

## طراحی بهینه و پیاده‌سازی منبع تغذیه کلیدزنی تشدیدی LLC برای تغذیه سیستم‌های حساس به نویز

علیرضا چراغزاده<sup>۱</sup>، محمدحسین رنجبار<sup>۲\*</sup>

۱- کارشناسی ارشد، ۲- استادیار، دانشگاه جامع امام حسین (ع)، تهران، ایران

(دریافت: ۱۴۰۳/۰۲/۳۰، بازنگری: ۱۴۰۳/۰۴/۲۱، پذیرش: ۱۴۰۳/۰۵/۰۲، انتشار: ۱۴۰۳/۰۶/۰۱)

DOR: <https://dor.isc.ac/dor/20.1001.1.26762935.1403.15.2.1.0>

### چکیده

منبع تغذیه یکی از اجزاء مهم هر سامانه الکترونیکی است. برخی از سامانه‌های حساس الکترونیکی-مخابراتی که در فرکانس‌هایی در حوالی فرکانس کلیدزنی منبع تغذیه‌شان یا هارمونیک‌های فرکانس بالای آن کار می‌کنند، از نویز کلیدزنی متأثر می‌شوند. هدف این مقاله طراحی بهینه و پیاده‌سازی منبع تغذیه کلیدزنی تشدیدی به منظور کاهش نویز کلیدزنی است. علاوه بر کاهش نویز کلیدزنی، کلیدزنی نرم که به کاهش تلفات و افزایش عمر قطعات نیز منجر می‌شود، از دیگر مشخصاتی است که برای یک منبع تغذیه مطلوب است. بدین منظور ابتدا روند طراحی منبع تغذیه کلیدزنی تشدیدی LLC با کلیدزنی نرم، شرح داده می‌شود. سپس منبع تغذیه طراحی شده در نرم‌افزار PSIM شبیه‌سازی شده و طراحی انجام شده صحت‌سنجی می‌گردد. در نهایت مبدل طراحی شده به صورت عملی پیاده‌سازی شده و مورد تست قرار می‌گیرد. نتایج نشان داده است که منبع تغذیه طراحی شده قادر است تا ریبیل نویز کمتر از ۲۰۰ میلی‌ولت را در ولتاژ خروجی ۲۴ ولت ایجاد نماید که مقداری مطلوب است.

**کلیدواژه‌ها:** ریبیل ولتاژ، کلیدزنی نرم، مخزن تشدید، منبع تغذیه رزونانسی، نویز کلیدزنی.

## Optimal Design and Construction of an LLC Resonant Switching Power Supply for Noise-Sensitive Systems

A.R. Cheraghzade, M. H. Ranjbar<sup>id</sup>

Imam Hossein University, Tehran, Iran

(Received: 2024/05/19, Revised: 2024/07/11, Accepted: 2024/07/23, Published: 2024/08/22)

### Abstract

Power supply is an important component of any electronic system. Some sensitive electronic-telecommunication systems that operate at frequencies around the switching frequency of their power supply or its high frequency harmonics are affected by switching noise. The purpose of this paper is to design and implement resonant switching power supply to reduce switching noise. In addition to reducing switching noise, soft switching, which also reduces losses and extends the life of parts, is another specification that is optimal for a power supply. For this purpose, the design process of the resonant switching power supply LLC with soft switching is described. Then the designed power supply is simulated in PSIM software and the design is validated. Finally, the designed converter is constructed and tested in a practical way. The results show that the designed power supply is able to generate Ripple noise less than 200 mV at the output voltage of 24 V, which is a desirable value.

**Keywords:** Voltage ripple, soft switching, resonant tank, resonant switching supply, switching noise.

\*Corresponding Author E-mail: m\_ranjbar@sbu.ac.ir

## ۱. مقدمه

منابع تغذیه کلیدزنی تشدیدی در ساختارهای مختلف و با طراحی‌های متفاوتی وجود دارند. در یک دسته‌بندی کلی می‌توان منابع تغذیه کلیدزنی تشدیدی را به دو نوع دوعنصره و سه‌عنصره تقسیم‌بندی کرد. در تحقیقات گذشته، به اصول طراحی، ملاحظات عملکردی و بررسی مزایا و معایب انواع مختلف مبدل‌های کلیدزنی تشدیدی پرداخته شده است.

هوانگ و همکاران [۳] نشان داده‌اند که مبدل‌های تشدیدی دوعنصره دارای ویژگی نامطلوب تنظیم ولتاژ نامناسب در بارهای سبک هستند. برای رفع این مشکل مبدل‌های دوعنصره نیازمند استفاده از بازه فرکانسی گسترده‌ای برای کلیدزنی جهت کنترل ولتاژ خروجی خود هستند. گسترده شدن بازه فرکانس کلیدزنی سبب افزایش احتمال تداخل الکترومغناطیس در سامانه‌های حساس می‌شود. همچنین مبدل‌های تشدیدی دوعنصره جریان گردشی زیاد دارند که همین امر سبب افزایش تلفات و کاهش بازدهی مبدل می‌شود [۳]. مبدل‌های تشدیدی سه‌عنصره خود ساختار و انواع مختلفی دارند. یکی از کاربردی‌ترین و مطرح‌ترین انواع مبدل تشدیدی سه‌عنصره، مبدل تشدیدی LLC است. از ویژگی‌های این مبدل می‌توان به بازه محدود فرکانس کلیدزنی، جریان گردشی پایین، بازدهی بالا در محدوده نقطه کار و کلیدزنی نرم اشاره کرد [۴]. بررسی‌های انجام‌شده نشان می‌دهد که مبدل تشدیدی LLC نسبت به مبدل‌های کلیدزنی PWM، بازدهی بیشتری دارد و دلیل آن، کاهش تلفات کلیدزنی در کنار کاهش تلفات هدایتی است [۵]. چانگ و همکاران [۶]، از یک مبدل تشدیدی LLC به عنوان شبیه‌ساز آرایه سلول خورشیدی استفاده نموده‌اند. نتایج نشان داده است که با بهره‌گیری از این مبدل می‌توان تغییرات وسیعی از بار را با بازدهی بالا، تغذیه نمود. روش‌های کنترل مبدل تشدیدی LLC مورد بررسی قرار گرفته است [۷ و ۸]. ژانگ و همکاران [۹] نشان داده‌اند که در مبدل تشدیدی LLC برای داشتن جریان مغناطیس‌کنندگی مناسب، نیاز به ایجاد فاصله هوایی در هسته ترانسفورماتور است. یک مبدل تشدیدی LLC با ساختار تمام‌پل معرفی شده است که نویز مد مشترک بسیار کمی ایجاد می‌کند [۱۰]. این قابلیت با تفکیک مخزن تشدید به دو مخزن تشدید کاملاً یکسان و متقارن حاصل شده است. همچنین با بهره‌گیری از ترانسفورماتور صفحه‌ای، خازن پارازیتی ترانسفورماتور کاهش یافته و نویز مد مشترک به حداقل می‌رسد. یک منبع تغذیه DC ولتاژ بالا با ریپل ولتاژ بسیار کم برای تغذیه لامپ‌های خلأ نیز ارائه شده است [۱۱]. در این منبع تغذیه از ترکیب مبدل کلیدزنی در کنار تنظیم‌کننده ولتاژ خطی استفاده شده است. طراحی از یک مبدل تشدیدی LLC با القاگر متغیر ارائه شده که سبب می‌شود تا بارگیری مبدل و در نتیجه بازده کلی بهبود یابد [۱۲].

