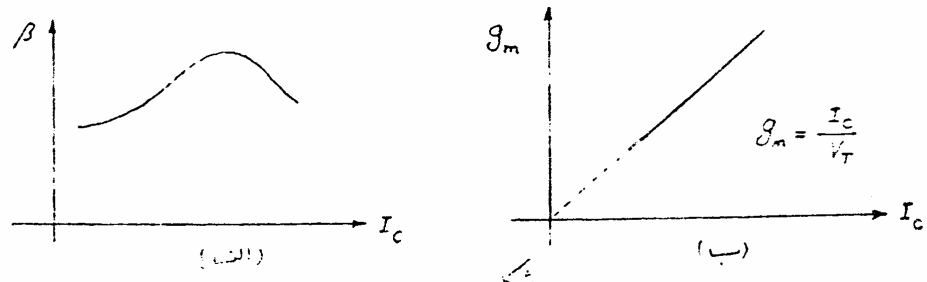
بخش ۳
تقویت کننده های (قدرت)

تمام تقویت کننده‌هایی که تاکنون بررسی شده‌اند، در اصل تقویت کننده توان هستند زیرا ولتاژ یا جریان و یا هردو، و یا به عبارت دیگر توان را تقویت می‌کنند ولی منظور از تقویت کننده توان یا تقویت کننده قدرت، تقویت کننده‌ای است که بر روی مقاومت بار توان قابل ملاحظه‌ای منتقل کند.

معمولاً اگر قدرت خروجی تقویت کننده‌ای بیش از چند ده میلی وات باشد جزو تقویت کننده توان بحساب می‌آید. تقویت کننده‌های قدرت برای اینکه حداکثر توان ممکنه را منتقل کنند، باید دارای ولتاژ و جریان خروجی با دامنه ماکزیمم باشند بنابراین این تقویت کننده‌ها جزو تقویت کننده‌های سیگنال بزرگ (Large Signal) بشمار می‌آیند. از آنجائیکه در این حالت تغییرات جریان کلکتور نسبت به جریان نقطه کار قابل اغماض نیست در نتیجه مشخصات ترانزیستور مورد نظر، از نظیر β و g_m با جریان خروجی تغییر می‌کند. [شکل (۳-۱)].



شکل

POWEREN.IR

PowerEn.ir

اعوجاج طبقات قدرت اصولاً زیاد است که با روشهایی این اعوجاج را به حداقل می‌رسانند.

تقویت کننده‌های قدرت معمولاً در طبقه نهایی یک تقویت کننده قرار می‌گیرند و ضریب تقویت ولتاژ آنها معمولاً در حدود واحد است.

- خواصی که تقویت کننده‌های قدرت: باید دارا باشند:

۱- اعوجاج کم
۲- امپدانس خروجی کوچک
۳- راندمان بالا
۴- مشخصه فرکانسی خوب

در این فصل ما تقویت کننده‌های کلاس A و کلاس B (PUSH-PULL) و کلاس AB را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

POWEREN.IR

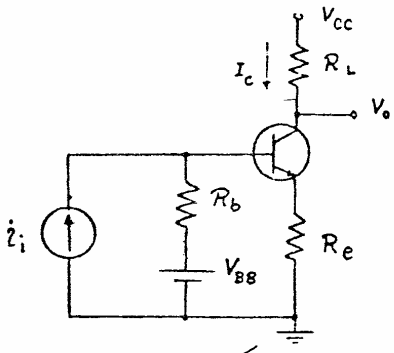
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۱- تقویت کننده کلاس A ═══ The class "A" Power Amplifier

به تقویت کننده‌هایی که تمام موج ورودی را به طور کامل عبور دهند و همواره در ناحیه اکتیو کار کنند، تقویت کننده‌های کلاس "A" گفته می‌شود این تقویت کننده‌ها می‌توانند بصورت آرایشهای الف - امیتر مشترک ب - کلکتور مشترک و ج - بیس مشترک، باشند.

(۱-۱) بررسی یک تقویت کننده ساده کلاس A :

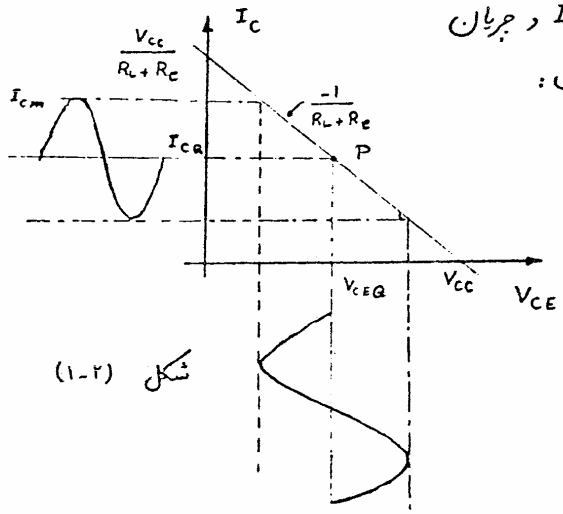
شکل (۱-۱) یک مدار ساده امیتر مشترک که بار R_L در کلکتور آن قرار گرفته است را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۱)

گذاشتن مقاومت R_e (هرچند هم کوچک باشد) به پایداری مدار کمک می‌کند، و از طرفی می‌خواهیم که توان مصرفی در R_L ماکزیمم شود در نتیجه $R_e \ll R_L$ در نظر می‌گیریم. و بدلیل اینکه حداکثر دامنه ولتاژ و جریان در خروجی را می‌خواهیم نقطه کار ترانزیستور را وسط خط بار (AC) قرار می‌دهیم [شکل (۱-۲)].

اگر جریان نقطه کار را I_{CQ} و جریان سینوسی را بصورت i_c نمایش دهیم، آنوقت:



شکل (۱-۲)

$$I_C = I_{CQ} + i_c$$

$$i_c = I_{cm} \sin \omega t$$

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CC}}{2} \Rightarrow I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2(R_L+R_e)}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

- توان AC مصرفی در بار:

$$P_{Lac} = \frac{1}{2} R_L I_{cm}^2 \qquad I_{cm}\Big|_{max} = I_{CQ} = \frac{V_{cc}}{2(R_L+R_e)}$$

$$(P_{Lac})_{max} = \frac{1}{2} R_L I_{CQ}^2 = \frac{1}{2} R_L \left(\frac{V_{cc}}{2(R_L+R_e)}\right)^2 = \frac{1}{8}\frac{R_L V_{cc}^2}{(R_L+R_e)^2} \simeq \boxed{\frac{1}{8}\frac{V_{cc}^2}{R_L}}$$

- توان داده شده توسط منبع:

اگر توانی که منبع به شبکه تحویل می‌دهد را P_{cc} بنامیم، داریم:

$$P_{cc} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc}\,(I_{CQ}+i_c)\,dt = \boxed{V_{cc} I_{CQ}}$$

دیده می‌شود که توان تحویل داده شده توسط منبع تغذیه ثابت می‌باشد و به دامنه ولتاژ و جریان خروجی بستگی ندارد.

$$\boxed{P_{cc} = \frac{V_{cc}^2}{2(R_L+R_e)} \simeq \frac{V_{cc}^2}{2R_L}}$$

- توان مصرفی در ترانزیستور:

اگر از توان مصرفی در بین ترانزیستور صرفنظر کنیم، آنوقت:

$$P_C = \frac{1}{T}\int_0^T V_{CE}\cdot I_C\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T \left[V_{cc} - (R_L+R_e)(I_{CQ}+I_{cm}\sin t)\right](I_{CQ}+$$

$$I_{cm}\sin t)\,dt = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc} I_{CQ}\,dt + \frac{1}{T}\int_0^T \underbrace{V_{cc} I_{cm}\sin t\,dt}_{0} - \frac{1}{T}\int_0^T (R_L+R_e) I_{CQ}^2\,dt$$

$$- \frac{2}{T}\int_0^T \underbrace{(R_L+R_e) I_{cm} I_{CQ}\cos t\,dt}_{0} - \frac{1}{T}\int_0^T (R_L+R_e) I_{cm}^2 \sin^2 t\,dt$$

$$= V_{cc} I_{CQ} - (R_L+R_e) I_{CQ}^2 - (R_L+R_e)\frac{I_{cm}^2}{2}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

