

پیاده سازی مبدل تشدید با قابلیت تطبیق تانک متغیر و تنظیم ولتاژ از طریق مدولاسیون فرکانس

حافظ نوحی^۱، اصغر طاهری^{۲*} و محمدرضا آذر کردار^۳

اطلاعات مقاله	چکیده
<p>واژگان کلیدی: مبدل تشدید موازی (PRC)، مدولاسیون فرکانس (FM)، تانک متغیر، کلیدزنی جریان صفر (ZSC)</p>	<p>امروزه مبدل های تشدید به علت راندمان بالاتر نسبت به سایر مبدل ها بیشتر مورد استفاده قرار گرفته اند. در این مقاله از یک مبدل تشدید با تانک تشدید موازی استفاده شده است. در مدارات تشدید به علت تغییرات شرایط محیطی، احتمال تغییر در مقادیر پارامترهای تانک تشدید وجود دارد. همچنین این تغییرات می تواند مربوط به تغییرات مقادیر امپدانس مدار تشدید باشد. ولتاژ خروجی مبدل به شدت وابسته به تغییرات بار خروجی و پارامترهای تانک تشدید بوده و بر اثر این تغییرات ولتاژ خروجی تغییر می نماید. در این مقاله سعی شده با یک الگوریتم مناسب مشکلات موجود بررسی و امکان رفع آنها فراهم شود. از مزایای روش پیشنهادی، امکان تشخیص نسبتاً مناسب پارامترهای تانک تشدید، فرکانس تشدید و فرکانس کلیدزنی مربوط به هر مدار تشدید با مقادیر نامشخص می باشد. نتایج حاصل از شبیه سازی و نمونه آزمایشگاهی ساخته شده برای ولتاژ ۴۰ ولت و جریان خروجی ۱/۵ آمپر نشانگر سادگی و مزایای روش پیشنهادی می باشد.</p>

۱- مقدمه

در سیستم های امروزی استفاده از مبدل های کلیدزنی در بیشتر کاربردها رو به افزایش بوده است. امروزه استفاده از مبدل های کلیدزنی DC-DC به دلیل بازدهی بالاتر، کاهش حجم و وزن آنها نسبت به دیگر مبدل ها از جمله مبدل های ترانسفورمری و خطی افزایش پیدا کرده است. مبدل های کلیدزنی DC-DC در بسیاری از زمینه ها از جمله تغذیه دستگاه های الکترونیکی، شارژر باتری، کامپیوتر،

ماشین های الکتریکی و صنعتی، لوازم خانگی و غیره استفاده می شوند [۴]-[۱]. یکی از انواع مبدل های کلیدزنی DC-DC که امروزه مورد استفاده قرار می گیرد، مبدل DC-DC تشدید می باشد. از بارزترین مزایای این مبدل ها بازدهی بالا، نویز و تداخل الکترومغناطیسی کمتر^۱(EMI) می باشد. این مبدل ها در شرایط بی باری قادر به تنظیم ولتاژ خروجی نبوده و مقادیر گسترده ای از تغییرات فرکانس برای تنظیم ولتاژ خروجی در محدوده بار کامل لازم می باشد [۵]. روش پیشنهادی محدودیت های فوق را تا حد زیادی کاهش خواهد داد. آرایش بخش کلیدزنی مبدل تشدید در این مقاله به-

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: taheri@znu.ac.ir

۱. دانشجوی دکتری، دانشگاه ارومیه، گروه برق، ارومیه، ایران.

۲. استادیار، دانشکده فنی مهندسی گروه برق، دانشگاه زنجان، زنجان، ایران.

۳. مربی، دانشگاه آزاد اسلامی، واحد ابهر، گروه برق، ابهر، ایران.

¹ Electromagnetic Interference

شوند. با افزایش عناصر تانک تشدید مرتبه تانک و در نتیجه فرکانس تشدید مختلف قابل دسترس خواهد بود و تعداد پارامترهای کنترلی افزایش می‌یابد؛ اما کنترل پیچیده‌تری را نیز نیاز دارد. در این مقاله از بین تانک‌های ذکر شده، تانک LC موازی مورد استفاده قرار گرفته است. طبق نتایج [۱۰]، نتیجه مقایسه مبدل سوئیچینگ و مبدل تشدید موازی (PRC⁴) تمام‌پل با پارامترهای یکسان بیانگر مزایایی نظیر کاهش ابعاد مبدل و خنک‌سازی آسانتر و غیره می‌باشد. یکی از روش‌های کنترل و تنظیم ولتاژ خروجی DC ثابت استفاده از فرکانس کلیدزنی ثابت و امکان کنترل با تغییر اندوکتانس تانک می‌باشد [۱۲]-[۱۱]. در [۱۳] از یک روش مناسب برای کنترل بهینه مبدل تشدید سری- موازی (SPRC⁵) با ایجاد تقدم یا تأخیر در نقطه کلیدزنی اینورتر بررسی شده است. بهره مبدل با استفاده از ابزار ترکیبی فضای حالت تجزیه و تحلیل شده و یک طراحی ساده برای بخش کنترل کننده مبدل تشدید ارائه گردیده است [۱۳]. در [۱۴]، روشی مناسب برای رنج تغییرات وسیع مبدل بیان شده است. مزیت روش پیشنهادی رنج تغییرات وسیع ولتاژ خروجی بر خلاف مبدل‌هایی با ولتاژ خروجی ثابت می‌باشد.

در این مقاله از مبدل تشدید LC موازی با مدار کلیدزنی تمام‌پل استفاده شده است. در یک منبع کلیدزنی، تغییر سطح ولتاژ و جریان خروجی از طریق تغییر زمان کارکرد (D.C⁶) انجام می‌گیرد. اما در منابع تغذیه تشدید به جز زمان کارکرد، با تغییر در فرکانس کلیدزنی نیز می‌توان ولتاژ و جریان مدار را کنترل نمود. در این مقاله روشی جدید برای تغییرات پارامترهای تانک تشدید استفاده شده و

صورت تمام‌پل می‌باشد. از مزایای این آرایش می‌توان به چگالی توان بالا و همچنین جریان کلیدزنی کمتر در کلیدها به علت ولتاژ بالاتر و کاهش تلفات کلیدزنی نسبت به دیگر آرایش‌ها مانند نیم‌پل، اشاره کرد. از معایب این ساختار می‌توان به تعداد کلیدهای بیشتر و راه‌اندازی پیچیده‌تر اشاره نمود [۶]. از سایر مزیت‌های این ساختار می‌توان به امکان استفاده در توان‌های بالا اشاره نمود.

مهمترین مزیت مبدل‌های تشدید کلیدزنی تلفات کلیدزنی می‌باشد که اصطلاحاً این امر را کلیدزنی جریان صفر (ZCS¹) و یا در نوع دیگر کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS²) می‌نامند. از این رو مبدل‌های تشدید می‌توانند در فرکانس‌های کلیدزنی بالاتری نسبت به مبدل‌های PWM³ عمل نمایند. استفاده از کلیدزنی نرم (ZVS و ZCS) در مبدل‌های تشدید باعث کاهش تلفات کلیدزنی و افزایش بازدهی مبدل می‌گردد و باید در طراحی صورت گرفته امکان تحقق این امر مشخص باشد [۸]-[۷].

