

طراحی تقویت کننده کلاس-D ولتاژ بالا با بازخورد توان برای بارهای پیزوالکتریک

رضا تقوی^{۱*}، عبدالخالق محمدیان دهزیری^۲، محمدرضا خلیل آبادی^۳، رضا مردانی^۴

rezataghavi63@gmail.com

mhmdian1@yahoo.com

khalilabadi@mut.ac.ir

mardani_r@mut.ac.ir

^{۱*} نویسنده مسئول، دانشجوی دکتری، دانشکده برق و کامپیوتر، دانشگاه شیراز، شیراز

^۲ مجتمع دانشگاهی هوادریا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

^۳ مجتمع دانشگاهی هوادریا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

^۴ استادیار، مجتمع دانشگاهی هوادریا، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

تاریخ پذیرش: ۹۷/۷/۱۵

تاریخ دریافت: ۹۵/۱۱/۱۱

چکیده

در این مقاله یک تقویت کننده کلاس-D به منظور راه اندازی بارهای پیزوالکتریک با در نظر گرفتن ملاحظات طراحی شامل بازده، خطی بودن و تداخل الکترومغناطیسی ارائه شده است. تقویت کننده کلاس-D با الگوی کلیدزنی مدولاسیون پهنای باند بر پایه تغذیه-باتری طراحی شده است. تقویت کننده ارائه شده علاوه بر تأمین توان و ولتاژ سطح بالا، به منظور جداسازی و کاهش اعوجاج از یک مبدل مستقیم-به-مستقیم جدای حلقه بسته بهره می برد. استفاده از مبدل منزوی علاوه بر جداسازی تقویت کننده از باتری، باعث می شود که دیگر مدارات متصل به باتری از اعوجاج تقویت کننده در امان بمانند. طبقه تقویت کننده کلاس-D از یک مبدل AC/DC تمام پل حلقه بسته جهت افزایش بهره و خروجی با اعوجاج کم بهره می برد. خروجی تقویت کننده کلاس-D کاملاً خطی بوده و بوسیله یک فیلتر میان گذر L-C، اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خروجی به کمتر از ۰/۹ درصد کاهش یافته است. تقویت کننده مورد نظر به طور دقیق در مدهای مختلف بررسی و عملکرد آن در شرایط مختلف کاری شبیه سازی و مورد ارزیابی قرار گرفته است. جداسازی الکتریکی از منبع تغذیه، خطی بودن ولتاژ خروجی، سرعت پاسخ دهی بالا و پهنای فرکانسی مناسب از جمله مزیت های این تقویت کننده می باشد.

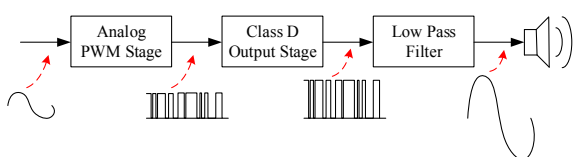
واژه های کلیدی: اعوجاج هارمونیک کل، پیزوالکتریک، تقویت کننده، کانورتر تمام پل، کلاس-D، مدولاسیون پهنای باند.

۱. مقدمه

تقویت کننده های کلاس-D^۱ مناسب ترین گزینه برای سیستم های صوتی قابل حمل با تغذیه باتری هستند. علت

اصلی استفاده از تقویت کننده های کلاس-D بازده بالای آنها نسبت به تقویت کننده های خطی از نقطه نظر کاهش تلفات گرمایی و افزایش عمر باتری می باشد [۱-۲]. با این وجود به

کلید زنی را افزایش و دقت و بیشینه توان خروجی را کاهش می‌دهند [۱۰]. شکل (۱) ساختار اصلی یک تقویت کننده مرسوم کلاس-D حلقه باز را نشان می‌دهد که از سه طبقه اصلی تشکیل شده است: طبقه مدولاسیون آنالوگ، طبقه تقویت کننده قدرت کلاس-D و طبقه فیلتر پایین گذر. طبقه مدولاسیون آنالوگ، سیگنال ورودی را به باندهای سیکل وظیفه کلیدزنی با فرکانس بالا (۲۰۰-۴۰۰ کیلوهرتز) تبدیل می‌کند. در بعضی منابع، طبقه مدولاسیون پهنای باند می‌تواند با مبدل دیجیتال به کار برده شود. در نتیجه یک تقویت کننده تمام دیجیتال خواهیم داشت [۹، ۱۱، ۱۲] بیشتر تقویت کننده‌های کلاس-D به صورت حلقه باز اجرا می‌شوند تا از طراحی پیچیده طبقه مدولاسیون پهنای باند جلوگیری شود. در صورتی که منبع تغذیه در طبقه کلیدزنی قدرت به خوبی تنظیم شده باشد، حلقه باز بودن تقویت کننده کلاس-D عملکرد مناسبی را از خود نشان می‌دهد [۱۳]. به دلیل اینکه یک تقویت کننده حلقه باز نمی‌تواند اعوجاج را حذف کند، ارزشمند است که یک روش برای حذف اعوجاج تقویت کننده کلاس-D دیجیتال ارائه شود. یک راه مناسب برای کاهش اعوجاج استفاده از بازخورد منفی در طبقه مدولاسیون پهنای باند آنالوگ تقویت کننده می‌باشد. ولی تموج سیگنال حلقه باعث خطای جریان مستقیم و تداخل فرکانسی^۵ طبقه مدولاسیون پهنای باند می‌شود. خوشبختانه با استفاده از فیلتر حلقه، مینیمم خطای تداخل فرکانسی قابل کاهش است. از طرف دیگر با روش مذکور در تقویت کننده‌های کلاس-D، نیاز به یک مبدل آنالوگ به دیجیتال در مسیر بازخورد هست. مبدل آنالوگ به دیجیتال در مسیر بازخورد باعث افزایش قیمت و محدودیت عملکرد تقویت کننده دیجیتال می‌شود. بنابراین یک راه حل بهتر استفاده از بازخورد منفی به طور مستقیم در طبقه تقویت کننده می‌باشد. چندین روش بازخورد برای بهبود حذف اعوجاج طبقه تقویت کننده کلاس-D توسعه یافته‌اند که با این وجود بهبود حاصل از این روش‌ها هنوز ناکافی می‌باشد.