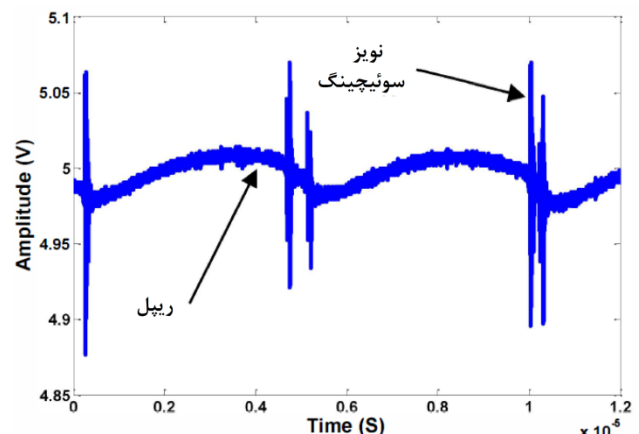
هدف این مقاله طراحی و پیاده‌سازی یک منبع تغذیه کلیدزنی تشدیدی با کلیدزنی نرم برای تغذیه بارهای حساس به نویز کلیدزنی

در سال‌های اخیر از منابع تغذیه کلیدزنی به‌عنوان منبع تغذیه بسیاری از سامانه‌ها استفاده می‌شود که دلیل این امر مزایای منابع تغذیه کلیدزنی در افزایش چگالی توان و افزایش بازدهی است. منابع تغذیه کلیدزنی مرسوم، عموماً شامل بلوک‌های یک‌سوسازی، کلیدزنی، لینک DC، ترانسفورماتوری و فیلتری هستند. در منابع تغذیه کلیدزنی مرسوم عموماً فرآیند کلیدزنی در بلوک کلیدزنی به‌صورت سخت انجام می‌پذیرد که این امر علاوه بر افزایش تلفات و کاهش عمر کلیدها، سبب ایجاد تغییرات سریع (لبه‌های تیز) ولتاژ شده که خود باعث ایجاد مؤلفه‌های هارمونیک فرکانس بالا می‌شود. این مؤلفه‌های هارمونیک فرکانس بالا می‌تواند باعث ایجاد تداخل الکترومغناطیسی در سامانه الکترونیک - مخابراتی گردد [۱].

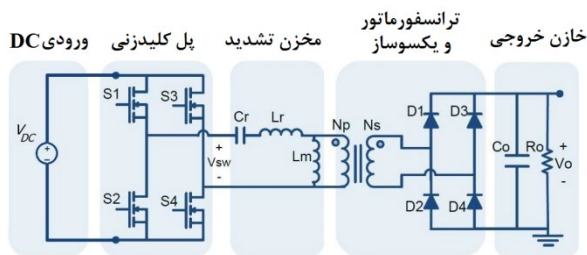
شکل (۱) تصویر نویز ایجادشده در ولتاژ خروجی منبع تغذیه در اثر لبه‌های تیز کلیدزنی را نشان می‌دهد.

یک نمونه از سامانه‌های حساس که از فرکانس کلیدزنی منبع تغذیه‌شان تأثیر منفی و سوء می‌پذیرند، سامانه‌های راداری هستند. سامانه‌های راداری معمولاً متشکل از بخش‌های مخابراتی، رادیویی و پردازشی‌اند که این بخش‌ها با طیف فرکانسی مشخصی کار می‌کنند و وجود نویز و هارمونیک در محدوده فرکانس کاری آن‌ها، سبب تداخل در عملکرد آن‌ها می‌شود [۲]. در مقابل منابع تغذیه کلیدزنی مرسوم، منابع تغذیه کلیدزنی تشدیدی ظهور کردند که بر اساس تشدید بین عناصر سلف و خازن عمل می‌کنند.

در این منابع تغذیه، ولتاژ یک‌سو شده ورودی به‌وسیله عناصر کلیدزنی، شکل مربعی گرفته و به شبکه تشدید که شامل سلف و خازن است داده می‌شود. از آنجاکه فرکانس ولتاژ مربعی به فرکانس تشدید شبکه نزدیک است، تشدید صورت‌گرفته و بسته به ساختار مدار، ولتاژ یا جریان شکل سینوسی به خود می‌گیرد. در این منابع تغذیه به علت سینوسی بودن جریان یا ولتاژ، طیف هارمونیک شکل موج خروجی محدوده بوده و بیشتر هارمونیک‌ها در حوالی فرکانس کلیدزنی هستند.



شکل ۱. نویز کلیدزنی و ریپل یک منبع تغذیه کلیدزنی [۱]



شکل ۲. ساختار مبدل تشدیدی LLC تمام پل

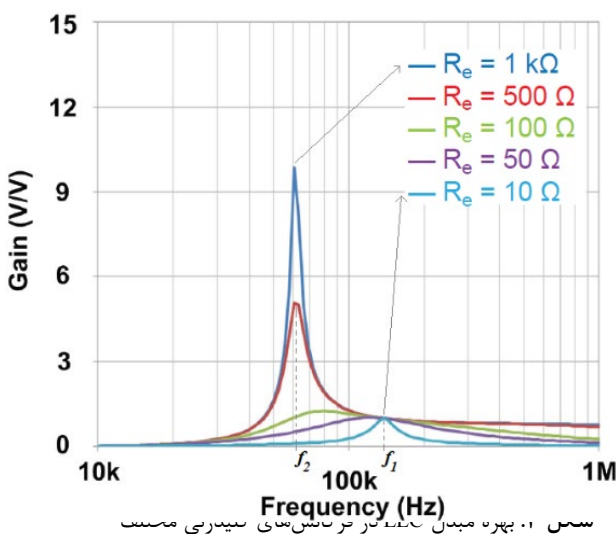
در رابطه (۲)،  $R_{ac}$  مقاومت انعکاس یافته بار به سمت اولیه ترانسفورماتور است و در رابطه (۴)  $f_r$  و  $f_s$  به ترتیب فرکانس کلید زنی و فرکانس تشدید است.

مبدل تشدیدی LLC دارای دو فرکانس تشدید است. اولین فرکانس تشدید مبدل LLC مربوط به تشدید بین سلف  $L_r$  و خازن  $C_r$  است و فرکانس تشدید دیگر مبدل LLC، ناشی از تشدید  $L_m$  به علاوه  $L_r$  و  $C_r$  است. دو فرکانس تشدید به صورت زیر تعریف می‌شوند [۱۳]:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (5)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}} \quad (6)$$

نمودار بهره مبدل LLC به ازای مقادیر مختلف مقاومت بار، در شکل (۳) رسم شده است [۱۴]. با توجه به شکل (۳)، درباره‌ای سبک (مقاومت‌های بالا)، اوج بهره در فرکانس‌های کلیدزنی نزدیک به فرکانس تشدید  $f_2$  حاصل می‌شود و در شرایط بارگذاری سنگین، اوج بهره در فرکانس‌های نزدیک به فرکانس تشدید  $f_1$  حاصل می‌شود.



سبک ۰۱ بهره مبدل LLC در فرکانس‌های کلیدزنی نسبت

### ۲-۲. نواحی عملکرد مبدل تشدیدی LLC

مخزن تشدید مبدل‌های تشدید از دید شبکه کلیدزنی می‌تواند سه رفتار خازنی، سلفی و مقاومتی داشته باشد. در مبدل LLC به ازای

است. بدین منظور در بخش دوم پس از تشریح ساختار مبدل تشدید سه‌عنصره LLC، روند طراحی مبدل بیان می‌شود و نتایج شبیه‌سازی ارائه می‌گردد. در بخش سوم، منبع تغذیه طراحی شده، به صورت عملی پیاده‌سازی می‌شود و نتیجه تست عملکرد آن ارائه می‌گردد. در بخش چهارم نیز نتیجه‌گیری ارائه شده است.

