

طراحی و پیاده‌سازی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل با استفاده از تکنیک FHA

نوید صالحی^(۱) - مجید دهقانی^(۲)

(۱) کارشناس ارشد - گروه برق، شرکت صنایع فرزانگان زاگرس، منطقه کاوه ویلاشهر، نجف‌آباد، اصفهان، ایران

(۲) استادیار - گروه برق، شرکت صنایع فرزانگان زاگرس، منطقه کاوه ویلاشهر، نجف‌آباد، اصفهان، ایران

تاریخ پذیرش: ۱۳۹۴/۲/۱۳

تاریخ دریافت: ۱۳۹۳/۱۰/۱۱

خلاصه: اگرچه مبدل‌های رزونانسی LLC دارای سابقه نسبتاً زیادی می‌باشند، اما اخیراً این مبدل‌ها مخصوصاً با به کارگیری توپولوژی نیم‌پل از محبوبیت ویژه برخوردار شده‌اند. در بسیاری از کاربردها مانند ATX PC ها و تلویزیون‌های صفحه تخت که نیازمند راندمان و توانایی انتقال چگالی توان بالایی هستند، استفاده از مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل با توجه به معایب بسیار کمی که دارد، بهترین راه‌حل می‌باشد. یکی از مشکلات طراحی این مبدل، پیچیدگی روابط حاکم بر مدار و غیرخطی بودن معادلات است. در این مقاله از روش FHA به منظور تحلیل مدار استفاده شده است، که با در نظر گرفتن تنها هارمونیک اصلی از بسط فوریه ولتاژ و جریان، روشی مناسب برای به دست آوردن بهره ولتاژ مبدل ارائه می‌کند. سپس با استفاده از نرم افزار PSpice طراحی انجام شده شبیه‌سازی، و در انتها نتایج عملی مبدل ساخته شده برای توان 75 وات با راندمان حدود 93% آورده شده است. همچنین نتایج شبیه‌سازی تأیید کننده نتایج عملی می‌باشد.

کلمات کلیدی: مبدل رزونانسی LLC، مبدل نیم‌پل، تکنیک FHA

Design and Implementation of Half-Bridge LLC Resonant Converter by FHA Technique

Navid Salehi⁽¹⁾ - Majid Dehghani⁽²⁾

(1) MSc - Farzanegan Zagros Industries Co., Najafabad, Esfahan, Iran
n.salehi65@yahoo.com

(2) Assistant professor - Farzanegan Zagros Industries Co., Najafabad, Esfahan, Iran
deh_amir@yahoo.com

Although in existence for many years, only recently has the LLC resonant converters, in particular in its half-bridge implementation, gained in the popularity it certainly deserve. The advantages such as high efficiency, low level of EMI emissions, and its ability to achieve high power density are such features that suited for power supply demand of many modern applications such as ATX PCs and flat panel TVs. One of the major difficulties in concern with designing such converter is complex model and non-linear equations that cannot be easily used into a design procedure. So in this paper, design is based on the assumption that input-to-output power transfer is essentially due to the fundamental Fourier series components of currents and voltages. This technique known as First Harmonic Approximation (FHA) and is a proper method to obtain the voltage gain through solving the equivalent ac circuit of the resonant tank. The design simulated by Pspice and finally the experimental results show design procedure base on FHA technique.

Index Terms: LLC resonant converter, half-bridge converter, FHA technique.

۱- مقدمه

به طور کلی مبدل‌های رزونانسی، مبدل‌های سوئیچینگ هستند که شامل یک تانک رزونانسی می‌باشند، که در تعیین توان جاری شده از ورودی به خروجی نقش دارد. خانواده مبدل‌های رزونانسی بسیار وسیع می‌باشد و ارائه یک دسته‌بندی جامع کار ساده‌ای نیست [۱]. طبق تعریف، مبدل LLC را می‌توان جزء خانواده مبدل‌های «چند رزونانسی» [۲]، مبدل‌های «رزونانس گذرا»، و همچنین توپولوژی‌های ZVS کلمپ ولتاژ در نظر گرفت.

روش‌های مختلفی به منظور تحلیل مبدل‌های رزونانسی وجود دارد [۳،۴]. تحلیل دقیق مبدل‌های رزونانسی LLC منجر به مبدل پیچیده‌ای خواهد شد که مناسب برای فهم مبدل و طراحی آن نخواهد بود [۵،۶]. روش تحلیل در فضای حالت یا در حوزه زمان بر پایه مدل دقیق مبدل به منظور ایجاد توصیفی دقیق از رفتار مبدل می‌باشد، که معمولاً دیدگاه مناسبی پیش روی طراحان قرار نمی‌دهد و استفاده کردن از این روش بسیار مشکل می‌باشد [۷-۹]. همچنین به علت فقدان ابزارهای مناسب تحلیل، روش‌های طراحی گذشته غالباً بر پایه شبیه‌سازی مدار یا ابزارهای طراحی گرافیکی بوده است، که دقت لازم را نداشته و علاوه بر آن با تغییر جزئی در مدار، طراحی باید مجدداً از پایه انجام شود [۱۰-۱۲]. R.Steigerwald در [۱۳] روشی ساده را تشریح کرده است که قابل تعمیم به تمام توپولوژی‌های رزونانسی می‌باشد. در این روش، انتقال توان از ورودی به خروجی لزوماً بر اساس اجزاء اساسی سری فوریه ولتاژها و جریان‌ها مورد بررسی قرار می‌گیرد. به همین دلیل، این روش با نام FHA^1 شناخته می‌شود. روش تقریباً یکسان دیگری نیز توسط Duerbaum [۱۴] مورد استفاده قرار گرفته است، که این روش بیشتر بر روی مدارات چند رزونانسی تمرکز کرده است.

