عنوان: بررسي و شبيه‌سازي عملكرد تقويت‌كننده‌هاي كلاس D

بابک حسينيان حقی
دانشجو مهندسی برق دانشگاه آزاد تبريز
Babak.haghi2004@gmail.com

پيام غفاری اسكويي
دانشجو مهندسی برق دانشگاه آزاد تبريز
payamcc@hotmail.com
0411-4771457

چكيده : در اين مقاله، بعد از مطالعه عملكرد تقويت‌كننده‌هاي كلاس D يكي از طرح‌هاي مطرح شده از طرف مؤسسه on semi conductor شبيه‌سازي شده است. نتايج شبيه‌سازي با نتايج عملي مربوط به تقويت‌كننده‌هاي مشابه مقايسه گرديده است. اين مقايسه عملكرد بهينه اين تقويت‌كننده را در مقايسه با تقويت‌كننده مشابه از نظر توان مصرفي و پاسخ فركانسي و اعوجاج را تأييد مي‌نمايد.

كلمات كليدي : تقويت‌كننده كلاس D، پاسخ فركانسي و اعوجاج، سوئيچينگ

1) مقدمه

به خاطر پاره‌اي از مشكلات تقويت‌كننده‌هاي خطي معمولي (AB , B, A) از قبيل تلفات گرمايي بالا و نياز به Heat sink زياد حجم بالا، گرايش به سمت تقويت‌كننده‌هاي سوئيچينگ و نوع خاص كلاس D بيشتر شده است. در تكنولوژي سوئچينگ كه طراحي بر اساس on- off ترانزيستورها صورت مي‌گيرد، حجم تقويت كننده به دليل تلفات كم پائين مي‌آيد و بازده به 100% نزديكتر مي‌شود. در ادامه بحث به قسمت‌هاي اصلي زير خواهيم پرداخت.

1) بررسي، مطالعه عملكرد كلاس D
2) شبيه‌سازي آن و مقايسه نتايج و در نهايت
3) نتيجه‌گيري

2) بررسي عملكرد تقويت كننده كلاس D :

2-1) بررسي اجمالي تقويتكننده سوئيچينگ

در تقويتكننده هاي سوئيچينگ معمولاً فركانس سوئيچينگ حداقل 15 برابر بيشترين فركانس سيگنال صوت خروجي در نظر گرفته مي‌شود. بلوك دياگرام كلي تقويتكنندهاي سوتيچينگ در شكل (1) نشان داده شده است.

در شكل 2 : حالت خاصي از بلوك دياگرام تقويتكننده كلاس D كه بحث خواهيم كرد، نشان داده شده است.

سوئيچ خروجي موجود در طرح در فركانس 120 kHz كار مي‌كند. Duty cycle را مي‌توان از 5% تا 95% تغيير داد. ورودي تركيبي از سيگنال‌هاي موجود روي R5 , R6 مي‌باشد. به خاطر وجود فيدبك منفي كه قبل از فيلتر بسته شد. خروجي مدار انتگرالگير وقتي صفر مي‌شود كه ورودي فيلتر دقيقاً معكوس شده‌ي ورودي تقويتكننده باشد. اگر خروجي بزرگتر يا كوچكتر از مقدار مطلوب در طراحي باشد، مدار انتگرالگير ولتاژ خطاي مثبت يا منفي توليد مي‌كند. اين ولتاژ قسمت switch controller (كنترلكنندة سوئيچ) را مجبور به تصحيح مي‌نمايد. انتگرالگير يك اختلاف فاز 90° در فركانس‌هاي بالا ايجاد مي‌كند تا اختلاف فاز موجود 90° از بين برود.

كنترلكننده سوئيچ، تقويتكننده را در مقابل اتصال كوتاه و جريان ورودي محافظت مي‌كند. در اين تقويتكننده اندازه‌ي Heat sink در حدود 1/10 و وزن آن در حدود 1/4 تقويتكننده‌ي كلاس B مي‌باشد. فيلتر پائين گذر بايد با پيروي و دنبال كردن مراحل سوئيچينگ، اعوجاج فركانسي بالا را حذف و سيگنال صوتي را به بهترين شكل به بلندگو بفرستد.