عملکرد مبدل‌های تشدید در قسمت اینورتر مانند یک منبع تغذیه سوئیچینگ می‌باشد با این تفاوت که در خروجی اینورتر یک تانک تشدید متشکل از حداقل یک خازن و یک سلف استفاده می‌شود. در مبدل‌های تشدید فرکانس تشدید و فرکانس کلیدزنی می‌تواند برابر و یا نا برابر باشد و با ایجاد حالت کلیدزنی ZCS و یا ZVS تلفات کلیدزنی مبدل کاهش می‌یابد [۹]. مبدل‌های تشدید از نظر آرایش بخش اینورتر به انواع گوناگونی از جمله نیم‌پل و تمام‌پل تقسیم می‌شوند که هر کدام معایب و مزایایی دارند. از نظر تانک تشدید نیز مبدل‌های تشدید به انواع مختلفی از جمله LC سری، موازی، LCC، LLC، LC-LC و غیره تقسیم می‌

⁴Parallel Resonant Converter

⁵Series Parallel Resonant Converter

⁶Duty Cycle

¹Zero Current Switching

²Zero Voltage Switching

³Pulse Width Modulation

یافته است. چرا که با تغییر بار خروجی در مدت زمان کمی ولتاژ خروجی مجدداً به رنج مطلوب باز می‌گردد. نتایج حاصل از شبیه‌سازی و پیاده‌سازی عملی آن بیانگر این موضوع می‌باشد. روش فوق که باعث بهینه‌شدن ساختار مبدل تشدیدی گردیده است زمینه کاربردهای فراوانی را مهیا می‌سازد. از جمله کاربردهای آن در صنایع ذوب فلزات، صنایع اتومبیل‌سازی و در کل مصارف با ولتاژ ثابت می‌باشد. در بخش بعدی، ابتدا مبدل تشدیدی با مدولاسیون فرکانس ($FM-PRC^1$) تحلیل می‌شود. سپس مدار کنترلی پیشنهادی آنالیز و بررسی می‌شود. در پایان نتایج حاصل از شبیه‌سازی و نتایج نمونه آزمایشگاهی صحت و مزایای روش پیشنهادی را نشان می‌دهد.

۲- تحلیل مبدل تشدید با

مدولاسیون فرکانس

طرح کلی مبدل تشدید LC موازی با مدولاسیون فرکانس که در این مقاله ارائه شده در شکل ۱ نشان داده شده است. این مبدل از سه بلوک اصلی تشکیل شده است. بلوک اول مربوط به کنترل‌کننده مبدل می‌باشد که عملیات کنترلی را برای شرایط تعریف شده از طریق FM^2 انجام می‌دهد. بلوک کنترل‌کننده خود از چند قسمت تشکیل شده است. بلوک دوم مربوط به ساختار قدرت مبدل بوده که این ساختار به صورت یک مدار کلیدزنی تمام‌پل در نظر گرفته شده و بلوک سوم تانک تشدید می‌باشد.

ساختار این تانک به صورت LC موازی بوده که از دوسر خازن جهت تغذیه بار استفاده می‌شود. تانک تشدید

تانک تشدید متغیر به صورت عملی در یک رنج مشخص پیاده‌سازی شده است. با توجه به شرایط کاری مدار و نیز شرایط محیطی از جمله دما و رطوبت، می‌توان در تانک تشدید تغییرات ایجاد نمود.

اکثر مبدل‌های تشدید برای یک نوع تانک خاص طراحی می‌شوند که در صورت تغییر مقادیر تانک، دیگر مبدل قادر به انجام کار در شرایط قبلی نمی‌باشد. البته با تغییر مناسب فرکانس کلیدزنی در محدوده‌ی مشخص می‌توان در صورت تغییر پارامترهای تانک تشدید و همچنین تغییرات بار، ولتاژ خروجی را در رنج مطلوبی ثابت نگاه داشت. در این مقاله برای انجام این کار از یک مدار کنترلی مناسب استفاده می‌شود. این مدار ابتدا تغییرات ممکن در مدار تشدید از لحاظ تغییر در پارامترهای تانک و یا بار خروجی را تشخیص داده، و عمل رگولاسیون را انجام می‌دهد. اهمیت انجام این روش در مبدل‌های تشدید به علت امکان تغییر در پارامترهای تانک تشدید با ایجاد تغییرات در شرایط محیطی از جمله دما و رطوبت می‌باشد. با تغییر پارامترهای تانک تشدید فرکانس تشدید مدار نیز جابجا خواهد شد. در صورتیکه در مدار تشدید امکان اندازه‌گیری و تغییر فرکانس تشدید فراهم نشود ولتاژ خروجی دچار تأثیر شده و ولتاژ خروجی از رنج مطلوب خارج می‌شود. از مزایای دیگر روش پیشنهادی قابلیت استفاده از آن برای تانک‌های تشدید با مقادیر نامشخص می‌باشد. در اکثر مقالات قبلی پارامترهای تانک تشدید ثابت در نظر گرفته شده است. لذا در صورت تغییرات پارامترهای تانک تشدید، مبدل کارایی اولیه خود را از دست داده و راندمان آن به شدت کاهش می‌یابد.

از معایب دیگر مبدل‌های تشدید، حساسیت آن به تغییرات بار می‌باشد که در این مقاله با کنترل فرکانس کلیدزنی این عیب تا حد زیادی کاهش

¹ Frequency Modulation-Parallel Resonant Converter

² Frequency Modulation

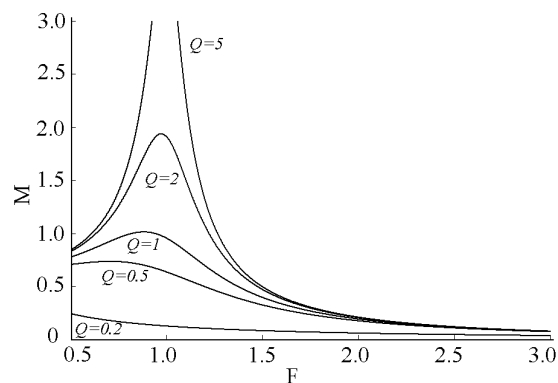
جدول ۱- متغیرها

متغیر	پایه
ولتاژ ورودی DC	V_{dc}
ولتاژ خروجی DC	V_o
فرکانس کلیدزنی	f_s
فرکانس تشدید	f_r
بهره ولتاژ	M
امپدانس مشخصه	Z_c
بار	R_L
خازن تشدید	C_r
سلف تشدید	L_r

شکل ۲ پاسخ فرکانسی PRC را نشان می‌دهد. در رابطه (۲)، F نسبت فرکانس کلیدزنی به فرکانس تشدید می‌باشد. با توجه به مقدار F ، ناحیه کار مبدل بصورت زیر تعریف می‌شود:

$$\begin{aligned} \text{if } F > 1 &\Rightarrow \text{Inductive} \\ \text{if } F < 1 &\Rightarrow \text{Capacitive} \end{aligned}$$

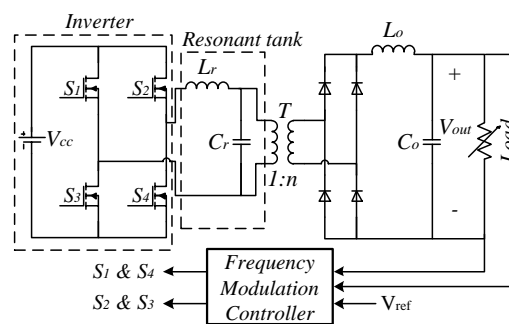
اگر فرکانس کلیدزنی و فرکانس تشدید برابر باشند، به علت اتصال کوتاه شدن تانک تشدید LC موازی، عملکرد مدار دچار اختلال می‌شود.