توان مصرفی در ترانزیستور:

$$P_c = P_{cc} - \frac{V_{cc}^2}{4(R_L+R_e)^2} - \frac{1}{2}(R_L+R_e)I_{cm}^2$$

$$P_{cmax} = P_{cc} - \frac{V_{cc}^2}{4(R_L+R_e)} = \frac{1}{2}\frac{V_{cc}^2}{(R_L+R_e)} - \frac{V_{cc}^2}{4(R_L+R_e)} \simeq \frac{V_{cc}^2}{4R_L}$$

- راندمان:

$$\eta = \frac{\text{توان AC مصرفی در بار}}{\text{توان داده شده توسط منبع}} = \frac{P_{Lac}}{P_{cc}} = \frac{\frac{1}{2}R_L I_{cm}^2}{\frac{1}{2}\frac{V_{cc}^2}{R_L}} = \frac{R_L^2}{V_{cc}^2} I_{cm}^2$$

$$\eta_{max} = \eta\Big|_{I_{cm}=I_{cQ}} = \frac{R_L^2}{V_{cc}^2} \times I_{cQ}^2 = \frac{R_L^2}{V_{cc}^2}\left(\frac{V_{cc}}{2R_L}\right)^2 = \boxed{0.25}$$

دیده می‌شود که راندمان این مدار پایین است و از نظر عملی به صرفه نیست. در واقع به ازای یک وات توان مفید 4W توان مصرفی داریم.

- ضریب شایستگی:

ضریب شایستگی بصورت فوق تعریف می‌شود.

$$\boxed{\text{Figure of merit} = \frac{P_{cmax}}{P_{Lmax}}}$$

$$\text{ضریب شایستگی} = \frac{P_{cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{\frac{1}{4}\frac{V_{cc}^2}{R_L}}{\frac{1}{8}\frac{V_{cc}^2}{R_L}} = 2$$

مشاهده می‌شود که به ازای یک وات توان مصرفی در بار، 2W در ترانزیستور مصرف می‌شود که اگر توان مصرفی بار چند ده وات باشد، توان ترانزیستور قابل ملاحظه خواهد بود.

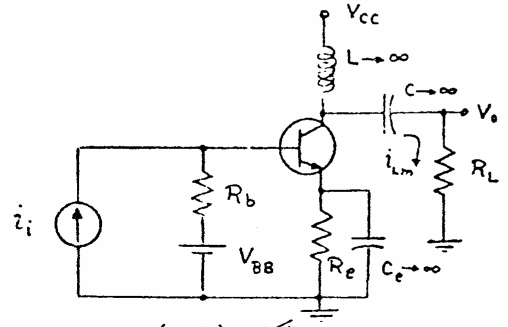
درصورتیکه محاسبات فوق را برای تقویت کننده‌ای بیس مشترک و کلکتور مشترک در کلاس A تکرار کنیم به نتایج بدست آمده برای حالت امیتر مشترک خواهیم رسید. می‌توان نشان داد که درصورتیکه تقویت کننده کلاس A در حالت کلکتور مشترک بکار رود نسبت به دو حالت دیگر دارای اعوجاج بسیار کمتری در خروجی خواهد بود.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

(۱-۲) استفاده از سلف در تقویت کننده کلاس "A":

دیدیم که مدار قبلی دارای راندمان پائینی بود، حال برای بهبود بخشیدن به راندمان می‌توانیم در کلکتور ترانزیستور یک سلف با اندوکتانس زیاد قرار دهیم بطوریکه در فرکانسهای مورد نظر این سلف بصورت اتصال باز عمل کند. شکل (۱-۳) این مدار را نشان می‌دهد.

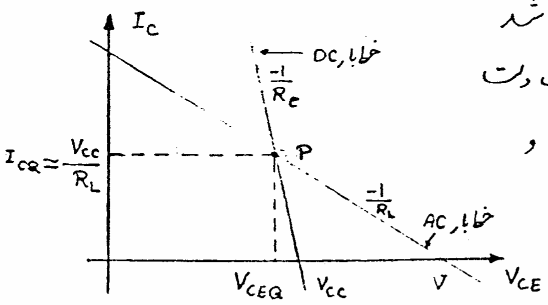


شکل (۱-۳)

بدلیل اینکه می‌خواهیم، دامنه ولتاژ و جریان خروجی ماکزیمم شود بنابراین نقطه کار باید وسط خط بار AC قرار گیرد. [شکل (۱-۴)].

- معمولاً مقدار R_e خیلی کوچک می‌باشد و مدار را طوری طراحی می‌کنند که در حدود یک ولت روی مقاومت R_e افت ولتاژ داشته باشیم و

$R_e \ll R_L$



شکل (۱-۴)

$$\boxed{\frac{V_{CEQ}}{I_{CQ}} = R_L = R_{ac}}$$

$$\boxed{\frac{V_{cc} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = R_e = R_{dc}} \Rightarrow V_{CEQ} = \frac{R_L}{R_L + R_e} V_{cc} \simeq V_{cc}$$

$$, \quad I_{CQ} = \frac{V_{cc}}{R_L + R_e} \simeq \frac{V_{cc}}{R_L}$$

$$\boxed{V = 2V_{CEQ} \simeq 2V_{cc}}$$

دیده می‌شود که ترانزیستور بکار رفته باید بتواند تا ولتاژ $2V_{cc}$ را تحمل کند.

- توان مصرفی در بار:

$$P_L = P_{Lac} = \frac{1}{2} R_L I_{Lm}^2 \qquad P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L I_{CQ}^2 = \frac{1}{2} R_L \frac{V_{cc}^2}{(R_L + R_e)^2} \simeq \boxed{\frac{1}{2} \frac{V_{cc}^2}{R_L}}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

- توان داده شده توسط منبع:

بدلیل اینکه سلف بزرگی در کلکتور ترانزیستور داریم پس جریانی که منبع می دهد یک جریان ثابت I_{CQ} می باشد.

$$P_{cc} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc} I_{CQ}\, dt = V_{cc} I_{CQ}$$

$$\Rightarrow \quad \boxed{P_{cc} = V_{cc} \frac{V_{cc}}{R_L + R_e} \simeq \frac{V_{cc}^2}{R_L}}$$

- توان مصرفی در ترانزیستور:

اگر از توان مصرفی در R_e صرفنظر کنیم، داریم:

$$P_c = P_{cc} - P_L \simeq \frac{V_{cc}^2}{R_L} - \frac{1}{2} R_L I_{Lm}^2$$

$$\boxed{P_{c\,max}\Big|_{I_{Lm}=0} \simeq \frac{V_{cc}^2}{R_L}}$$

- راندمان:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{cc}} = \frac{\frac{1}{2} R_L I_{Lm}^2}{V_{cc} I_{CQ}} \qquad \eta_{max}\Big|_{I_{Lm}=I_{CQ}} = \frac{\frac{1}{2} R_L I_{CQ}^2}{V_{cc} I_{CQ}} = \boxed{50\%}$$

مشاهده می شود که با استفاده از سلف راندمان مدار دو برابر شده است.

- ضریب شایستگی:

$$\text{ضریب شایستگی} = \frac{P_{c\,max}}{P_{L\,max}} = \frac{\frac{V_{cc}^2}{R_L}}{\frac{1}{2}\frac{V_{cc}^2}{R_L}} = \boxed{2}$$

تذکر: باید توجه کنید که در اینجا $P_{c\,max}$ و $P_{L\,max}$ در یک جریان I_{Lm} اتفاق نمی افتند.