## ۲. تحلیل و طراحی مبدل تشدیدی LLC

### ۲-۱. تحلیل مداری مبدل تشدیدی LLC

همان‌گونه که پیش‌تر اشاره شد، مبدل تشدیدی LLC یک مبدل تشدید سه‌عنصره است که مخزن تشدید آن از دو سلف ( $L$ ) و یک خازن ( $C$ ) تشکیل شده است [۱۳]-[۱۴]. مبدل تشدید LLC این امکان را فراهم می‌آورد تا هنگام روشن شدن کلید قدرت، کلیدزنی ولتاژ صفر (ZVS) و هنگام خاموش شدن کلید، کلیدزنی جریان صفر (ZCS) اعمال گردد [۱۵]. ساختار مبدل تشدید LLC تمام پل در شکل (۲) نشان داده شده است.

همان‌گونه که در شکل (۲) مشخص است، در مبدل LLC از اندوکتانس مغناطیس کنندگی ترانسفورماتور مبدل ( $L_m$ ) به عنوان سلف دوم مخزن تشدید استفاده می‌شود.

مبدل تشدید LLC از روش مدولاسیون فرکانس برای تغییر بهره ولتاژ خروجی به ورودی استفاده می‌کند. این بدان معنی است که می‌توان با تغییر فرکانس کلیدزنی شبکه کلیدزنی با چرخه وظیفه (duty cycle) ثابت پنجاه درصد، ولتاژ خروجی مبدل را کنترل نمود. از آنجایی که معادله بهره مبدل وابسته به فرکانس است، تحلیل مداری مبدل LLC در حوزه زمان بسیار پیچیده است؛ لذا از روش تقریب هارمونیک اصلی که یکی از روش‌های رایج تحلیل مدارات در حوزه فرکانس است، در تحلیل مداری مبدل LLC استفاده می‌شود. با استفاده از روش تقریب هارمونیک اصلی، بهره (گین) مبدل LLC به صورت رابطه (۱) بیان می‌شود [۱۶]:

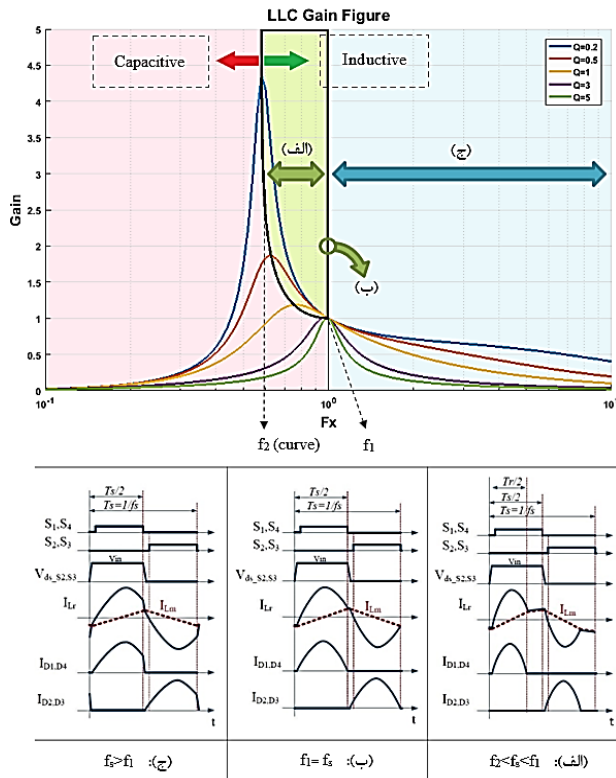
$$K = \frac{F_x^2 (m - 1)}{\sqrt{(m \times F_x^2 - 1)^2 + F_x^2 \times (F_x^2 - 1)^2 \times (m - 1)^2 \times Q^2}} \quad (1)$$

در رابطه (۱) متغیرهای  $Q$ ،  $m$  و  $F_x$  به ترتیب ضریب کیفیت، نسبت ضریب خودالقایی و فرکانس نرمال شده هستند که به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}} \quad (2)$$

$$m = \frac{L_r + L_m}{L_r} \quad (3)$$

$$F_x = \frac{f_s}{f_r} \quad (4)$$



شکل ۴. نواحی عملکردی مبدل LLC

باتوجه به رابطه (۲)، مقدار  $Q_{max}$  توسط حداکثر بار سیستم تعیین می‌شود. مطابق رابطه بهره ولتاژ مبدل LLC (رابطه (۱))، هر چه مقدار  $Q$  کاهش یابد، بهره ولتاژ بیشتری احصاء می‌شود. ولی در مقابل بازه فرکانس کلیدزنی نیز گسترش یافته که افزایش احتمال تداخل الکترومغناطیسی را در پی دارد. هر چه مقدار  $Q$  زیاد باشد، بازه فرکانس کلیدزنی محدودتر شده ولی ماکزیمم بهره ولتاژ مبدل نیز کاهش می‌یابد. لذا برای انتخاب  $Q_{max}$  باید مقداری بینابین انتخاب گردد. برای انتخاب مقدار  $m$  نیز مصالحه‌ای مشابه وجود دارد.

مطابق رابطه (۱)، مقدار کم  $m$  می‌تواند به ماکزیمم بهره ولتاژ بالاتر و بازه فرکانس کلیدزنی محدودتر بینجامد و در مقابل مقدار بالای  $m$  به کاهش جریان گردشی مغناطیس‌کنندگی می‌انجامد. پس از انتخاب مقادیر  $Q_{max}$  و  $m$ ، باید مقدار حداقل فرکانس نرمال شده را محاسبه کرد. حداقل فرکانس نرمال شده در نقطه بیشینه منحنی بهره به ازای  $Q_{max}$  رخ می‌دهد. لذا با قرار دادن مشتق رابطه (۱) برابر با صفر و حل آن، می‌توان مقدار حداقل فرکانس نرمال شده را محاسبه کرد. درنهایت و پس از انتخاب مقادیر  $Q_{max}$ ،  $m$  و  $F_{x,min}$ ، بهره مبدل محاسبه می‌شود و بررسی می‌شود که آیا مبدل با توجه به تغییرات ولتاژ ورودی، امکان رسیدن به ولتاژ خروجی مدنظر را دارد یا خیر. در صورت مثبت بودن پاسخ، مقادیر سلف و خازن مخزن تشدید توسط روابط (۲)–(۴)، محاسبه می‌گردد.

فرکانس‌های بالاتر از نقطه حداکثر بهره (نقطه بیشینه منحنی بهره)، مخزن تشدید رفتار القایی، در فرکانس‌های پایین‌تر از آن، رفتار خازنی و در خود این فرکانس، رفتار مقاومتی دارد. البته باید توجه داشت که در مبدل تشدید LLC نقطه بیشینه منحنی بهره با تغییر بار، در محدوده بین فرکانس  $f_1$  و  $f_2$  جابه‌جا می‌شود. در فرکانس‌های کلیدزنی پایین‌تر از فرکانس  $f_2$  همواره مخزن تشدید رفتار خازنی دارد و در فرکانس‌های بالاتر از فرکانس  $f_1$  رفتار مخزن تشدید سلفی است.