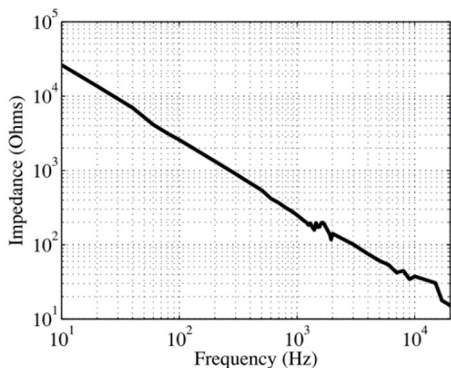
شکل ۱. ساختار مرسوم تقویت کننده CD حلقه باز.

دلیل طبیعت غیرخطی طبقه کلیدزنی تقویت کننده، اعوجاج مهمترین چالش در این نوع تقویت کننده‌هاست. روش‌های مختلفی برای تعدیل ذات غیرخطی ساختارهای تقویت کننده‌های کلاس-D مورد مطالعه قرار گرفته است. در [۳] یک ساختار موازی از تقویت کننده خطی و تقویت کننده کلیدزنی ارائه شده است که دارای اعوجاج هارمونیک کل^۲، ۰/۰۰۵ درصد نزدیک فرکانس ۲۰ کیلوهرتز می‌باشد. ولی اعوجاج هارمونیک کل آن در فرکانس ۲۰ هرتز به طور یکنواخت تا ۰/۱ درصد افزایش می‌یابد. در [۴] ساختاری بر اساس ترکیب سری دو تقویت کننده کلیدزنی ارائه شده است ولی با این اوصاف اعوجاج هارمونیک کل آن به صورت عملی ارائه نشده است. همچنین در [۵] ساختارهایی مشابه از تقویت کننده کلاس-D ارائه شده است. تلاش‌های زیادی برای خطی کردن تقویت کننده‌های کلاس-D انجام گرفته که نتیجه آن حذف اعوجاج در طبقه کلیدزنی بوده است. ولی نیاز به کلیدزنی با فرکانس بالا و محاسبات توان با حجم زیاد باعث کاهش بازده و افزایش قیمت تقویت کننده می‌شود [۶-۷].

چندین تقویت کننده کلاس-D با ساختار پیچیده در بازار موجود هستند که از روش‌های مدولاسیون مختلفی استفاده می‌کنند. برای مثال یک تقویت کننده صوتی کلاس-D دیجیتال همراه با بازخورد از مدولاسیون سیگما-دلتا ($\Sigma\Delta$) در فرکانس ۲/۸۲ مگاهرتز استفاده می‌کند [۸]. دیگر تقویت کننده‌های دیجیتال دارای یک مبدل حلقه باز دیجیتال به آنالوگ با توانایی اتصال به بلندگو بدون احتیاج به مدار اضافی آنالوگ هستند. این تقویت کننده‌ها به دلیل کلیدزنی با فرکانس ۹۰ مگاهرتز نسبت به تقویت کننده‌های با مدولاسیون پهنای باند^۳ بسیار گران هستند [۹].

روش مدولاسیون پهنای باند از بین تمام روش‌های مدولاسیون از آنجا که کمترین باند را در واحد زمان دارا می‌باشد، مناسب‌ترین مدولاسیون برای انتقال توان آنالوگ از طریق دیجیتال است. دیگر روش‌هایی که مبدل‌های بیت‌های متوالی^۴ از آن استفاده می‌کنند مانند سیگما-دلتا و نمونه‌برداری دارای نرخ بالای باند هستند که نویز و تلفات

تقویت کننده، از یک مبدل مستقل مستقیم-به-مستقیم فرکانس بالا^{۱۱} استفاده می کند. در ادامه، بررسی و طراحی تقویت کننده ارائه شده همراه با شبیه سازی در شرایط مختلف آورده شده است.

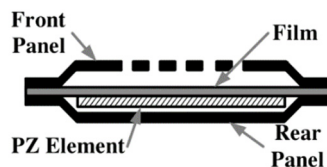


شکل ۳. امپدانس الکتریکی مبدل پیزوالکتریک بر حسب فرکانس.

۲. ساختار پیشنهادی

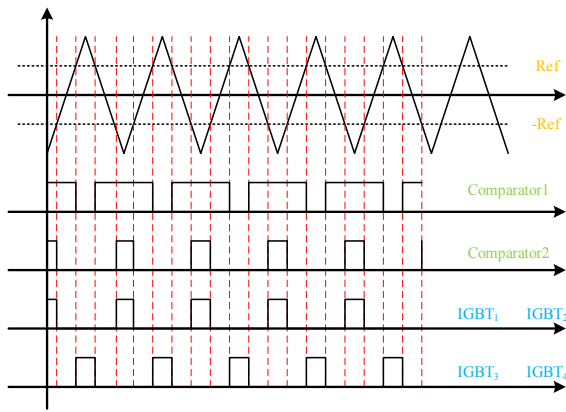
در ساختار پیشنهاد شده از یک مبدل مستقیم-به-مستقیم برای تأمین توان مورد نیاز طبقه مبدل مستقیم-به-متناوب استفاده می شود. البته افزایش سطح ولتاژ نیز بر عهده مبدل می باشد که توسط ترانس فرکانس بالای آن انجام می شود. ترانس فرکانس بالا علاوه بر اینکه جداسازی الکتریکی مناسبی را برای مدار فراهم می کند، با طراحی مناسب می تواند هارمونیک های اولیه را نیز کاهش دهد. مدار کنترلی مبدل به صورت حلقه بسته طراحی شده است تا ولتاژ تغذیه طبقه تقویت کننده را در مقدار معینی ثابت نگه دارد و از اعوجاج آن جلوگیری کند. باتری که وظیفه تأمین توان تقویت کننده را بر عهده دارد از طریق یک فیلتر پایین گذر به مبدل متصل شده است. طبقه مبدل کلاس-D از یک مبدل مستقیم-به-متناوب تمام پل تشکیل شده است که با الگوی کلیدزنی مدولاسیون پهنای باند سینوسی کلیدهای آن بسته می شوند. مدار کنترلی تقویت کننده به صورت حلقه بسته طراحی شده است که علاوه بر توان خروجی از ولتاژ ورودی تقویت کننده بازخورد می گیرد تا سرعت پاسخ دهی سیستم افزایش یابد. چون طبقه کلاس-D با فرکانس بالایی کلیدزنی می شود، علاوه بر هارمونیک اصلی، هارمونیک هایی با فرکانسی به مراتب بیشتر از سیگنال ورودی در خروجی این طبقه موجود هستند. بنابراین وجود یک بلوک به عنوان فیلتر برای حذف