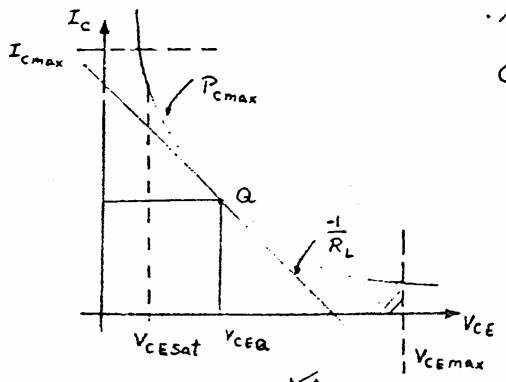
(۱-۲) بررسی محدودیتهای توان، جریان و ولتاژ یک ترانزیستور:

می دانیم که هر ترانزیستور دارای مشخصاتی است که این مشخصات توسط کارخانه سازنده داده می شوند. وقتی که ما طراحی خود را بپایان رساندیم، می توانیم جریان ماکزیمم کلکتور، ولتاژ ماکزیمم که [illegible] کلکتور امیتر می افتد و ماکزیمم توان که در ترانزیستور

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

مصرف می‌شود را محاسبه نماییم. حال با توجه به این محاسبات به دنبال ترانزیستوری می‌رویم که بتواند این جریان و ولتاژ و توان را تحمل کند.



شکل (۱-۵)

شکل (۱-۵) ناحیه کار مجاز یک ترانزیستور را نشان می‌دهد.

مثلاً برای مدار شکل (۱-۳) داریم:

$$2I_{CQ} \leq I_{Cmax}$$

$$V_{CEmax} = 2V_{CC} \leq BV_{CEO}$$

معمولاً برای اینکه بتوانیم از حداکثر امکانات یک ترانزیستور استفاده کنیم $P_C = P_{Cmax}$ در نظر می‌گیریم، یعنی نقطه کار را روی هذلولی قرار می‌دهیم: $P_C \leq P_{Cmax}$

$$P_{Cmax} = V_{CEQ} I_{CQ} \quad (I) \quad \text{معادله هذلولی}$$

اگر ماکزیمم دامنه جریان و ولتاژ را در بار بخواهیم پس:

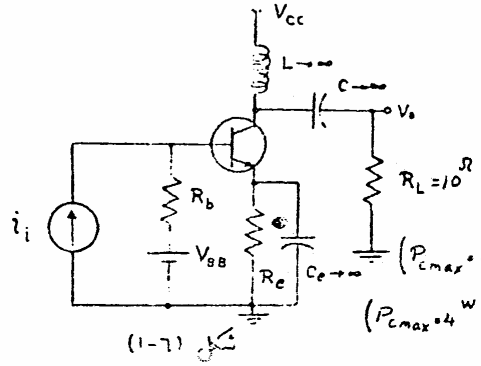
$$I_{CQ} = \left(\frac{1}{R_L}\right) V_{CEQ} \quad (II)$$

$$(I),(II) \Rightarrow \boxed{I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L}}} \quad , \quad \boxed{V_{CEQ} = \sqrt{P_{Cmax} R_L}}$$

اگر شیب منحنی (I) را در نقطه Q بدست آوریم، داریم:

$$I_{CQ} = \frac{P_{Cmax}}{V_{CEQ}} \Rightarrow \frac{\partial I_{CQ}}{\partial V_{CEQ}} = -\frac{I_{CQ}}{V_{CEQ}} = -\frac{1}{R_L}$$

پس هرگاه ماکزیمم دامنه در خروجی را بخواهیم، ضریب زاویه منحنی در نقطه Q همان ضریب زاویه خط بار AC است.



شکل (۱-۶)

مثال: مطلوبست نقطه کار برای مدار شکل (۱-۶) بطوریکه حداکثر توان در بار R_L مصرف شود. ($R_e \ll R_L$)

الف: مشخصات ترانزیستور ($P_{Cmax} = 4^W$ ، $BV_{CEO} = 40^V$ ، $I_{Cmax} = 2^A$)

ب: " " " ($P_{Cmax} = 4^W$ ، $BV_{CEO} = 40^V$ ، $I_{Cmax} = 1^A$)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

حل الف:

$P_{Cmax} = V_{CEQ} I_{CQ}$ $\quad I_{CQ} \simeq \frac{V_{CC}}{R_L} \Rightarrow I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L}}$

$, \quad V_{CEQ} = \sqrt{R_L P_{Cmax}} \Rightarrow I_{CQ} = \sqrt{\frac{4}{10}} = 0.63^A \quad V_{CEQ} = \sqrt{4 \times 10} = 6.3^V$

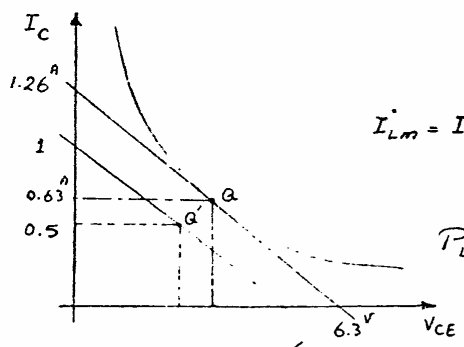
حالا محدودیتهای دیگر را بررسی می کنیم:

$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L (I_{Lm})^2_{max} = \frac{1}{2} \times 10 \times 0.63^2 = 2\,W$

$2 I_{CQ} \le I_{Cmax} \Rightarrow 2 \times 0.63 = 1.26^A < 2^A$

$2 V_{CEQ} \le BV_{CEO} \Rightarrow 2 \times 6.3^V = 12.6^V < 40^V$ $\quad \boxed{V_{CC} \simeq V_{CEQ} = 6.3^V}$

حل (ب) - با توجه به نقطه کار در "الف" اگر بخواهیم توان ماکزیمم را دریافت کنیم دیده می شود که محدودیت $2I_{CQ} \le I_{Cmax}$ نقض می شود. یعنی دامنه جریان خروجی باید $I_{Lm} < I_{CQ}$ شود. با توجه به شکل (۱-۷)



شکل (۱-۷)

$I_{Lm} = I_{Cmax} - I_{CQ} = 1 - 0.63^A = 0.37^A$

$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L (I_{Lm})^2_{max} = \frac{1}{2} \times 10 \times 0.37^2 = 0.68\,W$

مشاهده می شود که این توان خیلی کم می باشد.

برای اینکه P_{Lmax} را افزایش دهیم باید نقطه کار ترانزیستور را تغییر دهیم بصورتیکه $2I_{CQ} = 1^A$ شود.

$I_{CQ} = 0.5^A \quad V_{CEQ} = R_L I_{CQ} = 10 \times 0.5 = 5^V$ $\quad \boxed{V_{CC} \simeq V_{CEQ} = 5^V}$

$2 V_{CEQ} \le BV_{CEO} \Rightarrow 2 \times 5^V = 10^V < 40^V$

$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L (I_{CQ})^2 = \frac{1}{2} \times 10 \times (0.5)^2 = \boxed{1.25\,W}$

راه دیگری که می تواند حداکثر توان، در خروجی را فراهم آورد، تغییر بار R_L از دید

POWEREN.IR

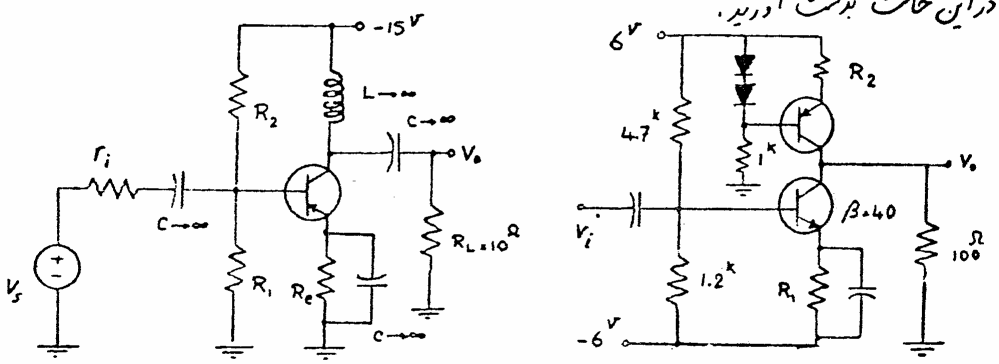
POWEREN.IR
PowerEn.ir

ترانزیستور می باشد چونکه معمولاً بار R_L داده شده است. لذا با استفاده از ترانسفورماتور می توانیم این مقاومت را از دید ترانزیستور تغییر دهیم. (تطبیق امپدانس)

تمرین:

۱- مطلوبست تعیین نقطه کار ترانزیستور مدار شکل (۸-۱: الف) و محاسبه P_{CC}، P_{Lmax}، P_C، I_{Cmax}، BV_{CEO}.

