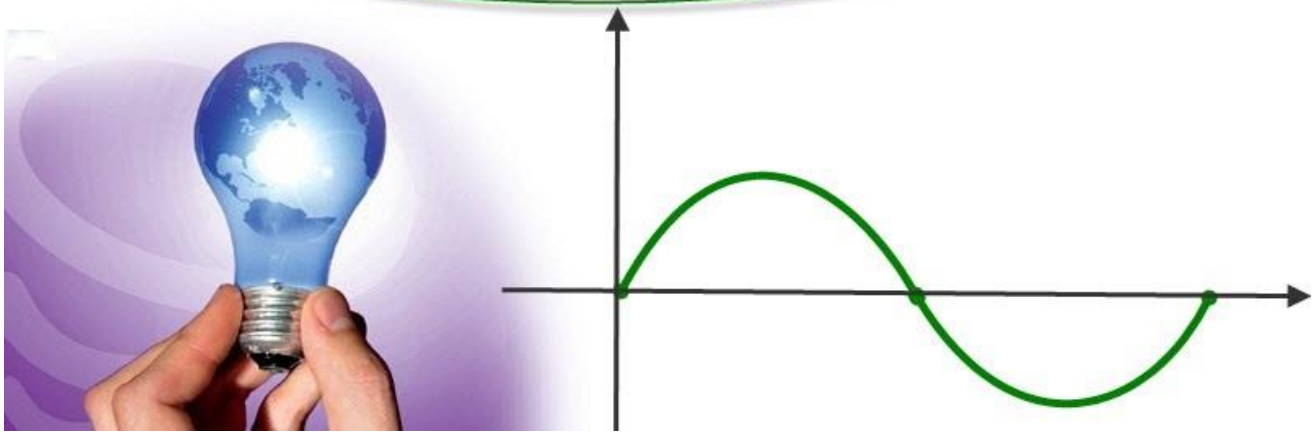
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

بسم الله الرحمن الرحیم



برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

موضوع پروژه:

طراحی تقویت کننده هایبرید

WikiPower.ir

برای خرید فایل wordاین پروژه اینجا کلیک کنید.
(شماره پروژه = ۴۱۴)
پشتیبانی: ۰۹۳۵۵۴۰۵۹۸۶

چکیده:

طراحی SMALA(Switch-Mode Assisted Linear Amplifier) به صورت یک تقویت کننده ی هایبرید می باشد، که ترکیبی از یک تقویت کننده ی خطی آنالوگ و یک تقویت کننده ی سوئیچینگ (تقویت کننده ی دیجیتال) می باشد تا یک تقویت کننده با مزایای هر دو را به وجود آورد و معایب آن ها را نیز به حداقل برساند. هدف این طراحی استفاده در تقویت کننده های پر قدرت صوتی (تقویت کننده های با وات بالا) می باشد که هم بازدهی بالا و هم تداوم در آن ها لازم می باشد. هدف این پروژه توسعه ی تکنولوژی می باشد تا یک تقویت کننده ی پر قدرت صوتی برای استفاده در صنایع عمومی تولید کند.

در آغاز، اطلاعات اصلی درباره ی توپولوژی طبقه ی جریان ارائه می شود. سپس طراحی، آنالیز می شود تا مناسب ترین توپولوژی برای کاربردهای با قدرت بالا (توان بالا) حاصل گردد. به دنبال آن توضیح جزئیات درباره ی طراحی اولیه و نهایی بیان می گردد.

سپس درباره ی نتایج آزمایشات هر دو طراحی اولیه و نهایی، با دادن نظریه برای بهبود ساخت در آینده، بحث می شود.

فصل اول

مقدمه ای

از

SMALA

صنعت ا ستفاده از تقویت کننده های پر قدرت صوتی (تقویت کننده های با توان خروجی بالا) بسیار گسترده است، چه با قابلیت بالا در مصارف خانگی و چه با قدرت زیاد در مصارف عمومی صنعتی (PA). با توجه به این موارد دو نوع مهم تقویت کننده های خطی و سوئیچینگ طراحی شده است. به طور کلی، تقویت کننده های خطی قابلیت ها و ویژگی های خوبی دارند ،اما عیب بزرگ آن ها راندمان پایین آن هاســـت. در حالی که تقویت کننده های دیجیتال راندمان بالایی دارند، ولی معمولاً نویزهای زیاد و هارمونیک های نامنظم تولید می کنند. یک تقویت کننده ی هایبرید جدید طراحی شده است که در آن تقویت کننده ی سوئیچینگ یاری دهنده ی تقویت کننده ی خطی است (SMALA) که بهترین حالت از طراحی تقویت کننده ها را شامل می شود. با ترکیب تقویت کننده های خطی و ســـوئیچینگ، هدف کلی تولید بازده ی معین به کمک تقویت کننده ی سوئیچینگ همزمان با حفظ سیگنال برای تقویت کننده ی خطی می باشد.

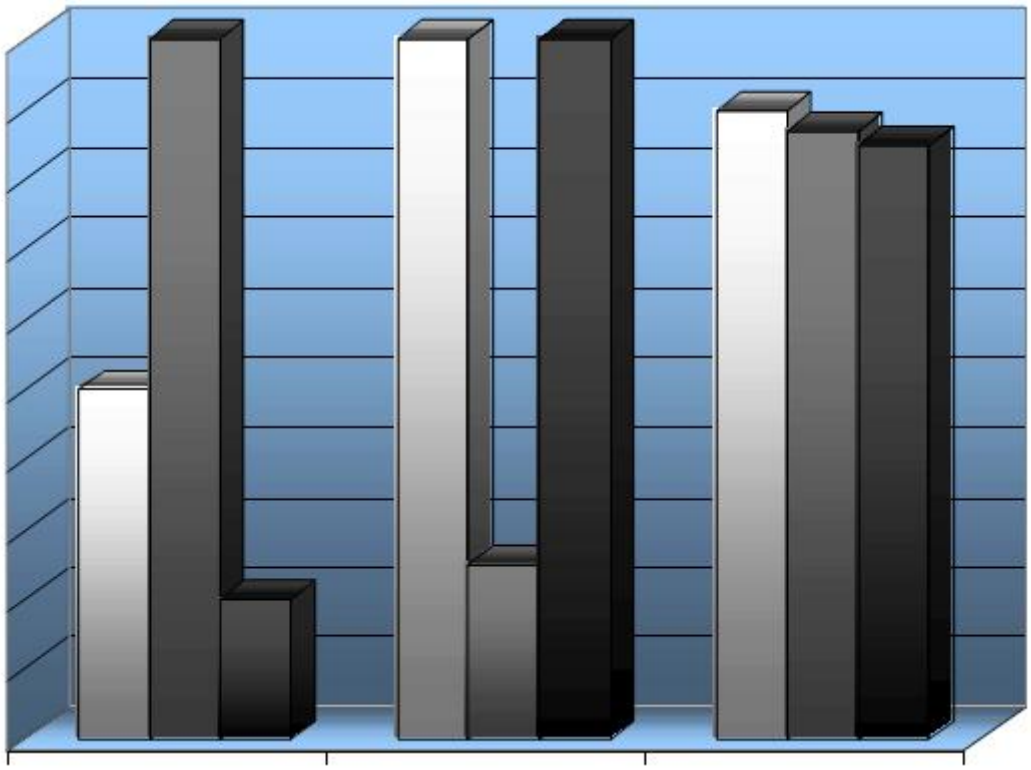
تقویت کننده ای برای مصارف عمومی و صنعتی منا سب ا ست که بازده ی بالا و عملکرد خوبی دا شته با شد. در بسیاری از مصارف عمومی (PA) تقویت کننده ها معمولاً جا به جا می شوند، بنابراین وزن و اندازه ی آن ها بسیار مهم ا ست. SMALA برای دا شتن این فاکتورها در قالب یک تقویت کننده با قدرت بالا (بازده ی بالا) و عناصر حجیم و هیت سینک ها (Heat sinks) و تهویه ها تلاش کرده است. اندازه و وزن می تواند قدرت (توان) کاسته شده را جبران کند، بدین ترتیب تقویت کننده مقدار زیادی توان از دســـت نمی دهد. با توجه به تمام فاکتورهای بالا،

تقویت کننده ی سوئیچینگ که یاری دهنده ی تقویت کننده ی خطی است (SMALA) کاملترین مدل برای مصارف صنعتی و عمومی است.

برای رقابت بین تولیدات تجاری، تقویت کننده باید بازدهی بیش از 85% دا شته با شد، تمامی اعوجاج های هارمونیکی (THD) تولید شده باید کمتر از 0.1% با شد و قابلیت قدرت خروجی، تقریباً (rms) 200w باشد. بنابراین در ادامه ی این پروژه هدف اصلی، طراحی SMALA با خصوصیات و ویژگی های جزئی مطرح شده مذکور است.

1.1 مفهوم کلی SMALA

با ترکیب دو تقویت کننده ی خطی و سوئیچینگ به عنوان یک تقویت کننده ی هایبرید، این امکان به د ست می آید که فواید هر دو تقویت کننده را بدون هیچگونه عیب و نق صی دا شته باشیم. به این معنی که ما می توانیم یک تقویت کننده با راندمان بالا و کمترین اغتشاش و همچنین بسته ای کم وزن با قیمت منا سب دا شته با شیم. فواید SMALA در شکل 1-1 نشان داده شده است، که با تقویت کننده ی خطی و سوئیچینگ مقایسه شده است. در تقویت کننده های با قدرت ز یاد، کم قیمت، اندازه و وزن به اندازه ی کافی بزرگ افزایش پیچیدگی مدل طراحی شده را تضمین می کند.



WikiPower.ir

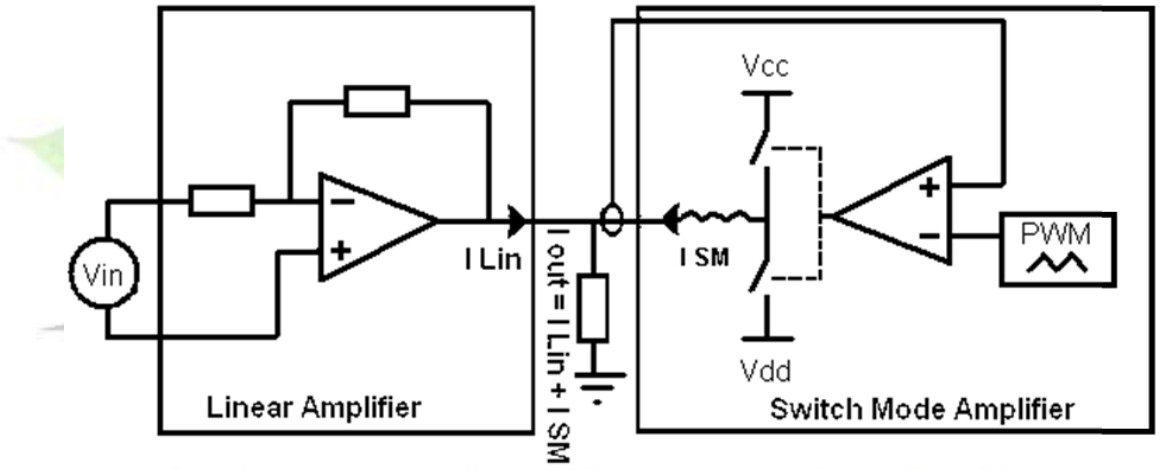
شکل ۱-۱- امتیازات SMALA

[در این شکل رنگ روش نشان دهنده ی بازده، رنگ توسی نشان دهنده ی سیگنال کیفیت و رنگ تیره نشان دهنده ی صرفه جوئی است.]

در طراحی SMALA چهار حالت امکان دارد، یکی از آن ها ولتاژ موازی اســـت که با توجه به تقویت تقویت کننده و در واقع چگونگی پیکربندی عملی آن، تقویت کننده را کنترل می کند. این پروژه روی این حالت متمرکز می شود. در این مدل جریان از دو ق سمت به جریان خروجی ا ضافه می شود. با توجه به این که در تقویت کننده های خطی ولتاژ خروجی کنترل می شود و همچنین تقویت کننده های ســـوئیچینگ مانند یک تقویت کننده ی جریان عمل می کند، بار دیده شده به و سیله تقویت کننده ی خطی کم می شود. در همین حال در تقویت کننده های خطی با حلقه ی NFB تمامی خطاها در خروجی حذف می شوند. بنابراین تقویت کننده ی خطی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

مانند یک فیلتر فعال عمل می کند، یعنی تنها به سیگنال های ورودی اجازه ی عبور می دهد. پس از آن مدل تصحیح شده ی مدار را با دو طبقه ی توان داریم که نتیجه ی آن یک تقویت کننده با اختلال کم مانند تقویت کننده ی خطی و قدرت بازدهی آن مانند تقویت کننده ی سوئیچینگ ا ست. توجه خا صی باید معطوف شود که موقع طراحی تقویت کننده باید مطمئن با شیم که تقویت کننده فرکانس های بالای صوتی تولید شده تو سط تقویت کننده ی دیجیتال را کنترل کند. عملکرد اصلی مدل SMALA در شکل 1-2 دیده می شود.



شکل1-2- توپولوژ اصلی SMALA

1-2 اهداف مفروض

اهداف مفروض ن شان می دهد که طراحی SMALA می تواند تولید یک اختلال کم، راندمان بالا و یک تقویت کننده ی صوتی با قدرت بالا کند. به شرط دا شتن ویژگی های ذکر شده، مدل SMALA برای مصارف صنعتی در جایی که عیب حاصل از کمی وزن و قیمت تقویت کننده

اندکی طرح را به خطر اندازد، بسیار مناسب است. تولید یک تقویت کننده با قدرت بالا با توجه به ویژگی هایی که ذکر شد روابط تجاری را به همراه دارد.

1-3 ساختار اصلی

پس از یک مقدمه ی کوتاه که در این فصل آمد.

فصل دوم به بیان برخی از روابط بین اطلاعات اصلی در طراحی SMALA می پردازد. در آغاز با تأکید بر مشخصات و ویژگی های مهم تقویت کننده، طراحی تقویت کننده بررسی می شود و سپس روی اهمیت طبقه ی جریان این تکنولوژی بحث می کنیم.

فصل سوم تحلیل عمیق تری از این تکنولوژی را بر عهده دارد، با تفکر برجسته تر در طراحی تقویت کننده های خطی و سوئیچینگ. اصلی ترین بخش این فصل بررسی بازده و اغتشاش SMALA، همراه با بحث در مورد عملکرد بسیاری از مدل ها می باشد.

به دنبال این فصل چهارم مدل های پیشنهادی را با جزئیات بیشتر بررسی می کند، با بسط روی نمونه ی اولیه قبل از بحث در مورد نمونه ی نهایی.

نتایج بدست آمده از دو طراحی در فصل پنجم بحث می شوند، با تأکید بیشتر روی بازده و اغتشاش تولید شده از دو طراحی. برخی از مشکلات (ایرادها) به طور اتفاقی طی انجام آزمایشات دیده می شود.

فصل ششم در مورد پیشرفت های تکنولوژی در آینده به ویژه در مورد طرح های ترکیبی بحث می کند.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل دوم

اطلاعات اصلی

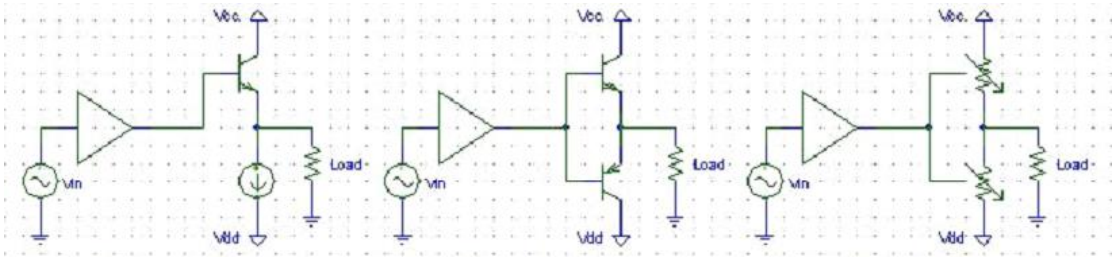
SMALA

WikiPower.ir

این بخش در مورد کارهای پیشـــین در حالتی که تقویت کننده ی ســـوئیچیگ به کمک تقویت کننده ی خطی می آید با متمرکز شدن در جهتی که با این پروژه سازگاری دارد بحث می کند. تئوری اصـــلی این بخش بر روی عملکرد هر دو تقویت کننده ی خطی و ســـوئیچینگ به همراه شرح بیشتری از جزئیات مدل SMALA می باشد.

2.1 تقویت کننده های خطی

مدل های زیادی از تقویت کننده های خطی وجود دارد، اگرچه ویژگی های اصـــلی این مدل ها عمدتاً مانند یکدیگرند، به این معنی که تقویت کننده های خطی به گونه ای عمل می کنند که خروجی همواره در ناحیه خطی با شد، عملاً این به این معنی ا ست که ولتاژ خروجی آن به گونه ای تعبیه شده که تو سط مقاومت های متغیر (پتانسیومتر) کنترل می شود، بگونه ایکه اتلاف قدرت در راستایی که تعبیه شداست هدایت می شود و نتایج آن همراه با اغتشاش اندکی است.



تقویت کننده هم ارز کلاسB تقویت کننده کلاسB تقویت کننده کلاسA

شکل۱-۲- تقویت کنندهای کلاس A و B

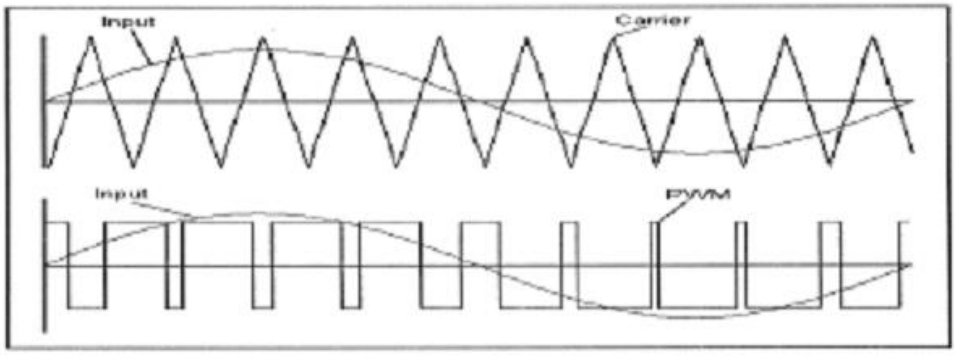
اکثر طراحی های رایج در مصارف صوتی کلاس A و کلاس B هستند، با اختلاف اصلی در رینج هدایت ترانزیستورهای خروجی بین این طراحی ها. در کلاس A ترانزیستورهای خروجی، برای تمام مقادیر ولتاژ خروجی متغیر هدایت می کنند. که این موضوع مستلزم یک جریان اصلی بزرگی است، بزرگتر از ماکزیمم جریان بار، تا این جریان از ترانزیستور به طور مداوم در هر لحظه عبور کند، بنابراین ماکزیمم بازده در این حالت تا 50% کاهش می یابد. با حفظ ترانزیستورها در ناحیه فعال ،اغتشاش تقریباً می تواندبا اعمال فیدبک منفی (NFB) حذف شود.

در مقایسه با تقویت کننده ی قدرت کلاس A خروجی ترانزیستور در یک تقویت کننده ی قدرت کلاس B، تنها در ناحیه فعال برای نیمی از ولتاژ خروجی است. در حالت ایده آل، جریان غیر فعال از خروجی ترانزیستورها عبور نمی کند، پس بازده ایده آل تا 78.5% افزایش می یابد. در سمت پایین اغتشاش حول و حوش (نزدیک) نقطه صفر (محل برخورد محورها) مشخص شده است به طوری که یک ترانزیستور در حالت خاموش و دیگری در حالت روشن می باشد. این برخورد اغتشاش با کاهش سطح های صوتی به کمک NFB کاهش می یابد. اما یک تقویت کننده ی کلاس B دارای اختلال بیشتر از تقویت کننده ی کلاس A است.

بیشتر طراحی های واقعی، طبقه خروجی یکسانی دارند که این طبقه به جریان کمی نیاز دارد تا موجب کاهش برخورد اغتشاش شود. این طراحی ها معمولاً به کلاس AB معروفند.

2.2 تقویت کننده ی دیجیتال

این برخلاف تقویت کننده های خطی، تقویت کننده های سوئیچینگ ایده آل هیچ عنصر مقاومتی ندارند که نتیجه ی آن یک بازده ی ایده آل یعنی 100% باشد. به هر حال ساختار تقویت کننده های سوئیچینگ در طبقه خروجی اساساً دارای اغتشاش بیشتری نسبت به تقویت کننده های خطی می باشند.

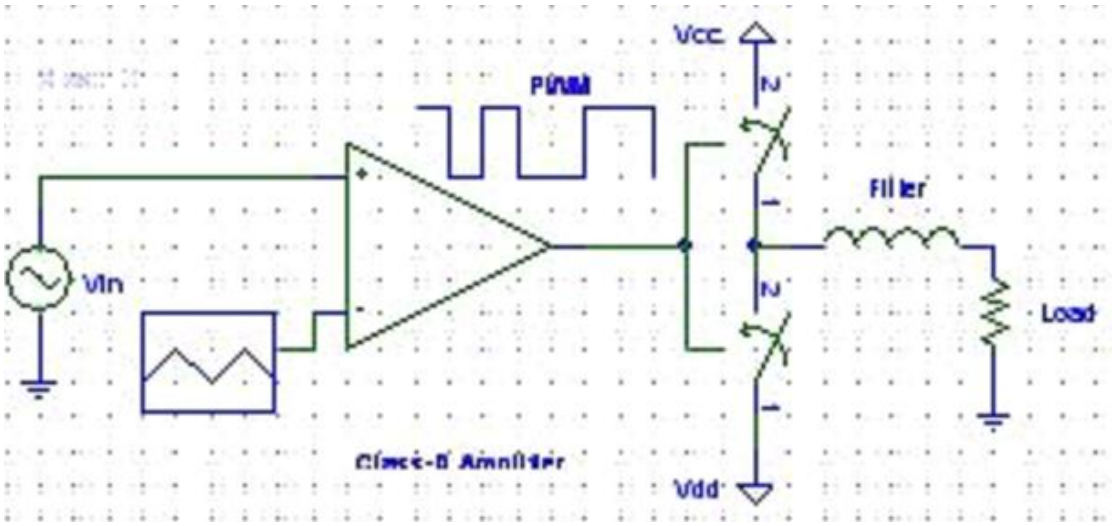


شکل۲-۲- تولید سیگنال PWM(مدلاسیون پهنای باند)در تقویت کننده دیجیتال

طبقه خروجی در فرکانس بالاتری نسبت به سیگنال های صوتی سوئیچ می شود ، بنابراین پس از یک دوره ی سوئیچینگ ولتاژ خروجی همیشه ثابت خواهد بود. بنا به توضیحات مذکور تقویت کننده های سوئیچینگ مانند یک مبدل DC-DC عمل می کنند. با یک ولتاژ خروجی مشخص، جایی که ولتاژ خروجی لحظه ای از ولتاژ ورودی تأمین می شود.

تقویت کننده یک فیلتر پایین گذر (LPF) دارد که به خروجی متصل شده تا فرکانس سوئیچینگ و هارمونیک های آن را حذف کند و به فرکانس صوتی اجازه ی عبور دهد.

شکل 2.2 موج سوئیچینگ تولید شده با فرکانس ثابت کریر (موج حامل) را نشان می دهد. فرکانس سوئیچینگ که در این شکل نشان داده شده است بسیار کمتر از مقدار واقعی مورد نظر است.



شکل۳-۲- ساختار پایه ای تقویت کننده ی کلاس D

شکل **2.3** ساختار پایه ای تقویت کننده ی کلاس **D** را نشان می دهد، در این طراحی سیگنال صوتی ورودی با سیگنال کریر که از سیگنال **PWM** برای سوئیچ ها تولید می شود، مقایسه می شود.

برای داشتن بازده ی بالا در یک تقویت کننده ی کلاس **D**، آن ها می توانند بدون عمل در ناحیه سیگنال بزرگ، عمل کنند، هیت سینگ های گرانقیمت منجر به یک تقویت کننده ی سبک و ارزان قیمت تر می شود.

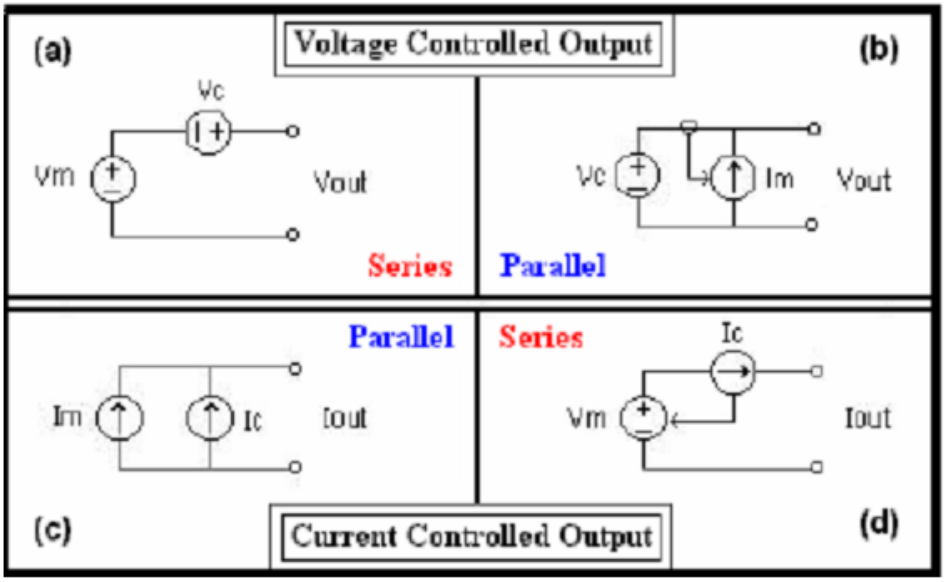
نکته برای تقویت کننده های با قیمت بالا ب سیار مهم مح سوب می شود، زیرا قیمت و وزن کم دو چیز خیلی مهم برای تقویت کننده ها محسوب می شوند.

2.3 تاریخچه ی SMALA

با اشاره به آن چه از قبل گفتیم، **SMALA** در هم آمیختن (یکی کردن) تقویت کننده های خطی و دیجیتال اســت. با متصــل کردن هر دو نوع تقویت کننده در طرح های مختلف، ویژگی های مختلفی به دســت می آید. در ســال **1986** یانت (**yundt**) متنی در مورد مفهوم کلی **SMALA** ارائه کرد که منفعت زیادی در مدارات صوتی دارد. این اصل در مورد مفهوم کلی ترکیب تقویت

کننده های سوئیچینگ و خطی بحث می کند و همچنین ا ستدلال می کند که این ترکیب می تواند تقویت کننده ای با کیفیت مطلوب تولید کند، اگر به درستی به کار گرفته شود. یانت چهار مدل کلی برای ترکیب تقویت کننده های خطی و سوئیچینگ مطرح کرد که عبارتند از:

1. ولتاژ سری که خروجی را کنترل می کند.
2. ولتاژ موازی که خروجی را کنترل می کند.
3. جریان سری که خروجی را کنترل می کند.
4. جریان موازی که خروجی را کنترل می کند.



شکل۴-۲- چهار توپلوژی پیشنهاد شده توسط یانت

در این پیکربندی، تقویت کننده ی سوئیچینگ با تولید قدرت ماکزیمم (که ناشی از جریان می شود) به عنوان تقویت کننده ی اصلی کار می کند، در حالی که تقویت کننده ی خطی به عنوان تصحیح کننده ی خطا عمل می کند. در حالت ولتاژ سری (شکل 2.1.a) و جریان موازی (2.1.c)، تقویت کننده ی اصلی مقدار خروجی متغیر را کنترل می کند، در حالی که تقویت کننده ی تصحیح کننده مقدار خطای تولید شده توسط تقویت کننده ی اصلی را کم می کند. در حالت ولتاژ موازی (شکل 2.1.b) و جریان سری (شکل 2.1.d) تقویت کننده ی تصحیح

کننده خروجی را کنترل می کند، در حالی که تقویت کننده ی اصـــلی برای کاهش باری که در تقویت کننده ی تصحیح کننده است کار می کند.

پس از برر سی دقیق این مدل ها، یانت مدل اتـصال ولتاژ موازی را به عنوان منا سب ترین مدل پیشنهاد کرد، برای این که همه ی کاربردهای دنیای واقعی برای بد ست آوردن ولتاژ خروجی به کار گرفته می شـــود، مانند آن چه در عمل اتفاق می افتد. مدل اتصـــال موازی می تواند قدرت (توان) خامو شی (ساکن) بیشتری از مدل تقویت کننده های اتصال سری تولید کند. همچنین آ قای یا نت تو جه خاصـــی را معطوف به یک تقو یت کنند ه ی خطی برای جلوگیری از عبور ســـیگنال های کوچک با پهنای باند زیاد از خروجی کرد، بنابراین این فاکتورها توانایی تقویت کننده را بر طرف کردن خطاهای تولید شـــده به وســـیله تقویت کننده ی دیجیتال تعیین می کنند.

2.3.1 مفهوم از سرگیری

ب سیاری از مقالاتی که تا ده سال پس از یانت نو شته می شد پتا نسیل SMALA را در بر می گرفتند. این مقالات مفهوم کلی تکنولوژی را بســط و گســترش دادند، همچنین به طور دقیق و موشکافانه فواید و ویژگی های این طرح را مطرح کردند.

یکی از جالب ترین فواید SMALA برخلاف تقویت کننده های ســـوئیچینگ این اســـت که پاخ فرکانس همواره برای جلوگیری از تغییررات بار باقی می ماند. این یک مشـــکل بزرگ در تقویت کننده های دیجیتال ا ست زیرا به محض این که پا سخ فرکان سی به امپدانس بار وابستگی پیدا کند، نتیجه ی آن صداهای مختلفی است که در هر یک ازبلندگوها(speaker)به وجود می آید. این گونه به نظر می رســـد که افزایش جر یان دیجیتالی در تقویت کننده هیچ تأثیری بر روی پایداری تقویت کننده ی خطی ندارد. ویژگی دیگر تقویت کننده های دیجیتال پایداری بی شتر آن ها ست که این مو ضوع می تواند مکمل فیلترهای خروجی با شد تا عنا صر آن ها را کم کند، صرف نظر از عملکرد شبکه فیدبک و پردازش (عملکرد) سیگنال.

پیشرفت مدل SMALA در این پروژه کامل می شود.

2.3.2 طبقه ی جریان در تکنولوژی

توسعه وپیشرفت مدل SMALA در این پروژه کامل می شود.در این جا طرح به گونه ای ساخته شده است که در سطوح کم قدرت، بازده بالا و اغتلال نیز کم باشد، اما تلاش برای داشتن مدلی با قدرت بالا نتایج مطلوب ناچیزی داشـــت. در ســـال 2001 ورتلی (Wortley) مدل SMALA 60w را طراحی کرد.

اما مقدار اختلال صوتی تولید شده از بسیاری از مدل های کلاس D بیشتر بود، به طور متوسط 3% در هر یک از باندها. ورتلی پیشـــنهاد کرد که اکثر اختلالات اندازه گرفته شـــده بالاتر از پهنای باند صوتی ه ستند و بنابراین غیر قابل شنیدن ه ستند، اما اختلال کم قبل از ا ستفاده این طرح ها در کارهای تجاری به وجود می آید.

ب سیاری از م صارف عمومی به گونه ای خوا سته می شوند (مردم و سایل صوتی را بی شتر در صورتی می خواهند) که قدرت خروجی بی شتری دا شته با شند، بنابراین بی شتر این طراحی ها این گونه تولید می شدند.

نتایج مطلوب بیشتری توسط تسای (Tsai) در سال 2000 به دست آمد. که در آن مقدار اختلال کمتر از 1% بود که تمام توان و طیف فرکانس از آن به دســـت می آید، در حالی که بازده ی آن بالاتر از 90% بود. این برر سی ها با تولید تقویت کننده ی 20w کامل شد، اما برای مقدار بالای توان همان اختلال را نشـــان می داد. در ادامه تســـای (Tsai) کارش را با وایتلی (Whitley) و وانگ (Wong) کامل کرد.