پاسخ فركانسي فيلتر بين 0-20kHz تقريباً بصورت تخت بوده و در 20kHz افت 3dB داشته و با افزايش فركانس به سمت صفر ميل مي‌كند.

2-2) قسمت سويئچينگ مدار :

قسمت اصلي مدار مورد بحث، قسمت سوئيچينگ آن مي‌باشد كه در اين قسمت روي نحوه‌ي سوئيچينگ و توانايي فيلتر خروجي آن تمركز خواهيم كرد.

قسمت اصلي تقويتكننده مدار سوئيچينگ به همراه فيلتر خروجي در شكل 3 نشان داده شده است .

مقاومتهاي R3 و R4 در هر گيت ماسفت از بروز نوسان و اعوجاج در فركانس‌هاي بالا در طي سوئيچينگ جلوگيري مي‌كنند. ديودهاي زنر D1

و D2 به عنوان مقاومتهاي DC عمل ميكند و براي كوپلينگ ac لازم بوده و سطح استاتيكي لازم براي جلوگيري از دشارژ را فراهم مينمايد.
مقاومتهاي R2 , R1 مسير دشارژ را براي انتقال پالسها در ديودهاي مهاركننده بوجود ميآورند هنگامي كه سيگنال ورودي وارد نميشود، R2, R1 گيتها را در حدود 1 ميليثانيه دشارژ ميكنند.
فيلتر انتخاب شده، فيلتر پائينگذر با تروژ چهار قطبي ميباشد اين نوع فيلتر بصورت زير ميباشد :
در يك سطح مجزا در فركانس 120KHz اين فيلتر داراي تضعيف ولتاژ 62dB ميباشد.
فيلتر، فركانسهاي كمتر از 20KHz را با يك ضريب تضعيف جزيي هدايت ميكند اما شدت فركانسهاي سوئيچينگ را تضعيف مينمايد.
مدار با مقادير داده شده طراحي شده و نمودار دامنه آن در شكل(4) آورده شده است.

شبيهسازي و تحليل مدار

1-3) اعمال ورودي بدون تغيير در ساختار داخلي ترانزيستورها :

در اين مرحله با ايجاد انواع شكل موجها به صورت پالسهاي با duty cycle مختلف و يا سينوسيهاي خاص پاسخ مدار را بررسي ميكنيم.
با انتخاب آپامپ LM 324 و اعمال يك سيگنال سينوسي با دامنه ولتاژ0.1ولت و فركانس 2KHz به ورودي مثبت آن و يك سيگنال مربعي با duty cycle، 50% و دامنه ولتاژ 1 ولت و فركانسي 10KHz به ورودي منفي، خروجي آپآمپ را به ورودي مدار مورد نظر ميدهيم .
شكل موجهاي خروجي آپ امپ و ولتاژ خروجي بار در شكل 5 نشان داده شده است. چنانچه مشاهده ميشود، فيلتر توانسته تا حدودي شكل موج سينوسي مطلوبي با فركانس 10KHz به ما تحويل دهد.
دامنه هارمونيك اصلي ولتاژ بار نسبت به باقي هارمونيكها بسيار بزرگتر است و اين مطلوب ميباشد.
در حالت بعدي با استفاده از ضربكننده سيگنالي به ورودي مدار ميدهيم.
V1 منبع ولتاژي بصورت مثلثي و با فركانس 100KHz و با دامنه ولتاژ 1 ولت ميباشد. V2 منبع ولتاژ سينوسي با ولتاژ 5 ولت و فركانس 4KHz ميباشد. در اينجا فركانس مثلثي را 10 برابر افزايش دادهايم. شكل موج خروجي بار و ضربكننده در شكل (6) نشان داده شده است.