در نواحی خازنی، شرایط اعمال کلیدزنی ولتاژ صفر ( $ZVS$ ) برای مبدل فراهم نمی‌شود؛ لذا از کارکردن مبدل در این نواحی اکیداً پرهیز می‌شود. در نواحی سلفی، شرایط برای کلیدزنی جریان صفر ( $ZCS$ ) شبکه یک‌سوسازی سمت ثانویه مبدل فراهم نمی‌شود؛ لذا از کارکردن در این ناحیه نیز پرهیز می‌شود. در ناحیه میانی ( $f_2 < f_s < f_1$ )، شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر شبکه کلیدزنی و کلیدزنی جریان صفر شبکه یک‌سوسازی فراهم می‌شود و بهره مبدل در محدود بار متوسط تا بار نامی، بهره بالایی است. در فرکانس کلیدزنی برابر با فرکانس  $f_1$  علاوه بر شرایط کلیدزنی ولتاژ صفر و جریان صفر شبکه‌های کلیدزنی و یک‌سوسازی، جریان گردشی مخزن تشدید نیز حداقل است که بازدهی در این نقطه، بیشینه است. همچنین در این نقطه بهره مبدل همواره برابر با ۱ است.

شکل (۴) نواحی عملکردی مبدل LLC به همراه شکل موج‌های کلیدزنی مبدل در سه ناحیه  $f_2 < f_s < f_1$  و  $f_s = 1$  و  $f_s > f_1$  را نشان می‌دهد.

### ۲-۳. طراحی مخزن تشدید مبدل تشدید LLC

در این بخش طراحی مبدل تشدید LLC با فرض اینکه ولتاژ ورودی بین ۱۸ تا ۳۶ ولت DC متغیر است و ولتاژ نامی خروجی برابر با ۲۴ ولت، ارائه می‌گردد. همچنین توان خروجی مبدل برابر با ۱۸۰ وات فرض می‌شود. برای شبکه کلیدزنی مبدل، از ساختار تمام پل استفاده می‌گردد. دلیل این امر دو برابر بودن جریان در ساختار نیم پل نسبت به ساختار تمام پل است که تلفات هدایتی کلیدها که با مجذور دو جریان متناسب است را افزایش می‌دهد. طراحی مخزن تشدید از جمله مهم‌ترین گام‌ها در طراحی مبدل تشدید LLC است. روند طراحی مخزن تشدید مطابق با فلوچارت نشان داده‌شده در شکل (۵)، انجام می‌پذیرد. مطابق این روند به ترتیب برای ضریب کیفیت ماکزیمم و نسبت ضریب خودالقایی مقادیری فرض می‌شود. با توجه به این مقادیر، فرکانس نرمال شده مینیمم تعیین می‌گردد و از روی آن، میزان بهره مبدل محاسبه می‌شود. در صورتی که بهره محاسبه‌شده برای تبدیل ورودی متغیر به خروجی ثابت ۲۴ ولت مناسب نباشد، روند فوق با مقادیر جدید تکرار می‌گردد.

باتوجه به توان خروجی مبدل و با فرض اینکه نسبت ترانسفورماتور مخزن تشدید یک‌به‌یک باشد، داریم:

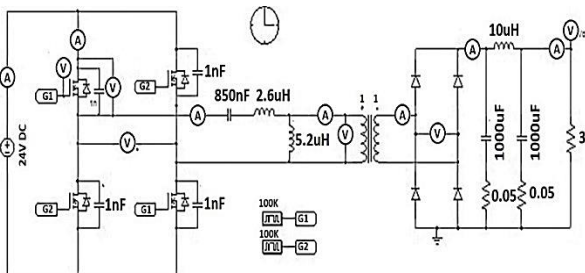
$$R_{ac}^{min} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{N_p^2}{N_s^2} \cdot \frac{V_o^2}{P_{o\ Max}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{24^2}{180} \cong 2.5\Omega \quad (7)$$

باتوجه به شکل (۶) و با انتخاب فرکانس ۱۰۰ کیلوهرتز برای کلیدزنی مبدل، فرکانس تشدید نیز برابر با ۱۰۰ کیلوهرتز تعیین می‌گردد. در نهایت مقادیر المان‌های مخزن تشدید برابر با  $C_r=850\ nF$ ،  $L_r=5.2\ \mu H$  و  $L_m=2.6\ \mu H$  محاسبه می‌گردد.

بعد از مخزن تشدید، طراحی شبکه یک‌سوساز انجام می‌پذیرد که در این پژوهش از یک‌سوساز تمام پل با چهار دیود مطابق شکل (۲) استفاده می‌شود.

### ۳. شبیه‌سازی

در این مقاله، از نرم‌افزار *PSIM* برای شبیه‌سازی و بررسی صحت طراحی مبدل، استفاده شده است. از آنجایی که فرض می‌شود ولتاژ ورودی مبدل، بین ۱۸ تا ۳۶ ولت تغییر نماید، شبیه‌سازی‌ها در سه حالت ولتاژ ۲۴ ولت و ولتاژهای حدی ۱۸ و ۳۶ ولت به عنوان ولتاژ ورودی انجام شده است. طرح مبدل پیاده‌سازی شده در نرم‌افزار *PSIM* در شکل (۷) نشان داده شده است.