2.4 توسعه ی تکنولوژی

طراحی یک تقو یت کننده با قدرت بالا توســـط هر دو تقو یت کننده ی آنالوگ و دیجیتال، SMALA را در معرض یک سری از محدودیت ها قرار می دهد. با در ست طراحی کردن تقویت کننده، ما می توانیم بر تمامی این محدودیت ها غلبه کنیم.

2.4.1 محدودیت تقویت کننده های خطی

موفقیت مدل SMALA در راســتای کاهش اغتلال تقویت کننده ی خطی و اســتفاده از تقویت کننده ی دیجیتال برای از دســت ندادن مقدار زیادی توان می باشــد. دو ویژگی تقویت کننده های خطی برای کاهش اغتشاش، کاهش

امپدانس خروجی و افزایش پهنای باند می با شد. به ویژه این که امپدانس تقویت کننده باید در فرکانس نویز کم با شد.در فرکانس های بالا، امپدانس خروجی یک تقویت کننده متنا سب ا ست با بهره حلقه بســته و بهره پهنای باند واحد (ثابت). بنابراین بهره ی باند ثابت ترانزیســتورهای ولتاژ بالا کمتر از ترانزیســتورهای ولتاژ پایین اســت، در نتیجه اغتلال در تقویت کننده های پر قدرت تر بی شتر خواهد بود. با توجه به آن چه گفته شد تقویت کننده ها به یک بهره ی حلقه بســته بالاتر نیاز دارند اگر مقدار برگشــتی خروجی ثابت بماند، در غیر این صــورت اغتشــاش افزایش می یابد.

مســئله دیگری که در تقویت کننده های خطی با قدرت بالا و مصــارف زیاد اهمیت دارد میزان سرعت(slew rate)آن ها می با شد. میزان سرعت باید تمام توان را درون باند صوتی تأمین کند و آن را افزایش دهد و همچنین قدرت خروجی را نیز افزایش دهد. طراحی تقویت کننده های خطی به گونه ای ا ست که می تواند یک پهنای باند بالا و میزان سرعت زیاد را تأمین کند، در حالی که امپدانس خروجی را کم و فرکانس را ن سبتاً زیاد نگه می دارد. جزئیات عملکرد این طرح به طور مفصل در فصل سوم بحث می شود.

2.2.4 محدودیت تقویت کننده های دیجیتال

طراحی تقویت کننده های خطی همراه با کمترین اغتلال انجام شــد. اما کاهش مقداری از نویز تولید شــده توســط تقویت کننده ی دیجیتال همچنین کمک خواهد کرد که همیشــه تقویت کننده ای با نویز کم داشــته باشــیم. اکثر طرح های SMALA از تقویت کننده های دیجیتال همراه با کنترل هیســترتیک اســتفاده می کنند، جایی که جریان خطا که در حالت های معینی

تولید شده تحت محدودیت قرار می گیرد در نتیجه تغییرات فرکانس سوئیچینگ به خروجی کلاس B بستگی دارد. کنترل هیسترتیک ،اغتشاش پهنای باند قدرت و فرکانس سوئیچینگ طبقه را برای یک مجموعه ی جریان خطا کنترل می کند. این روابط به یک معادله بین بازده و اغتشاش نیاز دارند، بنابراین این محدودیات می توانند با استفاده از تدابیر کنترلی پیشرفته تر بهتر کار کنند (بیشتر جلوگیری شوند). فرکانس ثابت PWM به سطوح کمتری از اختلال اجازه ی عبور را می دهد، بدون تأثیر بر میزان کارایی و بازده. همچنین ریپل های پیشـــرفته تری هستند که می توانند اغتلال را حذف کنند که شامل مبدل های چند سطحی اند.

WikiPower.ir

فصل سوم

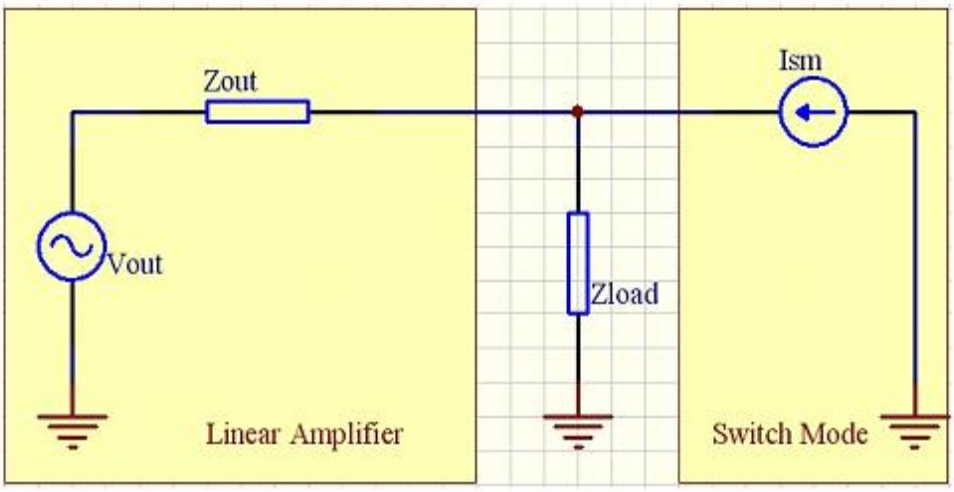
اندیشه ی طراحی

SMALA

SMALA 3.1

3.1.1 اغتلال

در یک اتصال موازی SMALA، تقویت کننده ی خطی یک ولتاژ خروجی متغیر(سینوسی) و یک جریان کمی تولید می کند، در حالی که تقویت کننده ی دیجیتال جریان بیشتری تولید می کند.برای داشتن سوئیچینگ طبیعی از یک تقویت کننده ی دیجیتال، جریان خطایی تولید می شود. تقویت کننده ی خطی کار می کند تا این ریپل جریان را خنثی کند و در نتیجه ولتاژ خروجی تصحیح می شود. در حالت ایده آل تقویت کننده ی خطی را می توان به صورت یک منبع ولتاژ سری با یک امپدانس خروجی کم مدل کرد، بنابراین ریپل جریان بدون تغییر ولتاژ خروجی می تواند حذف شود. تقویت کننده های حقیقی (واقعی) امپدانس خروجی کمی دارند، در نتیجه تقویت کننده ی خطی را می توان مانند یک منبع ولتاژ سری با یک امپدانس سری مدل کرد.



شکل۱-۳- مدارمعادل تقویت کننده خطی و دیجیتال

بنابراین ریپل جریان یک ریپل ولتاژ متناسب با امپدانس خروجی به صورت می کند زیر تولید:

$$V_{ripple} = I_{ripple} x Z_{out} \qquad \text{[e. 3-1]}$$

بنابراین یک تقویت کننده با اغتشاش کم تولید می شود، که ما باید امپدانس خروجی تقویت کننده ی خطی و ریپل جریان تولید شده را به وسیله تقویت کننده ی دیجیتال را به مقدار مینیمم آن برسانیم.

3.1.2 بازده (راندمان)

یکی دیگر از مشخصات SMALA که باید بهینه شود راندمان می باشد. اگر قدرت (توان) مصرف شده به وسیله تقویت کننده در مقایسه با قدرت (توان) خروجی ناچیز باشد راندمان SMALA را می توان به صورت زیر تقریب زد:

$$\eta_{SMALA} = \eta_{dig}\frac{P_{dig}}{P_{dig}+P_{lin}} + \eta_{lin}\frac{P_{lin}}{P_{dig}+P_{lin}} = \eta_{dig}\frac{I_{dig}}{I_{dig}+I_{lin}} + \eta_{lin}\frac{I_{lin}}{I_{dig}+I_{lin}} \quad \text{[e. 3-2]}$$

با توجه به آن چه قبلاً گفتیم، به طور کلی راندمان یک تقویت کننده ی کلاس D بیشـــتر از یک تقویت کننده کلاس B ا ست، تقویت کننده ی کلاس D باید بی شتر از قدرت بار تأمین شود. در مدل اتصال موازی توپولوژی هر دو طبقه ولتاژ خروجی یکسانی دارند، بنابراین تقویت کننده ی دیجیتال باید اکثر جریان بار را تأمین کند.

3.2 تقویت کننده ی خطی

م شخ صات ا صلی تقویت کننده ی خطی که تأثیر ب سیاری روی قدرت SMALA دارد، در زیر آمده است:

۱- توپولوژی: پیکربندی طبقه ها

۲- امپدانس خروجی

۳- نوع وسیله (ترانزیستور): MOSFET یا BJTها

۴- پهنای باند قدرت

۵- بازده

۶- جا به جایی قدرت

با دقت در فاکتورهای فوق ما می توانیم کارایی تقویت کننده ی خطی را بهینه کنیم.

3.2.1 توپولوژی

با طراحی هر طبقه و به د ست آوردن تمامی م شخ صات یک تقویت کننده می توان دان ست که ترکیب های مناســـبی برای یک تقویت کننده وجود دارد، در حالی که ممکن اســـت چند طبقه

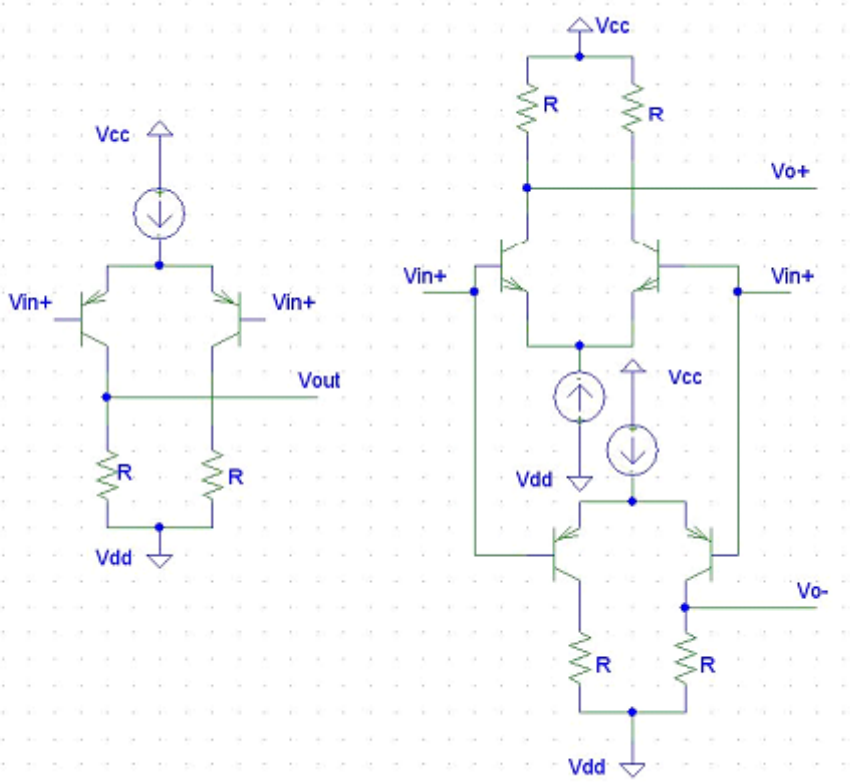
برای یک تقویت کننده وجود دا شته با شد، این بحث حول سه طبقه متمرکز می شود. تقویت کننده های قدرت عمومی شامل سه طبقه به نام های طبقه ی ورودی، طبقه ی خروجی و طبقه ی تقویت ولتاژ ه ستند. طبقه ی ورودی باید یک امپدانس بالایی را دا شته با شد تا ورودی از بارکشـــی منبع جلوگیری کند، در حالی که اثر انجام دهنده ی فیدبک را کاهش دهد و مقدار کمی از DC offset را حفظ کند. به طور کلی طبقه ی ورودی بهره ی زیادی را تولید نمی کند، بنابراین ولتاژ متغیر (سینوسی) تمامی ترانزیستورها معمولاً کم می باشد. از طرف دیگر با دنبال کردن طبقه ی تقویت ولتاژ بیشـــتر بهره تأمین و به طور کلی تمامی ولتاژ متغیر خروجی تأمین می شود.

طبقه ی خروجی تمامی جریان بار و بنابراین بیشـــتر بهره ی جریان را فراهم می کند. بهره ی ولتاژ نیز در طبقه ی خروجی در برگرفته شـــود. پیکربندی طبقه خروجی ماکزیمم بازده ی تقویت کننده را تعیین می کند، همچنین این طبقه تمام ولتاژ و جریان بار را نیز حمل می کند.

3.2.1.1 طبقه ی ورودی

طبقه ی ورودی از سیگنال خطایی که از یک تقویت کننده به عنوان باقیمانده خارج می شود، مشتق می گیرد، که این حالت به تعادل صحیح و خطی بودن بالا نیاز دارد. به این دلیل طبقه ی ورودی عموماً به عنوان یک تقویت کننده ی زوج تفا ضلی از جریانی را که از یک مقدار کمی از بهره ی ترانس کندکتانس تأمین می شود، تغذیه می کند. پیکربندی زوج تفا ضلی همچنین می تواند هارمونیک های اعوجاج دوم را نیز حذف کند، در غیر این صـــورت باید تأمین شـــود به وسیله حالت، بهتر کردن حلقه باز و بنابراین اعوجاج حلقه بسته. طراحی طبقه ی ورودی ممکن است که از یک ترانزیستور تنها مورد استفاده قرار گرفته باشد، اگر چه تعادل dc خیلی خوبی ندارد که نتیجه ی آن یک ولتاژ DC offset در خروجی است. همراه با این یک طبقه ترانزیستور تنها توانایی آن را ندارد که اعوجاج هارمونیک دوم را حذف کند.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۲-۳- زوج تفاضلی و مکمل زوج تفاضلی طبقه ی ورودی

به طور کلی پیکربندی طبقه ی ورودی به کار رفته، مکمل طبقه ی ورودی تقویت کننده ی زوج تفا ضلی ا ست. این پیکربندی امکان تعادل بیشتری را فراهم می کند. اگر هر دو معکوس کردن یا معکوس نکردن خروجی ها مورد اســتفاده قرار گیرد. ا ما در کل کارایی بهتر نســبت به ا ستاندارد زوج تفا ضلی تأمین نمی شود. مکمل زوج تفا ضلی جا به جایی سطح را برای هر دو rail(تغذیه) بالایی و پایینی که ممکن است در بعضی از طراحی ها لازم باشد فراهم می کند.

روش دیگر برای بهبود حا لت خطی مرحله ورودی افزایش فیدبک محلی با کاربرد یک زوج فیدبک مکمل (CFP) در هر پا یه از تقویت کننده ی زوج تفاضــلی می باشــد. این همچنین CMMR را بهبود می بخشد.

در شکل نشان داده شده در فوق، ترانزیستورهای طبقه ی ورودی تقریباً نیمی از ولتاژ کلکتور-امیتر را فراهم می کنند، که این ولتاژ می تواند در تقویت کننده های پر قدرت کاملاً بزرگ

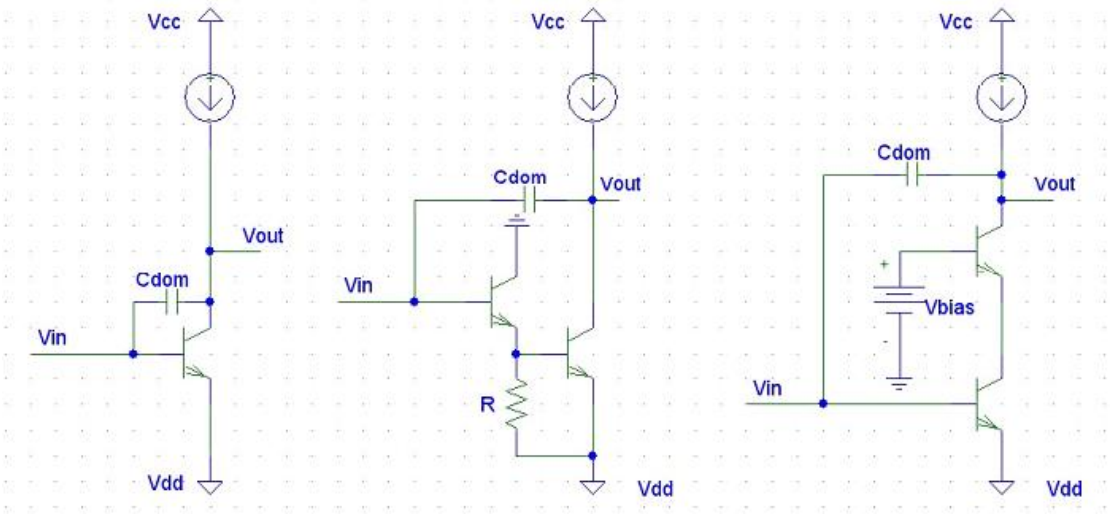
باشـــد. Cascading طبقه ی ورودی ولتاژ ترانزیســـتور ها را کم می کند و به وســـایل (ترانزیستورهای) با ولتاژ کمتر و پهنای باند بیشتر اجازه می دهد تا مورد استفاده قرار گیرند. پیکربندی cascade همچنین VAS را از ظرفیت خازنی وســـایل جدا می کند، که این امر می تواند پهنای باند را بهبود ببخشد.

3.2.1.2 طبقه ی تقویت ولتاژ (VAS)

طبقه ی تقویت ولتاژ باید مقدار زیادی از بهره را تأمین کند مشروط به این که امپدانس خروجی بالا بارکشی غیر خطی از طبقه خروجی را بدون تأثیر روی ولتاژ خروجی تضمین می کند. این بارکشی غیر خطی یکی از هشت اعوجاج بزرگ (طبقه ی تقویت ولتاژ) می باشد. طراحی طبقه ی تقویت ولتاژ (VAS) می تواند یکی از دو نوع امیتر مشترک یا زوج تفاضلی باشد. پیکربندی زوج تفاضـــلی، که مبتنی بر یک طبقه ی ورودی تفاضـــلی اســـت، یک بهبودی کمی را در بهره حلقه باز تأمین می کند، بنابراین هر دو ســـیگنال معکوس کننده و غیر معکوس کننده از طبقه ی ورودی به عنوان راه انداز ترانزیستورها مورد استفاده قرار می گیرند.

برای داشتن بهره بالا درون VAS این طبقه تقریباً همیشه بر قطب تقویت کننده غالب است و بنابراین مورد استفاده قرار می گیرد تا جبران را تأمین کند و پایداری حلقه بسته را تضمین کند. در طراحی زوج تفاضـــلی، این جبران باید در هر دو پایه از این طبقه عملی شـــود. اگر فرکانس قطب ها در هر دو پایه کاملاً مساوی نباشد، تابع تبدیل حلقه باز تقویت کننده شامل ترکیب یک صفر و یک قطب اضافی خواهد بود، که می تواند پاسخ حالت گذرای تقویت کننده را کم کند، و ممکن است که منجر به ناپایداری شود، اگرچه تقویت کننده ی زوج تفاضلی در بهره ی فرکانس کم مقدار کمی از بهبودی را تأمین می کند. بهره ی واحد (ثابت) فرکانس طبقه زیاد نیست، بنابراین بهره ی فرکانس بالا از تقویت کننده ی حلقه بسته مؤثر نخواهد بود.

قطب غالب خازن مورد اســـتفاده قرار می گیرد تا پایداری دســـتگاه های عمومی را به میزان زیادی از تقویت کننده جبران کند. میزان ســـرعت به وســـیله توانایی تقویت کننده تعیین می شود.



پیکربندی کاسکد پیکربندی دارلینگتون پیکربندی امیترمشترک

شکل ۳-۳- سه پیکر بندی ممکن طبقه VAS

درون پیکربندی امیتر م شترک، ناپایداری زیادی وجود دارد. با تعویض تک ترانزیـ ستور با زوج دارلینگتون، گین محلی بهبود می یابد، فرکانس خروجی نیز افزایش می یابد.

در فرکانس بالا قطب غالب خازن فیدبک را درون VAS تأمین می کند، بنابراین با افزایش گین محلی فرکانس بالا نیز به صورت خطی ا صلاح می شود. پیکربندی کا سکد(cascode)گین محلی را با افزایش امپدانس کلکتور تأمین می کند، با افزایش بهره، ولتاژ کلکتور- امیتر کم می شـــود. این امر یک بهره ی بالا، فرکانس بالا، ولتاژ کم ترانزیســـتور را به دنبال دارد تا در VAS مورد استفاده قرار گیرد.

3.2.1.3 پیکربندی طبقه ی خروجی

طبقه ی خروجی جریان بار زیادی را باید تأمین کند، در نتیجه بهره ی جریان باید زیاد با شد تا بار روی VAS کم شود. در نتیجه ی جریان بالا، ولتاژ بالا، ترانزیـ ستورها پهنای باند کمی دارند، طبقه ی خروجی احتمالاً دو قطب در تقویت کننده دارد. اگر بهره ی ولتاژ با طبقه ی خروجی یکی شود، پهنای باند طبقه کم می شود، بنابراین پهنای باند تقویت کننده نیز کم می شود. دو ترانزیســـتور طبقه ی خروجی معمولاً به کار می رو ند تا بهره ی جر یان را بهبود بخشـــد.

ترانزیستورهای جریان بالا بتای (B) کم (بتای حدود 20) دارند. بار دیگر امکان کمی هست که ترکیب ها از ترانزیستورهای طبقه ی خروجی باشند. کاربردی ترین طراحی ها مکمل زوج فیدبک و دنبالگر امیتر(کلکتور مشترک)می باشند، دنبالگر امیتر بهره ی جریان بالاتری دارد، تا از دو ترانزیستور B را تولید کند، در حالی که CFP بعضی از گین ولتاژهای محلی را برای کاهش اغتلال یکی می کند (در هم می آمیزد).

عموماً CFP اختلال متقاطع کمتر و بهره ی بالاتر تولید می کند، در حالی که دنبالگر امیتر بهره ی کمتری دارد وقتی که دارای اضافه بار است.

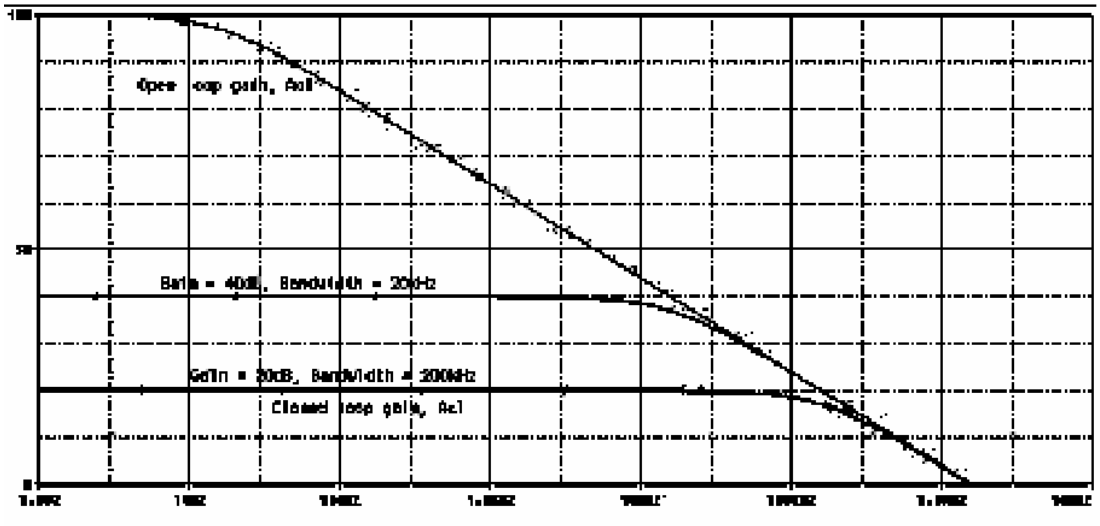
طبقه ی خروجی اختلال را بیشتر کاهش می دهد، که می تواند شامل سه ترانزیستور درون واحد (قسمت) بهره ی حلقه باشد. گنجایش سه ترانزیستور می تواند حساسیت امپدانس بار را و همچنین اغتشاش را کم کند. بنابراین سه ترانزیستور به عنوان جبران کننده ی واحد بهره حلقه مورد استفاده قرار می گیرند، امکان بالایی از نوسان پارازیتی وجود دارد. با طراحی دقیق بهره ی مؤثر هر ترانزیستور در هر طبقه، هر طبقه می تواند پایدار ساخته شود.

3.2.2 امپدانس خروجی

همانطور که قبلاً ذکر شد امپدانس خروجی کم برای کارایی خوب SMALA بسیار خوب است. امپدانس خروجی یک تقویت کننده ی خطی تأثیر زیادی روی فاکتور فیدبک دارد، رابطه ی فاکتور فیدبک (BA) با امپدانس خروجی به صورت زیر می باشد:

$$Z_{CL} = \frac{Z_{OL}}{A\beta} \qquad \textbf{[e. 3-3]}$$

فاکتور فیدبک یا بهره ی حلقه، اختلاف بین بهره ی حلقه بسته و بهره ی حلقه باز می باشد. در شکل۳,۴ می توان دید که بهره حلقه در فرکانس بالا کاهش می یابد، بنابراین امپدانس خروجی افزایش می یابد. این کار به ضرر ماست چون ما به امپدانس خروجی کم درفرکانس بالا نیاز داریم.

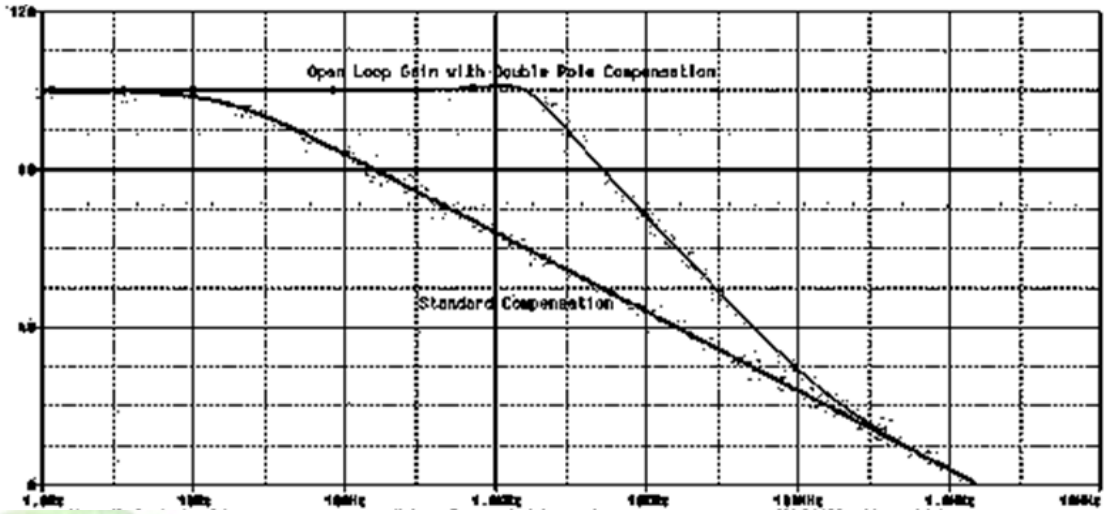


شکل ۴-۳- بهره حلقه باز و حلقه بسته

برای تضمین پایداری بهره ی حلقه (**BA**) باید کمتر از **1** ($BA(1)$) با شد، قبل از این که تغییر فاز (**Phase shift**) تقویت کننده به **180** درجه برسد، یا فیدبک منفی عمل می کند تا اختلال را به فیدبک مثبت تبدیل کند تا تقویت کننده به یک اُسیلاتور با فرکانس زیاد تبدیل شود. با تغییر فاز و در نتیجه ی آن تغییر پهنای باند به وسیله ترانزیستورهای مورد استفاده قرار گرفته در طراحی، تنها چیزی که می تواند بهره ی حلقه را در فرکانس بالا افزایش دهد کاهش بهره ی حلقه بسته می باشد، که این امر موجب کاهش امپدانس خروجی تقویت کننده می شود.

با کاهش بهره ی حلقه بسته ما اکنون به یک سیگنال ورودی بزرگتر برای رسیدن به ولتاژ خروجی متغیر (نوسان) نیاز داریم، بنابراین با حفظ حساسیت ورودی یک طبقه ی بهره اضافی درون طبقه ی تقویت کننده ی قدرت قبلی جای داده خواهد شد.

این بهره درون حلقه ی فیدبک تقویت کننده قرار نمی گیرد، زیرا آن پایداری تقویت کننده را می کاهد.



شکل۵-۳- جبران کننده قطب دوبل

روش جبران کننده ی دیگر که روش جبران کننده ی قطب دوبل (**double pole**) نامیده می شود، وجود دارد که بهره ی حلقه را در فرکانس بالا افزایش می دهد در حالی که اندکی پایداری تقویت کننده را حفظ می کند. جبران کننده ی قطب دوبل یک قطب و یک صفر را برای جبران شبکه ا ضافه می کند، به طور مؤثر با افزایش فرکانس قطب حلقه باز و بنابراین با افزایش بهره ی حلقه در فرکانس بالا. طرح جبران کننده ی این چنین به سـختی می تواند این عمل را انجام دهد.

3.2.3 MOSFET در مقابل BJT

یکی از معروف ترین کاندیدا برای یک تقویت کننده با پهنای باند بالا **MOSFET** می باشـد، که عوارض آن می تواند پهنای باند قدرت بالای آن با شد. اگرچه یکی از ا شکالات **MOSFET** این است که راندمان (بازده) تقویت کننده ی صوتی را کم می کند.

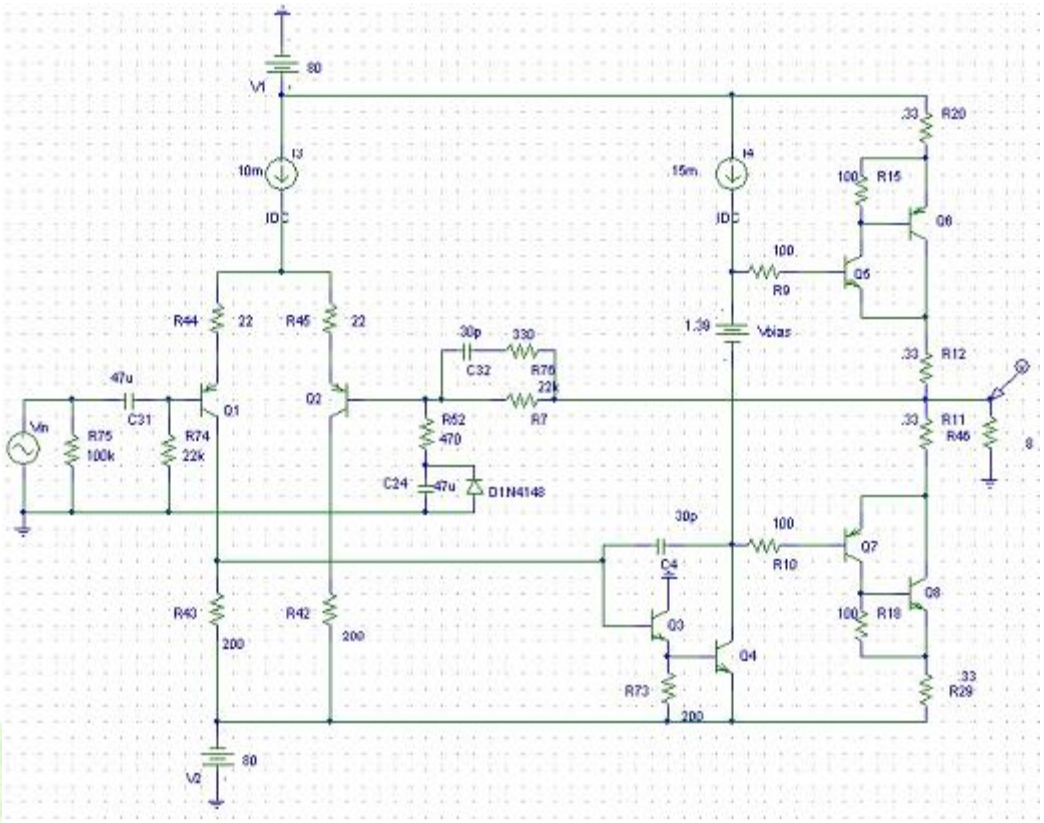
در یک **MOSFET** تخلیه ای جریان تقریباً با مربع ولتاژ ورودی متنا سب می با شد، در حالی که **BJT** جر یان یک رابطه ی نمایی با ولتاژ ورودی دارد. با اضـافه شـدن یک فیدبک منفی(

degeneration)به وسایل پاسخ می تواند خطی تر شود، یک degenerated MOSFET بهره کمتری برای یک مقدار معینی از حالت خطی در مقایسه با BJT خواهد دا شت. این حالت خطی کم بیانگر این اســـت که BJT بهتر مراحل مربوط به بهره ی تقویت کننده را انجام می دهد که عموماً بهره ی بالاتر و اعوجاج حلقه باز کمتری خواهد داشـــت، در نتیجه یک تقویت کننده با اعوجاج حلقه بسته کمتر خواهیم داشت.