۲- مقادیر مجهول مدار شکل (۸-۱: ب) را طوری انتخاب کنید که توان خروجی ماکزیمم مقدار ممکنه را داشته باشد و همچنین P_{Lmax}، η_{max} را نیز در این حالت بدست آورید.



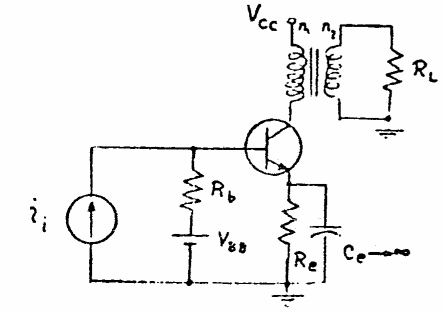
(الف) (ب)

شکل (۸-۱)

(۱-۴) استفاده از ترانسفورماتور در تقویت کننده کلاس A:

در بعضی از مواقع برای تطبیق امپدانس لازم است که از ترانسفورماتور استفاده کنیم. شکل (۹-۱) یک تقویت کننده کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتور را نشان می دهد.

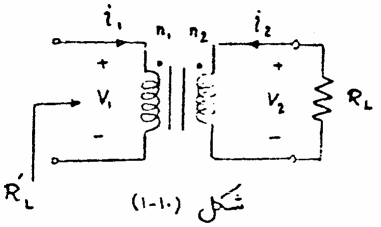
در محاسباتمان ترانسفورماتور را ایده‌آل فرض می کنیم [شکل (۱۰-۱)].



شکل (۹-۱)

POWEREN.IR

PowerEn.ir



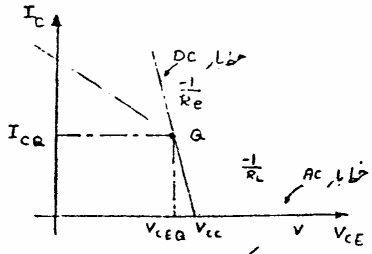
شکل (۱-۱۰)

و برای ترانس ایده‌ال داریم:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \qquad \frac{i_1}{i_2} = -\frac{n_2}{n_1} \qquad R'_L = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L$$

برای ماکزیمم دامنه در خروجی تقویت کننده،

$$\frac{n_1}{n_2} = N \qquad R'_L = N^2 R_L$$



شکل (۱-۱۱)

$$\frac{I_{CQ}}{V_{CEQ}} = \frac{1}{R'_L} = \frac{1}{N^2 R_L}$$

و $R_e \ll R'_L$ انتخاب می‌کنیم

$$V_{CEQ} \simeq V_{CC} \qquad I_{CQ} \simeq \frac{V_{CC}}{R'_L} = \frac{V_{CC}}{N^2 R_L}$$

- توان مصرفی در بار:

$$P_L = \frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2 = \frac{1}{2} R_L (I'_{cm})^2 = \frac{1}{2} R_L N^2 I_{cm}^2$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R'_L I_{CQ}^2 \simeq \frac{V_{CC}^2}{2R'_L} = \boxed{\frac{V_{CC}^2}{2N^2 R_L}}$$

- توان داده شده توسط منبع:

$$\boxed{P_{CC} = V_{CC} I_{CQ} \simeq \frac{V_{CC}^2}{R'_L} = \frac{V_{CC}^2}{N^2 R_L}}$$

- توان مصرفی در ترانزیستور:

$$P_C = P_{CC} - P_L = \frac{V_{CC}^2}{R'_L} - \frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2$$

$$\boxed{P_{Cmax} \simeq \frac{V_{CC}^2}{R'_L} = V_{CC} I_{CQ}}$$

- راندمان:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} = \frac{\frac{1}{2} R'_L (I_{cm})^2}{V_{CC}^2 / R'_L} = \frac{1}{2}\left(\frac{I_{cm}}{I_{CQ}}\right)^2 \Rightarrow \boxed{\eta_{max} = 50\%}$$

- ضریب شایستگی:

$$\frac{P_{Cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{R'_L}}{\frac{V_{CC}^2}{2R'_L}} = \boxed{2}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

همانطوریکه مشاهده می شود تمامی محاسبات مانند حالت قبل می باشد، فقط R_L به R'_L تبدیل شده است.

مثال ۱ با استفاده از ترانسفورماتور قسمت (ب) مثال قبل را حل نمائید.

حل:

$$V_{CEQ} = \sqrt{P_{cmax} R'_L} = N\sqrt{P_{cmax} R_L} \qquad I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{cmax}}{R'_L}} = \frac{1}{N}\sqrt{\frac{P_{cmax}}{R_L}}$$

$$I_{CQ} = \frac{1}{N}\sqrt{\frac{4}{10}} = \frac{0.63}{N} \qquad V_{CEQ} = N\sqrt{4\times 10} = 6.32\,N$$

$$\begin{cases} 2I_{CQ} \le I_{cmax} = 1^A \\ 2V_{CEQ} \le BV_{CEO} = 40^V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1.26}{N} \le 1 \\ 12.6N \le 40^V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} N \le 3.17 \\ N \ge 1.26 \end{cases} \Rightarrow 1.26 \le N \le 3.17$$

اگر $N=2$ بگیریم آنوقت:

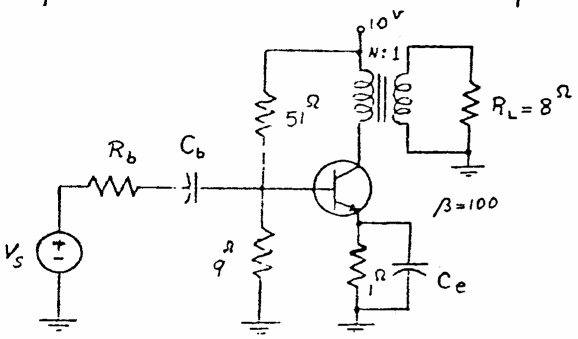
$$V_{CEQ} = 12.6^V$$

$$\boxed{V_{CC} = 12.6^V} \qquad P_{Lmax} = \frac{1}{2}\frac{V_{CC}^2}{N^2 R_L} = \frac{1}{2}\frac{12.6^2}{2^2\times 10} \simeq \boxed{2\ W}$$

دیده می شود که با استفاده از ترانس توانستیم حداکثر توان را به بار R_L انتقال دهیم.

تمرین ۱:

مدار شکل (۱-۱۲) را طوری طرح کنید که ماکزیمم توان در بار مصرف شود.

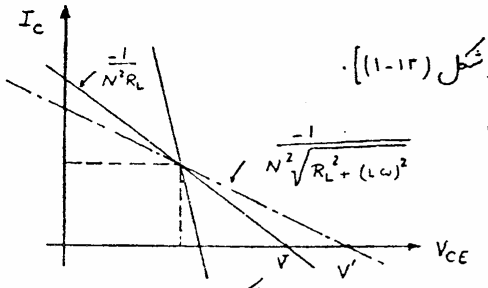


شکل (۱-۱۲)

در تقویت کننده‌ای کلاس A اگر بار مایک بلندگو باشد در فرکانسهای بالا از خود خاصیت سلفی نشان می دهد که باعث ازدیاد اندازه R_L و در نتیجه R'_L می شود و بنابراین شیب خط بار AC کاهش و V_{CEmax} افزایش می یابد که در این

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (۱-۱۳)

حالت ممکن است ترانزیستور آسیب ببیند. [شکل (۱-۱۳)].
برای برطرف کردن این اشکال می‌توان از خازنی با ظرفیت چند ده (nF) که در کلکتور ترانزیستور قرار می‌گیرد استفاده نمود.
این خازن نقش جبران کننده را داشته و امپدانس دیده شده از کلکتور را در فرکانسهای بالا تقریباً ثابت نگه می‌دارد.

