فصل پنجم

تقویت‌کننده‌های قدرت

Power Amplifier

زمان اجرا : ۱۲ ساعت آموزشی

هدف کلی : بررسی مدارهای تقویت‌کنندهٔ قدرت ساده، کامپلی منتاری، زوج دارلینگتون و مجتمع

هدف‌های رفتاری : پس از پایان این فصل از فراگیرنده انتظار می‌رود که :

۱ــ تقویت‌کنندهٔ قدرت را شرح دهد.
۲ــ مشخصات عمومی تقویت‌کنندهٔ قدرت را نام ببرد.
۳ــ کلاس‌های مختلف تقویت‌کنندهٔ قدرت را با استفاده از منحنی‌های مشخصهٔ ورودی و خروجی ترانزیستور، توضیح دهد.
۴ــ تقویت کنندهٔ قدرت کلاس A با کوپلاژ خازنی و ترانسفورماتوری را توضیح دهد.
۵ــ ضریب شایستگی را توضیح دهد.
۶ــ راندمان تقویت کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ خازنی را محاسبه کند.
۷ــ تقویت‌کنندهٔ پوش پول ترانسفورماتوری کلاس B را شرح دهد.
۸ــ مدار تقویت‌کنندهٔ پوش پول بدون ترانسفورماتور را تحلیل کند.
۹ــ روش‌های مختلف قرار دادن پوش پول مکمل در کلاس AB را از روی مدار آن تحلیل کند.
۱۰ــ استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت را از روی مدار تحلیل کند.
۱۱ــ مدار تقویت کنندهٔ پوش پول با طبقه راه‌انداز را تحلیل کند.
۱۲ــ مدار تقویت‌کنندهٔ کلاس C را شرح دهد.
۱۳ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس D را شرح دهد.
۱۴ــ راندمان تقویت کننده های قدرت را باهم مقایسه کند.
۱۵ــ چگونگی پایداری حرارتی در تقویت‌کنندهٔ قدرت را شرح دهد.
۱۶ــ مشخصهٔ گرمایی ترانزیستور قدرت و رابطهٔ آن را با توان تلف شده تعریف کند.
۱۷ــ مقاومت حرارتی رادیاتور را محاسبه کند.
۱۸ــ نمونه‌ای از آی‌سی تقویت کنندهٔ صوت را معرفی کند.
۱۹ــ به سؤالات الگوی پرسش پاسخ دهد.

پیش‌گفتار

همهٔ تقویت‌کننده‌هایی را که تاکنون بررسی کرده‌ایم، در اصل، تقویت‌کنندهٔ توان هستند زیرا آن‌ها، ولتاژ، جریان یا هردو را تقویت می‌کنند. در واقع تقویت ولتاژ یا جریان همان تقویت توان است. ولی منظور ما از تقویت‌کنندهٔ توان یا تقویت‌کنندهٔ قدرت، تقویت‌کننده‌ای است که بتواند توان قابل ملاحظه‌ای را

به بار منتقل کند.

چنان‌چه قدرت خروجی تقویت‌کننده‌ای بیش‌تر از چند ده میلی‌وات باشد، آن را تقویت‌کنندهٔ توان می‌نامند. تقویت‌کننده‌های قدرت برای انتقال حداکثر توان باید دارای ولتاژ و جریان خروجی با دامنهٔ زیاد باشند. لذا تقویت‌کننده‌های قدرت در ردهٔ تقویت‌کننده‌های سیگنال بزرگ (Large Signal) به‌شمار می‌آیند. از آن‌جا که در این حالت تغییرات جریان کلکتور در مقایسه با جریان نقطهٔ کار نسبتاً زیاد است، مشخصات ترانزیستور تقویت‌کنندهٔ قدرت، مانند β و g_m با جریان خروجی تغییر می‌کنند. معمولاً در طبقات قدرت، تغییر شکل (اعوجاج) در شکل موج زیاد و قابل ملاحظه است، لذا باید با به‌کارگیری روش‌های مختلف این تغییر شکل موج را به حداقل کاهش داد.

تقویت‌کننده‌های قدرت معمولاً در طبقهٔ انتهایی یک دستگاه تقویت‌کنندهٔ صوتی قرار می‌گیرند، بهرهٔ تقویت ولتاژ این تقویت‌کننده‌ها در حدود واحد (یک) و بهرهٔ جریان آن‌ها زیاد است.

۱ـ۵ـ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت

به‌طور خلاصه تقویت‌کننده‌های قدرت باید دارای مشخصات عمومی به شرح زیر باشند:

الف) تغییر شکل موج یا اعوجاج کم

ب) امپدانس خروجی کم

پ) بهرهٔ جریان زیاد

ت) راندمان بالا

ث) مشخصهٔ فرکانسی خوب

۲ـ۵ـ عوامل مهم در تقویت‌کننده‌های قدرت

دو عامل مهم زیر را در تقویت‌کننده‌های قدرت باید مورد توجه قرار دهیم:

۱ـ۲ـ۵ـ بازده تقویت‌کننده (Efficiency): بازده تقویت‌کننده از نسبت توان ac منتقل شده به بار به کل توان dc گرفته شده از منبع تغذیه به‌دست می‌آید. معمولاً بازده را برحسب درصد بیان می‌کنند و آن را با η نشان می‌دهند.

$$\eta = \frac{\text{توان ac منتقل شده به بار}}{\text{توان dc گرفته شده از منبع تغذیه}} \times ۱۰۰\%$$

۲ـ۲ـ۵ـ پخش گرمای ایجاد شده در تقویت‌کننده: چون حرارت ایجاد شده در پیوند ترانزیستورهای قدرت زیاد است، باید با نصب آن‌ها روی صفحات فلزی گرماگیر (Heat sink) که ساختمانی رادیاتور مانند دارند، گرمای ایجاد شده را به خارج منتقل کنند. در تقویت‌کننده‌های پرقدرت اگر از گرماگیر مناسب استفاده نشود، ترانزیستورها به سرعت صدمه می‌بینند و می‌سوزند. حرارت ایجاد شده در پیوند، متناسب با توان تلف شده در ترانزیستور است. توان تقریبی تلف شده در یک ترانزیستور امیتر مشترک از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$\boxed{P_C = V_{CE} . I_C}$$

در هیچ شرایطی نباید مقدار P_C از حداکثر توان مجاز ترانزیستور تجاوز کند. حداکثر توان مجاز را که توسط کارخانهٔ سازندهٔ ترانزیستور تعیین می‌شود با نماد P_{Cmax} نشان می‌دهند. می‌توانیم معادلهٔ P_C را در تلفات ماکزیمم به صورت زیر بنویسیم:

$$\boxed{V_{CE} . I_C = P_{Cmax} = \text{یک مقدار ثابت}}$$

با توجه به معادلهٔ فوق چون P_{Cmax} ثابت است باید به این مسئله توجه کرد که **اگر V_{CE} افزایش یابد، حداکثر مقدار I_C کاهش می‌یابد و برعکس، با افزایش I_C از حداکثر مقدار مجاز V_{CE} کاسته می‌شود.**

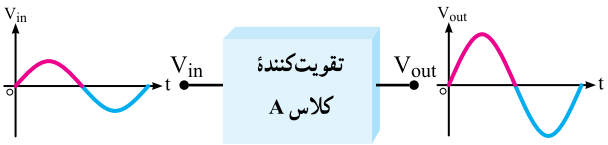
هرقدر از تلفات ترانزیستور کاسته شود، بازده آن افزایش می‌یابد. برای کاهش تلفات ترانزیستور، باید جریان حالت سکون آن، یعنی جریانی که در غیاب سیگنال ورودی از آن می‌گذرد را کم کنیم.

با کاهش زمان روشن بودن ترانزیستور نیز تلفات آن کاهش می‌یابد.

۳ــ۵ــ تقویت‌کننده کلاس A

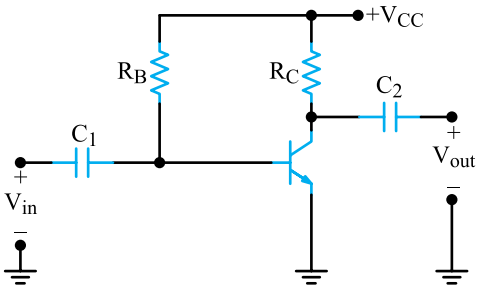
برحسب این که یک تقویت‌کننده در چه کسری از یک پریود کامل (T) سیگنال ac ورودی فعّال باشد، آن را در یکی از رده‌های (کلاس‌های) A، AB، B یا C جای می‌دهند.

به تقویت‌کننده‌هایی که تمام موج ورودی را به‌طور کامل عبور می‌دهند، **تقویت‌کننده‌های کلاس A** می‌گویند. یک تقویت‌کنندهٔ کلاس A همواره در ناحیهٔ فعّال کار می‌کند. معمولاً همهٔ تقویت‌کننده‌های صوتی در کلاس A کار می‌کنند مگر در مواردی خاص که در دنبالهٔ همین فصل به بیان آن می‌پردازیم. در شکل ۱ــ۵ بلوک دیاگرام یک تقویت‌کنندهٔ کلاس A و شکل موج ورودی و خروجی آن نشان داده شده است.



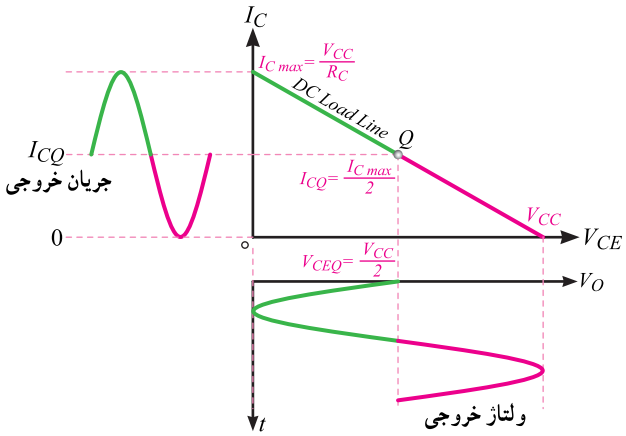
شکل ۱ــ۵ــ موج ورودی و خروجی تقویت‌کنندهٔ کلاس A

در شکل ۲ــ۵، یک تقویت‌کنندهٔ کلاس A نشان داده شده است. برای آن که در خروجی حداکثر دامنهٔ ولتاژ و حداکثر دامنهٔ جریان را داشته باشیم، باید ترانزیستور را طوری بایاس کنیم که جریان حالت سکون آن برابر با نصف مقدار ماکزیمم (یعنی $I_{CQ} = \frac{1}{2} I_{Cmax}$) و ولتاژ حالت سکون آن نیز نصف مقدار ماکزیمم (یعنی $V_{CEQ} = \frac{1}{2} V_{CC}$) شود.



شکل ۲ــ۵ــ مدار تقویت‌کنندهٔ کلاس A

با توجه به شرایط بیان شده، در صورت اعمال سیگنال متناوب به تقویت‌کنندهٔ کلاس A، اگر از $V_{CE(sat)}$ صرفنظر کنیم، حداکثر تغییرات جریان کلکتور و حداکثر تغییرات ولتاژ کلکتور امیتر به صورت شکل ۳ــ۵ درمی‌آید.



شکل ۳ــ۵ــ مختصات نقطه کار DC در کلاس A و چگونگی تغییرات I_C و V_{CE} روی خط بار

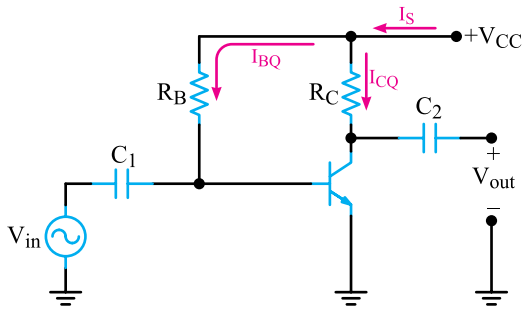
۱ــ۳ــ۵ــ محاسبهٔ راندمان تقویت‌کنندهٔ کلاس A :

برای محاسبهٔ راندمان، باید توان dc گرفته شده از منبع تغذیه و توان ac منتقل شده به بار را محاسبه کنیم.

مقدار متوسط توانی که تقویت‌کننده از منبع تغذیه می‌گیرد برابر است با :

$$P_{dc} = V_{CC} I_S$$

با توجه به شکل ۴ــ۵ مقدار I_S برابر با $I_{BQ} + I_{CQ}$ است.



شکل ۴ــ۵ــ یک نمونه تقویت‌کنندهٔ کلاس A

به‌جای I_S مساوی آن را در رابطهٔ توان قرار می‌دهیم.

$$P_{dc} = V_{CC} (I_{CQ} + I_{BQ})$$

$$P_{dc} = V_{CC} I_{CQ} + V_{CC} I_{BQ}$$

چون I_{BQ} خیلی کوچک‌تر از I_{CQ} است لذا می‌توانیم از توان تلف شدهٔ $V_{CC}.I_{BQ}$ صرفنظر کنیم بنابراین رابطه به‌صورت زیر درمی‌آید.

$$P_{dc} = V_{CC}I_{CQ}$$

به شکل ۳ـ۵ توجه کنید.

مقدار I_{CQ}، میانگین تغییرات جریان کلکتور و برابر با $\frac{I_{Cmax}}{۲}$ است. با توجه به خط بار، به‌جای I_{Cmax} مقدار $\frac{V_{CC}}{R_C}$ را قرار می‌دهیم و I_{CQ} را به‌دست می‌آوریم.

$$I_{CQ} = \frac{I_{C\,max}}{۲} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_C}}{۲} = \frac{V_{CC}}{۲R_C}$$

در رابطهٔ توان (P_{dc}) مقدار I_{CQ} را جایگزین می‌کنیم.

$$P_{dc} = V_{CC} \times \frac{V_{CC}}{۲R_C} = \frac{V_{CC}^{۲}}{۲R_C}$$

مقدار توان DC دریافتی از منبع تغذیه $P_{dc} = \frac{V_{CC}^{۲}}{۲R_C}$

توان ac منتقل شده به بار از حاصل‌ضرب جریان مؤثر خروجی در ولتاژ مؤثر خروجی به‌دست می‌آید :

$$P_L = (I_{Lrms})\,(V_{Lrms})$$

همان‌طور که از شکل ۳ـ۵ ملاحظه می‌شود، نقطهٔ کار ترانزیستور درست در وسط خط بار dc تنظیم شده است. بنابراین مقدار پیک تا پیک ولتاژ ac برابر با V_{CC} و دامنهٔ پیک برابر با $V_m = \frac{V_{CC}}{۲}$ می‌شود. هم‌چنین حداکثر دامنهٔ جریان ac برابر با $\frac{I_{C\,max}}{۲}$ است. به‌جای I_{Cmax} مقدار معادل آن یعنی $\frac{V_{CC}}{R_C}$ را قرار می‌دهیم و I_m را به‌دست می‌آوریم.

$$I_m = \frac{I_{C\,max}}{۲} = \frac{\frac{V_{CC}}{R_C}}{۲} = \frac{V_{CC}}{۲R_C}$$

می‌دانیم $V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{۲}}$ است پس می‌توانیم بنویسیم :

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{۲}} = \frac{۱}{\sqrt{۲}}\left(\frac{V_{CC}}{۲}\right) = \frac{V_{CC}}{۲\sqrt{۲}}$$

برای محاسبهٔ I_{rms} نیز به همین ترتیب عمل می‌کنیم.