در این مقاله ابتدا مدل مداری مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل با در نظر گرفتن تکنیک FHA بررسی می‌شود. سپس بهره ولتاژ و امپدانس ورودی مدار که در روند طراحی حائز اهمیت هستند، محاسبه و نمودارهای آنها بررسی می‌شود. و در ادامه شرایط ایجاد ZVS برای این مبدل و نحوه رفتار آن در فرکانس‌های عملکرد مختلف بررسی می‌شوند. تکنیک FHA علاوه بر سادگی تحلیل، روشی مناسب جهت درک ایجاد ZVS در شرایط مختلف عملکرد مبدل می‌باشد به همین دلیل توانایی تحلیل مبدل‌های رزونانسی با استفاده از این تکنیک در این مقاله مورد تأکید قرار گرفته است. در انتها نیز نتایج شبیه‌سازی و نتایج عملی یک مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل برای توان 75W و ولتاژ خروجی 30V آورده شده است.

۲- بررسی مدل مدار رزونانسی LLC نیم‌پل با استفاده از تکنیک FHA

تکنیک FHA بر پایه این فرض استوار است که توان انتقال یافته از منبع به سمت بار توسط تانک رزونانسی، کاملاً وابسته به هارمونیک

اساسی از بسط فوریه ولتاژ و جریان می‌باشد. این فرض استوار بر ذات مدارات دارای تانک رزونانسی است. در مبدل رزونانسی LLC از سه عنصر راکتیو استفاده شده است. اگرچه حالت‌های مختلفی می‌توان با این سه عنصر راکتیو داشته باشیم ولی در توپولوژی نیم‌پل مورد بحث در اینجا یکی از سلف‌ها با بار موازی و دو عنصر دیگر با یکدیگر سری هستند. شکل (۱) این ساختار را نشان می‌دهد.

واضح است که دو فرکانس رزونانس مرتبط با این مدار وجود دارد. f_{R1} مربوط به حالتی است که دیودهای ثانویه ترانسفورمر در حال هدایت هستند و f_{R2} مربوط به حالتی است که سیم‌پیچ‌های ثانویه باز هستند:

$$f_{R1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

$$f_{R2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2)$$

همچنین واضح است که $f_{R2} < f_{R1}$ است و غالباً f_{R1} به عنوان فرکانس رزونانس در نظر گرفته می‌شود.

تکنیک FHA نتایج کاملاً دقیق در فرکانس رزونانس و فرکانس‌های بالاتر از رزونانس (در مد هدایت پیوسته CCM) خواهد داد؛ و در فرکانس‌های زیر فرکانس رزونانس (در مد هدایت گسسته DCM) اگرچه نتایج به اندازه حالت قبل دقیق نیست ولی هنوز قابل قبول است. باید به این نکته نیز اشاره کرد که FHA تنها شرط لازم برای ایجاد شرایط سوئیچینگ ولتاژ صفر برای ماسفت قدرت را بررسی می‌کند و به توانایی ذاتی یکسوکننده‌های ثانویه برای کار در سوئیچینگ جریان صفر اشاره‌ای نمی‌کند.

با توجه به مطالب گفته شده در بالا شکل موج‌های تانک رزونانسی به صورت سینوسی خالص در نظر گرفته می‌شود. همچنین به دلیل اینکه ماسفت‌های قدرت موجود در مدار نیم‌پل به صورت متقارن با سیکل وظیفه ۵۰٪ و بدون همپوشانی روشن و خاموش می‌شوند، بنابراین ولتاژ ورودی تانک رزونانسی $V_{sq}(t)$ یک موج مربعی با دامنه V_{dc} و مقدار متوسط $\frac{V_{dc}}{2}$ می‌باشد. با توجه به تکنیک FHA جزء اساسی این ولتاژ به صورت زیر خواهد بود [۱۳]:

$$V_{i,FHA} = \frac{2}{\pi} V_{dc} \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (3)$$

که $V_{i,FHA}$ جزء اساسی ولتاژ مربعی تانک رزونانسی و f_{sw} فرکانس سوئیچینگ می‌باشد. جریان تانک رزونانس نیز سینوسی با مقدار مؤثر I_{r1} و اختلاف فاز ϕ نسبت به جزء اساسی ولتاژ ورودی تانک می‌باشد [۱۵]:

$$i_{r1}(t) = \sqrt{2} \cdot I_{r1} \sin(2\pi f_{sw} t - \phi) \quad (4)$$

پس فاز یا پیش‌فاز بودن این جریان نسبت به ولتاژ، بستگی به غالب بودن راکتانس سلفی یا راکتانس خازنی مربوط به تانک رزونانسی در ناحیه فرکانس کاری دارد.

تحلیل مدار می‌شود. به منظور به دست آوردن بهره ولتاژ با در نظر گرفتن شکل (۲)، می‌توان مدار معادل شکل (۳) که مناسب برای یافتن رابطه بین ولتاژ خروجی و ولتاژ ورودی است را به صورت زیر بیان کرد:

$$M = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_{ac} \parallel sL_m}{Z_{in}(s)} \quad (9)$$

که در رابطه بالا R_{ac} مقاومت بار مؤثر انتقال داده شده به سمت اولیه ترانسفورمر می‌باشد که به منظور ساده‌تر شدن روابط به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$R_{ac} = n^2 R_{o,ac} = \frac{8}{\pi^2} n^2 R_{out} \quad (10)$$

و $Z_{in}(s)$ امپدانس ورودی می‌باشد:

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{sC_r} + sL_r + R_{ac} \parallel sL_m \quad (11)$$