برخلاف ولتاژ بیس- امیتر که در BJTهای پر قدرت حدود 0.7v تا 1v می باشد در MOSFETها ولتاژ گیت- سورس در حدود 3v تا 4v ا ست. این یک ولتاژ متغیر(سینو سی)خروجی کم را نتیجه می دهد، اگر MOSFET ها در طبقه ی خروجی به کار گرفته شـــوند. در یک طراحی اســـتاندارد کلاس B، این راندمان (بازده ی) کمتری را نتیجه می دهد. این می تواند با مصـــرف بیشـــتر ولتاژ، توان را برای ماباقی تقویت کننده ها فراهم کند، اما این به مدارات اضـــافی نیاز دارد. در نتیجه طبقه ی کلاس B در یک SMALA در صد زیادی از قدرت خروجی را فراهم نمی کند و اثر آن روی بازده ناچیز خواهد بود.

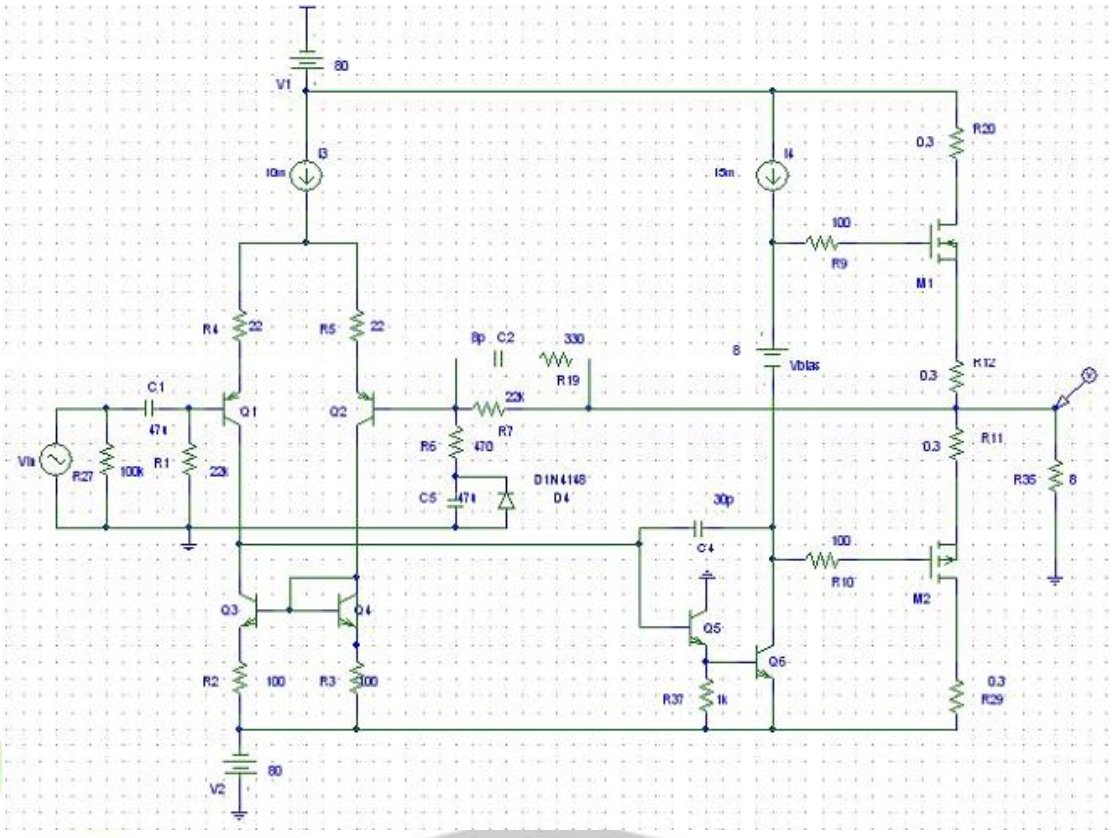
WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۶-۳-تقویت کننده کلاسB باطبقه ی خروجی BJT

WikiPower.ir



شکل7-۳-تقویت کننده کلاسB باطبقه ی خروجی MOSFE

WikiPower.ir

BJT به طور نسبی خازن بیس آن کم است، که راه اندازی BJT را در طبقه ی خروجی کلاس B آسان می سازد. از طرف دیگر MOSFETها یک بار خازنی را برای راه اندازی مدار و برای دادن یک خازن درین- گیت بالا به وسیله، می دهند. این بار خازنی مقدار زیادی از سرعت تقویت کننده را تولید خواهد کرد، مگر این که آن ها با جریان بار منبع راه اندازی شوند. MOSFETها با جریان بالای کافی راه اندازی می شوند، یک BJT، یک پیش راه انداز لازم خواهد داشت. قطب این پیش راه انداز پهنای باند تقویت کننده را محدود خواهد کرد. یک مدار شبیه سازی کردیم تا اثر یک طبقه ی خروجی MOSFET داروی کارایی یک تقویت کننده ی استاندارد کلاس B آزمایش کنیم. نتیجه طراحی تقویت کننده ها در شکل 3.6 و 3.7 نشان داده شده است. شبیه سازی نشان می دهد که طبقه ی خروجی که با استفاده از BJT طراحی شده بود اعوجاج کمتر و پهنای باند بیشتری دارد. نمودار 3.1 نتایج را به طور خلاصه نشان می دهد:

طراحی BJT	طراحی MOSFET	
800KHZ	500KHZ	پهنای باند(bandwidth)
0.003%	0.008%	اعوجاج(distortion)
22V/µS	9V/µS	میزان سرعت(slew rate)

نمودار۱-۳- مقایسه بین طبقه ورودی BJTوMOSFET

این تحقیق نشـــان می دهد که کارایی BJT در یک تقویت کننده ی کلاس B از MOSFET بهتر است. بنابراین ما در طراحی SMALA از BJT استفاده می کنیم.

3.2.4 پهنای باند قدرت

پهنای باند قدرت از یک تقویت کننده معمولاً به و سیله میزان سرعت تقویت کننده تعیین می شود و ممکن است که با پهنای باند سیگنال کوچک متفاوت باشد، به خصوص در کاربردهای با قدرت بالا.

میزان زیاد سرعت لازم ا ست تا قدرت کامل را فراهم کند تا وارد پهنای باند صوتی شود، که معمولاً بین 20HZ تا 20KHZ تعریف می شـــود، در نتیجه قدرت خروجی افزایش می یابد. در مقابل ماکزیمم ســـرعت ترانزیســـتورهای ولتاژ بالا از ترانزیســـتورهای ولتاژ پایین کمتر اســـت، بنابراین پهنای باند قدرت بحرانی تر می شود در نتیجه قدرت خروجی افزایش می یابد.

سیگنال ورودی سینو سی ا ست، ماکزیمم میزان تغییر ولتاژ در محل تقاطع صفر رخ می دهد، جایی که میزان تغییر ولتاژ می تواند به وسیله سیگنال خروجی رخ دهد.

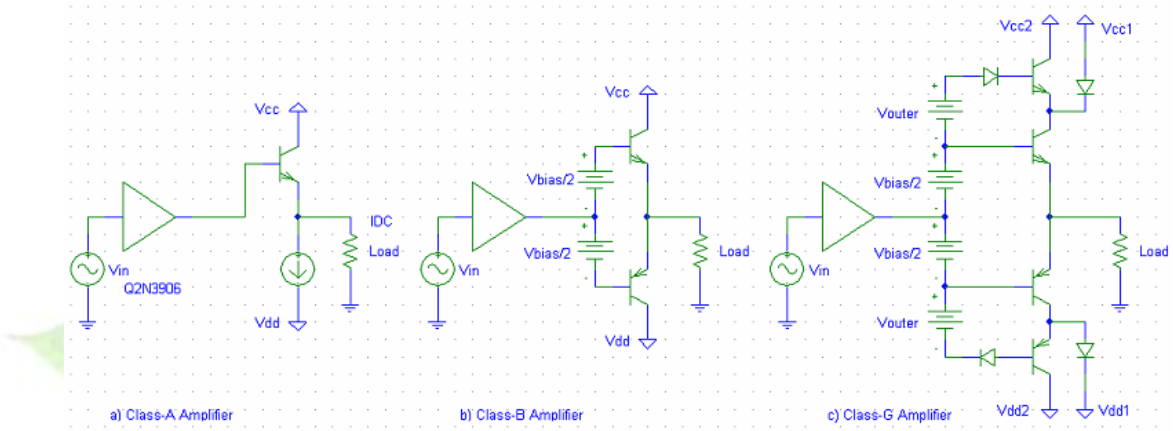
$$\left.\frac{dV}{dt}\right|_{\max} = \left.\frac{d\left[V_{ss}\sin(2\pi\omega t)\right]}{dt}\right|_{(t=0)} = 2\pi V_{ss}\omega \qquad \text{[e. 3-4]}$$

3.2.5 بازده (راندمان)

طبق آن چه که قبلاً ذکر شـــد، راندمان تقویت کننده ی خطی تقریباً به طور کامل به وســـیله پیکربندی طبقه ی خروجی م شخص می شود. سه کلاس ا صلی از طبقه ی خروجی به نام های کلاس A، کلاس B و کلاس G وجود دارد که در تقویت کننده های صوتی مفید واقع می شوند. در تقویت کننده ی کلاس A، و سایل خروجی (ترانزیستورهای خروجی) همیشه در ناحیه فعال ه ستند، بنابراین برای یک ولتاژ خروجی کم (در حد صفر) و سایل باید پیک ولتاژ خروجی را دا شته با شند و پیک جریان در و سط آن (پیک ولتاژ) با شد، که در Leadها (پیش فازها) قدرت خامو شی (ساکن) از ماکزیمم قدرت خروجی بزرگتر یا م ساوی ا ست. این ن شان می دهد که ماکزیمم بازده در یک تقویت کننده ی کلاس A 50% می با شد، اما یک طراحی واقعی همی شه بازده ی کمتر از 50% دارد.

در تقویت کننده ی کلاس B از دو ترانزی ستور به صورت سری در خروجی ا ستفاده می شود، یک ترانزیستور در نیم سیکل مثبت و دیگری در نیم سیکل منفی هدایت می کند. وقتی ولتاژ خروجی کم (در حد صـــفر) اســـت هر دو ترانزیســـتور یا خاموشـــند یا روشـــن، بنابراین جریان خاموش در صد کمی از قدرت خروجی ا ست. اگر ترانزی ستورها بتوانند نو سان در ستی در برابر ولتاژ دا شته با شند آن گاه ماکزیمم بازده 78.5% خواهد بود. این خیلی بهتر ا ست ن سبت به تقویت کننده ی کلاس A . همچنین ترانزی ستورها باید در محل تقاطع صفر رو شن و خاموش شوند، که یک زمان کمی را تلف می کند، اعوجاج تولید شده در این نقطه وجود دارد. NFB این اعوجاج را کم می کند تا بدون سطح های قابل اندازه گیری غیر قابل شنیدن شود. با کاهش

مقدار اعوجاج در نقطه ی تقاطع، این حالت می تواند اریب با شد، بنابراین وقتی خروجی صفر ا ست هر دو ترانزیستور رو شن هستند و تا حدی هدایت می کنند، بنابراین برای یک زمان کم هر دو ترانزیستور هدایت می کنند و مانند کلاس A عمل می کنند. به این دلیل ممکن است طراحی کلاس B به کلاس AB تبدیل شود.



تقویت کننده کلاس G تقویت کننده کلاس B تقویت کننده کلاس A

شکل ۸-۳-کلاسهای رایج تقویت کنندههای صوتی

طراحی جدیدتر دیگر کلاس G است. در این طراحی چهار ترانزیستور به صورت سری عمل می کنند، مجموع چهار ترانزیستور دیل ها(تغذیه ها) را تأمین می کنند، دو تا مثبت و دو تا منفی. برای یک ولتاژ خروجی کم دو ترانزیستور داخلی هدایت می کنند، شبیه یک طراحی استاندارد کلاس B، اما وقتی ولتاژ خروجی افزایش پیدا می کند ، ترانزیستورهای بیرونی تر روشن می شوند. این به تقویت کننده اجازه می دهد که با فرکانس بالاتر و در سطوح ولتاژ خروجی کمتر کار کند که نتیجه ی آن افت ولتاژ ترانزیستورهای فعال است، که این ولتاژ افت کرده نسبت به طراحی کلاس B کوچکتر است. این طراحی در پیک بالا مورد استفاده قرار می گیرد تا متوسط میزان موزیک به بازدهی بالا بر سد. در حالی که این طراحی بازده ی بالاتر را در سطوح قدرت

بالا فراهم می کند، آن اثر مهمی را روی بازده ی SMALA ندارد، بنابراین تأمین قدرت به وسیله تقویت کننده ی خطی کم است، بنابراین پیچیدگی اضافی نمی تواند توجیح شود.

3.2.6 مشخصه یا ساختمان PCB

اگرچه مقدار زیادی از اعوجاج تقویت کننده ها می تواند به و سیله طراحی در ست طبقه ها کم شـــوند، طراحی نادرســـت PCB می تواند مقدار زیادی از اعوجاج را به مدار تزریق کند. هشـــتا مکانیزم اعوجاج در تقویت کننده های قدرت بحث می شود، ساختمان نادرست سه تای گزارش شده به همراه قدرت (توان) و ساختمان زمین تغذیه(ground rail)از مهمترین ها ه ستند. طبقه ی خروجی در تقویت کننده ی کلاس B نصف شکل موج جریانی که تزریق می شود درون raili های فراهم کننده ی قدرت را تولید می کند. این جر یان ها می توانند درون طبقات سیگنال کوچک فیدبک شوند، که می تواند عامل اعوجاج شوند. این جریان ها همراه با 100HZ ریپل از قدرت (توان) فراهم می شـــوند و تقویت کننده ی ســـوئیچینگ با فرکانس بالا نویز را توســـط فیلترهای با خازن های مرغوب، فیلتر می کند، که به طور مؤثر نویز به ground rail متصل می شود.

اگر نقطه ی زمین برای طبقات ســـیگنال کوچک جریان نویزها را مجبور کند تا از آن (زمین) عبور کنند، نویز به عقب درون تقویت کننده تزریق خواهد شـــد. یادآوری می کنیم که 0.01% اعوجاج و سایل از 8mv نویز روی خروجی برای قدرت کامل در۸Ω و کمتر از 200µv برای یک وات کمتر ا ست. در نتیجه ساختمان نادر ست می تواند یک طراحی تقویت کننده با اعوجاج کم را به یک طراحی تقویت کننده با نویز بالا تبدیل کند.

3.3 تقویت کننده ی دیجیتال

۳,۳,۱ تولید پالس

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

تا به حال بیشتر طرح های بکار رفته در SMALA طرح های کنترل جریان هیسترتیک هستند. اگرچه این یک طرح خیلی آسان است تا کارایی طبقه ی دیجیتال را انجام دهد، می تواند با مصرف پیشرفته ترین طرح کنترل بهبود یابد.

مانند آن چه قبلاً گفته شد، کنترل هیسترتیک رابطه ی بین فرکانس سوئیچینگ با پهنای باند زیاد و جریان خطا را بیان می کند. فرمول محدودیت های قبلی را که قبلاً آزمایش شده بود شرح می دهد:

$$f_s = \frac{V_s^2 - \left(V_o + \frac{L_1}{R_L}\cdot\frac{dV_o}{dt}\right)^2}{4I_{thr}L_1V_S} \qquad \text{[e. 3-5]}$$

که در آن:

v_s: ولتاژ ورودی

v_o: ولتاژ لحظه ای خروجی

L_1: سلف خروجی

R_1: مقاومت بار

I_{thr}: ریپل جریان

f_s : فرکانس لحظه ای سوئیچینگ

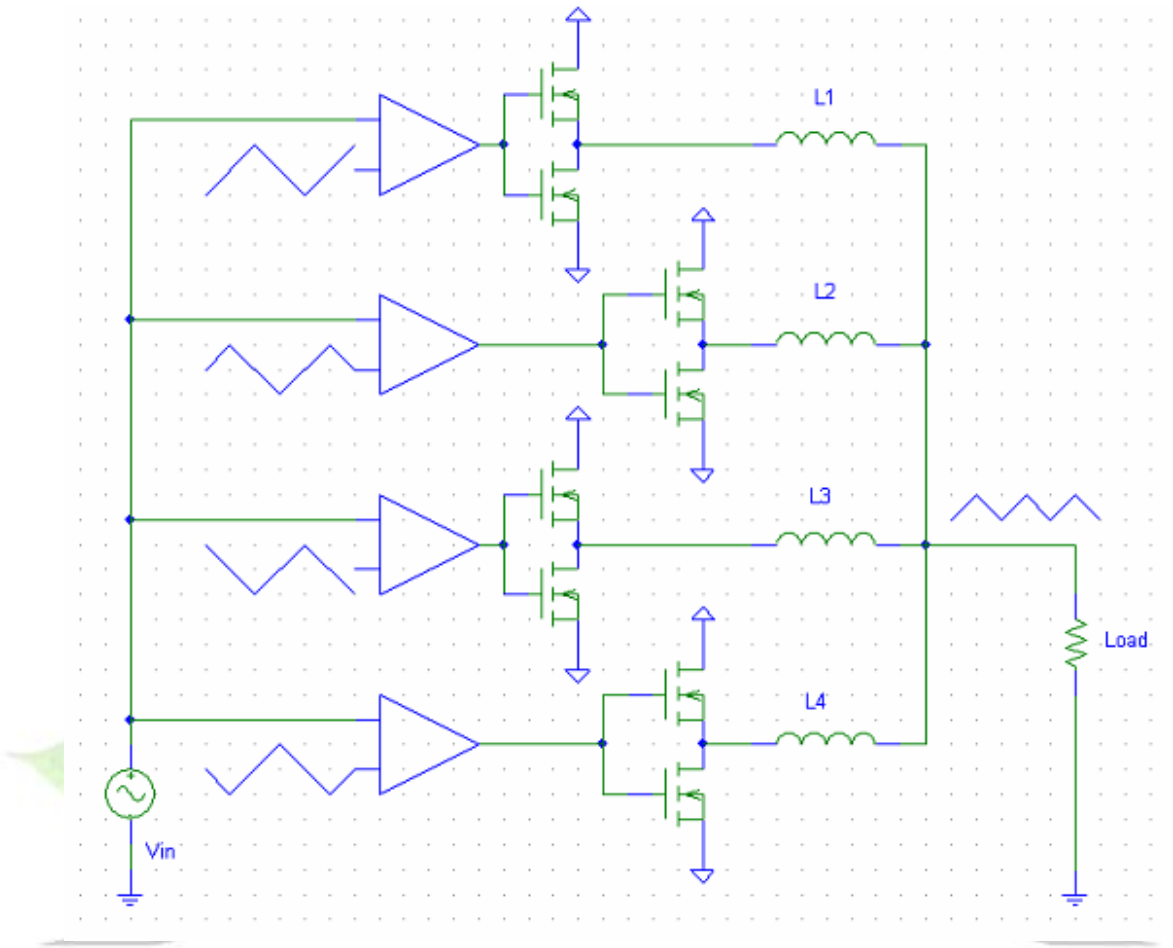
از فرمول قبل می توان دید که با یک افزایش در ولتاژ ورودی هر دو فرکانس سوئیچینگ یا ریپل جریان با یک اندازه ی سلف مشخص افزایش می یابند. این معادله همچنین نشان می دهد که فرکانس سوئیچینگ دامنه و فرکانس سیگنال ورودی را تغییر خواهد داد. آن همچنین پهنای باند کنترل کننده را می تواند نشان دهد:

$$f_{audio\,\max} = \frac{R_L}{2\pi L_1}\sqrt{\frac{1}{\alpha^2}-1} \qquad \text{[e. 3-6]}$$

که در آن α یک عیب از ولتاژ ورودی اســت. این نشــان می دهد که با یک امپدانس بار، پهنای باند قدرت با اندازه ی سلف نسبت عکس دارد. روش دیگر که می تواند مورد استفاده قرار گیرد تا نویز و اعوجاج را کم کند کاهش دامنه نویز تولید شده تو سط طبقه ی سوئیچ مد ا ست. این می تواند با م صرف پی شرفته تکنیک های PWM انجام شود. موج حامل مبتنی بر PWM یک فرکانس سوئیچینگ ثابت را معرفی می کند، (که) ساخت آن برای فیلتر خروجی آ سانتر ا ست تا ترکیب های سوئیچینگ را برطرف کند. اگر ماکزیمم فرکانس سوئیچینگ و اندازه ی سلف یکسان با شند(مانند طراحی هیسترتیک)ماکزیمم ریپل جریان در هر دو مورد مساوی خواهد بود، اگرچه برای یک سیگنال کریر با فرکانس ثابت دامنه ی نویز کم خواهد شد (ولی) برای هر دو یک افزایش در دامنه ی خروجی یا کاهش در فرکانس سیگنال داریم.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

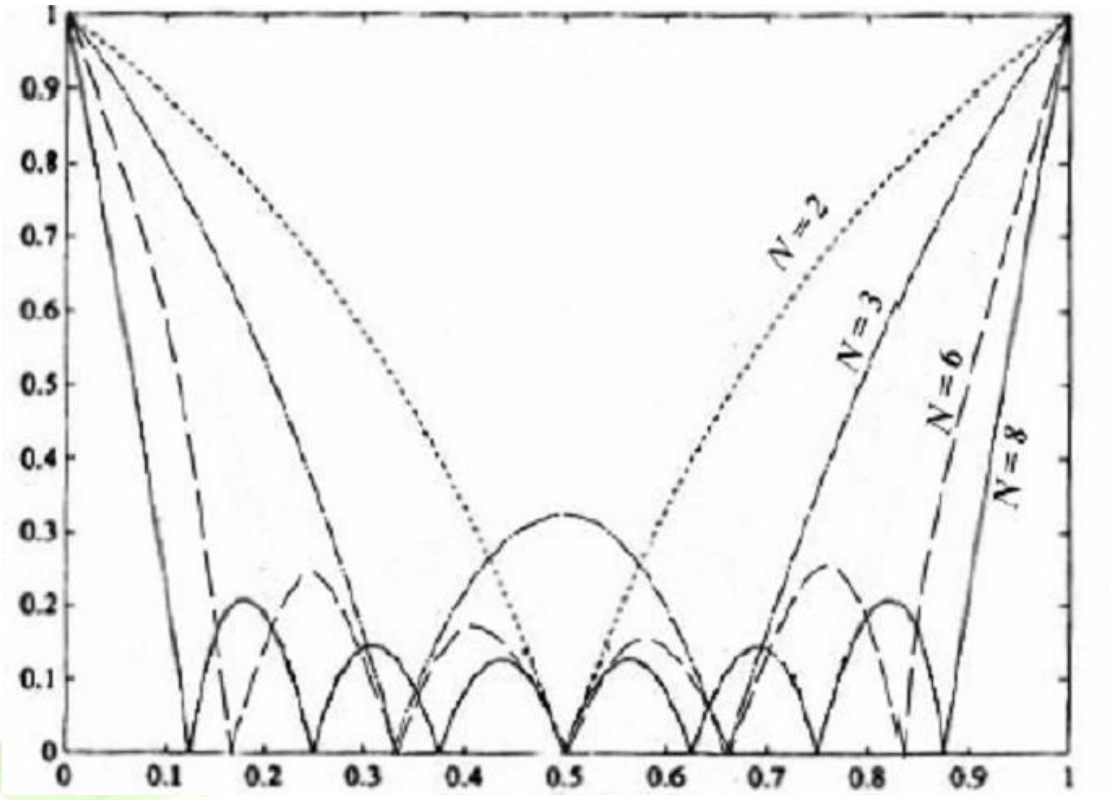


WikiPower.ir

شکل۹-۳- مبدل چند سطحی سوئیچ مد

همچنین تعدادی از تکنیک های پیشرفته شامل PWM چند سطحی هست که می تواند برای تغییر فاز چندین سیگنال PWM مورد ا ستفاده قرار گیرد، نتیجه ی این حذف ریپل جریان و بنابراین کم کردن نویز می با شد. PWM همچنین فرکانس سوئیچینگ آ شکار را افزایش می دهد. اجازه ی قطع فرکانس فیلتر و بنابراین پهنای باند قدرت طبقه افزایش پیدا می کند، در حالی که نویز را در سطوح قابل پذیرش حفظ می کند.

در این طراحی فرکانس سوئیچینگ به اندازه ی فرکانس سوئیچینگ هر فاز تکثیر شده به وسیله تعدادی از فازها مؤثر است، در حالی که قدرت پهنای باند به وسیله ترکیب موازی از چهار فیلتر خروجی تعیین می شود.



شکل۱۰-۳- حذف ریچلهای جریان در مبدل های چند سطحی

در نمودار فوق محورyها ریپلهای حذف شده و محور x ها دیوتی سایکل بر حسب در صد می باشد.

ریپل به وسیله مصرف زیاد مبدل های DC-DC تا حذف شده است و هزینه ی فیلتر را کم کند، اما اخیراً در صنعت صوتی استفاده نشده است.

3.3.2 جا به جایی قدرت (توان)

در این جاپهنای باند قدرت تقویت کننده ی دیجیتال مهم است. اگر انتظار داشته باشیم که در تقویت کننده، تمامی قدرت در فرکانس های بالا به وسیله تقویت کننده ی دیجیتال با پهنای باند قدرت فراهم شود، تقویت کننده ی خطی قدرت زیادی را فراهم خواهد کرد و وسایل خروجی باید توانایی جا به جایی آن را داشته باشند.

دو دسته بندی قدرت مهم برای وسایل (ترانزیستورهای) خروجی وجود دارد، قدرت محدود و ناحیه عملیاتی سالم. قدرت محدود به وسیله مقاومت گرمایی و سینی گرماگیر(heat sink)

آن تعیین می شود، در حالی که SOA به و سیله تمامی ناحیه ی شکست ثانویه ترانزیستورها تعیین می شود . شکست ثانویه درترانزیستورها، برای داشتن تمرکز جریان در قسمت هایی از وسیله رخ می دهد. این ناحیه های با گرمای بالا، باعث هموار (صاف) شدن جریان بیشتری می شوند تا از آن ها عبور کنند. دتا شیت اکثر و سایل پر قدرت جزئیاتی درباره ی و سایل SOA دارند، تحلیل یک بار خطی می تواند مورد اســتفاده قرار گیرد تا آثار (باقیمانده) را در داخل SOA فراهم کند. د سته بندی قدرت و سایل مقدار قدرتی که می تواند از و سیله پراکنده شود قبل از این که به میزان دمای آن برسد را تأمین می کند. اگر مقدار زیادی از قدرت (توان) درون یک وسیله پراکنده شود (آن وسیله) یک heat sink نیاز خواهد داشت.

3.3.3 پهنای باند قدرت

پهنای باند قدرت تقویت کننده ی دیجیتال همانند پهنای باند قدرت تقویت کننده ی خطی مهم ا ست که بی شتر از قدرت بار تأمین می شود. در یک SMALA پر قدرت جایی که تقویت کننده ی خطی ممکن است قادر نباشد ترانزیستورهای با قدرت خروجی زیاد را تأمین کند، یک پهنای باند با قدرت کم ممکن است که یک خرابی فاجعه انگیزی را به وجود آورد.

3.3.4 بازده/ تلفات

درون یک تقویت کننده ی دیجیتال سه تلفات مهم وجود دارد که عبارتند از:

۱- تلفات سوئیچینگ

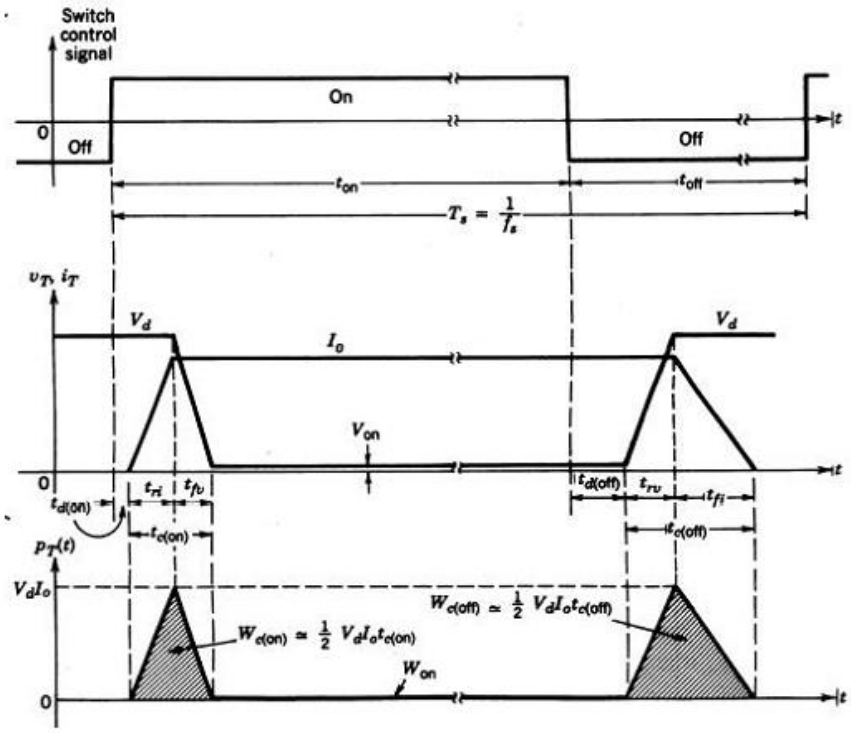
۲- تلفات انتقال

۳- تلفات فیلتر

کنترل و راه اندازی مدارها همچنین تولید یک مقدار کمی توان، عوارض تلفات این ترکیب ها وقتی با تلفات طبقه ی قدرت مقایسه می شود کم است.

3.3.4.1 تلفات سوئیچینگ

تلفات سوئیچینگ در نتیجه ی سوئیچینگ وسایل که یک زمان روشن و خاموش محدود دارند رخ می دهد. درست قبل از این که وسیله روشن شود. وقتی سوئیچ روشن است، جریان عبور کرده از سوئیچ باید قبل از این که ولتاژ سوئیچ افت کند به میزان نهایی آن بر سد. در نتیجه سرعت تغییر جریان و ولتاژ محدود است. زمان به سیار کوتاهی و سیله هم حامل جریان و هم حامل ولتاژ است، که نتیجه ی آن تلفات قدرت (توان) درون وسیله می باشد.



شکل ۱۱-۳- نمایش شکل موجهای تلفات switching

انرژی تلف شده درون یک حلقه ی سوئیچینگ برابر است با:

$$W_{SW} = \frac{1}{2} V_d I_O t_{sw} \qquad \text{[e. 3-7]}$$

که در آن t_{sw} ترکیب زمان های روشن و خاموش است.

با میانگین گیری از این انرژی ما می توانیم تلفات سوئیچینگ را به دست آوریم:

$$P_{SW} = \frac{1}{2} V_d I_O f_{sw} t_{sw} \qquad \textbf{[e. 3-8]}$$

این قدرت کم با فرکانس متناسب است، به این علت در فرکانس های بالاتر تلفات توان بالاتر ناشی می شود.