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{۲}} = \frac{۱}{\sqrt{۲}}\left(\frac{V_{CC}}{۲R_C}\right) = \frac{V_{CC}}{۲\sqrt{۲}R_C}$$

مقادیر V_{rms} و I_{rms} را در رابطهٔ توان می‌گذاریم و P_L را محاسبه می‌کنیم.

$$P_L = I_{rms}.V_{rms} = \frac{V_{CC}}{۲\sqrt{۲}R_C} \times \frac{V_{CC}}{۲\sqrt{۲}}$$

$$P_L = \frac{V_{CC}^{۲}}{۸R_C}$$

با جایگزینی مقادیر P_L و P_{ac} در رابطهٔ بازده مقدار η را محاسبه می‌کنیم.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \times ۱۰۰\%$$

$$\eta = \frac{\frac{V_{CC}^{۲}}{۸R_C}}{\frac{V_{CC}^{۲}}{۲R_C}} \times ۱۰۰\% = ۲۵\%$$

$$\eta = ۲۵\%$$

با توجه به این‌که در مدارهای عملی معمولاً دامنهٔ ولتاژ و دامنهٔ جریان (Irms و Vrms) کم‌تر از مقادیر آرمانی گفته شده است بازده تقویت‌کننده نیز از ۲۵ درصد کم‌تر می‌شود.

۲ـ۳ـ۵ـ ضریب شایستگی (Figure of merit) :

برای تقویت‌کننده‌های قدرت، ضریب شایستگی به‌صورت نسبت حداکثر توان تلف شده در ترانزیستور به حداکثر توان ac انتقالی به بار تعریف می‌شود. برای تقویت‌کنندهٔ امیتر مشترک شکل ۲ـ۵ حداکثر توان تلف شده که در ترانزیستور به‌صورت گرما تلف می‌شود برابر است با :

$$P_{C\,max} = V_{CEQ}.I_{CQ}$$

$$P_{C\,max} = \frac{V_{CC}}{۲} \times \frac{V_{CC}}{۲R} = \frac{V_{CC}^{۲}}{۴R_C}$$

با توجه به اینکه توان ماکزیمم ac انتقالی به بار برابر است با :

$$P_{L(ac)\,max} = \frac{V_{CC}^{۲}}{۸R_C}$$

ضریب شایستگی را براساس مقادیر بالا محاسبه می‌کنیم.

$$\frac{P_{C\,max}}{(P_{Lac})_{max}} = \frac{\frac{V_{CC}^{۲}}{۴R_C}}{\frac{V_{CC}^{۲}}{۸R_C}} = ۲$$

عدد شایستگی نشان می‌دهد که تلفات حرارتی ترانزیستور دو برابر توان منتقل شده به بار است؛ مثلاً به‌ازای یک وات توان منتقل شده به بار، دو وات قدرت در ترانزیستور تلف می‌شود.

توجه داشته باشید که ترانزیستور نباید وارد منطقهٔ اشباع یا قطع شود. به همین دلیل، باید دامنهٔ نوسانات ولتاژ کمی کم‌تر از $\frac{V_{CC}}{۲}$ و دامنهٔ نوسانات جریان نیز کمی کم‌تر از $\frac{I_{Cmax}}{۲}$ باشد.

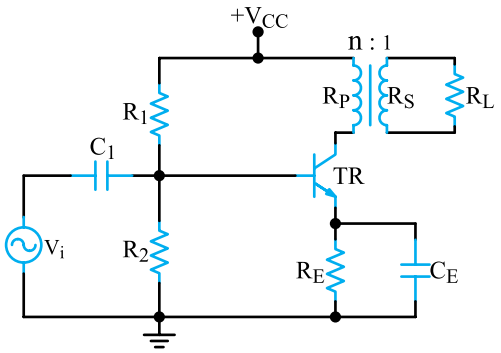
در صورتی که محاسبات بالا را برای تقویت‌کننده‌های بیس مشترک و کلکتور مشترک در کلاس A تکرار کنیم، به نتایج به‌دست آمده برای حالت امیتر مشترک می‌رسیم. هم‌چنین می‌توان نشان داد که اگر تقویت‌کنندهٔ کلاس A در حالت کلکتور مشترک به‌کار رود، نسبت به دو حالت دیگر، دارای اعوجاج بسیار کم‌تری در خروجی خواهد بود.

تمرین کلاسی: در یک تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ RC، اگر توان مؤثر رسیده به بار ۱۰ وات باشد، تلفات حرارتی ترانزیستور چه‌قدر است؟

هنگام تدریس مباحث این فصل، قسمت‌هایی را که امکان‌پذیر است با نرم‌افزار مولتی‌سیم به نمایش درآورید و از هنرجویان بخواهید که عمل شبیه‌سازی را در خارج از ساعات درسی و در منزل اجرا نمایند و نتایج را به کلاس ارائه دهند. برای این منظور از کتاب آزمایشگاه مجازی جلد دوم می‌توانید استفاده کنید.

۳ــ۲ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری

: چون مدار شکل ۴ــ۵ بازده کمی دارد، برای افزایش راندمان می‌توانیم از مدار شکل ۵ــ۵ استفاده کنیم. در این مدار، ترانسفورماتور را ایده‌آل فرض می‌کنیم.



شکل ۵ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری

توان DC متوسطی که از منبع تغذیه گرفته می‌شود برابر است با:

$$P_{dc} = V_{CC} I_{CQ}$$

بخشی از این توان به بار منتقل می‌شود و بخش دیگر در تقویت‌کننده به‌صورت حرارت تلف می‌شود. در محاسبات از تلفات مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ $R_۱$، $R_۲$ و بیس ترانزیستور صرف‌نظر می‌کنیم. در اغلب موارد چون مقاومت اهمی سیم‌پیچ اوّلیهٔ ترانسفورماتور و هم‌چنین مقدار مقاومت فیدبک امیتر (R_E) خیلی کم است، می‌توانیم تلفات این دو جزء را نیز نادیده بگیریم. بدین‌ترتیب، تلفات تقویت‌کننده فقط به تلفات پیوند کلکتور منحصر می‌شود. پس می‌توانیم بنویسیم:

$$P_{dc} = P_L + P_C$$

در این معادله، P_L توان منتقل شده به بار و P_C توان تلف شده در پیوند کلکتور است. با استفاده از روابط ریاضی می‌توان اثبات کرد که در حالت ایده‌آل بازده این تقویت‌کننده برابر ۵۰ درصد است. در عمل بازده این تقویت‌کننده از ۴۰ درصد تجاوز نمی‌کند. چرا؟

معمولاً مقدار R_E خیلی کوچک است؛ به‌طوری که روی آن بیش از یک ولت افت ولتاژ به‌وجود نمی‌آید.

مقاومتی که از دو سر اوّلیهٔ ترانسفورماتور دیده می‌شود،

برابر است با

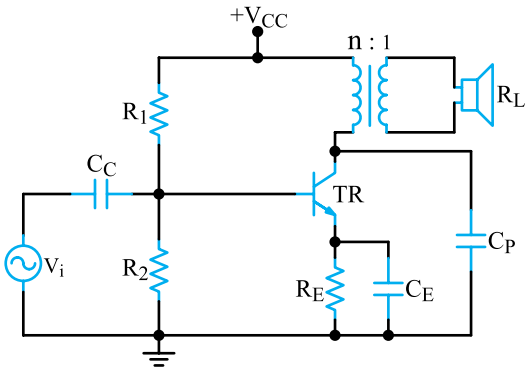
$$R_P = \frac{\Delta V_{CQ}}{\Delta I_C} = \frac{۲V_{CQ}}{۲I_{CQ}} = \frac{V_{CQ}}{I_{CQ}}$$

و نسبت دور ترانسفورماتور از رابطهٔ زیر به‌دست می‌آید.

$$n = \sqrt{\frac{R_P}{R_S}} = \sqrt{\frac{R_P}{R_L}}$$

در این معادله، R_S مقاومت ثانویهٔ ترانسفورماتور و R_L مقاومت بار است که با هم برابرند. در تقویت‌کننده‌های صوتی، باری که به خروجی مدار وصل می‌شود عموماً یک بلندگوست. بلندگو در فرکانس‌های بالا از خود خاصیت سلفی زیادی نشان می‌دهد. این امر موجب افزایش مقدار R_L می‌شود. لذا تطبیق امپدانس تقویت‌کننده به هم می‌خورد و ممکن است ترانزیستور آسیب ببیند.

برای پیشگیری از آسیب دیدن ترانزیستور، می‌توان کلکتور آن را با یک خازن جبران‌کننده به ظرفیت چند نانوفاراد مطابق شکل ۶ــ۵ به زمین وصل کرد.

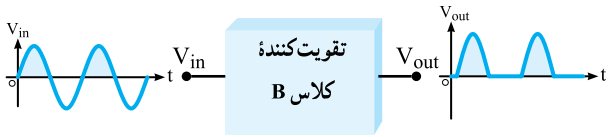


شکل ۶ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با خازن جبران‌کننده (C_P)

۴ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس B

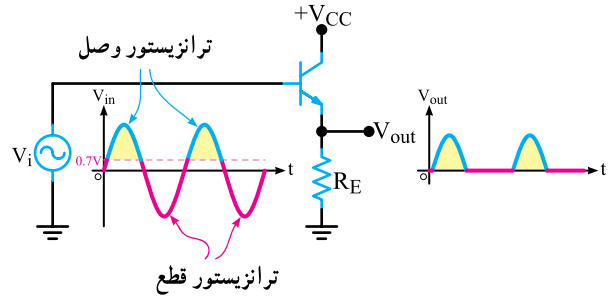
دیدیم که بازده تقویت‌کننده‌های کلاس A به علت تلفات زیادی که دارد بسیار کم است و از ۵۰ درصد تجاوز نمی‌کند. تلفات زیاد توان در این تقویت‌کننده‌ها در اثر برقراری دائمی جریان کلکتور به‌وجود می‌آید، زیرا توانی که از منبع تغذیه کشیده می‌شود، همواره ثابت و مستقل از بار و برابر با $P_{dc} = V_{CC}I_{CQ}$ است. اگر ترانزیستور را در ناحیهٔ قطع بایاس کنیم، هنگامی که سیگنال وجود ندارد، از کلکتور ترانزیستور جریانی نمی‌گذرد یعنی $I_{CQ} = ۰$ می‌شود بنابراین توان تلف شده در حالت بی‌کاری (سکون) برابر صفر می‌شود.

به این ترتیب می‌توانیم بازده تقویت‌کننده را به ۷۸/۵ درصد افزایش دهیم. در این حالت ترانزیستور فقط برای نیمی از یک سیکل سیگنال ورودی هدایت می‌کند. در اصطلاح می‌گوییم تقویت‌کننده در کلاس B قرار دارد. بلوک دیاگرام تقویت‌کنندهٔ کلاس B و شکل موج ورودی و خروجی آن را در شکل ۷ــ۵ نشان داده‌ایم.



شکل ۷ــ۵ــ بلوک دیاگرام تقویت‌کنندهٔ کلاس B و شکل موج ورودی و خروجی آن

با اعمال سیگنال متناوب به ورودی تقویت‌کننده، ترانزیستور از ناحیهٔ قطع خارج می‌شود و در ناحیهٔ خطی (فعال) کار می‌کند. یک نمونه تقویت‌کنندهٔ کلاس B که دارای آرایش کلکتور مشترک است را همراه با شکل موج ورودی و خروجی آن در شکل ۸ــ۵ مشاهده می‌کنید.



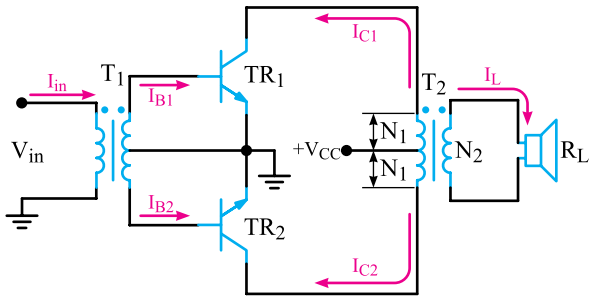
شکل ۸ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس B

برای داشتن یک شکل موج کامل در خروجی تقویت‌کنندهٔ کلاس B باید از دو ترانزیستور استفاده کنیم. به چنین مداری «پوش پول» (push pull) می‌گویند.

۱ــ۴ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ «پوش ــ پول» ترانسفورماتوری

: در شکل ۹ــ۵، مدار یک تقویت‌کنندهٔ پوش پول رسم شده است.

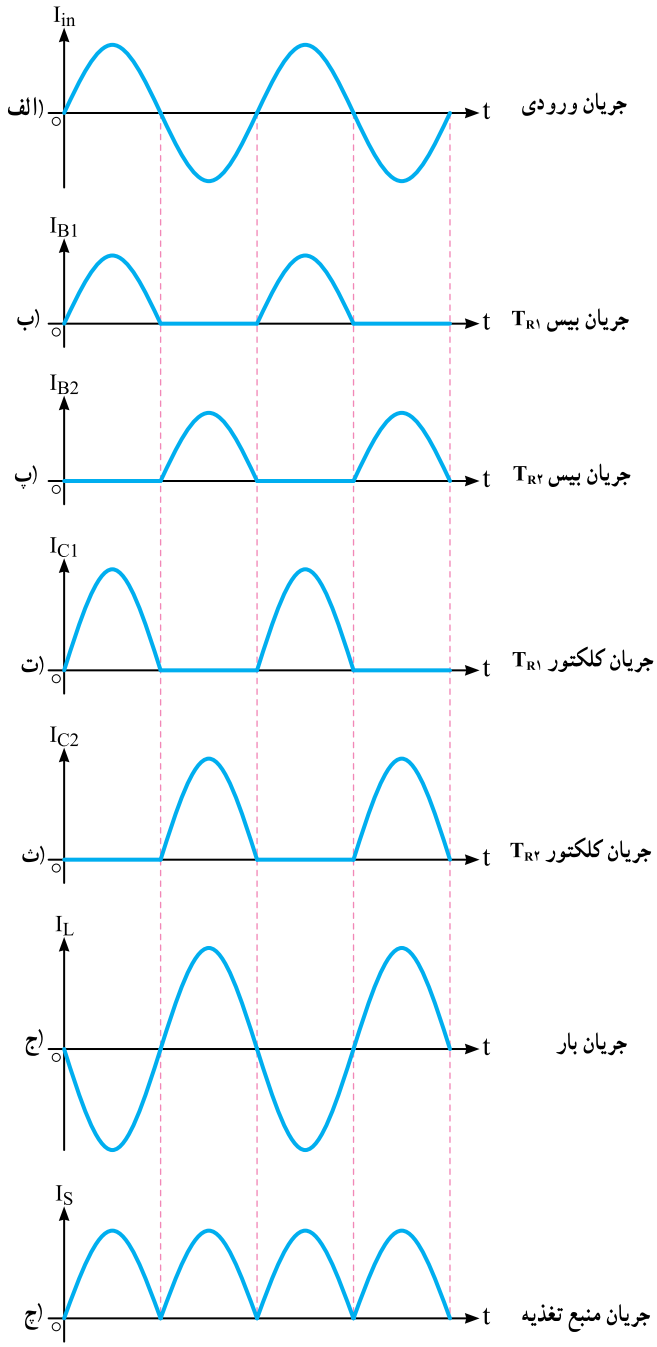
در این مدار در حالتی که سیگنال متناوب ورودی صفر است، ترانزیستورها در حالت خاموش ($I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0$) قرار دارند و هیچ جریانی از منبع تغذیه کشیده نمی‌شود.