بلندگوهای الکترومغناطیسی^۶ برای کاربردهای قابل حمل از یک آهنربا، سیم پیچ و یک حفره صوتی برای ایجاد یک صوت پرفشار^۷، تشکیل شده است [۱۴]. با این وجود امپدانس الکتریکی بلندگوهای الکترومغناطیسی پایین و بین ۴ تا ۳۲ اهم می باشد که توان بالایی را برای تولید صوت با فشار بالا می طلبد. از طرف دیگر بلندگوهای پیزوالکتریک^۸ مبدل های الکترومکانیکی هستند که با توان الکتریکی کم، بالایی با ابعاد کوچکتر تولید می کنند. این خصوصیات، مبدل های PZT را جایگزین مناسبی برای افزایش طول عمر باتری های تجهیزات قابل حمل خصوصاً مبدل های کلیدزنی مانند تقویت کننده های کلاس-D قرار داده است [۱۵-۱۷]. ساختار فیزیکی یک مبدل پیزوالکتریک نمونه در شکل (۲) نشان داده شده است که عنصر پیزو متصل به یک فیلم روکشی شده بین صفحه جلویی و عقبی قرار گرفته است. جزء پیزوالکتریک با اعمال ولتاژ به دو سر آن منحرف و باعث تاب خوردن فیلم در راستای بالا و پایین می شود. این ارتعاشات موج فشار بالایی را از یک یا چند سوراخ پنل جلویی که برای رزونانس و تقویت قرار گرفته اند، به بیرون می فرستد. مبدل های پیزوالکتریک به طور نمونه از چند لایه سرامیک که از نظر الکتریکی مانند خازن عمل می کنند تشکیل شده است [۱۸]. شکل ۳ امپدانس یک پیزو نمونه را در مقابل افزایش فرکانس نشان می دهد. رفتار خازنی که مبدل های پیزوالکتریک از خود نشان می دهند، یک بار با امپدانس بالا برای تقویت کننده تعریف می کنند که توان کمی برای عملکرد نیاز دارند.



شکل ۲. ساختار فیزیکی مبدل پیزوالکتریک.

در ادامه یک ساختار تقویت کننده کلاس-D ولتاژ بالا با الگوی کلیدزنی مدولاسیون پهنای باند تمام پل همراه با بازخورد منفی ارائه شده است. ساختار مذکور به منظور حصول شاخص حذف تغییرات ولتاژ منبع^۹ مطلوب برای



شکل ۵. الگوی کلید زنی کلیدهای مبدل dc/dc منزوی.

در مبدل مستقیم-به-مستقیم تقویت کننده طراحی شده، به منظور حفاظت از کلیدهای قدرت از مدار اسنابر RCD استفاده شده است که محاسبه مقادیر خازن و مقاومت آن بصورت زیر می‌باشد. خازن مدار اسنابر را می‌توان توسط رابطه زیر بدست آورد [۱۵]:

$$C = \frac{I_s T_s}{2V} \quad (1)$$

که در آن I_0 ، T_s و V به ترتیب جریان کلید، مدت زمان خاموش شدن کلید و ولتاژ سیستم می‌باشد. برای تعیین مقاومت مدار اسنابر باید در نظر داشت که ثابت زمانی مدار نسبتی از فرکانس کلیدزنی می‌باشد. پس با یک حساب ساده می‌توان مقدار مقاومت را محاسبه کرد [۱۵]:

$$R = \frac{D}{5f_s C} \quad (2)$$

که در آن f_s و D به ترتیب فرکانس کاری مدار و دوره وظیفه کلید می‌باشد.

جزء مهم دیگری که در مبدل جریان مستقیم منزوی باید به درستی طراحی شود ترانسفورمر فرکانس بالاست است. این ترانسفورمر همانطور که قبلاً گفته شد علاوه بر افزایش سطح ولتاژ وظیفه جداسازی مدار را نیز بر عهده دارد. با افزایش ولتاژ طبقه تقویت کننده کلاس D توان تقویت کننده افزایش می‌یابد. بنابراین نسبت تبدیل ترانس باید به درستی تعیین شود. در ابتدا تعداد دور اولیه ترانس را با رابطه زیر محاسبه می‌کنیم [۱۹]:

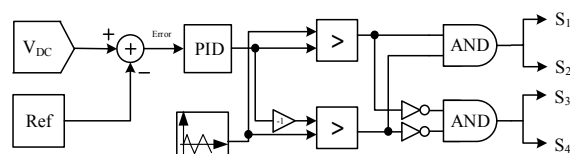
$$E_1 = 4 \cdot B \cdot A_e \cdot f \cdot N_1 \quad (3)$$

در رابطه بالا E_1 ، f ، B ، N_1 و A_e به ترتیب تعداد دور اولیه، چگالی شار هسته، فرکانس، دامنه ولتاژ اولیه و سطح مقطع

هارمونیک‌های مزاحم کاملاً ضروری می‌باشد. در ادامه راجع به ساختار تقویت کننده ارائه شده بیشتر توضیح داده می‌شود.