3.3.4.2 تلفات انتقال

همه ی سوئیچ های حقیقی مقاومت کمی دارند، بنابراین وقتی جریان از سوئیچ ها عبور می کند، یک قدرت کم که متناسب است با مجذور جریان وجود دارد.

$$P_C = I_O^2 R_{ON} = I_O V_{ON} \qquad \textbf{[e. 3-9]}$$

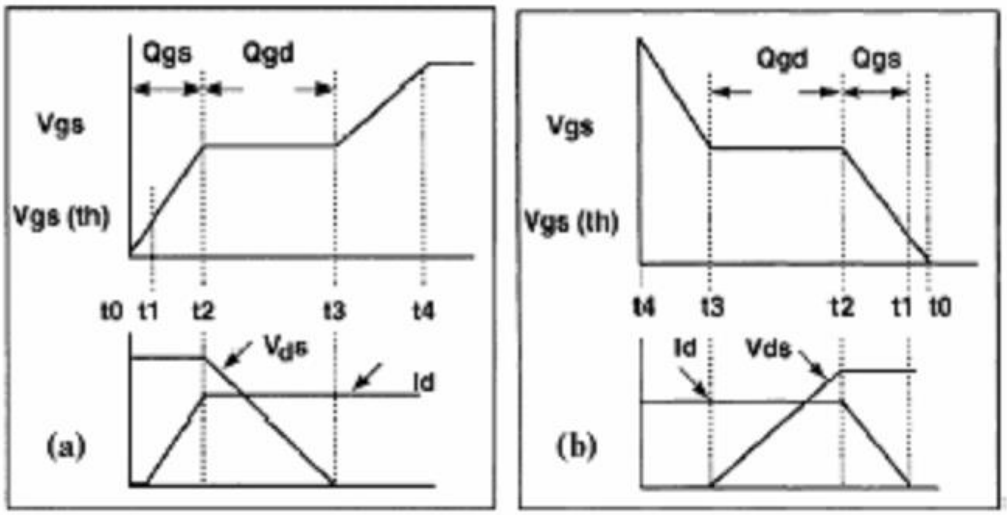
3.3.4.3 تلفات فیلتر

جریان بار کامل از سلف مربوط فیلتر خروجی باید عبور کند. این سلف از پیچیده شدن سیم به وجود آمده در نتیجه مقاومت کمی دارد که یک توان کمی تولید می کند که این قدرت کم I^2R است که صرف نظر از فرکانس سوئیچینگ رخ می دهد.

3.3.5 راه انداز گیت MOSFET

برای سوئیچ و و سایل خروجی از مدار راه انداز ا ستفاده شده که در تقویت کننده ی دیجیتال یک بخش مهم از مدار است. در طی یک تغییر سوئیچینگ، راه انداز گیت باید گیت خازنی **MOSFET** را شارژ کند، بنابراین یک سوئیچینگ سریع را ت ضمین می کند؛ یک جریان زیاد باید این خازن را فراهم کند. همچنین که یک جریان بزرگ باید قادر باشد تا یک **Switchoff** سریع را تضمین کند. جریان موجود در گیت به وسیله مدار راه انداز گیت تعیین می شود.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل ۱۲-۳- نمایش شکل موجهای سوئیچگ MOSFET

تغییر سوئیچ در چهار قسمتی که در شکل 3.12 نشان داده شده است رخ می دهد. در طول زمان تأخیر از t_0 تا t_1 گیت MOSFET بار الکتریکی زیادی را بر حسب ولتاژ آستانه می گیرد. در این نقطه جریان عبور کرده از وسیله زیاد می شود تا به میزان نهایی آن می رسد، در حالی که ولتاژ گیت صعودی است. این پرید وقتی پایان می یابد که ولتاژ گیت به اندازه ای برسد که جریان درین ثابت بماند. در این نقطه ولتاژ وسیله افت می کند، در حالی که ولتاژ گیت نسبتاً ثابت می ماند. در طول این پرید وسایل درین- گیت خازن هستند و یک جریان ثابت را می کشند. سرانجام بعد از این که ولتاژ MOSFET از میزان نهایی آن افت کرد، روند افزاینده ی ولتاژ گیت پایان می یابد. در طی تغییر Switchoff، فرایند عکس می باشد. از زمان t_1 تا t_3 درون وسیله تلفات توان وجود دارد، بنابراین مینیمم زمان در این ناحیه تلف می شود که تلفات سوئیچینگ مینیمم خواهد بود.

جریان باید به پرید سوئیچینگ معین برسد که می تواند به عنوان مثال نزدیک شود به:

$$I_{gate} = \frac{Q_{tot}}{t_{sw}} \qquad \textbf{[e. 3-10]}$$

که در آن Q_{tot} جمع کل بار الکتریکی و t_{sw} زمان سوئیچینگ مطلوب می باشد.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل چهارم

طراحی تقویت کننده

طراحی SMALA شامل دو قسمت می شود، در ابتدا تقویت کننده ی اولیه طراحی می شود که مبتنی بر تقویت کننده ی توان پایین (کم قدرت) اســـت. ســـپس به دنبال آن طراحی نهایی، طراحی اولیه را کامل می کند. طراحی اولیه به عنوان مبنا ساخته می شود که نشان می دهد که چگونه یک طراحی روی کارایی (بازده) یک تقویت کننده مؤثر واقع می شود. این فصل شامل یک آنالیز دقیق از هر دو طراحی می باشـــد، در ابتدا کار رابا طراحی اولیه شـــروع می کنیم و سپس به دنبال آن طراحی نهایی بیان می شود. مدارهای طراحی شده از طراحی های اولیه و نهایی در ضمیمه A آورده شده است.

هر دو تقویت کننده نام برده دارای توان خروجی $400W$ در بار 8Ω هستند. این امر می تواند با یک ولتاژ ورودی $\pm 80v$ و پیک جریان $10A$ تحقق یابد.

WikiPower.ir

4.1 طراحی اولیه

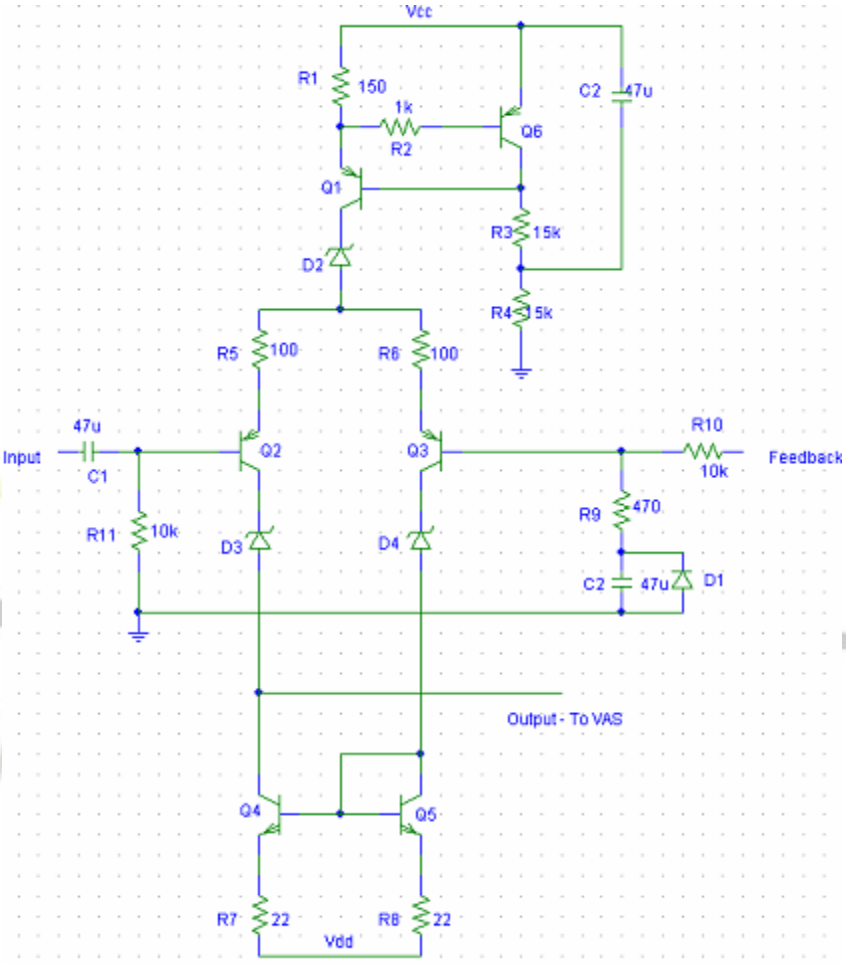
4.1.1 طراحی تقویت کننده ی کلاس B

در طراحی کلاس B از معماری سه مرحله ای ا ستفاده شده ا ست. طبقه ی ورودی که طبقه ی ولتاژ ورودی- جریان خروجی $(\frac{I_o}{vin})$ می باشد که خروجی آن جریانی است که برای تغذیه طبقه ی بعدی که طبقه ی تقویت ولتاژ اســـت (VAS) و می توان آن را طبقه ی جریان ورودی- ولتاژ خروجی $(\frac{v_o}{Iin})$ نیز نامید، ا ستفاده شده ا ست. سرانجام یک بهره ی ثابت (بهره ی واحد) به عنوان مکمل زوج فیدبک در طبقه ی خروجی مورد استفاده قرار می گیرد.

4.1.1.1 طبقه ی ورودی

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

برای محافظت از تعادل DC مدار و از بین بردن اغتشاش از یک تقویت کننده ی زوج تفاضلی در این مدار استفاده شده است.



شکل۴-۱- طبقه ی ورودی

تقویت کننده ی زوج تفاضلی مورد استفاده قرار می گیرد تا به درستی عمل تفریق از سیگنال فیدبک را انجام دهد، این طبقه باید کاملاً متعادل (متقارن) باشد، در نتیجه جریان در هر پایه ی طبقه با هم برابرند. برای محافظت از تعادل (تقارن) جریان از منبع جریان آئینه جریان که شامل ترانزیستورهای Q_4 و Q_5 است مورد استفاده قرار گرفته است. منبع جریان آئینه ی جریان بهره را نیز افزایش می دهد. در مقایسه با طبقه ی مقاومتی (به جای مقاومت بهتر است

از منبع جریان آئینه جریان اســـتفاده شـــود). جریان Q_2 می تواند به عنوان یک منبع جریان ورودی برای طبقه ی VAS در نظر گرفته شـــود، جایی که تنها نصـــف جریان در طبقه ی بار مقاومتی می باشـــد. این بدین معنی اســـت که خازن دارای قطب غالب ســـریعاً دوباره می تواند شـــارژ شـــود. منبع جریان آئینه ی جریان با مقاومت های R_7 و R_8 برای بهبود تعادل (تقارن) جریان مورد استفاده قرار گرفته اند.

م شابه بودن ترانزیستورهای Q_2 و Q_3 نیز برای بهبود خا صیت خطی مدار مورد ا ستفاده قرار گرفته اند. مقاومت های مشـــابه (برابر) بســـیار بزرگتر از مقاومت غیر خطی امیتر طراحی می شوند. با زمین کردن مقاومت های داخلی، بهره ی این طبقه خیلی بی شتر خطی می شود، اما مقدار آن کاهش می یابد و کمتر از بهره ی طبقه ی با مقاومت های مشابه می شود. به طور کلی مـــقـــاومـــت هـــای مشـــابـــه امـــیـــتـــر (R_7 و R_8 و R_5 و R_6) بـــیـــن 22 Ω تا 100 Ω اهم هستند، با کاهش بیشتر بهره ی حلقه ی باز تقویت کننده، بهره ی تقویت کننده خطی تر می شود.

ترانزیستورهای Q_1 و Q_6 تشکیل یک منبع جریان می دهند. این منبع جریان یک جریان ثابت را که م ستقل از ولتاژ ا ست را فراهم می کند که CMMR و PSRR تقویت کننده را افزایش می دهد (بهتر می کند). مقاومت R_1 دارای ولتاژ ثابتی برابر با V_{be} ترانزیســـتور Q_6 اســـت در نتیجه جریان R_1 تقریباً ثابت است.

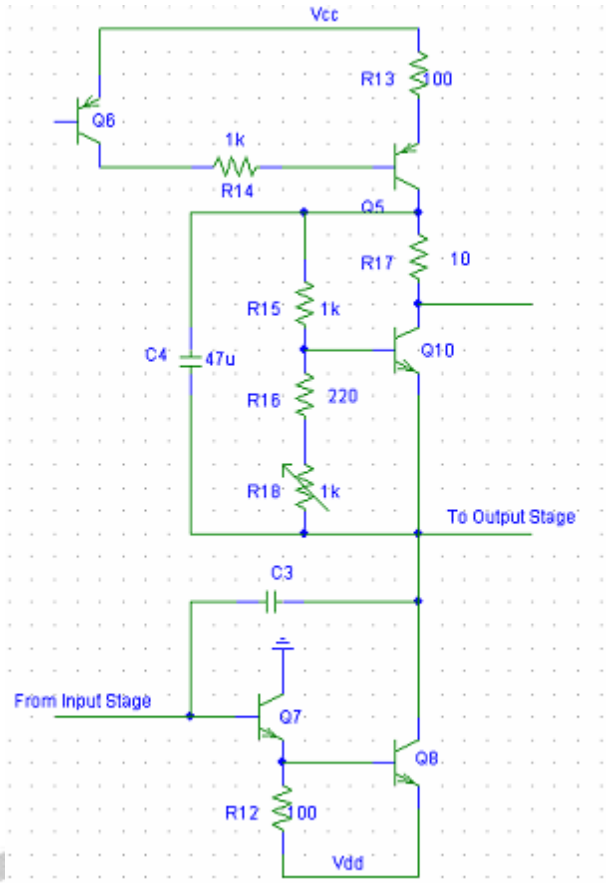
همانطور که قبلاً ذکر شـــد، ترانزیســـتورهای ولتاژ بالا پهنای باند کمی (ناچیزی) دارند، بنابراین اســـتفاده از ترانزیســـتورهای ولتاژ پایین مطلوب اســـت. ولتاژ کلکتو Q_4 منفی می باشـــد، ولتاژ کلکتور- امیتر(V_{ce}) تقریباً $80v$ خواهد بود. دیود زنر، D_3 یک افت ولتاژ حدود $50v$ ایجاد می کند، در نتیجه از ترانزیستورهای با ولتاژ پایین تر ا ستفاده می کنیم. با ا ستفاده از دیود زنر 50 ولتی و ترانزیســـتور های 40 ولتی طراحی با امنیت بالا را می توانیم ایجاد کنیم. همچنین دیودهای زنر D_2 و D_4 نیز دارای ولتاژ 50 ولت هســـتند. ترانزیســـتورهای انتخاب شـــده برای طبقه ی ورودی BC547NPN و BC557PNP می باشـــند، که دارای پهنای با ند 300MHZ هستند.

خازن ورودی، C_1 حذف کننده ی DC سیگنال ورودی می با شد. در حالی که خازن C_2 از بهره ی ثابت تقویت کننده در حالت DC محافظت می کند. مقاومت های R_{10} و R_{11} باید کاملاً م شابه با شند تا از جریان بیس ترانزیستورهای Q_2 و Q_3 محافظت کنند (جریان بیس ترانزیستورهای Q_2 و Q_3 تقریباً با هم برابرند).

4.1.1.2 طراحی طبقه تقویت ولتاژ (VAS)

ترانزیستور انتخاب شده برای VAS در یک تقویت کننده ی توان بالا بسیار مهم است. در نتیجه ترانزیستور انتخاب شده باید ولتاژ نوسان و جریان کلکتور بزرگ داشته باشند. ترانزیستور باید همچنین پهنای باند بالا دا شته با شد. ترانزیستور BF869 برای طبقه ی VAS ا ستفاده شده که دارای پهنای باند 60MHZ و خازن فیدبک 2PF است (هر چه مقدار این خازن کمتر باشد پهنای باند بی شتر خواهد بود). ترانزی ستور BF869 دارای ولتاژ ۲۵۰v و جریان کلکتور 50mA ا ست. ولتاژ طبقه VAS برای جریان 6mA ، 160v خواهد بود که دارای توان تلفاتی حدود 960mw ا ست. این ترانزی ستور بدون ا ستفاده از heat sink (سینی گرماگیر) می تواند توانی معادل 1.6w را مصرف کند اما یک heat sink کوچک برای محافظت از ترانزیستور در دمای احتمالی بالا استفاده خواهد شد.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۴-۲- طراحی طبقه ی VAS

WikiPower.ir

پیکربندی دارلینگتون انتخاب شده برای افزایش بهره ی محلی (local gain) در طبقه ی VAS ا ستفاده شده ا ست که خا صیت خطی بودن را افزایش خواهد داد. ترانزیستور Q_8 در طبقه ی VAS یک منبع جریان ثابت را فراهم می کند، مشابه طبقه ی ورودی.

ترانزیستور Q_{10} با مقاومت های R_{15} تا R_{18} ولتاژ بایاس را برای طبقه ی خروجی تولید می کند (مانند منبع ولتاژ DC عمل می کند). این ولتاژ بایاس از وسایل خروجی (ترانزیستورهای خروجی) برای انتقال خروجی کم (در حد صفر) محافظت می کند و راه عبور اغتشاش را کاهش می دهد.

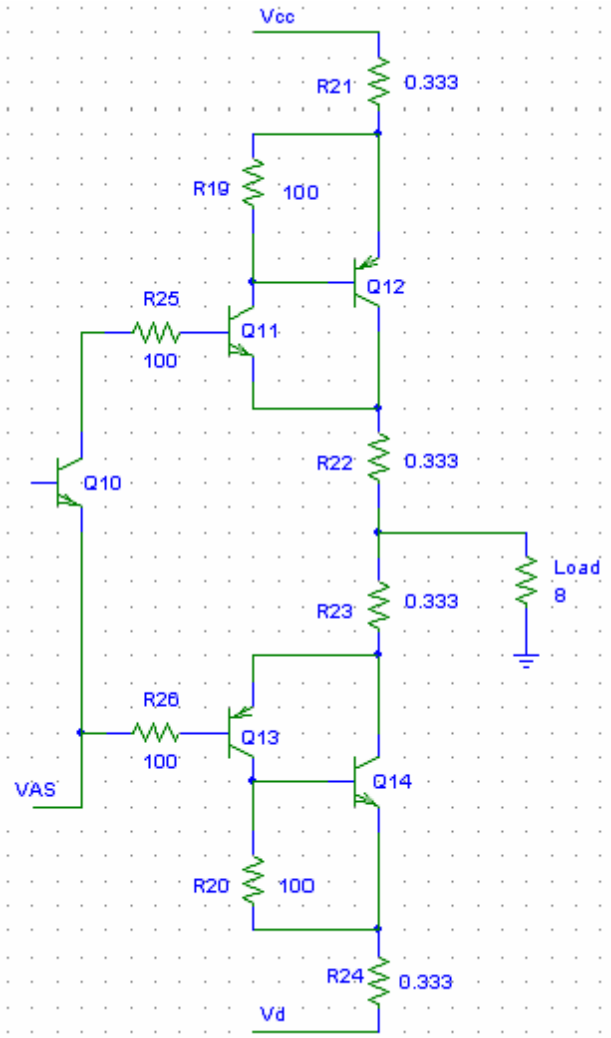
4.1.1.3 طراحی طبقه ی خروجی

طبقه ی خروجی در SMALA تنها بخش کمی از جریان کل خروجی را تأمین می کند، در نتیجه ترانزیستورهای خروجی نباید در بار کامل نامی با شند. این هزینه ی زیادی را صرفه جویی می کند چرا که ترانزیستورهای ارزانتر و توان پایین تری می تواند مورد ا ستفاده قرار گیرند. یعنی این که ترانزیستورهای خروجی می توانند پهنای باند بسیار بیشتری نسبت به ترانزیستورهایی که در تقویت کننده های با توان بالاتر مورد استفاده قرار می گیرند داشته باشند.

توجه شود که باید از ترانزیستورهایی که در ناحیه عملکرد سالم (SOA) کار می کنند محافظت شود تا توان تلفاتی آن ها کم شود.

ترانزیستورهای انتخاب شده برای طبقه ی خروجی MJE15032 و MJE10533 هستند. ترانزیستورها ماکزیمم ولتاژ کلکتور- امیتر 250v و مینیمم پهنای باند 30MHZ را دارند. این ترانزیستور ها دارای جر یان پیوسته ی 8A و پیک جر یان 16A (برای مدت ز مان 50ms) هستند.

WikiPower.ir



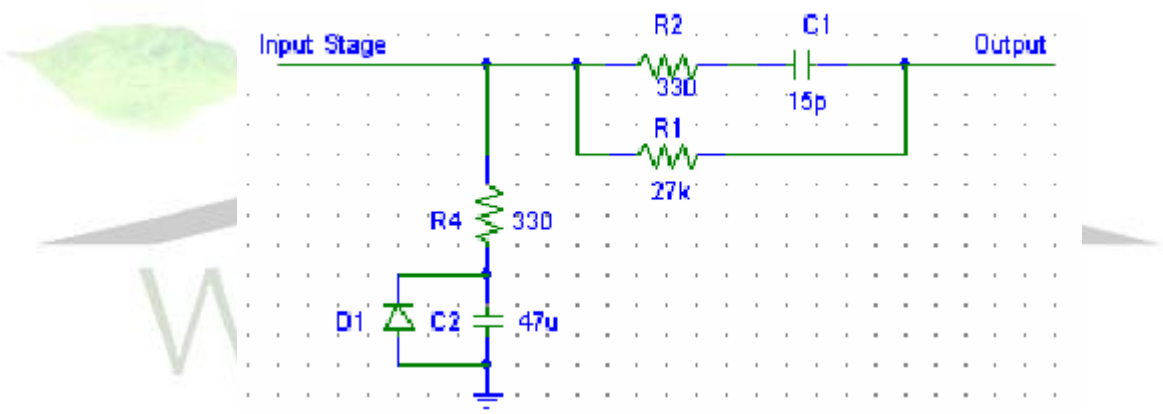
شکل۳-۴- طبقه ی خروجی

یک مکمل زوج فیدبک برای طبقه ی خروجی انتخاب شـــده که اغتشـــاش را کاهش می دهد. مقاومت های R_{21} و R_{24} مقاومت های حس کننده ی جریان هســـتند که برای کنترل طبقه ی سوئیچ مد استفاده می شوند. مقاومت های R_{26} و R_{25} (که مقدار آن ها **100Ω** می باشد) متصل به طبقه ی خروجی با تقویت **vbe** از پارازیت های نوســـانی جلوگیری می کنند. آن ها همچنین مواظب هســـتند که تغییرات کوچکی که در ولتاژ بایاس به صـــورت تصـــادفی رخ می دهد، ترانزیستورهای خروجی را روشن نکنند.

4.1.1.4 شبکه فیدبک

شـــبکه فیدبک بهره ی حلقه بســـته تقویت کننده را تعیین می کند، همچنان مراقب اســـت که تقویت کننده بهره ی ثابتی در DC برای کاهش ولتاژ افست (offset) داشته باشد.

مقسم مقاومتی تشکیل شده به وسیله مقاومت های R_1 و R_4 بهره ی باند میانی (mid-band) را تعیین می کند، در حالی که خازن C_2 مراقب ا ست که بهره ی ثابتی را در DC دا شته با شیم. یک مقدار بزرگ برای مراقبت از پهنای باند تقویت کننده زیر 20HZ مورد نیاز اســـت. R_1 و C_1 ت شکیل یک قطب- صفر می دهند که مقداری از فاز پیـ شرو را در فرکانس بالا می دهند. این کمک می کند که تقویت کننده در فرکانس های بالا پا یدار بماند، جایی که اختلاف فاز کل تقریباً نزدیک 180 درجه می شود.

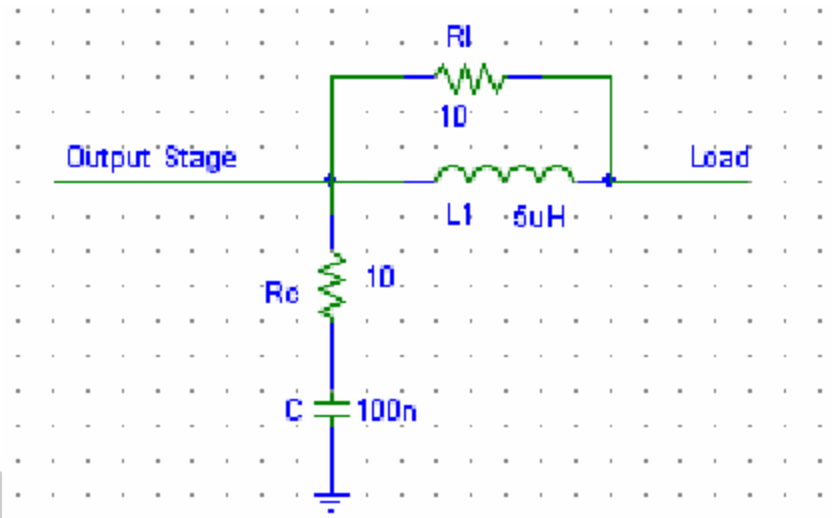


شکل۴-۴- شبکه ی فیدبک

برای ر سیدن به ولتاژ خروجی 80v نو سانی (ac) از ولتاژ ورودی 1v بهره ی تقویت کننده باید 80 یا 38db باشـــد. با قرار دادن $R4=330\Omega$ مقدار $R_1=26K\Omega$ بدســـت می آید، بنابراین یک مقدار ا ستاندارد، 27KΩ می با شد که مورد ا ستفاده قرار گرفته ا ست. ا ستفاده از خازن 47µF باعث ایجاد یک بهره 3db- در فرکانس 10HZ (که کمتر از پهنای باند صوتی ا ست) می شود. (بهره ی فرکانس های زیر 10HZ را با 3db- کاهش می دهد)

4.1.1.5 شبکه خروجی (فیلتر خروجی)

تقویت کننده های صوتی توان بالا اغلب دارای بارهای با ظرفیت خازنی یا سلفی، بالا ه ستند که این بارها می توانند پایداری تقویت کننده را به خطر بیندازند.



شکل۵-۴- فیلتر خروجی

WikiPower.ir

یک بار خازنی اختلاف فاز حلقه ی **NFB** تقویت کننده را افزایش می دهد در حالی که می تواند باعث ناپایداری تقویت کننده شود. یک بار سلفی باعث ناپایداری محلی وسیل (ترانزیستورهای) خروجی می شود. با اضافه کردن یک فیلتر در خروجی، پایداری تقویت کننده می تواند در بارهای راکتیو (سلفی و خازنی) تضمین شود.

شبکه **RC** سری باعث پایداری بارهای سلفی می شود، در حالی که سلف سری موجود در شبکه اختلاف فاز را در بارهای خازنی کاهش می دهد و باعث پایداری سیستم می گردد.

4.1.2 طراحی تقویت کننده ی دیجیتال

در طراحی تقویت کننده ی دیجیتال اولیه از کنترل جریان هیسترتیک (**hysteretic**) با مدار کنترل مجزا برای خروجی های مثبت و منفی استفاده شده است. این پیکربندی از یک **dead**

band (باند بی پتانسیل) مجاور تشکیل شده که عبور صفر، حذف انتقال و نسبت سیگنال به نویز بالا را تضمین می کند.

در طراحی تقویت کننده ی هیسترتیک از دو طبقه استفاده شده است. نخست طبقه ی خروجی تقویت کننده با خاصیت اصلی پهنای باند تقویت کننده به عنوان یک عملکرد مهم در این تقویت کننده طراحی شد. به دنبال آن مدار کنترل طراحی شد، سپس کارایی (بازده) تقویت کننده مورد بحث قرار گرفت.

4.1.2.1 طراحی طبقه ی خروجی

4.1.2.1.1 پهنای باند قدرت

پهنای باند تقویت کننده ی صوتی بین **20HZ** تا **20KHZ** می باشد، بنابراین تقویت کننده باید قادر باشد، در این محدوده سیگنال را عبور دهد. در سیگنال های موسیقی کاملاً غیر عادی است که سیگنال در بالای **4KHZ** قدرت کامل را داشته باشد، بنابراین پهنای باند قدرت تقویت کننده برای عبور سیگنال های صوتی کاملاً با پهنای باند تقویت کننده ی سیگنال کوچک متفاوت است. بنابراین در تقویت کننده های خطی می توان پیک توان بالای گذرا (ناپایدار) را کنترل کرد، ممکن است در طراحی طبقه ی سوئیچ مد سیگنال صوتی با پهنای باند کم قدرت (بنابر مزیت ما) مورد استفاده قرار گیرد.

با استفاده از معادله **3-6** اندازه ی سلف مورد نیاز برای پهنای باند **5KHZ** برابر **22µH** است که از مقدار استاندارد آن که **220µH** است در این مدار استفاده شده است.

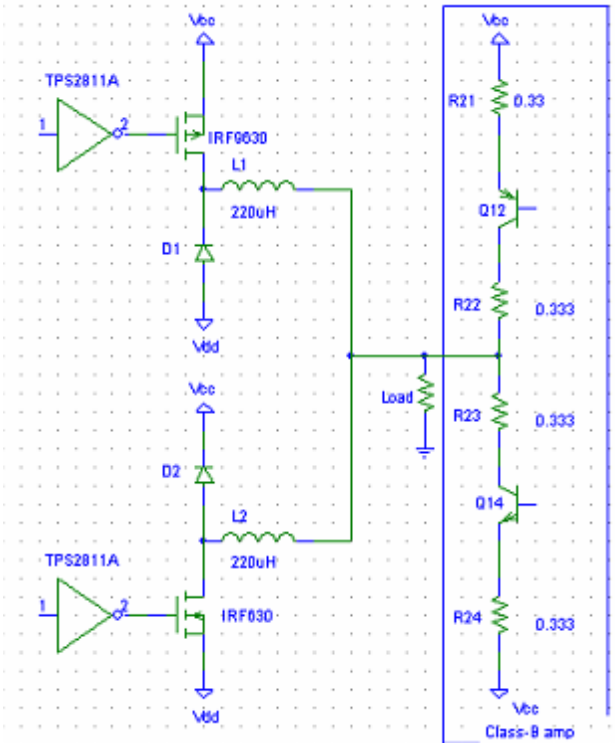
4.1.2.1 طراحی وسیله ی خروجی

طبقه ی خروجی تقویت کننده ی دیجیتال باید تمامی جریان بار را حمل کند، بنابراین در تقویت کننده ی قدرت **400w** این طبقه باید پیک جریان **10A** را حمل کند. همچنین می توان نشان داد که جریان مؤثر خروجی (**rms**) در تقویت کامل **5A** خواهد بود. همچنین وسیله

(ترانزیستور) طبقه ی خروجی باید قادر باشد که ولتاژ 160v را نیز داشته باشد. همچنین استفاده از وسیله ای با زمان سوئیچینگ پایین برای کاهش تلفات سوئیچینگ مهم است.

طبق خواسته هایفوق، MOSFETها با سرعت بیشتری نسبت به BJTها و IGBTها سوئیچ می کنند، بنابراین MOSFET برای طراحی این مرحله استفاده شده است. ترانزیستور IRF630 که یک ترانزیستور MOSFET کانال N می باشد دارای ولتاژ 200v و جریان پیوسته ی 8A که قادر به تحمل جریان پیک 36A است. این ترانزیستور همچنین زمان سوئیچینگ خیلی کمتری نسبت به بقیه MOSFETها دارد، با زمان سوئیچینگ 25ns . یک سو کننده ی بین المللی (Internation Rectifier) ترانزیستور مشابه آن IRF9630 که یک ترانزیستور کانال P می باشد را تولید می کند. ترانزیستور کانال P جریان پیوسته ی کمتر از 6.5A و پیک 26A دارد.

در طراحی طبقه ی خروجی از مبدل buck (نزول) استفاده شده است. وقتی که سوئیچ روشن است جریان سلف افزایش می یابد، بنابراین وقتی که سوئیچ خاموش است جریان ذخیره شده در سلف تخلیه می شود. جریان یک سلف نمی تواند به صورت لحظه ای تغییر کند. بنابراین باید یک مسیر برای عبور جریان در نظر گرفته شود. دیودهای flay back، D_1 و D_2 این مسیر انتقالی را فراهم می کنند، در نتیجه وقتی سوئیچ خاموش است جریان سلف از این دیودها عبور می کنند. دیودهای fly back نیاز به یک زمان بازسازی معکوس سریع (کم) دارند، زیرا زمان بازیافت زیاد (بزرگ) باعث افزایش تلفات سوئیچ می گردد. این دیودها همچنین باید جریان پیوسته 5A، پیک جریان 10A و ولتاژ شکست 160v داشته باشند. بنابراین دیودهای MUR820 با زمان بازسازی معکوس سریع، 35ns انتخاب شده است. آنها (دیودهای MUR820) یک جریان پیوسته 8A و ولتاژ شکست معکوس 200v دارند.