شکل ۲- پاسخ فرکانسی

در رابطه (۵)، M نسبت ولتاژ خروجی به ولتاژ ورودی بوده که به عنوان بهره ولتاژ تعریف می‌شود. در شکل ۲ پاسخ فرکانسی مبدل به ازای ضریب کیفیت‌های مختلف (Q)، رسم گردیده است. شکل ۳ مدار معادل مبدل تشدید DC-DC موازی را نشان می‌دهد [۱۸]. مقدار بار مؤثر دیده شده از سمت ورودی یکسوساز برای بار مقاومتی معین بصورت رابطه (۱۰) مشخص می‌شود.

PRC دارای یک فرکانس طبیعی است که توسط L_r و C_r تعیین می‌شود [۱۶]-[۱۵].



شکل ۱- مبدل تشدید LC موازی با کنترل مدولاسیون فرکانس

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

$$F = \frac{f_s}{f_r} \quad (2)$$

اگر زمان پهنای پالس T_{on} باشد، نسبت مقدار D به صورت رابطه (۳) تعریف می‌شود.

$$D = \frac{T_{on}}{T_s/2} \quad (3)$$

که در اینجا:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (4)$$

$$M = \frac{V_o}{V_{dc}} \quad (5)$$

ضریب کیفیت مدار PRC از رابطه (۶) محاسبه می‌شود [۱۷].

$$Q = \frac{Z_c}{R_L} \quad (6)$$

که در اینجا:

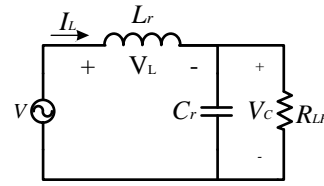
$$Z_c = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (7)$$

$$C_r = \frac{1}{Z_c \omega_r} \quad (8)$$

$$L_r = \frac{Z_c}{\omega_r} \quad (9)$$

جدول ۱ متغیرهای مربوط به این مبدل را نشان می‌دهد. جریان و ولتاژ تانک تشدید به ترتیب توسط $I(t)$ و $V(t)$ نشان داده می‌شوند.

بازه زمانی شمارش و از این طریق فرکانس تشدید محاسبه می‌شود. هدف از پیدا کردن فرکانس تشدید، برای این منظور می‌باشد که با اعمال این فرکانس به کلیدها، ولتاژ دوسر عناصر تانک تشدید جهت به دست آوردن مقادیر L_r و C_r ، سینوسی شود. رابطه (۱) مقدار این فرکانس را نشان می‌دهد.



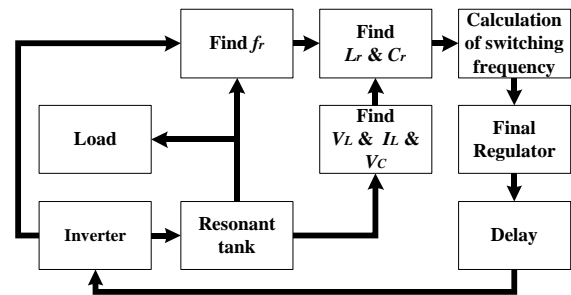
شکل ۳- مدار معادل مبدل تشدید LC موازی

$$R_{LP} = \frac{\pi^2}{8n^2} R_L \quad (10)$$

برای رسیدن به رنج ولتاژ مورد نیاز و ایزوله سازی خروجی از سمت ورودی نیاز به یک ترانسفورماتور می‌باشد که n نیز نسبت تبدیل ترانسفورماتور می‌باشد.

۳- آنالیز کنترل کننده مدار

ساختار کنترلی طرح پیشنهادی به صورت بلوک دیاگرام شکل ۴ می‌باشد. همانطور که در شکل ۴ مشخص شده است، هدف رسیدن به نزدیکی فرکانس کلیدزنی است که می‌تواند ولتاژ خروجی مطلوب را مهیا سازد.



شکل ۴- بلوک دیاگرام کنترلی مبدل تشدید LC موازی با مدولاسیون فرکانس

۳-۲- به دست آوردن مقادیر L_r و C_r تانک تشدید

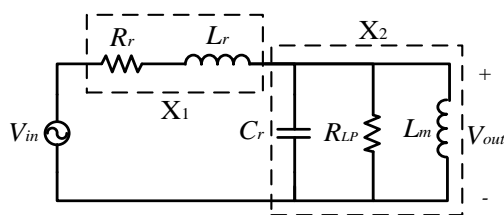
علاوه بر مطالب عنوان شده در بخش قبلی، در طرح پیشنهادی امکان راه اندازی مدار با پارامترهای نامشخص مدار تشدید نیز وجود دارد. بعد از به دست آوردن فرکانس تشدید آن را به کلیدها اعمال نموده و جریان و ولتاژهای مؤثر عناصر تانک اندازه گیری می‌شوند. برای این منظور، در این شرایط با استفاده از این بلوک ابتدا مقدار نامشخص L_r و C_r محاسبه شده و این مقادیر جهت یافتن فرکانس کلیدزنی مطلوب استفاده می‌شوند. روابط (۱۱) و (۱۲) مربوط به محاسبه پارامترهای تانک تشدید می‌باشند.

$$L_r = \frac{V_{L_{rms}}}{2\pi f_r I_{L_{rms}}} \quad (11)$$

$$C_r = \frac{I_{C_{rms}}}{2\pi f_r V_{C_{rms}}} \quad (12)$$

۳-۳- محاسبه فرکانس کلیدزنی مطلوب

بعد از یافتن مقادیر L_r و C_r با استفاده از این بلوک مقدار فرکانس کلیدزنی محاسبه می‌شود. ابتدا مطابق رابطه (۱۰)، مقدار بار مؤثر خروجی با استفاده از نسبت تبدیل ترانس به سمت اولیه انتقال می‌یابد. شکل ۵ مدار معادل PRC، برای محاسبه ولتاژ خروجی در سمت اولیه را نشان می‌دهد.



شکل ۵- مدار معادل کل مبدل تشدید LC موازی

۳-۱- تعیین فرکانس تشدید تانک با استفاده از پاسخ پله

در بلوک تشخیص فرکانس تشدید، ابتدا توسط کلیدهای مداریک فرمان پله مناسب به تانک تشدید اعمال می‌گردد و سپس پاسخ پله‌ی متناظر از دوسر سلف تانک تشدید دریافت می‌شود. برای تشخیص فرکانس تشدید مدار، تعداد گذر از صفرهای ولتاژ دریافت شده از سلف، در یک

۳-۴- تنظیم کننده نهایی

پس از یافتن فرکانس کلیدزنی، برای تنظیم نهایی ولتاژ خروجی و همچنین تنظیم ولتاژ در شرایط تغییرات ناگهانی بار و یا تغییرات پارامترهای تانک که بر اثر عواملی مانند دما، اثرات الکترومغناطیس و یا دیگر شرایط در حین کارکرد مدار به وجود آید، از بلوک تنظیم کننده نهایی استفاده می‌شود.

در ابتدا فرکانس کلیدزنی محاسبه شده، بدون تغییر به کلیدها اعمال می‌شود. پس از اندازه‌گیری ولتاژ خروجی مقدار آن با ولتاژ مرجع که همان ولتاژ مطلوب است مقایسه شده و سیگنال خطا به دست می‌آید؛ سپس با استفاده از این سیگنال اقدام به تغییر فرکانس کلیدزنی می‌شود. این تغییرات می‌تواند شامل افزایش یا کاهش پله‌ای فرکانس باشد تا خطا در رنج تعیین شده قرار گیرد. پس از رسیدن ولتاژ خروجی به رنج مورد نظر تا زمانی که ولتاژ از این محدوده خارج نشود، نیاز به تغییر فرکانس کلیدزنی نخواهد بود. تغییرات ایجاد شده در ولتاژ خروجی مبدل ناشی از تغییرات ناگهانی بار خواهد بود.