در اين حالت، شكل موجي كه از ضربكننده خارج مي‌شود ديگر در خروجي ظاهر نمي شود. مي‌بينيم كه يك سيگنال تقريباً سينوسي تضعيف شده دريافت مي‌كنيم. حال با كاهش فركانس ها فركانس منبع مثلثي را به 25 kHz و فركانس منبع سيگنال سينوسي را به 2 kHz مي رسانيم .

در اين حالت مي‌بينيم كه خروجي ضربكننده تقويت شده و با همان فركانس در خروجي مدار ظاهر مي‌شود (شكل7). البته در اينجا بايد تذكر داده شود كه تحليل‌هاي اين قسمت ساختار MOSFET هاي موجود در PSPICE تغيير نيافته‌اند.

2-3-2) اعمال ورودي با تغيير در ساختار داخلي ترانزيستورها :

اكنون پارامترهاي داخلي MOSFET ها از قبيل خازن‌هاي داخلي و ولتاژ Vto را تغيير مي‌دهيم به نحوي كه پاسخ فركانس افزايش يابد. در هر دو ترانزيستور خازن‌هاي داخلي را 10 برابر كاهش مي‌دهيم و ولتاژهاي Vto را در n- MOS به 0.831 ولت و در P-MOS به 1- ولت مي‌رسانيم.

در اين شرايط با اعمال سيگنال‌هاي با استفاده از ضربكننده يعني : منبع V1 با فركانس 1KHz و منبع V2 با فركانس 25KHz مي‌بينيم كه ميزان تقويت و محدوده‌ي فركانس قابل قبول افزايش يافته است. (شكل 8)

با نزديك شدن به محدودة فركانسي 100KHz و بالاتر عمل تقويت تبديل به تضعيف مي‌شود.

4) نتيجه‌گيري :

چنانچه مشاهده شده توانستيم با تغييرات در ساختار داخلي ترانزيستورها و كاهش مقادير خازن‌هاي داخلي، محدوده‌ي عملكرد فركانسي را به طرز محسوسي افزايش دهيم. تا حدود فركانس 25KHz تقريباً سيگنال تقويت شده و بصورت مطلوب دريافت مي‌شود. با تغييرات دروني ترانزيستورها حدود فركانس مطلوب را توانستيم تا 50 KHz هم بالا ببريم.

البته لازم به ذكر است كه چون فيلتر فركانس‌هاي بالاتر از 20KHz را كم‌كم تضعيف مي‌كند مي‌توان با اعمال تغييراتي در فيلتر خروجي محدوده هاي فركانسي را افزايش داد.

با سپاسگذاری از زحمات و راهنمایي های اساتید گرامی آقایان مهندس کسرایي و دکتر رسولی که به ما را در تهیه این مقاله یاری رساندند .

8- فهرست مراجع :

[1] Donad E. Pauly , High fidelity switching Audio Amplifiers Vsing TMOS Power MOSFETS , Semiconductor Components Industries, LLC , 2002.

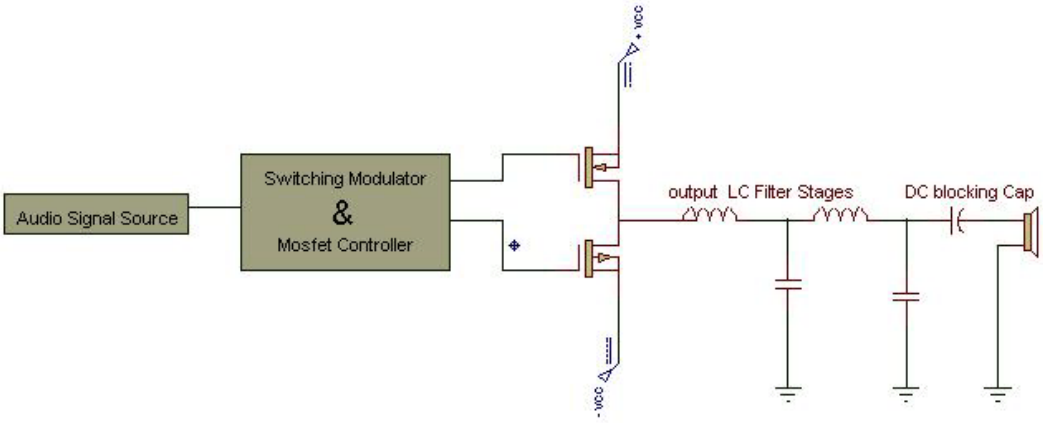
[2] Alson kemp , “The practical side of switching Audio Power Amplifiers”