با تعریف پارامترهای زیر، می‌توان بهره ولتاژ را به صورت تابعی از فرکانس نرمالیزه شده f_n ، نسبت اندوکتانس λ و امپدانس مشخصه Z_o به صورت زیر بیان کرد:

$$M(f_n, \lambda, Q) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n^2})^2 + Q^2 (f_n - \frac{1}{f_n})^2}} \quad (12)$$

که پارامترها به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$Z_s = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_{R1} L_r = \frac{1}{2\pi f_{R1} C_r} \quad (13)$$

$$Q = \frac{Z_s}{R_{ac}} \quad (14)$$

$$\lambda = \frac{L_r}{L_m} \quad (15)$$

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_{R1}} \quad (16)$$

شکل (۴) دسته نمودارهای بهره ولتاژ به ازاء فرکانس نرمالیزه شده برای مقادیر مختلف Q و به ازاء $\lambda = 0.2$ را نشان می‌دهد. با توجه به معادله (۱۲) واضح است که مبدل رزونانسی LLC در فرکانس رزونانس f_{R1} ($f_n = 1$)، دارای بهره ولتاژ واحد می‌باشد. این نقطه جایی است که همه نمودارها با هم تماس دارند و مبدل حالتی مستقل از بار از خود نشان می‌دهد.

یکی از مسائل مهم در طراحی مبدل رزونانسی LLC، برآورد کردن بهره ولتاژ مورد نیاز با توجه به تغییرات ولتاژ ورودی است. محدود بودن تغییرات ولتاژ ورودی، در طراحی بهینه و رسیدن به راندمان بالا اهمیت ویژه‌ای دارد. به همین منظور معمولاً در کاربردهای متصل به برق شبکه، یک مبدل PFC قبل از مبدل رزونانسی LLC به کار گرفته می‌شود. وظیفه مبدل PFC علاوه بر تصحیح ضریب توان، ثابت کردن ولتاژ ورودی مبدل رزونانسی LLC می‌باشد [۱۴].

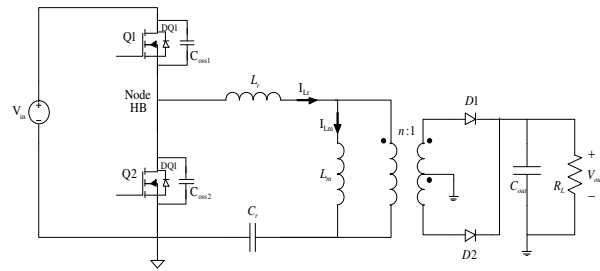
اکنون با توجه به یکسوکننده‌های خروجی ملاحظه می‌شود که یکسوکننده‌ها توسط جریان‌های شبه‌سینوسی تحریک می‌شوند و هنگامی که جریان‌ها برابر صفر می‌شوند، ولتاژ معکوس می‌شود. بنابراین ولتاژ در ورودی یکسوکننده‌ها متناوب و به صورت موج مربعی همفاز با جریان یکسوکننده با دامنه $V_{o,FHA}$ می‌باشد. که دارای مقدار مؤثری برابر $V_{o,FHA}$ است:

$$V_{o,FHA} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{out} \quad (5)$$

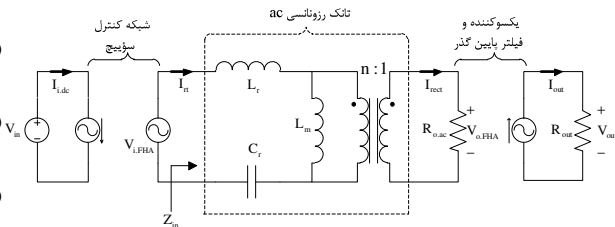
و جزء اساسی جریان یکسوکننده $i_{rect}(t)$ برابر است با [۱۵]:

$$i_{rect}(t) = \sqrt{2} I_{rect} \sin(2\pi f_{sw} t - \psi) \quad (6)$$

که مقدار مؤثر جریان و ψ اختلاف فاز نسبت به ولتاژ ورودی تانک است.



شکل (۱): مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل
Fig. (1): LLC resonant half-bridge converter



شکل (۲): مدل دو قطبی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل
Fig. (2): LLC resonant half-bridge converter two port model

به دلیل همفاز بودن $V_{o,FHA}(t)$ و $i_{rect}(t)$ می‌توان بلوک یکسوکنندگی را همانند یک بار مقاومتی $R_{o,ac}$ در نظر گرفت:

$$R_{o,ac} = \frac{V_{o,FHA}(t)}{i_{rect}(t)} = \frac{8}{\pi^2} R_{out} \quad (8)$$

اکنون به راحتی می‌توان مدل دو قطبی مدار را به دست آورد و مدار غیرخطی شکل (۱) را به کمک تکنیک FHA به مدار خطی شکل (۲) تبدیل کرد.