شکل۶-۴- طبقه ی خروجی کلاس**D**

WikiPower.ir

4.1.2.1.3 مدار راه انداز گیت

با اســـتفاده از معادله 3.10 می توانیم جریان گیت مورد نیاز برای راه اندازی MOSFETها را محاسبه کنیم.

یک راه انداز مناسب TPS2811 است، دو تا راه انداز معکوس کننده با پیک جریان خروجی 2A برای هر کانال ا ستفاده شده ا ست. این راه انداز دارای زمان تأخیر 40ns و rise time(مدت زمانی که طول می کشد که شکل موج از٪۱۰به ٪۹۰حداکثر مقدارش میرسد)، 25ns است.

	IRF630	IRF9630
Qtot	45Nc	30Nc
Tsw	34Ns	39Ns

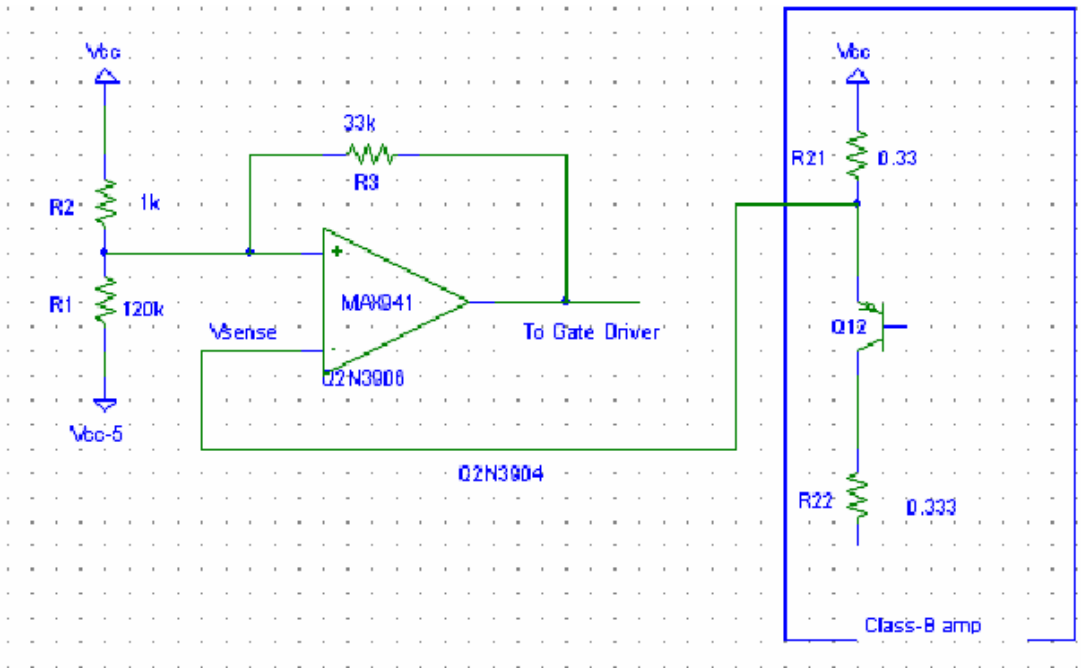
Igate	1.32A	0.77A

4.1.2.2 طراحی تولید پالس

طراحی مدار تولید پالس PWM خیلی ساده ا ست، آن فقط شامل یک مقای سه کننده با لپ هی ستر زیس (hysteresis) ا ست. فرکانس سوئیچینگ و جریان خطا به هم وابسته ه ستند، بنابراین باید یک شـرط (توافق) بین فرکانس سـوئیچینگ ماکزیمم و جریان خطا انجام دهیم. اگر ما ماکزیمم فر کانس سـوئیچینگ را 20KHZ قرار دهیم جر یان خطا طبق معاد له 3.5 ، 500mA خواهد بود. بیشـترین جر یان خاموش مورد انتظار در تقو یت کننده ی کلاس B ، 40mA خواهد بود، بنابراین با قرار دادن جریان آ ستانه ی کمتر از 100mA، ت ضمین می کنیم که جریان خاموشـی مانع از خاموش شـدن سـوئیچ نمی شـود. اکنون ما جریان های آسـتانه 150mA و 650mA را داریم، بنابراین با یک مقاومت حس کننده ی 0.33Ω ولتاژهای آسـتانه 50mv و 220mv خواهد بود. ولتاژ آ ستانه (ولتاژ خروجی کنترل کننده ی هی سترتیک) طبق رابطه ی زیر به دست می آید:

$$V_{thr\,low} = \frac{5R_2}{R_2 + \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}} \qquad \text{[e. 4-1]}$$

$$V_{thr\,hi} = \frac{5\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} \qquad \text{[e. 4-2]}$$



شکل۷-۴-کنترل کننده هیسترتیک

4.1.2.3 تلفات تقویت کننده ی دیجیتال

با اســتفاده از ترانزیســتورهای MOSFET و دیودها در این تقویت کننده، تلفات ســوئیچینگ ترانزیستورها 4w خواهد بود در حالی که تلفات سوئیچینگ دیودها تنها 2w می با شد. تلفات انتقال در MOSFETها 1w و در دیودها 2.2w است.

سلف مورد ا ستفاده دارای مقاومت DC، ۱۰,۱ Ω ست. در نتیجه توان تلفاتی این سلف 2.5w است. مجموع همه ی تلفات، تلفات کل را شامل می شود که 11.7w یا 3% از توان خروجی می باشد. این تلفات تقریباً کم می باشد که باید کارایی نسبتاً خوب تقویت کننده را تضمین کند.

4.1.3 بازده (راندمان) SMALA

جریان متوســط به کار رفته، به وســیله تقویت کننده خطی می تواند پیش بینی کند تا اندکی محدودیت های هیسترتیک کم شود. با ا ستفاده از این می توان متو سط توان تقویت کننده ی خطی و توان تلفاتی در تقویت کننده ی خطی را تعیین کرد.

ولتاژ عبوری در سمت کلاس B یک نیم موج یکسو شده از یک موج سینوسی است در حالی که جریان را می توان به صورت ثابت تخمین زد، توان داده شده به بار از ضریب متوسط جریان در

ولتاژ rms که $\frac{\sqrt{2}}{2}V_{ss}$ یا 56v ($\frac{\sqrt{2}}{2}*80=56$) ا ست، به د ست می آید. این برابر ا ست با توان خروجی 22.4w (56*0.4=22.4). بنابراین جریان ترانزیستور تقریباً ثابت ا ست، توان کشیده شده از منبع 32w ا ست. پس تلفات در کلاسB،9.6w ا ست. با ا ستفاده از تلفات کلاس D که قبلاً محاسبه شد، تلفات کل تقویت کننده 21.3w خواهد بود (با صرف نظر از تلفات خاموشی). این م شابه بازده ی تئوری 94.5% ا ست. تلفات خامو شی تقویت کننده بازده را کاهش خواهد داد، اما بازده را می توان 90% تخمین زد.

4.2 طراحی نهایی

طراحی اولیه تقو یت کننده ی صـــوتی برای تقو یت کننده ی صـــوتی توان بالا بهینه نبود. در طراحی نهایی تقو یت کننده تغییرات لازم برای عملکرد بهینه در ســـطوح خروجی توان بالا اعمال شده است.

4.2.1 طراحی کلاس B

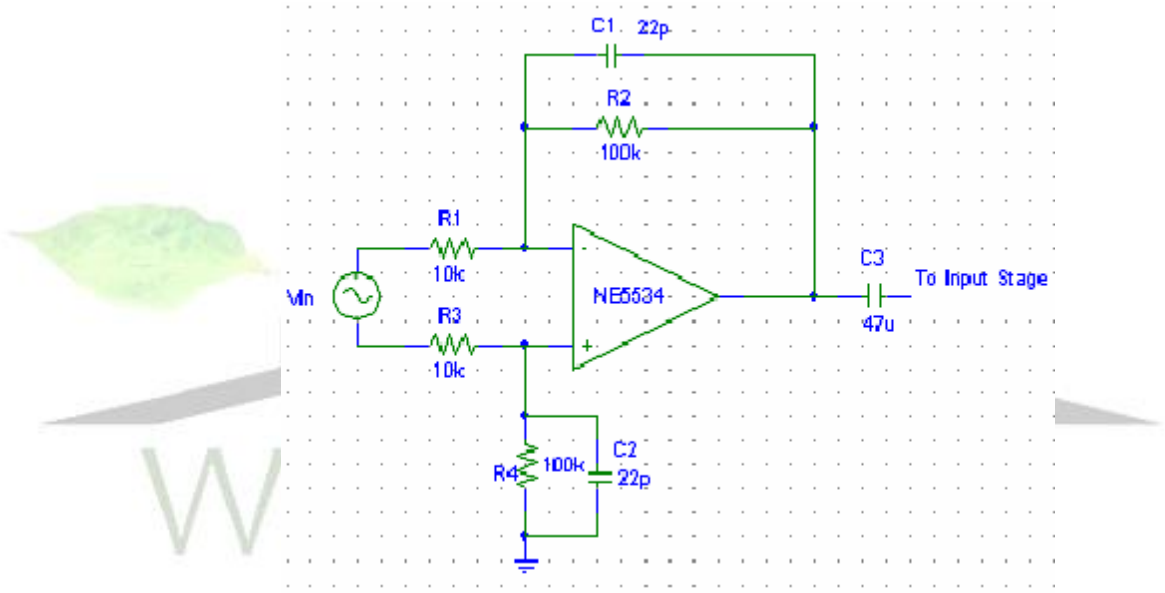
تقویت کننده ی کلاس B ا ستفاده شده در طراحی نهایی بر ا ساس معماری سه طبقه، طراحی شده در حالی که مدار پیش تقویت کننده (pre-amplifer) برای عملکرد بهتر تقویت کننده به آن اضافه شده است.

4.2.1.1 طراحی پیش تقویت کننده

برای بهبود امپدانس خروجی تقویت کننده، بهره ی حلقه بســـته ی طبقه ی قدرت می تواند کاهش یابد، این امر موجب بهبودی پهنای باند تقویت کننده خواهد شـــد. امپدانس خروجی با افزایش بهره کاهش می یابد. یک پیش تقویت کننده در جلوی طبقه ی بهره برای کاهش بهره ای که در مدار قدرت اعمال کرده ایم و برگشت بهره ی کل به مقدار قبلی آن اضافه خواهد شد. مدار پیش تقویت کننده به صورت سری به طبقه ی تقویت کننده ی قدرت متصل می شود. در ضمن اغت شاش تولید شده تو سط مدار پیش تقویت کننده به اغت شاش خروجی کل ا ضافه

خواهد شـــد، در نتیجه باید از یک تقویت کننده با اغتشـــاش پایین اســـتفاده کنیم. یک تقویت کننده با نویز مناســـب کم یک تقویت کننده ی عملیاتی **NE5534** اســـت. این تقویت کننده اغتشاش کمتر از **0.004** در تمام محدوده ی صوتی دارد. همچنین **NE5534** قادر به راه اندازی بار 600Ω است، بنابراین امپدانس ورودی تقویت کننده می تواند کمتر از 600Ω باشد.

بسیاری از سیستم های صوتی پیشرفته از مدار ورودی متعادل استفاده می کنند، جایی که دو تا ســـیگنال ورودی متفاوت تقویت کننده را راه اندازی می کنند. مدار پیش تقویت کننده می تواند برای پذیرفتن یک سیگنال ورودی متعادل طراحی شود.



شکل۸-۴- مدار پیش تقویت کننده

Op-amp را با ولتاژ $\pm 15v$ بایاس می کنیم، ما می توانیم این طبقه را با بهره ی **10** راه اندازی کنیم. مدار پیش تقویت کننده به عنوان یک **LPF** نیز عمل می کند و نویزهای فرکانس بالا را حذف می کند، بدون این که تأثیری روی پهنای باند طبقه ی قدرت داشـــته باشـــد. برای این که مدار پیش تقویت کننده تمامی فرکانس های صـــوتی را از خود عبور دهد باید فرکانس قطع آن را روی **40KHZ** تنظیم کنیم.

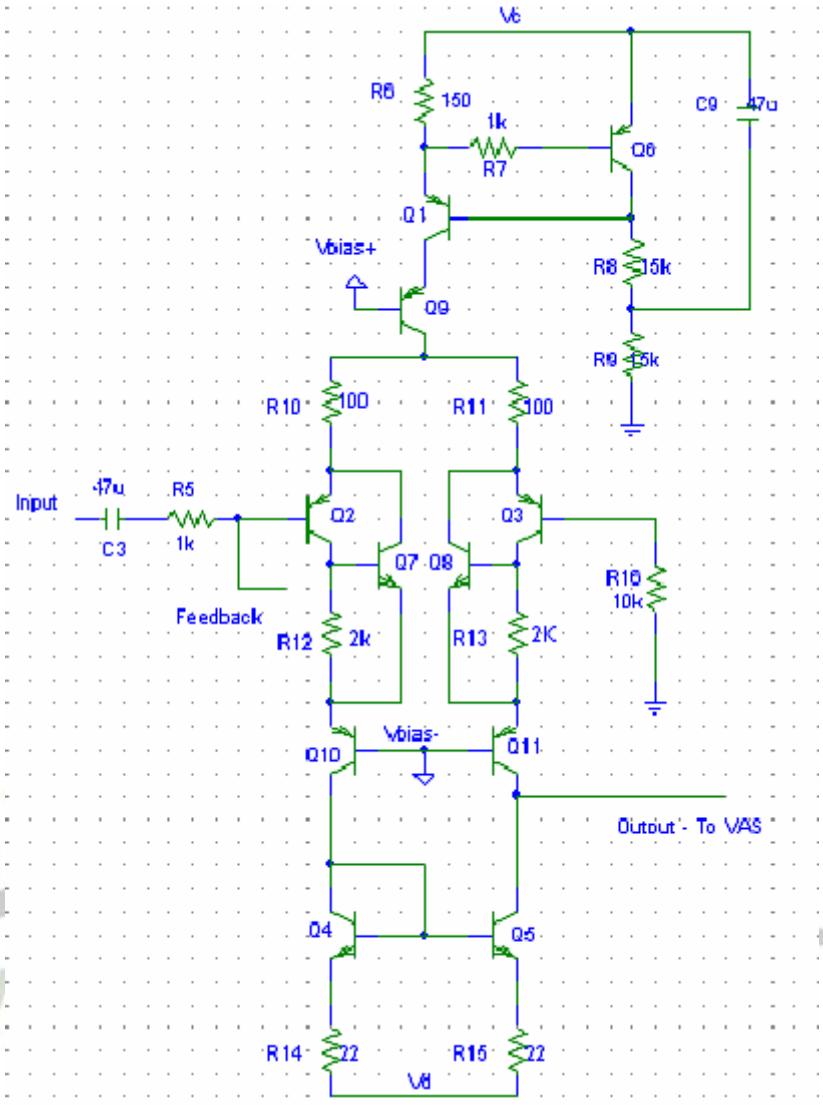
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

4.2.1.1 طبقه ی ورودی

با اســـتفاده از مدار پیش تقویت کننده ولتاژ ورودی به تقویت کننده ی قدرت 10v می باشـــد، بنابراین اگر برای طراحی پیش تقویت کننده از توپولوژی غیر معکوس کننده اســـتفاده شـــود ولتاژ مد مشترک در طبقه ی ورودی خیلی زیاد خواهد بود. در این جا بحث اصلی روی CMMR طبقه ی ورودی ا ست. در عوض اگر توپولوژی معکوس کننده ا ستفاده شود و ولتاژ مد مشترک در طبقه ی خروجی ب سیار کم خواهد بود. عملکرد نویز در توپولوژی معکوس کننده به شرطی کاهش می یابد که امپدانس ورودی کم باشد.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۴-۹- طبقه ی ورودی

همچنین در توپولوژی معکوس کننده، طبقه ی **cascode** به ورودی مدار ا ضافه شده ا ست. در طبقه ی **cascode** نه تنها ترانزیستورهای ورودی، ترانزیستورهای ولتاژ پایین هستند بلکه همچنین این مدار از طبقه ی **VAS** در برابر ظرفیت خازنی کلکتور (که ناشی می شوند از ترانزیستورهای ورودی) محافظت می کند با بهبود پهنای باند طبقه. یک ولتاژ بایاس بزرگ حدود **30v** برای افت ولتاژ مدار انتخاب شده است، و بنابراین تلفات توان بیشتری در ترانزیستورها رخ می دهد. Q_1 ، Q_{10} و Q_{11} د ست کم به یک ولتاژ **50v** نیاز خواهند دا شت در حالی که باقی ترانزیستورها حداقل به وسایل **30v** نیاز دارند، ترانزیستور **BF547** و **BF557** به

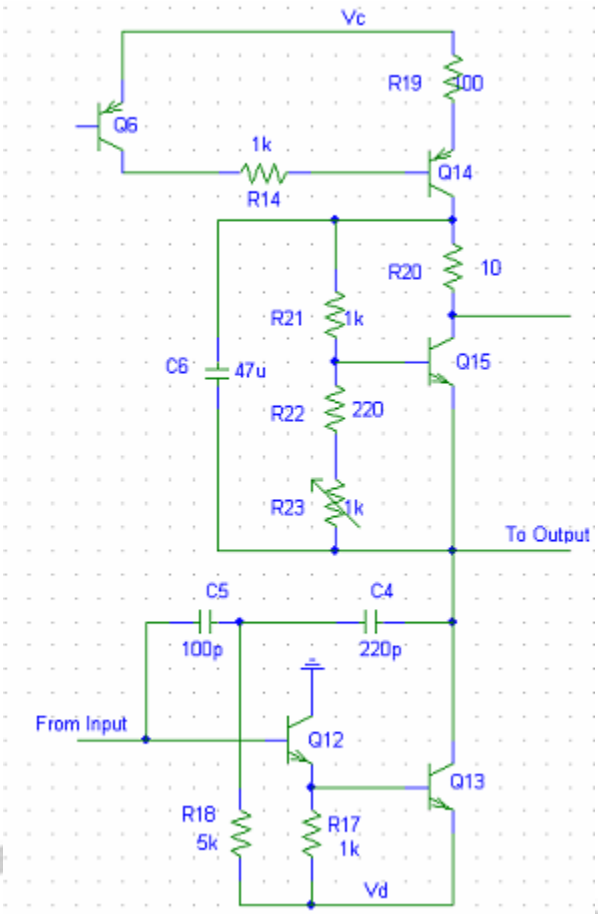
عنوان ترانزیـ ستورهای ولتاژ پایین ا ستفاده شده اند، در حالی که ترانزیـ ستورهای BF546 و BF556 برای ولتاژهای بالا بکار رفته اند.

در طبقه ی ورودی یک زوج فیدبک برای افزایش ضریب فیدبک محلی ا ضافه شده ا ست. این فیدبک اغتشاش تولید شده توسط طبقه را کاهش می دهد در حالی که هیچ تأثیری روی بهره نخواهد داشت. مقاومت های R_{12} و R_{13} مقدار جریان دو ترانزیستور را تعیین می کنند. استفاده از مقدار بیـشتر برای مقاومت های R_{12} و R_{13} خا صیت خطی بودن مدار را بهبود خواهد داد، اما قابلیت نویز پذیری طبقه را افزایش می دهد. استفاده از یک مقدار حدود $1-2K\Omega$ اغتشاش را کاهش می دهد بدون این که افزایش زیادی در نویز داشته باشد.

4.2.1.3 طراحی طبقه ی تقویت ولتاژ (VAS)

طراحی طبقه ی VAS مورد ا ستفاده قرار گرفته در تقویت کننده ی اولیه تقریباً بهینه بود، تنها با تغییر شبکه جـبران ساز. برای بهبود بهره ی فرکـانس بالا یک شبکه جبران ساز دو قطبی اضافه شده است.

WikiPower.ir



شکل۱۰-۴- طراحی نهایی VAS

با افزودن قطب دوم به شـــبکه جبران ســـاز موقعیت قطب حلقه باز می تواند افزایش یابد، در نتیجه بهره نیز در فرکانس بالا افزایش می یابد. اولاً، بهره در $12\frac{dB}{decade}$ افت خواهد کرد، در حالی که در فرکانس های بالا شیب مجانب به $6\frac{dB}{decade}$ برمی گردد. شیب باید قبل از این که به بهره ی ثابت (واحد) بر سد به مقدار نهایی برگردد. برای د ست یافتن به این، مقدار خازن **C5** مانند طرح جبران ساز ساده ا ست، در حالی که مقدار خازن **C4** باید حداقل دو برابر **C5** با شد. مقاومت **R18** نقطه ای را که بهره دارای افتی با شـــیب $6\frac{dB}{decade}$ اســـت را تعیین می کند. این مقاومت در فرکانس بالاتر باید بیشتر باشد.

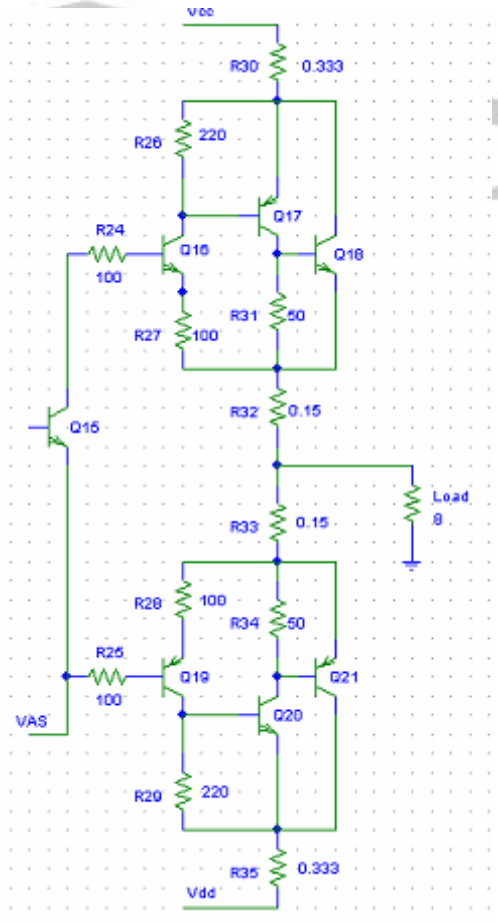
4.2.1.4 طراحی طبقه ی خروجی

برای بهبود خطی کردن طبقه ی خروجی، از یک خروجی **triple** (سه برابر) استفاده شده است. در این طراحی یک زوج فیدبک با خروجی **emitter follower**(کلکتور مشترک) استفاده شده

است. قسمت **CFP** (فیدبک) از طبقه ی خروجی، اغتشاش را بهبود می بخشد (کاهش می دهد) در حالی که و سیله (ترانزیستور) خروجی امیتر فالوور بهره ی جریان (این) طبقه را افزایش می دهد، که منجر به کاهش اغتشاش سیگنال بزرگ می شود. خلاصه این نوع پیکربندی هر دو مزایای امیتر فالوود و **CFP** (فیدبک) را با هم در یک مدار فراهم می سازد.

در قسمت پایین این پیکربندی احتمال یک ناپایداری محلی در طبقه وجود دارد. طراحی صحیح مقادیر اجزاء نوسانات را کاهش می دهد.

R26 و **R27** مقدار جریان و بهره ی مناسب **Q16** را تعیین می کنند. در حالی که **R31** جریان **Q17** را تعیین می کند. برای کاهش امپدانس خروجی تقویت کننده، مقاومت های امیتر از 0.33Ω به 0.15Ω کاهش یافته اند. مقدار مقاومت حس کننده ی جریان ثابت باقی می ماند و هیچ اثری روی طبقه ی سوئیچ مد ندارد.

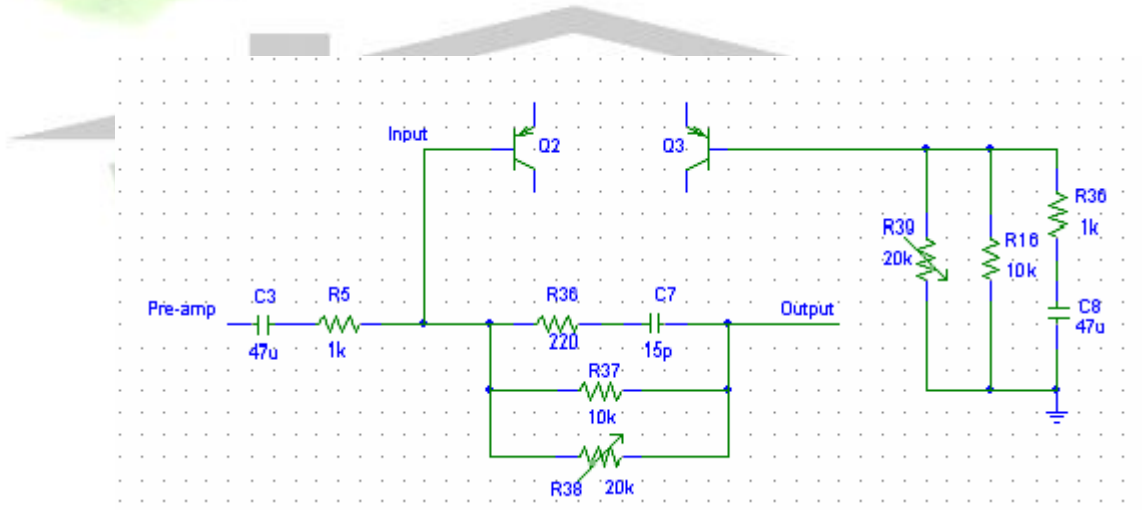


برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شکل۱۱-۴- طراحی طبقه ی خروجی

4.2.1.5 شبکه فیدبک

با توجه به این که تقویت کننده اکنون دارای یک توپولوژی معکوس کننده است، طراحی شبکه فیدبک باید تغییر کند. تنظیم بهره افزایش می یابد تا شـــبکه فیدبک اجازه دهد که بهره ی تقویت کننده قدرت قابل تغییر با شد، و پهنای باند برای سیگنال های خروجی کوچک ا صلاح شود (بهبود یابد). کاهش بهره ی تقویت کننده، امپدانس خروجی دیده شده به و سیله طراحی طبقه ی ورودی را کاهش می دهد و عملکرد نویز اصلاح می شود (بهبود می یابد). این بار طبقه ی پیش تقویت کننده وجود نخواهد دا شت، و امپدانس خروجی دیده شده حداقل $1K\Omega$ برای تمامی دینج های بهره است.



شکل۱۲-۴- طراحی شبکه ی فیدبک

مقاومت های R38 و R5 ، مقسم های ولتاژ را تشکیل می دهند که بهره ی حلقه بسته را تعیین می کنند، در حالی که R39 از ترانزیستورهای ورودی که امپدانس یکسانی دارند محافظت می کنند، و تعادل dc طبقه (شبکه فیدبک) را بهبود می بخشد. R38 و R39 دو پتانسیومتر هستند که تعادل طبقه را تنظیم می کنند. اکثر پتانســیومترهایی که معیوب می شــوند مدار باز می

شوند، یک بهره ی ا ضافی مقدار مقاومت را کاهش می دهد، R37 ا ضافه می شود تا بهره ی تقویت کننده را در حد قابل قبول حفظ کند، اگر پتانسیومتر معیوب شود.

تعادل با معکوس نمودن مقاومت های بیس هر دو ورودی ها حفظ می شـــود تا تعادل dc هر دو ورودی ها حفظ شود، اما خازن C3 در فرکانس های سیگنال صوتی به صورت اتصال کوتاه عمل می کند، بنابراین امپدانس ترانزیستور کاملاً متفاوت ا ست. برای منعکس کردن این اثر، R36 و C8 در ورودی غیر معکوس کننده واقع می شوند.

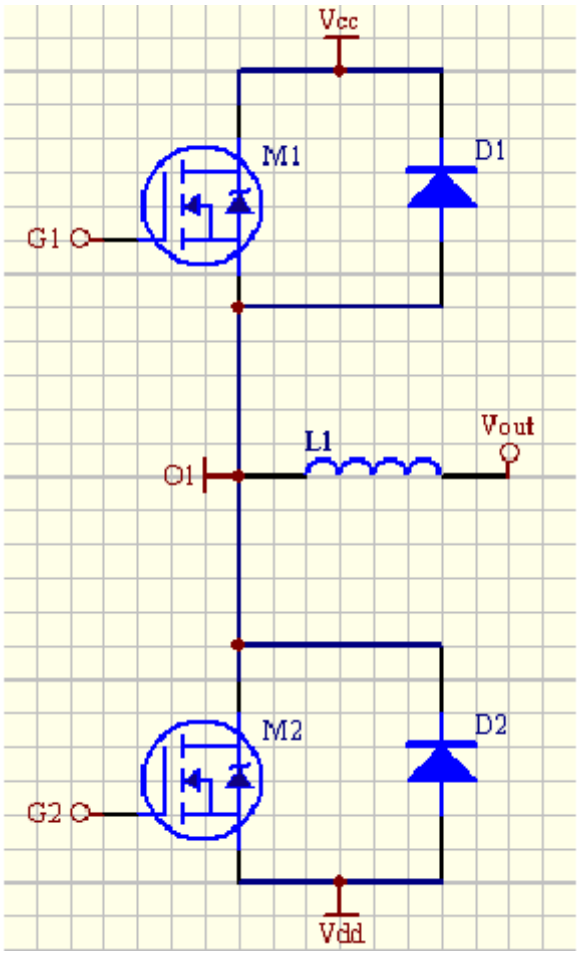
4.2.2 طراحی تقویت کننده ی دیجیتال

ریپل جریان تولید شده به وسیله طبقه ی سوئیچ مد با کنترل هیسترتیک خیلی بزرگ ا ست. طبقه ی کلاس D کاهش نویز خروجی را بهبود خواهد داد. با اســـتفاده از یک ســـیگنال کریر (حامل) با فرکانس ثابت، جریان خطای تولید شـــده به وســـیله تقویت کننده برای فرکانس های پایین و برای ولتاژ خروجی کمتر، کوچکتر ا ست، در حالی که مبدل هیسترتیک صرف نظر از ســـیگنال خروجی جریان خطای مشـــابهی دارد. با اســـتفاده از تقویت اختلاف فاز (phase shifted) سیگنال کریر، جریان خروجی از فازهای مجزا تا حدی حذف خواهد شد و ریپل دیده شده به وسیله تقویت کننده ی خطی کاهش می یابد و فرکانس مؤثر سوئیچینگ افزایش می یابد این امر موجب می شود که فرکانس های سوئیچینگ کمتری ا ستفاده شود، در حالی که کیفیت سیگنال خروجی بهبود می یابد.

تولید موج کریر وقتی که تعداد فازها توانی از دو ا ست (یعنی 2 ، 4 ، 8 و ...) به وسیله مدارات منطقی خیلی ساده تر ا ست. در این طراحی از چهار سطحی ا ستفاده خواهد شد که عملکرد خوبی دارد، دو سطحی مزایای زیادی ندارد و طراحی هشت سطحی نیز خیلی پیچیده می باشد بنابراین ما از چهار سطحی استفاده کرده ایم.

4.2.2.1 طراحی طبقه ی خروجی

همانطور که قبلاً ذکر شد یک طراحی چهار فازی مورد ا ستفاده قرار گرفته ا ست. هر فاز یک جفت MOSFET به همراه یک سلف مشترک را راه اندازی خواهد کرد. این امر موجب کاهش اجزاء (المان ها) می شود بودن این که تأثیری روی عملکرد طبقه دا شته با شد. دیودهای D_1 و D_2 به صورت موازی با ترانزیستورهای خروجی اضافه می شوند. دیودهای داخلی MOSFETها عموماً مشخصات بازیافت معکوس ضعیفی دارند.



