتاژ acخروجی یک اینورتر رزونانسی، ساخت. مبدل های رزونانسی به سه زیر گروه تقسیم می شوند: مبدل های رزونانسی سری، مبدل های رزونانسی موازی، مبدل های رزونانسی سری-موازی[11]-[12].

تجزیه وتحلیل وطراحی مبدل DC – DC رزونانسی سری

در مبدل‌های مبتنی بر *PWM*، با محدودیت افزایش فرکانس مواجهیم. زیاد شدن فرکانس سوئیچینگ منجر به افزایش تلفات سوئیچینگ می شود. راهبرد مبدل های رزونانسی برای کاهش

تلفات سوئیچینگ، به‌کارگیری یک اینورتر رزونانسی است که یک سیگنال ac تولید می کند [2]-[1]. پس از آن این سیگنال به منظور تولید سیگنال DC در خروجی، یکسوسازی و فیلتر می شود.

شکل ۱۰ یک اینورتر نیم پل را با یکسوساز تمام موج و یک خازن به عنوان فیلتر در خروجی نشان می‌دهد. دو خازن قرار داده‌شده در ورودی ظرفیت های زیادی دارند و برای نصف کردن ولتاژ منبع به‌کار می‌روند. این خازن‌ها جزء مدار رزونانس نیستند. کار اصلی مدار، به‌کارگیری سوئیچ ها برای تولید یک ولتاژ مربعی می باشد. ترکیب سری Lr و Cr یک تانک تشدید برای جریان i تشکیل می‌دهند. جریان نوسان می‌کند و به منظور تولید ولتاژ DC در خروجی، یکسوسازی و سپس فیلتر می شود.



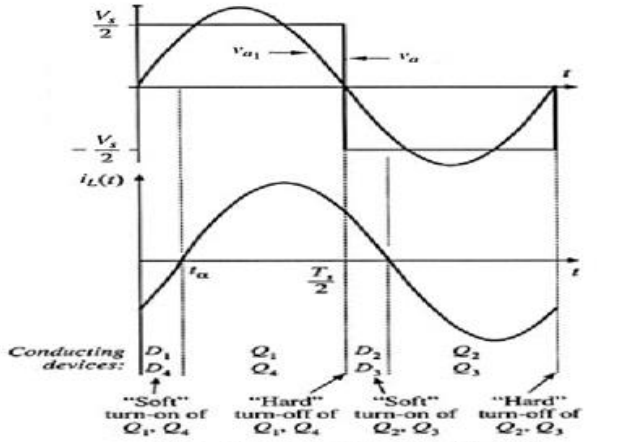
شکل ۱۰ - مبدل DC-DC رزونانسی

حالت های مختلف عملکرد مبدل

عملکرد مبدل به رابطه‌ی بین فرکانس سوئیچینگ و فرکانس رزونانس تانک بستگی دارد. مثلاً مبدل سری پایه میتواند در هر کدام از سه مُد مختلف کار کند، بسته به ارتباط بین فرکانس سوئیچینگ f_s و فرکانس رزونانس طبیعی مدار LC ، f_0 :

عملکرد فوق رزونانس مبدل؛ در $f_s > f_0$ ؛ سوئیچینگ ***ZVS*** در این حالت، سو ئیچینگ ولتاژ – صفر می تواند رخ دهد. برای اولین تجزیه و تحلیل، فرض کنید که فرکانس سوئیچینگ f_s ، اندکی از فرکانس رزونانس f_0 بیشتر باشد. اگر فرکانس سوئیچینگ نزدیک به فرکانس رزونانس تانک LC باشد، i_L تقریباً سینوسی با فرکانس سوئیچینگ می باشد.

شکل ۱۱ ولتاژ مربعی ورودی V_a و مؤلفه‌ی اصلی آن و جریان تانک i_L را نشان می دهد.



شکل ۱۱ - شکل موج های جریان و ولتاژ برای فرکانس های سوئیچینگ بیشتراز فرکانس رزونانس در مبدل رزونانسی شکل ۱۰