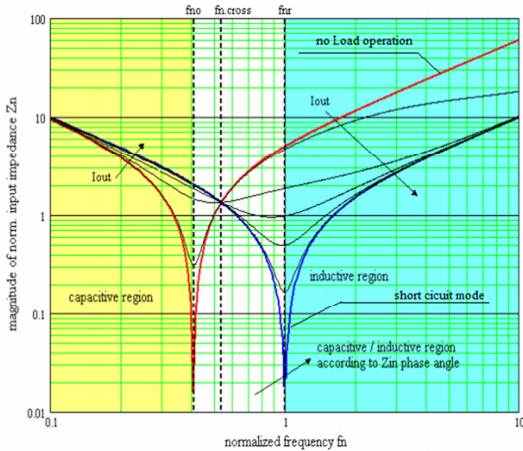
۲-۱- محاسبات بهره ولتاژ

در بخش قبل مشاهده شد که با استفاده از تکنیک FHA مدل دو قطبی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل به دست آمد که باعث ساده شدن

شکل (۵) منحنی نمودارهای Z_n به ازاء فرکانس نرمالیزه شده برای مقادیر مختلف Q و $\lambda = 0.2$ را نشان می‌دهد. در شکل (۵) منحنی حالت اتصال کوتاه و منحنی حالت بی‌باری نشان داده شده است و همچنین به صورت مشخص خطوط مجانبی در دو فرکانس رزونانس نرمالیزه شده f_{nr} ($f_{nr} = 1$) و f_{no} به منظور مجزا کردن ناحیه خازنی و ناحیه سلفی رسم شده است. همه منحنی‌ها در مقادیر مختلف Q همدیگر را در فرکانس نرمالیزه شده $f_{n,cross}$ قطع می‌کنند. این فرکانس که معین کننده مرز بین ناحیه خازنی و سلفی است را می‌توان با صفر قرار دادن قسمت موهومی $Z_n(f_n, \lambda, Q)$ به دست آورد [۱۵]:

$$f_{n,cross} = \sqrt{\frac{2\lambda}{1+2\lambda}} \quad (20)$$

همان طور که در شکل (۵) نیز مشخص است، امپدانس ورودی در فرکانس‌های بالاتر از f_{nr} دارای خاصیت غالب سلفی، در فرکانس‌های پایین‌تر از f_{no} دارای خاصیت غالب خازنی و در فرکانس‌های بین f_{no} و f_{nr} می‌تواند دارای هر دو خاصیت باشد، که $f_{n,cross}$ معین کننده مرز بین آنها است. طراحی مبدل رزونانسی برای ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم باید به صورتی باشد که مبدل در ناحیه سلفی کار کند. علت آن در بخش بعدی توضیح داده خواهد شد.



شکل (۵): نمودارهای امپدانس ورودی فرکانس [۱۵]
Fig. (5): Plots of input impedance versus frequency [15]

۳- مکانیزم سوئیچینگ و شرایط ZVS

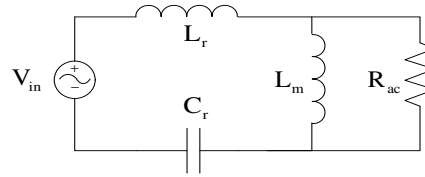
همان طور که قبلاً نیز اشاره شد، روشن و خاموش شدن ماسفت‌های قدرت $Q1$ و $Q2$ با سیکل وظیفه برابر 50% موج مربعی ولتاژ ورودی تانک رزونانسی را تولید می‌کند. در شکل (۱) دیودهای بدنه $DQ1$ و $DQ2$ و خازن‌های پارازیتیک C_{oss1} و C_{oss2} به صورت جداگانه نشان داده شده‌اند. به علاوه، می‌توان خازن‌های پارازیتیک دیگری که در گره HB وجود دارند و با یکدیگر به صورت موازی قرار گرفته‌اند را به صورت یک خازن معادل C_{HB} در نظر گرفت:

(۵۶)

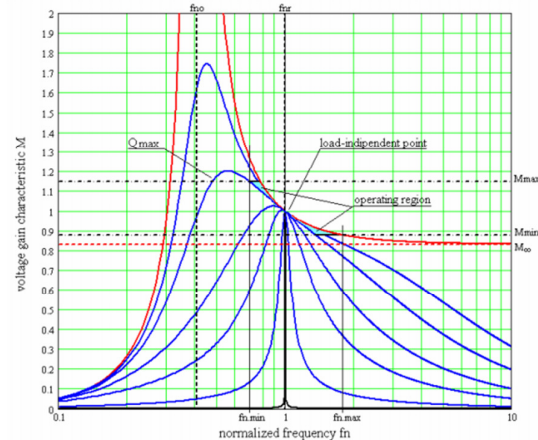
همچنین با مشاهده نمودارهای مختلف شکل (۴) به ازاء مقادیر مختلف Q ، می‌توان دریافت که رفتار مبدل در فرکانس‌های بزرگتر از فرکانس قله نمودارها به این صورت است که با افزایش فرکانس یا بار بهره ولتاژ کاهش می‌یابد. عکس این مطلب نیز درست است که هنگام عملکرد مبدل در بهره ولتاژ بالا، فرکانس مبدل کاهش می‌یابد. بنابراین از نقطه نظر طراحی، مبدل باید توانایی عملکرد در شرایط حداقل ولتاژ ورودی را در حداقل فرکانس و همچنین حداکثر ولتاژ ورودی را در حداکثر فرکانس داشته باشد. بیان ریاضی عبارات فوق را می‌توان به صورت زیر بیان کرد:

$$M_{min} = 2n \frac{V_{out}}{V_{dc,max}} \quad (17)$$

$$M_{max} = 2n \frac{V_{out}}{V_{dc,min}} \quad (18)$$



شکل (۳) مدار معادل مبدل نیم‌پل رزونانسی
Fig. (3): Equivalent circuit model of resonant half-bridge converter



شکل (۴): نمودارهای بهره ولتاژ- فرکانس برای مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل [۱۵]

Fig. (4): Voltage gain characteristics of LLC resonant half-bridge converter [15]