مثال ۲ تقویت کننده کلاس A شکل (۱-۱۴) را در نظر بگیرید. در صورتیکه حداکثر توان مصرفی بار 2^W باشد با صرفنظر از تلفات R_e و بایاس مدار در بیس مطلوبست:

الف، توان منبع تغذیه (P_{cc}) در صورتیکه تقویت کننده برای راندمان ماکزیمم طرح شده باشد.

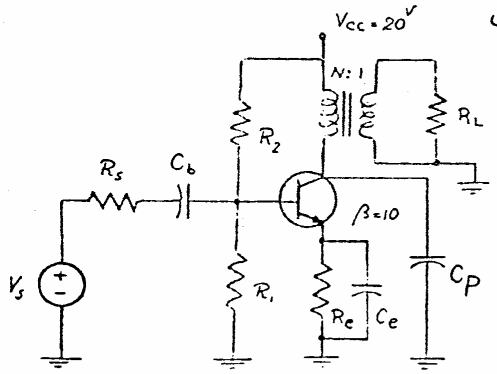
ب - جریان نقطه کار (I_{CQ})

ج: مشخصات ترانزیستور (I_{cmax} ، V_{CEmax} ، P_{cmax})

د: مقدار N در صورتیکه $R_L = 6.25^{\Omega}$ باشد.

هـ: تعیین R_e ، R_1 ، R_2 ، C_p.

ی: بررسی کار مدار وقتی که $0 < R_L < \infty$ تغییر کند.



شکل (۱-۱۴)

حل:

الف: $\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_{CC\,max}} = 50\% \Rightarrow P_{cc} = 2P_{Lmax} \Rightarrow \boxed{P_{cc} = 4W}$

ب: $P_{cc} = V_{CEQ} I_{CQ} \Rightarrow \boxed{I_{CQ} = 200^{mA}}$

ج: $I_{cmax} \geq 2 I_{CQ} = 2 \times 200^{mA} = \boxed{0.4^A}$ $\quad BV_{CE} \geq 2V_{cc} = \boxed{40^V}$

$P_{cmax} \geq V_{CEQ} I_{CQ} = \boxed{4W}$

POWEREN.IR

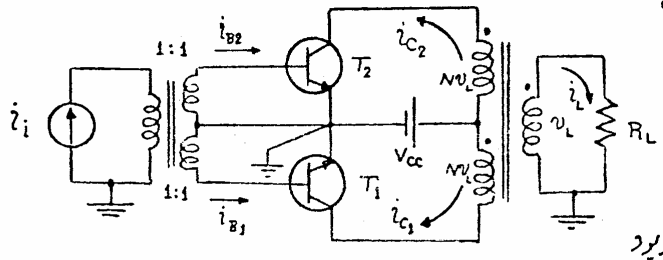
PowerEn.ir

۲-تقویت کننده کلاس B ═══ Class B power Amplifier:

عیب تقویت کننده‌های کلاس A در کم بودن راندمان، یا به عبارت دیگر زیاد بودن اتلاف آنهاست. دلیل این امر وجود جریان نقطه کار است زیرا بنا به تعریف، در یک تقویت کننده کلاس A جریان کلکتور هیچگاه نباید صفر شود و از آنجا $I_Q \geq I_{cm}$ می‌باشد. پس در زمانیکه سیگنال خروجی صفر هم باشد $P_{cc} = V_{cc} \cdot I_{CQ}$ توانی است که از منبع کشیده می‌شود زیرا جریان کشیده شده از منبع مجموع یک جریان سینوسی و یک جریان نقطه کار است که متوسط این جریان همان جریان نقطه کار می‌شود در نتیجه توان تحویل داده شده توسط منبع مستقل از توان مصرفی در بار بوده و عملاً مقداری ثابت است. این عیب را می‌توان با انتخاب $I_{CQ}=0$ (کلاس B) برطرف کرد ولی در اینحالت فقط نصف موج تقویت می‌شود این عیب را هم می‌توان با ترکیب دو مدار که با هم ۱۸۰ درجه اختلاف فاز داشته باشند برطرف کرد، به چنین مداری پوش پول (Push-pull) گفته می‌شود.

۲-۱ تقویت کننده پوش پول کلاس B با ترانس:

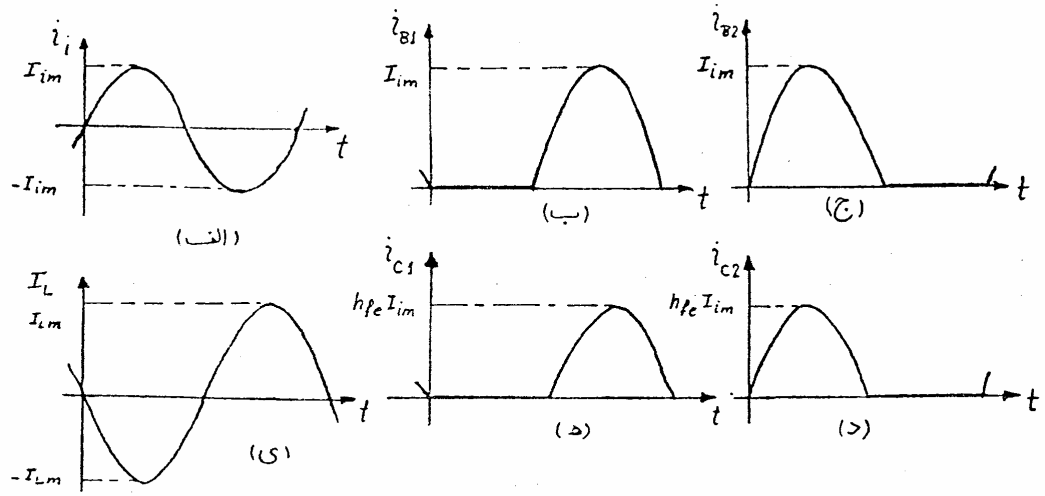
شکل (۲-۱) یک تقویت کننده پوش پول با دو ترانس در ورودی و خروجی را نشان می‌دهد. در اینصورت در حالت استاتیک هر دو ترانزیستور قطع هستند $I_{C_1} = I_{C_2} = 0$. اگر ورودی مانند شکل (۲-۱-الف) باشد، در نیم پریود اول T_2 شروع به هدایت کرده و T_1 قطع می‌ماند در نیم پریود بعد T_2 قطع می‌شود و T_1 شروع به هدایت می‌کند.



شکل (۲-۱)

POWEREN.IR

PowerEn.ir



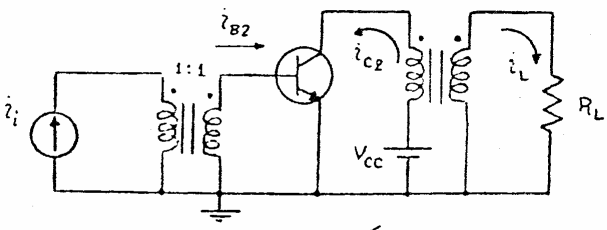
$I_L = N\,(i_{C1} - i_{C2})$ شکل (۲-۲)

شکلهای (۲-۲) جریانهای مختلف مدار را نشان می دهد.

از آنجائیکه هر ترانزیستور بصورت متناوب در نیمی از پریود کار می کند کافی است که برای بررسی این مدار یکی از ترانزیستورها را بررسی نمائیم.

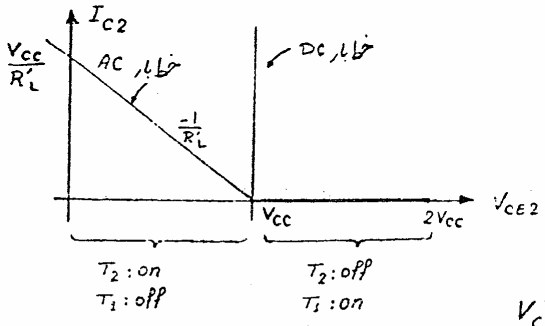
شکل (۲-۳) مدار ترانزیستور T_2

و شکل (۲-۴) خط بار AC و DC آنرا نشان می دهد.