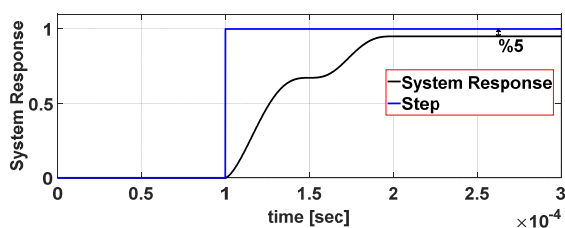
۲-۱. طبقه مبدل مستقیم-به-مستقیم منزوی

در شکل ۱۱ ساختار مبدل مستقیم-به-مستقیم منزوی مورد استفاده نشان داده شده است. در مبدل مذکور یک طبقه مبدل تمام موج که با الگوی کلیدزنی سه سطحی کار می‌کند، قرار گرفته است. به علت پایین بودن سطح ولتاژ این طبقه جریان عبوری از کلیدها زیاد است و استفاده از PWM برای کلیدزنی کلیدها باعث تلفات زیاد و کاهش راندمان می‌شود. بنابراین استفاده از حالت کلیدزنی سه سطحی علاوه بر سادگی مدار کنترلی، از تلفات زیاد کلیدزنی کلیدزنی جلوگیری می‌کند. مبدل DC مذکور به صورت حلقه بسته کار می‌کند. به این صورت که ولتاژ جریان مستقیم خروجی مبدل در ثانویه اندازه‌گیری می‌شود. ولتاژ اندازه‌گیری شده با یک مقدار ثابت مقایسه می‌شود. مقدار خطا به یک PID کنترل کننده داده می‌شود تا پاسخ سیستم و زمان آن قابل تنظیم باشد. خروجی PID کنترل کننده با یک موج مثلثی با فرکانس بالا (یک کیلوهرتز) مقایسه می‌شود. خروجی مقایسه گر به دو طبقه عملوند منطقی داده می‌شود تا مد کلیدزنی سه سطحی تولید شود (شکل ۴). الگوی کلیدزنی در شکل ۵ نشان داده شده است. همانطور که دیده می‌شود با کاهش ولتاژ خروجی مبدل مستقیم-به-مستقیم مدت زمانی که کلیدها روشن هستند افزایش می‌یابد. در نتیجه مقدار مؤثر ولتاژ ثانویه ترانس و به دنبال آن ولتاژ اتصال جریان مستقیم خروجی مبدل زیاد می‌شود. در مبدل جریان مستقیم منزوی مذکور از یک پل دیودی غیر قابل کنترل برای یکسوسازی جریان خروجی ترانس استفاده می‌شود هرچند که می‌توان از یک پل کنترل شده استفاده کرد ولی به دلیل پیچیدگی و هزینه اضافی از این ساختار دوری شده است.



شکل ۴. مدار کنترلی و منطقی کلیدزنی مبدل DC/DC.

در رابطه بالا، V_{in} دامنه ولتاژ ورودی و V_{tri} بیشینه مقدار موج مثالی می‌باشد. به منظور بهبود عملکرد مدار کنترلی در مدار کنترلی طراحی شده ولتاژ اتصال جریان مستقیم بر مقدار مطلوب آن تقسیم می‌شود و از مقدار ثابت یک کم می‌شود تا در صورت کاهش ولتاژ اتصال جریان مستقیم، ضریب مدولاسیون افزایش یابد و به سرعت پاسخ‌دهی سیستم کمک می‌کند. همچنین مقدار مؤثر ولتاژ بار با مقدار مؤثر سیگنال ورودی مقایسه شده و خطای حاصله در یک موج سینوسی هم فرکانس ورودی ضرب می‌شود تا با موج مثالی مقایسه شود و باندهای کلیدزنی کلیدهای تقویت کننده را تولید کند. در شکل (۷) پاسخ پله مدار کنترلی نشان داده شده است. همانطور که دیده می‌شود خطای حالت ماندگار سیستم ۰/۰۵ درصد و زمان پاسخ آن ۰/۲۰ میلی ثانیه است.



شکل ۷. پاسخ پله مدار کنترلی

اگر سیگنال ورودی به صورت زیر تعریف شود:

$$V_{in} = V_{in} \sin \omega_1 t \quad (6)$$

در صورتی که فرکانس موج مثالی به اندازه کافی بزرگ باشد هارمونیک اصلی ولتاژ خروجی از رابطه زیر به دست می‌آید [۲۰]:

$$V_{o1} = V_a m_a \sin \omega_1 t \quad (7)$$

می‌توان نتیجه گرفت که هارمونیک اصلی خروجی و سیگنال ورودی هم فرکانس هستند. دامنه‌ی هارمونیک اصلی نیز به صورت زیر می‌باشد:

$$V_{o1} = V_a m_a \quad (8)$$

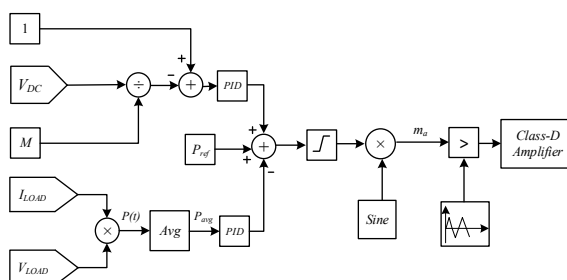
بنابراین در صورتی که تغییرات دامنه سیگنال ورودی به اندازه‌ای باشد که ضریب مدولاسیون کمتر از یک باشد ($m_a < 1$) تغییرات دامنه هارمونیک اصلی خروجی کاملاً خطی است.

مؤثر هسته می‌باشد. با مشخص شدن تعداد دور اولیه و ولتاژ ثانویه، از رابطه زیر تعداد دور ثانویه قابل محاسبه می‌باشد.

$$N_2 = N_1 \frac{E_2}{E_1} \quad (4)$$

۲-۲. طبقه تقویت کننده کلاس-D

طبقه تقویت کننده کلاس-D یک مبدل مستقیم-به-متناوب می‌باشد که می‌تواند بر اساس مدهای مختلف از جمله مدولاسیون پهنای باند یا کلیدزنی چندسطحی توان بار را تأمین کند. مبدل تمام پل دارای یک خازن و بیشینه دامنه V_{dc} می‌باشد ولی دارای تعداد کلید بیشتر نسبت به مبدل نیم پل است. به همین دلیل در تقویت کننده طراحی شده از مبدل تمام پل برای حصول بیشینه ولتاژ اعمالی و در نتیجه بیشینه توان به بار با الگوی کلیدزنی مدولاسیون پهنای باند سینوسی استفاده شده است.