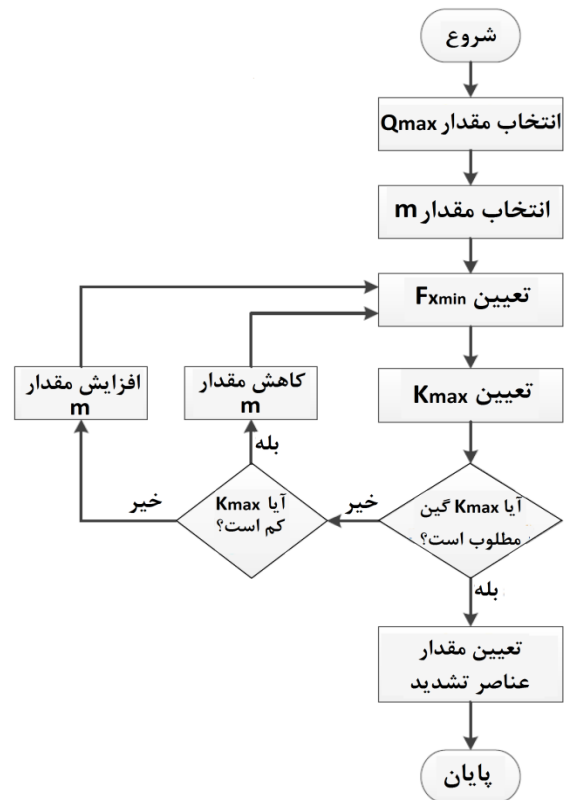


شکل ۷. مدل‌سازی مبدل تشدیدی طراحی شده در نرم‌افزار *PSIM*

#### ۳-۱. ولتاژ ورودی ۲۴ ولت

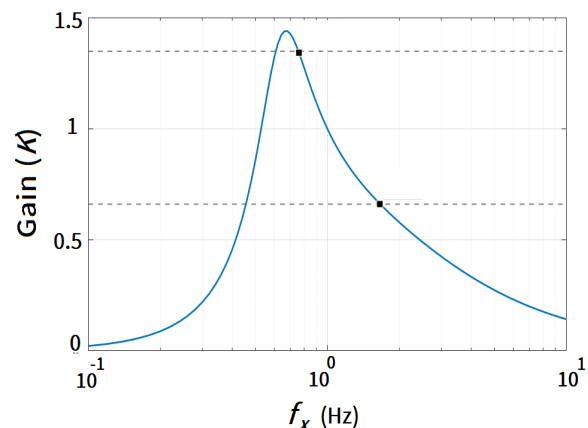
در حالت اول فرض می‌کنیم ولتاژ ورودی ۲۴ ولت است. در این حالت، فرکانس کلیدزنی روی ۱۰۰ *KHz* تنظیم شده است. در شکل (۸) شکل موج‌های جریان تشدید، جریان مغناطیس‌کنندگی و جریان یک‌سوساز خروجی نمایش داده شده است. شکل (۹) نیز مربوط به شکل موج ولتاژ خروجی است. توجه شود که تصویر نشان داده شده به‌عنوان شکل موج ولتاژ خروجی، فقط بخشی از شکل موج که حاوی مؤلفه *AC* است را به منظور نمایش ریپل ولتاژ نشان می‌دهد که در حدود ۳ *mV* در ولتاژ خروجی ۲۴ ولت است.

به‌منظور بررسی شرایط *ZVS*، شکل موج‌های یکی از کلیدهای قدرت در شبکه کلیدزنی در شبیه‌سازی بررسی شده است. بدین منظور، شکل موج‌های ولتاژ دو سر کلید (ولتاژ درین-سورس)، جریان کلید (جریان درین) و ولتاژ تحریک کلید (ولتاژ گیت-سورس) کلید شماره ۱ در شکل (۱۰) نشان داده شده است.



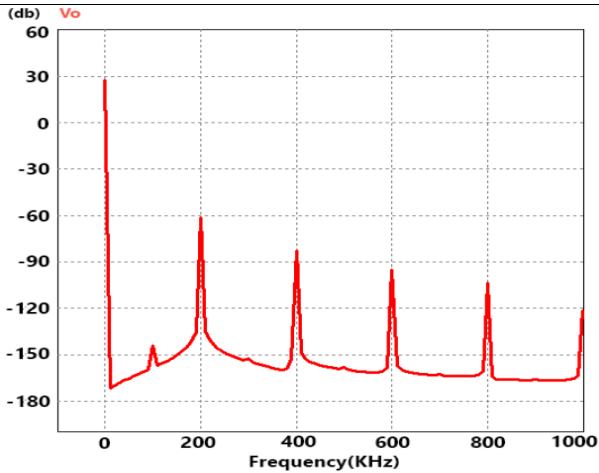
شکل ۵. فلوچارت طراحی مخزن تشدید مبدل LLC

در این پژوهش، با فرض اینکه ولتاژ ورودی بین ۱۸ تا ۳۶ ولت تغییر می‌کند و ولتاژ خروجی ۲۴ ولت است، بهره مبدل باید بین مقادیر ۰/۶۶ تا ۱/۳۵ باشد. برای انتخاب مقادیر  $Q_{max}$  و  $m$  پس از چند بار تکرار و رسم منحنی بهره، مقادیر ۰/۷ و ۳ به ترتیب برای آن‌ها انتخاب شده است. منحنی بهره بر حسب فرکانس نرمال شده ( $f_x$ ) و به ازای مقادیر انتخاب شده برای  $Q_{max}$  و  $m$  در شکل (۶) رسم شده است.



شکل ۶. منحنی بهره مخزن تشدید به ازای  $Q=0.7$  و  $m=3$

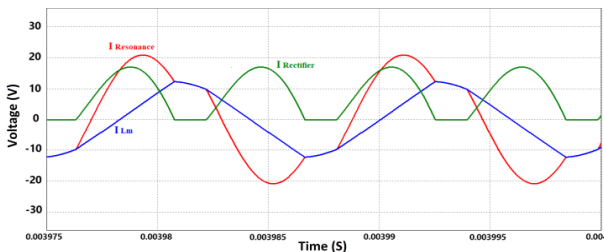
همان‌گونه که از شکل (۶) مشاهده می‌شود، مقادیر انتخاب شده برای رسیدن به بهره‌های ۰/۶۶ تا ۱/۳۵ در بازه فرکانس کلیدزنی نسبتاً باریکی، مناسب هستند.



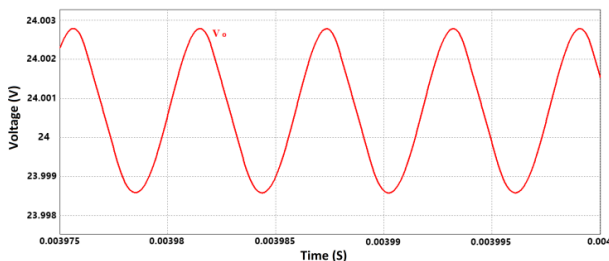
شکل ۱۱. طیف هارمونیکی ولتاژ خروجی مبدل

### ۳-۲. ولتاژ ورودی ۱۸ ولت

در این حالت فرض می‌شود ولتاژ ورودی در کمینه مقدار مجاز (۱۸ ولت) قرار دارد. فرکانس کلیدزنی در این حالت ۸۵ کیلوهرتز خواهد بود. تصویر شکل موج‌های جریان مبدل در شکل (۱۲) نشان داده شده است. همچنین تصویر ریپل ولتاژ خروجی مبدل در شکل (۱۳) آورده شده است. از شکل‌های (۱۲) و (۱۳) مشخص است که مبدل طراحی شده توانسته است به ازای ولتاژ ورودی ۱۸ ولت، خروجی را به صورت مناسبی تنظیم نماید.



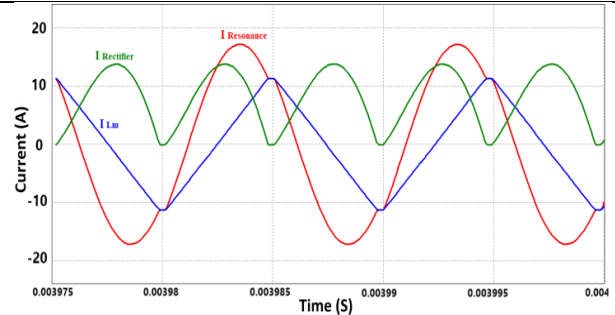
شکل ۱۲. جریان رزونانس (قرمز)، جریان مغناطیس‌کنندگی (آبی) و جریان خروجی یکسوساز (سبز)



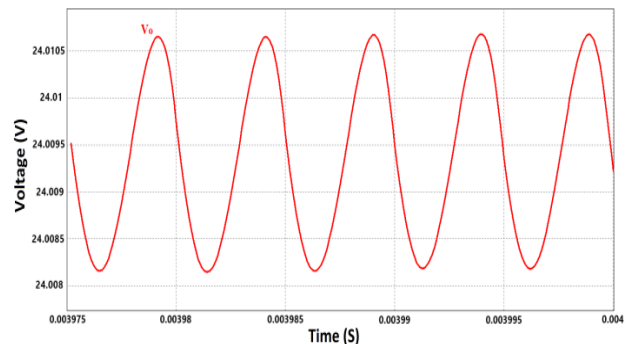
شکل ۱۳. ریپل ولتاژ خروجی مبدل در ولتاژ ورودی ۱۸ ولت