در مورد امپدانس دیده شده توسط مدار سوئیچینگ برای تانک سری می توان گفت که در فرکانس های بیشتر از فرکانس سوئیچینگ، امپدانس سلف بر خازن برتری دارد. در فرکانس رزونانس برابرند و همدیگر را خنثی می کنند و در فرکانس های سوئیچینگ کمتر از فرکانس رزونانس، این خازن است که غلبه دارد. پس در این حالت امپدانس دیده شده توسط مدار سوئیچینگ، خاصیت سلفی دارد و لذا جریان تانک از ولتاژ سوئیچینگ عقب می‌افتد (شکل ۱۱). پس همانگونه که مشاهده می کنید، لحظه ی عبور از صفر ولتاژ، سریعتر از لحظه ی عبور از صفر جریان روی می دهد. وصل شدن سوئیچ ها در لحظه ای در فاصله‌ی زمانی $0 < t < t_a$ رخ می دهد، جایی که جریان منفی است و دیود موازی شده با سوئیچ در حال هدایت است و در نتیجه ولتاژ سوئیچ صفر است. یعنی وصل شدن سوئیچ در حالت سوئیچینگ ولتاژ - صفر صورت می‌گیرد و لذا تلفات سوئیچینگ لحظه وصل حذف می‌شود. در حالت کلی، وقتی امپدانس دیده شده ی تانک رزونانس ، توسط مدار سوئیچینگ، سلفی باشد، سوئیچینگ ZVS می تواند رخ دهد.

اما سوئیچ ها در لحظه‌ی قطع شدن دارای جریان می باشند. بنابراین تلفات سوئیچینگ لحظه‌ی قطع، به قوت خود باقی است. با اصلاحاتی در مدار مبدل، می‌توان تلفات قطع‌شدن ترانزیستورها را نیز کاهش داد. بدین منظور، خازن‌هایی به عنوان کمکی (snuber) برای رفع این مشکل در شبکه‌ی

سوئیچینگ قرار داده شده‌اند. در مورد MOSFET، خازن خروجی خود آن برای این منظور کافیست. این خازن ها بصورت موازی با هر سوئیچ یا موازی با هر یک سوئیچ در هر پایه *(leg)* قرار می‌گیرند وباعث می‌شوند که جریان لحظه‌ی قطع، به جای عبور از سوئیچ و ایجاد جرقه، از این خازن‌ها عبور کند و تلفات را از بین ببرد. در ادامه خواهید دید که در حالت زیر رزونانس (سوئیچینگ جریان – صفر) نمی‌توان با این گونه تمهیدات، تلفات سوئیچینگ را کاهش داد. این مهم‌ترین مزیت سوئیچینگ ولتاژ – صفر است. مزیت دیگر سوئیچینگ ولتاژ صفر کاهش EMI ناشی از ظرفیت خازنی ذاتی المان هاست. در مبدل های PWM معمولی و تا حدودی در مبدل های جریان – صفر، این اغتشاشات فرکانس بالا از تغییرات سریع در شارژ و دشارژ المان ها در طول فرایند قطع یا وصل نشأت می گیرند. مبدل‌های با سوئیچینگ ولتاژ صفر، ذاتاً این نوع از EMI ها را تولید نمی کنند. در این مبدل‌ها، همانند مبدل های PWM مدارهای کمکی غیرفعال (Passive Snubber Circuit) به مدارها اضافه می شوند تا dV/dt و di/dt سوئیچ ها را کاهش دهند و تلفات و استرس های ایجاد شده را به مدارهای اسنابر منحرف کنند.

تجزیه و تحلیل مبدل DC-DC رزونانسی سری با در نظر گرفتن مؤلفه ی اصلی جریان ها و ولتاژها انجام می‌شود. ولتاژ ورودی تانک ، V_a ، یک ولتاژ مربعی با اندازه ی $\pm V_s/2$ می باشد. اگر فرض شود که ولتاژ خروجی V_o ثابت است، پس ولتاژ ورودی یکسوساز V_b برابر V_oاست اگر i_L مثبت باشد و برابر $-V_o$ است اگر i_L منفی باشد (به‌خاطر شرایط دیودهای یکسوساز برای هرکدام از این حالات). دامنه مؤلفه های اصلی V_a و V_b عبارتند از :

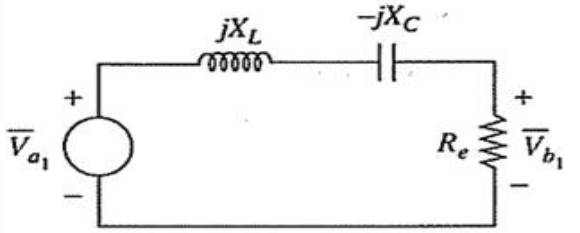
$$V_{a_1} = \frac{4(V_s/2)}{\pi} = \frac{2V_s}{\pi} \qquad (۸)$$

$$V_{b_1} = \frac{4V_o}{\pi} \qquad (۹)$$

جریان خروجی یکسوساز i_b برابر جریان خروجی I_o است. اگر i_L با یک سینوسی با دامنه ی I_{L1} تقریب زده شود، مقدار متوسط i_b :

$$I_b = I_o = \frac{2I_{L_1}}{\pi} \qquad (۱۰)$$

رابطه بین ولتاژهای ورودی و خروجی با تجزیه و تحلیل ac و تقریب سیگنال ها با مؤلفه ی اصلی شان به دست می‌آید. شکل ۱۲ مدار معادل ac را نشان می دهد. ولتاژ ورودی، مؤلفه‌ی اصلی موج مربعی است. امپدانس‌های مدار همگی در فرکانس سوئیچینگ هستند.