[3] Clark – Hess , communication circuits Analysis And Design ,

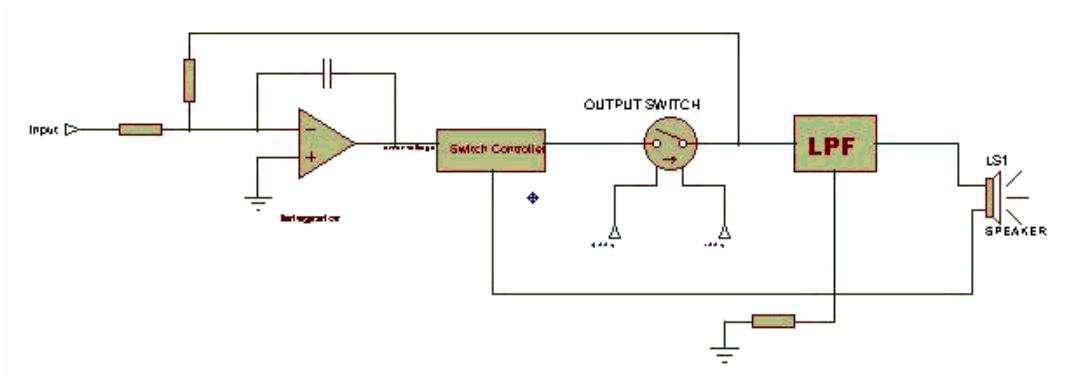
شکلها و جدول ها

پارامتر های داخلی ترانزیستورها بعد از اعمال تغییرات به قرار زیر می باشند :

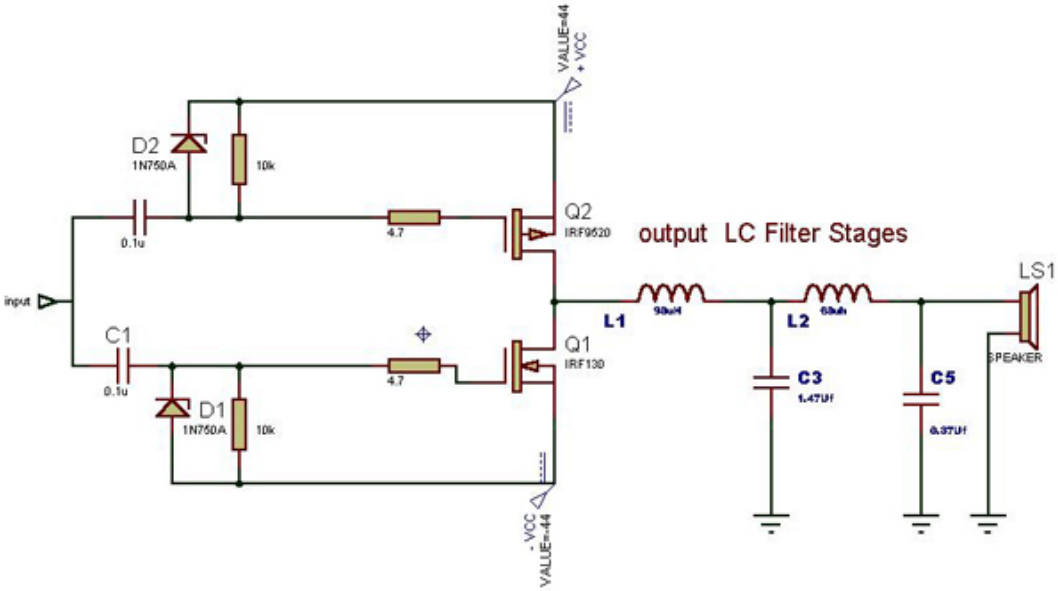
N - MOSFET	P - MOSFET
Vto = -1 v	Vto = 0.831
C bd = 0.2141 nf	C bd = 0.3229 nf
C gs = 87.72 pf	C gs = 0.9027 nf
C gd = 36.93 pf	C gd = 0.1679 nf