۴- عملکرد کلی

در این بخش مبدل تشدید LC موازی با طرح پیشنهادی جهت تثبیت ولتاژ خروجی مورد بررسی قرار گرفته است. پارامترهای در نظر گرفته شده برای مدار در جدول ۲ آورده شده است.

جدول ۲- پارامترهای مدار پیشنهادی در $f_r=25$ kHz

پایه	متغیر
I_L	۱ A
L_r	۴۰ μ H
C_r	۱ μ F
f_r	۲۵۱۶۴ Hz
f_s	۲۴۵۶۷ Hz
$V_{out} = V_{ref}$	۴۰ V

امپدانس معادل شکل ۵ با استفاده از رابطه (۱۵) به دست می‌آید.

$$X_1 = R_r + jL_r\omega_s \quad (13)$$

$$X_2 = \frac{1}{jC_r\omega_s + \frac{1}{R_{LP}} + \frac{1}{jL_r\omega_s}} \quad (14)$$

$$X_{eq} = X_1 + X_2 \quad (15)$$

$$X_{eq} = \left(-\omega_s^2 R_r R_{LP} L_m C_r + j\omega_s R_r L_m + R_r R_{LP} - j\omega_s^3 R_{LP} L_r L_m C_r - \omega_s^2 L_r L_m + j\omega_s R_{LP} L_r + j\omega_s R_{LP} L_m \right) \times \left(\frac{1}{-\omega_s^2 R_{LP} L_m C_r + j\omega_s L_m + R_{LP}} \right)$$

از رابطه (۱۵) می‌توان مقدار ولتاژ خروجی را به دست آورد.

$$V_{out} = V_{in} \left[\frac{X_2}{(X_1 + X_2)} \right] \quad (16)$$

$$V_{out} = V_{in} \left[(j\omega_s R_{LP} L_m) \times \left(-\omega_s^2 R_r R_{LP} L_m C_r + j\omega_s R_r L_m + R_r R_{LP} - j\omega_s^3 R_{LP} L_r L_m C_r - \omega_s^2 L_r L_m + j\omega_s R_{LP} L_r + j\omega_s R_{LP} L_m \right)^{-1} \right] \quad (17)$$

با در نظر گرفتن مقدار ولتاژ خروجی ثابت، با استفاده از رابطه (۱۷)، معادله برحسب سرعت زاویه‌ای (ω_s) به دست می‌آید.

$$\left[\omega_s^3 (jV_{out} R_{LP} L_r L_m C_r) + \omega_s^2 (-V_{out} R_{LP} R_r L_m C_r - V_{out} L_r L_m) + \omega_s (jV_{out} R_r L_m + jV_{out} R_{LP} L_r + jV_{out} R_{LP} L_m - jV_{in} R_{LP} L_m) + V_{out} R_r R_{LP} \right] = 0 \quad (18)$$

رابطه (۱۸) یک معادله درجه سه می‌باشد که به علت امپدانس بالای شاخه موازی ترانس می‌توان از آن صرف نظر نمود. با توجه به این تقریب، رابطه (۱۸) به صورت رابطه (۱۹) که یک معادله درجه دو می‌باشد ساده می‌شود.

$$\left[\omega_s^2 (V_{out} R_{LP} L_r C_r) + \omega_s (jV_{out} R_{LP} R_r C_r + jV_{out} L_r) + V_{out} R_r + R_{LP} (V_{out} - V_{in}) \right] = 0 \quad (19)$$

با به دست آوردن سرعت زاویه‌ای (ω_s) قابل قبول، فرکانس کلیدزنی از رابطه (۲۴) به دست می‌یابد.

$$a = (jV_{out} R_{LP} R_r C_r + jV_{out} L_r) \quad (20)$$

$$b = (jV_{out} R_{LP} R_r C_r + jV_{out} L_r) \quad (21)$$

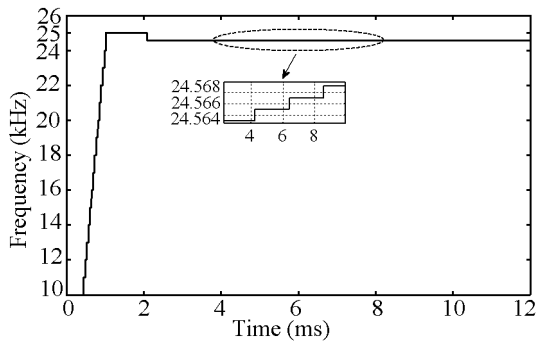
$$c = V_{out} R_r + R_{LP} (V_{out} - V_{in}) \quad (22)$$

$$\omega_{s,1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \quad (23)$$

$$f_{sw} = \frac{\omega_s}{2\pi} \quad (24)$$

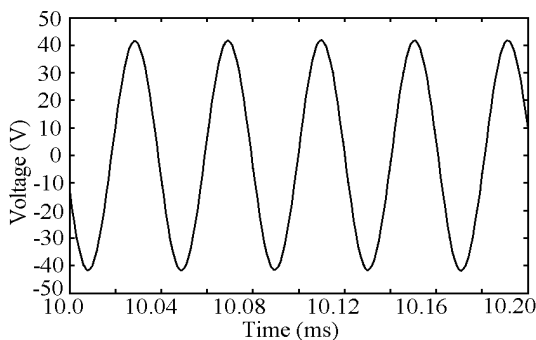
به $L_r=35\mu\text{H}$ و $C_r=1\mu\text{F}$ ، ولتاژ خروجی اختلاف زیادی با مقدار مرجع دارد.

تغییرات پله‌ای فرکانس کلیدزنی، به ازای $f_r=25\text{ kHz}$ در جهت تثبیت ولتاژ برای بار ۱ آمپری در شکل ۷ نشان داده شده است. تا زمان ۲ میلی ثانیه فرکانس کلیدزنی محاسبه می‌شود و بعد از این مدت تنظیمات نهایی جهت کاهش مقدار خطای ولتاژ خروجی انجام می‌پذیرد. بخشی از این تغییرات در داخل شکل ۷ آورده شده است. بعد از دستیابی به حداقل خطای ولتاژ خروجی با توجه به کنترلر مدار، فرکانس کلیدزنی تثبیت می‌شود.



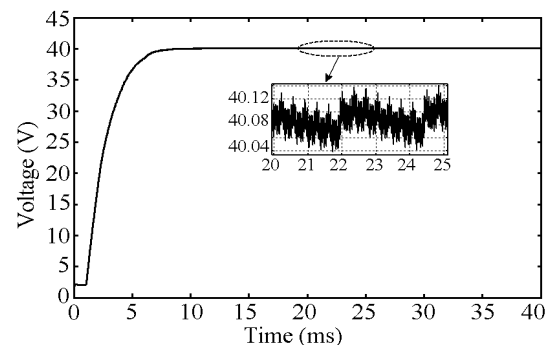
شکل ۷- تغییرات پله‌ای فرکانس کلیدزنی جهت تثبیت ولتاژ در بار ۱ آمپری و $f_r=25\text{ kHz}$

شکل ۸ نشان دهنده ولتاژ خروجی تانک تشدید از سمت ثانویه ترانسفورماتور می‌باشد. با توجه به ساختار PRC و نزدیک بودن فرکانس کلیدزنی به فرکانس تشدید، ولتاژ خروجی بصورت سینوسی می‌باشد.