شکل (۲-۳)

$R_{dc} = 0 \qquad R_{ac} = R'_L = N^2 R_L$



شکل (۲-۴)

$i_{C2} = I_{cm} \sin \omega t$

$$\boxed{I_{cm}\Big|_{max} = \frac{V_{CC}}{R'_L}}$$

T_2 : off $\qquad i_{C2} = 0$

$V_{CE2} = V_{CC} + N v_L$

$v_{EC1} = 0 \Rightarrow N v_L = V_{CC} \Rightarrow \boxed{V_{CE2}\Big|_{max} = 2V_{CC}}$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

- توان مصرفی در بار:

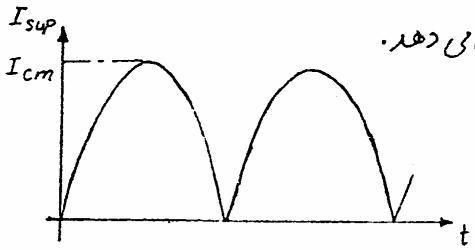
$$i_L = I_{Lm} \sin \omega t$$

$$P_L = \frac{1}{2} R_L I_{Lm}^2 = \frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2 \qquad (I_{cm})_{max} = \frac{V_{cc}^2}{R'_L}$$

$$P_{L\,max} = \frac{1}{2} R'_L \left(\frac{V_{cc}}{R'_L}\right)^2 = \boxed{\frac{V_{cc}^2}{2R'_L} = \frac{V_{cc}^2}{2N^2 R_L}}$$

- توان داده شده توسط منبع:

شکل (۵-۲) جریان منبع تغذیه را نشان می دهد.



شکل (۵-۲)

$$I_{sup} = I_{c1} + I_{c2}$$

$$P_{cc} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{cc} I_{sup}\, dt = V_{cc} \frac{1}{T}\int_0^T I_{sup}\, dt$$

$$P_{cc} = \frac{2}{\pi} V_{cc} I_{cm} \qquad P_{cc\,max} = \frac{2}{\pi} V_{cc} \frac{V_{cc}}{R'_L} = \boxed{\frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}^2}{R'_L}}$$

- توان مصرفی در هر ترانزیستور:

اگر توان مصرفی هر ترانزیستور را P_c بنامیم آنگاه:

$$2P_c = P_{cc} - P_L$$

دیده می شود که اگر در بار، توانی مصرف نشود، خود ترانزیستورهای T_1 و T_2 نیز توانی مصرف نمی کنند.

$$2P_c = \frac{2}{\pi} V_{cc} I_{cm} - \frac{1}{2} R'_L I_{cm}^2$$

$$\frac{d}{dI_{cm}}(2P_{cc}) = 0 \Rightarrow \frac{2}{\pi} V_{cc} - \frac{1}{2} \times 2 R'_L I_{cm} = 0 \Rightarrow \boxed{I_{cm} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}}{R'_L}}$$

به ازای این جریان توان مصرف شده در ترانزیستورها ماکزیمم می شود.

$$P_{c\,max} = \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R'_L} \simeq 0.1 \frac{V_{cc}^2}{R'_L}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

- راندمان:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{cc}} = \frac{\frac{1}{2} R'_L \; I_{cm}^2}{\frac{2}{\pi} V_{cc} \; I_{cm}} = \frac{\pi}{4} \frac{R'_L}{V_{cc}} I_{cm}$$

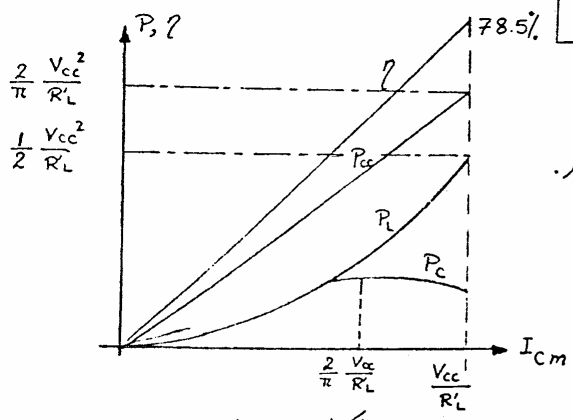
مشاهده می شود که راندمان نسبت به تقویت کننده‌ای کلاس A بیشتر شده است.

$$\boxed{\eta_{max}\Big|_{I_{cmmax}} = \frac{\pi}{4} \simeq 78.5\%}$$

- ضریب شایستگی:

$$\frac{P_{cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{0.1 \frac{V_{cc}^2}{R'_L}}{\frac{1}{2} \times \frac{V_{cc}^2}{R'_L}} = 0.2$$

$$\boxed{P_{cmax} = 0.2 P_{Lmax}}$$



شکل (۲-۶) تغییرات توان و راندمان را نسبت به I_{cm} نشان می دهد.

شکل (۲-۶)

مثال ۱

یک تقویت کننده پوش پول طراحی کنید که توان ماکزیمم در بار $R_L = 10^{\Omega}$ مصرف شود. مشخصات ترانزیستور ($P_{cmax} = 4^W$ ، $BV_{CEO} = 40^V$ ، $I_{cmmax} = 1^A$)

حل:

$$P_{Lmax} = \frac{V_{cc}^2}{2R'_L} = \frac{V_{cc} I_{cmmax}}{2}$$

بنابراین با افزایش V_{cc} و I_{cmmax} توان مصرفی در بار R_L افزایش پیدا می کند ولی با توجه به اینکه V_{cc} و I_{cmmax} دارای محدودیتهایی هستند داریم.

$$V_{cc} \le \frac{1}{2} BV_{CEO} = 20^V$$

$$I_{cmmax} \le I_{cmax} = 1^A \quad , \quad P_{Lmax} = \frac{V_{cc} I_{cmmax}}{2} \le 5 P_{cmax} = 20^W$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

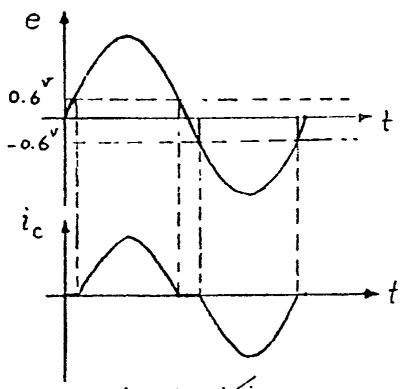
اگر V_{cc} و I_{cmmax} را بصورت زیر انتخاب کنیم

$$\begin{cases} V_{cc} = 20^V \\ I_{cmmax} = 1^A \end{cases} \Rightarrow P_{Lmax} = 10^W \leq 20^W$$

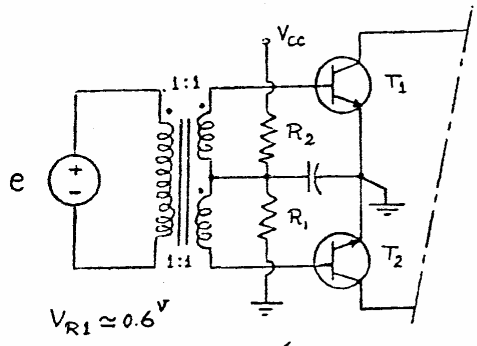
که شرط $P_{Lmax} \leq 5P_{Cmax}$ هم برقرار می‌شود.

$$I_{Cmmax} = \frac{V_{cc}}{N^2 R_L} \Rightarrow N^2 R_L = 20 \Rightarrow N^2 = 2 \Rightarrow N = 1.414$$

- اگر مدار پوش پول را مانند شکل (۲-۱) بکار ببریم بدلیل اینکه ولتاژ آستانه هدایت دیود بیس-امیتر در حدود 0.6 است این امر باعث اعوجاج در جریان خروجی می‌شود [شکل (۲-۷)].



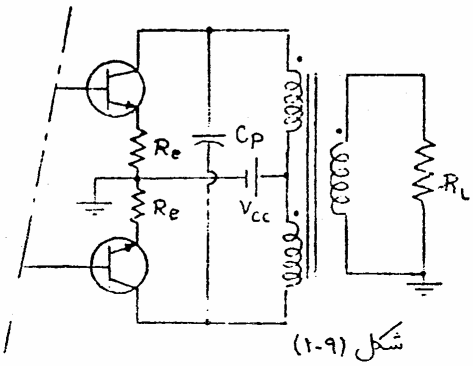
شکل (۲-۷)



شکل (۲-۸)

به این اعوجاج، اعوجاج عبوری (Crossover Distortion) می‌گویند.