شکل ۹ــ۵ــ مدار تقویت‌کنندهٔ پوش پول کلاس B با کوپلاژ ترانسفورماتوری

اگر یک سیگنال متناوب به ورودی مدار بدهیم، این سیگنال به ثانویهٔ ترانسفورماتور T_1 القاء می‌شود. چون سر وسط ترانسفورماتور T_1 به زمین (سیم مشترک) وصل شده است، موج‌های مربوط به دو سیم‌پیچ ثانویهٔ ترانسفورماتور نسبت به سر وسط در فاز مخالف هم قرار می‌گیرند. لذا هنگامی که به بیس ترانزیستور TR_1 نیم سیکل مثبت می‌رسد ترانزیستور TR_1 را هادی می‌کند. در این حالت به بیس ترانزیستور TR_2 نیم‌سیکل منفی می‌رسد و TR_2 را در حالت قطع قرار می‌دهد.

در نیم‌سیکل بعدی به بیس ترانزیستور TR_1 نیم‌سیکل منفی و به بیس ترانزیستور TR_2 نیم‌سیکل مثبت می‌رسد و TR_1 را قطع و TR_2 را هادی می‌کند. هادی شدن هر ترانزیستور در بیس و کلکتور آن جریان I_B و I_C را برقرار می‌کند. در شکل ۱۰ــ۵ــالف تا چ، شکل موج جریان ورودی (I_{in}) و جریان‌های بیس (I_{B1} و I_{B2}) و جریان‌های کلکتور ترانزیستورها (I_{C1} و I_{C2}) و جریان خط تغذیه (I_S) و جریان بار (I_L) با حفظ رابطهٔ زمانی رسم شده‌اند.



شکل ۱۰ــ۵ــ شکل موج جریان نقاط مختلف تقویت‌کنندهٔ پوش پول

۲ــ۴ــ۵ــ محاسبهٔ راندمان مدار

: جریانی که از منبع تغذیه کشیده می‌شود، برابر با مجموع جریان‌های i_{c1} و i_{c2} است. این جریان یک سیگنال یک‌طرفه ــ مطابق شکل ۱۰ــ۵ــچ ــ با مقدار متوسّط $\frac{2I_m}{\pi}$ است. لذا توان داده شده توسط منبع تغذیه به مدار برابر است با :

$$P_{dc} = V_{CC} \times \frac{۲I_m}{\pi}$$

چون هریک از دو ترانزیستور به تناوب هدایت می‌کند، جریانی که از بار می‌گذرد به‌صورت یک سیگنال دوطرفهٔ کامل و مطابق شکل ۱۰ــ۵ــ ج است. توانی که به بار منتقل می‌شود برابر است با :

$$P_L = I_{L(rms)} . V_{L(rms)} = \frac{I_m}{\sqrt{۲}} \times \frac{V_m}{\sqrt{۲}} = \frac{۱}{۲} I_m V_m$$

I_m و V_m به‌ترتیب دامنه‌های ماکزیمم جریان و ولتاژ در طرف اوّلیهٔ ترانسفورماتور تطبیق است. چون این ترانسفورماتور را بدون تلفات فرض کرده‌ایم به‌آسانی می‌توانیم بازدهٔ تقویت‌کننده را به‌دست آوریم.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{\frac{۱}{۲} V_m I_m}{\frac{۲}{\pi} V_{cc} I_m} \times ۱۰۰\% = \frac{\pi}{۴} \times \frac{V_m}{V_{cc}} \times ۱۰۰\%$$

حداکثر راندمان در شرایطی به‌دست می‌آید که $V_m = V_{CC}$ شود. در رابطهٔ η به‌جای V_m مقدار V_{CC} را می‌گذاریم و راندمان را محاسبه می‌کنیم.

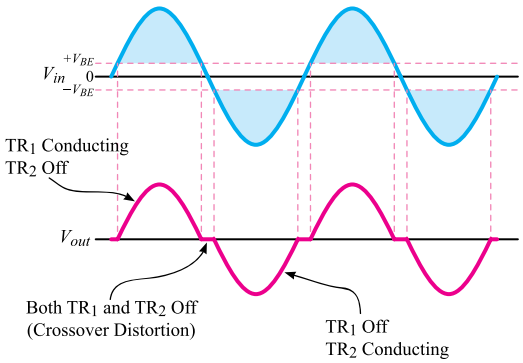
$$\boxed{\eta_{max} = \frac{\pi}{۴} \times ۱۰۰\% = ۷۸/۵\%}$$

در تقویت‌کنندهٔ پوش پول حداکثر توان تلف شده در هر ترانزیستور از رابطهٔ $\boxed{P_{cmax} = ۰/۲\ P_L}$ به‌دست می‌آید. با توجه به محاسبات بالا درمی‌یابیم که بازده تقویت‌کنندهٔ پوش پول بیش‌تر از بازدهٔ تقویت‌کنندهٔ کلاس A است. هم‌چنین برای انتقال یک قدرت مشخّص به بار، ترانزیستورهای کم‌قدرت‌تری مورد نیاز است؛ مثلاً اگر بخواهیم ۱۰ وات توان را به باری برسانیم، به ترانزیستورهایی با قدرت $P_{cmax} = ۲W$ نیاز داریم. درحالی که در تقویت‌کنندهٔ شکل ۴ــ۵ برای انتقال چنین توانی به بار، نیاز به ترانزیستوری با قدرت ۲۰W داریم.

ویژهٔ هنرجویان علاقه‌مند : رابطهٔ $P_{cmax} = ۰/۲\ P_L$ را اثبات کنید و نتایج آن را به کلاس ارائه دهید.

۳ــ۴ــ۵ــ معایب پوش پول کلاس B : مدار پوش پول کلاس B دو اشکال اساسی به شرح زیر دارد.

الف) چون هر دو ترانزیستور در ناحیهٔ قطع بایاس شده‌اند، دیود بیس امیتر ترانزیستورها باید توسط سیگنال متناوب ورودی هادی شوند؛ لذا حدود ۰/۷ ولت از دامنهٔ سیگنال ورودی برای بایاس بیس به‌کار می‌رود و تقویت نمی‌شود. عملاً در شکل موج خروجی تغییر شکل (اعوجاجی) مطابق شکل ۱۱ــ۵ به‌وجود می‌آید. این تغییر شکل را، اعوجاج تقاطعی (crossover distortion) می‌نامند.



شکل ۱۱ــ۵ــ اعوجاج تقاطعی در شکل موج خروجی

ب) اشکال دیگر مدار این است که در موقع فعال بودن ترانزیستورها، جریان زیادی را از منبع تغذیه می‌کشند؛ بنابراین، در ولتاژ تغذیه افتی متناسب با دامنهٔ سیگنال خروجی به‌وجود می‌آید. این افت ولتاژ موجب به نوسان افتادن مدار می‌شود.

برای برطرف کردن این اِشکال‌ها باید ترانزیستورهای $TR_۱$ و $TR_۲$ را در آستانهٔ هدایت بایاس کنیم.

۴ــ۴ــ۵ــ معایب تقویت‌کنندهٔ پوش پول ترانسفورماتوری : امروزه استفاده از مدار پوش پول با ترانسفورماتور تقریباً منسوخ شده است زیرا ترانسفورماتور جاگیر و سنگین است و روی پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده اثر می‌گذارد و آن را از یکنواختی درمی‌آورد. در تقویت‌کننده با کوپلاژ ترانسفورماتوری، اگر در حال کار، بلندگو از مدار قطع شود، ولتاژ القایی خیلی زیادی روی کلکتور ترانزیستورها می‌افتد و به ترانزیستورهای خروجی آسیب می‌رساند. برای جلوگیری از سوختن ترانزیستورها، باید قبل از قطع شدن بلندگو ولوم صدا را تا آخر ببندیم یا به‌جای بلندگو یک مقاومت اهمی پُروات و برابر با امپدانس بلندگو قرار دهیم.

۵ــ۵ــ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ــ۵ــ۵ــ هر تقویت‌کننده‌ای که ولتاژ یا جریان را تقویت کند، تقویت‌کنندهٔ قدرت نام دارد.

صحیح ☐ غلط ☐

۲ــ۵ــ۵ــ تقویت‌کننده‌های قدرت در ردهٔ تقویت‌کننده‌های سیگنال بزرگ هستند.

صحیح ☐ غلط ☐

کامل کردنی

۳ــ۵ــ۵ــ بازدهٔ تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ خازنی حداکثر..... و با کوپلاژ ترانسفورماتوری..... است.

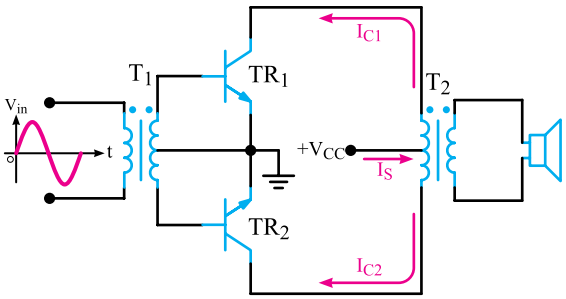
۴ــ۵ــ۵ــ اعوجاج تقاطعی در تقویت‌کنندهٔ پوش پول کلاس..... ایجاد می‌شود.

چهارگزینه‌ای

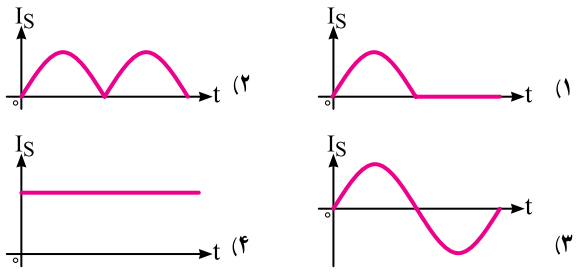
۵ــ۵ــ۵ــ در یک تقویت‌کننده، جریان دریافتی از خط تغذیه در حالت با سیگنال و بدون سیگنال AC ثابت است. کلاس کار تقویت‌کننده کدام است؟

۱) A ۲) B ۳) C ۴) AB

۶ــ۵ــ۵ــ شکل سیگنال جریانی که از منبع تغذیه مدار ۵ــ۱۲ کشیده می‌شود کدام است؟



شکل ۵ــ۱۲



تشریحی

۷ــ۵ــ۵ــ مشخصات عمومی تقویت‌کننده‌های قدرت را نام ببرید.

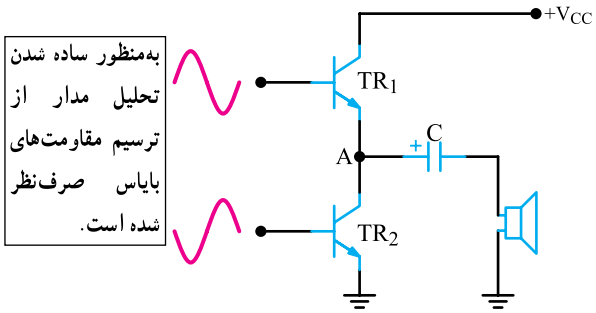
۸ــ۵ــ۵ــ حداکثر بازده یک تقویت‌کنندهٔ قدرت با بار ترانسفورماتوری که در کلاس A کار می‌کند، چه‌قدر است؟

۹ــ۵ــ۵ــ در تقویت‌کننده‌های قدرت اعوجاج تقاطعی را شرح دهید.

۱۰ــ۵ــ۵ــ ضریب شایستگی را تعریف کنید و عدد ضریب شایستگی را برای تقویت‌کنندهٔ کلاس A با کوپلاژ خازنی محاسبه کنید.

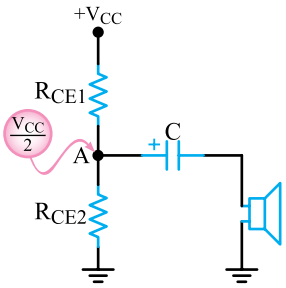
۶ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول بدون ترانسفورماتور

به دلایلی که بیان شد، در تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول تا حد امکان از ترانسفورماتور استفاده نمی‌شود. در شکل ۵ــ۱۳ یک تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول نشان داده شده است. در این تقویت‌کننده، خازن C جایگزین چوک بلندگو شده است.



شکل ۵ــ۱۳ــ تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ ساده

طرز کار مدار به این ترتیب است که در لحظهٔ روشن شدن دستگاه صوتی، خازن C توسط ترانزیستور TR_1 به اندازهٔ $\frac{V_{CC}}{2}$ شارژ می‌شود (یعنی $V_A = \frac{V_{CC}}{2}$). معادل مدار را قبل از اعمال سیگنال متناوب می‌توان مانند دو مقاومت مساوی مانند شکل ۵ــ۱۴ درنظر گرفت.