شکل ۱۲ - مدار معادل ac مبدل شکل ۱۰

مقدار مقاومت خروجی از نسبت ولتاژ به جریان خروجی به دست می آید :

$$R_e = \frac{V_{b_1}}{I_{L_1}} = \frac{(4V_o/\pi)}{(\pi I_o/2)} = \left(\frac{8}{\pi^2}\right)\left(\frac{V_o}{I_o}\right) = \left(\frac{8}{\pi^2}\right)(R_L) \qquad (۱۱)$$

نسبت تبدیل ولتاژ مبدل از تحلیل فازوری به دست می آید:

$$\frac{V_{b_1}}{V_{a_1}} = \frac{4V_o/\pi}{2V_s/\pi} = \left|\frac{R_e}{R_e + j(X_L - X_C)}\right| \qquad (۱۲)$$

یا

$$\boxed{V_o = \frac{V_s}{2}\left(\frac{1}{\sqrt{1 + [(X_L - X_C)/R_e]^2}}\right)} \qquad (۱۳)$$

که در آن:

$$X_L = \omega_s L_r \qquad (۱۴)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega_s C_r} \qquad (۱۵)$$

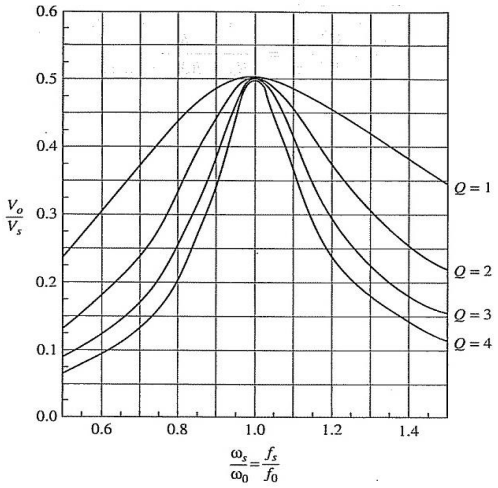
راکتانس‌های فوق به مقدار فرکانس سوئیچینگ بستگی دارند. بنابراین ولتاژ خروجی، با تغییر فرکانس سوئیچینگ مبدل قابل کنترل است. حساسیت خروجی به فرکانس سوئیچینگ بستگی به مقادیر L_r و C_r دارد.

اگر Q به این صورت تعریف شود :

$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R_L} \qquad (۱۶)$$

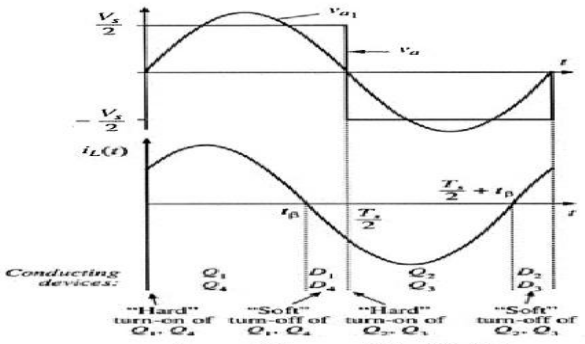
نمودار V_o/V_s برحسبQ و فرکانس در شکل ۱۳ رسم شده است. به دلیل تقریب های گفته شده، این نمودار کاملاً دقیق نیست.