### ۳-۳. ولتاژ ورودی ۳۶ ولت

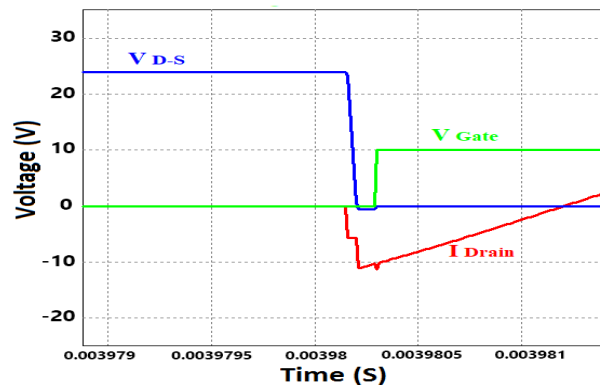
در این حالت فرض می‌شود ولتاژ ورودی در بیشینه مقدار مجاز (۳۶ ولت) قرار دارد. فرکانس کلیدزنی در این حالت ۱۴۶ کیلوهرتز خواهد بود. تصویر شکل موج‌های جریان مبدل در شکل (۱۴) نشان داده شده است. همچنین تصویر ریپل ولتاژ خروجی مبدل در شکل (۱۵)



شکل ۱۴. جریان رزونانس (قرمز)، جریان مغناطیس‌کنندگی (آبی) و جریان خروجی یکسوساز (سبز)



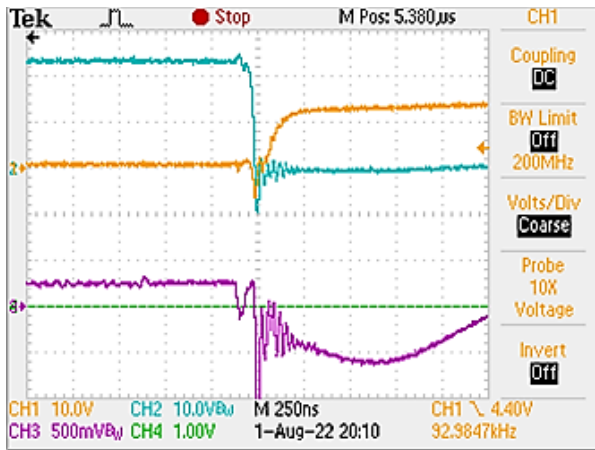
شکل ۱۵. ریپل ولتاژ خروجی مبدل در ولتاژ ورودی ۳۶ ولت



شکل ۱۶. شکل موج‌های ولتاژ درین-سورس (آبی)، ولتاژ گیت-سورس (سبز) و جریان درین (قرمز) کلید شماره ۱

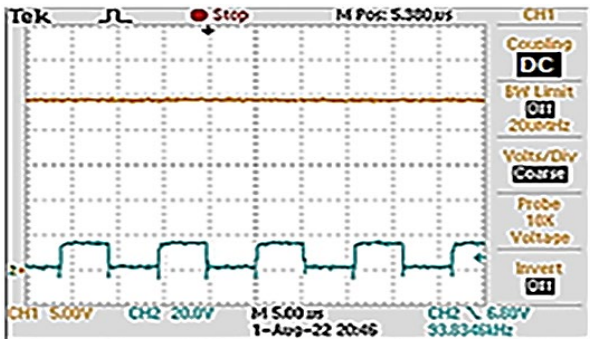
همان‌گونه که نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد، به دلیل ماهیت القایی مدار، ولتاژ دو سر کلید قبل از روشن شدن، ابتدا صفر می‌شود و سپس فرمان تحریک اعمال شده و کلید روشن می‌شود؛ بنابراین، شرایط  $ZVS$  تأمین شده و کلیدزنی به صورت نرم انجام شده است. دلیل منفی بودن جریان در لحظه روشن شدن کلید، عبور جریان القایی سلف مغناطیس‌کنندگی از دیود بدنه ماسفت است.

شکل (۱۱) طیف هارمونیکی ولتاژ خروجی مبدل  $LLC$  را نمایش می‌دهد. این طیف با استفاده از ابزار  $FFT$  در نرم‌افزار  $PSIM$  استخراج شده است. مطابق شکل دامنه هارمونیک اول در مقایسه با مؤلفه  $DC$  در حدود  $90\text{ dB}$  کمتر است، که این بدان معنی است که دامنه هارمونیک اول در حدود  $10^{-4} \times 3$  برابر، کوچک‌تر از مؤلفه  $DC$  است و شرایط هارمونیکی و ریپل ولتاژ خواسته شده را برآورده می‌کند.

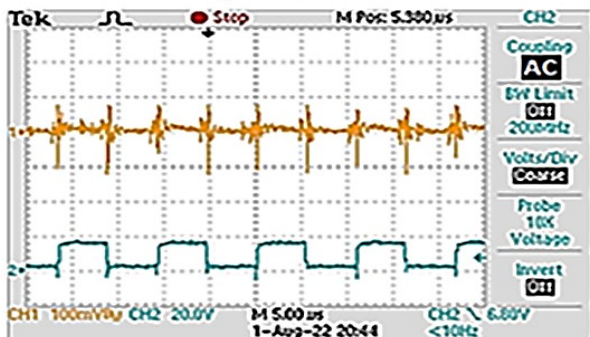


شکل ۱۷. کلیدزنی ولتاژ صفر کلید  $D_s$  مبدل. (منحنی نارنجی ولتاژ گیت-سورس، منحنی آبی کم‌رنگ ولتاژ درین سورس و منحنی بنفش جریان درین)

شکل (۱۸)، تصویر ولتاژ خروجی مبدل را در دو حالت کوپلینگ  $AC$  و کوپلینگ  $DC$  به منظور نمایش ولتاژ خروجی هم از نظر مقدار  $DC$  و هم از نظر ریبیل ولتاژ نشان می‌دهد. همان‌گونه که در شکل (۱۸) مشخص است، مقدار پیک تا پیک نویز کلیدزنی ولتاژ کمتر از ۲۰۰ میلی‌ولت به ازای ولتاژ خروجی ۲۴ ولت است که مقداری مطلوب است (۰/۸ درصد).



(الف)



(ب)

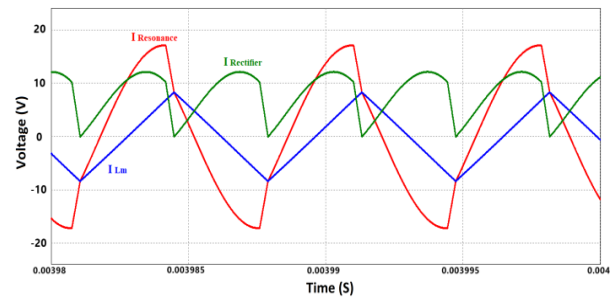
شکل ۱۸. ولتاژ خروجی مبدل (منحنی نارنجی رنگ) برای دو حالت (الف) کوپلینگ  $DC$  و (ب) کوپلینگ  $AC$ . منحنی آبی رنگ نیز ولتاژ کلیدزنی گیت-سورس مدار را نشان می‌دهد که برای هر دو حالت یکسان است.

آورده شده است. از شکل‌های (۱۴) و (۱۵) مشخص است که مبدل طراحی شده توانسته است به ازای ولتاژ ورودی ۳۶ ولت، خروجی را به صورت مناسبی تنظیم نماید.