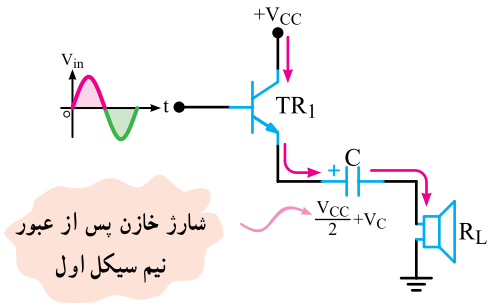


شکل ۵ــ۱۴ــ کلکتور امیتر دو ترانزیستور معادل دو مقاومت مساوی

ولتاژ تغذیهٔ V_{CC} بین دو مقاومت تقسیم می‌شود و خازن C به اندازهٔ $\frac{V_{CC}}{۲}$ شارژ می‌شود. فرض می‌کنیم در اولین نیم‌سیکل از سیگنال ورودی ترانزیستور $TR_۱$ فعال می‌شود. در این حالت جریان از $TR_۱$ عبور می‌کند و ولتاژ شارژ خازن را به اندازهٔ $\frac{V_{CC}}{۲}+V_C$ افزایش می‌دهد. جریان حاصل از سیگنال متناوب، از سیم‌پیچ بلندگو نیز می‌گذرد و در دو سر آن افت پتانسیلی متناسب با دامنهٔ ولتاژ ورودی به‌وجود می‌آورد.

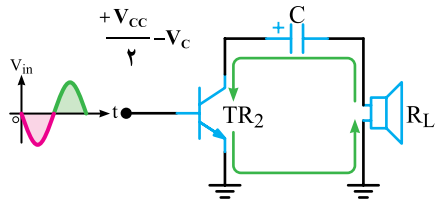
چون ظرفیت خازن کوپلاژ بلندگو زیاد است، در نیم‌پریود هدایت ترانزیستور $TR_۱$ شارژ آن افزایش چندانی نمی‌یابد.

شکل ۱۵ــ۵ هدایت ترانزیستور و مسیر عبور جریان در نیم‌سیکلی که $TR_۱$ هادی است را نشان می‌دهد.



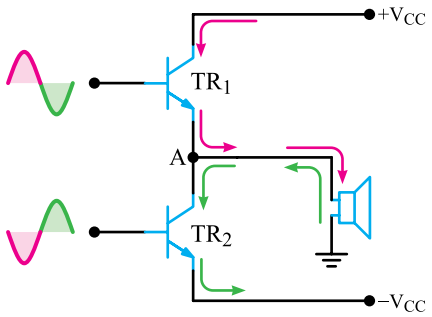
شکل ۱۵ــ۵ــ مسیر عبور جریان وقتی $TR_۱$ هادی است.

در نیم‌پریود دوم سیگنال ورودی، ترانزیستور $TR_۱$ خاموش و ترانزیستور $TR_۲$ روشن می‌شود. در این حالت، چون منبع تغذیه از مدار کلکتور $TR_۲$ قطع می‌شود، تغذیهٔ این ترانزیستور از طریق دشارژ خازن C انجام می‌گیرد؛ یعنی، جریان از جوشن مثبت خازن به‌طرف کلکتور $TR_۲$ جاری می‌شود و از امیتر این ترانزیستور به سر پایین سیم‌پیچ بلندگو می‌رسد. به این ترتیب در دو سر سیم‌پیچ بلندگو ولتاژی متناسب با ولتاژ ورودی افت می‌کند. شکل ۱۶ــ۵ مسیر جریان را در لحظهٔ هدایت $TR_۲$ نشان می‌دهد.



شکل ۱۶ــ۵ــ مسیر عبور جریان در نیم سیکلی که $TR_۲$ هادی است.

اگر به‌جای منبع تغذیهٔ تکی، از یک منبع تغذیهٔ دوتایی (دوبل) مطابق شکل ۱۷ــ۵ استفاده کنیم، درصورتی که نقطهٔ کار ترانزیستورها را طوری تنظیم نماییم که ولتاژ نقطهٔ A مساوی صفر شود، دیگر به خازن کوپلاژ نیازی نخواهیم داشت.

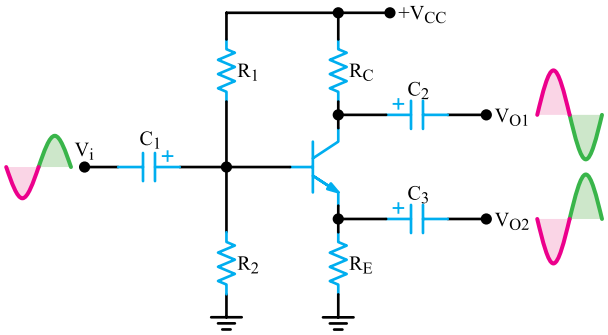


شکل ۱۷ــ۵ــ تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ متقارن

۱ــ۶ــ۵ــ ایجاد دو سیگنال هم‌دامنه و با فاز مخالف توسط مدار جداکنندهٔ فاز (Phase Splitter):

وظیفهٔ ترانسفورماتور سه سر ورودی در شکل ۹ــ۵ ایجاد دو سیگنال هم‌دامنه با اختلاف فاز ۱۸۰° برای بیس ترانزیستورهای $TR_۱$ و $TR_۲$ است. به‌جای این ترانسفورماتور می‌توانیم مدار شکل ۱۸ــ۵ را جایگزین آن کنیم.

این مدار را مدار جداکنندهٔ فاز (Phase Splitter) می‌نامند.



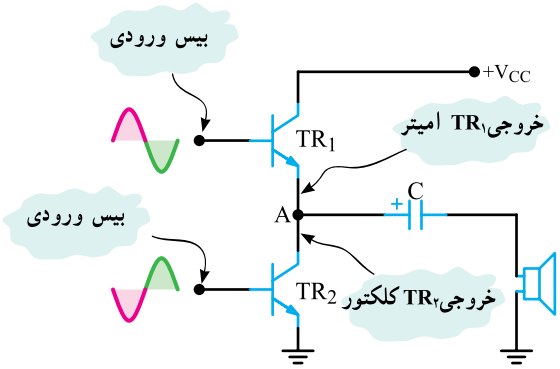
شکل ۱۸ــ۵ــ مدار جداکنندهٔ فاز

سیگنال $V_{O۱}$ با سیگنال ورودی ۱۸۰° اختلاف فاز دارد. زیرا آرایش ترانزیستور در این حالت به‌صورت امیتر مشترک است. سیگنال $V_{O۲}$ با سیگنال ورودی هم‌فاز است، زیرا ترانزیستور در

این حالت به‌صورت آرایش کلکتور مشترک به‌کار رفته است. با توجه به اینکه $i_e \sim i_c$ است، اگر R_E را مساوی R_C درنظر بگیریم، دامنهٔ سیگنال‌های خروجی V_{O1} و V_{O2} تقریباً با هم برابر می‌شوند.

۲ــ۶ــ۵ــ عیب‌پوش پول بدون ترانسفورماتور :

یکی از اِ شکال‌های تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول بدون ترانسفورماتور، عدم تقارن دو نیم‌سیکل سیگنال خروجی است زیرا در حالت هدایت امپدانسی که توسط ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 دیده می‌شود، با هم متفاوت است. به شکل ۱۹ــ۵ توجه کنید، TR_1 دارای آرایش کلکتور مشترک و TR_2 دارای آرایش امیتر مشترک است، وجود این دو نوع آرایش برای دو نیم‌سیکل مثبت و منفی عدم تقارن ایجاد می‌کند.



شکل ۱۹ــ۵ــ دو ترانزیستور آرایش‌های متفاوت دارند.

۷ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پوش پول با ترانزیستورهای مکمل (Complementary)

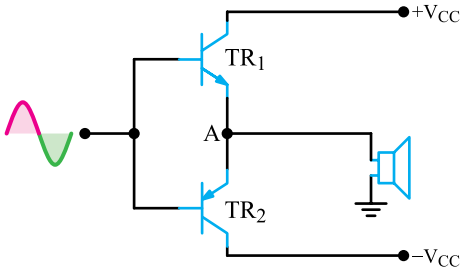
همان‌طور که گفتیم، در طبقهٔ «پوش‌پول» هر ترانزیستور در نیم‌تناوب هدایت می‌کند. در این تقویت‌کننده، ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 در دو آرایش مختلف با مشخّصات کاملاً متفاوت عمل می‌کنند. برای آن‌که سیگنال خروجی کاملاً متقارن باشد، به تنظیم دقیق احتیاج دارد. در ابتدا ترانزیستورها را فقط از نوع PNP می‌ساختند، به همین دلیل، همهٔ طراحی‌های اولیه بر این اساس صورت گرفته است. ساخت ترانزیستورهای NPN این امکان را به‌وجود آورد که مدار با استفاده از دو ترانزیستور PNP و NPN که مشخّصات کاملاً یکسانی داشته باشند امکان‌پذیر شود.

در تقویت‌کننده با ترانزیستورهای مکمّل، چون هر دو ترانزیستور به‌صورت کلکتور مشترک عمل می‌کنند، مشخّصات یکسانی دارند. لذا سیگنال خروجی کاملاً متقارن است. در این مدار به طبقهٔ جداکنندهٔ فاز هم نیازی نیست.

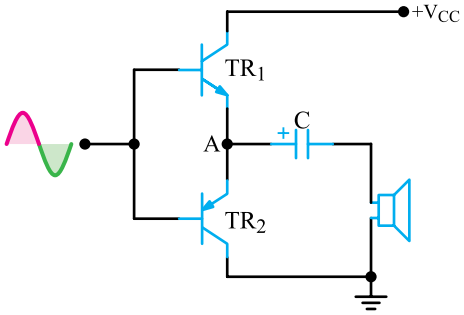
در شکل ۲۰ــ۵ یک تقویت‌کنندهٔ مکمّل با منبع تغذیهٔ متقارن و در شکل ۲۱ــ۵، همین مدار با منبع تغذیهٔ معمولی نشان داده شده است.

درصورتی که از منبع تغذیه با سر وسط استفاده شود، به خازن کوپلاژ بلندگو نیازی نیست. در این مدار، هر دو ترانزیستور به‌صورت کلکتور مشترک قرار گرفته‌اند و بنابراین، امپدانس خروجی کمی دارند. لذا می‌توان بلندگو را مستقیماً به خروجی ترانزیستورها وصل کرد.

این مدار مانند مدار شکل ۲۰ــ۵ در کلاس B کار می‌کند.



شکل ۲۰ــ۵ــ تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ متقارن



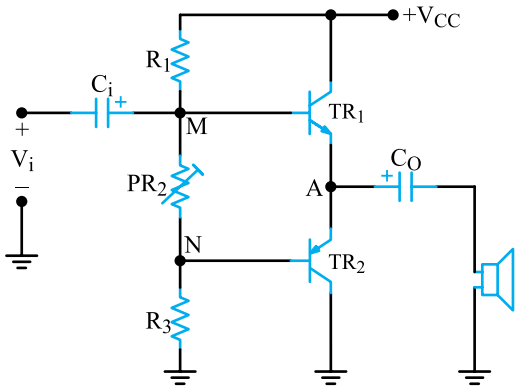
شکل ۲۱ــ۵ــ تقویت‌کننده با منبع تغذیهٔ ساده

چون در حالت عادی ولتاژ روی پایهٔ بیس ترانزیستورها برابر صفر است، با ظاهر شدن سیگنال ورودی، هدایت ترانزیستور بلافاصله شروع نمی‌شود. لذا سیگنال خروجی دارای اعوجاج تقاطعی است. برای برطرف کردن این عیب باید ترانزیستورها

را در کلاس AB بایاس کنیم. این کار را با روش‌های مختلف می‌توانیم انجام دهیم.

۱ــ۷ــ۵ــ روش‌های قرار دادن ترانزیستورها در آستانهٔ هدایت (کلاس AB) : با روش‌های مختلف می‌توان بیس امیتر ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 را در آستانهٔ هدایت یعنی حدود ۰/۶ ولت بایاس کنیم.

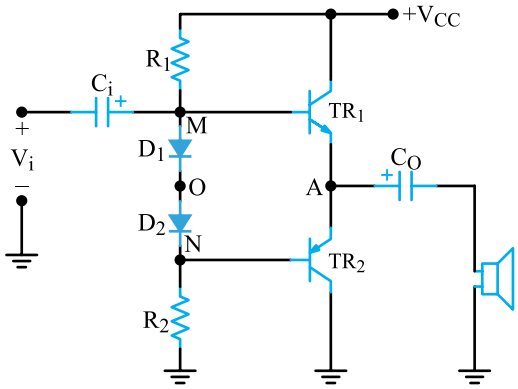
الف) استفاده از مقاومت‌های تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ: در شکل ۲۲ــ۵ ولتاژ V_{CC} توسط مقاومت‌های R_1، P_{R2} و R_3 تقسیم می‌شود. با تنظیم P_{R2} می‌توان پتانسیل نقاط M تا N را در حدود ۱/۲ ولت تنظیم کنیم تا ترانزیستورها در آستانهٔ هدایت قرار گیرند.



شکل ۲۲ــ۵ــ تنظیم پتانسیل MN توسط P_{R2}

وجود مقاومت P_{R2} اِشکال مربوط به اعوجاج تقاطعی را که در کلاس B وجود دارد برطرف می‌کند. امّا عیب این مدار آن است که قدری از سیگنال ورودی نیز در دو سر مقاومت P_{R2} افت می‌کند و باعث می‌شود سیگنال کم‌تری به بیس ترانزیستور TR_2 برسد.

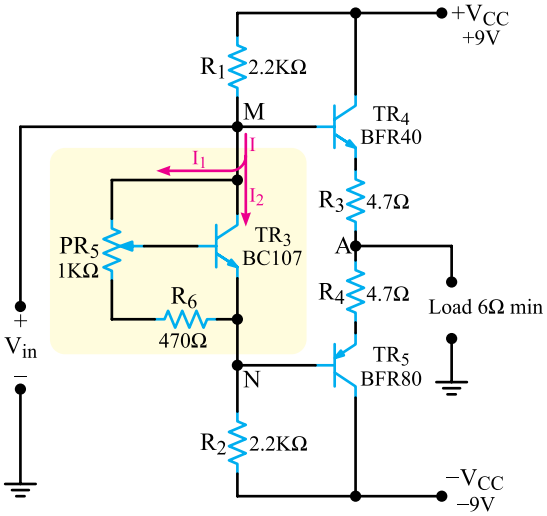
ب) استفاده از دیود: روش دیگر اصلاح مدار شکل ۲۲ــ۵ به‌کار بردن دو دیود سری بین بیس‌های دو ترانزیستور مطابق شکل ۲۳ــ۵ است. مقاومت‌های R_1 و R_2، دیودهای D_1 و D_2 را توسط منبع V_{CC} در بایاس موافق قرار می‌دهند. در دو سر هر دیود حدود ۰/۶ ولت افت ولتاژ وجود دارد. به این ترتیب پتانسیل نقاط MN در حدود ۱/۲ ولت تثبیت می‌شود.



شکل ۲۳ــ۵ــ تنظیم پتاسیل MN توسط دو دیود

سیگنال ورودی را به نقطهٔ N یا O نیز می‌توان اتصال داد. باید توجه داشت با اعمال سیگنال به نقطهٔ O، در نیم‌سیکل‌های مثبت و منفی خروجی، تقارن ایجاد می‌شود. در این روش عیب مربوط به مدار تقسیم‌کنندهٔ مقاومتی برطرف می‌شود، اما ممکن است افت ولتاژ دو سر دیودها به قدری زیاد شود که هر دو ترانزیستور را روشن کند. در این‌صورت، بازده مدار به شدّت کم می‌شود.