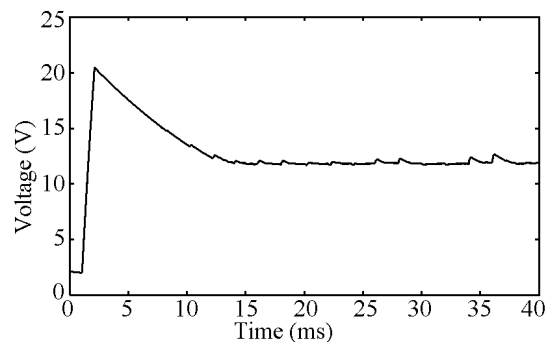


شکل ۸- ولتاژ خروجی تانک تشدید از سمت ثانویه ترانسفورماتور

ابتدا نتایج شبیه‌سازی برای بار ۱ آمپری در شکل (۶) نشان داده شده است. مطابق شکل (۶)، تقریباً تا زمان ۱ میلی ثانیه ولتاژ دوسر بار صفر می‌باشد. در این مدت با توجه به ساختار سیستم، مقدار فرکانس تشدید محاسبه شده و به سیستم اعمال می‌شود. بعد از محاسبه فرکانس تشدید مقادیر تانک تشدید و فرکانس کلیدزنی محاسبه و نیز ولتاژ بر روی بار قرار می‌گیرد. بزرگنمایی بخشی از ولتاژ دوسر بار بعد از تثبیت، در داخل شکل ۶(الف) مشاهده می‌شود. در صورت عدم انتخاب فرکانس کلیدزنی مناسب بعد از تغییر پارامترهای تانک، ولتاژ خروجی قادر به تثبیت مقدار مطلوب نخواهد بود. این موضوع در شکل ۶(ب) نشان داده شده است.



(الف)

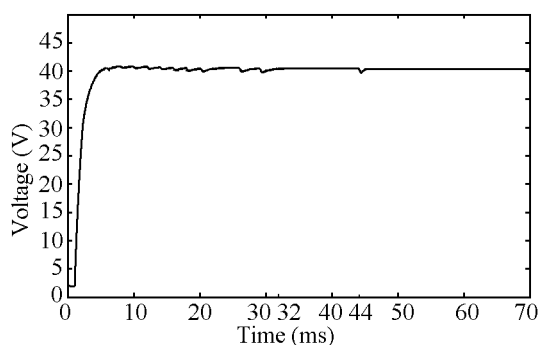


(ب)

شکل ۶- (الف) ولتاژ دوسر بار ۱ آمپری به ازای $f_r=25\text{ kHz}$ ، (ب) ولتاژ دوسر بار ۱ آمپری به ازای $f_r=25\text{ kHz}$ در صورت عدم انتخاب فرکانس کلیدزنی مناسب

همانطوری که مشاهده می‌شود با تغییرات پارامترهای تانک تشدید از مقدار $L_r=40\mu\text{H}$ و $C_r=1\mu\text{F}$

مطابق شکل (۱۰)، بعد از محاسبه فرکانس کلیدزنی، جهت تنظیم نهایی ولتاژ خروجی، فرکانس کلیدزنی بصورت پله-ای تغییر می‌نماید که این تغییرات در ولتاژ خروجی مشهود می‌باشد. با توجه به شکل (۱۰)، در زمان تقریبی ۳۲ میلی ثانیه ولتاژ خروجی تثبیت می‌شود، اما مدار کنترلی در زمان تقریبی ۴۴ میلی ثانیه جهت کاهش مقدار خطای این ولتاژ با تغییر مجدد فرکانس کلیدزنی، خطا را به حداقل مقدار خود می‌رساند.



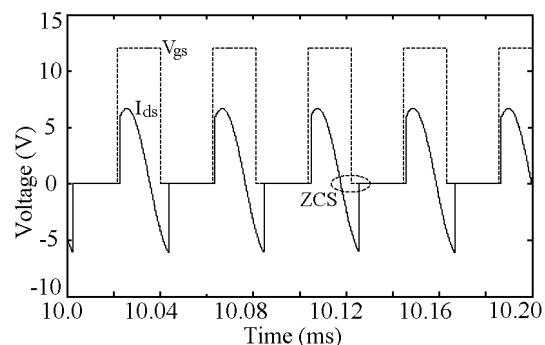
شکل ۱۰- ولتاژ دوسر بار به ازای تغییرات پارامترهای تانک برای $f_r=44 \text{ kHz}$

شکل ۱۱(الف) نتایج حاصل از تغییرات ناگهانی بار را نشان می‌دهد. در این تغییرات مقدار جریان نسبت به حالت قبل به مقدار ۳۰ درصد افزایش یافته و تغییر ناگهانی بار در زمان ۱۵ میلی ثانیه انجام شده است. در صورت عدم تغییر فرکانس کلیدزنی، کنترل‌کننده مدار دیگر قادر به تثبیت ولتاژ خروجی در مقدار مرجع نخواهد بود. این موضوع در شکل ۱۱(ب) نشان داده شده است. در شرایط عادی بعد از تثبیت ولتاژ دوسر بار فرکانس کلیدزنی دیگر تغییر نمی‌یابد.

در بار ۱ آمپری در زمان تقریباً ۸ میلی ثانیه تثبیت ولتاژ انجام شده است. این موضوع در شکل ۱۲ مشهود است. با تغییرات ناگهانی بار در زمان ۱۵ میلی ثانیه، برای اینکه ولتاژ دوسر بار مجدداً در رنج مشخص شده تثبیت شود، فرکانس کلیدزنی تا رسیدن به رنج ولتاژ مرجع تغییر می‌یابد.

با توجه به شکل ۸، ماکزیمم ولتاژ خروجی ترانسفورماتور تقریباً ۴۲ ولت می‌باشد.

شکل ۹ ولتاژ V_{gs} و جریان I_{ds} در دوسر یکی از کلیدها را نشان می‌دهد. از این شکل مشخص است که شرایط کلیدها در حالت ZCS قرار دارد. در شکل ناحیه بوجود آمدن ZCS مشخص شده است.



شکل ۹- ولتاژ V_{gs} و جریان I_{ds} کلید S_1

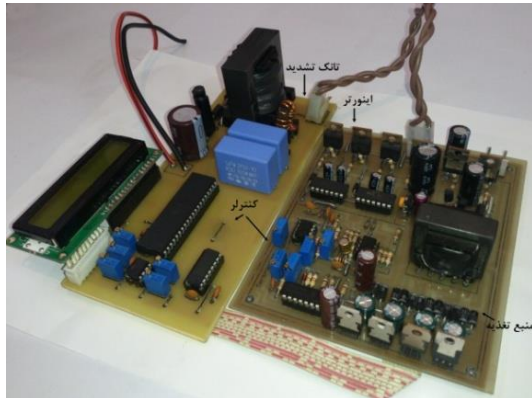
در صورت تغییرات پارامترهای تانک تشدید ممکن است فرکانس کلیدزنی و فرکانس تشدید تفاوت زیادی نسبت به یکدیگر پیدا کنند. این امر باعث اختلال در عملکرد مدار و حتی خارج شدن مدار از حالت تشدید می‌شود. در این حالت دیگر تثبیت ولتاژی صورت نمی‌پذیرد. برای حل این مشکل باید فرکانس کلیدزنی و فرکانس تشدید بعد از این تغییرات مجدداً محاسبه و جستجو شوند. الگوریتم استفاده شده در این طرح قادر به انجام این عمل می‌باشد. شکل ۱۰، ولتاژ دوسر بار به ازای تغییرات پارامترهای تانک در همان بار ۱ آمپری رانشان می‌دهد. پارامترهای در نظر گرفته شده برای مدار در جدول ۳ آورده شده است.