۲-۲- محاسبات امپدانس ورودی

با در نظر گرفتن پارامترهای امپدانس مشخصه Z_s ، ضریب کیفیت Q و نسبت اندوکتانس λ ، می‌توان امپدانس ورودی $Z_{in}(s)$ را به صورت نرمالیزه شده به صورت زیر بیان کرد:

$$Z_n(f_n, \lambda, Q) = \frac{Z_{in}(f_n, \lambda, Q)}{Z_s} = \frac{j.f_n}{\lambda + j.f_n Q} + \frac{1-f_n^2}{j.f_n} \quad (19)$$

در گام سوم و چهارم به ترتیب حداکثر فرکانس نرمالیزه شده و مقاومت بار مؤثر انتقال داده شده به اولیه ترانسفورمر به دست می‌آید. برای محاسبه نسبت سلف باید مبدل را در شرایط عملکرد بحرانی حداکثر فرکانس در بی‌باری و حداکثر ولتاژ ورودی به دست آورد. با توجه به معادله (۱۲) می‌توان رابطه گام پنجم در شرایط بیان شده را به دست آورد. همچنین با به دست آوردن ضریب کیفیت مناسب که به نوعی بیان تغییرات بار می‌باشد، می‌توان برقرار بودن شرایط ZVS در تمام محدوده عملکرد را تضمین کرد. گام‌های ششم، هفتم و هشتم روابط مربوطه را بیان می‌کنند. به منظور به دست آوردن حداقل فرکانس عملکرد مبدل در محدوده ZVS باید عملکرد مبدل را در شرایط بار کامل و حداقل ولتاژ ورودی تحلیل کرد. در گام نهم رابطه تقریبی برای به دست آوردن حداقل فرکانس آورده شده است [۱۳] و نهایتاً در گام دهم مقادیر تانک رزونانسی و امیدانسی مشخصه طبق تعریف به دست می‌آیند.

نتایج طراحی با توجه به مشخصات بیان شده در جدول (۲) آورده شده است و با استفاده از نرم‌فزار Pspice مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل شبیه‌سازی شده و شکل موج‌های مهم آن در شکل (۶) و (۷) آورده شده است. همچنین شکل (۸) شکل موج‌های فرمان گیت‌ها، ولتاژ درین-سورس و جریان درین ماسفت Q1 را نشان می‌دهد، و می‌توان مشاهده کرد که در زمان روشن شدن ماسفت‌ها دارای ZVS می‌باشند. به علاوه در زمان خاموشی نیز همپوشانی ولتاژ و جریان بسیار ناچیز می‌باشد که موجب تلفات اندکی خواهد شد. با توجه به شکل (۷)، راندمان مبدل شبیه‌سازی شده به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\eta = \frac{V_o \times I_o}{V_i \times AVE(I_i)} = \frac{30 \times 2.5}{400 \times 0.199} = 94.2\% \quad (23)$$

Table (1): The specification data of LLC resonant half-bridge conveter

جدول (۱): مقادیر پارامترهای طراحی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل

مقدار	پارامتر
400 Vdc	ولتاژ نامی ورودی
330 V - 420 V	محدوده ولتاژ ورودی
30 V	ولتاژ خروجی
75 W	توان خروجی
100 KHz	فرکانس رزونانسی
120 KHz	حداکثر فرکانس عملکرد
350 pF	خازن پارازیتیک

$$C_{HB} = C_{oss1} + C_{oss2} + C_{Stray} \quad (21)$$

خازن‌های پراکندگی عنصرهای دیگر مانند خازن‌های ایجاد شده بین سیم‌پیچ‌های ترانسفورمر می‌باشد. هیچ همپوشانی بین هدایت Q1 و Q2 وجود ندارد و علاوه بر آن زمان مرده‌ای به اندازه T_D نیز بین گذر از یک حالت به حالت دیگر قرار داده شده است. فرض کنید که روشن و خاموش Q2 است، بنابراین ولتاژ اعمالی به تانک رزونانسی مثبت است. اگر پس از خاموش شدن Q1 و در طی مدت زمان T_D جریان را نیز مثبت فرض کنیم، یعنی جریان در حال وارد شدن به تانک رزونانسی باشد، در این صورت، خازن C_{HB} را که قبلاً به اندازه ولتاژ ورودی مدار شارژ شده بود را دشارژ می‌کند و ولتاژ آن را به صفر می‌رساند؛ که باعث روشن شدن DQ2 می‌شود و در صورتی که در این لحظه Q2 روشن شود ولتاژ دو سر آن صفر و تلفات روشن شدن سوئیچ وجود نخواهد داشت. همین اتفاق در صورتی که فرض کنیم Q1 خاموش و Q2 روشن است، اتفاق خواهد افتاد.

مشاهده شد که شرایط ایجاد ZVS با این فرض به وجود آمد که جریان ورودی به تانک پس‌فاز باشد، که این شرط لازم برای ایجاد سوئیچینگ در ولتاژ صفر می‌باشد. پس‌فاز یا پیش‌فاز بودن جریان بستگی به فرکانس سوئیچینگ و ناحیه عملکرد مبدل دارد.

به منظور تضمین ایجاد ZVS، جریان تانک در انتهای نیم‌سیکل اول باید از مقدار مینیمم مورد نیاز برای تخلیه C_{HB} در طول فاصله زمان مرده T_D تجاوز کند. به صورت خلاصه می‌توان گفت که دو شرط به منظور رسیدن به شرایط سوئیچینگ نرم باید وجود داشته باشد:

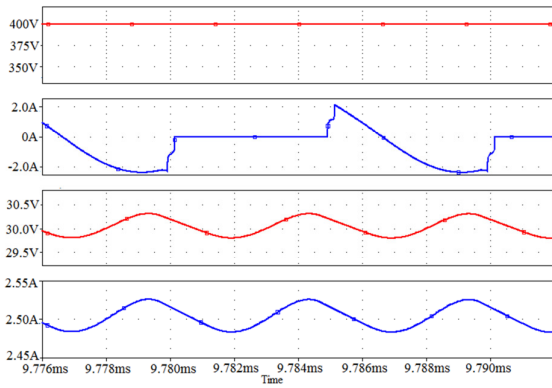
(۱) جریان ورودی به تانک رزونانسی باید نسبت به ولتاژ ورودی تانک رزونانسی پس‌فاز باشد.

