

### تقویت کننده‌های قدرت

#### Power Amplifier

زمان اجرا: ۱۲ ساعت آموزشی

**هدف کلی:** بررسی مدارهای تقویت کننده قدرت ساده، کامپلی منتاری، زوج دارلینگتون و مجتمع

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

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

#### پیش‌گفتار

را تقویت می‌کنند. در واقع تقویت ولتاژ یا جریان همان تقویت توان است. ولی منظور ما از تقویت کننده توان یا تقویت کننده قدرت، تقویت کننده‌ای است که بتواند توان قابل ملاحظه‌ای را

همه تقویت کننده‌هایی را که تاکنون بررسی کرده‌ایم، در اصل، تقویت کننده توان هستند زیرا آن‌ها، ولتاژ، جریان یا هر دو

به بار منتقل کند.

درصد بیان می کنند و آن را با  $\eta$  نشان می دهند.

$$\eta = \frac{\text{توان ac منتقل شده به بار}}{\text{توان dc گرفته شده از منبع تغذیه}} \times 100\%$$

## ۲-۲-۵- پخش گرمای ایجاد شده در تقویت کننده :

چون حرارت ایجاد شده در پیوند ترانزیستورهای قدرت زیاد است، باید با نصب آن ها روی صفحات فلزی گرماگیر (Heat sink) که ساختمانی رادیاتور مانند دارند، گرمای ایجاد شده را به خارج منتقل کنند. در تقویت کننده های پر قدرت اگر از گرماگیر مناسب استفاده نشود، ترانزیستورها به سرعت صدمه می بینند و می سوزند. حرارت ایجاد شده در پیوند، متناسب با توان تلف شده در ترانزیستور است. توان تقریبی تلف شده در یک ترانزیستور امیتر مشترک از رابطه زیر به دست می آید.

$$P_C = V_{CE} \cdot I_C$$

در هیچ شرایطی نباید مقدار  $P_C$  از حداکثر توان مجاز ترانزیستور تجاوز کند. حداکثر توان مجاز را که توسط کارخانه سازنده ترانزیستور تعیین می شود با نماد  $P_{Cmax}$  نشان می دهند. می توانیم معادله  $P_C$  را در تلفات ماکزیم به صورت زیر بنویسیم :

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

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

هر قدر از تلفات ترانزیستور کاسته شود، بازده آن افزایش می یابد. برای کاهش تلفات ترانزیستور، باید جریان حالت سکون آن، یعنی جریانی که در غیاب سیگنال ورودی از آن می گذرد را کم کنیم.

با کاهش زمان روشن بودن ترانزیستور نیز تلفات آن کاهش می یابد.

چنانچه قدرت خروجی تقویت کننده ای بیش تر از چند ده میلی وات باشد، آن را تقویت کننده توان می نامند. تقویت کننده های قدرت برای انتقال حداکثر توان باید دارای ولتاژ و جریان خروجی با دامنه زیاد باشند. لذا تقویت کننده های قدرت در رده تقویت کننده های سیگنال بزرگ (Large Signal) به شمار می آیند. از آن جا که در این حالت تغییرات جریان کلکتور در مقایسه با جریان نقطه کار نسبتاً زیاد است، مشخصات ترانزیستور تقویت کننده قدرت، مانند  $\beta$  و  $g_m$  با جریان خروجی تغییر می کنند. معمولاً در طبقات قدرت، تغییر شکل (اعوجاج) در شکل موج زیاد و قابل ملاحظه است، لذا باید با به کارگیری روش های مختلف این تغییر شکل موج را به حداقل کاهش داد.

تقویت کننده های قدرت معمولاً در طبقه انتهایی یک دستگاه تقویت کننده صوتی قرار می گیرند، بهره تقویت ولتاژ این تقویت کننده ها در حدود واحد (یک) و بهره جریان آن ها زیاد است.

## ۱-۵- مشخصات عمومی تقویت کننده های قدرت

به طور خلاصه تقویت کننده های قدرت باید دارای مشخصات

عمومی به شرح زیر باشند :

الف) تغییر شکل موج یا اعوجاج کم

ب) امپدانس خروجی کم

پ) بهره جریان زیاد

ت) راندمان بالا

ث) مشخصه فرکانسی خوب

## ۲-۵- عوامل مهم در تقویت کننده های قدرت

دو عامل مهم زیر را در تقویت کننده های قدرت باید مورد

توجه قرار دهیم :

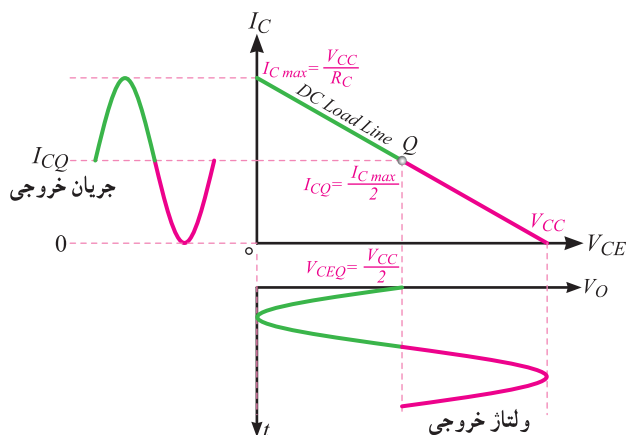
### ۱-۲-۵- بازده تقویت کننده (Efficiency) : بازده

تقویت کننده از نسبت توان ac منتقل شده به بار به کل توان dc گرفته شده از منبع تغذیه به دست می آید. معمولاً بازده را برحسب

### ۵-۳- تقویت کننده کلاس A

برحسب این که یک تقویت کننده در چه کسری از یک پریود کامل (T) سیگنال ac ورودی فعال باشد، آن را در یکی از رده های (کلاس های) A، AB، B یا C جای می دهند.

به تقویت کننده هایی که تمام موج ورودی را به طور کامل عبور می دهند، تقویت کننده های کلاس A می گویند. یک تقویت کننده کلاس A همواره در ناحیه فعال کار می کند. معمولاً همه تقویت کننده های صوتی در کلاس A کار می کنند مگر در مواردی خاص که در دنباله همین فصل به بیان آن می پردازیم. در شکل ۵-۱ بلوک دیاگرام یک تقویت کننده کلاس A و شکل موج ورودی و خروجی آن نشان داده شده است.



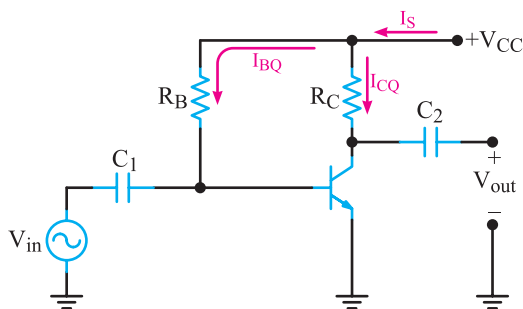
شکل ۵-۳- مختصات نقطه کار DC در کلاس A و چگونگی تغییرات  $I_C$  و  $V_{CE}$  روی خط بار

#### ۵-۳-۱- محاسبه راندمان تقویت کننده کلاس A:

برای محاسبه راندمان، باید توان dc گرفته شده از منبع تغذیه و توان ac منتقل شده به بار را محاسبه کنیم. مقدار متوسط توانی که تقویت کننده از منبع تغذیه می گیرد برابر است با:

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

با توجه به شکل ۵-۴ مقدار  $I_S$  برابر با  $I_{CQ} + I_{BQ}$  است.

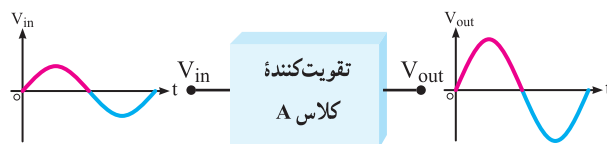


شکل ۵-۴- یک نمونه تقویت کننده کلاس A

به جای  $I_S$  مساوی آن را در رابطه توان قرار می دهیم.

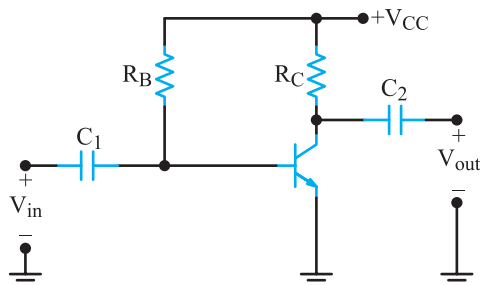
$$P_{dc} = V_{CC} (I_{CQ} + I_{BQ})$$

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



شکل ۵-۱- موج ورودی و خروجی تقویت کننده کلاس A

در شکل ۵-۲، یک تقویت کننده کلاس A نشان داده شده است. برای آن که در خروجی حداکثر دامنه ولتاژ و حداکثر دامنه 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 ۵-۲- مدار تقویت کننده کلاس A

با توجه به شرایط بیان شده، در صورت اعمال سیگنال متناوب به تقویت کننده کلاس A، اگر از  $V_{CE(sat)}$  صرف نظر کنیم،

چون  $I_{BQ}$  خیلی کوچک تر از  $I_{CQ}$  است لذا می توانیم از توان تلف شده  $V_{CC} \cdot I_{BQ}$  صرف نظر کنیم بنابراین رابطه به صورت زیر در می آید.

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

به شکل ۵-۳ توجه کنید.

مقدار  $I_{CQ}$ ، میانگین تغییرات جریان کلکتور و برابر با  $\frac{I_{Cmax}}{2}$  است. با توجه به خط بار، به جای  $I_{Cmax}$  مقدار  $\frac{V_{CC}}{R_C}$  را قرار می دهیم و  $I_{CQ}$  را به دست می آوریم.

$$I_{CQ} = \frac{I_{Cmax}}{2} = \frac{R_C}{2} = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$

در رابطه توان ( $P_{dc}$ ) مقدار  $I_{CQ}$  را جایگزین می کنیم.

$$P_{dc} = V_{CC} \times \frac{V_{CC}}{2R_C} = \frac{V_{CC}^2}{2R_C}$$

$$P_{dc} = \frac{V_{CC}^2}{2R_C} \quad \text{مقدار توان DC دریافتی از منبع تغذیه}$$

توان ac منتقل شده به بار از حاصل ضرب جریان مؤثر خروجی در ولتاژ مؤثر خروجی به دست می آید:

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

همان طور که از شکل ۵-۳ ملاحظه می شود، نقطه کار ترانزیستور درست در وسط خط بار dc تنظیم شده است. بنابراین مقدار پیک تا پیک ولتاژ ac برابر با  $V_{CC}$  و دامنه پیک برابر با  $V_m = \frac{V_{CC}}{2}$  می شود. هم چنین حداکثر دامنه جریان ac برابر با  $\frac{I_{Cmax}}{2}$  است. به جای  $I_{Cmax}$  مقدار معادل آن یعنی  $\frac{V_{CC}}{R_C}$  را قرار می دهیم و  $I_m$  را به دست می آوریم.

$$I_m = \frac{I_{Cmax}}{2} = \frac{R_C}{2} = \frac{V_{CC}}{2R_C}$$

می دانیم  $V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$  است پس می توانیم بنویسیم:

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}}$$

برای محاسبه  $I_{rms}$  نیز به همین ترتیب عمل می کنیم.

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{V_{CC}}{2R_C} \right) = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}R_C}$$

مقادیر  $V_{rms}$  و  $I_{rms}$  را در رابطه توان می گذاریم و  $P_L$  را

محاسبه می کنیم.

$$P_L = I_{rms} \cdot V_{rms} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}R_C} \times \frac{V_{CC}}{2\sqrt{2}}$$

$$P_L = \frac{V_{CC}^2}{8R_C}$$

با جایگزینی مقادیر  $P_L$  و  $P_{ac}$  در رابطه بازده مقدار  $\eta$  را

محاسبه می کنیم.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \times 100\%$$

$$\eta = \frac{\frac{V_{CC}^2}{8R_C}}{\frac{V_{CC}^2}{2R_C}} \times 100\% = 25\%$$

$$\eta = 25\%$$

با توجه به این که در مدارهای عملی معمولاً دامنه ولتاژ و دامنه جریان ( $I_{rms}$  و  $V_{rms}$ ) کم تر از مقادیر آرمانی گفته شده است بازده تقویت کننده نیز از ۲۵ درصد کم تر می شود.