برای از بین بردن این عیب معمولاً ترانزیستورها را طوری بایاس می‌کنند که ولتاژ بیس-امیتر آنها در حدود 0.6 شود. [شکل (۲-۸)].



شکل (۲-۹)

ملاحظات عملی:

برای اینکه تقویت کننده خطی‌تر عمل کند دو امیتر ترانزیستورها مقاومت خیلی کوچکی قرار می‌دهند. [شکل (۲-۹)].

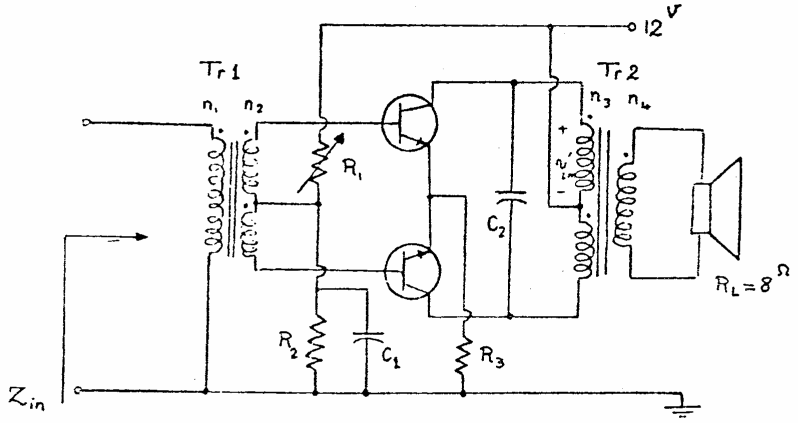
[illegible] که در مورد تقویت کننده

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

کلاس A گفته شد، در کلکتور ترانزیستورهای کلاس B نیز یک خازن در حدود چند ده (nF) قرار می‌دهند تا از ازدیاد R'_L در فرکانسهای بالا جلوگیری کند. [شکل (۲-۹)].

مثال ۲) تقویت کننده پوش پول با ترانس شکل (۲-۱۰) را برای $V_{cc}=12^V$ ، $R_L=8^\Omega$ ، $P_{Lmax}=1^W$ ، $Z_{in}=1^{k\Omega}$ و با فرض اینکه راندمان ترانس خروجی ، $\eta=80\%$ طرح کنید. ($V_{CEsat}=1^V$ ، $\beta>50$ ، $R_3 I_{cmax}=1^V$ ، $I_{ca}=10^{mA}$ ، $f_L=400^{Hz}$)



شکل (۲-۱۰)

حل: توانی که به ورودی (Tr2) داده می‌شود.

$$P_{Lmax}=1^W \qquad P'_{Lmax}=\frac{P_{Lmax}}{\eta}=1.25^W$$

اگر دامنه ولتاژ اولیه ترانس دوم را V'_{Lm} بنامیم از KVL در حلقه خروجی داریم:

$$V'_{Lm}=V_{cc}-V_{CEsat}-R_3 I_{cmmax} \qquad V'_{Lm}=12-1-1=10^V$$

$$P'_{Lmax}=\frac{1}{2}\frac{V'^2_{Lm}}{R'_L} \Rightarrow 1.25=\frac{1}{2}\times\frac{10^2}{R'_L} \Rightarrow R'_L=40^\Omega$$

چونکه ترانس دوم دارای تلفات می‌باشد

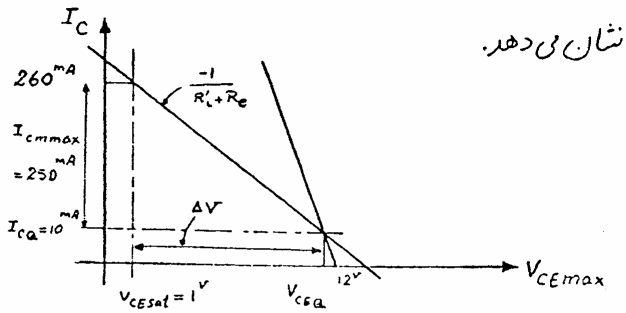
پس $R'_L \simeq \left(\frac{n_3}{n_4}\right)^2 R_L$ است

$$\frac{n_3}{n_4}\simeq\sqrt{\frac{R'_L}{R_L}}=\sqrt{\frac{40}{8}}=\boxed{2.24}$$

$$I_{cmmax}=\frac{V_{Lm}}{R'_L}=\frac{10}{40}=250^{mA} \qquad R_3=\frac{1^V}{I_{cmmax}}=\frac{1}{250^{mA}}=4^\Omega$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۱۱-۲) خط بار DC و AC را نشان می‌دهد.

شکل (۱۱-۲)

مشخصات ترانزیستورها:

$$I_{cmax} \geq I_{cmmax} + I_{CQ} = 260^{mA}$$

$$V_{CE\,max} = 12 - R_3 I_{cmmax} + V'_{Lm}$$

$$V_{CEmax} = 21^V \qquad P_{cmax} = 0.2 P'_{Lmax}$$

که P'_{Lmax} کلیه توانهایی است که به عنوان مصرف کننده می‌باشند.

$$R_e = \frac{1}{250} = \boxed{4^{\Omega}} \qquad P_{cmax} = 0.2\left(P'_{Lmax} + \frac{1}{2} R_e (I_{cm})^2_{max}\right)$$

$$P_{cmax} = 0.2\left(1.25^W + \frac{1}{2}\times 4 \times 0.25^2\right) = 275^{mW}$$

$$T_1, T_2 \begin{cases} I_{cmax} \geq 0.26^A \\ BV_{CEO} \geq 21^V \\ P_{cmax} \geq 0.275^W \end{cases}$$

- محاسبه مقاومتهای R_1 و R_2*:

$$V_{B1} = V_{B2} = 2 I_{CQ} R_3 + V_{BE} = 2\times 10^{mA}\times 4 + 0.6^V = 0.68^V$$

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{10^{mA}}{50} = 0.2^{mA} \qquad I_{R1} \gg 2 I_{B1} \Rightarrow I_{R1} = 10\times(2\times 0.2) = 4^{mA}$$

$$R_1 = \frac{V_{B1}}{I_{R1}} = \frac{0.68}{4} = \boxed{170^{\Omega}} \qquad R_2 = \frac{V_{CC}-V_B}{I_{R2}} = \frac{12-0.68}{4^{mA}} = \boxed{2.83^{k\Omega}}$$

- محاسبه $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)$:

در تقویت کننده‌های قدرت رنج دینامیکی جریان کلکتور بزرگ است و در نتیجه h_{ie} این ترانزیستورها دارای تغییرات زیادی است با توجه به اینکه در تقویت کننده‌های کلکتور مشترک h_{ie} تأثیر چندانی در محاسبات ندارد. بنابراین می‌توان از h_{ie} صرفنظر کرد.

$$Z_{in} = 1^{k\Omega} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (h_{ie} + (1+\beta)R_3) \Rightarrow 1000 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 51\times 4 \Rightarrow \boxed{\frac{n_1}{n_2} = 2.21}$$

* در موقع محاسبه R_1 و R_2 پایداری نقطه کار از نظر حرارتی مطرح نیست و شرطهای گذاشته شده لزومی ندارند.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

- محاسبه خازنهای C_1 ، C_2 :

خازن C_2 که برای جلوگیری از زیاد شدن R'_L در فرکانسهای بالا است را در حدود چند ده (nF) انتخاب می‌کنیم

و با توجه به فرکانس قطع پایین:

$$\boxed{C_2 = 22\ nF}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R'_i C_1}$$

$$R'_i = R_1 // R_2 = 2.83^k \,//\, 0.17^k = 160.3^\Omega \Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi \times 400 \times 160.3^\Omega} = 2.48^{\mu F}$$

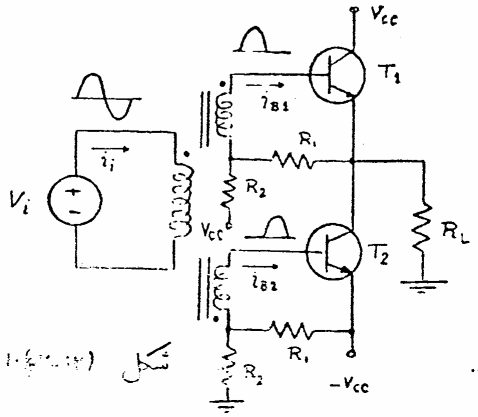
$$\boxed{C_1 = 2.7\ \mu F}$$ استاندارد

۲-۲ تقویت کننده پوش پول کلاس B بدون ترانس:

به علت اینکه ترانس دارای حجم و وزن زیادی است، گران و تهیه آن مشکل می باشد و به علت ایده‌آل نبودن، پهنای باند فرکانسی را کم می‌کند، همواره سعی بر این است که حتی الامکان از استفاده آن اجتناب شود. در اینجا روشهایی را برای برداشتن ترانس ورودی و خروجی بیان می‌کنیم.