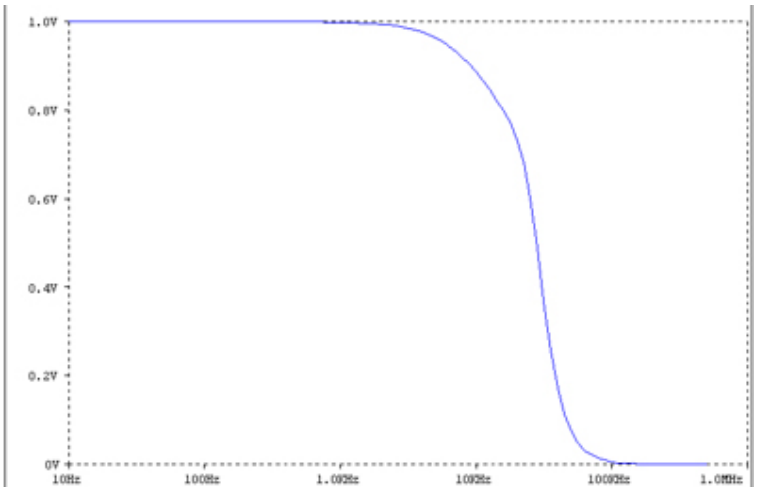
شکل (1) بلوک دیاگرام کلی تقویت کننده های سوئیچینگ



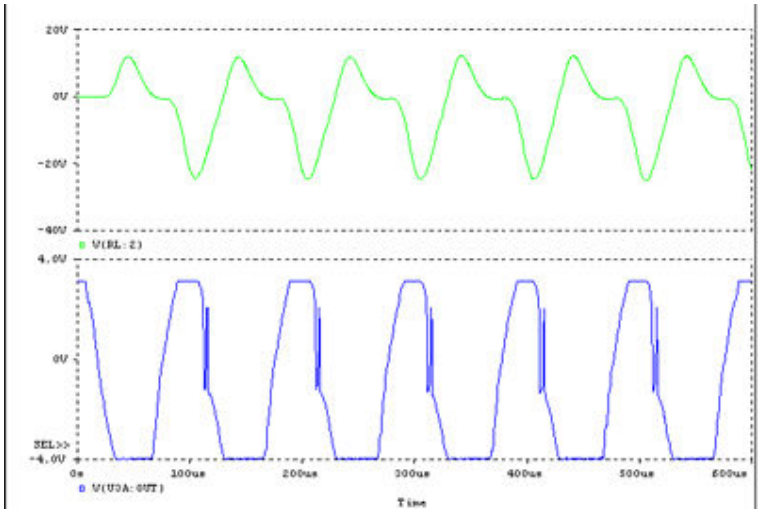
شکل (2) بلوک دیآگرام تقویت کننده کلاس D



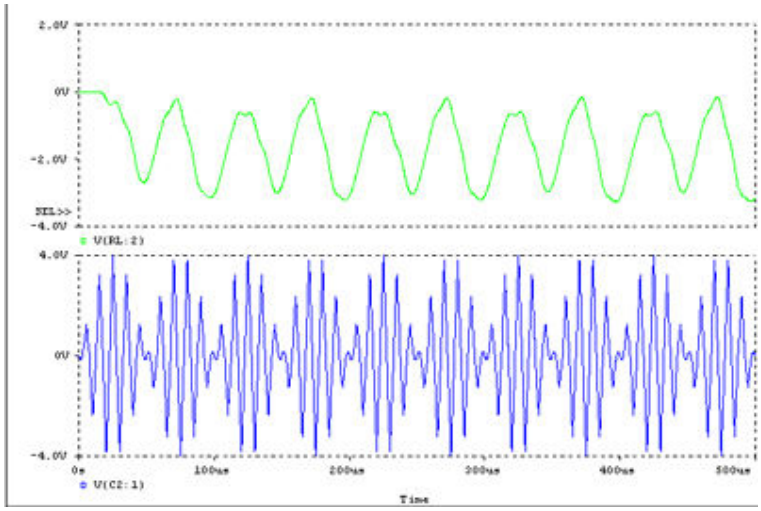
شکل 3 قسمت اصلی مدار سوئیچینگ تقویت کننده کلاس D