(۲) زمان مرده T_D باید به منظور دشارژ کامل خازن C_{HB} به اندازه کافی طولانی باشد. این مدت زمان را می‌توان از رابطه زیر به دست آورد:

$$T_D = C_{HB} \frac{V_{dc}}{i_n \left(\frac{T_{sw}}{2} \right)} \quad (22)$$

۴- طراحی و شبیه‌سازی

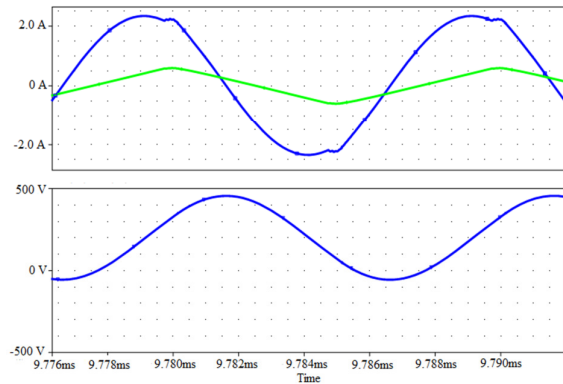
به منظور طراحی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل ده گام به صورت منسجم در جدول (۲) در نظر گرفته شده است. با انجام محاسبات هر گام با ترتیب آورده شده در جدول به سادگی می‌توان این مبدل را طراحی کرد. جدول (۱) مقادیر پارامترهای در نظر گرفته شده برای طراحی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل طراحی شده در این مقاله را نشان می‌دهد. یکی از مهمترین المانها در مبدل رزونانسی LLC به منظور رسیدن به راندمان بالا ترانسفورمر است. نسبت تعداد سیم‌پیچ‌های اولیه به ثانویه با توجه به بهره ولتاژ در ولتاژ نامی طبق رابطه گام اول می‌توان محاسبه کرد. همچنین بهره ولتاژ حداقل و حداکثر همان طور که در بخش محاسبات بهره ولتاژ بیان شد، در گام دوم حساب می‌شوند.



شکل (۷): ۱- شکل موج ولتاژ ورودی ۲- شکل موج جریان ورودی ۳- شکل

موج ولتاژ خروجی ۴- شکل موج جریان خروجی

Fig. (7): Waveforms of: 1- Input voltage 2- Input current
3- Output voltage 4- Output current



شکل (۶): شکل موج جریان‌ها و ولتاژ رزونانس

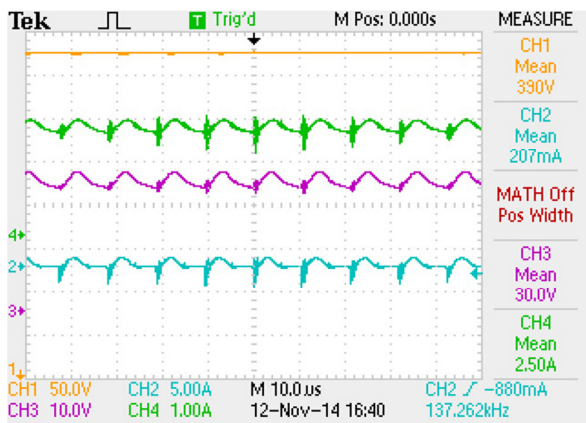
Fig. (6): Waveforms of resonant currents and voltage