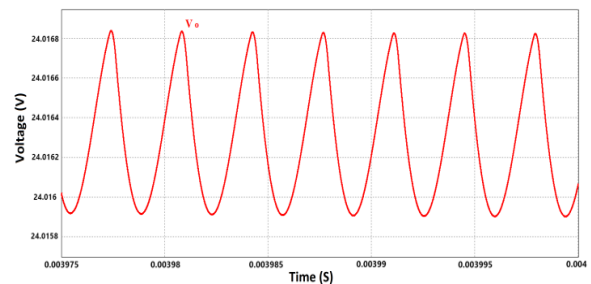
#### ۴. پیاده‌سازی و تست عملی

ساختار مبدل  $LLC$  طراحی شده پس از شبیه‌سازی در نرم‌افزار  $PSIM$ ، به صورت عملی پیاده‌سازی شده است. در این بخش، نتایج تست عملی مبدل طراحی شده ارائه می‌گردد. شکل (۱۶) مدار مونتاژ شده مبدل طراحی شده به همراه مدارات کنترلی را نشان می‌دهد.

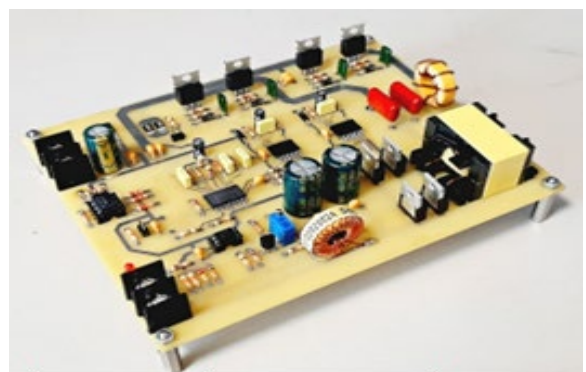
در گام اول، صحت عملکرد کلیدزنی ولتاژ صفر کلیدهای شبکه کلیدزنی مورد تست قرار گرفته است. شکل (۱۷) تصویر ولتاژ درین، ولتاژ گیت و جریان درین کلید  $D_s$  را در صفحه اسیلوسکوپ نشان می‌دهد. همان‌گونه که در شکل (۱۷) مشخص است، لحظاتی قبل از وصل شدن فرمان گیت کلید (شکل موج نارنجی‌رنگ)، ولتاژ درین کلید صفر می‌شود تا کلیدزنی ولتاژ صفر صورت پذیرد.



شکل ۱۴. جریان رزونانس (قرمز)، جریان مغناطیس‌کنندگی (آبی) و جریان خروجی یکسوساز (سبز)

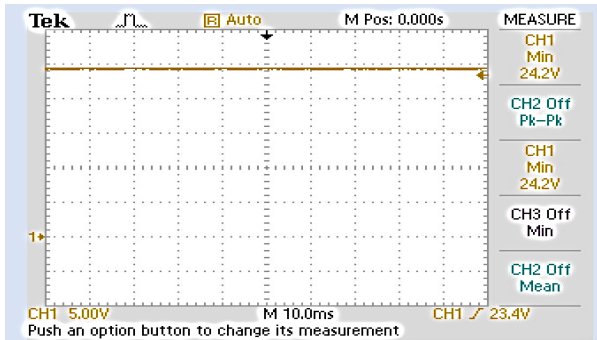


شکل ۱۵. ریبیل ولتاژ خروجی مبدل در ولتاژ ورودی ۳۶ ولت



شکل ۱۶. مدار مونتاژ شده مبدل  $LLC$  طراحی شده

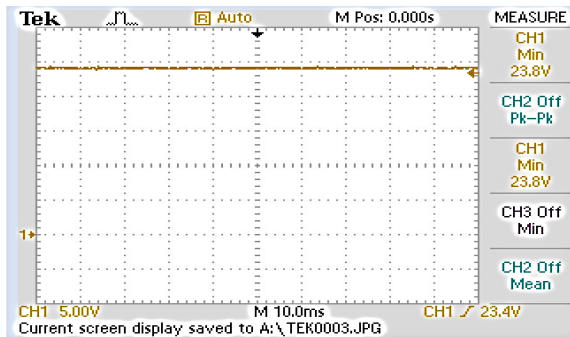
همچنین در شکل (۲۰) شکل موج ولتاژ خروجی در بی‌باری تا بار کامل نشان داده شده است. با توجه به شکل (۲۰)، افت ولتاژ در بار کامل ۵/۰٪ ولت معادل ۲٪ افت کرده است که میزان مناسبی است.



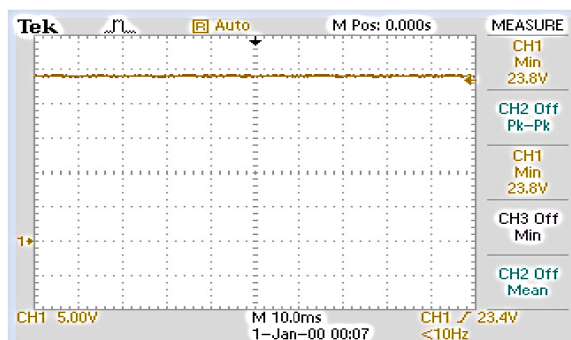
الف) شکل موج بی‌باری



ب) شکل موج در ۳۳٪ بار کامل



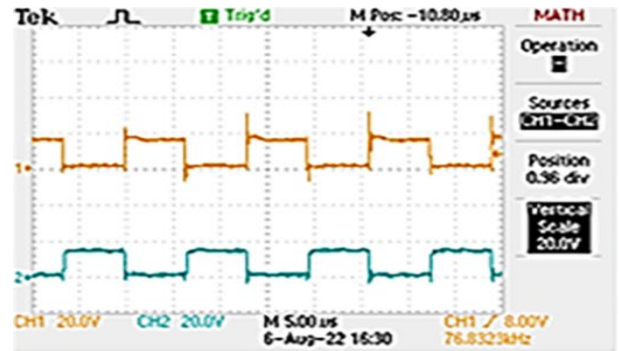
ج) شکل موج در ۶۶٪ بار کامل



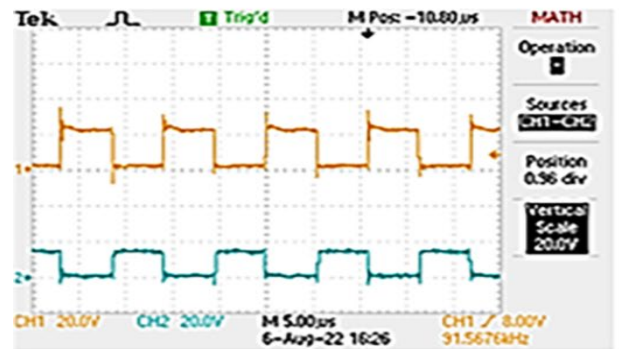
د) شکل موج در بار کامل

شکل ۲۰. شکل موج ولتاژ خروجی به ازای مقادیر بار گذاری الف) بی‌باری، ب) ۳۳٪ بار کامل، ج) ۶۶٪ بار کامل و د) بار کامل

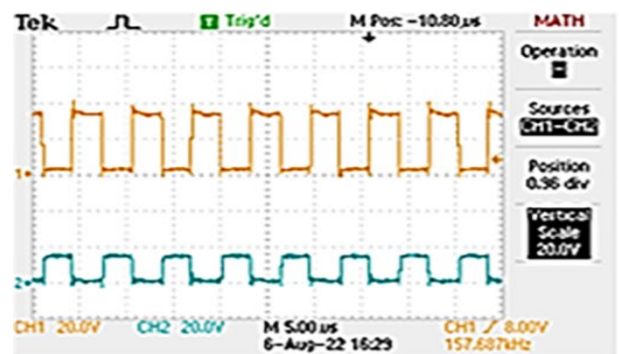
در گام بعد، ولتاژ ورودی بین مقادیر ۱۸ ولت تا ۳۶ ولت DC تغییر می‌کند تا عملکرد حلقه کنترلی مورد تأیید واقع شود. بدین منظور ولتاژ درین-سورس و گیت-سورس کلید  $D_2$  به ازای ولتاژهای ورودی ۱۸ ولت، ۲۴ ولت و ۳۶ ولت DC اندازه‌گیری شده و در شکل (۱۹) آورده شده است.