### ۵-۳-۲ ضریب شایستگی (Figure of merit):

برای تقویت کننده های قدرت، ضریب شایستگی به صورت نسبت حداکثر توان تلف شده در ترانزیستور به حداکثر توان ac انتقالی به بار تعریف می شود. برای تقویت کننده آمیتر مشترک شکل ۵-۲ حداکثر توان تلف شده که در ترانزیستور به صورت گرما تلف می شود برابر است با:

$$P_{Cmax} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ}$$

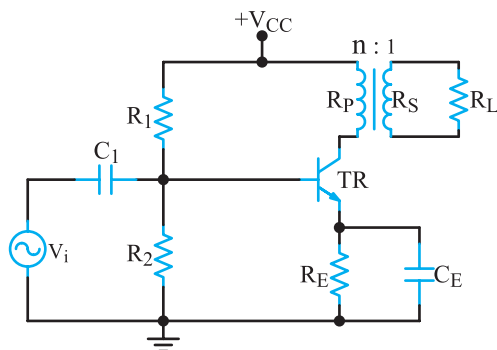
$$P_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{V_{CC}}{2R} = \frac{V_{CC}^2}{4R_C}$$

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

$$P_{L(ac)max} = \frac{V_{CC}^2}{8R_C}$$



برای افزایش راندمان می‌توانیم از مدار شکل ۵-۵ استفاده کنیم. در این مدار، ترانسفورماتور را ایده‌آل فرض می‌کنیم.



شکل ۵-۵- تقویت‌کننده 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 به صورت حرارت تلف می‌شود. در محاسبات از تلفات مقاومت‌های تقسیم‌کننده ولتاژ  $R_1$ ،  $R_2$  و بیس ترانزیستور صرف‌نظر می‌کنیم. در اغلب موارد چون مقاومت اهمی سیم‌پیچ اولیه ترانسفورماتور و هم‌چنین مقدار مقاومت فیدبک امیتر ( $R_E$ ) خیلی کم است، می‌توانیم تلفات این دو جزء را نیز نادیده بگیریم. بدین ترتیب، 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؛ به طوری که روی آن بیش از یک ولت افت ولتاژ به وجود نمی‌آید.

مقاومتی که از دو سر اولیه ترانسفورماتور دیده می‌شود،

ضریب شایستگی را براساس مقادیر بالا محاسبه می‌کنیم.

$$\frac{P_{Cmax}}{(P_{Lac})_{max}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{4R_C}}{\frac{V_{CC}^2}{8R_C}} = 2$$

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

توجه داشته باشید که ترانزیستور نباید وارد منطقه اشباع یا قطع شود. به همین دلیل، باید دامنه نوسانات ولتاژ کمی کم‌تر از  $\frac{V_{CC}}{2}$  و دامنه نوسانات جریان نیز کمی کم‌تر از  $\frac{I_{Cmax}}{2}$  باشد.

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

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

هنگام تدریس مباحث این فصل، قسمت‌هایی را که امکان‌پذیر است با نرم‌افزار مولتی‌سیم به نمایش درآوردید 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.

**۳-۲-۵- تقویت‌کننده کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتوری:** چون مدار شکل ۵-۴ بازده کمی دارد،

برابر است با

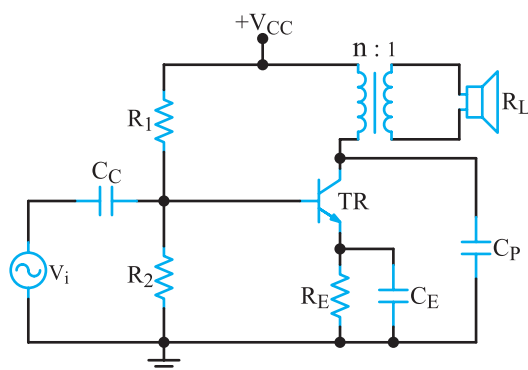
$$R_P = \frac{\Delta V_{CQ}}{\Delta I_C} = \frac{2V_{CQ}}{2I_{CQ}} = \frac{V_{CQ}}{I_{CQ}}$$

و نسبت دور ترانسفورماتور از رابطه زیر به دست می آید.

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

در این معادله،  $R_S$  مقاومت ثانویه ترانسفورماتور و  $R_L$  مقاومت بار است که با هم برابرند. در تقویت کننده های صوتی، باری که به خروجی مدار وصل می شود عموماً یک بلندگوست. بلندگو در فرکانس های بالا از خود خاصیت سلفی زیادی نشان می دهد. این امر موجب افزایش مقدار  $R_L$  می شود. لذا تطبیق امپدانس تقویت کننده به هم می خورد و ممکن است ترانزیستور آسیب ببیند.

برای پیشگیری از آسیب دیدن ترانزیستور، می توان کلکتور آن را با یک خازن جبران کننده به ظرفیت چند نانوفاراد مطابق شکل ۵-۶ به زمین وصل کرد.



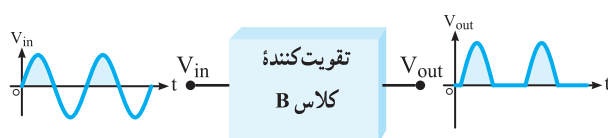
شکل ۵-۶ تقویت کننده کلاس A با خازن جبران کننده ( $C_P$ )

## ۵-۴ تقویت کننده کلاس B

دیدیم که بازده تقویت کننده های کلاس A به علت تلفات زیادی که دارد بسیار کم است و از ۵۰ درصد تجاوز نمی کند. تلفات زیاد توان در این تقویت کننده ها در اثر برقراری دائمی جریان کلکتور به وجود می آید، زیرا توانی که از منبع تغذیه کشیده می شود، همواره ثابت و مستقل از بار و برابر با  $P_{dc} = V_{CC}I_{CQ}$

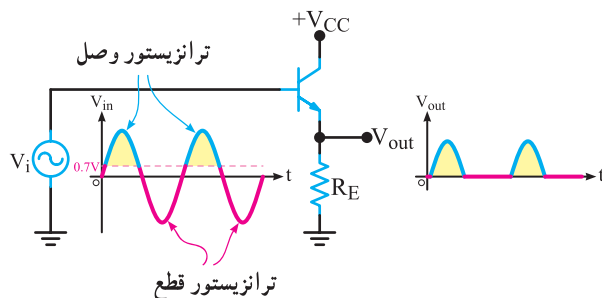
است. اگر ترانزیستور را در ناحیه قطع بایاس کنیم، هنگامی که سیگنال وجود ندارد، از کلکتور ترانزیستور جریانی نمی گذرد یعنی  $I_{CQ} = 0$  می شود بنابراین توان تلف شده در حالت بی کاری (سکون) برابر صفر می شود.

به این ترتیب می توانیم بازده تقویت کننده را به ۷۸/۵ درصد افزایش دهیم. در این حالت ترانزیستور فقط برای نیمی از یک سیکل سیگنال ورودی هدایت می کند. در اصطلاح می گوئیم تقویت کننده در کلاس B قرار دارد. بلوک دیاگرام تقویت کننده کلاس B و شکل موج ورودی و خروجی آن را در شکل ۵-۷ نشان داده ایم.



شکل ۵-۷ بلوک دیاگرام تقویت کننده کلاس B و شکل موج ورودی و خروجی آن

با اعمال سیگنال متناوب به ورودی تقویت کننده، ترانزیستور از ناحیه قطع خارج می شود و در ناحیه خطی (فعال) کار می کند. یک نمونه تقویت کننده کلاس B که دارای آرایش کلکتور مشترک است را همراه با شکل موج ورودی و خروجی آن در شکل ۵-۸ مشاهده می کنید.



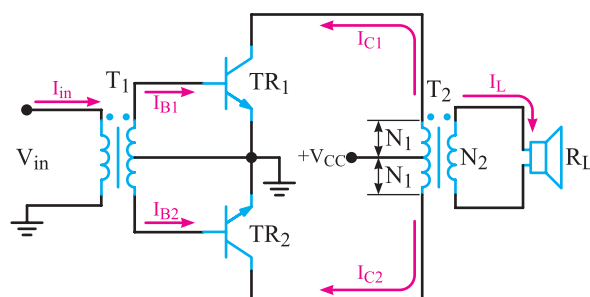
شکل ۵-۸ تقویت کننده کلاس B

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

#### ۱-۴-۵- تقویت‌کننده «پوش - پول»

ترانسفورماتوری: در شکل ۵-۹، مدار یک تقویت‌کننده پوش پول رسم شده است.

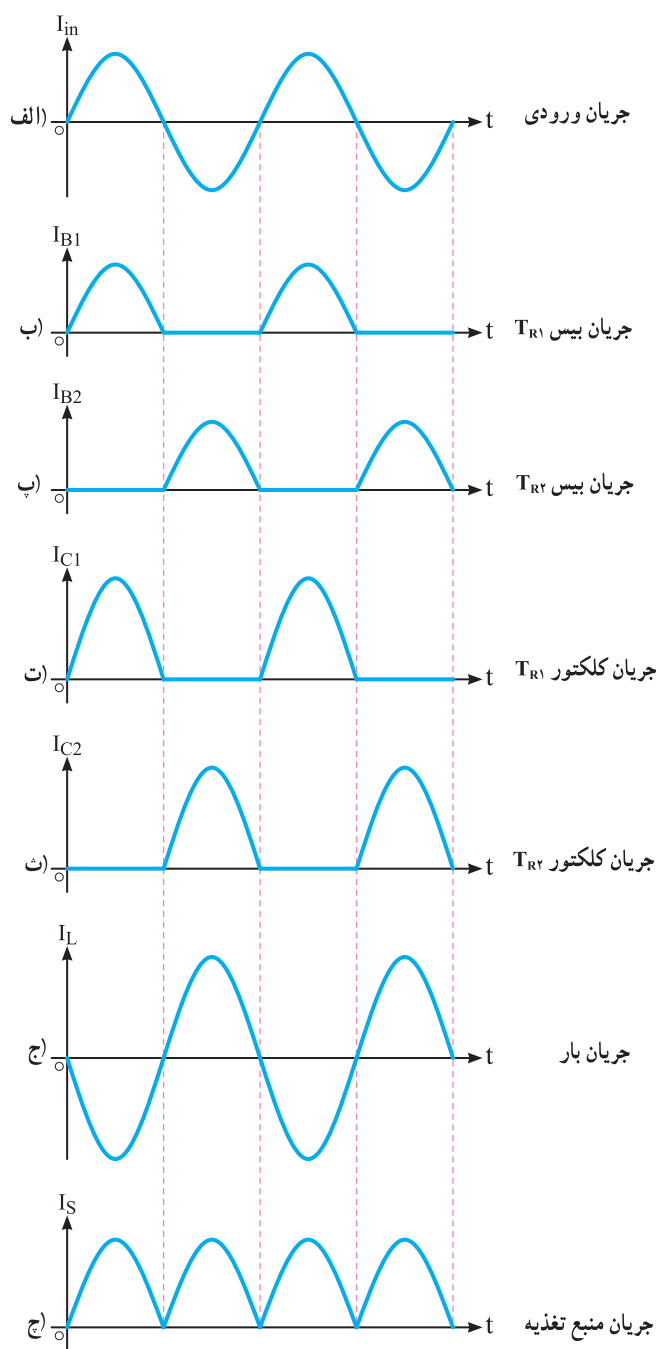
در این مدار در حالتی که سیگنال متناوب ورودی صفر است، ترانزیستورها در حالت خاموش ( $I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0$ ) قرار دارند و هیچ جریانی از منبع تغذیه کشیده نمی‌شود.



شکل ۵-۹- مدار تقویت‌کننده پوش پول کلاس B با کوپلاژ ترانسفورماتوری

اگر یک سیگنال متناوب به ورودی مدار بدهیم، این سیگنال به ثانویه ترانسفورماتور  $T_1$  القاء می‌شود. چون سر وسط ترانسفورماتور  $T_1$  به زمین (سیم مشترک) وصل شده است، موج‌های مربوط به دو سیم پیچ ثانویه 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  $TR_2$  نیم سیکل منفی می‌رسد و  $TR_2$  را در حالت قطع قرار می‌دهد.

در نیم سیکل بعدی به بیس ترانزیستور  $TR_1$  نیم سیکل منفی و به بیس ترانزیستور  $TR_2$  نیم سیکل 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 ۵-۱۰ الف تا ج، 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 رابطه زمانی رسم شده‌اند.