شکل۱۳-۴- طراحی خروجی چهار فازی

با ا ضافه کردن تعداد ترانزیستورهای خروجی، جریان متو سط هر MOSFET کاهش می یابد، بنابراین با طراحی چهار فازی، جریان متو سط هر ترانزیستور از 5A به 1.25A کاهش می یابد، در حالی که پیک جریان نباید از 3A تجاوز کند. اگرچه جریان کاهش یافته است، (اما) از ترانزیستور MOSFET ، IRF630 که دارای زمان سوئیچینگ سریع و ظرفیت خازنی گیت کم

می باشد مورد استفاده قرار گرفته است. به طور مشابه، دیودهای MUR820 مورد استفاده قرار گرفته اند. دیودهای خارجی تنها وقتی هدایت می کنند که یک افت ولتاژ مستقیم کمتر از دیودهای داخلی داشته باشند. دیود داخلی ترانزیستور IRF630 دارای ولتاژ مستقیم 1.5v است، در حالی که دیود MUR820 دارای ماکزیمم ولتاژ مستقیم 0.975v است.

همانطور که قبلاً ذکر شد MUR820 دارای زمان بازیافت معکوس 35ns می باشد که از زمان بازیافت دیود داخلی MOSFET که 170ns است خیلی بیشتر است.

4.2.2.2 پایداری و فرکانس سوئیچینگ

در فرکانس ثابت حامل PWM ، فرکانس سیگنال حامل (کریر) با فرکانس سوئیچینگ برابر است. فرکانس سوئیچینگ تقویت کننده ی دیجیتال نقش مهمی را در تعیین اغتشاش تولید شده توسط طبقه ی دیجیتال و نتیجتاً SMALAL ایفا می کند. اگر فرکانس سوئیچینگ بیشتر باشد، فیلتر خروجی بیشتر قادر به تضعیف نویز حاصل از سوئیچینگ (کلید زنی) خواهد بود در نتیجه تلفات تقویت کننده ی خطی نیز کمتر می گردد. به بیان دیگر در فرکانس های بالاتر امپدانس خروجی تقویت کننده افزایش می یابد، در نتیجه تأثیر تلفات نویز حاصل از سوئیچینگ کاهش می یابد. تلفات سوئیچینگ نیز در نتیجه ی افزایش فرکانس سوئیچینگ افزایش می یابد. فرکانس سوئیچینگ معرف یک قطب تقویت کننده می باشد، در نتیجه فرکانس سوئیچینگ تنها با این قطب موجب می شود که فیلتر خروجی ماکزیمم بهره پایداری تقویت کننده را تعیین کند. فرکانس سوئیچینگ f_{sw} و فرکانس فیلتر خروجی $f_{filterpole}$ قطب های غالب تقویت کننده هستند، که برای فرکانس سوئیچینگ واقعی، با در نظر گرفتن حد فاز (phase margin) 45 درجه، ماکزیمم بهره پایداری تقویت کننده برابر است با:

$$A_{SW} = \frac{f_{sw}}{f_{filter\ pole}} \qquad \textbf{[e. 4-3]}$$

و قدرت ایجاد شده به وسیله تقویت کننده ی خطی برابر است با:

$$P_{lin\%} = \frac{1}{1 + A_{sw}} \times 100\% \qquad \text{[e. 4-4]}$$

بنابراین افزایش نسبت فرکانس سوئیچینگ به فرکانس قطب، قدرت ایجاد شده توسط تقویت کننده ی خطی را کاهش خواهد داد، در نتیجه راندمان افزایش می یابد.

اگر ما پهنای باند قدرت مبدل چند سطحی را برای پوشش محدوده ی تمامی فرکانس های صوتی (یعنی 20KHZ) قرار دهیم، بنابراین قطب فیلتر خروجی ایجاد شده توسط هر پایه ی ترانزیستور 5KHZ می باشد. اگر ما فرکانس سوئیچینگ را 25KHZ فرض کنیم:

$$A_{SW} = \frac{f_{sw}}{f_{pole}} = \frac{125KHZ}{5KHZ} = 25$$

پس ما می توانیم تقویت کننده ی دیجیتال را با بهره ی 20 راه اندازی کنیم، بنابراین تقویت کننده ی خطی قدرت خروجی کمتر از 5% را تأمین خواهد کرد. فرکانس سوئیچینگ مؤثر 500KHZ خواهد بود، که خوب بالا می باشد، اما باید درون پهنای باند تقویت کننده یخطی قرار گیرد.

WikiPower.ir

4.2.2.3 تولید پالس

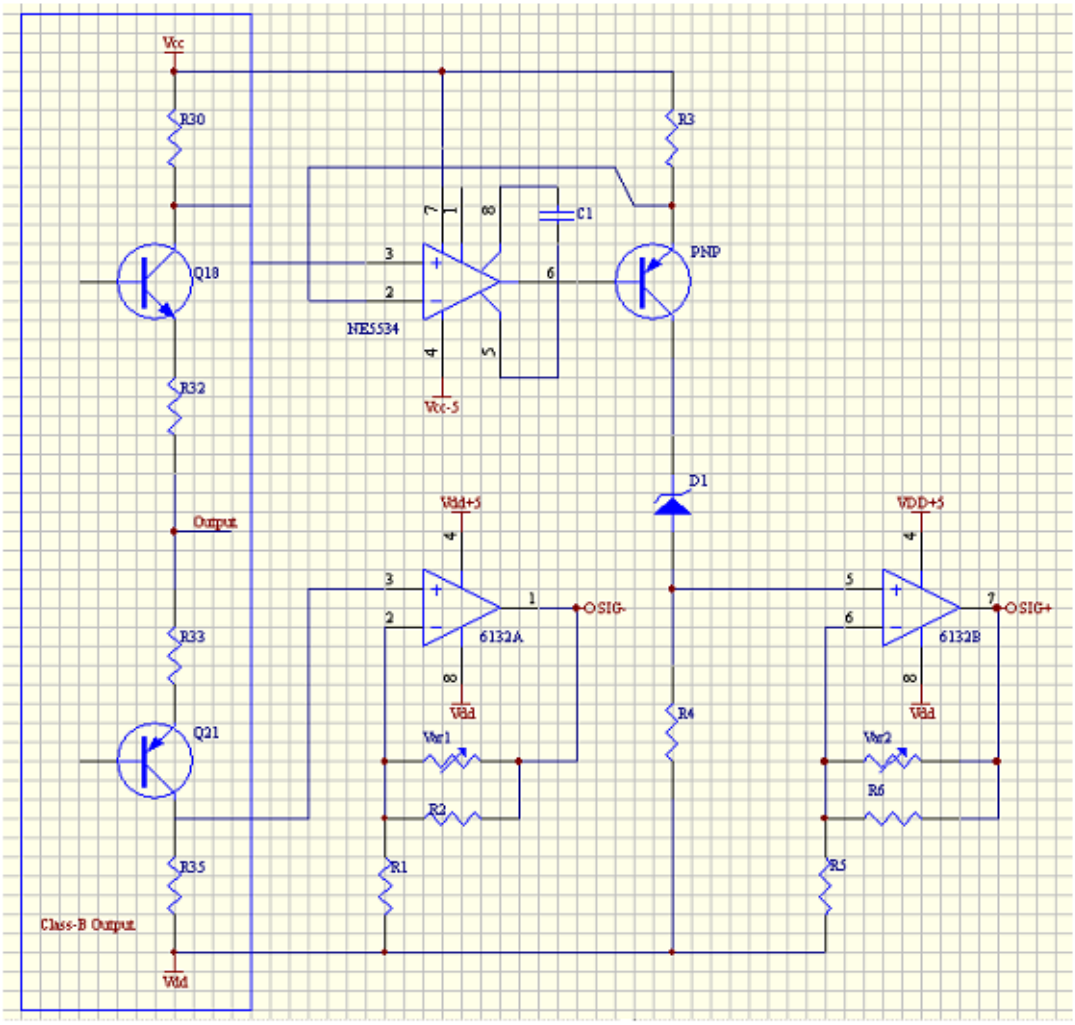
در SMALA داشتن یک باند مرده تقریباً با ولتاژ صفر برای جلوگیری از نویز سوئیچینگ که در تقویت کننده ی دیجیتال رخ می دهد مطلوب می باشد. آسانترین روش برای انجام این کار، استفاده از حس کننده ی جریان در هر دو نیمه ی مدار کلاس B است. مقاومت های حس کننده ی جریان مورد استفاده در این جا سیگنال کنترل را برای طبقه ی سوئیچ مد فراهم می کنند.

4.2.2.3.1 مدار حس کننده ی جریان

تولید سیگنال کریر در مبدل چند سطحی کاملاً پیچیده ا ست. ا ستفاده از تنها یک موج کریر برای کنترل همه ی سوئیچ های خروجی مطلوب می باشد. برای این منظور نیاز است که

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

سیگنال های حس کننده ی جریان با مرجع یک سانی شیف داده شوند. با انجام تمام شرایط سیگنال روی rail یایینی، ممکن است که از ترانزیستورهای کانال N برای هر دو نیمه ی بالایی و پایینی خروجی استفاده شود. MOSFETهای کانال N عموماً از MOSFETهای کانال P ارزانتر هستند، بنابراین استفاده از MOSFETهای کانال N مناسبتر و مقرون به صرفه تر می باشد.



شکل۱۴-۴- مدار حس کننده جریان

شکل 4.14 مدار حس کننده ی جریان را نشان می دهد که شامل شیف دهنده ی سطح سیگنال از ترانزیستور بالاتر است. مدار حس کننده ی جریان ترکیبی از یک OP-Amp غیر معکوس کننده است که بهره ی ولتاژ را برای طبقه ی دیجیتال فراهم می کند. بار دیگر مقاومت

محدود کننده ی بهره به صـــورت موازی با پتانســـیومتر برای جلوگیری از بهره ی خیلی بالا در صـــورت معیوب شـــدن احتمالی پتانســـیومتر قرار می گیرد. بهره ی OP-Amp بهره ی جریان تقویت کننده ی دیجیتال را فراهم می کند:

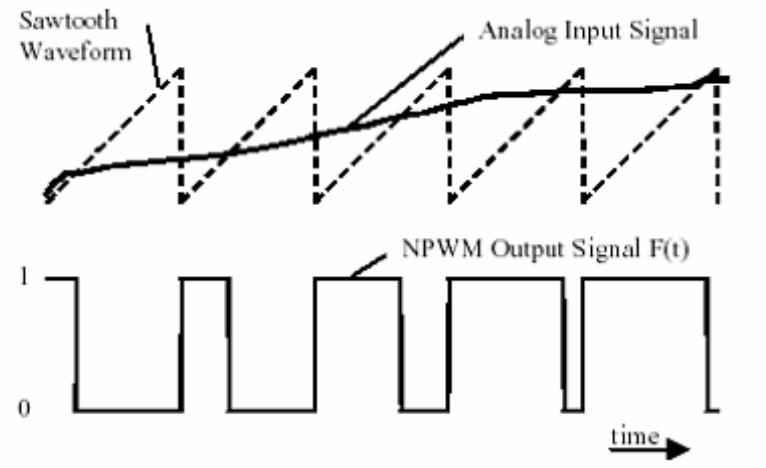
$$\frac{I_O}{I_{IN}} = \frac{V_{ss} R_{sen}}{R_{load} V_{pp\ carrier}} A \qquad \textbf{[e. 4-5]}$$

برای رسیدن به بهره ی جریان 20، OP-Amp به یک بهره ی 24 نیاز خواهد داشت. برای دست یافتن به این مقدار، R_1 و R_5 ، 560Ω و R_2 و R_6 ، $20K\Omega$ و پتانســـیومتر 50K قرار داده می شوند که بهره ی تا 27 را می تواند ایجاد کند.

شیف دادن سطح با استفاده از تقویت کننده ی عملیاتی NE5534 و ترانزیستور PNP که یک مبدل ولتاژ به جریان را تشکیل می دهند انجام می شود. OP-Amp ترانزیستور را برای رسیدن به ولتاژ R_3 که با ولتاژ مقاومت حس کننده ی جریان (R_{30}) برابر اســـت، کنترل می کند. جریان این مقاومت تحت تأثیر ولتاژ R_4 است. اگر R_3 و R_4 برابر باشند، ولتاژ R_4 با ولتاژ مقاومت حس کننده ی جریان برابر خواهد شد. خازن C_1 خازن جبران ساز خارجی می باشد که مورد استفاده قرار می گیرد تا تضـــمین کند که OP-Amp به عنوان حلقه ی فیدبک ثابت باقی بماند. مقدار 220PF برای خازن C_1 برای تضمین پایداری در نظر گرفته شده است. مدار شیفت دهنده ی سطح از یک دیود زنر برای کاهش تلفات در ترانزیستور شیفت دهنده ی سطح استفاده می کند. این امر موجب می شود که ترانزیستور از یک ولتاژ پایین استفاده کند.

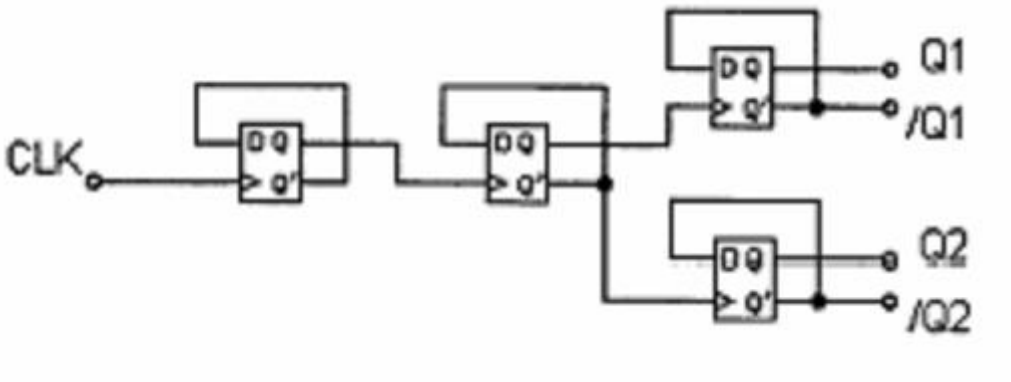
4.2.2.3.2 تولید سیگنال کریر

موج کریر (حامل) ایده آل از اعوجاج تولید شده شکل می گیرد. که تو سط موج دندان اره ای نمونه برداری می شـــود، موج مثلثی برای این منظور بهترین انتخاب دوم ما به جای موج دندان اره ای می باشد. ایجاد یک موج مثلثی کریر به وسیله انتگرال گیری از موج مربعی آسان است، در حالی که تولید موج دندان اره ای خیلی پیچیده تر می باشد.

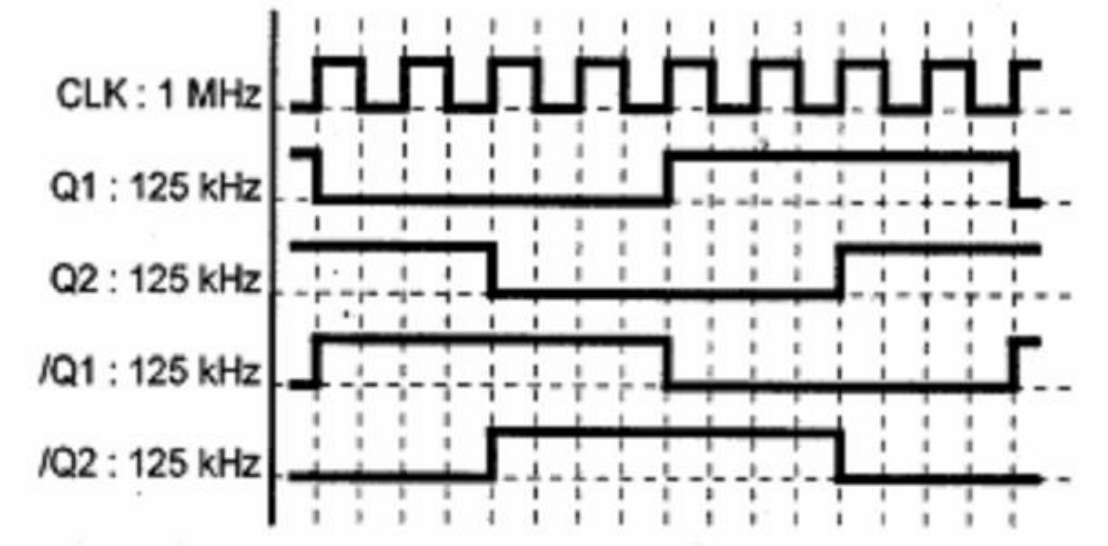


شکل ۱۵-۴- تکنیک نمونه برداری طبیعی

برای حذف ریپل از موج های حامل چهارتایی باید زاویه 90° خروجی هر یک خیلی نزدیک به هم باشد، بنابراین آن ها باید از سیگنال یکسانی ناشی شوند. پیاده سازی این طرح با استفاده از سیگنال مرجع فرکانس بالا و تعدادی فلیپ فلاپ امکان پذیر می باشد. همچنین این یک موج مربعی 50% را تضمین می کند که خود این نیز یک موج مثلثی با اغتشاش کم را تولید می کند. تولید سیگنال شیف یافته ی چهار فازی مورد نیاز با یک سیگنال مرجع 500KHZ که از یک کریستال 1MHZ ناشی می شود امکان پذیر است.



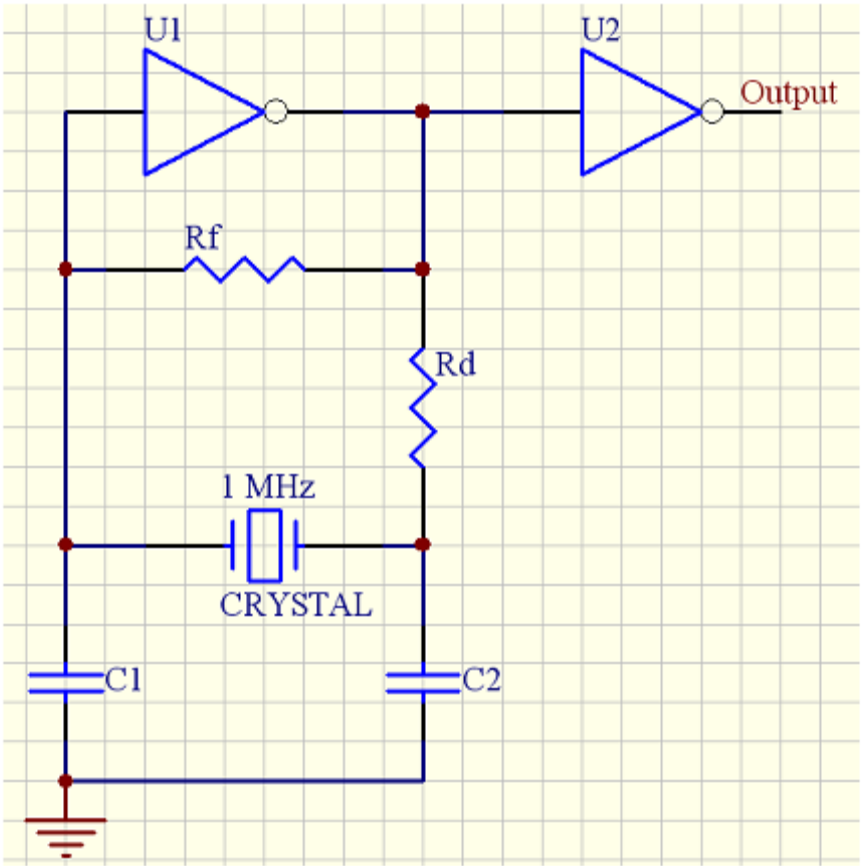
شکل۱۶-۴- مدار مقسم فرکانس



شکل17-۴- خروجی مدار مقسم فرکانس

سیگنال موج مربعی 1MHZ با استفاده از کریستال نشان داده شده در شکل 4-18 تولید می شود. در این جا Rf و Rd تشکیل یک فیدبک مثبت می دهند که یک نوسان ساز (oscillator) سریع را تضمین می کنند، در حالی که خازن های C_1 و C_2 نوسان ساز یک فرکانس ثابت را تضمین می کنند. Rd ، 5kΩ انتخاب شده، در حالی که Rf، 100kΩ و C_1 و C_2 ، 22PF هستند.

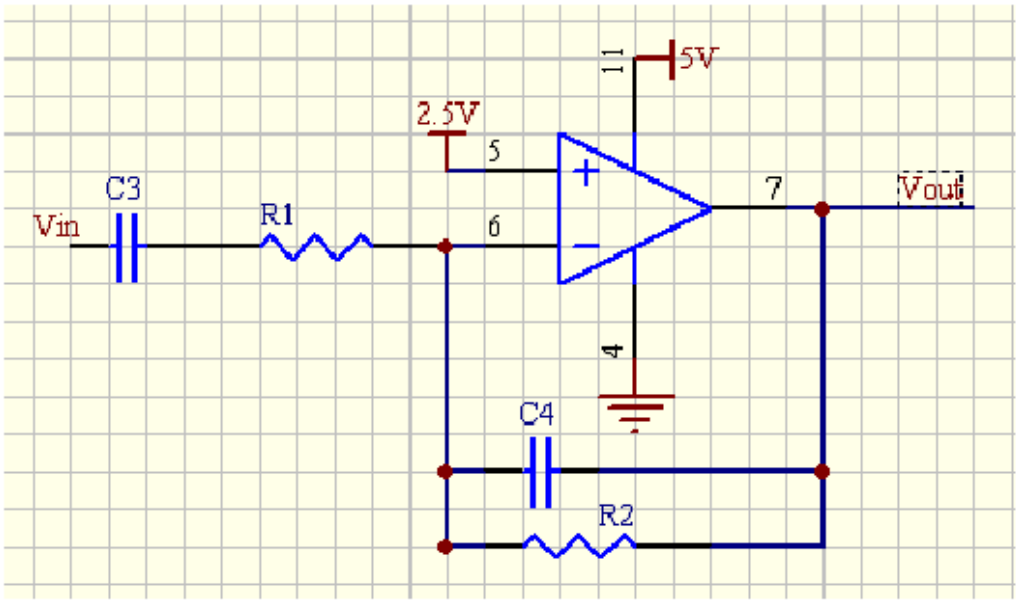
WikiPower.ir



شکل18-۴- اسیلاتور(oscillator)

WikiPower.ir

موج های مثلثی با استفاده از مدار انتگرال گیر نشان داده شده در شکل 4.19 ایجاد می شوند. برای این که اغتشاش موج مثلثی کم باشد، باید در فرکانس بالا از یک OP-Amp با سرعت بالا استفاده شود. یک OP-Amp مناسب LM6144 می باشد که دارای سرعت 30v/µs و پهنای باند 17MHZ است.



شکل19-۴- مدار انتگرال گیر

این یک مدار ساده ی انتگرال گیر است که در آن ولتاژ خروجی از رابطه ی زیر بدست می آید:

$$V_{out} = \frac{-1}{R_1 C_4} \int_0^t V_{in}\, dt \qquad \text{[e. 4-6]}$$

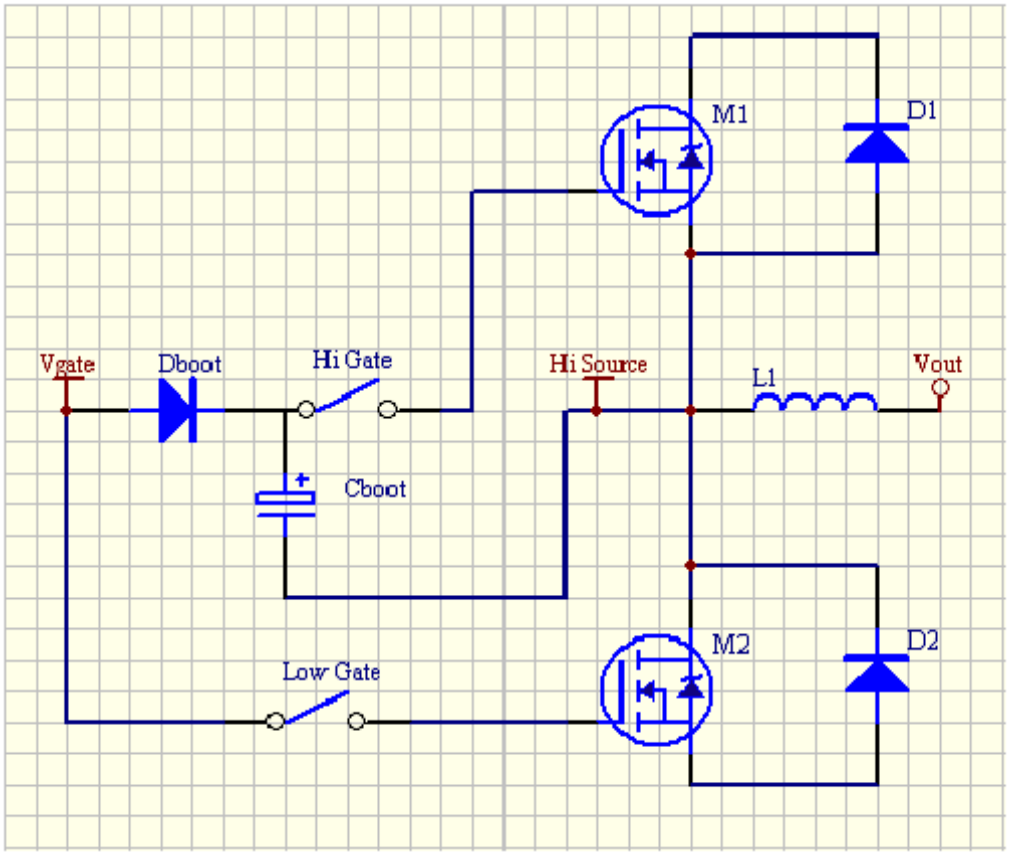
اگر مقدار C4 را 1nf قرار دهیم و مقدار R_1 نیز 5kΩ باشد آن گاه موج مثلثی با ولتاژ پیک-پیک 4v با فرکانس 125KHZ از سیگنال ورودی مربعی به دست می آید. با داشتن ولتاژ خروجی $4v_{p-p}$ یک باند مرده ی کوچک (small dead band) با پتانسیل (ولتاژ) صفر ولت خواهیم داشت که از تقاطع انتقال جلوگیری می کند.

مقاومت R_2 استفاده شده، بهره ی DC تقویت کننده ی عملیاتی را تضمین می کند. مقدار مقاومت R_2 باید از امپدانس C4 در فرکانس سوئیچینگ خیلی بیشتر باشد. مقدار 100kΩ برای مقاومت R_2 تضمین می کند که این مقاومت در عمل انتگرال گیری تأثیری ندارد. خازن ورودی C_3 بهره ی ثابت را در DC تضمین می کند. مقدار 100nf به اندازه ی کافی بزرگ است. برای

این که از امپدانس آن در مقابل R_1 در فرکانس سوئیچینگ چشم پوشی کنیم، در نتیجه مقدار خازن C_3 را در **100nf** انتخاب می کنیم.

4.2.2.3.3 مقایسه کننده و طراحی راه انداز گیت

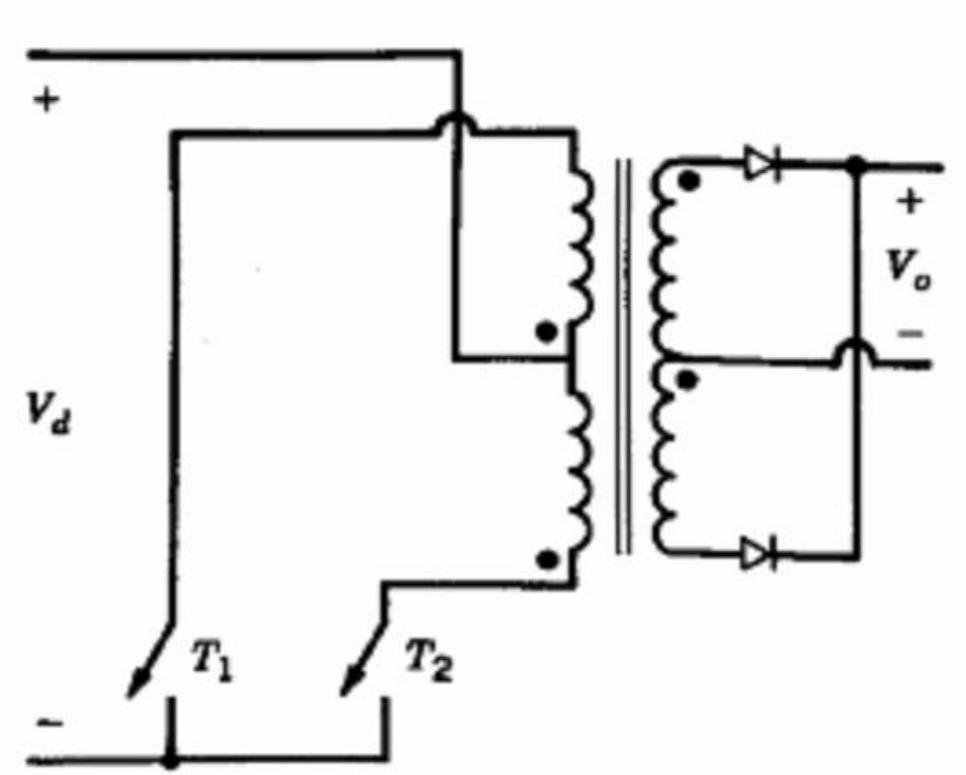
از سیگنال **PWM** که از مقایسه سیگنال کریر و سیگنال ورودی تولید می شود برای راه اندازی طبقه ی خروجی ا ستفاده می شود برای این منظور به یک مقایسه کننده با سرعت بالا نیاز داریم. و سیله منا سب **MAX944** ا ست که دارای تأخیر انتشار **80ns** و زمان خیر (**rise time**) **20ns** است، در حالی که برای هر مقایسه کننده تنها جریان **350µA** نیاز داریم. مقایسه کننده ها در توپولوژی غیر معکوس کننده را ه اندازی می شوند، که خروجی آن ها م ستقیماً به مدار راه انداز گیت متصل است.



شکل20-۴- نمایش بوت استرپ نیم پل

همانطور که قبلاً ذکر شد، استفاده از ترانزیستورهای MOSFET کانال N برای سوئیچ های بالا و پایین منا سب ا ست. منبع MOSFET سمت بالایی به طبقه ی خروجی مت صل ا ست، بنابراین ولتاژ می تواند هر مقداری بین بالا و پایین rail داشـــته باشـــد. این موضـــوع راه اندازی گیت را پیچیده تر می کند، ولتاژ گیت باید به عنوان مرجع برای منبع با شد. راه انداز سمت بالا و پایین توسط مدار شیفت دهنده ی سطح داخلی برای وسایل بالا بر این مشکل غلبه می کند. بنابراین ترانزیستور IRF 630 به جریان 1.3A (برای رسیدن به زمان خیر سریع) نیاز دارد، راه انداز باید قادر باشـــد این جریان را فراهم کند. MOSFET ، IR2110. عنوان راه انداز ســـمت بالا و پایین انتخاب شـــده اســـت، در نتیجه جریان خروجی آن توانایی $\pm 2A$ را برای هر وســـیله دارد. آن همچنین می تواند تا ولتاژ 600v را که خیلی بی شتر از 160v ا ست را تحمل کند. این راه انداز اساساً به عنوان خود راه انداز (بوت استرپ) به جای یک خازن سریع مورد استفاده قرار گیرد تا گیت سمت بالا را راه اندازی کند.

اســـاس بوت اســـترپ بار الکتریکی ذخیره شـــده در خازن بوت اســـترپ برای راه اندازی گیت MOSFET می با شد. خازن وقتی که خروجی کم ا ست شارژ می شود و وقتی که خروجی زیاد ا ست در گیت د شارژ (تخلیه) می شود. وقتی توان زیاد، در فرکانس کم سیگنال صوتی تولید می شود، سوئیچ های بالا سرعتشان نزدیک 100% خواهد بود. که در یک زمان بسیار کم تغییر وضعیت می دهند برای این که خازن شارژ شود. این منجر به افت ولتاژ بوت استرپ می شود که می تواند ناشـــی از ســـوئیچینگ ناتمام MOSFETها باشـــد که منجر به خارج شـــدن وســـایل (ترانزیستورهای) خروجی از ناحیه خطی شان می شود. این عامل اصلی رخ دادن تلفات است. برای جلوگیری از این امر می توان از یک بوت ا سترپ متغیر با ولتاژ در سوئیچ مد برای تأمین تلفات استفاده کرد.