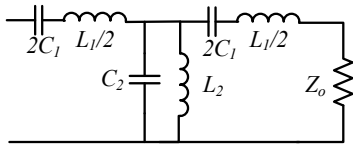
شکل ۶. شماتیک مدار کنترلی و منطقی مدار کلیدزنی تقویت کننده

در شکل (۶) مدار کنترلی تقویت کننده نشان داده شده است. الگوی مدولاسیون پهنای باند به کار گرفته شده برای کلیدزنی تقویت کننده مدولاسیون پهنای باند دوقطبی می‌باشد. چون بار تقویت کننده یک مبدل پیزوالکتریک هست و توان آن بیشتر مدنظر می‌باشد بنابراین مدار کنترلی بر اساس توان خروجی تقویت کننده طراحی شده است.

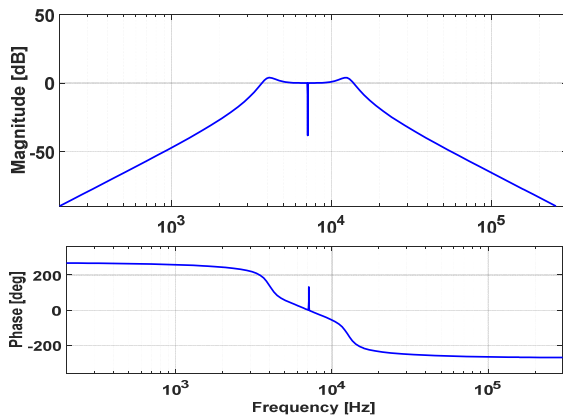
توان بار اندازه‌گیری شده با مقدار مطلوب آن مقایسه و باندهای کلیدزنی با پهنای باند مناسب با توجه به خطای حاصل به تقویت کننده اعمال می‌شوند. در مدولاسیون پهنای باند سیگنال خطا با یک موج مثالی با فرکانس بالا (ده برابر سیگنال خروجی) مقایسه می‌شود. ضریب مدولاسیون به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$m_a = \frac{V_{in}}{V_{tri}} \quad (5)$$

بالایی و پایینی می‌باشد. F و H به ترتیب نشان دهنده هانری و فاراد است.



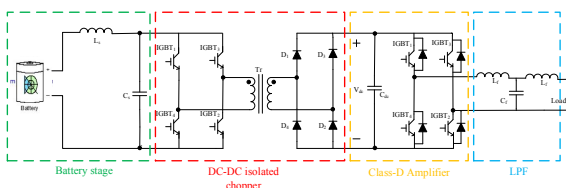
شکل ۹. فیلتر L-C مدل T طراحی شده برای تقویت کننده



شکل ۱۰. دیاگرام بد فیلتر طراحی شده

۴-۲. طبقه باتری

به منظور تغذیه تقویت کننده باتری لیتیم-یونی استفاده شده است. این باتری‌ها بالاترین چگالی انرژی را دارند. باتری‌های لیتیم-یونی به تخلیه کامل نیاز ندارند و می‌توانند با جریان بالاتری نسبت به دیگر باتری‌ها بدون هیچ آسیبی شارژ و دشارژ شوند. از مزیت‌های دیگر آنها می‌توان به افت پتانسیل کم در هنگام دشارژ و قابلیت شارژ آن در هر زمان بدون تأثیر بر کارایی آن اشاره کرد [۲۲]. در طبقه تغذیه تقویت کننده علاوه بر باتری از یک فیلتر سلف و خازن استفاده شده است. وظیفه خازن بهبود پروفایل ولتاژ اولیه مبدل است در حالی که سلف جریان دشارژ باتری را صاف تر می‌کند. در شکل ۱۱ شماتیک تقویت کننده با جزئیات نشان داده شده است.



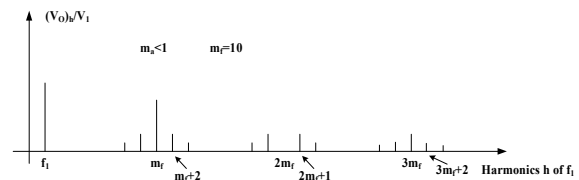
شکل ۱۱. ساختار منبع تغذیه پیشنهادی

۳-۲. طبقه فیلتر میان‌گذر

همان طور که گفته شد خروجی تقویت کننده علاوه بر مؤلفه فرکانسی ورودی دارای هارمونیک‌هایی فرکانس بالا به دلیل کلیدزنی می‌باشد. اگر فرکانس موج مثلثی را با f_s نشان دهیم آن‌گاه نسبت فرکانسی مدولاسیون به دست می‌آید:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (9)$$

فرکانس سیگنال ورودی است. هارمونیک‌های موجود در خروجی تقویت کننده به صورت باند جانب به مرکز فرکانس f_0 و ضرایب آن ظاهر می‌شود. شکل ۸ الگوی هارمونیک ولتاژ خروجی تقویت کننده را نشان می‌دهد. همانطور که در شکل (۸) مشخص است دامنه‌های برخی از هارمونیک‌ها زیاد است و باعث اعوجاج در ولتاژ خروجی می‌شود. در نتیجه وجود یک فیلتر برای حذف هارمونیک‌های اضافی کاملاً ضروری است.



شکل ۸. الگوی هارمونیک خروجی تقویت کننده

فیلتر طراحی شده برای تقویت کننده کلاس-D در شکل (۹) نشان داده شده است. فیلتر مذکور قادر است مولفه‌های فرکانسی با پهنای باند مشخص را با گین حدود یک عبور دهد و از عبور مولفه‌های فرکانسی دیگر جلوگیری نماید. نمودار بد فیلتر طراحی شده در شکل ۱۰ قابل مشاهده است.