جدول ۳- پارامترهای مدار پیشنهادی در $f_r=44 \text{ kHz}$

پایه	متغیر
I_L	۱ A
L_r	۱۳ μH
C_r	۱ μF
f_r	۴۴۱۴۱ Hz
f_s	۴۳۰۶۷ Hz
$V_{out} = V_{ref}$	۴۰ V

۵- نتایج آزمایشگاهی

شکل ۱۳ نشان دهنده نمونه طراحی شده PRC با قابلیت تثبیت ولتاژ خروجی در برابرتغییرات بار و تانک تشدید می‌باشد. عناصر کلیدی مدار طراحی شده در جدول ۴ نشان داده شده است. این مبدل تحت شرایط جدول ۲ آزمایش شده است.

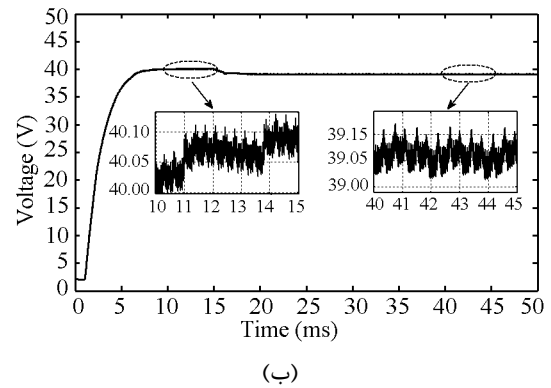
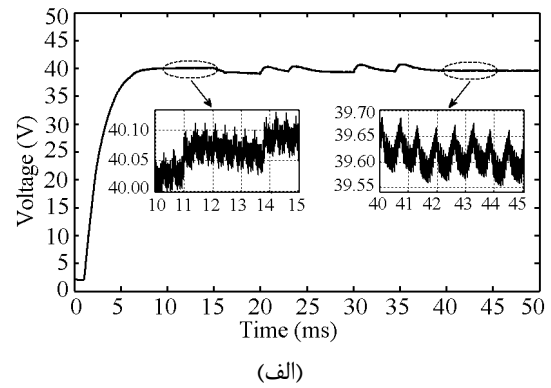


شکل ۱۳- نمونه آزمایشگاهی ساخته شده با مشخصات:
 $f_r=15-50 \text{ kHz}$, $V_{in}=12 \text{ V}$, $V_{out}=40\pm 1\% \text{ V}$, $I_{out}=1.5 \text{ A}$,

جدول ۴- لیست قطعات نمونه آزمایشگاهی ساخته شده

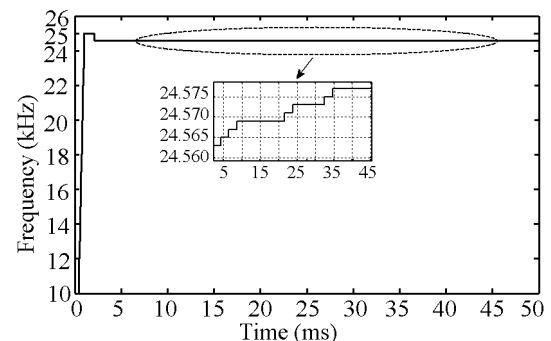
Item	Value
Full-bridge transistors	IRFZ44N
Resonant inductance	10-40 μH
Resonant capacitor	1-4 μF
High and Low Side Driver	IR2110
Out rectifier diodes	4xHER308
Oscillator (VCO)	ICL 8038
Analog to Digital (DAC)	DAC 0808
Microcontroller	AT mega16
Current sensor	LA-25-NP
Out rectifier capacitor	470 μF , 50V
Out rectifier inductor	10 μH

شکل ۱۴ پالس اعمالی به گیت کلیدها را نشان می‌دهد. براساس آرایش تمام‌پل، هر کدام از پالس‌ها به دوکلید اعمال می‌شود. به‌علت جلوگیری از همپوشانی در کلیدها، عرض هر پالس تحریک ۴۹ درصد انتخاب شده است که این امر باعث ایجاد باند مرده در بین کلیدزنی شده است. در نمونه عملی ساخته شده به‌دلیل نبودن زمین یکسان برای کلیدهای ساق بالا و پائین، از درایور (High and Low Side Driver) جهت راه‌اندازی ماسفت‌ها استفاده شده است.



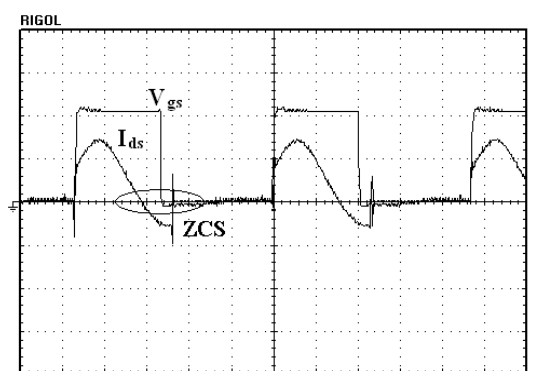
شکل ۱۱- (الف) ولتاژ دوسر بار ۱/۳ آمپری و $f_r=25 \text{ kHz}$ (ب) ولتاژ دوسر بار ۱/۳ آمپری در صورت عدم جستجوی فرکانس کلیدزنی مناسب بعد از تغییر بار

تغییرات پله‌ای فرکانس کلیدزنی، به ازای $f_r=25 \text{ kHz}$ در جهت تثبیت ولتاژ با افزایش بار ۱ آمپری به بار ۱/۳ آمپری در شکل ۱۲ نشان داده شده است. مطابق شکل (۱۲)، از زمان ۸ میلی ثانیه که ولتاژ تثبیت شده است تا زمان تغییرات بار، در فرکانس کلیدزنی تغییری صورت نگرفته است.



شکل ۱۲- تغییرات پله‌ای فرکانس کلیدزنی جهت تثبیت ولتاژ با افزایش بار ۱ آمپری به بار ۱/۳ آمپری

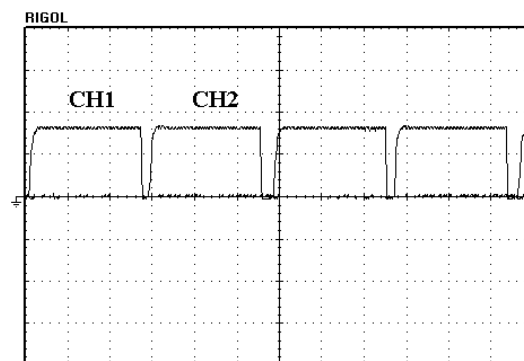
اما در پیاده‌سازی عملی به علت خطی نبودن هسته سلف تانک تشدید و هسته ترانسفورماتور این ولتاژ مقداری از حالت سینوسی خارج شده است. با انتخاب جنس هسته مناسب برای ترانسفورماتور و فاصله هوایی در هسته سلف تانک تشدید در جهت خطی سازی منحنی اشباع، ولتاژ خروجی دوسر ترانسفورماتور بهبود می‌یابد. این موضوع در شکل ۱۵ (ب) نشان داده شده است. جهت بررسی حالت کلیدزنی جریان صفر در نمونه آزمایشگاهی ساخته شده و ولتاژ V_{gs} و I_{ds} جریان در دوسر یکی از کلیدها اندازه‌گیری می‌شود. برای اندازه‌گیری جریان از سنسور جریان اثر هال LA 25-NP استفاده شده است. مطابق شکل (۱۹) در لحظه روشن شدن کلید S_1 جریان عبوری این کلید صفر می‌باشد.