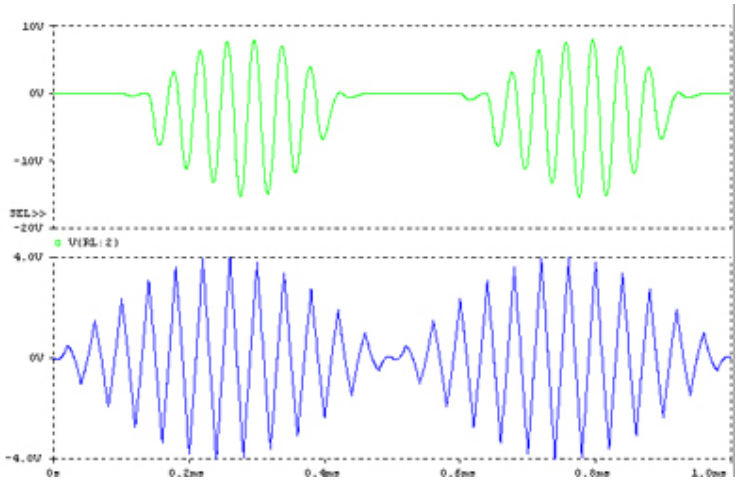
شکل 4 نمودار دامنه فیلتر خروجی پایین گذر طراحي شده



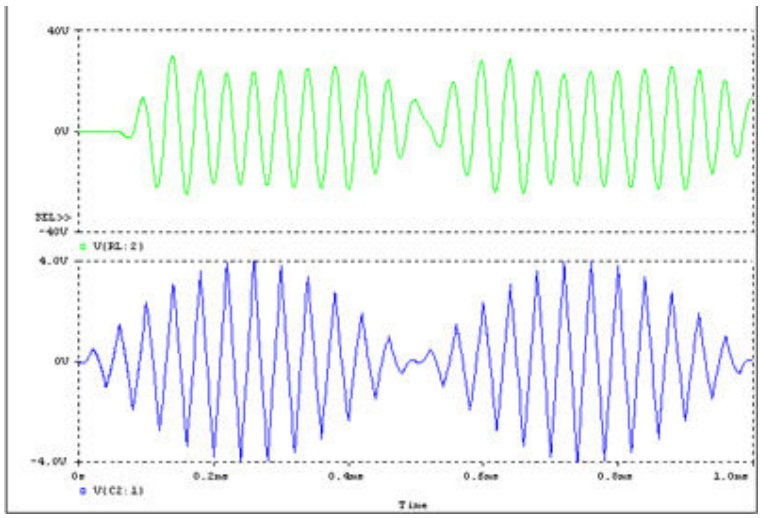
شکل 5 سیگنال ولتاژ خروجي آپ امپ و ولتاژ بار



شکل 6 شکل موجهای ولتاژ خروجی بار و ضرب کننده در حالتی که منبع مثلثي دارای فرکانس
100 kHz و منبع سینوسي دارای فرکانس 4 kHz مي باشد .



شکل 7 شکل موجهای ولتاژ خروجی بار و ضرب کننده در حالت
V1: 1 kHz & V2: 25 kHz



شکل 8 شکل موجهای خروجی بار و ضرب کننده با اعمال تغییرات در ساختار داخلی ترانزیستور در شرایطي که
V1: 25 kHz & V2 : 1 kHz