پ) استفاده از رگولاتور ولتاژ موازی: مناسب‌ترین روش تأمین ولتاژ بین بیس ترانزیستورها استفاده از یک ترانزیستور دیگر به‌عنوان رگولاتور ولتاژ است. در شکل ۲۴ــ۵ نمونهٔ چنین مداری را مشاهده می‌کنید. در این مدار، ترانزیستور TR_3 به‌صورت یک رگولاتور ولتاژ موازی عمل می‌کند و همواره اختلاف پتانسیل بین دو نقطهٔ M و N را مساوی ۱/۲ ولت ثابت نگه می‌دارد.



شکل ۲۴ــ۵ــ رگولاتور ولتاژ موازی برای قراردادن ترانزیستورهای مکمل در کلاس AB

برای هنرجویان علاقه‌مند: مدار رگولاتور به این ترتیب عمل می‌کند که اگر ابتدا به کمک پتانسیومتر P_{R5} ترانزیستور TR_3 را طوری بایاس کنیم که ولتاژ کلکتور امیتر آن برابر ۱/۲ ولت شود، پس از آن جریان I_1 همواره ثابت می‌ماند؛ زیرا به فرض آن‌که افزایش جریان I موجب افزایش مقدار I_1 گردد، چون جریان I_1 از مقاومت R_6 و قسمت پایینی پتانسیومتر R_5 می‌گذرد، افت ولتاژ دو سر این مقاومت‌ها افزایش می‌یابد. لذا V_{BE} ترانزیستور TR_3 زیادتر و ترانزیستور، هادی‌تر می‌شود؛ یعنی، مقاومت کلکتور امیتر آن کاهش می‌یابد و موجب افزایش I_2 (که جریان کلکتور TR_3 است) می‌شود.

بنابراین افزایش I_2 کاهش مقدار I_1 را به‌دنبال دارد. زیرا

$$I_1 = I - I_2$$

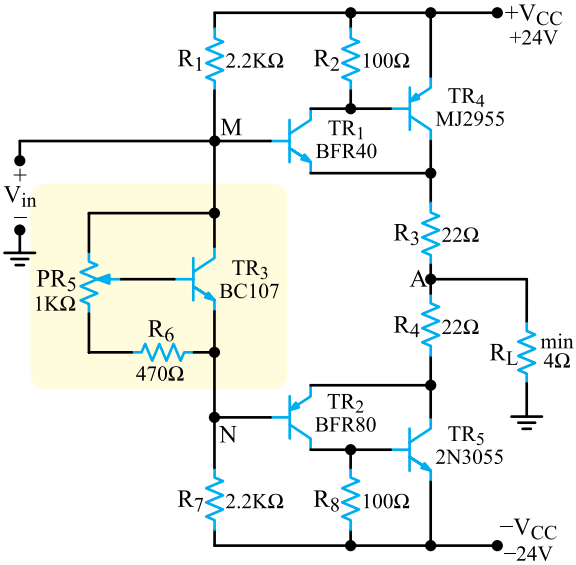
↓ ↓ ↓

افزایش ثابت کاهش

با کاهش I_1، نقطهٔ کار ترانزیستور به حالت اول خود برمی‌گردد.

۲ــ۷ــ۵ــ استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت خروجی:

درصورتی که تقویت‌کننده‌ای با قدرت زیاد لازم باشد، می‌توانیم به‌جای هریک از ترانزیستورهای مکمّل از یک زوج دارلینگتون استفاده کنیم. در شکل ۲۵ــ۵



شکل ۲۵ــ۵ــ استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت تقویت‌کننده

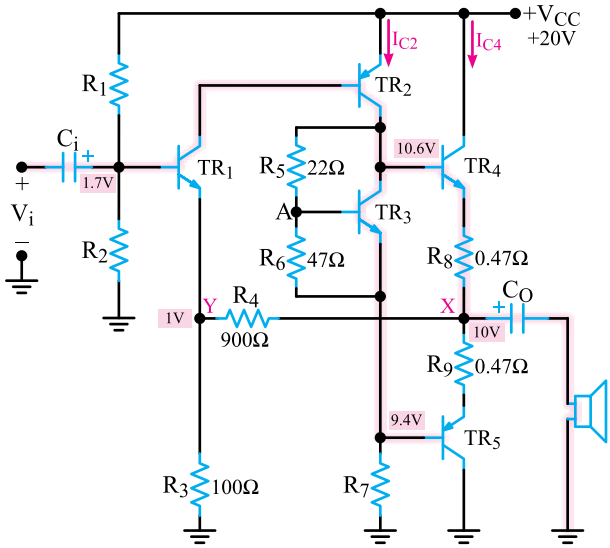
یک تقویت‌کننده با زوج دارلینگتون نشان داده شده است.

برتری این انتخاب در مقایسه با زوج دارلینگتون با ترانزیستورهای مشابه این است که در این مدار برای قرار گرفتن تقویت‌کننده در کلاس AB باید اختلاف پتانسیل بین دو نقطهٔ M و N مساوی $2V_{BE}$ یعنی حدود ۱/۲ ولت باشد؛ درحالی که اگر ترانزیستورها را مشابه انتخاب می‌کردیم، این ولتاژ به $4V_{BE}$ یعنی در حدود ۲/۴ ولت می‌رسید. افزایش V_{MN} از پایداری رگولاتور ولتاژ T_{R3} می‌کاهد.

۳ــ۷ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول مکمل با طبقهٔ راه‌انداز:

در شکل ۲۶ــ۵ مدار یک تقویت‌کنندهٔ کامپلی منتاری با طبقه راه‌انداز و فیدبک نشان داده شده است.

در این مدار، دو ترانزیستور TR_4 و TR_5 عمل تقویت توان



شکل ۲۶ــ۵ــ مدار یک تقویت‌کنندهٔ پوش پول با طبقهٔ راه‌انداز و فیدبک

خروجی را انجام می‌دهند. ترانزیستور TR_3 به‌عنوان رگولاتور، دو ترانزیستور TR_4 و TR_5 را در آستانهٔ هدایت بایاس می‌کند. ترانزیستور TR_2 ترانزیستور راه‌انداز است که موج ac را به طبقهٔ قدرت می‌دهد. ترانزیستور TR_1 راه‌انداز اوّلیه یا تقویت‌کنندهٔ ولتاژ اولیه است. مسیر عبور موج ac توسط خط زمینهٔ پر روی شکل نشان داده شده است. مقدار جریانی که باید از TR_2 بگذرد، از طریق قدرت خروجی و مقاومت بار تعیین می‌شود، یعنی، TR_2 باید جریان مورد نیاز برای بیس TR_4 و TR_5 را که مساوی $\frac{I_{C4}}{\beta_4}$ است، تأمین کند. جریان بیس TR_2 نیز به‌طور مشابه از کلکتور

TR_1 تأمین می‌شود.

در شکل ۲۶ـ۵ ولتاژ تغذیه ۲۰ ولت درنظر گرفته شده است. ولتاژ DC خروجی در نقطهٔ (X) مساوی $\frac{V_{CC}}{2}$ یعنی ۱۰ ولت است. مقاومت‌های R_3 و R_4 طوری درنظر گرفته شده‌اند که ولتاژ دو سر R_3 (ولتاژ امیتر ترانزیستور TR_1) مساوی ۱ ولت شود. ولتاژ امیتر TR_1 همان ولتاژ دو سر R_3 است که از تقسیم ولتاژ نقطهٔ $(\frac{V_{CC}}{2})X$ بین R_4 و R_3 به‌دست می‌آید.

$$V_{ETR1} = V_3 = \frac{V_x R_3}{R_3 + R_4} = \frac{10 \times 100}{900 + 100}$$

$$V_{ETR1} = 1V$$

در این تقسیم ولتاژ از جریان I_{E1} صرف‌نظر شده است. چون تمام ترانزیستورها از جنس سیلیکون درنظر گرفته شده‌اند. ولتاژ بیس ترانزیستور TR_1 به اندازهٔ ۰/۷ ولت از امیتر آن بیش‌تر و مساوی ۱/۷ ولت است.

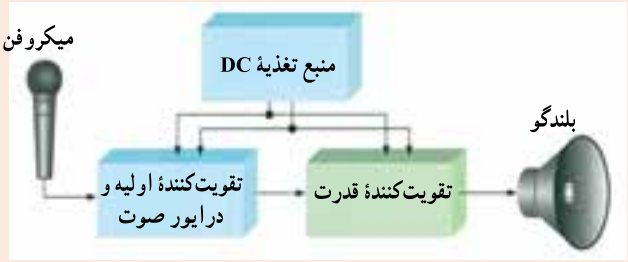
مقاومت‌های R_1 و R_2 تقسیم‌کنندهٔ ولتاژ منبع تغذیه هستند. بنابراین، ولتاژ بیس TR_1 که در حدود ۱/۷ ولت است با استفاده از مقاومت‌های R_1، R_2 و خط تغذیه تأمین می‌شود.

این ولتاژ مثبت در بیس TR_1 باعث تغذیهٔ آن می‌شود. به مجرد این‌که TR_1 هادی می‌شود، جریان را در بیس TR_2 جاری می‌کند و آن را فعال می‌سازد. با هادی شدن بیش‌تر TR_2 افت پتانسیل کلکتور امیتر در آن کاهش می‌یابد و بیس TR_4 را مثبت‌تر می‌کند. این افزایش ولتاژ هدایت بیش‌تر ترانزیستور TR_4 را به‌دنبال دارد و درنتیجه، ولتاژ امیتر آن و به تبع آن ولتاژ نقطهٔ X، افزایش می‌یابد. وقتی که ولتاژ نقطهٔ X به ۱۰ ولت (نصف ولتاژ منبع تغذیه) برسد، ولتاژ امیتر TR_1 (نقطهٔ Y) به حدود یک ولت می‌رسد. این باعث می‌شود که در ترانزیستور TR_1 بین بیس و امیتر ۰/۷ ولت افت پتانسیل، به‌وجود آید. اگر پتانسیل نقطهٔ X به بیش از ده ولت افزایش یابد، امیتر TR_1 مثبت‌تر می‌شود؛ و بایاس مستقیم TR_1 را کم می‌کند و از هدایت آن می‌کاهد. یعنی، ولتاژ نقطهٔ X هیچ‌گاه از ده ولت $(\frac{1}{2}V_{CC})$ بیش‌تر نمی‌شود که همان مقدار دلخواه است.

۴ـ۷ـ۵ـ پایداری حرارتی: در شکل ۲۶ـ۵ به‌آسانی درمی‌یابیم که این مدار به علت استفاده از دو مقاومت R_3 و R_4 (به‌عنوان فیدبک) در مقابل تغییرات درجه حرارت پایدار است. با وجود جریان‌های نشتی یا مقادیر مختلف β برای ترانزیستورهای مختلف، به‌دلیل وجود این فیدبک جریان‌های نقطهٔ کار پایدار می‌شوند. بنابراین، ولتاژ نقطهٔ X در ده ولت ثابت باقی می‌ماند.

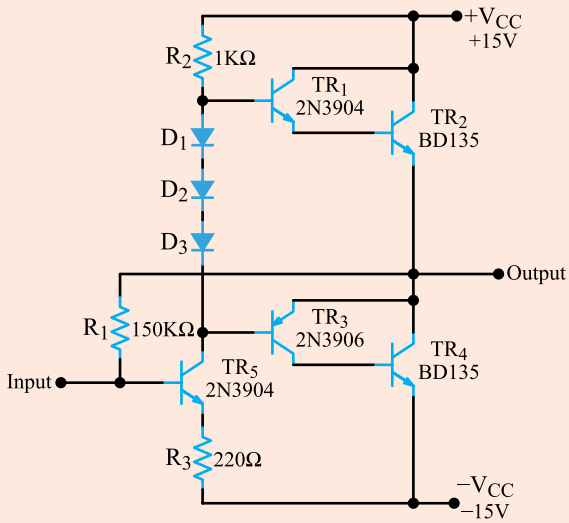
برای هنرجویان علاقه‌مند

۵ـ۷ـ۵ـ مدار کاربردی تقویت‌کنندهٔ پوش‌پول با مدار راه‌انداز: در شکل ۲۷ـ۵ بلوک دیاگرام یک نمونه تقویت‌کنندهٔ اولیهٔ صوتی (Audio Pre Amplifier) و تقویت‌کنندهٔ قدرت (Power Amplifier=PA) را مشاهده می‌کنید.



شکل ۲۷ـ۵ـ بلوک دیاگرام یک آمپلی فایرصوتی

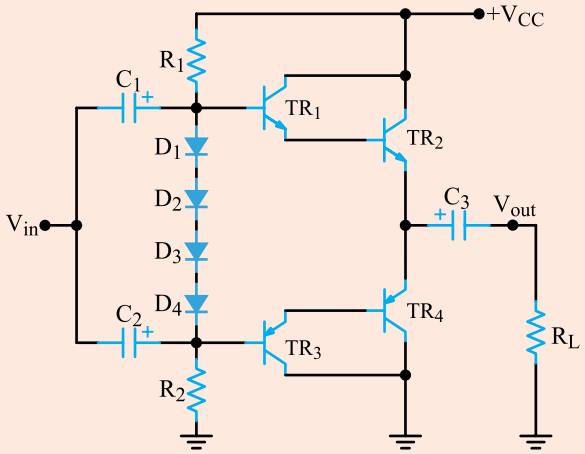
در شکل ۲۸ـ۵ یک نمونه نقشهٔ فنی تقویت‌کنندهٔ قدرت به‌صورت پوش‌پول مکمل (کامپلی منتاری) همراه با تقویت‌کنندهٔ درایور رسم شده است.



شکل ۲۸ـ۵ـ تقویت‌کنندهٔ قدرت همراه با تقویت‌کنندهٔ درایور

تقویت‌کنندهٔ قدرت به‌صورت زوج دارلینگتون و در کلاس AB بایاس شده است و جریان کافی را برای بلندگوی ۸ اهمی تأمین می‌کند. سیگنالی که از تقویت‌کنندهٔ اولیه دریافت می‌شود باید به‌صورت کوپلاژ خازنی به طبقهٔ تقویت‌کنندهٔ درایور (TR_5) داده شود. ترانزیستور TR_5 علاوه بر تقویت سیگنال در حد مورد نیاز برای طبقات بعدی، مانع بارگذاری روی طبقهٔ تقویت‌کنندهٔ اولیه (قبلی) می‌شود و بهرهٔ مدار را افزایش می‌دهد. بایاس بیس TR_5 از طریق R_1 و از ولتاژ خروجی که در حالت سکون (بدون اعمال سیگنال متناوب) صفر ولت است، تأمین می‌شود. سیگنال ac خروجی نیز از طریق R_1 به بیس TR_5 فیدبک داده می‌شود. این سیگنال، با سیگنال ورودی که به بیس TR_5 داده می‌شود در فاز مخالف است و فیدبک منفی ac ایجاد می‌کند و سبب پایداری بهرهٔ مدار می‌شود. در این مدار به این دلیل از سه دیود استفاده شده است که باید دیودهای بیس امیتر ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 و TR_3 را در آستانهٔ هدایت قرار دهد، زیرا ولتاژ مورد نیاز این سه ترانزیستور در حدود $۳ \times ۰/۶ = ۱/۸\ V$ است.