CH1 20.0V/div CH 5.0A/div Time 10.0us/div
شکل ۱۶- ولتاژ V_{gs} و جریان I_{ds} کلید S_1

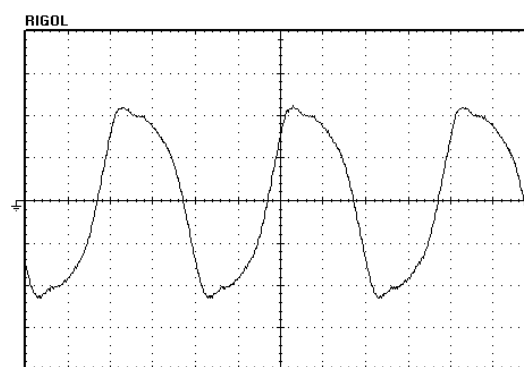
از شکل ۱۶ مشخص است که شرایط کلیدها در حالت ZCS قرار دارد. همچنین در این شکل ناحیه‌ی ایجاد ZCS مشخص شده است.

شکل ۱۷ (الف) ولتاژ خروجی بار با مقدار جریان ۱ آمپر نشان می‌دهد. در خروجی مدار پس از یکسوسازی، ولتاژ خروجی دارای ریپل خواهد بود که با قرار دادن یک خازن به عنوان صافی مقدار آن به حداقل می‌رسد. هر چقدر ظرفیت خازن بیشتر باشد، ریپل ولتاژ کمتر خواهد بود. ولی با بیشتر شدن ظرفیت خازن، جریان دیودها در لحظه روشن شدن به شدت افزایش می‌یابد و این امر باعث آسیب به بخش یکسوساز می‌شود. به همین خاطر نمی‌توان

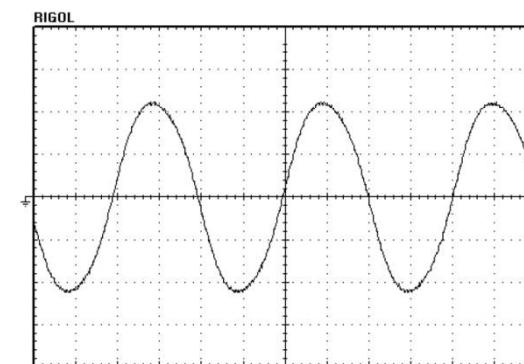


CH1 5.0V/div CH2 5.0V/div Time 10.0 us/div
شکل ۱۴- پالس اعمالی به گیت کلیدها

شکل ۱۵ (الف) نشان دهنده ولتاژ خروجی تانک تشدید از سمت ثانویه ترانسفورماتور، می‌باشد. با توجه به ساختار PRC و نزدیک بودن فرکانس کلیدزنی به فرکانس تشدید، ولتاژ خروجی بصورت سینوسی بوده که این موضوع در شبیه‌سازی مشخص می‌باشد.



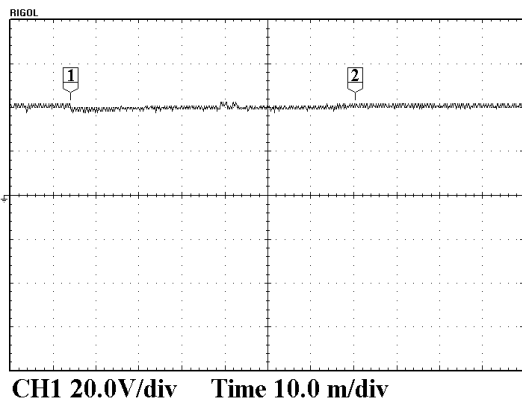
CH1 20.0V/div Time 10.0 us/div
(الف)



CH1 20.0V/div Time 10.0us/div
(ب)

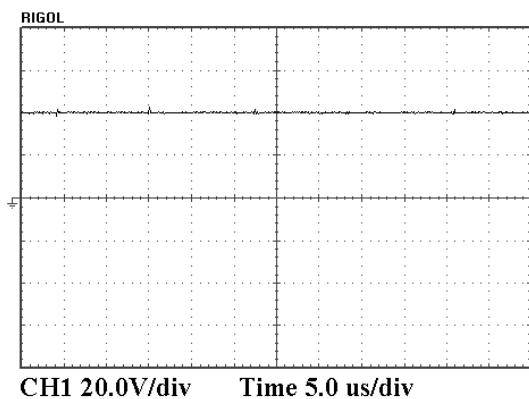
شکل ۱۵- (الف) ولتاژ خروجی تانک تشدید از سمت ثانویه ترانسفورماتور، (ب) ولتاژ خروجی تانک تشدید از سمت ثانویه ترانسفورماتور با سلف تانک تشدید و ترانسفورماتور بهبود یافته

نظر گرفته شده است، می‌رسد. بعد از این زمان دیگر تغییری در فرکانس کلیدزنی انجام نمی‌پذیرد.



شکل ۱۸- ولتاژ دوسر بار ۱/۳ آمپری در نمونه آزمایشگاهی

در نمونه عملی، تغییرات پله‌ای فرکانس توسط میکروکنترلر AVR اعمال می‌شود. جهت کاهش پردازش میکروکنترلر AVR، برای تغییر فرکانس کلیدزنی از یک بخش کنترلی آنالوگ، مبتنی بر اسیلاتور کنترل‌شونده توسط ولتاژ (VCO^1) استفاده شده است. در این حالت میکروکنترلر فقط محاسبات مقدار فرکانس کلیدزنی و اعمال آن به VCO توسط دیکودر دیجیتال به آنالوگ (DAC^2) را انجام می‌دهد. این کار موجب سادگی قسمت کنترل‌کننده مدار می‌شود. شکل ۱۹ ولتاژ دوسر بار به‌ازای تغییرات پارامترهای تانک مطابق جدول ۳ را نشان می‌دهد.

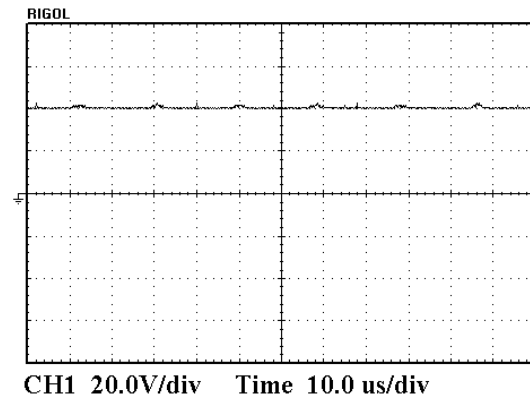


شکل ۱۹- ولتاژ دوسر بار به‌ازای تغییرات پارامترهای تانک برای $f_r=44 \text{ kHz}$

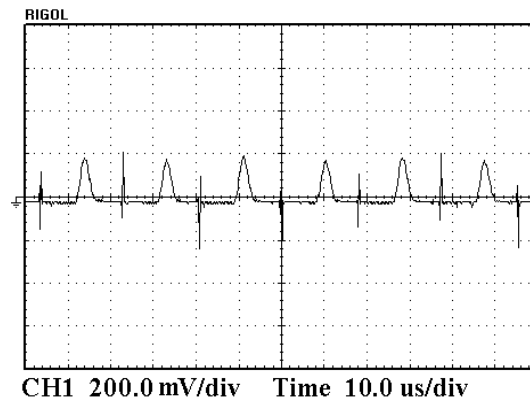
¹Voltage Controlled Oscillator

²Digital to Analog Converter

ظرفیت خازن را از حد مشخصی بالاتر در نظر گرفت. مقدار ولتاژ ریپل خروجی دوسر بار بعد از تثبیت ولتاژ در شکل ۱۷ (ب) نشان داده شده است.