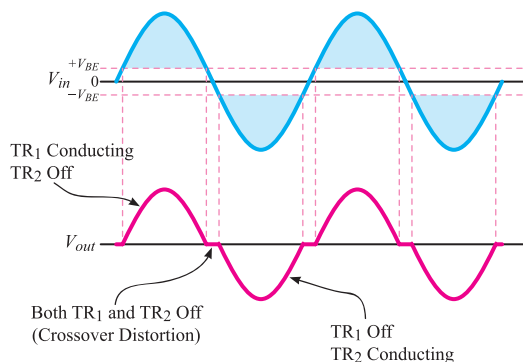


شکل ۵-۱۰- شکل موج جریان نقاط مختلف تقویت‌کننده پوش پول

#### ۲-۴-۵- محاسبه راندمان مدار: جریانی که از منبع

تغذیه کشیده می‌شود، برابر با مجموع جریان‌های  $i_{C1}$  و  $i_{C2}$  است. این جریان یک سیگنال یک طرفه - مطابق شکل ۵-۱۰ ج - با مقدار متوسط  $\frac{2I_m}{\pi}$  است. لذا توان داده شده توسط منبع تغذیه به مدار برابر است با:

الف) چون هر دو ترانزیستور در ناحیه قطع بایاس شده‌اند، دیود بیس امیتر ترانزیستورها باید توسط سیگنال متناوب ورودی هادی شوند؛ لذا حدود  $\approx 7\%$  ولت از دامنه سیگنال ورودی برای بایاس بیس به کار می‌رود و تقویت نمی‌شود. عملاً در شکل موج خروجی تغییر شکل (اعوجاجی) مطابق شکل ۵-۱۱ به وجود می‌آید. این تغییر شکل را، اعوجاج تقاطعی (crossover distortion) می‌نامند.



شکل ۵-۱۱- 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 اکتی متناسب با دامنه سیگنال خروجی به وجود می‌آید. این افت ولتاژ موجب به نوسان افتادن مدار می‌شود. برای برطرف کردن این اشکال‌ها باید ترانزیستورهای  $TR_1$  و  $TR_2$  را در آستانه هدایت بایاس کنیم.

#### ۴-۵- معایب تقویت‌کننده 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 به جای بلندگو یک مقاومت اهمی پُر وات و برابر با امپدانس بلندگو قرار دهیم.

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

چون هریک از دو ترانزیستور به تناوب هدایت می‌کند، جریانی که از بار می‌گذرد به صورت یک سیگنال دوطرفه کامل و مطابق شکل ۵-۱۰ ج است. توانی که به بار منتقل می‌شود برابر است با:

$$P_L = I_{L(rms)} \cdot V_{L(rms)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \times \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_m V_m$$

$I_m$  و  $V_m$  به ترتیب دامنه‌های ماکزیمم جریان و ولتاژ در طرف اولیه ترانسفورماتور تطبیق است. چون این ترانسفورماتور را بدون تلفات فرض کرده‌ایم به آسانی می‌توانیم بازده تقویت‌کننده را به دست آوریم.

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} = \frac{\frac{1}{2} V_m I_m}{\frac{2}{\pi} V_{cc} I_m} \times 100\% = \frac{\pi}{4} \times \frac{V_m}{V_{cc}} \times 100\%$$

حداکثر راندمان در شرایطی به دست می‌آید که  $V_m = V_{CC}$  شود. در رابطه  $\eta$  به جای  $V_m$  مقدار  $V_{CC}$  را می‌گذاریم و راندمان را محاسبه می‌کنیم.

$$\eta_{max} = \frac{\pi}{4} \times 100\% = 78.5\%$$

در تقویت‌کننده پوش پول حداکثر توان تلف شده در هر ترانزیستور از رابطه  $P_{cmax} = \frac{1}{2} P_L$  به دست می‌آید. با توجه به محاسبات بالا درمی‌یابیم که بازده تقویت‌کننده پوش پول بیش‌تر از بازده تقویت‌کننده کلاس A است. هم‌چنین برای انتقال یک قدرت مشخص به بار، ترانزیستورهای کم‌قدرت‌تری مورد نیاز است؛ مثلاً اگر بخواهیم ۱۰ وات توان را به باری برسانیم، به ترانزیستورهایی با قدرت  $P_{cmax} = 2W$  نیاز داریم. درحالی که در تقویت‌کننده شکل ۵-۴ برای انتقال چنین توانی به بار، نیاز به ترانزیستوری با قدرت ۲۰W داریم.

#### ویژة هنرجویان علاقه‌مند: رابطه $P_{cmax} = \frac{1}{2} P_L$

را اثبات کنید و نتایج آن را به کلاس ارائه دهید.

#### ۳-۵-۴- معایب پوش پول کلاس B: مدار پوش

پول کلاس B دو اشکال اساسی به شرح زیر دارد.

## ۵-۵- الگوی پرشش

### صحیح یا غلط

۵-۵-۱- هر تقویت کننده‌ای که ولتاژ یا جریان را تقویت کند، تقویت کننده قدرت نام دارد.

صحیح □ غلط □

۵-۵-۲- تقویت کننده‌های قدرت در رده تقویت کننده‌های سیگنال بزرگ هستند.

صحیح □ غلط □

### کامل کردنی

۵-۵-۳- بازده تقویت کننده کلاس A با کوپلاژ خازنی حداکثر..... و با کوپلاژ ترانسفورماتوری..... است.

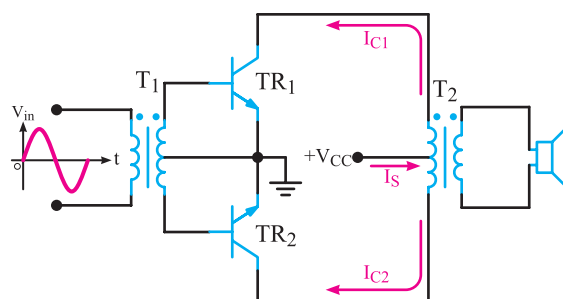
۵-۵-۴- اعوجاج تقاطعی در تقویت کننده پوش پول کلاس..... ایجاد می شود.

### چهار گزینه‌ای

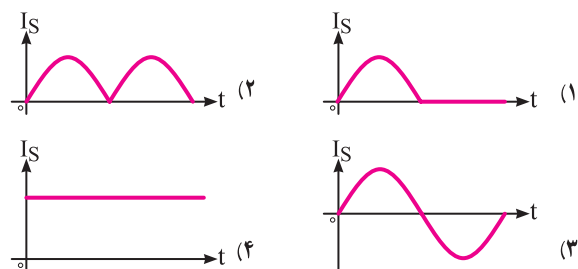
۵-۵-۵- در یک تقویت کننده، جریان دریافتی از خط تغذیه در حالت با سیگنال و بدون سیگنال AC ثابت است. کلاس کار تقویت کننده کدام است؟

A (۱) B (۲) C (۳) AB (۴)

۵-۵-۶- شکل سیگنال جریانی که از منبع تغذیه مدار ۵-۱۲ کشیده می شود کدام است؟



شکل ۵-۱۲



## تشریحی

۵-۵-۷- مشخصات عمومی تقویت کننده‌های قدرت را

نام ببرید.

۵-۵-۸- حداکثر بازده یک تقویت کننده قدرت با بار

ترانسفورماتوری که در کلاس A کار می کند، چه قدر است؟

۵-۵-۹- در تقویت کننده‌های قدرت اعوجاج تقاطعی را

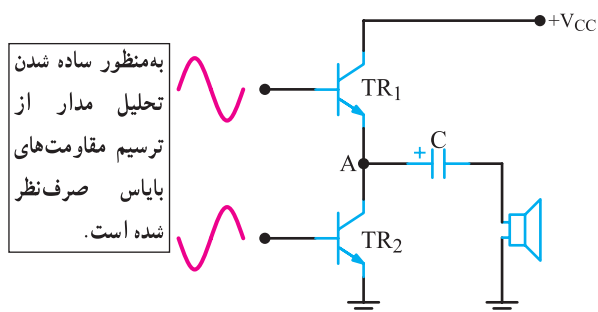
شرح دهید.

۵-۵-۱۰- ضریب شایستگی را تعریف کنید و عدد

ضریب شایستگی را برای تقویت کننده کلاس A با کوپلاژ خازنی محاسبه کنید.

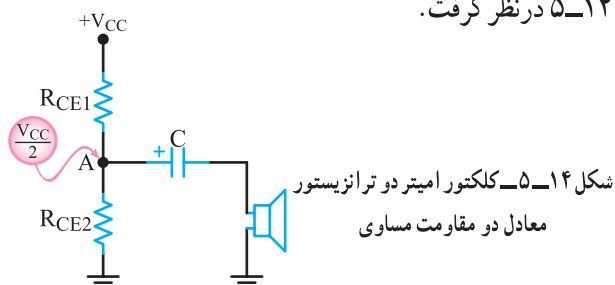
۵-۶- تقویت کننده پوش پول بدون ترانسفورماتور

به دلایلی که بیان شد، در تقویت کننده پوش پول تا حد امکان از ترانسفورماتور استفاده نمی شود. در شکل ۵-۱۳ یک تقویت کننده پوش پول نشان داده شده است. در این تقویت کننده، خازن C جایگزین چوک بلندگو شده است.



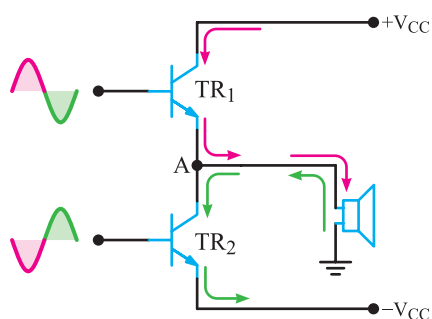
شکل ۵-۱۳- تقویت کننده با منبع تغذیه ساده

طرز کار مدار به این ترتیب است که در لحظه روشن شدن دستگاه صوتی، خازن C توسط ترانزیستور TR1 به اندازه  $\frac{V_{CC}}{2}$  شارژ می شود (یعنی  $V_A = \frac{V_{CC}}{2}$ ). معادل مدار را قبل از اعمال سیگنال متناوب می توان مانند دو مقاومت مساوی مانند شکل ۵-۱۴ در نظر گرفت.



شکل ۵-۱۴- کلکتور امیتر دو ترانزیستور معادل دو مقاومت مساوی

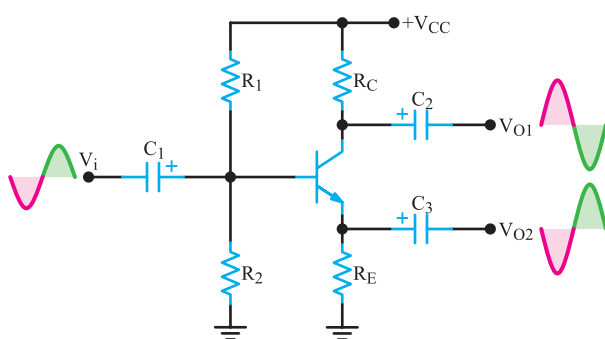
اگر به جای منبع تغذیه تکی، از یک منبع تغذیه دوتایی (دوبل) مطابق شکل ۵-۱۷ استفاده کنیم، در صورتی که نقطه کار ترانزیستورها را طوری تنظیم نماییم که ولتاژ نقطه A مساوی صفر شود، دیگر به خازن کوپلاژ نیازی نخواهیم داشت.



شکل ۵-۱۷ تقویت کننده با منبع تغذیه متقارن

۱-۵-۶ ایجاد دو سیگنال هم دامنه و با فاز مخالف توسط مدار جداکننده فاز (Phase Splitter):  
وظیفه ترانسفورماتور سه سر ورودی در شکل ۵-۹ ایجاد دو سیگنال هم دامنه با اختلاف فاز  $180^\circ$  برای بیس ترانزیستورهای  $TR_1$  و  $TR_2$  است. به جای این ترانسفورماتور می توانیم مدار شکل ۵-۱۸ را جایگزین آن کنیم.

این مدار را مدار جداکننده فاز (Phase Splitter) می نامند.