تمرین کلاسی : به چه دلیل درمدار شکل ۲۹ــ۵ از ۴ دیود استفاده شده است؟ با ذکر دلیل توضیح دهید.



شکل ۲۹ــ۵ــ مدار پوش پول با زوج دارلینگتون

۸ــ۵ــ خنک‌کننده یا رادیاتور حرارت برای ترانزیستورهای قدرت

همان‌طور که پیش از این گفته شد، برای کار با ترانزیستورهایی که بیش از یک وات تلفات دارند، باید از گرماگیر استفاده کنیم. در دماهای خیلی زیاد حتی اگر ترانزیستور خراب هم نشود، عمر آن به علّت تغییرات گرمایی کاهش می‌یابد.

هدف از کاربرد رادیاتور، انتقال گرما از ترانزیستور به سطح بزرگ‌تری است که بتواند گرما را به محیط اطراف دفع کند. برای قدرت‌های زیاد، چنان‌چه از نظر فضا محدودیتی باشد، در صورت نیاز می‌توانیم از کوران هوا یا مایع استفاده کنیم.

هم‌چنین در بسیاری از موارد از جابه‌جایی معمولی هوا استفاده می‌شود. در شکل ۳۰ــ۵ یک نمونه ترانزیستور قدرت را با رادیاتور مشاهده می‌کنید.

شکل ۳۰ــ۵ــ ترانزیستور قدرت با رادیاتور

حداکثر توانی که ترانزیستور تحمل می‌کند به دمای پیوند ترانزیستور مربوط است؛ زیرا توان تلف شده در ترانزیستور سبب افزایش دما در پیوندهای آن می‌شود. مسلماً یک ترانزیستور ۱۰۰ وات نسبت به یک ترانزیستور ۱۰ وات توان بیش‌تری دارد. هرگاه یک ترانزیستور به‌طور صحیح خنک شود، از نظر توان، تحمل بیش‌تری دارد و اجازه می‌دهد تا در ناحیهٔ حداکثر توان کار کند.

باید توجه داشت که از دو نوع ترانزیستورهای دوقطبی یعنی ژرمانیم و سیلیکون ترانزیستورهای سیلیکون در مقابل دماهای بالا تحمل بیش‌تری دارند؛ حداکثر دمای پیوند این دسته از ترانزیستورهای قدرت به شرح زیر است.

الف) برای سیلیکون $150^{\circ}C$ تا $200^{\circ}C$

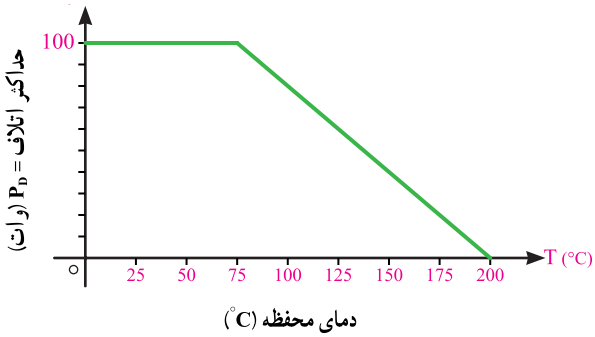
ب) برای ژرمانیم $100^{\circ}C$ تا $110^{\circ}C$

در بسیاری از کاربردها، توان متوسط تلف شده می‌تواند با رابطهٔ زیر بیان شود.

$$P_D = V_{CE}I_C$$

استفاده از این توان تا وقتی که دمای ترانزیستور به حداکثر مجاز نرسد، امکان‌پذیر است. هرگاه دما به حداکثر رسید، باید حداکثر توان کاهش یابد. به‌طوری که وقتی دمای محفظهٔ ترانزیستور به حداکثر دمای مجاز می‌رسد، توان تلف شده در ترانزیستور به صفر کاهش می‌یابد.

شکل ۳۱ــ۵ نمونه‌ای از منحنی تلفات توان ــ دما را برای ترانزیستور سیلیکونی نشان می‌دهد. این منحنی مشخص می‌کند که تولیدکننده همواره دمای بالایی را پس از نزول منحنی برای رسیدن توان به صفر درنظر می‌گیرد. برای سیلیکون، این دما ۲۰۰ درجه است که در آن تلفات توان به صفر وات تنزل کرده است.



شکل ۳۱ــ۵ــ منحنی اتلاف توان برای ترانزیستورهای سیلیکون

هرچه توانی که ترانزیستور باید تحمل کند بیش‌تر باشد، دمای بدنهٔ آن بیش‌تر افزایش می‌یابد. درواقع، عاملی که مصرف توان را در ترانزیستور محدود می‌سازد، دمای پیوند کلکتور در ترانزیستور است. ترانزیستورهای قدرت معمولاً در داخل بدنه‌های فلزی بزرگ کار گذاشته می‌شوند تا بدین‌وسیله سطح بزرگ، گرمای تولید شده را به خارج هدایت کند. علاوه بر این، به‌کار بردن یک ترانزیستور در هوا حداکثر توان قطعه را به‌شدت محدود می‌سازد. در عوض، اگر قطعه روی نوعی خنک‌کننده نصب شود ظرفیت تلفات توان در آن بالا می‌رود و به مقدار حداکثر آن که به‌وسیلهٔ تولیدکننده مشخص شده است، نزدیک‌تر می‌شود.

هرگاه خنک‌کننده برای خنک کردن ترانزیستور به‌کار رود، به‌علت وجود سطح تماس بیش‌تر با هوا، گرما به خارج هدایت می‌شود و دمای محفظهٔ ترانزیستور در سطح پایین‌تری نسبت به حالت بدون خنک‌کننده خواهد ماند. حتی به هنگام بکار بردن خنک‌کننده‌ای با ابعاد بی‌نهایت (که البته از نظر فیزیکی وجود ندارد)، محفظه با محیط هم‌دما خواهد ماند. در این حالت دمای پیوند، بالاتر از محفظه است. از این‌رو، همواره باید حداکثر توان مورد توجه باشد. حتی یک خنک‌کنندهٔ بسیار خوب هم نمی‌تواند ترانزیستور را با محیط هم‌دما کند. لذا هنگامی که ترانزیستور را در دمای بالا به‌کار می‌بریم، باید توان مجاز آن را کاهش دهیم.

آیا می‌دانید: برای دفع گرمای ایجاد شده در CPU کامپیوتر از یک هواکش کوچک (Fan) استفاده می‌کنند. این پنکه روی گرماگیر نصب می‌شود.

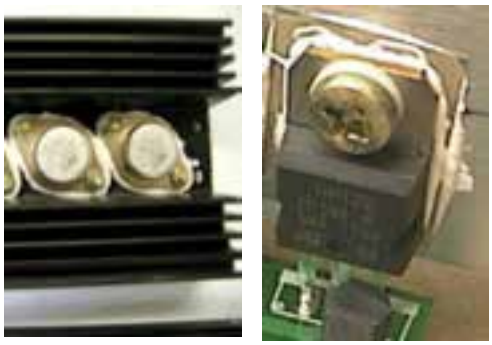
۱ــ۸ــ۵ــ مشخصهٔ گرمایی ترانزیستور قدرت و رابطهٔ آن با توان تلف شده: انتخاب یک خنک‌کنندهٔ مناسب برای ترانزیستور قدرت به بحث مفصل‌تری نیاز دارد که از بحث ما خارج است امّا تشریح بیش‌تر مشخصهٔ گرمایی ترانزیستور و رابطهٔ آن با توان تلف شده، می‌تواند مفهوم واضح‌تری را برای توانی که به‌وسیلهٔ دما محدود شده است، به ما بدهد. بحث زیر تا حدودی زمینه را برای رسیدن به این هدف فراهم می‌کند.

حرارت ایجاد شده در محل پیوند «کلکتور و بیس» برای انتقال به محیط اطراف ابتدا باید به بدنهٔ ترانزیستور منتقل شود. انتقال این گرما معمولاً به کندی صورت می‌گیرد. عاملی که باعث این کندی می‌شود، **مقاومت حرارتی نیمه هادی** نام دارد. مقاومت حرارتی اتصال کلکتور بیس به بدنه را با θ_{JC} مشخص می‌کنند. واحد مقاومت حرارتی برحسب درجهٔ سانتی‌گراد بر وات (C°/W) است که کارخانهٔ سازندهٔ ترانزیستور آن را مشخص می‌کند. مقدار متعارف برای یک ترانزیستور قدرت سیلیکونی با محفظهٔ ۳ــ TO برابر با $1/5\ ^{\circ}C/W$ است. متناسب با نوع

ترانزیستور، مقدار مقاومت حرارتی معمولاً بین ۱ تا ۵۰ °C/W تغییر می‌کند.

هنگام استفاده از رادیاتور، معمولاً ترانزیستور توسط یک واشر (طلق) و یک ماده از خمیر سیلیکونی از فلز رادیاتور عایق می‌شود. معمولاً واشر هم دارای مقاومت حرارتی است که با «θ_{CS}» مشخص می‌شود. θ_{CS} معرف مقاومت حرارتی از محفظه به رادیاتور است و چنان‌چه مقدار آن مشخص نشده باشد، می‌توان آن را با تقریب برابر با ۰/۵ °C/W انتخاب کرد.

هم‌چنین، مقاومت حرارتی دیگری از بدنه به هوای اطراف وجود دارد که آن را با θ_{SA} مشخص می‌کنند. مقدار θ_{SA} بستگی به عواملی مانند اندازه و شکل رادیاتور دارد. معمولاً کارخانه‌های سازندهٔ رادیاتور، مقاومت حرارتی محصولات خود را مشخص می‌کنند. شکل ۳۲ــ۵ ترانزیستور قدرت با بدنهٔ فلزی، رادیاتور و نحوهٔ اتصال آن به رادیاتور را نشان می‌دهد.



شکل ۳۲ــ۵ــ ترانزیستورهای قدرت که به رادیاتور اتصال دارند.

پیوند به بدنه	JC = Junction to Case
بدنه به سطح رادیاتور	CS = Case to Surface
سطح رادیاتور به محیط	SA = Surface to ambient

قبل از انتخاب رادیاتور باید مقدار مقاومت حرارتی مورد نیاز را داشته باشیم. معمولاً رادیاتورهایی که سطح بزرگ‌تری دارند دارای مقاومت حرارتی کم‌تری هستند. استفاده از رادیاتور با سطح بزرگ، حرارت نیمه‌هادی را برای یک ترانزیستور با توان مشخص به مقدار کم‌تری افزایش می‌دهد. معادلهٔ زیر رابطهٔ توان تلف شده را با دمای محل پیوند نیمه‌هادی‌ها، درجهٔ حرارت محیط و مقاومت حرارتی مشخص می‌کند.

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}}$$

در این رابطه :

- P_D : توان تلف شده برحسب وات است،
- T_J حداکثر دمای مجاز محل پیوند برحسب درجهٔ سانتی‌گراد می‌باشد؛
- T_A حداکثر درجهٔ حرارت محیط برحسب درجهٔ سانتی‌گراد است؛
- θ_{JC} : مقاومت حرارتی محل اتصال به محفظه است؛
- θ_{CS} مقاومت حرارتی محفظه به رادیاتور را مشخص می‌کند؛
- θ_{SA} مقاومت حرارتی رادیاتور به هوا را تعیین می‌کند.

سازندگان معمولاً به‌جای مشخص کردن درجهٔ حرارت مجاز محل اتصال (پیوند T_J)، درجهٔ حرارت مجاز بدنه را معرفی می‌کنند. در این حالت، نیازی به دانستن مقاومت حرارتی پیوند به محفظه نیست.

بنابراین، مقاومت حرارتی رادیاتور به‌وسیلهٔ معادلهٔ زیر مشخص می‌شود.

$$\theta_{SA} = \frac{T_C - T_A}{P_D} - \theta_{CS}$$

T_C درجهٔ حرارت مجاز محفظه (بدنه) است. همان‌طور که مشاهده می‌شود در رابطهٔ بالا θ_{JC} حذف شده است. و به‌جای T_j، مقدار T_C آمده است. چنان‌چه ترانزیستور بدون هیچ نوع عایقی مستقیماً روی فلز رادیاتور نصب شده باشد، می‌توانیم θ_{CS} را حذف کنیم. برای کسب اطمینان بیش‌تر توصیه می‌شود از جریان طبیعی هوا (کوران هوا) نیز برای رادیاتور استفاده کنیم. برای این منظور، معمولاً رادیاتور را در قسمت خارجی جعبه قرار می‌دهند؛ به‌طوری که همیشه در معرض هوای محیط باشد.

مثال ۱ــ۵ : از ترانزیستوری با مقاومت گرمایی θ_{JC} برابر ۱/۵ °C/W استفاده کنید و حداکثر دمای مجاز محل اتصال را ۱۲۵°C درنظر بگیرید. مقدار θ_{CS} را معادل ۰/۵°C/W فرض کنید. حداکثر دمای محیط ۵۰°C و توان تلف شده در ترانزیستور ۱۵ وات است. مقدار مناسب مقاومت حرارتی θ_{SA} رادیاتور چه‌قدر است؟

پاسخ : با استفاده از معادلهٔ زیر مقدار θ_{SA} را برحسب سایر کمیت‌ها به‌دست می‌آوریم.

$$\theta_{SA} = \frac{T_J - T_A}{P_D} - \theta_{JC} - \theta_{CS}$$

مقادیر را جای‌گزین می‌کنیم.

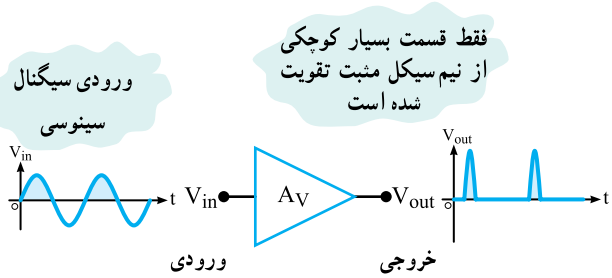
$$\theta_{SA} = \frac{۱۲۵ - ۵۰}{۱۵} - ۱/۵ - ۰/۵ = ۵ - ۱/۵ - ۰/۵$$
$$= ۳^\circ\ C/W$$

برای ترانزیستور بالا از هر رادیاتوری با مقاومت گرمایی $۳^\circ C/W$ یا کم‌تر می‌توان استفاده کرد. انتخاب نهایی به قیمت و حجم بستگی دارد.