شکل ۱۳ - نسبت تبدیل ولتاژ مبدل DC-DC رزونانسی سری بر حسب فرکانس نرمالیزه شده و Q



عملکرد زیر رزونانس مبدل؛ عملکرد در $f_0/2 < f_s < f_0$ سوئیچینگ ZCS

در مبدل DC – DC رزونانسی سری و اینورتر رزونانسی سری که دارای فرکانس سوئیچینگ کمتر از فرکانس رزونانس اما بیشتر از نصف آن است، سوئیچینگ جریان – صفر می‌تواند انجام پذیرد [4]-[3]. در آن جریان ترانزیستور قبل از قطع کردن صفر می‌شود. جریان تانک نسبت به ولتاژ سوئیچینگ پیش فاز است، چون امپدانس ورودی تانک خازنی است پس جریان i_L همانند شکل ۱۴ است. همان‌گونه که در این شکل ملاحظه می کنید، مؤلفه‌ی اصلی جریان تانک از مؤلفه‌ی اصلی ولتاژ جلو می افتد و در نتیجه لحظه‌ی عبور از صفر شکل موج جریان، قبل از لحظه‌ی عبور از صفر شکل موج ولتاژ رخ می‌دهد. سوئیچ ها با جریان و ولتاژ مثبت روشن می‌شوند که منجر به تلفات وصل شدن سوئیچ ها می شود. سوئیچ ها در جریان صفر قطع می کنند. در هر لحظه از فاصله‌ی زمانی $t_\beta < t < T_s/2$، ترانزیستور می تواند بدون تلفات سوئیچینگ خاموش شود. چون در هر نقطه‌ی این بازه زمانی جریان سوئیچ منفی است که به معنی عبور جریان از دیود موازی ترانزیستور است در نتیجه تلفات قطع سوئیچ ها از بین می‌رود. (سوئیچینگ جریان – صفر). در حالت کلی، وقتی امپدانس دیده شده ی تانک رزونانس توسط مدار سوئیچینگ خازنی باشد، سوئیچینگ ZCS می‌تواند رخ دهد [6]-[5]. اگر فرکانس سوئیچینگ فقط از فرکانس طبیعی تشدید کمتر باشد، روشن شدن بعد از نیم سیکل تناوب رخ میدهد اما قبل از کامل شدن یک سیکل تناوب *ac*، جریان پیوسته در سلف نتیجه میشود. روشن شدن سوئیچ، با وجود دیودهای هرزگرد، در شرایط جریان و ولتاژ محدود در سلف رخ میدهد. تلفات بازیابی معکوس دیود رخ‌میدهد و در لحظه‌ی کوتاه بازیابی ولتاژ *(voltage recovery snap)*، نویز به مدار تزریق میشود. بنابراین دیودهای با بازیابی سریع *(fast recovery diodes)* لازمند. خاموش شدن سوئیچ در جریان و ولتاژ صفر رخ میدهد، زمانیکه جریان سلف از صفر عبور کرده و دیودهای هرزگرد به هدایتشان ادامه میدهند. تریستورها را میتوان به عنوان تجهیز سوئیچینگ در این مُد کنترل بکار برد.

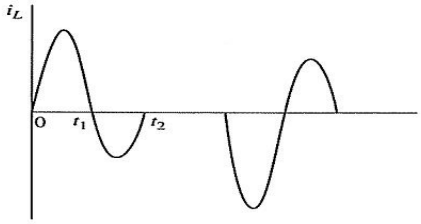


شکل ۱۴- شکل موج ولتاژ و جریان مبدل dc-dc رزونانسی سری برای $\omega_0/2 < \omega_s < \omega_0$

اما تلفات سوئیچینگ در لحظه وصل وجود دارد. همانگونه که در شکل ۱۴ مشاهده می کنید، در لحظه‌ی وصل‌شدن، سوئیچ دارای جریان می‌باشد و سوئیچینگ در این لحظه سوئیچینگ سخت است. نقطه ضعف مبدل های مذکور در حالت زیر رزونانس همین است. همانند حالت فوق رزونانس راهی برای از بین بردن این تلفات وجود ندارد. در کل، حالت زیر رزونانس برای عملکرد مبدل، تلفات بیشتری را درپی دارد. اگر فرکانس سوئیچینگ پایین باشد، می‌توان تریستور به کار برد. همان تجزیه و تحلیل که برای حالت قبل ($f_s > f_0$) به کار رفت، در این حالت نیز به کار می‌رود. البته در این حالت هارمونیک های شکل موج جریان قوی تر هستند و تقریب سینوسی دقت کمتری دارد.

عملکرد مبدل در $f_s < f_0/2$ هدایت ناپیوسته

با این فرکانس سوئیچینگ، جریان تانک سری در شکل ۱۵ نشان داده شده است.



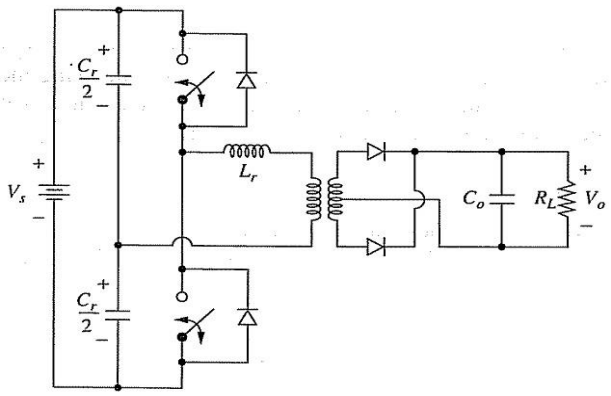
شکل ۱۵ - شکل موج جریان در مبدل dc-dc رزونانسی برای $\omega_s < \omega_0$