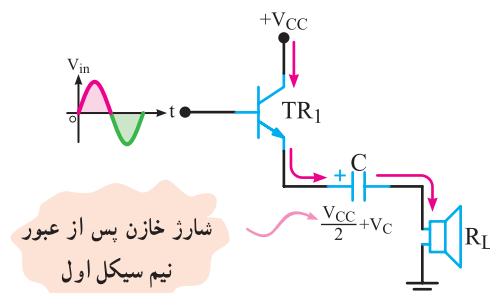
شکل ۵-۱۸ مدار جداکننده فاز

سیگنال  $V_{O1}$  با سیگنال ورودی  $180^\circ$  اختلاف فاز دارد. زیرا آرایش ترانزیستور در این حالت به صورت امیتر مشترک است. سیگنال  $V_{O2}$  با سیگنال ورودی هم فاز است، زیرا ترانزیستور در

ولتاژ تغذیه  $V_{CC}$  بین دو مقاومت تقسیم می شود و خازن C به اندازه  $\frac{V_{CC}}{2}$  شارژ می شود. فرض می کنیم در اولین نیم سیکل از سیگنال ورودی ترانزیستور  $TR_1$  فعال می شود. در این حالت جریان از  $TR_1$  عبور می کند و ولتاژ شارژ خازن را به اندازه  $\frac{V_{CC}}{2} + V_C$  افزایش می دهد. جریان حاصل از سیگنال متناوب، از سیم پیچ بلندگو نیز می گذرد و در دوسر آن افت پتانسیلی متناسب با دامنه ولتاژ ورودی به وجود می آورد.

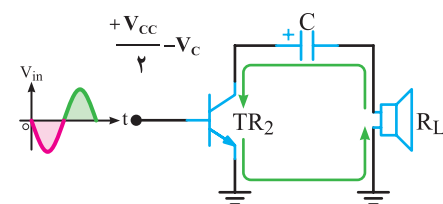
چون ظرفیت خازن کوپلاژ بلندگو زیاد است، در نیم پریود هدایت ترانزیستور  $TR_1$  شارژ آن افزایش چندانی نمی یابد.

شکل ۵-۱۵ هدایت ترانزیستور و مسیر عبور جریان در نیم سیکلی که  $TR_1$  هادی است را نشان می دهد.



شکل ۵-۱۵ مسیر عبور جریان وقتی  $TR_1$  هادی است.

در نیم پریود دوم سیگنال ورودی، ترانزیستور  $TR_2$  خاموش و ترانزیستور  $TR_1$  روشن می شود. در این حالت، چون منبع تغذیه از مدار کلکتور  $TR_2$  قطع می شود، تغذیه این ترانزیستور از طریق دشارژ خازن C انجام می گیرد؛ یعنی، جریان از جوشن مثبت خازن به طرف کلکتور  $TR_2$  جاری می شود و از امیتر این ترانزیستور به سر پایین سیم پیچ بلندگو می رسد. به این ترتیب در دو سر سیم پیچ بلندگو ولتاژی متناسب با ولتاژ ورودی افت می کند. شکل ۵-۱۶ مسیر جریان را در لحظه هدایت  $TR_2$  نشان می دهد.



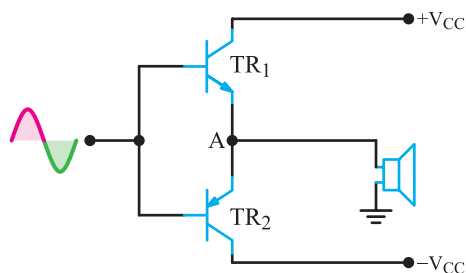
شکل ۵-۱۶ مسیر عبور جریان در نیم سیکلی که  $TR_2$  هادی است.

در تقویت کننده با ترانزیستورهای مکمل، چون هر دو ترانزیستور به صورت کلکتور مشترک عمل می کنند، مشخصات یکسانی دارند. لذا سیگنال خروجی کاملاً متقارن است. در این مدار به طبقه جداکننده فاز هم نیازی نیست.

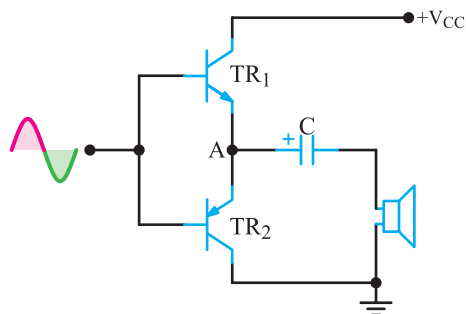
در شکل ۵-۲۰ یک تقویت کننده مکمل با منبع تغذیه متقارن و در شکل ۵-۲۱، همین مدار با منبع تغذیه معمولی نشان داده شده است.

در صورتی که از منبع تغذیه با سر وسط استفاده شود، به خازن کوپلاژ بلندگو نیازی نیست. در این مدار، هر دو ترانزیستور به صورت کلکتور مشترک قرار گرفته اند و بنابراین، امپدانس خروجی کمی دارند. لذا می توان بلندگو را مستقیماً به خروجی ترانزیستورها وصل کرد.

این مدار مانند مدار شکل ۵-۲۰ در کلاس B کار می کند.



شکل ۵-۲۰ تقویت کننده با منبع تغذیه متقارن



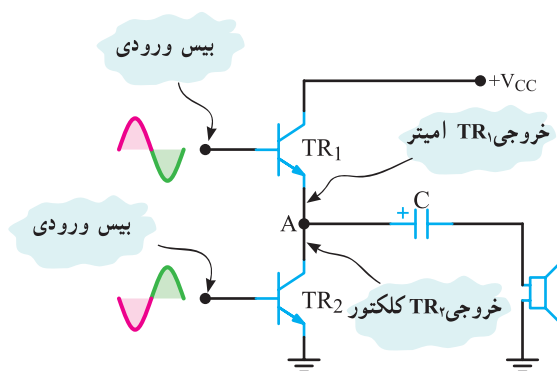
شکل ۵-۲۱ تقویت کننده با منبع تغذیه ساده

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

این حالت به صورت آرایش کلکتور مشترک به کار رفته است. با توجه به اینکه  $i_e \sim i_c$  است، اگر  $R_E$  را مساوی  $R_C$  در نظر بگیریم، دامنه سیگنال های خروجی  $V_{O1}$  و  $V_{O2}$  تقریباً با هم برابر می شوند.

## ۵-۶-۲ عیب پوش پول بدون ترانسفورماتور:

یکی از اشکال های تقویت کننده پوش پول بدون ترانسفورماتور، عدم تقارن دو نیم سیکل سیگنال خروجی است زیرا در حالت هدایت امپدانسی که توسط ترانزیستورهای  $TR_1$  و  $TR_2$  دیده می شود، با هم متفاوت است. به شکل ۵-۱۹ توجه کنید،  $TR_1$  دارای آرایش کلکتور مشترک و  $TR_2$  دارای آرایش امیتر مشترک است، وجود این دو نوع آرایش برای دو نیم سیکل مثبت و منفی عدم تقارن ایجاد می کند.

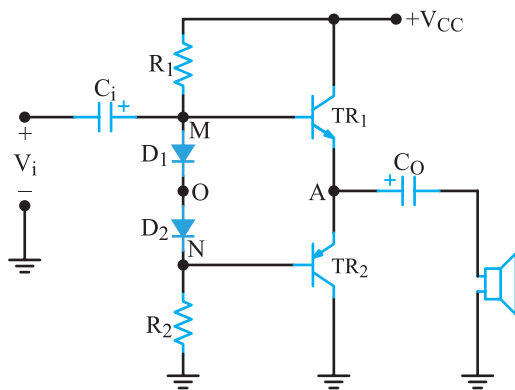


شکل ۵-۱۹ دو ترانزیستور آرایش های متفاوت دارند.

## ۵-۷ تقویت کننده پوش پول با ترانزیستورهای مکمل (Complementary)

همان طور که گفتیم، در طبقه «پوش پول» هر ترانزیستور در نیم تناوب هدایت می کند. در این تقویت کننده، ترانزیستورهای  $TR_1$  و  $TR_2$  در دو آرایش مختلف با مشخصات کاملاً متفاوت عمل می کنند. برای آن که سیگنال خروجی کاملاً متقارن باشد، به تنظیم دقیق احتیاج دارد. در ابتدا ترانزیستورها را فقط از نوع PNP می ساختند، به همین دلیل، همه طراحی های اولیه بر این اساس صورت گرفته است. ساخت ترانزیستورهای NPN این امکان را به وجود آورد که مدار با استفاده از دو ترانزیستور PNP و NPN که مشخصات کاملاً یکسانی داشته باشند امکان پذیر شود.

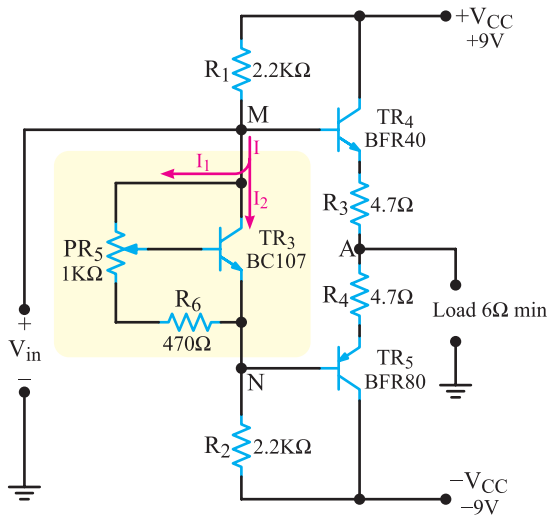




شکل ۵-۲۳- تنظیم پتانسیل MN توسط دو دیود

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

**ب) استفاده از رگولاتور ولتاژ موازی:** مناسب‌ترین روش تأمین ولتاژ بین بیس ترانزیستورها استفاده از یک ترانزیستور دیگر به عنوان رگولاتور ولتاژ است. در شکل ۵-۲۴ نمونه چنین مداری را مشاهده می‌کنید. در این مدار، ترانزیستور  $TR_3$  به صورت یک رگولاتور ولتاژ موازی عمل می‌کند و همواره اختلاف پتانسیل بین دو نقطه M و N را مساوی  $V_{BE}$  ولت ثابت نگه می‌دارد.



شکل ۵-۲۴- رگولاتور ولتاژ موازی برای قراردادن ترانزیستورهای مکمل در کلاس AB

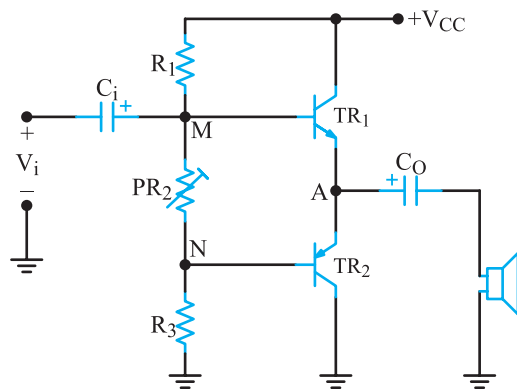
را در کلاس AB بایاس کنیم. این کار را با روش‌های مختلف می‌توانیم انجام دهیم.

### ۱-۵-۷ روش‌های قرار دادن ترانزیستورها در

آستانه هدایت (کلاس AB): با روش‌های مختلف می‌توان بیس امیتر ترانزیستورهای  $TR_1$  و  $TR_2$  را در آستانه هدایت یعنی حدود  $0.6^\circ$  ولت بایاس کنیم.

### الف) استفاده از مقاومت‌های تقسیم‌کننده ولتاژ:

در شکل ۵-۲۲ ولتاژ  $V_{CC}$  توسط مقاومت‌های  $R_1$  و  $P_{R2}$  تقسیم می‌شود. با تنظیم  $P_{R2}$  می‌توان پتانسیل نقاط M تا N را در حدود  $V_{BE}$  ولت تنظیم کنیم تا ترانزیستورها در آستانه هدایت قرار گیرند.



شکل ۵-۲۲- تنظیم پتانسیل MN توسط  $P_{R2}$

وجود مقاومت  $P_{R2}$  اشکال مربوط به اعوجاج تقاطعی را که در کلاس B وجود دارد برطرف می‌کند. اما 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

۵-۲۲ به کار بردن دو دیود سری بین بیس‌های دو ترانزیستور مطابق شکل ۵-۲۳ 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  $0.6^\circ$  ولت افت ولتاژ وجود دارد. به این ترتیب پتانسیل نقاط MN در حدود  $V_{BE}$  ولت تثبیت می‌شود.



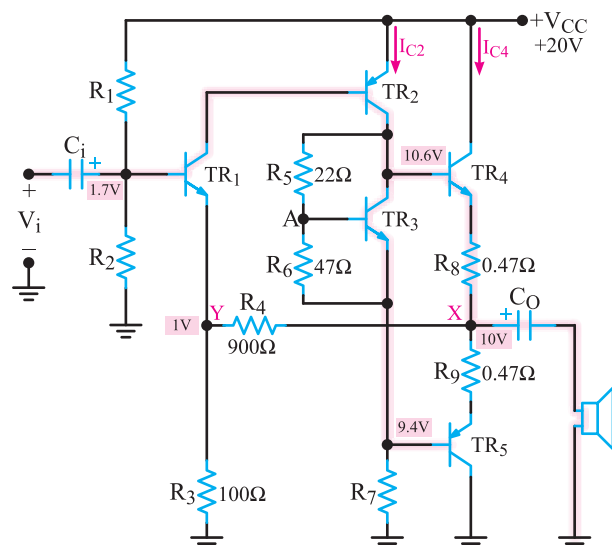
یک تقویت کننده با زوج دارلینگتون نشان داده شده است.