۹ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس C

در یک تقویت‌کنندهٔ کلاس C، ترانزیستور در کم‌تر از نیم‌تناوب هدایت می‌کند. در این کلاس تلفات ترانزیستور از کلاس B کم‌تر و بازده مدار از هر دو کلاس A و B بیش‌تر است.

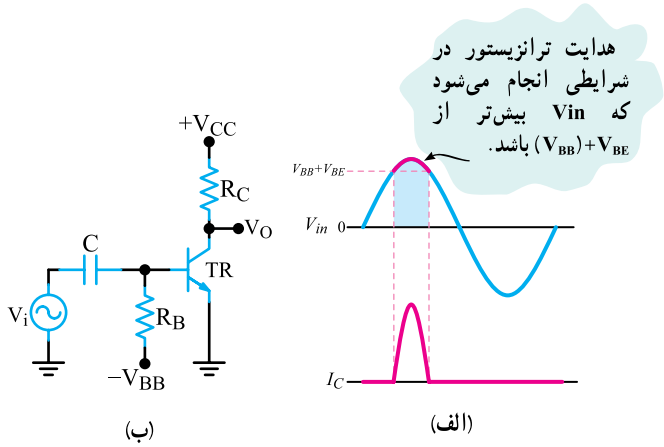
درشکل ۳۳ــ۵ عمل‌کرد کلی تقویت‌کنندهٔ کلاس C به‌صورت بلوکی نشان داده شده است.



شکل ۳۳ــ۵ــ شکل موج ورودی و خروجی در تقویت‌کنندهٔ کلاس C

در شکل ۳۴ــ۵ مدار یک نمونه تقویت‌کنندهٔ کلاس C با آرایش امیتر مشترک و بار اهمی (R_C) رسم شده است.

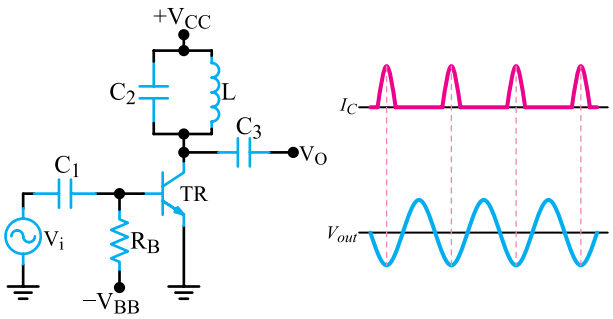
بیس ترانزیستور توسط ولتاژ (V_{BB}) در بایاس مخالف قرار گرفته است. لازم است دامنهٔ پیک سیگنال ac ورودی اندکی بیش‌تر از $|V_{BB}|+V_{BE}$ باشد تا بتواند پتانسیل بایاس مخالف دیود بیس امیتر را خنثی کند و ترانزیستور را هادی نماید. در شکل ۳۴ــ۵ــ ب موج ورودی و جریان کلکتور ترانزیستور در زمان هدایت، نشان داده شده است.



شکل ۳۴ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ کلاس C و موج ورودی و خروجی آن

از آنجایی که سیگنال کلکتور شبیه موج ورودی نیست، آمپلی‌فایر کلاس C با بار مقاومتی عملاً کاربردی ندارد. درصورتی که از مدار رزونانس LC موازی (مدار تانک) در کلکتور استفاده کنیم، نوعی مدار کاربردی به‌وجود می‌آید. در شکل ۳۵ــ۵ مدار یک تقویت‌کنندهٔ کلاس C با مدار تانک در کلکتور و شکل موج جریان کلکتور و ولتاژ خروجی نشان داده شده است.

فرکانس رزونانس مدار تانک از رابطهٔ $f_r = \frac{۱}{۲\pi\sqrt{LC_۲}}$ به‌دست می‌آید.

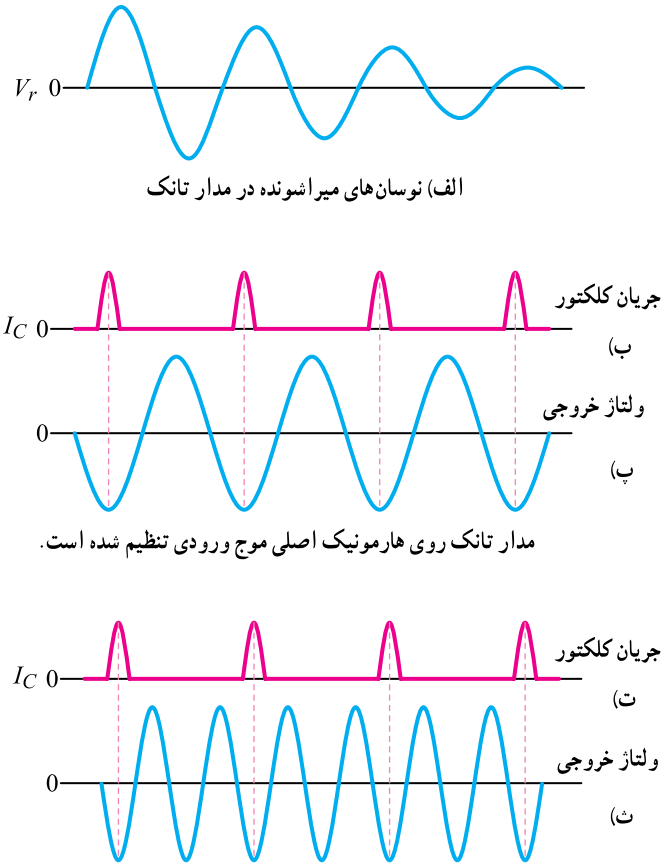


شکل ۳۵ــ۵ــ مدار تقویت‌کننده کلاس C با شکل موج I_C و V_{out}

پالس‌های کوتاه جریان کلکتور در هر سیکل، سبب آغاز و ادامهٔ نوسان در مدار تانک می‌شود و موجی سینوسی را در کلکتور ترانزیستور به‌وجود می‌آورد. چون مدار تانک امپدانس بسیار بالایی در نزدیک فرکانس رزونانس دارد، لذا بهرهٔ مدار فقط در این فرکانس خیلی زیاد است. چنان‌چه مدار تانک، روی دومین هارمونیک فرکانس ورودی تنظیم شود، در این‌صورت تقویت‌کنندهٔ کلاس C به‌عنوان مدار دو برابرکنندهٔ فرکانس عمل می‌کند. هم‌چنین

با تغییر فرکانس رزونانس می‌توان فرکانس هارمونیک‌های بالاتر را نیز دریافت نمود. شکل ۳۶ـ۵ موج ولتاژ خروجی مدار تانک، جریان کلکتور ترانزیستور و موج ولتاژ خروجی روی هارمونیک اصلی و هارمونیک دوم را نشان می‌دهد.

از تقویت‌کننده‌های کلاس C در مدارهای گیرنده و فرستندهٔ رادیویی نیز استفاده می‌شود.



شکل ۳۶ـ۵ـ هارمونیک‌های جریان I_c

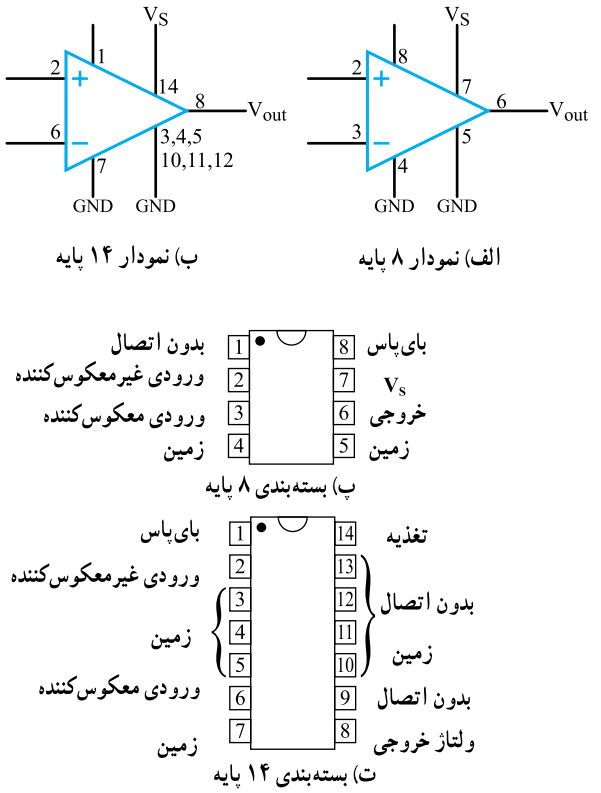
۱۰ـ۵ـ تقویت‌کنندهٔ کلاس D

در تقویت‌کنندهٔ کلاس D ترانزیستور در حالت قطع و اشباع و به‌صورت یک سوئیچ عمل می‌کند. در این حالت در زمان قطع و اشباع ترانزیستور، تقریباً تلفات توان وجود ندارد. به عبارت دیگر میزان تلفات توان در مقایسه با تقویت‌کنندهٔ کلاس AB بسیار ناچیز است. از آن‌جا که در دستگاه‌هایی مانند تلفن همراه موضوع تلفات توان و تمام‌شدن انرژی باتری بسیار اهمیت دارد. از تقویت‌کنندهٔ کلاس D در قسمت تقویت‌کننده‌های خروجی این نوع دستگاه‌ها استفاده می‌کنند. به این ترتیب که با استفاده از یک IC اضافی، تقویت‌کنندهٔ کلاس AB را در کلاس D بایاس می‌کنند. در این روش از تبدیل سیگنال دیجیتال به آنالوگ استفاده می‌شود.

۱۱ـ۵ـ تقویت‌کننده‌های قدرت در یک تراشه (مدار مجتمع)

در تقویت‌کننده‌های قدرت، برای تولید قدرت خروجی بیش‌تر معمولاً آن‌ها را به‌صورت عناصر مجزا می‌سازند. تقویت‌کنندهٔ مکمل متقارن که قبلاً دربارهٔ آن توضیح داده‌ایم، نمونه‌ای از این انواع است. در سال‌های اخیر تعداد متنوعی از تقویت‌کننده‌های قدرت که توانایی تحویل تا چند وات را به مقاومت‌های بار کوچک (مانند بلندگو) دارند به‌صورت تراشه ساخته شده‌اند.

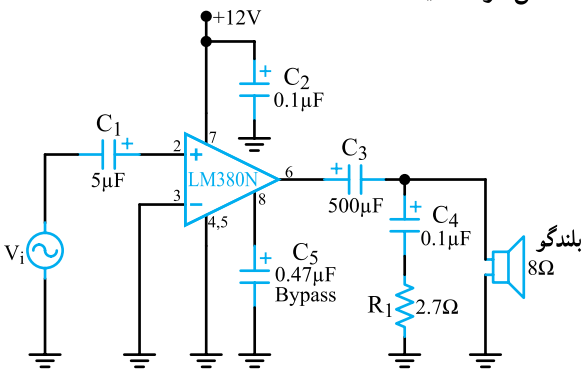
یکی از این تراشه‌ها LM۳۸۰ است که شکل ظاهری و نمادی آن را در شکل ۳۷ـ۵ مشاهده می‌کنید. LM۳۸۰ در بسته‌بندی‌های ۱۴ و ۸ پایه وجود دارد. در بسته‌بندی در نوع ۱۴ پایه، تعدادی از پایه‌ها به زمین وصل شده‌اند و نقش رادیاتور را به عهده دارند.



شکل ۳۷ـ۵ـ شکل ظاهری و نماد فنی آی‌سی

بهرهٔ ولتاژ این تقویت‌کننده در برگهٔ اطلاعات آن مساوی ۵۰ ثبت شده است. LM۳۸۰ می‌تواند با منبع تغذیه از ۸ تا ۲۲ ولت کار کند. البته مانند مدارهای با عناصر مجزا، مقادیر توان خروجی بیش‌تر با استفاده از منبع تغذیهٔ بزرگ‌تر امکان‌پذیر است. همانند تقویت‌کنندهٔ متقارن مکمل، ولتاژ DC نقطهٔ کار برابر $\frac{1}{2}V_{CC}$ است. مقاومت بین پایه‌های ورودی ۵۰ کیلو اهم است، لذا می‌توان سیگنال ورودی را با کوپلاژ ac یا dc به ورودی اتصال داد. در هر صورت، باید ورودی استفاده نشده (معکوس‌کننده یا غیرمعکوس‌کننده) را به زمین متصل کرد. نمونه‌ای از مدار تقویت‌کنندهٔ قدرت صوتی در شکل ۳۸ــ۵ نشان داده شده است. سیگنال ورودی توسط خازن C_1 به ورودی غیرمعکوس‌کننده می‌رسد. خازن C_2 منبع تغذیه را از نظر AC با زمین هم‌پتانسیل کرده است.

خازن C_4 و مقاومت R_1 که به دو سر بلندگو متصل شده‌اند، تمایل ایجاد نوسان در مدار را به حداقل می‌رسانند. در صورت بروز ناپایداری می‌توانید پایهٔ ۸ را با یک خازن ۰/۴۷μF به زمین اتصال کوتاه کنید.

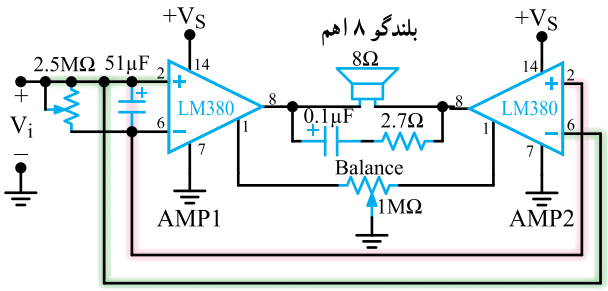


شکل ۳۸ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ قدرت کامل صوتی با یک تراشه

یک نوع دیگر آی‌سی LM۳۸۰N، با شمارهٔ LM۳۸۴N ساخته شده است. این آی‌سی قادر است توان ۵W به خروجی تحویل دهد. اتصال پایه‌ها و نماد آن مانند آی‌سی LM۳۸۴N است. آی‌سی LM۳۸۴N می‌تواند با ولتاژ تغذیهٔ تا ۲۶ولت کار کند.

۱ــ۱۱ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پُل (Bridge Amplifier) :

نوعی تقویت‌کنندهٔ قدرت یک تراشه‌ای، ساخته شده است که آن را پُل می‌نامند. در شکل ۳۹ــ۵ مدار تراشهٔ پل را می‌بینید.