مقادیر L و C را باید طوری انتخاب کرد که فرکانس قطع بیشتر از فرکانس اصلی و کمتر از فرکانس هارمونیک‌های دیگر شود تا از عبور آن‌ها جلوگیری کند. برای حصول به این هدف، از رابطه زیر L و C را محاسبه می‌کنیم [۲۱]:

$$L_1 = \frac{Z_0}{\pi(f_2 - f_1)} \quad (H) \quad (10)$$

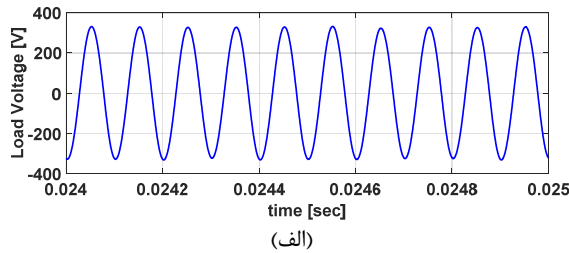
$$C_1 = \frac{f_2 - f_1}{4\pi f_2 f_1 Z_0} \quad (F) \quad (11)$$

$$L_2 = \frac{Z_0(f_2 - f_1)}{4\pi f_2 f_1} \quad (H) \quad (12)$$

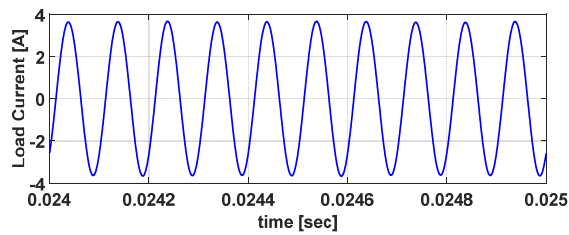
$$C_1 = \frac{1}{\pi(f_2 - f_1)Z_0} \quad (F) \quad (13)$$

که در آن Z_0 ، f_1 و f_2 به ترتیب امپدانس بار، فرکانس قطع

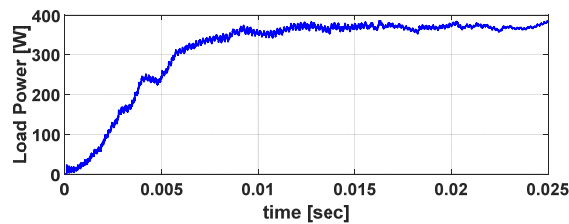
طبق مقدار تنظیم شده ۳۵۰ وات است و به علت پهنای باند ۱۵ کیلوهرتز سیگنال ورودی، فرکانس کلیدزنی مبدل ۱۰۰ کیلوهرتز در نظر گرفته شده است.



(الف)



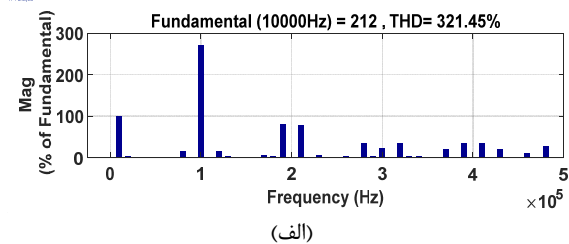
(ب)



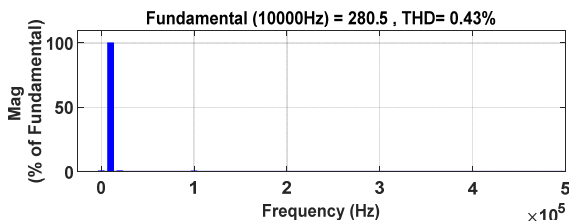
(ج)

شکل ۱۳. (الف) ولتاژ بار (ب) جریان بار (ج) توان بار

در شکل (۱۴)، اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خروجی داده شده به بار بدون حضور فیلتر و با حضور فیلتر نشان داده شده است.



(الف)

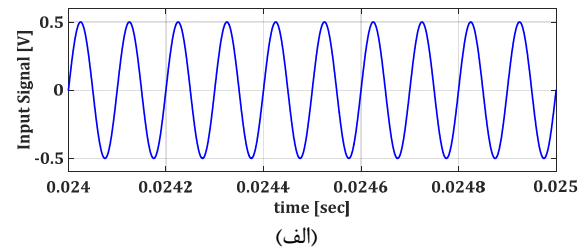


(ب)

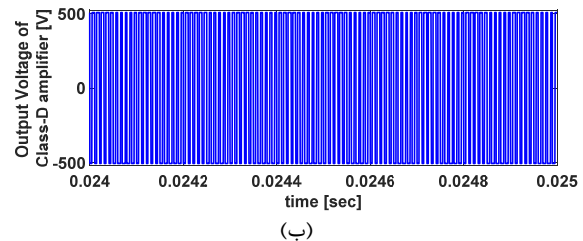
شکل ۱۴. (الف) THD ولتاژ بار بدون فیلتر (ب) THD ولتاژ بار با فیلتر

۳. نتایج شبیه‌سازی

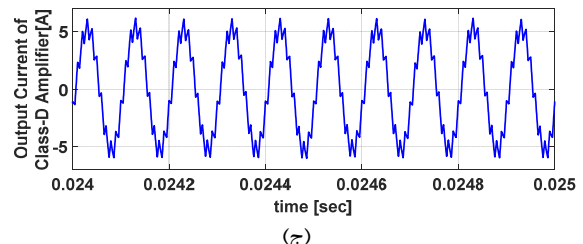
برای ارزیابی عملکرد تقویت کننده پیشنهاد شده به طور دقیق، فرض شده است که تقویت کننده یک بار پیزوالکتریک با توان ۳۵۰ وات را در خروجی تغذیه می‌کند. ولتاژ باتری تغذیه ۱۲ ولت می‌باشد. در شکل ۱۲ سیگنال ورودی، ولتاژ و جریان خروجی تقویت کننده نشان داده شده است. فرکانس سیگنال ورودی ۱۰ کیلوهرتز است. ولی همانطور که انتظار می‌رفت خروجی تقویت کننده سینوسی نیست و علت آن وجود هارمونیک‌های مزاحم فرکانس بالا می‌باشد. به منظور حذف مولفه‌های هارمونیک مزاحم فیلتر میان‌گذر طوری انتخاب شده است که فرکانس قطع آن در حدود ۵ الی ۱۵ کیلوهرتز باشد تا مؤلفه‌های با فرکانس بیشتر از پهنای باند ورودی را عبور ندهد.