برتری این انتخاب در مقایسه با زوج دارلینگتون با ترانزیستورهای مشابه این است که در این مدار برای قرار گرفتن تقویت کننده در کلاس AB باید اختلاف پتانسیل بین دو نقطه M و N مساوی  $2V_{BE}$  یعنی حدود  $1/2$  ولت باشد؛ درحالی که اگر ترانزیستورها را مشابه انتخاب می کردیم، این ولتاژ به  $4V_{BE}$  یعنی در حدود  $2/4$  ولت می رسید. افزایش  $V_{MN}$  از پایداری رگولاتور ولتاژ  $T_{R3}$  می کاهد.

### ۳-۷-۵- تقویت کننده پوش پول مکمل با طبقه

راه انداز: در شکل ۵-۲۶ مدار یک تقویت کننده کامپی متاری با طبقه راه انداز و فیدبک نشان داده شده است.

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



شکل ۵-۲۶- مدار یک تقویت کننده پوش پول با طبقه راه انداز و فیدبک

خروجی را انجام می دهند. ترانزیستور  $TR_3$  به عنوان رگولاتور، دو ترانزیستور  $TR_4$  و  $TR_5$  را در آستانه هدایت بایاس می کند. ترانزیستور  $TR_2$  ترانزیستور راه انداز است که موج ac را به طبقه قدرت می دهد. ترانزیستور  $TR_1$  راه انداز اولیه یا تقویت کننده ولتاژ اولیه است. مسیر عبور موج ac توسط خط زمینه پر روی شکل نشان داده شده است. مقدار جریانی که باید از  $TR_2$  بگذرد، از طریق قدرت خروجی و مقاومت بار تعیین می شود، 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 به طور مشابه از کلکتور

### برای هنجاریان علاقه مند: مدار رگولاتور به این

ترتیب عمل می کند که اگر ابتدا به کمک پتانسیومتر  $P_{R5}$  ترانزیستور  $TR_3$  را طوری بایاس کنیم که ولتاژ کلکتور امیتر آن برابر  $1/2$  ولت شود، پس از آن جریان  $I_1$  همواره ثابت می ماند؛ زیرا به فرض آن که افزایش جریان I موجب افزایش مقدار  $I_1$  گردد، چون جریان  $I_1$  از مقاومت  $R_5$  و قسمت پایینی پتانسیومتر  $R_5$  می گذرد، افت ولتاژ دو سر این مقاومت ها افزایش می یابد. لذا  $V_{BE}$  ترانزیستور  $TR_3$  زیاده تر و ترانزیستور، هادی تر می شود؛ یعنی، مقاومت کلکتور امیتر آن کاهش می یابد و موجب افزایش  $I_1$  (که جریان کلکتور  $TR_3$  است) می شود.

بنابراین افزایش  $I_1$  کاهش مقدار  $I_1$  را به دنبال دارد. زیرا

$$I_1 = I - I_2$$

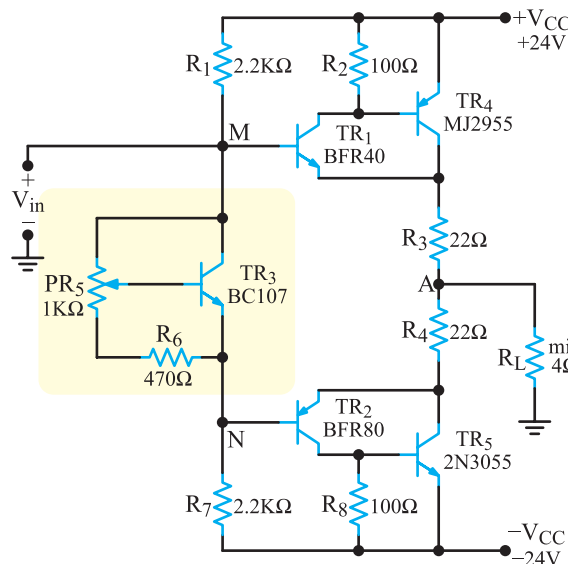
↓   ↓   ↓  
افزایش ثابت کاهش

با کاهش  $I_1$ ، نقطه کار ترانزیستور به حالت اول خود

برمی گردد.

### ۳-۷-۵- استفاده از زوج دارلینگتون برای

افزایش قدرت خروجی: در صورتی که تقویت کننده ای با قدرت زیاد لازم باشد، می توانیم به جای هریک از ترانزیستورهای مکمل از یک زوج دارلینگتون استفاده کنیم. در شکل ۵-۲۵



شکل ۵-۲۵- استفاده از زوج دارلینگتون برای افزایش قدرت تقویت کننده

TR<sub>۱</sub> تأمین می‌شود.

در شکل ۵-۲۶ ولتاژ تغذیه ۲۰ ولت در نظر گرفته شده است. ولتاژ DC خروجی در نقطه (X) مساوی  $\frac{V_{CC}}{2}$  یعنی ۱۰ ولت است. مقاومت‌های R<sub>۳</sub> و R<sub>۴</sub> طوری در نظر گرفته شده‌اند که ولتاژ دو سر R<sub>۳</sub> (ولتاژ آمیتر ترانزیستور TR<sub>۱</sub>) مساوی ۱ ولت شود. ولتاژ آمیتر TR<sub>۱</sub> همان ولتاژ دو سر R<sub>۳</sub> است که از تقسیم ولتاژ نقطه (X)  $(\frac{V_{CC}}{2})$  بین R<sub>۳</sub> و R<sub>۴</sub> به دست 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<sub>E1</sub> صرف نظر شده است. چون تمام ترانزیستورها از جنس سیلیکون در نظر گرفته شده‌اند. ولتاژ بیس ترانزیستور TR<sub>۱</sub> به اندازه ۰/۷ ولت از آمیتر آن بیش‌تر و مساوی ۱/۷ ولت است.

مقاومت‌های R<sub>۱</sub> و R<sub>۲</sub> تقسیم‌کننده ولتاژ منبع تغذیه هستند. بنابراین، ولتاژ بیس TR<sub>۱</sub> که در حدود ۱/۷ ولت است با استفاده از مقاومت‌های R<sub>۱</sub>، R<sub>۲</sub> و خط تغذیه تأمین می‌شود.

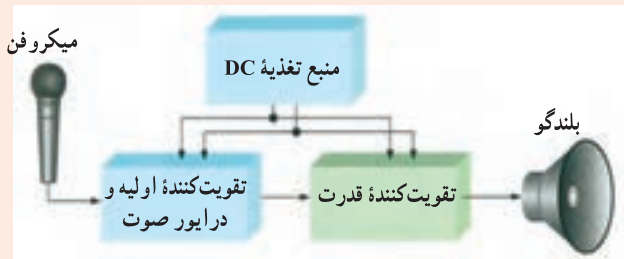
این ولتاژ مثبت در بیس TR<sub>۱</sub> باعث تغذیه آن می‌شود. به مجرد این‌که TR<sub>۱</sub> هادی می‌شود، جریان را در بیس TR<sub>۲</sub> جاری می‌کند و آن را فعال می‌سازد. با هادی شدن بیش‌تر TR<sub>۲</sub> افت پتانسیل کلکتور آمیتر در آن کاهش می‌یابد و بیس TR<sub>۴</sub> را مثبت‌تر می‌کند. این افزایش ولتاژ هدایت بیش‌تر ترانزیستور TR<sub>۴</sub> را به دنبال دارد و در نتیجه، ولتاژ آمیتر آن و به تبع آن ولتاژ نقطه X، افزایش می‌یابد. وقتی که ولتاژ نقطه X به ۱۰ ولت (نصف ولتاژ منبع تغذیه) برسد، ولتاژ آمیتر TR<sub>۱</sub> (نقطه Y) به حدود یک ولت می‌رسد. این باعث می‌شود که در ترانزیستور TR<sub>۱</sub> بین بیس و آمیتر ۰/۷ ولت افت پتانسیل، به وجود آید. اگر پتانسیل نقطه X به بیش از ده ولت افزایش یابد، آمیتر TR<sub>۱</sub> مثبت‌تر می‌شود؛ و بایاس مستقیم TR<sub>۱</sub> را کم می‌کند و از هدایت آن می‌کاهد. یعنی، ولتاژ نقطه X هیچ‌گاه از ده ولت  $(\frac{1}{2} V_{CC})$  بیش‌تر نمی‌شود که همان مقدار دلخواه است.

۵-۷-۴- پایداری حرارتی: در شکل ۵-۲۶ به آسانی

درمی‌یابیم که این مدار به علت استفاده از دو مقاومت R<sub>۳</sub> و R<sub>۴</sub> (به‌عنوان فیدبک) در مقابل تغییرات درجه حرارت پایدار است. با وجود جریان‌های نشتی یا مقادیر مختلف β برای ترانزیستورهای مختلف، به دلیل وجود این فیدبک جریان‌های نقطه کار پایدار می‌شوند. بنابراین، ولتاژ نقطه X در ده ولت ثابت باقی می‌ماند.

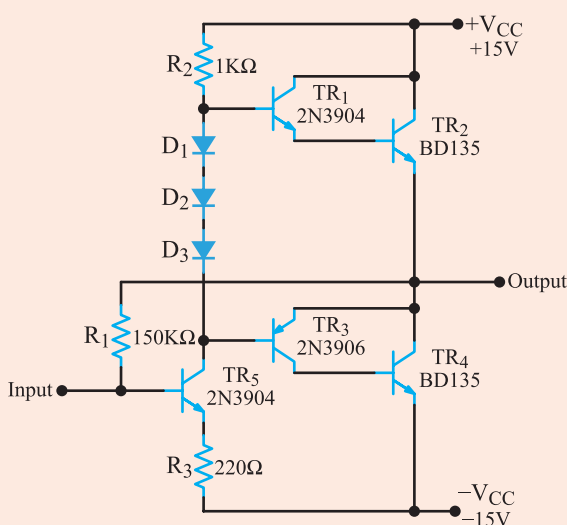
### برای هنرجویان علاقه‌مند

۵-۷-۵- مدار کاربردی تقویت‌کننده پوش‌پول با مدار راه‌انداز: در شکل ۵-۲۷ بلوک دیاگرام یک نمونه تقویت‌کننده اولیه صوتی (Audio Pre Amplifier) و تقویت‌کننده قدرت (Power Amplifier=PA) را مشاهده می‌کنید.



شکل ۵-۲۷- بلوک دیاگرام یک آمپلی فایر صوتی

در شکل ۵-۲۸ یک نمونه نقشه فنی تقویت‌کننده قدرت به صورت پوش‌پول مکمل (کامپلی منتاری) همراه با تقویت‌کننده درایور رسم شده است.



شکل ۵-۲۸- تقویت‌کننده قدرت همراه با تقویت‌کننده درایور

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 علت تغییرات گرمایی کاهش می‌یابد.

هدف از کاربرد رادیاتور، انتقال گرما از ترانزیستور به سطح بزرگ تری 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 ۵-۳ یک نمونه ترانزیستور قدرت را با رادیاتور مشاهده می‌کنید.



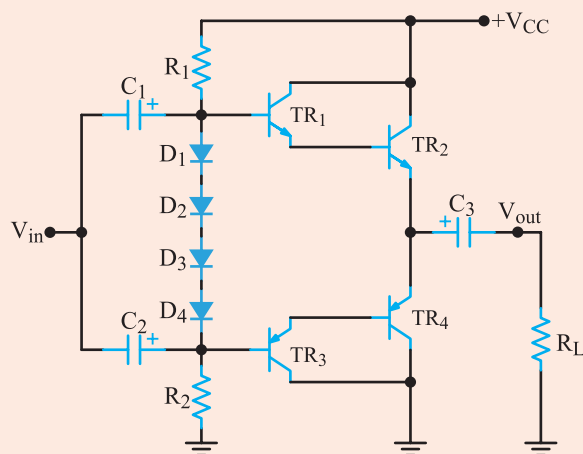
شکل ۵-۳- ترانزیستور قدرت با رادیاتور

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 ۱ وات توان بیش‌تری دارد. هرگاه یک ترانزیستور به‌طور صحیح خنک شود، از نظر توان تحمل بیش‌تری دارد و اجازه می‌دهد تا در ناحیه 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.