الف)



ب)



ج)

شکل ۱۹. شکل موج درین-سورس (منحنی نارنجی) و گیت سورس (منحنی آبی) به ازای ولتاژ ورودی الف) ۱۸ ولت، ب) ۲۴ ولت و ج) ۳۶ ولت که کنترل فرکانسی مبدل برای تنظیم ولتاژ خروجی را نشان می‌دهد

همان‌گونه که در شکل (۱۹) مشخص است، فرکانس کلیدزنی در حالت ورودی ۱۸ ولت برابر با ۷۶/۸ کیلوهرتز، در ولتاژ ورودی ۲۴ ولت برابر با ۹۱ کیلوهرتز و در ولتاژ ورودی ۳۶ ولت برابر با ۱۵۷/۶ کیلوهرتز است که صحت عملکرد حلقه کنترلی را نشان می‌دهد.

## ۵. نتیجه‌گیری

در این پژوهش مزایای منبع تغذیه کلیدزنی تشدیدی *LLC* نسبت به سایر منابع تغذیه مورد بررسی قرار گرفت و روند طراحی بهینه این نوع منبع تغذیه شرح داده شد. در ادامه پس از صحت‌سنجی مدارات طراحی‌شده در نرم‌افزار، نمونه عملی منبع تغذیه با ولتاژ خروجی ۲۴ ولت و توان ۱۸۰ وات پیاده‌سازی شد و تست عملی بر روی آن انجام گردید. نتایج تست عملی نشان می‌دهد که قابلیت کلیدزنی ولتاژ صفر و جریان صفر که از مزایای این منبع تغذیه است، با موفقیت احصا گردیده است. همچنین نتایج نشان می‌دهد که نویز کلیدزنی ولتاژ خروجی که از عوامل تداخل و تأثیرگذاری بر روی بارها و سامانه‌های حساس است، در این مبدل به اندازه کافی کاهش یافته است و به میزان ۲۰۰ میلی ولت پیک تا پیک برای ولتاژ خروجی ۲۴ ولت رسیده است. برای مقایسه می‌توان مبدل ۲۴ ولت شرکت *VICOR* مدل *V24B24C200BL* را ذکر کرد که نویز کلیدزنی آن حدود ۳۲۵ میلی‌ولت است [۱۷]. نتایج همچنین مؤید قابلیت این نوع منبع تغذیه در کنترل مؤثر ولتاژ به ازای تغییرات وسیعی در ولتاژ ورودی است. اگرچه مبدل پیشنهادی توانسته است نویز ولتاژ خروجی را تا حدی قابل قبولی کاهش دهد، بررسی استفاده ترکیبی از مبدل تشدیدی *LLC* و تنظیم‌کننده ولتاژ خطی به منظور کاهش هر چه بیشتر نویز ولتاژ خروجی می‌تواند در تحقیقات بعدی مورد توجه محققان قرار گیرد.

## ۶. مراجع‌ها

- [5] Yang, B.; Lee, F. C.; Zhang, A. J.; Huang, G. "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion"; IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002, 2, 1108–1112. doi: 1109/APEC.2002. 989382.
- [6] Chang, C. H.; Chang, E. C.; Cheng, H. L. "A High-Efficiency Solar Array Simulator Implemented by an LLC Resonant DC-DC Converter"; IEEE Trans. Power Electron., 2013, 28, 3039–3046. doi: 1109/TPEL.2012. 2205273
- [7] Kowstubha, P.; Krishnaveni, K.; Ramesh Reddy, K. "Review on Different Control Strategies of LLC Series Resonant Converters"; International Conference Advanced Electronic Engineering, 2014. doi: 1109/ICAEE.2014.6838481
- [8] Nagarajan, B.; Sathi, R. R.; Vishnuram, P. "Power Tracking Control of Domestic Induction Heating System using Pulse Density Modulation Scheme with the Fuzzy Logic Controller"; J. Electr. Eng. Technol. 2014, 9, 1978–1987. doi: 5370/JEET. 2014.9.6.1978
- [9] Zhang, J.; Hurley, W. G.; Wolfle, W. H. "Gapped Transformer Design Methodology and Implementation for LLC Resonant Converters"; IEEE Trans. Ind. Appl. 2016, 52, 342–350. doi: 1109/TIA.2015.2465932
- [10] Kim, K. W.; Jeong, Y.; Kim, S. J.; Moon, G. W. "Low Common Mode Noise Full-Bridge LLC Resonant Converter with Balanced Resonant Tank"; IEEE Trans. Power Electron. 2021, 36, 4105–4115. doi: 1109/TPEL.2020.3025576
- [11] Zarghani, M.; Mohsenzade, S.; Kaboli, S. "A Very Low-Ripple High-Voltage High-Power DC Power Supply Using an Interleaved Converter and a Linear Ripple Elimination Unit"; IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron. 2021, 9, 3339–3352. doi: 1109/JESTPE.2020.3040072
- [12] Teng, J. H.; Chen, S. S.; Chou, Z. X. "Novel Half-Bridge LLC Resonant Converter with Variable Resonant Inductor"; IEEE Trans. Ind. Appl. 2023, 59, 6952–6962. doi: 1109/TIA.2023. 3299912
- [13] Deshmukh, S. "Review on Classification of Resonant Converters for Electric Vehicle Application"; Energy Reports, 2022, 8, 1091–1113. doi:1016/j.egy.2021.12.013
- [14] Yu, S. S.; Chen, R.; Viswanathan, A. "Survey of Resonant Converter Topologies"; Texas Instruments Power Supply Design Seminar, 2018.
- [15] Park, H. P.; Kim, M.; Jung, J. H. "A Comprehensive Overview in Control Algorithms for High Switching-Frequency LLC Resonant Converter," Energies 2020, 13, 11-19. doi: 3390/en13174455
- [16] "Resonant LLC Converter: Operation and Design"; Infineon Technologies, 2012.
- [17] "V24B24C200BL | Mini DC DC Converter | Vicor (vicorpower.com)"
- [1] Juswardy, B.; Schlagenhafer, F.; Hall, P. J. "Radio Interference Evaluations of Photovoltaic Modules for Radio Astronomy Active Antenna"; Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2013, 1-4. doi: 1109/APEMC.2013.7360669
- [2] Melvin, W. L.; Scheer, J. A. "Principles of Modern Radars"; SciTech Publishing, 2014. doi:1049/SBRA021E
- [3] Huang, D.; Lee, F. C. "Classification and Selection Methodology for Multi-Element Resonant Converters"; IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2011, 558–565. doi: 1109/APEC.2011. 5744651
- [4] Zeng, J.; Zhang, G.; Yu, S. S. "LLC Resonant Converter Topologies and Industrial Applications -A Review"; Chinese J. Electr. Eng. 2020, 6, 73–84. doi: 23919/CJEE. 2020.000021.