Table (2): Procedure of LLC resonant half-bridge converter design

جدول (۲): مراحل طراحی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل

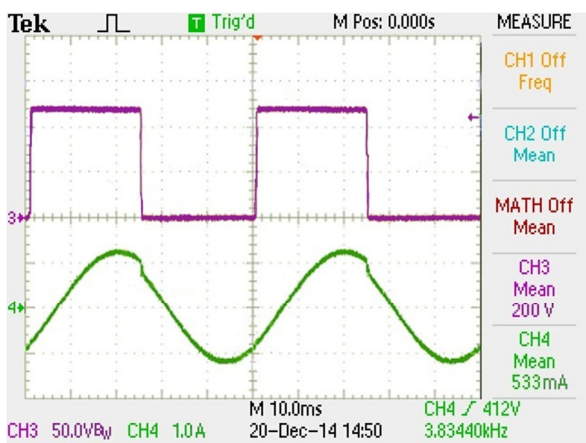
نتایج طراحی	فرمول‌ها	توضیحات	گام‌ها
$n = 4.17$ Turn	$n = \frac{1}{2} \frac{V_{dc, nom}}{V_{out}}$	تعیین نسبت دور ترانسفورمر	گام اول
$M_{max} = 1.2121$ $M_{min} = 0.9524$	$M_{max} = 2n \frac{V_{out}}{V_{dc, min}}, M_{min} = 2n \frac{V_{out}}{V_{dc, max}}$	محاسبه حداقل و حداکثر بهره مورد نیاز	گام دوم
$f_{n, max} = 1.2$	$f_{n, max} = \frac{f_{max}}{f_r}$	محاسبه حداکثر فرکانس عملکرد نرمالیزه شده	گام سوم
$R_{ac} = 294.406$	$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} n^2 \frac{V_{out}^2}{P_{out}}$	محاسبه مقاومت بار مؤثر انتقال داده شده به اولیه ترانسفورمر	گام چهارم
$\lambda = 0.1636$	$\lambda = \frac{1 - M_{min}}{M_{min}} \frac{f_{n, max}^2}{f_{n, max}^2 - 1}$	محاسبه نسبت سلف	گام پنجم
$Q_{max} = 0.4104$ $Q_{ZVS,1} = 0.3899$	$Q_{max} = \frac{\lambda}{M_{max}} \sqrt{\frac{1}{\lambda} + \frac{M_{max}^2}{M_{max}^2 - 1}}$ $Q_{ZVS,1} = 0.95 \times Q_{max}$	محاسبه حداکثر ضریب کیفیت به منظور عملکرد در ناحیه کاری ZVS در شرایط حداقل ولتاژ ورودی و بار کامل	گام ششم
$Q_{ZVS,2} = 0.1522$	$Q_{ZVS,2} = \frac{2}{\pi} \frac{\lambda \cdot f_{n, max}}{(\lambda + 1) f_{n, max}^2 - \lambda R_{ac} C_{ZVS}}$	محاسبه حداکثر ضریب کیفیت به منظور عملکرد در ناحیه کاری ZVS در شرایط بی‌باری و حداکثر ولتاژ ورودی	گام هفتم
$Q_{ZVS} = 0.1522$	$Q_{ZVS} \leq \min \{Q_{ZVS,1}, Q_{ZVS,2}\}$	انتخاب حداکثر ضریب کیفیت برای ایجاد ZVS در تمام محدوده عملکرد	گام هشتم
$f_{min} = 69.208$ kHz	$f_{min} = f_r \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{\lambda} \left(1 - \frac{1}{M_{max} \left(1 + \frac{Q_{ZVS,1}^4}{Q_{max}^4}\right)}\right)}}$	محاسبه حداقل فرکانس عملکرد در شرایط بار کامل و حداقل ولتاژ ورودی	گام نهم
$Z_s = 37.9643 \Omega$ $C_r = 41.922$ nF $L_r = 60.422$ μ H $L_m = 369.25$ μ H	$Z_s = Q_{ZVS} \cdot R_{ac}, C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_s}, L_r = \frac{Z_s}{2\pi f_r}, L_m = \frac{L_r}{\lambda}$	محاسبه امپدانس مشخصه تانک رزونانسی و مقادیر دیگر قطعات	گام دهم

شکل (۱۲) نمودار راندمان به ازاء میزان بارهای مختلف خروجی را نشان می‌دهد. همان طور که ملاحظه می‌کنید مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل با تغییرات وسیع بار خروجی، تغییرات راندمان تقریباً محدودی خواهد داشت.



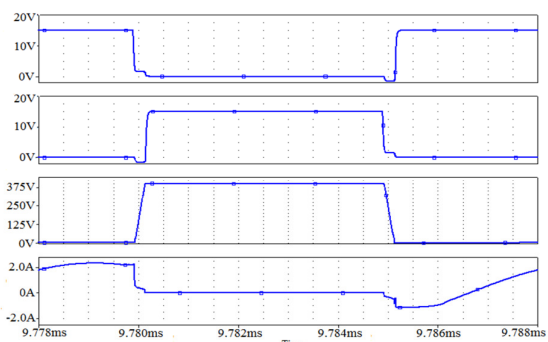
شکل (۱۰): شکل موج‌های ولتاژ و جریان ورودی و خروجی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل؛ CH1: ولتاژ ورودی، CH2: جریان ورودی، CH3: ولتاژ خروجی، CH4: جریان خروجی

Fig. (10): Waveforms of input and output of current and voltage of LLC resonant half-bridge converter; CH1: Input voltage, CH2: Input current, CH3: Output voltage, CH4: Output current



شکل (۱۱): CH3: ولتاژ ورودی تانک رزونانس، CH4: جریان رزونانس

Fig. (11): CH3: Input voltage of resonant tank, CH4: Resonant current



شکل (۸): شکل موج‌های فرمان گیت‌ها، ولتاژ درین-سورس و جریان درین ماسفت Q1

Fig. (8): Waveforms of gate driving, drain- source voltage and current of Q1 MOSFET's drain

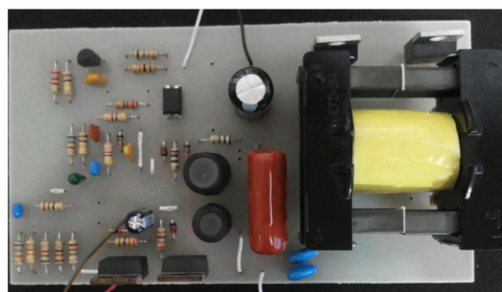
۵- نتایج عملی

مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل ساخته شده در شکل (۹) نشان داده شده است. به دلیل وجود شرایط ZVS برای مدار، ماسفت‌ها نیاز به هیت-سینک ندارند و در توان 75W کشیده شده از آن اصلاً گرم نمی‌شوند. شکل موج‌های ولتاژ و جریان ورودی و خروجی اندازه‌گیری شده و در شکل (۱۰) نتایج آن آورده شده است.