شکل21-۴- مبدل پوش پول

یک مبدل پوش پول، مانند شـــکل 4.21می تواند با بیش از نرخ (ســـرعت) 50% کار کند، که با ســـوئیچ های T_1 و T_2 که حامل ســـیگنال های مکمل یکدیگرند، این مبدل پوش پول راه اندازی می شود. ما در حال حا ضر یک موج مربعی با فرکانس 250KHZ را تو سط مکمل های خروجی داریم که می تواند ســـیگنال کریر را تولید کند. با میانگین گیری از این موج می توان برای راه اندازی ترانســـفورماتور از این موج اســـتفاده کرد. همانطوری که ما چهار تا تغییر فاز (phase shifted) خروجی داریم، بنابراین ما به چهار تا سیم پیچ ثانویه نیاز خواهیم داشت.

متوســـط جریان مورد نیاز برای راه اندازی ترانســـفورماتور باید تعیین شـــود، بنابراین ما باید متو سط جریان ک شیده شده تو سط سوئیچ های سمت بالا را تعیین کنیم. با ا ستفاده از بار الکتریکی خازن های مربوط به گیت ترانزیســـتورهای خروجی، می توانیم متوســـط جریان مورد نیاز را تعیین کنیم. بار الکتریکی کل برای یک ترانزیـ ستور IRF630 ، 45nc می با شد، که باید

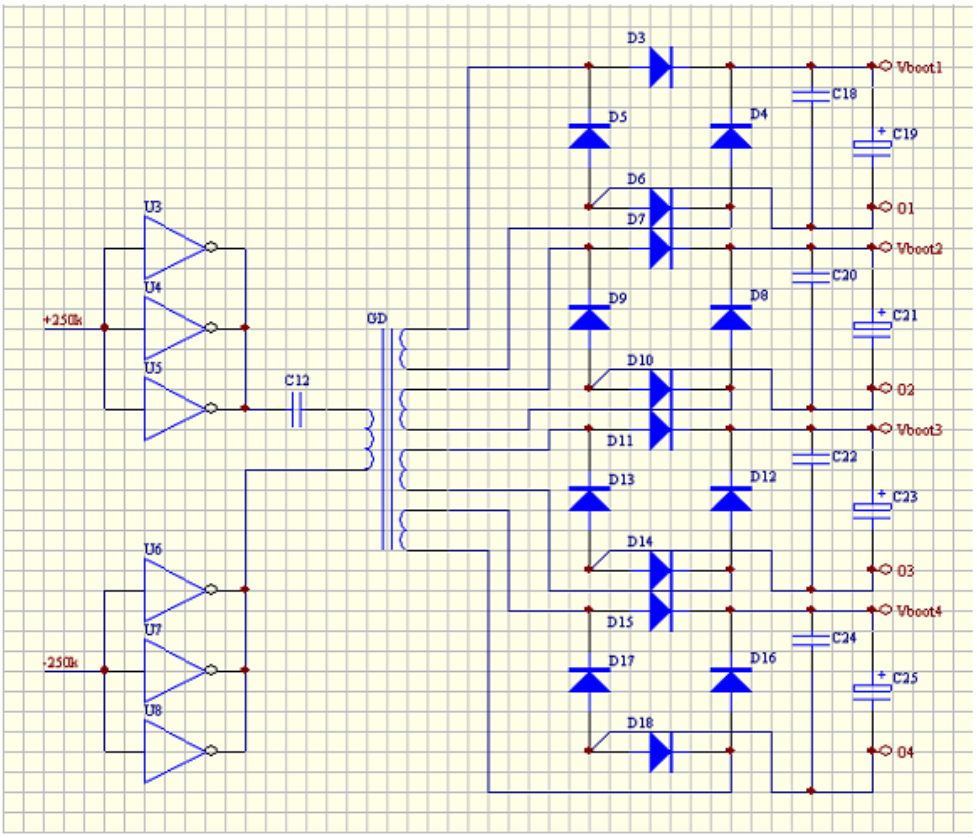
هر 8µs با یک فرکانس سوئیچ 125KHZ شارژ شود. این برابر ا ست با جریان متو سط کمتر از 6mA برای هر MOSFET . طبق دیتاشیت IRF360 ، MOSFET به یک ولتاژ گیت بزرگ (حداقل 6v) برای رو شن شدن کامل نیاز دارد، اما ولتاژ گیت بالاتر زمان سوئیچینگ سریع تر را تضمین می کند، بنابراین ولتاژ گیت باید حداقل 10v باشد. بعد از سیم پیچ ثانویه یک یکسو ساز تمام موج برای جلوگیری از نیاز به سیم پیچ سر و سط مورد ا ستفاده قرار می گیرد. این بدین معنی است که ولتاژ خروجی کمتر از افت ولتاژ دو دیود نسبت به پیک ولتاژ ثانویه است. افت ولتاژ دیود 1N4148 ، 0.72v خواهد بود، بنابراین به پیک ولتاژ حداقل 11.4v نیاز ا ست. همچنین ولتاژ اولیه 5v ا ست، در نتیجه ن سبت دور سیم پیچ اولیه به سیم پیچ ثانویه 1:2.3 خواهد بود:

$$\frac{V_1}{V_2}=\frac{N_1}{N_2}\Rightarrow\frac{5}{11.4}=\frac{N_1}{N_2}\Rightarrow\frac{N_1}{N_2}=\frac{1}{2.3}$$

اگر جریان سیم پیچ ثانویه 24mA باشد (هر یک از چهار تا سیم پیچ ثانویه 6mA) آنگاه جریان سیم پیچ اولیه 53mA خواهد بود:

$$\frac{I_1}{I_2}=\frac{N_2}{N_1}\Rightarrow\frac{I_1}{24mA}=\frac{2.3}{1}\Rightarrow I_1=2.3*24mA\approx 53mA$$

این جریان می تواند تو سط دو یا سه تا گیت Not که به صورت موازی به یکدیگر متصل شده اند تأمین شود. با استفاده از یک معکوس کننده ی اکتال (octal inverter)، با دو تا گیت Not می توان برای راه اندازی هر سمت مبدل پوش پول استفاده کرد.



شکل۲۲-۴- طراحی سوئیچ منبع تغذیه ی سمت بالا

WikiPower.ir

4.2.2.4 تلفات تقویت کننده ی دیجیتال

تلفات آزمایش شده در یک مبدل چند سطحی در نتیجه ی تقویت به و سیله تعدادی از فازها، نیاز به محاسبه دارد. با فرکانس سوئیچینگ 125KHZ تلفات سوئیچینگ در هر پایه ی MOSFET، 625mw و در دیود 500mw خواهد بود. جریان متوسط هر پایه نیز کاهش می یابد، تلفات انتقال نیز به همین ترتیب درون MOSFET به اندازه ی 62.5mw و درون دیود به اندازه ی 1.25mw کاهش می یابد. سلف ها در مبدل چند سطحی با مقدار μH ۲۲۰ و مقاومت DC، 0.21Ω مورد استفاده قرار می گیرند. در نتیجه توان تلفاتی برای هر سلف 322mw است.

بنابراین توان تلفاتی کل هر پایه **2.7w** خواهد بود، که منجر به تلفات توان کل **11w** می شود. این مانند تلفات آزمایش شده در کنترل کننده ی هیسترتیک است.

4.2.3 بازده ی SMALA

وقتی که از کنترل کننده چند سطحی ا ستفاده می شود، میانگین توان تلف شده در طبقه ی تقویت کننده ی خطی کاهش می یابد، همچنین جریان **rms** این طبقه نیز کاهش می یابد. در بهره ی جریان **20**، پیک جریان کلاس **B**، **475mA** خواهد بود. بنابراین توان تحویلی به بار مقدار $\frac{VpeakIpeak}{2}$ یا **19w** می باشد. این نشان می دهد که جریان متوسط کشیده شده از منبع برای جریان سینوسی نیم موج $\frac{2Ipeak}{\pi}$ (که برابر است با مصرف توان **24w**) است. این منجر به **5w** توان تلفاتی درون تقویت کننده خطی می شود، و توان تلفاتی کل **16w**، مانند بازده ی تئوری **96%**. این امر با نادیده گرفتن تلفات خاموشی به دست آمد، یک تقویت کننده واقعی بازده ی کمتری خواهد داشت.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

فصل پنجم

نتایج

SMALA

این فصل شامل نتایج بدست آمده از آزمایشات می باشد. توجه اصلی این آزمایشات روی بازده و اغتشاش تولید شده به وسیله تقویت کننده به همراه توان خروجی می باشد. همچنین اغتشاش پس ماند تقویت کننده با اغتشاش فرضی مقایسه می گردد و به این ترتیب اثر اغتشاش صوتی تعیین می گردد.

5.1 پرسه آزمایش (تست)

تست تجهیزات (اجزاء) باید انجام گیرد. بنابراین قبل از تست مدار طراحی شده باید تجهیزات مدار به طور کامل تست شوند.

ت ست اغت شاش تقویت کننده بر روی مقدار مبنای اغت شاش LEADERLDM-170 تنظیم می شود. این اندازه دارای ثبات 0.005% در ات صال کوتاه کردن ترمینال های ورودی 0.015% در مدار باز کردن ترمینال های ورودی می باشد. این ثبات برای تست SMALA کافی می باشد چون سطح اغتشاش قابل قبول در SMALA بین 0.05% و 0.2% است. رنج فرکانسی این اندازه پهنای باندی بین 20HZ تا 20KHZ را پو شش می دهد، که این پهنای باند اجازه ی اندازه گیری را برای همه ی فرکانس های صوتی فراهم می کند.

یک اسیلاتور با اغتشاش کم (LEVELTG66A) برای راه اندازی تقویت کننده به کار می رود. اغتشاش تولید شده توسط این اسیلاتور خیلی بیشتر از مقدار قابل قبول 0.2% - 0.1

اغتشـــاش در فرکانس 1KHZ اســـت. این اغتشـــاش در دو انتهای طیف صـــوتی کاهش می یابد. همچنین این کاهش برای خروجی های سطح پایین انجام می شود. کمترین اغتشاش برای THD ، 0.1% اندازه گیری شد. اغت شاش تولید شده به و سیله تقویت کننده را می توان از تفا ضل سطح اغتشاش خروجی و ورودی تخمین زد. نمایش نتایج اختلال تقویت کننده در ورودی برای مقایسه نشان داده شده است.

تمامی اندازه گیری ها در تقویت کننده برای بار مقاومتی۷,۵Ω انجام شـــد. توان خروجی را با استفاده از سطح ولتاژ خروجی به صورت زیر به دست می آوریم:

$$P_{out} = \frac{V_{o,amplitude}^{2}}{2R_{load}} \qquad \text{[e. 5-1]}$$

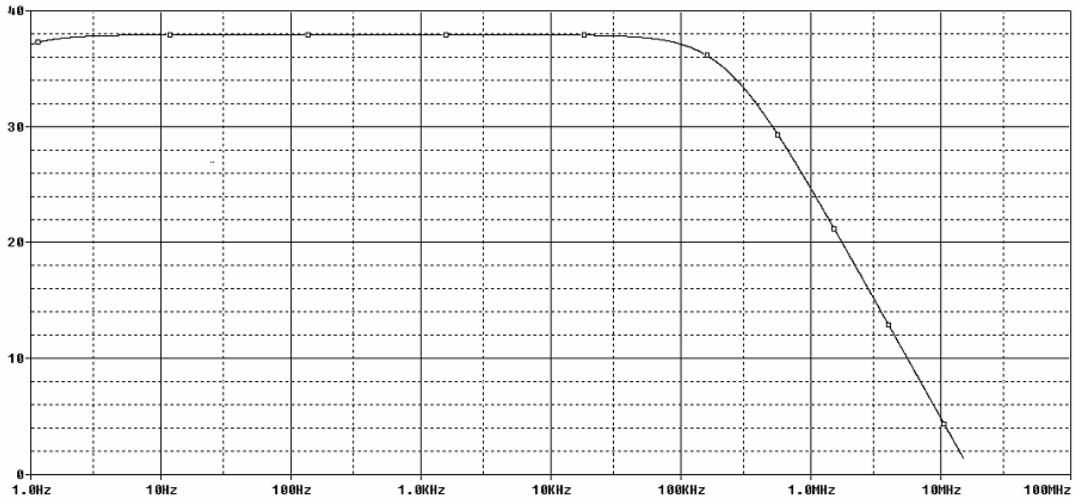
که در آن pout توان خروجی ، V_O ولتاژ خروجی تقو یت کننده و R_{load} مقاو مت خروجی که مقدار آن ۷,۵Ωمی باشـــد. ولتاژ ورودی اندازه گرفته شـــده در ترمینال های تقویت کننده برای برطرف کردن هر خطای به وسیله ی افت ولتاژ مقاومت حس کننده معرفی می شوند.

5.2 نتایج طراحی اولیه

آز مایش اولیه SMALA روی کارایی (بازده) تقو یت کننده ی خطی آز مایش می شـــود. این آزمایش برخی از نتایج مرجع از تولید اختلال را به و سیله طبقه ی سوئیچ مد تعیین می کند، همچنین تعیین می کند که تقویت کننده ی خطی چگونه می تواند بهبود یابد.

5.2.1 تقویت کننده ی خطی

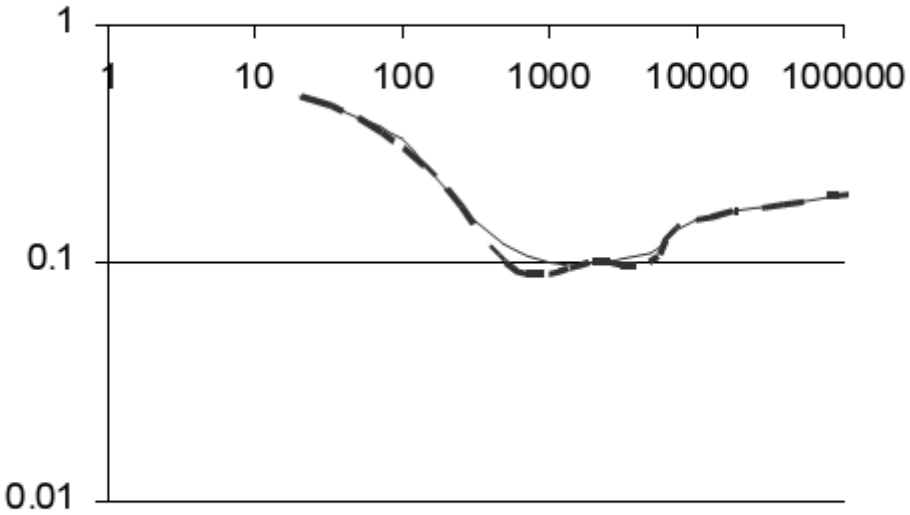
پهنای باند تقویت کننده به و سیله یک سیگنال ورودی با دامنه ثابت، با بهره ی 38db آزمایش شد، که پهنای باند 75KHZ اندازه گیری شد که خیلی کمتر از مقدار مورد انتظار است.



شکل۱-۵- پاسخ فرکانسی تقویت کننده خطی

مقداری از توان و اغتشاش اندازه گیری شده به وسیله منبع $\pm 40v$ در تقویت کننده ی خطی گرفته می شوند. اغتشاش تقویت کننده در توان خروجی **1W** برای محدوده ی فرکانسی **20HZ** تا **20KHZ** مورد آزمایش قرار گرفته است. اغتشاش تولید شده توسط تقویت کننده ی خطی کمتر از مقدار مشابه ی آن در اسیلاتور برای همه ی فرکانس ها خواهد بود.**THD** باقیمانده از اسیلاتور با باقیمانده ی خروجی تقویت کننده ی خطی مقایسه می شود.

دیده می شود که در هر دو نمودار نشان داده شده کمی هارمونیک ها غالب هستند، با یک پیک بزرگ . هر دو پسماند مشخصه های یکسانی دارند، با اغتشاش نامعلوم (پنهان) تقویت کننده.



[- - :اسیلاتور]

[---- :تقویت کننده ی خطی]

شکل ۲-۵- اغتلال تقویت کننده ی خطی در خروجی W۱

در نمودار فوق محور y ها THD بر حسب درصد(%)و محور x ها فر کانس بر حسب هرتز(HZ)است.

WikiPower.ir

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

شکل های۳-۵ و۴-۵ :به ترتیب اغتشاش پس ماند اسیلاتور و تقویت کننده

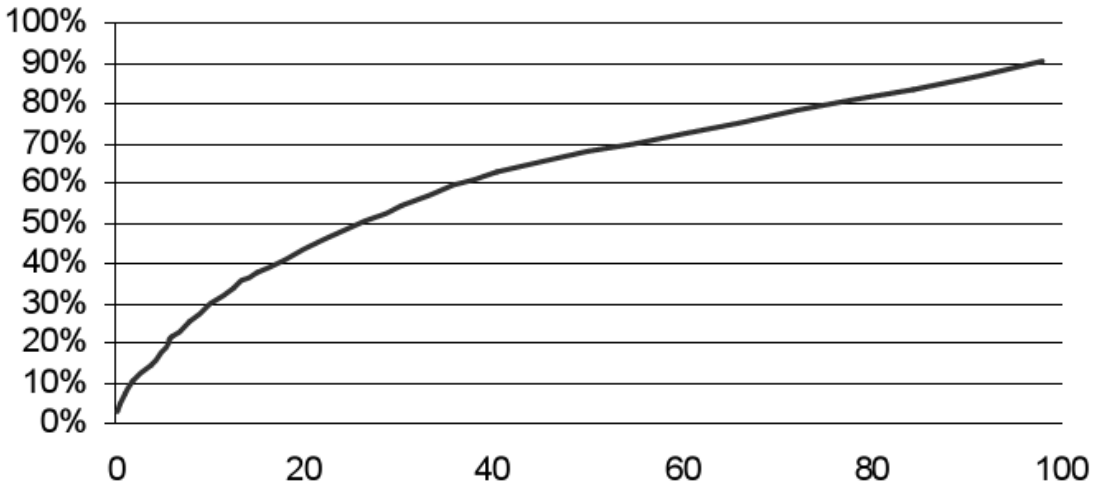
توان خروجی تقویت کننده ی خطی در حد بالا تا ماکزیمم **30w** تست شده است. برای این توان تست شده، هر دو بار از بارهای **75Ω** و **7.8Ω** استفاده شده است. بار **75Ω** تقریباً بار دیده شده تقویت کننده (در کارکرد **SMALA**) را دنبال می کند.

با بار **75Ω** توان تست شده در $\pm 60v$ برابر است با توان خروجی **24w**. دوباره اختلال کمتر از مقدار مشخص شده است. توان خروجی در ولتاژ خروجی **22v**، بار **8Ω** تست شده بود که دارای اعوجاج کمتر از اندازه ی مشخص شده بود.

5.2.2 تست SMALA

اعوجاج و توان خروجی برای طراحی اولیه**SMALA** اندازه گیری شد. اعوجاج تولید شده توسط **SMALA** بیشتر از مقدار قابل قبول (با **2.5%** در **10w** و **1.8%** در بار **8Ω** با فرکانس **1KHZ**) بود. علت اعوجاج زیاد، کم بودن پهنای باند تقویت کننده می باشد. سطوح اعوجاج تولید شده کاملاً بالا است ولی اکثر فرکانس نویزها قابل قبول است چون بالاتر از رینج فرکانس صوتی (**20HZ** تا **20KHZ**) است.

می بینیم که بازده در **100w** به **90%** رسیده که خیلی کمتر از مقدار تئوری **94.5%** است. در حالی که جریان خاموشی اندازه گیری شده (طبق توان تلفاتی **5.6w** در ولتاژ $\pm 40v$) **70mA** است. بنابراین بازده ی قابل قبول **89%** خواهد بود که خیلی به مقدار اندازه گیری شده نزدیک است.



شکل۵-۵- بازده ی تقویت کننده اولیه

[در نمودار فوق محور y ها بازده و محور x ها قدرت خروجی است.]

۵,۳ نتایج طراحی نهایی

5.3.1 تقویت کننده ی خطی

قبل از تست SMALA بار دیگر تقویت کننده ی خطی تست شد. دوباره اغتشاش تولید شده توسط تقویت کننده ی خطی کمتر از مقدار مشخص شده بود. در این طراحی، تقویت کننده ی خطی در توان خروجی 60w و ولتاژ خروجی $\pm 35v$ تست شد.

نخستین تست روی تقویت کننده ی خطی منجر به پهنای باند کم 55KHZ (که خیلی کمتر از مقدار قابل قبول است) شد.

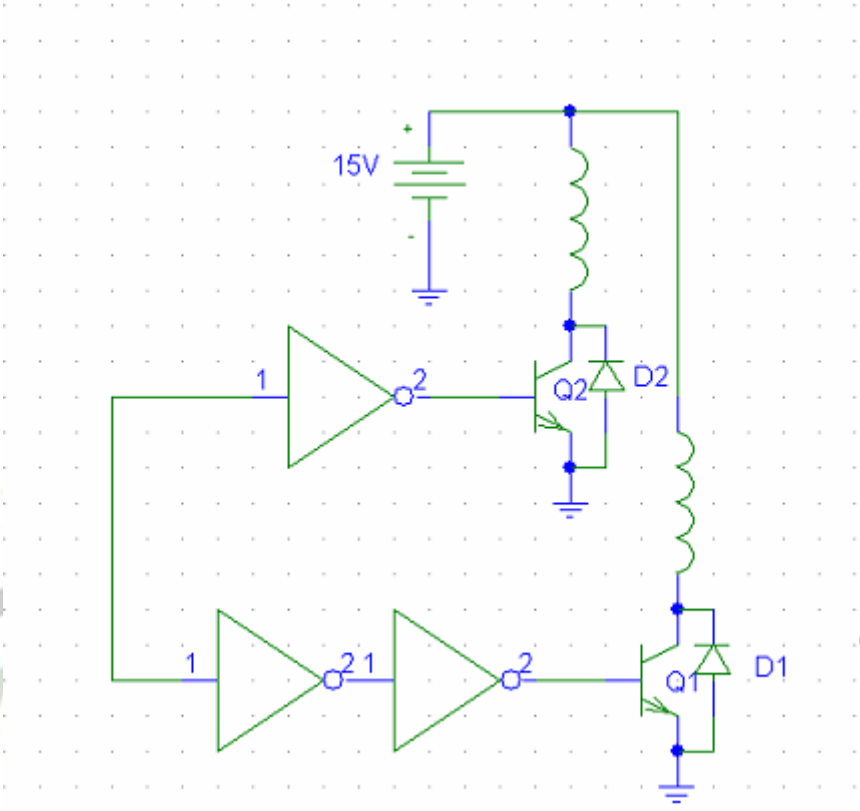
بعد از پژوهش بیشتر، فیلتر خروجی که برای بهبود پایداری در نظر گرفته شده بود تعیین شد. حذف سلف خروجی موجب کاهش قطب غالب خازن از 900PF به 150PF شد. بدون این که موجب ناپایداری سیستم شود. این امر موجب افزایش پهنای باند تقویت کننده تا 800KHZ (که خیلی بیشتر است از مقدار معتبر آن است) شد.

همچنین سلف خروجی ممکن است که پهنای باند کم طراحی اولیه را باعث شود. با حذف سلف خروجی تقویت کننده برای بارهای خازنی با ظرفیت بالا پایدار نخواهد بود. اما این مشکل در تست روی بارهای کاملاً مقاومتی پیدا نشد. اگر تقویت کننده در یک بلندگو مورد استفاده قرار گیرد بهتر است که سلف خروجی اضافه گردد.

5.3.2 مبدل چند سطحی

در زمان ساخت مدار پی بردیم که کریستال 1MHZ جواب نمی دهد، بنابراین در این جا از کریستال 12MHZ استفاده شده است. این کار باعث افزایش فرکانس سوئیچینگ طبقه ی خروجی تا 250KHZ، و فرکانس سوئیچینگ گیت راه انداز ترانسفورماتور تا 500KHZ می شود. مدارات راه انداز گیت مشکلات عمده ای را به وجود می آورند. اولین (مشکل)، راه انداز گیت ترانسفورماتور به وسیله یک مبدل راه اندازی می شود، اما امپدانس نسبتاً بالای مبدل باعث

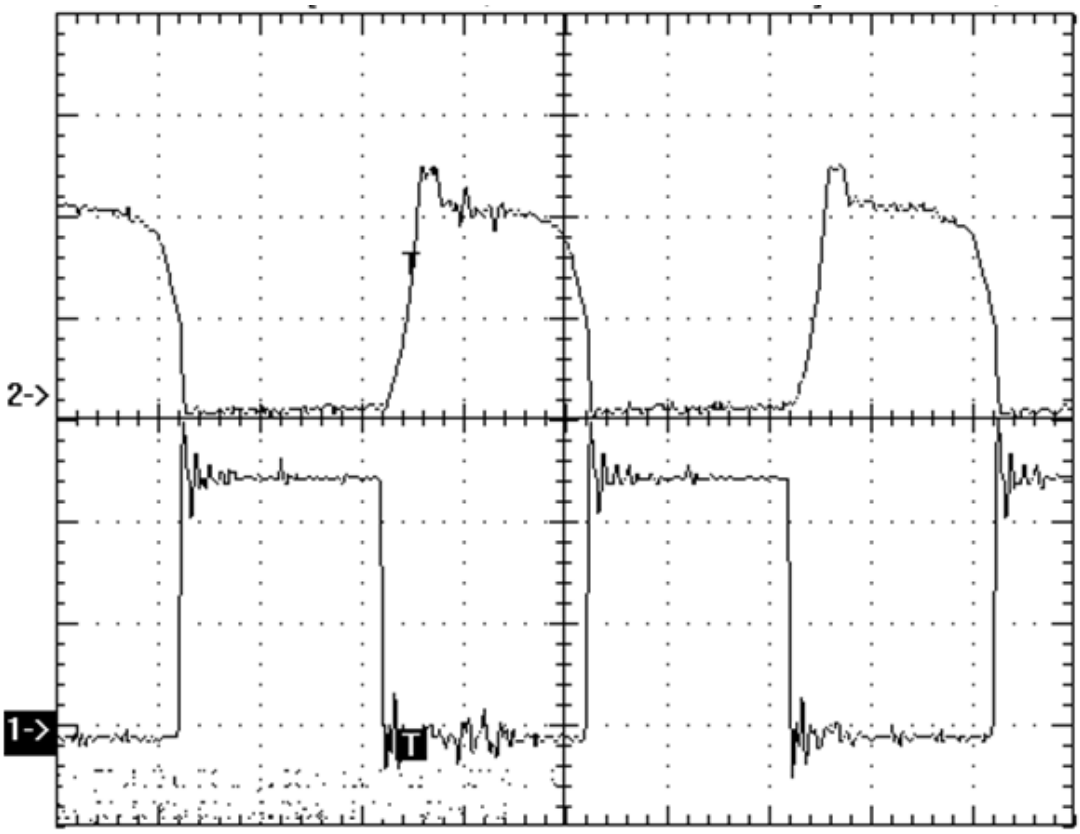
می شود که ولتاژ خروجی هنگام بارگذاری فقط 2v با شد. این یک ولتاژ راه انداز پایین را برای گیت های سمت کنار نتیجه می دهد. برای رفع این مشکل تصمیم به اضافه کردن ترانسفورماتور بافر جریان گرفته شد.



شکل۶-۵-مدار راه انداز ترانسفورماتور

ولتاژ ورودی جریان طبقه ی بافررا تا 15Aمی توان افزایش داد تا ولتاژ خروجی افزایش یابد، همچنین با توجه به افزایش ولتاژ اولیه، نسبت تبدیل ترانسفورماتور از 1:2.3به1:1 کاهش می یابد.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل ۷-۵- شکل موج سوئیچینگ ترانسفورماتور

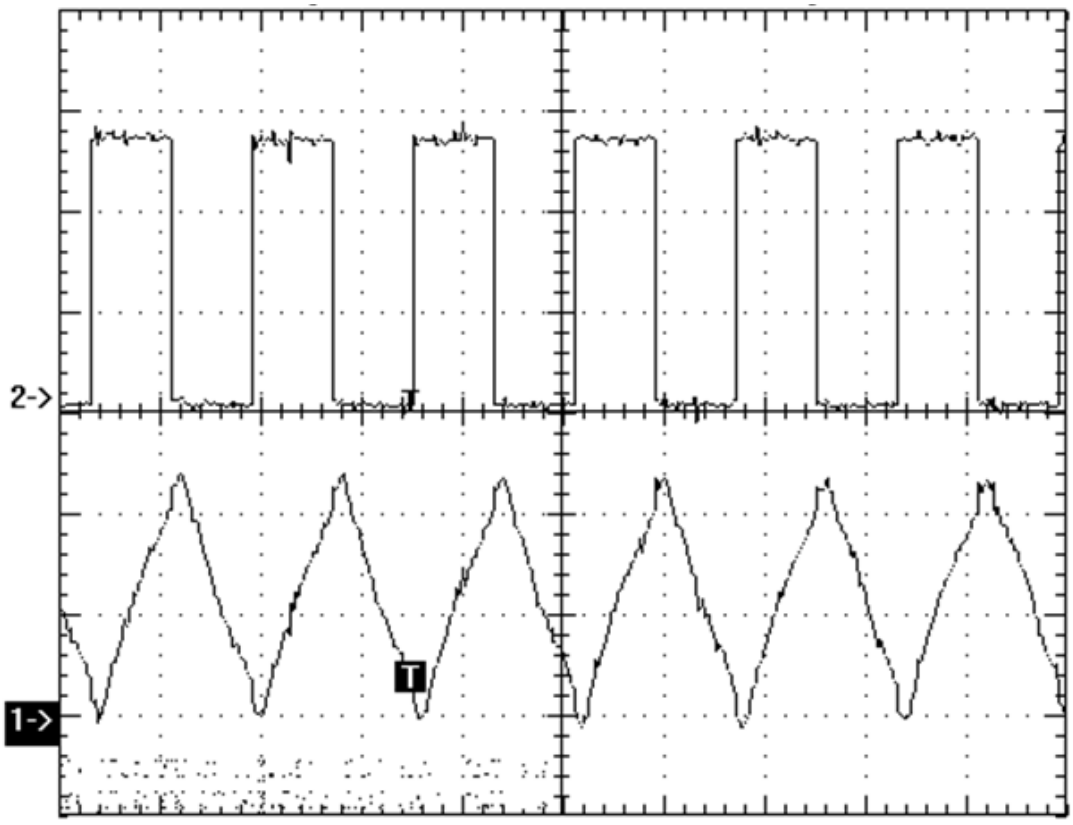
WikiPower.ir

ترانزیستورها با فرکانس 500KHZ عمل سوئیچینگ را انجام می دهند، زمان سوئیچینگ (ترانزیستورها)، تقاطع انتقال را به وجود می آورند، که منجر به پراکندگی زیاد توان می شود این مشکل با تغییر مبدل به مبدل مستقیم به وسیله حذف یکی از سایل (ترانزیستورهای) سوئیچینگ حل می شود. این کار در توان مصرفی بالا با توجه به اشباع شدن هسته ی ترانسفورماتور نتیجه می شود. اشباع به وسیله زمان مغناطیسی زدا رخ می دهد، که بار دیگر موجب ایجاد زمان سوئیچینگ ترانزیستور می شود. با اضافه کردن پیچش بیشتر سیم پیچ، مبدل مستقیم با نسبت بالای 50% عمل

می کند. بنا به آن چه گفته شد، مبدل مستقیم سرانجام عملیاتی شد. ولتاژ راه انداز MOSFET سمت بالا بین 8-10v (که کمتر از مقدار مورد انتظار 15v) است. که این شاید با توجه به مقدار

نسبتاً زیاد rise time (زمان نشست) ترانزیستور، موجب کاهش توان برای نخستین بخش از پرید سوئیچینگ شود. شکل موج در طرف اولیه راه انداز گیت ترانسفورماتور و خروجی مبدل در شکل ۵,۷ نشان داده شده است.