شکل ۳۹ــ۵ــ تقویت‌کنندهٔ پل

در این تراشه دو عدد آی‌سی LM۳۸۰ به‌صورت پل به یک‌دیگر متصل شده‌اند. سیگنال ورودی به پایهٔ غیرمعکوس کننده تقویت‌کنندهٔ شمارهٔ ۱ و به ورودی معکوس‌کنندهٔ تقویت‌کنندهٔ شمارهٔ ۲ متصل شده است. بنابراین، خروجی دو تقویت‌کننده با یک دیگر ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند. بدین جهت، چنان‌چه خروجی تقویت‌کنندهٔ ۱ به سمت ولتاژ مثبت میل کند، خروجی تقویت‌کنندهٔ ۲ به سمت ولتاژ منفی میل خواهد کرد. این شرایط باعث می‌شود که ولتاژ ماکزیمم دو سر بلندگو دو برابر حالتی باشد که از یک تقویت‌کننده استفاده می‌شود؛ به این ترتیب توان تحویل داده شده به بلندگو افزایش می‌یابد.

هنگام استفاده از تقویت‌کنندهٔ پل باید دقت کنید که ولتاژ نقطهٔ کار خروجی دو تقویت‌کننده کاملاً مشابه هم باشد. با توجه به مشخصات تقویت‌کنندهٔ ولتاژ، نقطهٔ کار خروجی نباید بیش‌تر از $\frac{V_{CC}}{2} \pm 1V$ اختلاف داشته باشد.

بنابراین ولتاژ DC دو سر سیم‌پیچ بلندگو در شرایطی که سیگنال ورودی وجود دارد می‌تواند تا ۲V افزایش یابد که این افزایش مطلوب نیست؛ بدین جهت پایه‌های شمارهٔ ۱ دو تقویت‌کننده را با یک مقاومت ۱ مگااهمی به یک‌دیگر وصل کرده‌اند. این مقاومت متغیر را متعادل‌کننده (Balance) می‌نامند. تعادل با صفرشدن ولتاژ DC در دو سر بلندگو حاصل می‌شود.

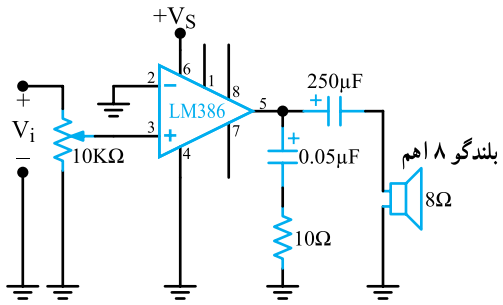
۲ــ۱۱ــ۵ــ تقویت‌کننده با بهرهٔ ولتاژ متغیر :

آی‌سی LM۳۸۶ نوعی تقویت‌کنندهٔ صوتی است که می‌تواند تا چندصد میلی‌وات توان را به خروجی تحویل دهد، این آی‌سی می‌تواند با ولتاژهای کم تا ۴V کار کند. در صفحه بعد تعدادی از مشخصات LM۳۸۶ داده شده است.

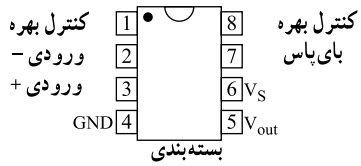
ـ توان خروجی ۳۲۵ـ۷۰۰mW
ـ بهرهٔ ولتاژ ۲۰ـ۲۰۰
ـ ولتاژ تغذیه ۴ـ۱۲V
ـ مقاومت ورودی ۵۰kΩ
ـ پهنای باند ۳۰۰KHz

نقشهٔ یک مدار ساده با استفاده از LM۳۸۶ در شکل ۴۰ـ۵ نمایش داده شده است. آن چه شما باید انجام دهید، اضافه کردن یک کنترل کنندهٔ صوت به ورودی و یک بلندگو در خروجی است.

برای جلوگیری از نوسان، ممکن است لازم باشد تا یک مدار RC نیز به ورودی بلندگو اضافه کنید.

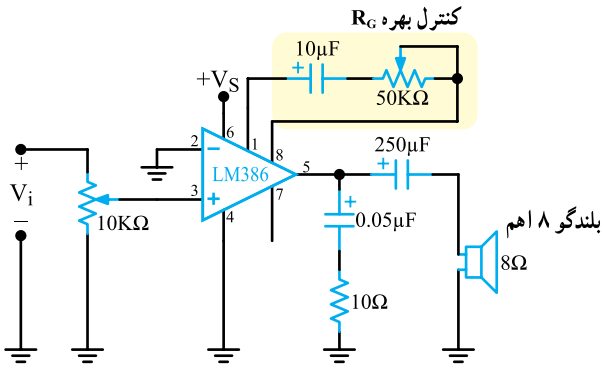


یک مدار بسیار ساده (بهره = ۲۰)



شکل ۴۰ـ۵ـ تقویت‌کنندهٔ صوتی با LM۳۸۶ و بسته‌بندی آن

با اضافه کردن یک مدار RC بین پایه‌های شمارهٔ ۱ و ۸ می‌توان بهره را افزایش داد. شکل ۴۱ـ۵ چگونگی تنظیم بهره را با استفاده از مقاومت متغیر R_G نشان می‌دهد. با تغییر این پتانسیومتر بهرهٔ ماکزیمم به ۲۰۰ می‌رسد.



شکل ۴۱ـ۵ـ تقویت‌کنندهٔ قدرت با بهرهٔ قابل تغییر

استفاده از تقویت‌کننده‌های تک‌تراشه‌ای مانند LM۳۸۰N یا LM۳۸۶، طراحی تقویت‌کنندهٔ توان تا چند وات را خیلی ساده می‌کند. از این گونه تقویت‌کننده‌ها در دستگاه‌های رادیو، ضبط و پخش صوت و تقویت‌کننده‌های صوتی معمولی می‌توان استفاده کرد.

کمی فکر کنید : چنان‌چه دانش فنی مربوط به تولید هر نوع قطعه یا دستگاهی را داشته باشیم می‌توانیم به خودکفایی برسیم. چگونه به دانش فنی دست پیدا کنیم؟ با دوستان خود بحث کنید و نتایج را به کلاس ارائه دهید.

۱۲ـ۵ـ الگوی پرسش

صحیح یا غلط

۱ـ۱۲ـ۵ـ در مدار پوش پول بدون ترانسفورماتور، هر ترانزیستور در نیم‌سیکل از سیگنال ورودی هدایت می‌کند.

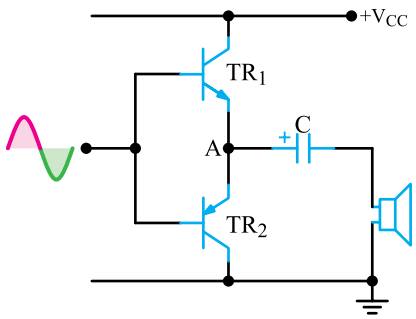
صحیح ☐ غلط ☐

۲ـ۱۲ـ۵ـ مدار پوش پول بدون ترانسفورماتور به دو سیگنال با دامنهٔ مساوی و هم‌فاز نیاز دارد.

صحیح ☐ غلط ☐

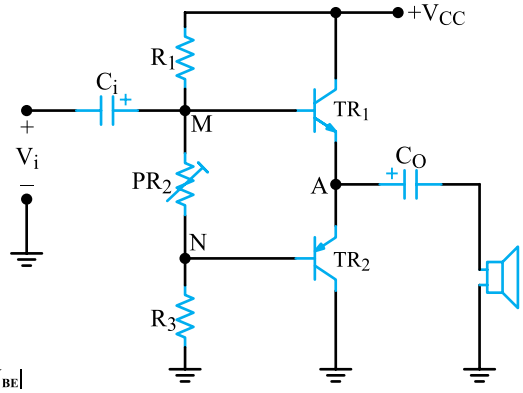
کامل‌کردنی

۳ـ۱۲ـ۵ـ در مدار شکل ۴۲ـ۵ ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 دارای آرایش ..... و کلاس کار آن‌ها ..... است. پتانسیل نقطهٔ A در حالت سکون برابر با ..... است.



شکل ۴۲ـ۵

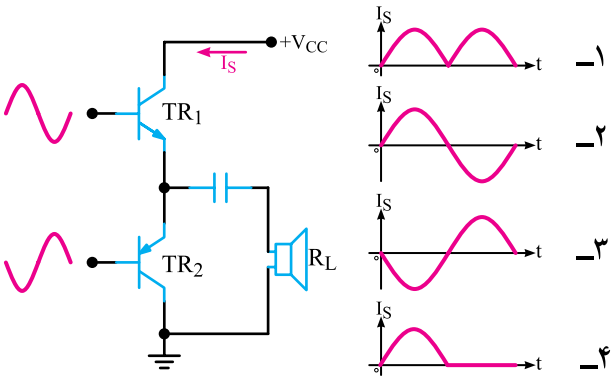
۴ـ۱۲ـ۵ـ نقش مقاومت P_{R2} در مدار شکل ۴۳ـ۵ تنظیم پتانسیل MN برابر ..... ولت است تا ترانزیستورهای TR_1 و TR_2 در کلاس ..... قرار گیرند.



شکل ۴۳ـ۵

چهارگزینه‌ای

۵ـ۱۲ـ۵ـ در مدار شکل ۴۴ـ۵ شکل جریان I_S کدام است؟



شکل ۴۴ـ۵

۶ـ۱۲ـ۵ـ بازده تقویت‌کننده در کدام کلاس بیش‌تر است؟

۱ـ A ۲ـ B ۳ـ AB ۴ـ C

تشریحی و محاسباتی

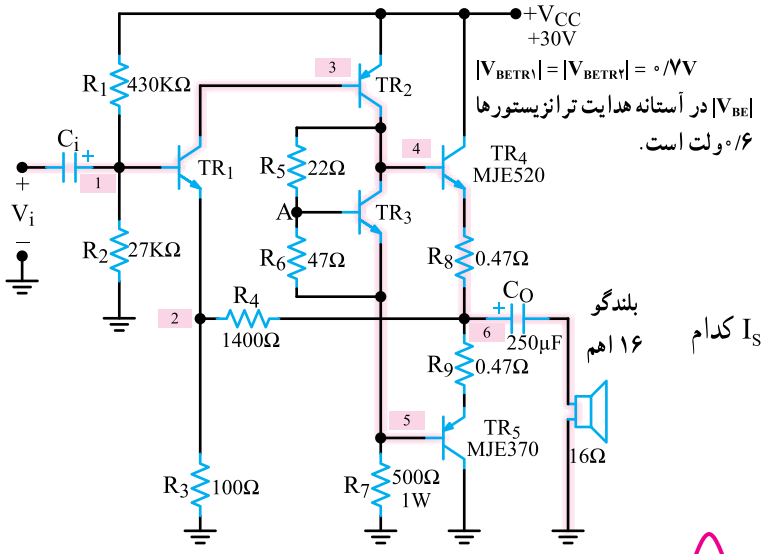
۷ـ۱۲ـ۵ـ در شکل ۴۵ـ۵ ترانزیستور $TR_۳$ چه عملی انجام می‌دهد؟ شرح دهید.

۸ـ۱۲ـ۵ـ در شکل ۴۵ـ۵ اگر در حالت DC هدایت ترانزیستور $TR_۴$ نسبت به $TR_۵$ افزایش یابد، چگونه از افزایش آن جلوگیری می‌کنند؟ شرح دهید.

۹ـ۱۲ـ۵ـ چگونه می‌توان بازده یک تقویت‌کننده را افزایش داد؟

۱۰ـ۱۲ـ۵ـ هنگام استفاده از تراشهٔ LM۳۸۶، به کدام مشخصات آن باید توجه کرد؟

۱۱ـ۱۲ـ۵ـ در شکل ۴۵ـ۵ اگر تمام ترانزیستورها از جنس سیلیسیم باشند، ولتاژ DC نقاط ۱ تا ۶ را که در داخل مستطیل نشان داده شده است را محاسبه کنید.

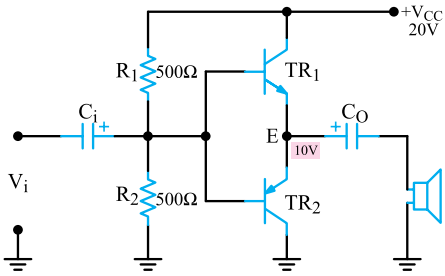


شکل ۴۵ـ۵

۱۲ـ۱۲ـ۵ـ یک ترانزیستور قدرت سیلیسیومی به خنک‌کننده‌ای با مقاومت گرمایی (θ_{SA}= ۱/۵°C/W) متصل شده است. توان ترانزیستور در ۲۵ درجه برابر ۱۵۰W و θ_{JC}= ۰/۵°C/W و θ_{CS}= ۰/۶°C/W است. حداکثر توانی که این ترانزیستور می‌تواند تلف کند، چه‌قدر است؟ دمای محیط را ۴۰°C و حداکثر دمای محل پیوند (T_{Jmax}) را ۲۰۰°C در نظر بگیرید.

۱۳ـ۱۲ـ۵ـ عدد شایستگی را تعریف کنید.

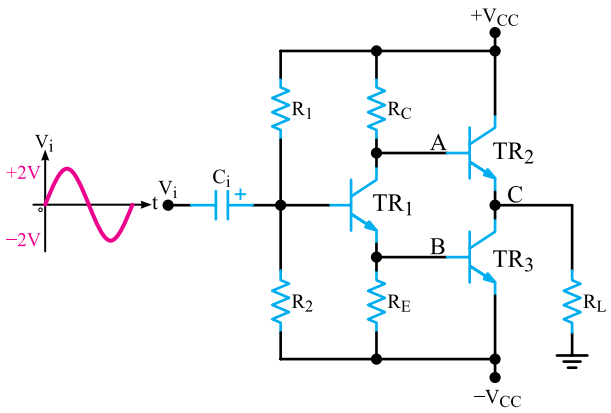
۱۴ـ۱۲ـ۵ـ در شکل ۴۶ـ۵ اگر ورودی یک سیگنال، سینوسی با دامنهٔ ۲ ولت باشد، سیگنال خروجی را رسم کنید و



شکل ۴۶ـ۵

دامنهٔ آن را تعیین کنید. $|V_{BE}| = ۰/۶V$

۱۵ـ۱۲ـ۵ـ در مدار شکل **۴۷ـ۵** با توجه به سیگنال ورودی، شکل موج ولتاژ نقاط A، B و C را با حفظ رابطهٔ زمانی در مقایسه با ورودی رسم کنید و مقدار تقریبی دامنهٔ هریک را مشخص کنید. ($R_C=R_E$ است و هنگام رسم شکل موج‌ها از مقادیر DC صرفنظر کنید.)



شکل ۴۷ـ۵