تقویت‌کننده قدرت به‌صورت زوج دارلینگتون و در کلاس AB بایاس شده است و جریان کافی را برای بلندگوی ۸ اهمی تأمین می‌کند. سیگنالی که از تقویت‌کننده اولیه دریافت می‌شود باید به‌صورت کوپلاژ خازنی به طبقه تقویت‌کننده درایور ( $TR_5$ ) داده شود. ترانزیستور  $TR_5$  علاوه بر تقویت سیگنال در حد مورد نیاز برای طبقات بعدی، مانع بارگذاری روی طبقه تقویت‌کننده اولیه (قبلی) می‌شود و بهره 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 بهره 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 آستانه هدایت قرار دهد، زیرا ولتاژ مورد نیاز این سه ترانزیستور در حدود  $V_{BE} = 0.7 \times 3 = 2.1$  V است.

**تمرین کلاسی:** به چه دلیل در مدار شکل ۵-۲۹ ۴ دیود استفاده شده است؟ با ذکر دلیل توضیح دهید.



شکل ۵-۲۹- مدار پوش پول با زوج دارلینگتون

## ۵-۸- خنک‌کننده یا رادیاتور حرارت برای ترانزیستورهای قدرت

همان‌طور که پیش از این گفته شد، برای کار با ترانزیستورهای

الف) برای سیلیکون  $15^{\circ}\text{C}$  تا  $200^{\circ}\text{C}$

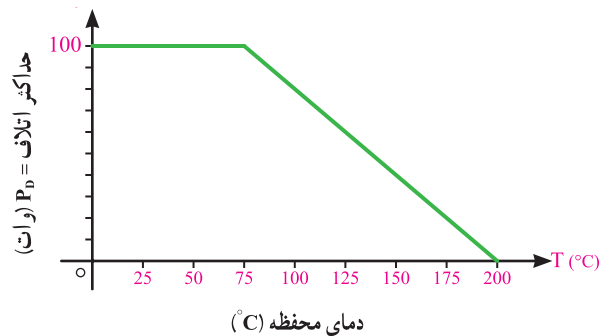
ب) برای ژرمانیم  $100^{\circ}\text{C}$  تا  $110^{\circ}\text{C}$

در بسیاری از کاربردها، توان متوسط تلف شده می تواند با رابطه زیر بیان شود.

$$P_D = V_{CE} I_C$$

استفاده از این توان تا وقتی که دمای ترانزیستور به حداکثر مجاز نرسد، امکان پذیر است. هرگاه دما به حداکثر رسید، باید حداکثر توان کاهش یابد. به طوری که وقتی دمای محفظه ترانزیستور به حداکثر دمای مجاز می رسد، توان تلف شده در ترانزیستور به صفر کاهش می یابد.

شکل ۳۱-۵ نمونه ای از منحنی تلفات توان - دما را برای ترانزیستور سیلیکونی نشان می دهد. این منحنی مشخص می کند که تولید کننده همواره دمای بالایی را پس از نزول منحنی برای رسیدن توان به صفر در نظر می گیرد. برای سیلیکون، این دما  $200^{\circ}\text{C}$  درجه است که در آن تلفات توان به صفر و ات نزول کرده است.



شکل ۳۱-۵ منحنی اتلاف توان برای ترانزیستورهای سیلیکون

تلفات توان در آن بالا می رود و به مقدار حداکثر آن که به وسیله تولید کننده مشخص شده است، نزدیک تر می شود.

هرگاه خنک کننده برای خنک کردن ترانزیستور به کار رود، به علت وجود سطح تماس بیش تر با هوا، گرما به خارج هدایت می شود و دمای محفظه ترانزیستور در سطح پایین تری نسبت به حالت بدون خنک کننده خواهد ماند. حتی به هنگام بکار بردن خنک کننده ای با ابعاد بی نهایت (که البته از نظر فیزیکی وجود ندارد)، محفظه با محیط هم دما خواهد ماند. در این حالت دمای پیوند، بالاتر از محفظه است. از این رو، همواره باید حداکثر توان مورد توجه باشد. حتی یک خنک کننده بسیار خوب هم نمی تواند ترانزیستور را با محیط هم دما کند. لذا هنگامی که ترانزیستور را در دمای بالا به کار می بریم، باید توان مجاز آن را کاهش دهیم.

**آیا می دانید:** برای دفع گرمای ایجاد شده در CPU کامپیوتر از یک هواکش کوچک (Fan) استفاده می کنند. این پنکه روی گرماگیر نصب می شود.

۱-۸-۵- مشخصه گرمایی ترانزیستور قدرت و رابطه آن با توان تلف شده: انتخاب یک خنک کننده مناسب برای ترانزیستور قدرت به بحث مفصل تری نیاز دارد که از بحث ما خارج است اما تشریح بیش تر مشخصه گرمایی ترانزیستور و رابطه آن با توان تلف شده، می تواند مفهوم واضح تری را برای توانی که به وسیله دما محدود شده است، به ما بدهد. بحث زیر تا حدودی زمینه را برای رسیدن به این هدف فراهم می کند.

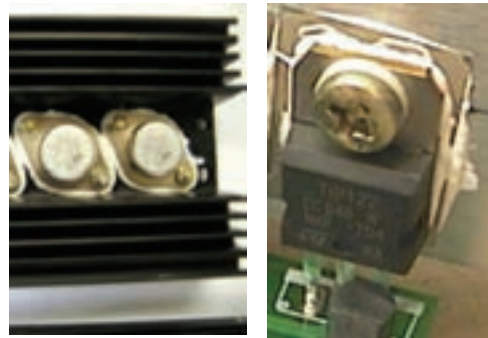
حرارت ایجاد شده در محل پیوند «کلکتور و بیس» برای انتقال به محیط اطراف ابتدا باید به بدنه ترانزیستور منتقل شود. انتقال این گرما معمولاً به کندی صورت می گیرد. عاملی که باعث این کندی می شود، مقاومت حرارتی نیمه هادی نام دارد. مقاومت حرارتی اتصال کلکتور بیس به بدنه را با  $\theta_{JC}$  مشخص می کنند. واحد مقاومت حرارتی بر حسب درجه سانتی گراد بر وات ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ) است که کارخانه سازنده ترانزیستور آن را مشخص می کند. مقدار متعارف برای یک ترانزیستور قدرت سیلیکونی با محفظه ۳- TO برابر با  $1/5^{\circ}\text{C}/\text{W}$  است. متناسب با نوع

هرچه توانی که ترانزیستور باید تحمل کند بیش تر باشد، دمای بدنه آن بیش تر افزایش می یابد. درواقع، عاملی که مصرف توان را در ترانزیستور محدود می سازد، دمای پیوند کلکتور در ترانزیستور است. ترانزیستورهای قدرت معمولاً در داخل بدنه های فلزی بزرگ کار گذاشته می شوند تا بدین وسیله سطح بزرگ، گرمای تولید شده را به خارج هدایت کند. علاوه بر این، به کار بردن یک ترانزیستور در هوا حداکثر توان قطعه را به شدت محدود می سازد. در عوض، اگر قطعه روی نوعی خنک کننده نصب شود ظرفیت

ترانزیستور، مقدار مقاومت حرارتی معمولاً بین ۱ تا ۵ °C/W تغییر می کند.

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

هم چنین، مقاومت حرارتی دیگری از بدنه به هوای اطراف وجود دارد که آن را با  $\theta_{SA}$  مشخص می کنند. مقدار  $\theta_{SA}$  بستگی به عواملی مانند اندازه و شکل رادیاتور دارد. معمولاً کارخانه های سازنده رادیاتور، مقاومت حرارتی محصولات خود را مشخص می کنند. شکل ۳۲-۵ ترانزیستور قدرت با بدنه فلزی، رادیاتور و نحوه اتصال آن به رادیاتور را نشان می دهد.



شکل ۳۲-۵ ترانزیستورهای قدرت که به رادیاتور اتصال دارند.

پیوند به بدنه  
 $JC = \text{Junction to Case}$   
 بدنه به سطح رادیاتور  
 $CS = \text{Case to Surface}$   
 سطح رادیاتور به محیط  
 $SA = \text{Surface to ambient}$

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 نیمه هادی را برای یک ترانزیستور با توان مشخص به مقدار کمتری افزایش می دهد. معادله زیر رابطه توان تلف شده را با دمای محل پیوند نیمه هادی ها، درجه حرارت

محیط و مقاومت حرارتی مشخص می کند.

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

در این رابطه :

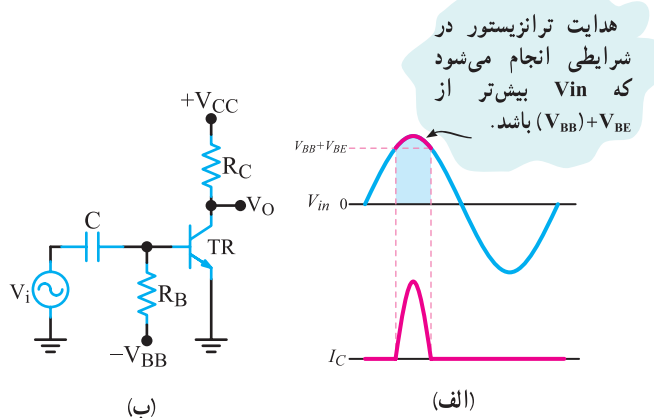
- $P_D$  : توان تلف شده بر حسب وات است،
- $T_J$  حداکثر دمای مجاز محل پیوند بر حسب درجه سانتی گراد می باشد؛
- $T_A$  حداکثر درجه حرارت محیط بر حسب درجه سانتی گراد است؛
- $\theta_{JC}$  : مقاومت حرارتی محل اتصال به محفظه است؛
- $\theta_{CS}$  مقاومت حرارتی محفظه به رادیاتور را مشخص می کند؛
- $\theta_{SA}$  مقاومت حرارتی رادیاتور به هوا را تعیین می کند.
- سازندگان معمولاً به جای مشخص کردن درجه حرارت مجاز محل اتصال (پیوند  $T_J$ )، درجه حرارت مجاز بدنه را معرفی می کنند. در این حالت، نیازی به دانستن مقاومت حرارتی پیوند به محفظه نیست.
- بنابراین، مقاومت حرارتی رادیاتور به وسیله معادله زیر مشخص می شود.

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

$T_C$  درجه حرارت مجاز محفظه (بدنه) است. همان طور که مشاهده می شود در رابطه بالا  $\theta_{JC}$  حذف شده است. و به جای  $T_J$ ، مقدار  $T_C$  آمده است. چنانچه ترانزیستور بدون هیچ نوع عایقی مستقیماً روی فلز رادیاتور نصب شده باشد، می توانیم  $\theta_{CS}$  را حذف کنیم. برای کسب اطمینان بیش تر توصیه می شود از جریان طبیعی هوا (کوران هوا) نیز برای رادیاتور استفاده کنیم. برای این منظور، معمولاً رادیاتور را در قسمت خارجی جعبه قرار می دهند؛ به طوری که همیشه در معرض هوای محیط باشد.

مثال ۱-۵: از ترانزیستوری با مقاومت گرمایی  $\theta_{JC}$  برابر ۱/۵ °C/W استفاده کنید و حداکثر دمای مجاز محل اتصال را ۱۲۵ °C در نظر بگیرید. مقدار  $\theta_{CS}$  را معادل ۵ °C/W فرض کنید. حداکثر دمای محیط ۵ °C و توان تلف شده در ترانزیستور ۱۵ وات است. مقدار مناسب مقاومت حرارتی  $\theta_{SA}$  رادیاتور چه قدر است؟

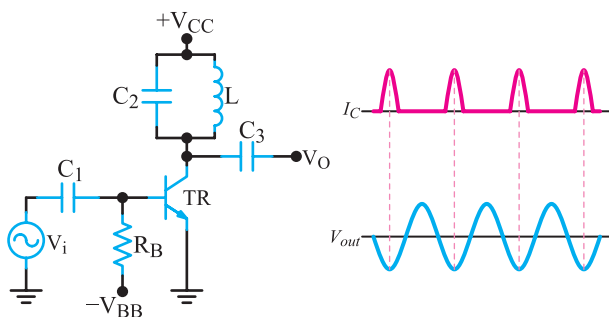




شکل ۵-۳۴- تقویت کننده کلاس C و موج ورودی و خروجی آن

از آنجایی که سیگنال کلکتور شبیه موج ورودی نیست، آمپلی فایر کلاس C با بار مقاومتی عملاً کاربردی ندارد. در صورتی که از مدار رزونانس LC موازی (مدار تانک) در کلکتور استفاده کنیم، نوعی مدار کاربردی به وجود می آید. در شکل ۵-۳۵ مدار یک تقویت کننده کلاس C با مدار تانک در کلکتور و شکل موج جریان کلکتور و ولتاژ خروجی نشان داده شده است.