وقتی S_1 در شکل ۱۰ روشن می شود، i_L مثبت می شود و با فرکانس ω_0 نوسان می کند. وقتی که جریان در t_1 به صفر می‌رسد و منفی می‌شود، دیود D_1 جریان منفی را عبور می دهد. وقتی که جریان دوباره در t_2 به صفر می‌رسد، S_1 خاموش است و جریان در صفر باقی می‌ماند تا این که در $T/2$ ، S_2 روشن شود. شکل موج جریان برای نیم سیکل دوم، قرینه ی نیم سیکل اول است. خاموش و روشن شدن سوئیچ ها در جریان صفر باعث خواهد شد که تلفات سوئیچینگ حذف شود. از آن جا که سوئیچ ها در جریان صفر خاموش می‌شوند، می توان در کاربردهای فرکانس پایین از تریستور استفاده کرد [8]-[7].

در این حالت، جریان تانک ناپیوسته است. در دوحالت قبلی جریان پیوسته بود. از آن جایی که مقدار متوسط جریان یکسونشده سلف باید برابر جریان بار باشد، جریان در شاخه LC پیک بزرگی خواهد داشت.

تغییراتی در ساختار مبدل DC – DC رزونانسی سری

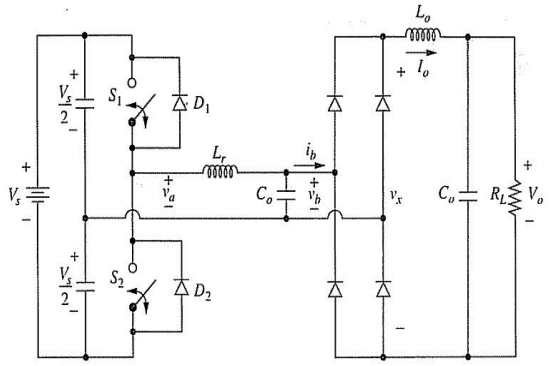
مبدل DC – DC رزونانسی سری را می توان با تغییراتی در ساختار نشان داده شده در شکل ۱۰ ساخت. بدین صورت که خازن C_r را می توان در خازن های مقسم ورودی داخل کرد به طوری که هر کدام از خازن های ورودی مقدار $C_r/2$ را داشته باشند. یک ترانسفورماتور ایزولاسیون نیز به عنوان بخشی از یکسوکننده‌ی تمام موج خروجی به کار گرفته می‌شود. شکل ۱۶ این تغییرات را در ساختار مبدل DC – DC رزونانسی سری نشان می دهد:



شکل ۱۶ - تغییراتی در ساختار مبدل DC – DC رزونانسی سری شکل ۱۰

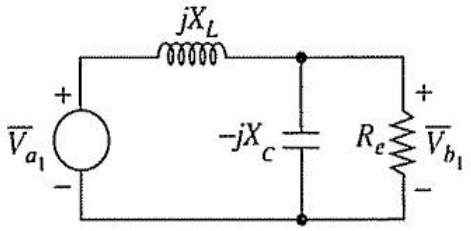
تجزیه و تحلیل و طراحی مبدل DC – DC رزونانسی موازی

مبدل شکل ۱۷، یک مبدل DC – DC رزونانسی موازی است. خازن C_r به صورت موازی با پل یکسو کننده قرار گرفته است. سلف فیلتر خروجی L_o یک جریان ثابت را از خروجی پل برای بار تولید می‌کند. عملیات سوئیچینگ، ولتاژ خازن و ورودی پل یکسو کننده را به نوسان وا می‌دارد. وقتی ولتاژ خازن مثبت است، دیودهای DR_1 و DR_2 بایاس مستقیم هستند و جریان I_o را حمل می کنند. وقتی ولتاژ خازن منفی می شود، DR_3 و DR_4 بایاس مستقیم هستند و جریان I_o را حمل می‌کنند. بنابراین جریان i_b ، یک جریان با شکل موج مربعی با اندازه $\pm I_o$ است. ولتاژ خروجی یکسوکننده، یکسوشده‌ی تمام موج از V_b می باشد.



شکل ۱۷ - مبدل DC – DC رزونانسی موازی

مبدل DC – DC رزونانسی موازی را با صرف نظر کردن از هارمونیک های ولتاژ خازن C_r تحلیل می کنیم. مدار معادل ac این مبدل در شکل ۱۸ نشان داده شده است.