(الف)



(ب)

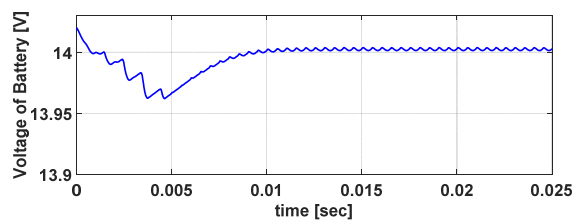


(ج)

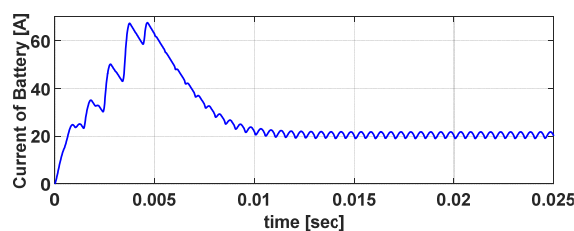
شکل ۱۲. (الف) سیگنال ورودی (ب) ولتاژ خروجی تقویت کننده (ج) جریان خروجی تقویت کننده

در شکل ۱۳، ولتاژ، جریان و توان بار بعد از فیلتر نشان داده شده است. همانطور که در شکل ۱۳ مشاهده می‌شود ولتاژ و جریان خروجی بار سینوسی کامل با دامنه به ترتیب ۳۳۰ ولت و ۳/۵ آمپر و هم فرکانس با سیگنال ورودی است. توان بار

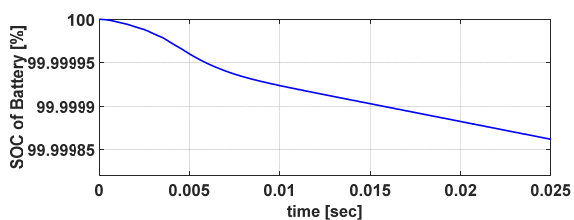
در شکل ۱۵ جریان، ولتاژهای اولیه و ثانویه ترانس منزوی مبدل مستقیم-به-مستقیم و ولتاژ اتصال جریان مستقیم نشان داده شده است. با توجه به توان بار و جریان کشیده شده از باتری، فرکانس کلیدزنی ترانس ۱ کیلوهرتز انتخاب شده است. به منظور بهره‌برداری از تقویت‌کننده برای توان‌های مختلف ولتاژ با دامنه‌های متفاوتی به بار اعمال می‌شود. بنابراین ترانس مبدل باید قادر باشد ولتاژهای مورد نیاز طبقه تقویت‌کننده را تأمین کند. در نتیجه بیشینه توان تقویت‌کننده ولتاژ و تعداد دور ثانویه ترانس را تعیین می‌کند. همان‌طور که در شکل ۱۵ دیده می‌شود جریان ورودی طبقه مبدل به صورت بانندی و سوزنی است که باعث کاهش عمر باتری و خرابی آن می‌شود. فیلتر L-C قرار داده شده در طبقه باتری وظیفه‌ی صافتر کردن جریان دشارژ باتری را بر عهده دارد. همان‌طور که در شکل ۱۶ دیده می‌شود جریان دشارژ باتری تقریباً صاف و با ریبیل حدود ۱ درصد می‌باشد. ولتاژ دو سر باتری ثابت و دارای ریبیل ۰/۱ درصد است که اعوجاج آن برای تغذیه دیگر مدارات قابل صرف‌نظر کردن است.



(الف)



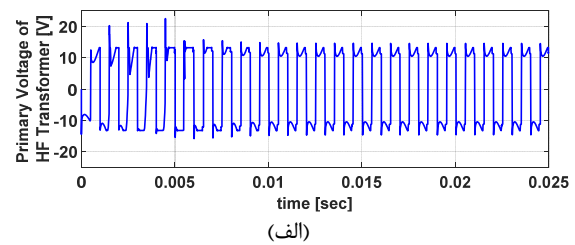
(ب)



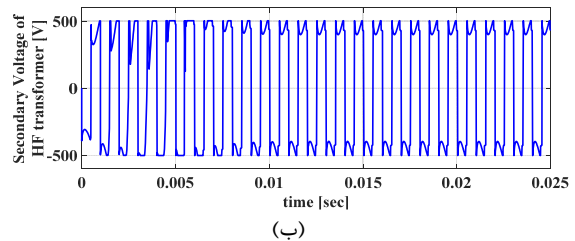
(ج)

شکل ۱۶. ولتاژ باتری (ب) جریان باتری (ج) SOC باتری

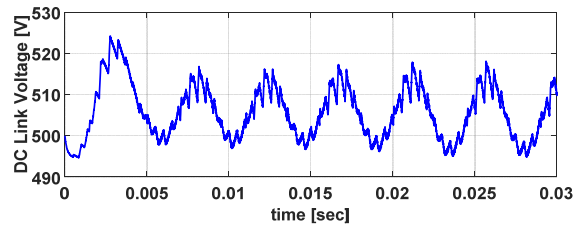
در حالتی که خروجی تقویت‌کننده را بدون فیلتر به بار می‌دهیم، ولتاژ بار علاوه بر مؤلفه فرکانسی اصلی دارای هارمونیک‌هایی از مضارب فرکانس کلیدزنی و فرکانس‌های اطراف آن است. دامنه این مولفه‌های فرکانس بالا نسبت به فرکانس اصلی زیاد است و به همین خاطر اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ بار به شدت افزایش می‌دهد که مطلوب بار نیست. ولی اگر فیلتر به درستی انتخاب شود می‌توان اعوجاج هارمونیک کل را به حد مطلوب رساند. در این مورد فیلتر خروجی اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ بار را از ۳۲۱٪ به ۰/۴۳٪ رسانده که برای این محدوده توان قابل قبول است.