فرکانس رزونانس مدار تانک از رابطه  $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  به دست می آید.



شکل ۵-۳۵- مدار تقویت کننده کلاس C با شکل موج  $I_C$  و  $V_{out}$

پالس های کوتاه جریان کلکتور در هر سیکل، سبب آغاز و ادامه نوسان در مدار تانک می شود و موجی سینوسی را در کلکتور ترانزیستور به وجود می آورد. چون مدار تانک امپدانس بسیار بالایی در نزدیک فرکانس رزونانس دارد، لذا بهره مدار فقط در این فرکانس خیلی زیاد است. چنانچه مدار تانک، روی دومین هارمونیک فرکانس ورودی تنظیم شود، در این صورت تقویت کننده کلاس C به عنوان مدار دو برابر کننده فرکانس عمل می کند. هم چنین

پاسخ: با استفاده از معادله زیر مقدار  $\theta_{SA}$  را بر حسب سایر کمیت ها به دست می آوریم.

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

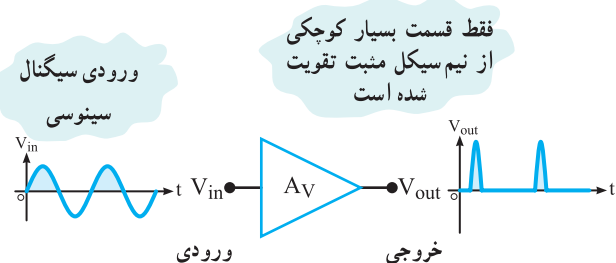
مقادیر را جای گزین می کنیم.

$$\theta_{SA} = \frac{125 - 50}{15} - 1/5 - 0/5 = 5 - 1/5 - 0/5 = 3^\circ C/W$$

برای ترانزیستور بالا از هر رادیاتور با مقاومت گرمایی  $3^\circ C/W$  یا کم تر می توان استفاده کرد. انتخاب نهایی به قیمت و حجم بستگی دارد.

## ۵-۹- تقویت کننده کلاس C

در یک تقویت کننده کلاس C، ترانزیستور در کم تر از نیم تناوب هدایت می کند. در این کلاس تلفات ترانزیستور از کلاس B کم تر و بازده مدار از هر دو کلاس A و B بیش تر است. در شکل ۵-۳۳ عمل کرد کلی تقویت کننده کلاس C به صورت بلوکی نشان داده شده است.



شکل ۵-۳۳- شکل موج ورودی و خروجی در تقویت کننده کلاس C

در شکل ۵-۳۴ مدار یک نمونه تقویت کننده کلاس C با آرایش امیتر مشترک و بار اهمی ( $R_C$ ) رسم شده است.

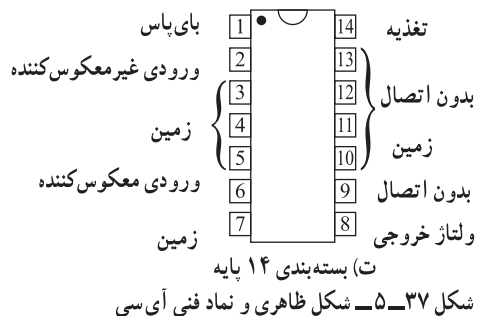
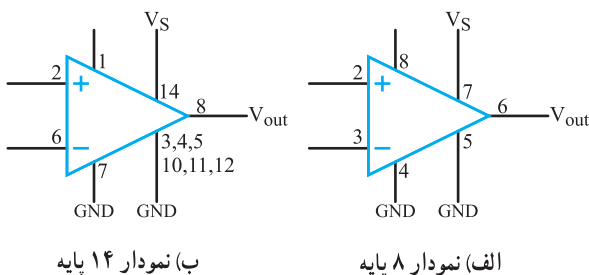
بیس ترانزیستور توسط ولتاژ ( $V_{BB}$ ) در بایاس مخالف قرار گرفته است. لازم است دامنه پیک سیگنال ac ورودی اندکی بیش تر از  $|V_{BB}| + V_{BE}$  باشد تا بتواند پتانسیل بایاس مخالف دیود بیس امیتر را خنثی کند و ترانزیستور را هادی نماید. در شکل ۵-۳۴ ب موج ورودی و جریان کلکتور ترانزیستور در زمان هدایت، نشان داده شده است.

کلاس D در قسمت تقویت کننده‌های خروجی این نوع دستگاه‌ها استفاده می‌کند. به این ترتیب که با استفاده از یک IC اضافی، تقویت کننده کلاس AB را در کلاس D بایاس می‌کنند. در این روش از تبدیل سیگنال دیجیتال به آنالوگ استفاده می‌شود.

## ۱۱-۵- تقویت کننده‌های قدرت در یک تراشه (مدار مجتمع)

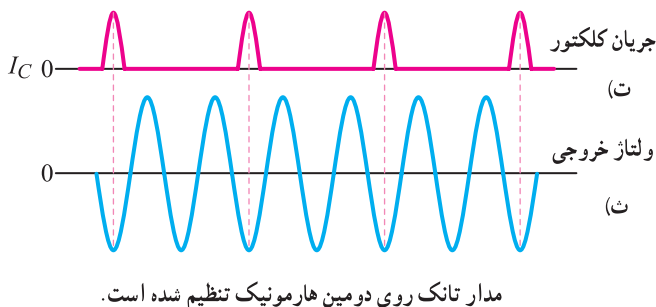
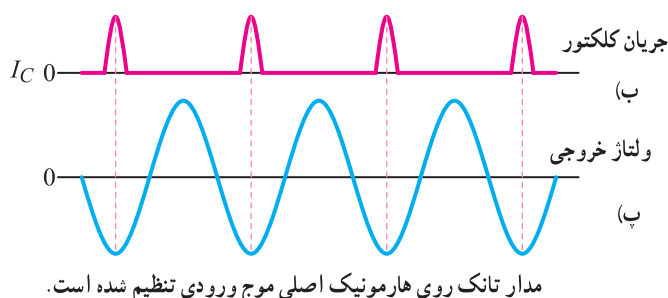
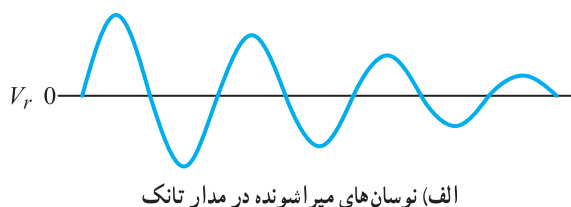
در تقویت کننده‌های قدرت، برای تولید قدرت خروجی بیش‌تر معمولاً آن‌ها را به صورت عناصر مجزا می‌سازند. تقویت کننده مکمل متقارن که قبلاً درباره آن توضیح داده‌ایم، نمونه‌ای از این انواع است. در سال‌های اخیر تعداد متنوعی از تقویت کننده‌های قدرت که توانایی تحویل تا چند وات را به مقاومت‌های بار کوچک (مانند بلندگو)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

یکی از این تراشه‌ها LM۳۸۰ است که شکل ظاهری و نمادی آن را در شکل ۳۷-۵ 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.



با تغییر فرکانس رزونانس می‌توان فرکانس هارمونیک‌های بالاتر را نیز دریافت نمود. شکل ۳۶-۵ موج ولتاژ خروجی مدار تانک، جریان کلکتور ترانزیستور و موج ولتاژ خروجی روی هارمونیک اصلی و هارمونیک دوم را نشان می‌دهد.

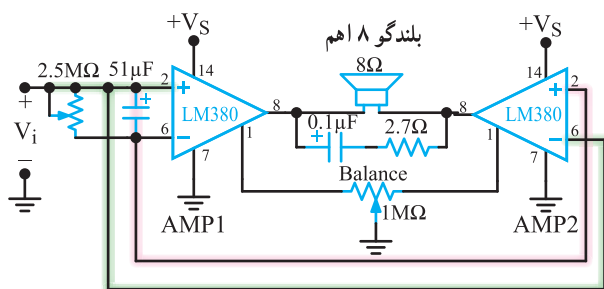
از تقویت کننده‌های کلاس C در مدارهای گیرنده و فرستنده رادیویی نیز استفاده می‌شود.



شکل ۳۶-۵- هارمونیک‌های جریان  $I_c$

## ۱-۵- تقویت کننده کلاس D

در تقویت کننده کلاس D ترانزیستور در حالت قطع و اشباع و به صورت 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 تقویت کننده کلاس AB بسیار ناچیز است. از آن‌جا که در دستگاه‌هایی مانند تلفن همراه موضوع تلفات توان و تمام شدن انرژی باتری بسیار اهمیت دارد. از تقویت کننده



شکل ۳۹-۵- تقویت کننده پل

در این تراشه دو عدد آی سی LM380 به صورت پل به یکدیگر متصل شده اند. سیگنال ورودی به پایه غیر معکوس کننده تقویت کننده شماره ۱ و به ورودی معکوس کننده تقویت کننده شماره ۲ متصل شده است. بنابراین، خروجی دو تقویت کننده با یکدیگر ۱۸۰ درجه اختلاف فاز دارند. بدین جهت، چنانچه خروجی تقویت کننده ۱ به سمت ولتاژ مثبت میل کند، خروجی تقویت کننده ۲ به سمت ولتاژ منفی میل خواهد کرد. این شرایط باعث می شود که ولتاژ ماکزیمم دو سر بلندگو دو برابر حالتی باشد که از یک تقویت کننده استفاده می شود؛ به این ترتیب توان تحویل داده شده به بلندگو افزایش می یابد.

هنگام استفاده از تقویت کننده پل باید دقت کنید که ولتاژ نقطه کار خروجی دو تقویت کننده کاملاً مشابه هم باشد. با توجه به مشخصات تقویت کننده ولتاژ، نقطه کار خروجی نباید بیش تر از  $\pm 1V$  اختلاف داشته باشد.

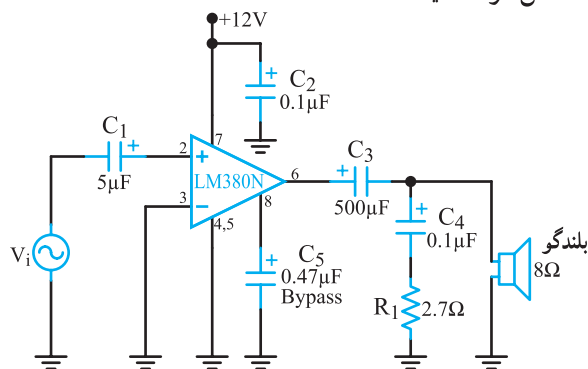
بنابراین ولتاژ DC دو سر سیم پیچ بلندگو در شرایطی که سیگنال ورودی وجود دارد می تواند تا ۲V افزایش یابد که این افزایش مطلوب نیست؛ بدین جهت پایه های شماره ۱ دو تقویت کننده را با یک مقاومت ۱ مگا اهمی به یکدیگر وصل کرده اند. این مقاومت متغیر را متعادل کننده (Balance) می نامند. تعادل با صفر شدن ولتاژ DC در دو سر بلندگو حاصل می شود.

## ۲-۱۱-۵- تقویت کننده با بهره ولتاژ متغیر:

آی سی LM386 نوعی تقویت کننده صوتی است که می تواند تا چند صد میلی وات توان را به خروجی تحویل دهد، این آی سی می تواند با ولتاژهای کم تا ۴V کار کند. در صفحه بعد تعدادی از مشخصات LM386 داده شده است.