شکل ۱۸ - مدار معادل ac مبدل DC-DC رزونانسی موازی

مقاومت معادل برای این مدار برابر نسبت اندازه‌ی مؤلفه‌ی اصلی ولتاژ خازن به اندازه‌ی مؤلفه‌ی اصلی جریان مربعی پل یکسوکننده است. با فرض سینوسی بودن ولتاژ خازن، مقدار متوسط موج سینوسی یکسوشده در خروجی پل یکسوکننده باید با V_o برابر باشد :

$$V_o = V_x = \frac{2V_{x_1}}{\pi} = \frac{2V_{b_1}}{\pi} \qquad (۱۷)$$

که V_{b1} دامنه مؤلفه اصلی V_b است. بنابراین مقاومت معادل :

$$R_e = \frac{V_{b_1}}{I_{b_1}} = \frac{V_o\pi/2}{4I_o/\pi} = \frac{\pi^2}{8}\left(\frac{V_o}{I_o}\right) = \frac{\pi^2}{8}R_L \qquad (۱۸)$$

که مدار شکل ۱۸ داریم :

$$\frac{V_{b_1}}{V_{a_1}} = \left|\frac{1}{1-(X_L/X_C)+j(X_L/R_e)}\right| \qquad (۱۹)$$

از آن جایی که V_o برابر مقدار متوسط یکسو شده‌ی تمام موج V_b است:

$$V_{b_1} = \frac{V_o\pi}{2} \qquad (۲۰)$$

V_{a1} دامنه‌ی مؤلفه‌ی اصلی جریان موج مربعی ورودی است:

$$V_{a_1} = \frac{4(V_s/2)}{\pi} \qquad (۲۱)$$

با ترکیب معادلات ۲۰ و ۲۱ با معادله ی ۱۹ نسبت تبدیل ولتاژ

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{4}{\pi^2}\left|\frac{1}{1-(X_L/X_C)+j(X_L/R_e)}\right| \qquad (۲۲)$$

محاسبه می شود:

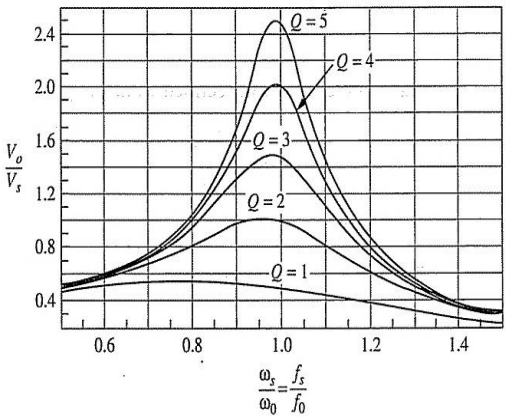
یا

$$V_o = \frac{4V_s}{\pi^2\sqrt{[1-(X_L/X_C)]^2+(X_L/R_e)^2}} \qquad (۲۳)$$

V_o/V_s برحسب Q در شکل ۱۹ رسم شده است که در آن Q این گونه تعریف می شود:

$$Q = \frac{R_L}{\omega_0 L_r} \qquad (۲۴)$$

شکل ۱۹ - نسبت تبدیل ولتاژ مبدل DC-DC رزونانسی موازی بر حسب فرکانس نرمالیزه شده و Q



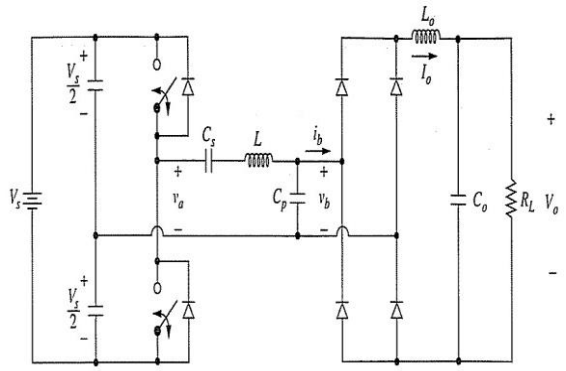
نمودار برای فرکانس‌های سوئیچینگ بیشتر از فرکانس رزونانس دقیق‌تر است زیرا شکل موج ولتاژ خازن در این فرکانس به سینوسی نزدیک تر است.

توجه داشته باشید که در مبدل DC-DC رزونانسی موازی، خروجی می‌تواند از ورودی بیشتر باشد، اما در مبدل DC-DC رزونانسی سری، خروجی به $V_s/2$ محدود می شود.