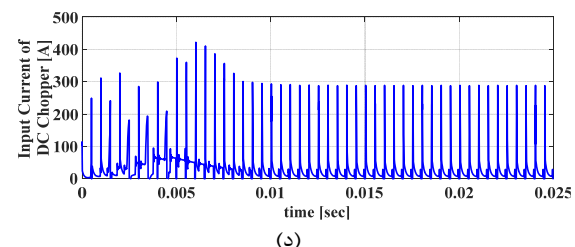
(الف)



(ب)



(ج)



(د)

شکل ۱۵. (الف) ولتاژ اولیه ترانس HF (ب) ولتاژ ثانویه ترانس HF (ج)

ولتاژ اتصال DC (د) جریان ورودی مبدل DC/DC

- [7] Streitenberger M, Felgenhauer F, Bresch H, Mathis W. Zero Position Coding (ZePoC)-A Generalised Concept of Pulse-Length Modulated Signals and its Application to Class-D Audio Power Amplifiers. PREPRINTS-AUDIO ENGINEERING SOCIETY. 2001.
- [8] Fremer M. Sharp SM-SX100 digital integrated amplifier. Stereophile. 2000:73-9.
- [9] Risbo L, Mørch T, editors. Performance of an all-digital power amplification system. Audio Engineering Society Convention 104; 1998: Audio Engineering Society.
- [10] Nielsen K, editor. A review and comparison of pulse-width modulation (PWM) methods for analog and digital input switching power amplifiers. Audio Engineering Society Convention 102; 1997: Audio Engineering Society.
- [11] Putzeys B. Digital audio's final frontier. IEEE spectrum. 2003;40(3):34-41.
- [12] Antunes VM, Pires VF, Silva JFA. Narrow pulse elimination PWM for multilevel digital audio power amplifiers using two cascaded H-bridges as a nine-level converter. IEEE Transactions on Power Electronics. 2007;22(2):425-34.
- [13] Yu Z, Feng H, editors. A method of error correction for digital class D power amplifier. Microelectronics & Electronics, 2009 PrimeAsia 2009 Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in; 2009: IEEE.
- [14] Kim W, Jang GW, Kim YY. Microspeaker diaphragm optimization for widening the operating frequency band and increasing sound pressure level. IEEE Transactions on Magnetics. 2009 Dec 22;46(1):59-66.
- [15] García-Caraveo A, Soto Á, González R, Bañuelos-Sánchez P, editors. Brief review on snubber circuits. Electronics, Communications and Computer (CONIELECOMP), 2010 20th International Conference; 2010 Feb 22-24; Cholula, Mexico. IEEE;2010. p.271-5.
- [16] Burrow S, Grant D. Efficiency of low power audio amplifiers and loudspeakers. IEEE Transactions on Consumer Electronics. 2001 Aug;47(3):622-30.
- [17] Huang L, Zhang Z, Andersen MA, editors. A review of high voltage drive amplifiers for capacitive actuators. 47th International Universities Power Engineering Conference (UPEC). 2012 Sep 4-7; London, UK. IEEE;2012. p.1-6.

۴. نتیجه گیری

توسعه مبدل‌های پیزوالکتریک باعث به کارگیری هرچه بیشتر تقویت کننده‌های کلاس-D شده است.

تقویت کننده‌های کلاس-D از نظر بازده و افزایش طول عمر باتری نسبت به بقیه تقویت کننده‌ها عملکرد بهتری از خود نشان می‌دهد. در این تحقیق یک تقویت کننده کلاس-D با مدولاسیون مدولاسیون پهنای باند را ارائه شده است. به منظور سرعت پاسخ دهی بالا یک مدار کنترلی با بازخورد منفی مبتنی بر توان و همچنین یک مبدل مستقیم-به-مستقیم منزوی برای افزایش ولتاژ خروجی تقویت کننده به کار گرفته شده است. خروجی تقویت کننده خطی است و با به کارگیری یک فیلتر مناسب، اعوجاج هارمونیک کل ولتاژ خروجی به کمتر از یک درصد کاهش یافته است. عملکرد صحیح تقویت کننده مذکور به طور دقیق بررسی و اجزاء سازنده آن طراحی شده است و عملکرد آن در شبیه‌سازی مورد آزمایش قرار گرفته است.

منابع

- [1] Nielsen K, editor. MECC-A novel control method for high end switching audio power amplification. Audio Engineering Society Convention 105; 1998: Audio Engineering Society.
- [2] Tan MT, Chang JS, Chua HC, Gwee BH. An investigation into the parameters affecting total harmonic distortion in low-voltage low-power Class-D amplifiers. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. 2003;50(10):1304-15.
- [3] Jung NS. Analog/digital switching mixed mode amplifier and its applications for audio, regulator and. 1999;44(8):121-33.
- [4] Himmelstoss F, Edelmoser K. High dynamic class-D power amplifier. IEEE Transactions on consumer electronics. 1998;44(4):1329-33.
- [5] Ertl H, Kolar JW, Zach FC. Basic considerations and topologies of switched-mode assisted linear power amplifiers. IEEE Transactions on industrial electronics. 1997;44(1):116-23.
- [6] Nielsen K. Audio power amplifier techniques with energy efficient power conversion. [dissertation]. Technical University of Denmark; 1998 Apr 30.

- [18] Kim HJ, Yang WS, No K. Improvement of low-frequency characteristics of piezoelectric speakers based on acoustic diaphragms. IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. 2012 Sep 20;59(9):2027-35.
- [19] Iman-Eini H, Farhangi S. Analysis and design of power electronic transformer for medium voltage levels .37th Power Electronics Specialists Conference; 2006 June 18-22; Jeju, South Korea. IEEE; 2007.p.1-5.
- [20] Boost MA, Ziogas PD. State-of-the-art carrier PWM techniques: A critical evaluation. IEEE transactions on industry applications. 1988;24(2):271-80.
- [21] Cha H, Vu TK, editors. Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE; 2010: IEEE.
- [22] Scrosati B. Recent advances in lithium ion battery materials. Electrochimica Acta. 2000;45(15-16):2461-6.

بی نوشت

1. Class-D Amplifiers
2. Total Harmonic Distortion
3. Pulse Width Modulation
4. Bit-stream
5. Aliasing
6. Electromagnetic
7. Sound Pressure Level
8. Piezoelectric
9. power supply rejection ratio (PSRR)
10. High Frequency