(الف)



(ب)

شکل ۱۷- (الف) ولتاژ دوسر بار ۱ آمپری به‌ازای $f_r=25 \text{ kHz}$ (ب) ریپل ولتاژ دوسر بار ۱ آمپری

شکل ۱۸ نتایج حاصل از تغییرات ناگهانی بار را نشان می‌دهد. در این تغییرات مقدار جریان نسبت به حالت قبل به مقدار ۳۰ درصد افزایش یافته است. افزایش بار در لحظه ۱ که بر روی شکل ۱۸ مشخص شده است، انجام می‌گردد. قبل از این زمان ولتاژ دوسر بار طبق عملکرد صحیح کنترلی مدار بر روی مقدار مرجع قرار گرفته است. بعد از افزایش بار و افت ولتاژ خروجی، مقدار خطا در قسمت کنترلی مدار افزایش می‌یابد. در نتیجه مدار شروع به تغییر پله‌ای فرکانس کلیدزنی نموده و ولتاژ خروجی در لحظه ۲ به رنج خطای مجاز که برابر ۱ درصد مقدار ولتاژ مرجع در

اساس نتايج حاصل از مقاله، ماکزيمم خطای ولتاژ خروجی در حد ۱ درصد بوده و به علت عملکرد ZCS، تلفات کلیدزنی مبدل تشدیدى کاهش یافته است. سادگی روش پیشنهادی و امکان انتخاب مناسب فرکانس کلیدزنی مبدل با تغییر پارامترهای مدار تشدیدى از مزایای اصلی روش پیشنهادی می‌باشد. عملکرد به‌نسبت کند مدار کنترلی از معایب وارد به این طرح می‌باشد که با استفاده از پردازنده‌های سیگنال‌های دیجیتال به‌جای میکروکنترلر AVR می‌توان این محدودیت را جبران نمود. از جمله کاربردهای این مبدل طراحی شده، استفاده از آن در مصارفی با تغییرات ناگهانی بار از جمله تقویت کننده‌ها، استفاده از مبدل در شرایط آب و هوایی متفاوت و شرایط آلودگی محیط می‌باشد. محدوده وسیع تغییرات بار و توان خروجی و ورودی مبدل و امکان تغییر در ولتاژ و جریان خروجی و ورودی از مزایای روش پیشنهادی می‌باشد.

با توجه به ساختار طرح پیشنهادی، با تغییرات پارامترهای تانک، مدار مجدداً شرایط حاصل از تغییرات را تشخیص داده و مقادیر جدید تانک تشدید را به‌دست می‌آورد. سپس با محاسبه مجدد فرکانس کلیدزنی مطلوب حاصل از این تغییرات، ولتاژ دوسر بار در رنج مطلوب تثبیت می‌شود.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله یک مبدل تشدیدى LC موازی مناسب جهت تثبیت ولتاژ خروجی برای محدوده وسیعی از تغییرات بار و هم‌چنین تغییرات پارامترهای تانک در محدوده مشخصی بررسی گردیده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی و نمونه ساخته شده آزمایشگاهی بیان‌کننده عملکرد صحیح این طرح می‌باشد. نمونه اولیه ساخته شده برای بار ۱ آمپری و ولتاژ خروجی ۴۰ ولت طراحی شده است. این مدار می‌تواند ولتاژ خروجی ۴۰ ولت را تا جریان ۱/۵ آمپر تحویل دهد. مبدل پیشنهادی با توجه به پارامترهای تانک تشدید، می‌تواند در محدوده فرکانس حدود ۱۵ تا ۵۰ کیلوهرتز راه‌اندازی شود. هم‌چنین بر

۷- مراجع

- [1] Dwari, S., Parsa, L. (2011). "An Efficient High-Step-Up Interleaved DC-DC Converter with a Common Active Clamp". IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 26, no. 1, pp. 66-78.
- [2] Kim, B.C., Park, K.B., Kim, C.E., Lee, B.H., Moon, G.W. (2010). "LLC Resonant Converter With Adaptive Link-Voltage Variation for a High-Power-Density Adapter". IEEE Transaction on Power Electronics Vol. 25, no. 9, pp. 2248-2252.
- [3] Chuang, Y.C. (2010). "High Efficiency ZCS Buck Converter for Rechargeable Batteries". IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 57, no. 7, pp. 2463-2472.
- [4] Lucia, O., Burdio, J.M., Barragan, L.A., Acero, J., Millan, I. (2010). "Series-Resonant Multi Inverter for Multiple Induction Heaters". IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 25, no. 11, pp. 2860-2868.
- [5] Grbovic, J., Delarue, P., Mongne, P.Le., Bartholomeus, P. (2010). "A Bidirectional Three-Level DC-DC Converter for the Ultra Capacitor Applications". IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 57, no. 10, pp. 3415-3430.
- [6] Chandrasekhar, P., Reddy, S.R. (2009). "Optimum Controlled Full-Bridge LC Resonant Converter for Electrolyser Application". Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science, Vol 1, San Francisco, USA, October 20-22.

- [۷] فرهنگي، ش.، وفاخواه، ب.، فرهنگي، ب.، کنعان، پ.، منشي پور، س.، (۱۳۸۲)، سيستم متصل به شبکه به قدرت ۵ كيلووات با استفاده از مبدل تشديدي موازي. هجدهمين کنفرانس بين المللي برق، ۲۸ تا ۳۰ مهر.
- [8] Kim, H., Yoon, Ch., Choi, S. (2010). "A Three-Phase Zero-Voltage and Zero-Current Switching DC-DC Converter for Fuel Cell Applications". IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 25, no. 2, pp. 391-398.
- [9] Lin, B.R., Dong, J.Y., Chen, J.J. (2011). "Analysis and Implementation of a ZVS/ZCS DC-DC Switching Converter whit Voltage Step-Up". IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 58, no. 7, pp. 2962-2971.
- [10] Tanaka, J., Yuzurihara, I., Watanabe, T. (1991). "Analysis of a Full-Bridge Parallel Resonant Converter". 13th International Telecommunications Energy Conference, Kyoto, Japan, November 5-8.
- [11] Alonso, J.M., Perdigo, M.S., Vaquero, D.G., Calleja, A.J., Saraiva, E.S. (2012). "Analysis, Design, and Experimentation on Constant-Frequency DC-DC Resonant Converters with Magnetic Control". IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 27, no. 3, pp. 1369-1382.
- [12] Jain, P.K. (1992). "Constant Frequency Resonant DC-DC Converter", United States Patent 5157593.
- [13] Chia, C.L., Sng, E.K.K. (2009). "A Novel Robust Control Method for the Series-Parallel Resonant Converter". IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 24, no. 3, pp. 1896-1904.
- [14] Beiranvand, R., Rashidian, B., Zolghadri, S.M.R., Alavi, M.H. (2011). "Optimizing the LLC-LC Resonant Converter Topology for Wide-Output-Voltage and Wide-Output-Load Applications". IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 26, pp. 3192-3204.
- [15] Erikson, R.W., Maksimovic, D. (2001). "Fundamentals of Power Electronics". 2nd edition, Kluwer Acad, New York.
- [16] Mohan, N., Undeland, T.M., Robins, W.P. (1998). "Power Electronics". 2nd edition, John Wiley & Sons, New York.
- [17] Nathan, B.S., Ramanarayanan, V. (2000). "Analysis, Simulation and Design of Series Resonant Converters for High Voltage Applications". Industrial Technology, Proceedings of IEEE International Conference on, Bangalore, India, January 19-22.
- [18] Jung, J.H., Kwon, J.G. (2007). Theoretical Analysis and Optimal Design of LLC Resonant Converter ". European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, September 2-5.