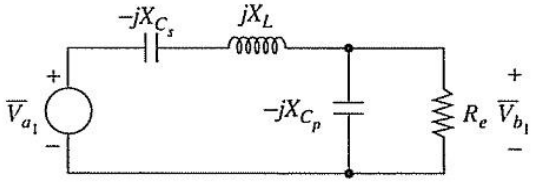
تجزیه و تحلیل و طراحی مبدل DC – DC رزونانسی سری – موازی

مبدل DC – DC رزونانسی سری – موازی نشان داده شده در شکل ۲۰ هر دو خازن سری و موازی را دارد. تجزیه و تحلیل آن مشابه تجزیه و تحلیل قسمت قبل برای مبدل DC – DC رزونانسی موازی است. سوئیچ ها ولتاژ مربعی V_a را تولید می کنند و ولتاژ ورودی پل یکسوکننده، در حالت ایده آل، سینوسی

خواهد بود (مؤلفه‌ی اصلی آن). سلف ورودی L_o برای تولید جریان بدون ریپل در نظر گرفته شده است و باعث می شود که جریان ورودی یکسوکننده ، i_b مربعی باشد.



شکل ۲۰ - مبدل DC-DC رزونانسی سری - موازی



شکل ۲۱ - مدار معادل ac مبدل DC-DC رزونانسی سری - موازی

$$\frac{V_{b_1}}{V_{a_1}} = \left| \frac{1}{1 + (X_{C_s}/X_{C_p}) - (X_L/X_{C_p}) + j(X_L/R_e - X_{C_s}/R_e)} \right| \qquad (۲۶)$$

که در آن R_e برابر همان مقدار گفته شده برای مبدل DC – DC رزونانسی موازی است:

$$R_e = \frac{\pi^2}{8} R_L \qquad (۲۷)$$

و راکتانس ها در فرکانس سوئیچینگ عبارتند از:

$$\begin{cases} X_{C_s} = \dfrac{1}{\omega_s C_s} \\ X_{C_p} = \dfrac{1}{\omega_s C_p} \\ X_L = \omega_s L \end{cases} \qquad (۲۸)$$

هم چنین V_{a1} و V_{b1} به ترتیب دامنه ی مؤلفه‌ی اصلی V_a و V_b هستند.

به کارگیری معادله ی ۲۰ و ۲۱، نسبت تبدیل ولتاژ مبدل را به دست می دهد:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{4}{\pi^2} \left| \frac{1}{1 + (X_{C_s}/X_{C_p}) - (X_L/X_{C_p}) + j(X_L/R_e - X_{C_s}/R_e)} \right| \qquad (۲۹)$$

و بازنویسی معادله ی ۲۹ بر حسب ω_s

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{4}{\pi^2 \sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - \omega_s^2 L C_p\right)^2 + \left(\frac{\omega_s L}{R_e} - \frac{1}{\omega_s R_e C_s}\right)^2}} \qquad (۳۰)$$

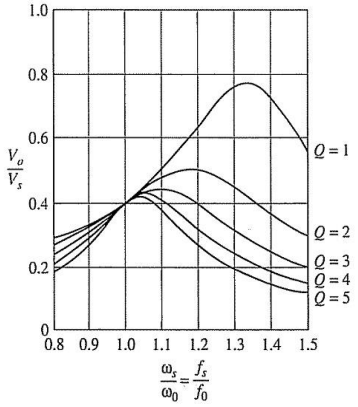
معادله ی ۳۰ برای $C_s = C_p$ بر حسب متغیر Q در شکل ۲۲ ترسیم شده است که در آن Q این گونه تعریف می شود:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_L} \qquad (۳۱)$$

که

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L C_s}} \qquad (۳۲)$$

شکل ۲۲ - نسبت تبدیل ولتاژ مبدل DC-DC رزونانسی سری - موازی بر حسب فرکانس نرمالیزه شده و Q



نمودارها برای فرکانس‌های بیشتر از فرکانس رزونانس دقیق‌ترند زیرا هارمونیک ها بهتر فیلتر می‌شوند و تحلیل ac بهتر نمایانگر حالت واقعی است. خازن سری Cs را می‌توان درخازن های مقسم ولتاژ داخل کرد و ظرفیت هرکدام را برابر Cs/2 قرار داد (شکل ۱۶).

مقایسه مبدل های رزونانسی

مشکل مبدل‌های سری این است که خروجی را نمی توان برای حالت بی‌باری تنظیم کرد. وقتی که در معادله‌ی ۱۶ مقاومت بار R_L به بی نهایت میل کند، Q به صفر میل می‌کند و ولتاژ خروجی از فرکانس مستقل می شود.

با وجود این، مبدل موازی قادر است که ولتاژ را در حالت بی باری تنظیم کند. در معادله‌ی۲۴ برای مبدل موازی، وقتی مقاومت بار افزایش یابد، Q بیشتر می‌شود وخروجی همچنان به فرکانس سوئیچینگ وابسته می‌ماند. عیب مبدل موازی این است که جریان تانک تقریباً مستقل از بار است [10]-[9]. تلفات هدایتی ثابت است وبازده مبدل در بارکم تقریباً پایین است.