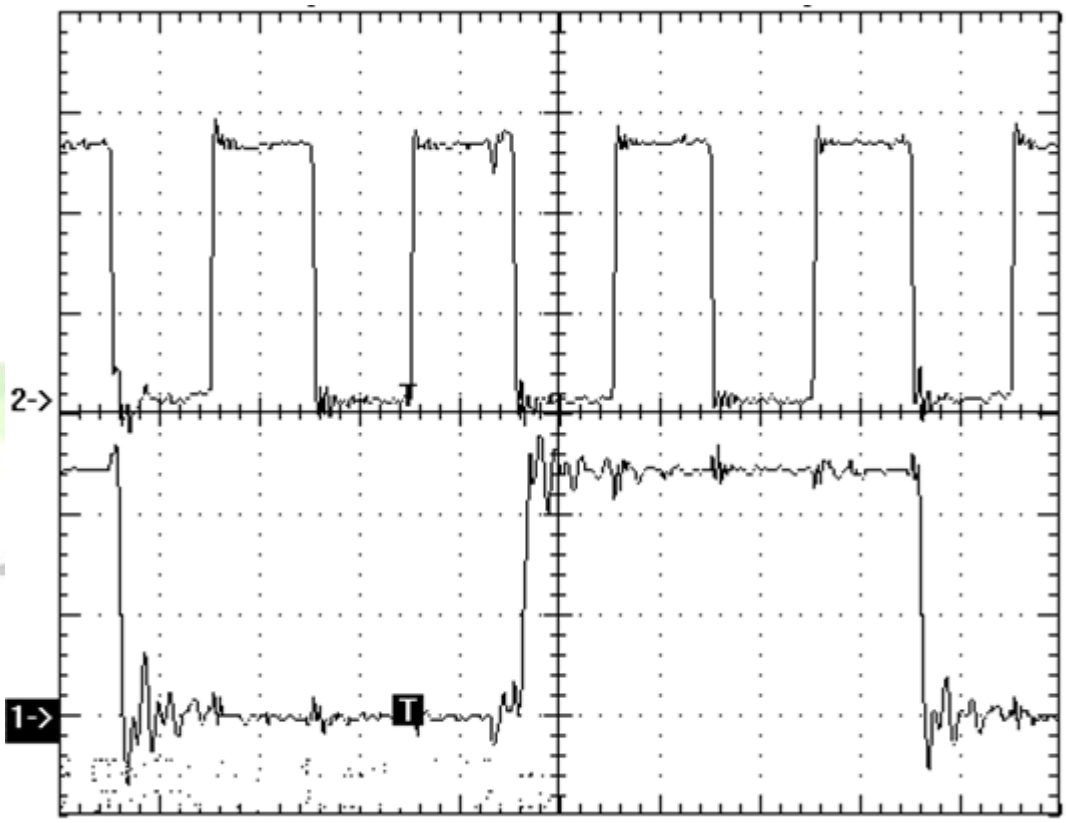
مقسم فرکانس و انتگرال گیر با یک شکل موج کریر نشان داده شد، در شکل ۵,۸ به طور درست عمل می کند. اغتشاش قابل توجهی در این شکل موج (با اغتشاش در نقطه ی وسط با توجه به سوئیچینگ نویز در موج ورودی) وجود دارد. همچنین در لبه های مثلث شکل موج کمی غیر خطی می باشد، که شاید با توجه به مقدار زیاد ناکافی و پهنای باند OP-Amp باشد.



شکل۸-۵- تولید موج کریر

خروجی 2MHZ که از کریستال معکوس کننده تولید می شود و بعد از عبور از فلیپ فلاپ که عمل مستقیم فرکانسی را انجام می دهند به شکل موج 500KHZ تبدیل می شود، در شکل

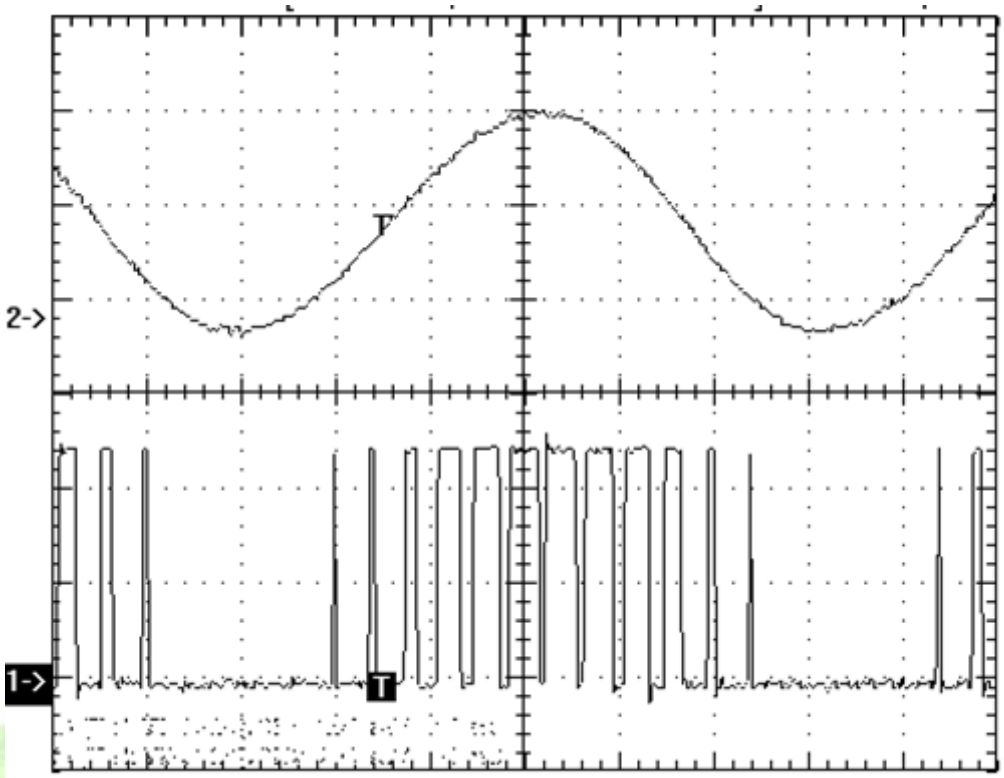
۵,۹ دیده می شود، مقداری نویز سوئیچینگ آ شکار (مرئی) در موج 500KHZ وجود دارد. اما همه جای تقریباً صاف است.



شکل ۹-۵- شکل موج مقسم فرکانسی

در شکل ۵,۱۰ سیگنال خروجی حا صل از مقایِ سه گر عملیاتی و شکل موج تولیدی PWM نشان داده شده است. پریدی که شامل PWM خروجی نیست به وسیله باند مرده با ولتاژ حدود صفر ولت تولید می شود. هنگام رو شن کردن راه انداز MOSFET به علت ناپایداری در نقطه ی عمل و جریان بیش از حد راه اندازی، م شکلاتی به وجود می آید. این م شکلات ایزله نی ستند، اما بیشتر نتایج از هیسترتیک طبقه ی سوئیچ مد استنباط می شود.

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل۱۰-۵- سیگنال ورودی و خروجی PWM(مدلاسیون پهنای باند)

5.3.3 تست SMALA.

تقویت کننده با هدف بازده 90% و توان خروجی 98W طراحی شد ولی اغتشاش خیلی بیشتر از مقدار قابل قبول 0.1% بود. یک اغتشاش پسماند از تقویت کننده برای تست اثر صوتی اغتشاش طبقه ی سوئیچ مد ساخته شد. این موجب افزایش اغتشاش در فرکانس های بالا به میزان کمی شد، اما روی هم رفته اکثر اغتشاش تولیدی، هارمونیک های دوم و سوم بودند که توسط اسیلاتور ایجاد می شودند . یک FET از پسماند THD نشان می دهد که پیک اغتشاش بین فرکانس های 100KHZ تا 200KHZ می باشد (فرکانس سوئیچینگ تقویت کننده دیجیتال). آنالیز اغتشاش نشان می دهد که روی هم رفته افزایش سطوح اغتشاش وقتی است که SMALA شروع به کمک کردن می کند، اما بیشتر اغتشاش تولید شده به وسیله ولتاژ گذاری کوتاه مدت در فرکانس بالا است.

یک LPF فیلتراکتیو برای تعیین دقیق سطوح اغتشاش در محدوده ی فرکانس های صوتی ساخته شده ا ست. تا سیگنال را قبل از ورود به THD فیلتر کند. چهار نوع فیلتر linkwitz-Riely با پهنای باند 50KHZ ساخته شد . فیلتر یک بهره ی ثابت (واحد) ورودی و یک بافر خروجی، برای اطمینان از اثر گذاری دارد. همچنین یک OP-Amp نویز پایین و فر کانس بالا (LM6134) برای غلبه بر اغت شاش تولید شده تو سط فیلتر با تقریب 3% اغت شاش خروجی برای موج سینوسی 1KHZ استفاده شده است. به این دلیل شکل های دقیقی از اغتشاش باند صوتی محاسبه نشده است.

برخی از تست ها کاملاً در سطوح توان بالا انجام شد، ولی heat sink استفاده شده برای کاربرد مداوم در این سطوح توان ناکافی است. تقویت کننده در ولتاژ $\pm 62v$ و توان خروجی بالای 200w تست شد. در طول تست ها، بازده ی تقویت کننده به 88% با اغتشاش 0.4% رسید. با افزایش سطوح توان خروجی، سطوح اغتشاش کاهش یافت. با تست در 320W در باند متوسط اغت شاش به 0.35% ر سید. در ت ست 320W منابع کاملاً روی $\pm 80v$ بودند و بازده ی تقویت کننده به 86% ر سید. این کاهش بازده یا افزایش توان شاید با توجه به افزایش سوئیچینگ و تلفات انتقال در طبقه ی سوئیچ مد باشد. همچنین ولتاژ نوسان خروجی تقویت کننده ی خطی کمتر از مورد انتظار در توان های بالا بود، با تنظیم تقویت کننده در% ۹۰ ولتاژ خروجی نو سان، ماکزیمم بازده ی ممکن کاهش یافت.

فصل ششم

پایان نامه و توصیه نامه

اگرچه SMALA توانایی لازم را برای تولید توان خروجی منا سب دارد، اما اغتشاش تولید شده ی آن بیش از حد انتظار بود. می دانیم که طراحی چند سطحی منجر به کاهش سطوح اغتشاش با توجه به فرکانس سوئیچینگ ثابت می شود.

هدف ا ستفاده از مبدل چند سطحی در این پروژه این ا ست که منا سب با شد و نتایج آن طرح بدون عملکرد باشد. برای کاهش پیچیدگی سخت افزار از یک DSP استفاده می شود. این منجر به این امر می شود که سیگنال های PWM عمدتاً در نرم افزار با شند. همچنین ا ستفاده از DSP موجب می شود که در زمان مرده(dead time) سیگنال ها درون نرم افزار ساخته شوند. ممکن اســت به نظر برســد که اســتفاده از ترانســفورماتور پالس برای راه اندازی گیت های MOSFET سمت بالا سودمند باشد، همچنین این پیچیدگی مدارات راه انداز گیت را کاهش می دهد.

اغتشاش تقویت کننده می تواند همچنین با کاهش فرکانس سوئیچینگ در مبدل چند سطحی کاهش یابد. با داشــتن فرکانس ســوئیچینگ 125KHZ تأثیر فرکانس ســوئیچینگ در تقویت کننده ی خطی به صورت 500KHZ دیده می شود. با کاهش فرکانس سوئیچینگ تا 60KHZ و همچنین برگرداندن پهنای باند تقویت کننده ی ســوئیچینگ تا 5KHZ، تقویت کننده ی خطی توانایی بیشتری برای کاهش اغتشاش خواهد داشت.

راه دیگر کاهش اغتشاش و افزایش بازده استفاده از توپولوژی مشابه کلاس G است. استفاده از تقویت کننده ی کلاس G موجب می شــود که هر دو تقویت کننده ی خطی و دیجیتال با ولتاژ

ورودی کمتر در توان خروجی کمتر عمل کنند، کاهش توان با کاهش بخش عظیمی از نویزهای سوئیچینگ صورت می گیرد.

6.1 پایان نامه

هدف ا صلی این پروژه ساخت یک SMALA با توان بالا، برای م صارف صنعتی و عمومی بود. پس از شرح مقدمه ای از SMALA، درباره ی تغییرات لازم برای تولید یک تقویت کننده با توان بالا بحث شد. به دنبال آن نحوه ی طراحی قبل از بررسی نتایج آزمایشات با جزئیات کامل بحث شد. ا ضافه کردن توان در دو مرحله انجام شد، با ت ست تقویت کننده ی اولیه برای توان های متوسط قبل از طراحی تقویت کننده ی نهایی. بنابراین سطوح اغتشاش اندازه گرفته شده خیلی بیشتر از مقداری که از قبل آن را پیش بینی کرده بودیم،بود.

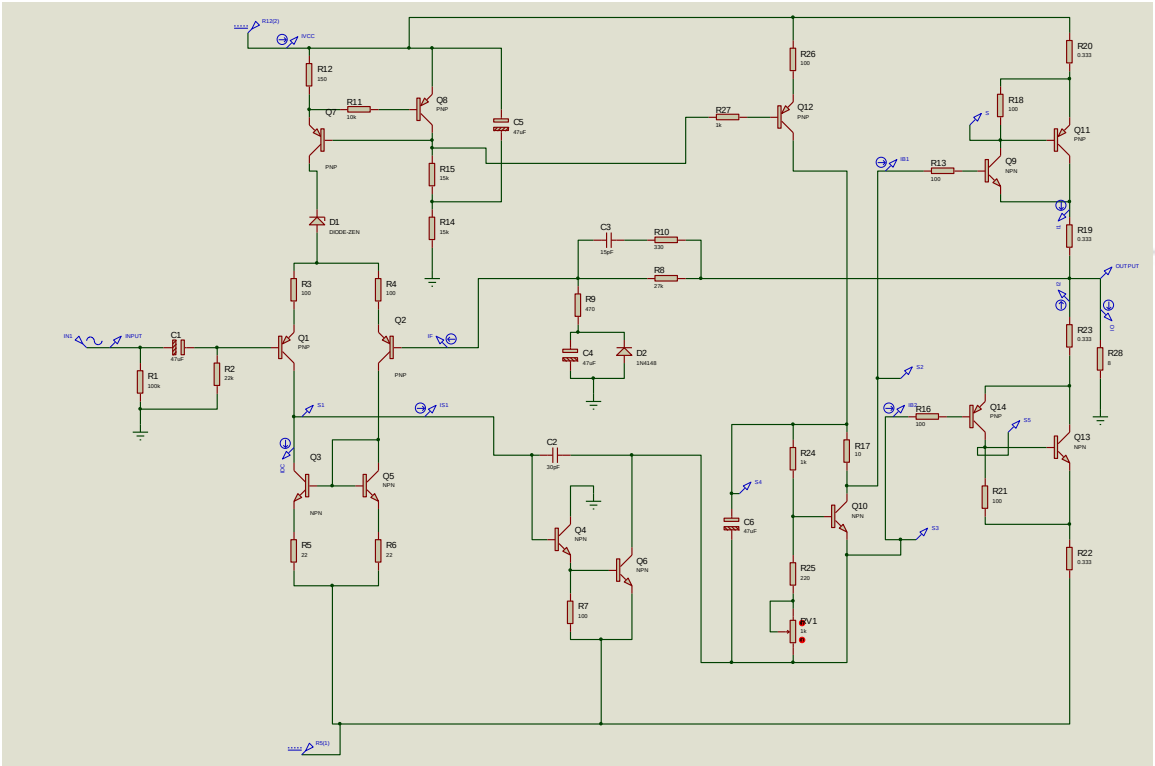
تقویت کننده ی اولیه توانایی این را داشت که با بیش از 100W توان خروجی و بازده ی 90% کار کند، اگرچه تقویت کننده به طور ا ستثنایی سطوح اغت شاش بالای 2% تولید می کند. به دنبال این تقویت کننده ی خطی نهایی که تو سط کنترل کننده ی سوئیچ مد ه سترتیک چک شد، می تواند بیش از 300W را در بار ۸Ω تولید کند، در این حالت بازده کمی از حالت اولیه کمتر است، در حالی که اغتشاش تنها 0.35% تولید می شود.

به هر حال تقویت کننده ی نهایی هم نتوانست تمام ویژگی های دلخواه را تأمین کند، بنابراین قابل ذکر است که تلاش برای پیشرفت کارهای پیشین و تأمین روابط تجاری SMALA در آینده حائز اهمیت است.

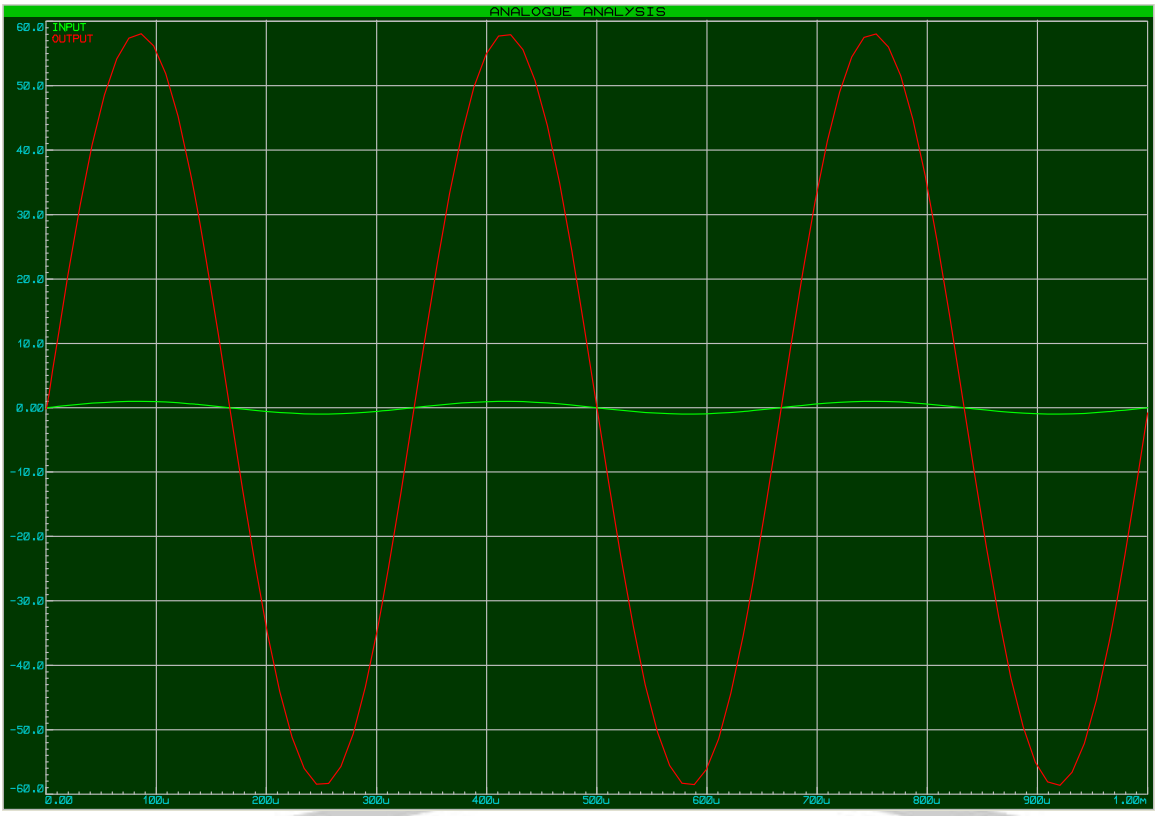
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

ضمیمه A :

مدار شبیه سازی شده ی تقویت کننده خطی اولیه توسط نرم افزار Proteus :



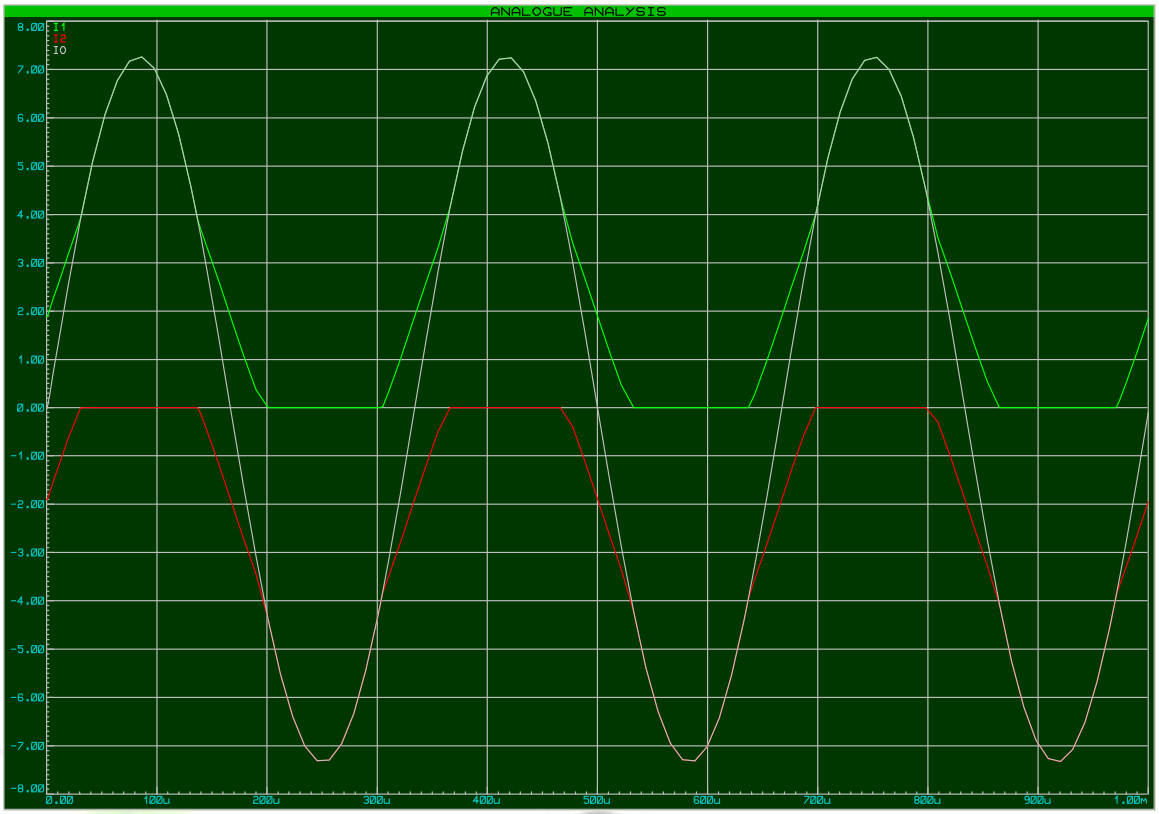
برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



WikiPower.ir

شکل موج ولتاژورودیVi=1v(رنگ سبز) وشکل موج ولتاژ) خروجیVo=57v(رنگ قرمز)

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



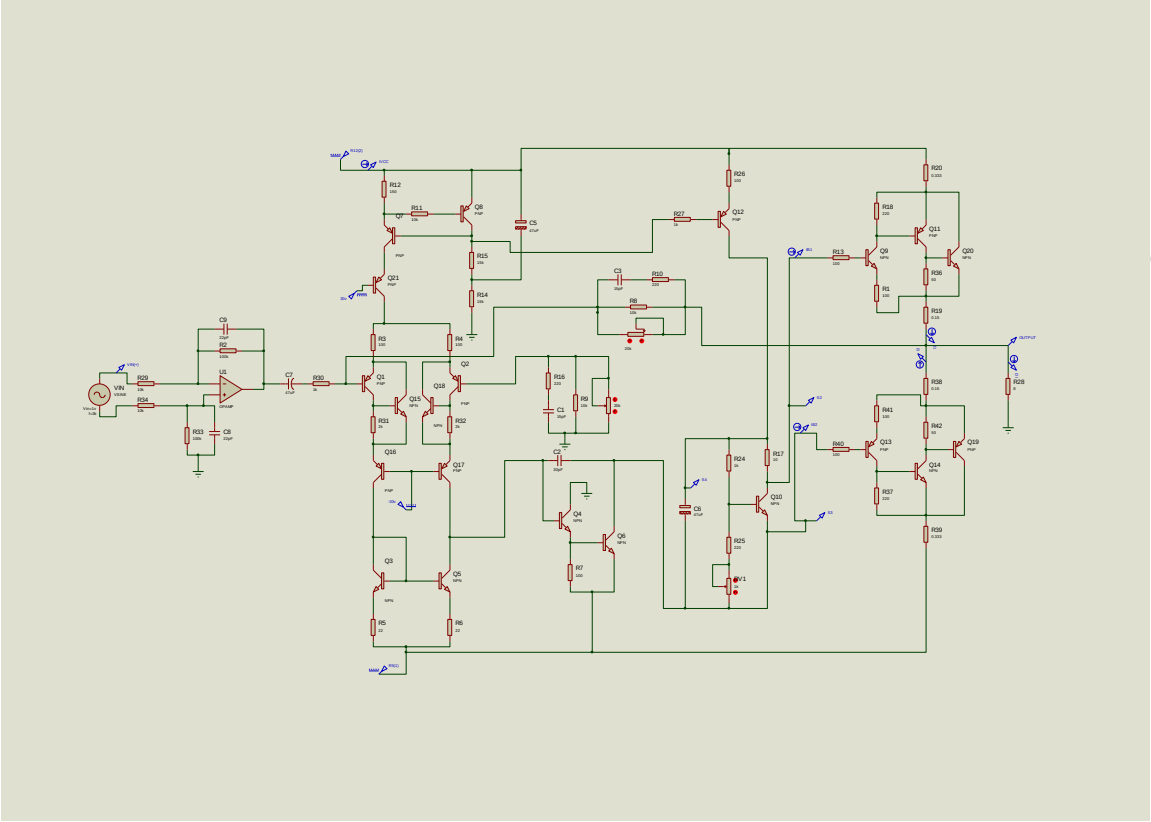
WikiPower.ir

شکل موج جریان طبقه تقویت جریان (سبزوقرمز) و جریان خروجی Io=7A

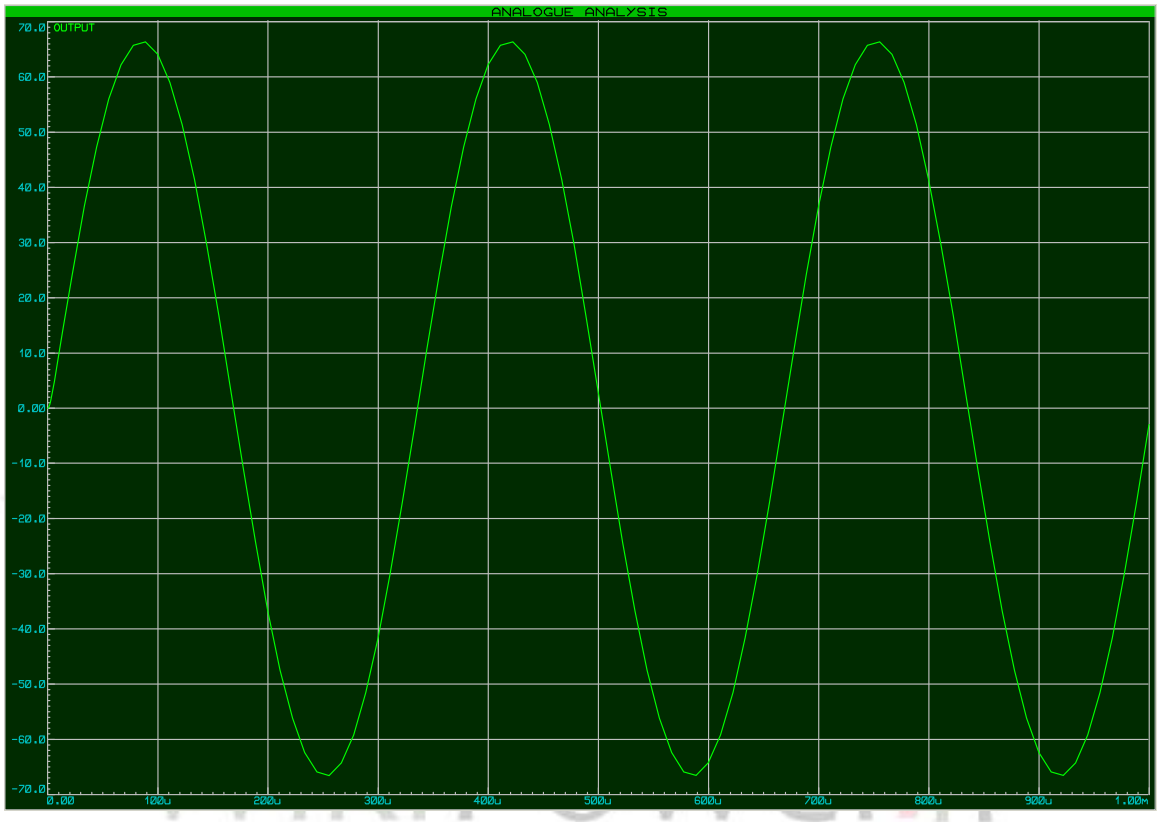
شکل موج جریان طبقه تقویت جریان (سبزوقرمز) و جریان خروجی Io=7A (سفید)

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه

مدار شبیه سازی شده ی تقویت کننده خطی نهایی توسط نرم افزار Protues :

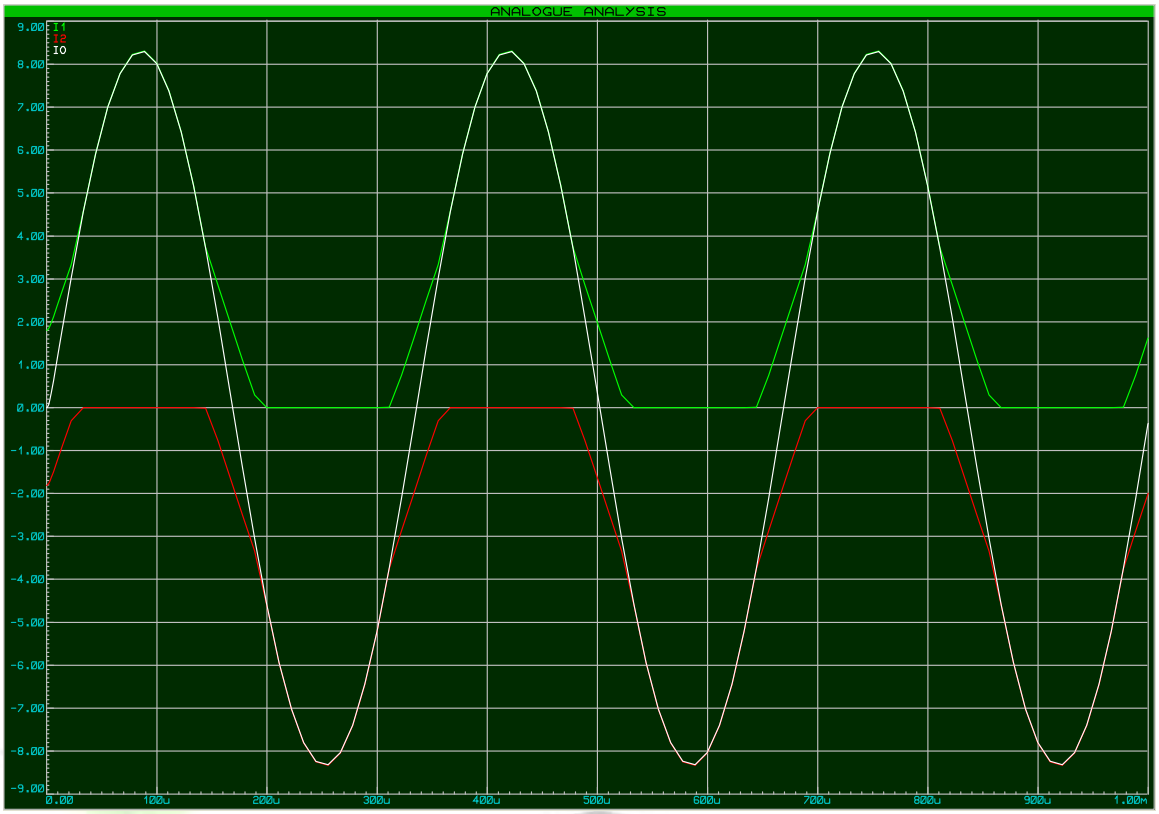


برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



شکل موج ولتاژ خروجیVo=66v

برای دریافت فایل Wordپروژه به سایت ویکی پاور مراجعه کنید. فاقد آرم سایت و به همراه فونت های لازمه



WikiPower.ir

شکل موج جریان طبقه تقویت جریان (سبزوقرمز) و جریان خروجی Io=8.2A (سفید)