کانال ۱ شکل موج ولتاژ ورودی، کانال ۲ شکل موج جریان ورودی، کانال ۳ شکل موج ولتاژ خروجی و کانال ۴ شکل موج جریان خروجی را نشان می‌دهند. با توجه به مقادیر متوسط محاسبه شده توسط اسیلوسکوپ می‌توان راندمان مدار را به صورت زیر محاسبه کرد:

$$\eta = \frac{V_o \times I_o}{V_i \times I_i} = \frac{30 \times 2.5}{390 \times 0.207} = 93\% \quad (24)$$

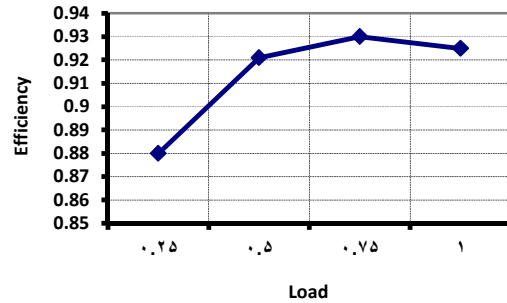
شکل (۱۱) جریان رزونانس و ولتاژ گره HB را نشان می‌دهد. همان طور که ملاحظه می‌کنید پس‌فاز بودن جریان نسبت به ولتاژ ورودی تانک رزونانسی که منجر به ایجاد شرایط سوئیچینگ نرم می‌شود، واضح به نظر می‌رسد. همچنین مشاهده می‌شود که شکل موج‌های شبیه‌سازی شده و شکل موج‌های حاصل از ساخت مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل مشابه یکدیگر بوده و نتایج عملی به دست آمده با نتایج شبیه‌سازی همخوانی دارند.



شکل (۹): مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل ساخته شده

Fig. (9): Prototype of LLC resonant half-bridge converter

است. این تکنیک بسیار مناسب برای به دست آوردن بهره ولتاژ مبدل می‌باشد. همچنین با استفاده از روش FHA به راحتی شرایط ZVS در حالت‌های مختلف مدار قابل درک خواهد شد. در این مقاله با کمک تکنیک FHA روابط مورد نیاز جهت طراحی مبدل رزونانسی LLC نیم‌پل به دست آمد و بر اساس آن مبدل برای توان 75W طراحی و شبیه‌سازی شد و نهایتاً با مقایسه نتایج عملی و نتایج شبیه‌سازی روند طراحی مورد تأیید قرار گرفت.



شکل (۱۲): نمودار راندمان نسبت به میزان بار خروجی
Fig. (12): Plot of efficiency versus load

پی‌نوشت:

- 1- First Harmonic Approximation

۶- نتیجه‌گیری

روش تخمین هارمونیک اول یا FHA یکی از روش‌های تحلیل مدارات رزونانسی است که تنها با در نظر گرفتن هارمونیک اصلی ولتاژها و جریان‌ها، تحلیل مدارات غیرخطی پیچیده رزونانسی را ساده کرده

References

- [1] I. Batarseh, "Resonant converter topologies with three and four energy storage elements", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 9, No. 1, pp. 64-73, 1994.
- [2] L. Hang, L. Zhengyu, Z. Qian, "Research of digital control strategy for multi-resonant LLC converter", Proceeding of the IEEE/ISIE, pp. 479-484, Vigo, June 2007.
- [4] Baktash, A. Vahedi, "Modeling of pulsed transformer with Nano crystalline cores", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, Vol. 5, No. 18, pp. 3-8, Summer 2014. (in Persian)
- [4] N. Shafiyi, H. Farzanehfard, M. Jafarboland, "Steady state analysis of LCLC resonant converter with capacitive output filter", Journal of Intelligent Procedures in Electrical Technology, Vol. 1, No. 1, pp. 57-65, Winter 2010. (in Persian)
- [5] Lu, Bing, Wenduo Liu, Yan Liang, Fred C. Lee, Jacobus D. Van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter", Proceeding of the IEEE/APEC, pp. 533-538, March 2006.
- [6] R. Yu, G. K.Y. Ho, B.M.H. Pong, BW-K. Ling, J. Lam, "Computer-aided design and optimization of high-efficiency LLC series resonant converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 27, No. 7, pp. 3243-3256, Dec. 2011.
- [7] I. Batarseh, "State-plane approach for the analysis of half-bridge parallel resonant converters," IEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems, Vol. 142, No. 3, pp. 200-204, 1995.
- [8] N.H. Kutkut, C.Q. Lee, I. Batarseh, "A generalized program for extracting the control characteristics of resonant converters via the state-plane diagram", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 1, pp. 58-66, Jan. 1998.
- [9] I. Batarseh, R. Liu, A. Ortiz-Conde, A. Yacoub, K. Siri, "Steady state analysis and performance characteristics of the LLC-type parallel resonant converter", Proceeding of the IEEE/PESC, pp. 597-606, Jun 1994.
- [10] C. Oeder, A. Bucher, J. Stahl, T. Duerbaum, "A comparison of different design methods for the multiresonant LLC converter with capacitive output filter", Proceeding of the IEEE/COMPEL, pp. 1-7, June 2010.
- [11] G. Ivensky, S. Bronshtein, A. Abramovitz, "Approximate analysis of resonant LLC DC-DC converter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 26, No. 11, pp. 3274-3284, April 2011.
- [12] M.P. Foster, C.R. Gould, A.J. Gilbert, D.A. Stone, C.M. Bingham, "Analysis of CLL voltage-output resonant converters using describing functions", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 23, No. 4, pp. 1772-1781, July 2008.
- [13] R.L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp. 174-182, April 1988.
- [14] T. Duerbaum, "First harmonic approximation including design constraints", Proceeding of the IEEE/INTELEC, pp. 321-328, San Francisco, CA, 1998.
- [15] ST., AN2450 Application note: "LLC resonant half bridge design guideline", ST online database.
- [16] M. Arias, D.G. Lamar, F.F. Linera, D. Balocco, A.A. Diallo, J. Sebastián, "Design of a soft-switching asymmetrical half-bridge converter as second stage of an LED driver for street lighting application", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 27, No. 3, pp. 1608-1621, Aug. 2012.