مبدل سری – موازی مزایای مبدل‌های سری و موازی را ترکیب می‌کند. خروجی آن برای بی باری وکم باری قابل کنترل است وبازده آن در بار کم، نسبتاً زیاد است.

نتیجه گیری

مبدل‌های رزونانسی، به منظور کاهش تلفات ناشی از سوئیچینگ در بسیاری از انواع مبدل ها مورد استفاده قرار می گیرند . مبدل های رزونانسی با استفاده از خاصیت نوسان جریان یا ولتاژ، تلفات سوئیچینگ را کاهش می‌دهند. سوئیچها در لحظاتی که ولتاژ یا جریان صفر می‌شوند ، باز وبسته می‌شوند . ساختارهای مطرح شده در این تحقیق عبارتند از اینورتر رزونانسی، مبدل‌های DC-DC رزونانسی سری، موازی و سری– موازی. مبدل‌های رزونانسی در حال حاضر در کاربردهای الکترونیک قدرت، بسیار مورد توجه واقع شده‌اند واین به دلیل بازده بیشتر و امکان کار در فرکانس های بالاتر و در نتیجه اجزای فیلتر کوچکتر نسبت به سایر مبدل هااست.

مهم‌ترین مزایا و معایب مبدل‌های رزونانسی به طور خلاصه :

مزایا :

کاهش تلفات سوئیچینگ

توانایی کار در فرکانس‌های بالاتر در مقایسه با مبدل‌های مبتنی بر PWM

حذف برخی تداخلات الکترومغناطیسی ایجاد شده توسط مبدل

معایب :

افزایش تلفات هدایتی

افزایش سطح ملزومات قطعات الکترونیک قدرت

پیچیدگی سیستم کنترل و فیلتر

بازده کم در بارهای کم به دلیل جریان زیاد تانک حتی در بی باری

منابع

[1]RobertW.Erickson,DraganMaksimovic,"Fundamentals of Power Electronics", Second Edition,Secaucus,NT,USA:Kluwer Academic Publishers,2000

[2] Daniel W.Hart, "Power Electronics" ,McGRAW.HILL, INTERNATIONAL EDITION,1997

[3] Muhammad H. Rashid,"POWER ELECTRONICS HANDBOOK",University of west florida,academic press,2001

[4] Mohan N. etal,"Power Electronics",ThirdEdition,Wiley International,2003

[5].Prof. Bob Erickson, "Resonant Power Conversion" , Colorado Power Electronics Center,Department of Electrical,Computer,and Energy Engineering,University of Colorado,Boulder

[6] C.Nagaragan,M.Madheswaran,"Analysis and implemention of LLC-T series parallel resonant converter using fuzzy logic controller",Proceeding of the International Journal of Engineering,Science and Technology,Vol.2,No.10,pp.35-43,2010

[7]BijuS.Nathan and V.Ramanarayanam "Analysis,Simulation and Design of Series Resonant Converter for High Voltage Applications",Proceeding of IEEE International Conference on Industrial Technology,Jan 2000

[8]P.Chandrasekhar,S. Rama Reddy,"Design of LCL Resonant Converter for Electrolyser",presented at the Annals of DUNAREA DE JOS University of GALATI FASCICLE III,2010,No.1<ISSN 1221-454X

[9]M. Annamalai,M. VijayaKumar,"Design Simulation of CLL Resonant DC-to-DC Converter for Stand Alone Wind Energy System",Proceeding of International Jornal of Computer and Electrical Engineering,Vol. 2,No. 5,October 2010

[10]AudreyBonsall,ZakiMoussaoui,IssaBatarseh,"Modeling and Pspice Simulation of A Power resonant Converter",appears in: Southcon/94. Conference Record ,March 1994

[11] M. Jabbari, "Unified Analysis of Switched-Resonator Converters", IEEE Trans.Power.Electron., vol. 26, No.5 , pp1364–1376 , May 2011.

[12] M. Jabbari, and H. Farzanehfard "Analysis and Experimental Results of Switched-ResonatorBased Buck-Boost and InvertingBuck Converters", IEEE, pp. 412-416,2010

[13] Jabbari, M.: 'Unified Analysis of Switched-Resonator Converters', IEEE Trans. Power Electron., 2011, 26, (5), pp. 1364–1376.

[14] Tschirhart,D. J., andJain, P. K.:'Design Procedure for High-Frequency Operation of the Modified Series-

Resonant APWM Converter to Reduce Size and Circulating Current', IEEE Trans. Power Electron., 2012, 27, (10), pp 4181–4191.