بهره ولتاژ این تقویت کننده در برگیرنده اطلاعات آن مساوی ۵۰ ثابت شده است. LM386 می تواند با منبع تغذیه از ۸ تا ۲۲ ولت کار کند. البته مانند مدارهای با عناصر مجزا، مقادیر توان خروجی بیش تر با استفاده از منبع تغذیه بزرگ تر امکان پذیر است. همانند تقویت کننده متقارن مکمل، ولتاژ DC نقطه کار برابر  $\frac{1}{4}V_{CC}$  است. مقاومت بین پایه های ورودی ۵۰ کیلو اهم است، لذا می توان سیگنال ورودی را با کوپلاژ ac یا dc به ورودی اتصال داد. در هر صورت، باید ورودی استفاده نشده (معکوس کننده یا غیر معکوس کننده) را به زمین متصل کرد. نمونه ای از مدار تقویت کننده قدرت صوتی در شکل ۳۸-۵ نشان داده شده است. سیگنال ورودی توسط خازن  $C_1$  و ورودی غیر معکوس کننده می رسد. خازن  $C_2$  منبع تغذیه را از نظر AC با زمین هم پتانسیل کرده است.

خازن  $C_3$  و مقاومت  $R_1$  که به دو سر بلندگو متصل شده اند، تمایل ایجاد نوسان در مدار را به حداقل می رسانند. در صورت بروز ناپایداری می توانید پایه ۸ را با یک خازن  $47\mu F$  به زمین اتصال کوتاه کنید.



شکل ۳۸-۵- تقویت کننده قدرت کامل صوتی با یک تراشه

یک نوع دیگر آی سی LM380N، با شماره LM384N ساخته شده است. این آی سی قادر است توان ۵W به خروجی تحویل دهد. اتصال پایه ها و نماد آن مانند آی سی LM384N است. آی سی LM384N می تواند با ولتاژ تغذیه تا ۲۶ ولت کار کند.

## ۱-۱۱-۵- تقویت کننده پل (Bridge Amplifier):

نوعی تقویت کننده قدرت یک تراشه ای، ساخته شده است که آن را پل می نامند. در شکل ۳۹-۵ مدار تراشه پل را می بینید.



استفاده از تقویت کننده های تک تراشه ای مانند LM386N یا LM386، طراحی تقویت کننده توان تا چند وات را خیلی ساده می کند. از این گونه تقویت کننده ها در دستگاه های رادیو، ضبط و پخش صوت و تقویت کننده های صوتی معمولی می توان استفاده کرد.

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

## ۱۲-۵- الگوی پرسش

### صحیح یا غلط

۱-۱۲-۵- در مدار پوش پول بدون ترانسفورماتور، هر ترانزیستور در نیم سیکل از سیگنال ورودی هدایت می کند.

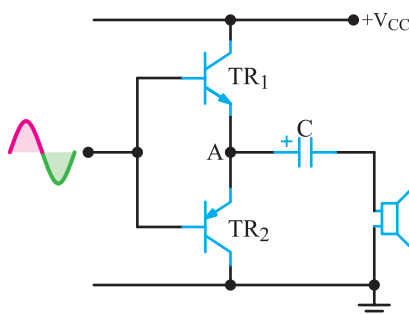
صحیح ☐ غلط ☐

۲-۱۲-۵- مدار پوش پول بدون ترانسفورماتور به دو سیگنال با دامنه مساوی و هم فاز نیاز دارد.

صحیح ☐ غلط ☐

### کامل کردنی

۳-۱۲-۵- در مدار شکل ۴۲-۵ ترانزیستورهای  $TR_1$  و  $TR_2$  دارای آرایش ..... و کلاس کار آنها ..... است. پتانسیل نقطه A در حالت سکون برابر با ..... است.



شکل ۴۲-۵

۴-۱۲-۵- نقش مقاومت  $P_{R2}$  در مدار شکل ۴۳-۵ تنظیم پتانسیل MN برابر ..... ولت است تا ترانزیستورهای  $TR_1$  و  $TR_2$  در کلاس ..... قرار گیرند.

- توان خروجی ۷۰۰-۳۲۵ mW

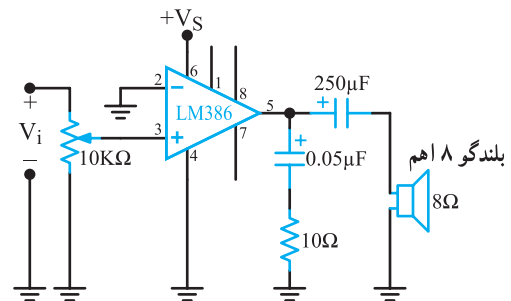
- بهره ولتاژ ۲۰۰-۲۰

- ولتاژ تغذیه ۱۲V-۴

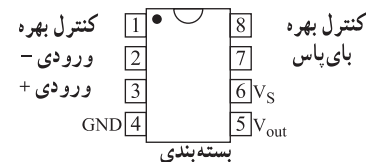
- مقاومت ورودی ۵۰ kΩ

- پهنای باند ۳۰۰ KHz

نقشه یک مدار ساده با استفاده از LM386 در شکل ۴۰-۵ نمایش داده شده است. آن چه شما باید انجام دهید، اضافه کردن یک کنترل کننده 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.

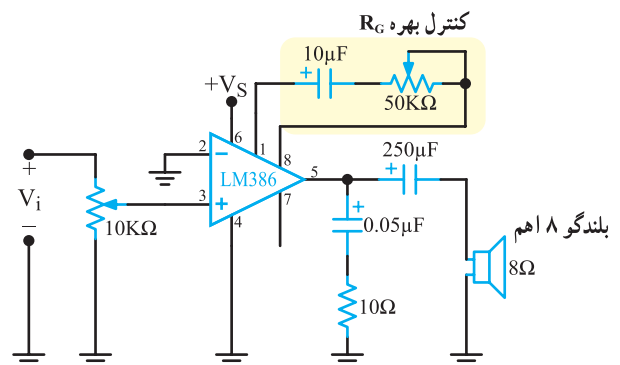


یک مدار بسیار ساده (بهره = ۲۰)



شکل ۴۰-۵ تقویت کننده صوتی با LM386 و بسته بندی آن

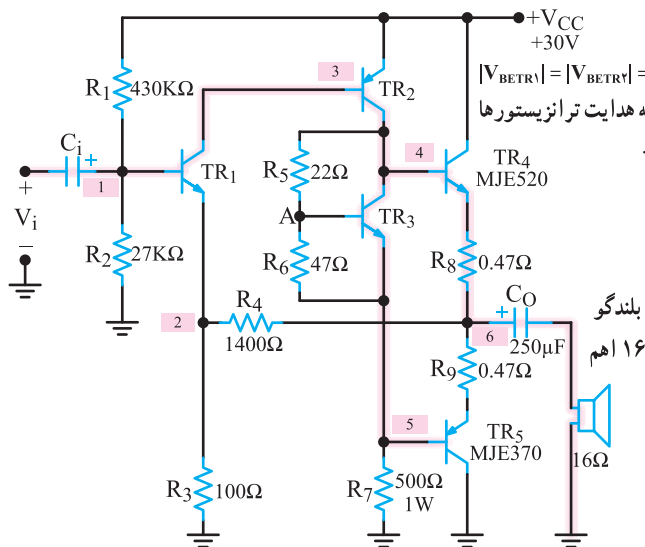
با اضافه کردن یک مدار RC بین پایه های شماره ۱ و ۸ می توان بهره را افزایش داد. شکل ۴۱-۵ چگونگی تنظیم بهره را با استفاده از مقاومت متغیر  $R_G$  نشان می دهد. با تغییر این پتانسیومتر بهره ماکزیمم به ۲۰۰ می رسد.



شکل ۴۱-۵ تقویت کننده قدرت با بهره قابل تغییر

۵-۱۲-۱۰- هنگام استفاده از تراشه LM۳۸۶، به کدام مشخصات آن باید توجه کرد؟

۵-۱۲-۱۱- در شکل ۵-۴۵ 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.

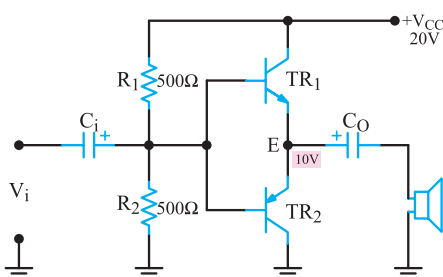


شکل ۵-۴۵

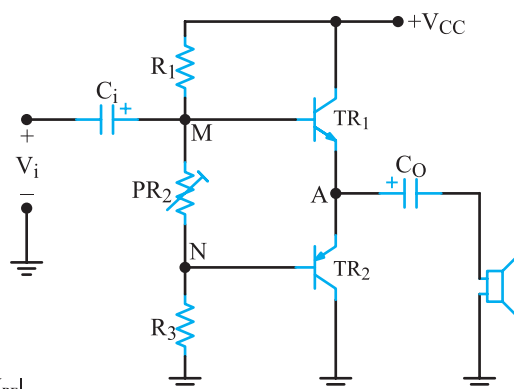
۵-۱۲-۱۲- یک ترانزیستور قدرت سیلیسیومی به خنک‌کننده‌ای با مقاومت گرمایی  $\theta_{SA} = 1/5^\circ\text{C/W}$  متصل شده است. توان ترانزیستور در  $25^\circ\text{C}$  درجه برابر  $15\text{W}$  و  $\theta_{JC} = 1/5^\circ\text{C/W}$  است. حداکثر توانی که این ترانزیستور می‌تواند تلف کند، چه قدر است؟ دمای محیط را  $40^\circ\text{C}$  و حداکثر دمای محل پیوند  $(T_{Jmax})$  را  $200^\circ\text{C}$  در نظر بگیرید.

۵-۱۲-۱۳- عدد شایستگی را تعریف کنید.

۵-۱۲-۱۴- در شکل ۵-۴۶ اگر ورودی یک سیگنال، سینوسی با دامنه ۲ ولت باشد، سیگنال خروجی را رسم کنید و



شکل ۵-۴۶

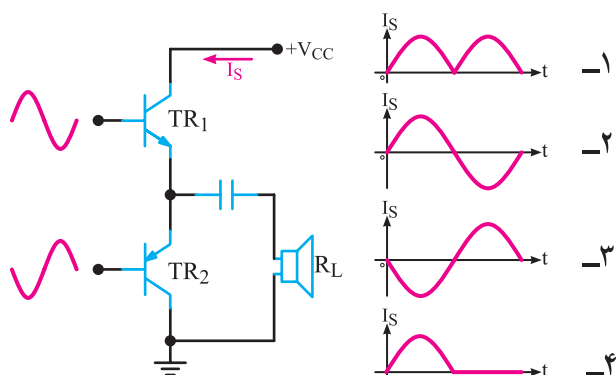


شکل ۵-۴۲

### چهارگزینہ ای

۵-۱۲-۵- در مدار شکل ۵-۴۴ شکل جریان  $I_S$  کدام

است؟



شکل ۵-۴۴

۵-۱۲-۶- بازده تقویت‌کننده در کدام کلاس بیش‌تر

است؟

۱- A ۲- B ۳- AB ۴- C

### تشریحی و محاسباتی

۵-۱۲-۷- در شکل ۵-۴۵ ترانزیستور  $TR_3$  چه عملی

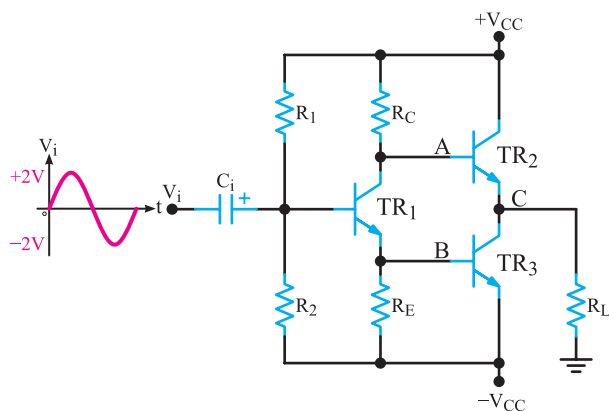
انجام می‌دهد؟ شرح دهید.

۵-۱۲-۸- در شکل ۵-۴۵ اگر در حالت DC هدایت

ترانزیستور  $TR_2$  نسبت به  $TR_5$  افزایش یابد، چگونه از افزایش آن جلوگیری می‌کنند؟ شرح دهید.

۵-۱۲-۹- چگونه می‌توان بازده یک تقویت‌کننده را

افزایش داد؟



شکل ۵-۴۷

دامنه آن را تعیین کنید.  $|V_{BE}| = 0.6V$

۵-۱۲-۱۵ در مدار شکل ۵-۴۷ با توجه به سیگنال

ورودی، شکل موج ولتاژ نقاط A، B و C را با حفظ رابطه زمانی

در مقایسه با ورودی رسم کنید و مقدار تقریبی دامنه هریک را

مشخص کنید.  $R_C = R_E$  است و هنگام رسم شکل موج ها از

مقادیر DC صرف نظر کنید.)