۲-۲-۱ - برداشتن ترانس خروجی:

شکل (۲-۱۲) مدار ساده یک تقویت کننده پوش پول بدون ترانس خروجی را نمایش می‌دهد.



شکل (۲-۱۲)

که ترانزیستور T_1 در نیم پریود مثبت و ترانزیستور T_2 در نیم پریود منفی عمل کرده و جریان خروجی یک سینوسی کامل خواهد بود.

اشکالات عمده این مدار:

۱- بعلت اینکه T_1 بعنوان کلکتور مشترک و T_2 بیس مشترک عمل می‌کند مدار کاملاً متقارن نیست.

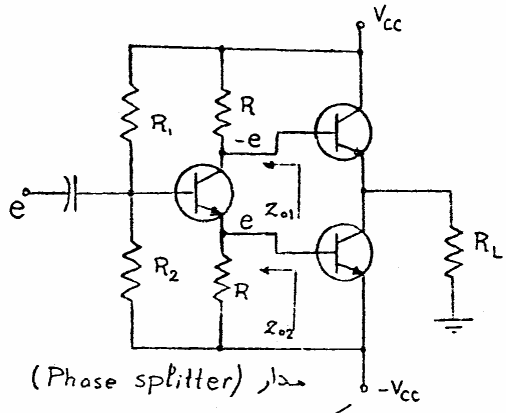
POWEREN.IR

PowerEn.ir

۲- از دو منبع ولتاژ استفاده شده است.

۲-۲-۲- برداشتن ترانس ورودی:

بجای ترانس ورودی باید از مداری استفاده کرد که بتواند خود ورودی و ۱۸۰ درجه اختلاف فاز ورودی را به تقویت کننده بدهد.



مدار (Phase splitter)

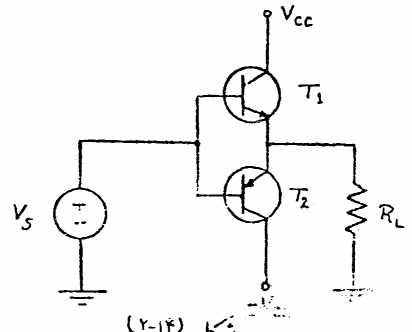
شکل (۲-۱۳)

شکل (۲-۱۳) چگونگی این عمل را با یک ترانزیستور نشان می دهد.

یکی از اشکالات این مدار این است که امپدانس دیده شده توسط ترانزیستورهای T_1 ، T_2 متفاوت است. که این خود باز موجب عدم تقارن در تقویت کننده می شود.

۳-۲-۲- استفاده از ترانزیستورهای مکمل: «Complementory symetry»

همانطوریکه ذکر شد، در طبقه پوش پول یک ترانزیستور در نیم پریود مثبت و ترانزیستور دیگر در نیم پریود منفی باید عمل کند، چون در آغاز ساخت ترانزیستورها فقط از نوع PnP بودند لذا تمام طراحی ها بر این اساس صورت گرفته بود با پیدایش ترانزیستورهای npn این امکان بوجود آمد که با استفاده از ترانزیستورهای مکمل npn ، PnP (که دارای مشخصه های کاملاً یکسان باشند) هر دو ترانزیستور بصورت کلکتور مشترک عمل کنند [شکل (۲-۱۴)]، و عدم تقارنی که با برداشتن ترانس خروجی بوجود آمد، بود برطرف شود.

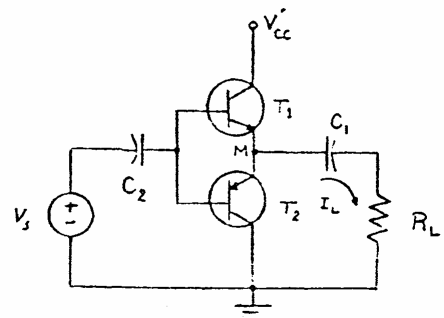


شکل (۲-۱۴)

یکی از اشکالات مدار (۲-۱۴) استفاده از دو منبع می باشد برای از بین بردن این اشکال می توان مطابق شکل (۲-۱۵) از

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۲-۱۵)

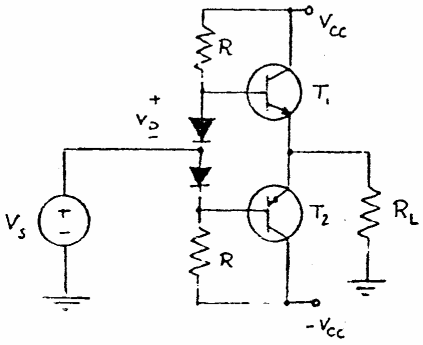
منبع استفاده کرد و بار R_L را با خازن بزرگ سری کرد. باید توجه کرد که با قرار دادن این خازن مدار تقویت کننده، دیگر قادر به تقویت سیگنالهای فرکانس پایین و DC نخواهد بود.

- در حالتیکه سیگنالی در ورودی نداشته باشیم بعلت تقارن $V_M = \frac{V'_{cc}}{2}$ و جریان $I_L = 0$ می‌باشد پس $V_{C1} = \frac{V'_{cc}}{2}$

درحالتیکه T_1 قطع و T_2 روشن باشد خازن C_1 جریان بار R_L را تأمین می‌کند و درحالتیکه T_2 خاموش و T_1 روشن است خازن C_1 شارژ می‌شود پس باید خازن C_1 را به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفت تا مانند یک منبع ولتاژ عمل کند.

تذکر: باید توجه کرد که در آنالیز این حالت $V'_{cc} = 2V_{cc}$ درنظر گرفته می‌شود.

- برای اینکه اعوجاج عبوری (crossover dist.) را به حداقل برسانیم باید ترانزیستورها را تا آستانه هدایت بایاس کنیم.

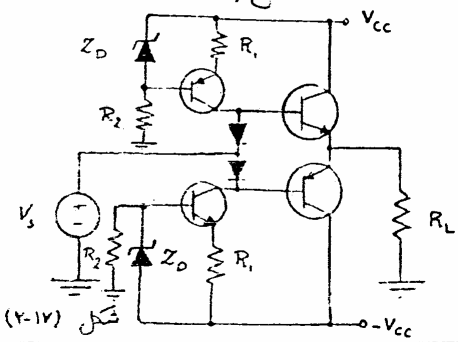


شکل (۲-۱۶)

شکل (۲-۱۶) یک نمونه از بایاس ترانزیستورها بوسیله دیود را نشان می‌دهد.

عیب عمده این کار پایین آمدن امپدانس ورودی از "βR_L" به "$\beta R_L \| R/2$" است.

و از طرفی مقاومت R را نمی‌توان بزرگ انتخاب کرد زیرا جریان بیس و جریان دیودها از طریق همین مقاومت‌ها تأمین می‌شوند.



شکل (۲-۱۷)

برای از بین بردن این اشکال می‌توان بجای مقاومت R مطابق شکل (۲-۱۷) از منابع جریان استفاده کرد که هم جریان مورد لزوم را تأمین می‌کند و هم دارای مقاومت معادل خیلی زیاد [illegible]

POWEREN.IR

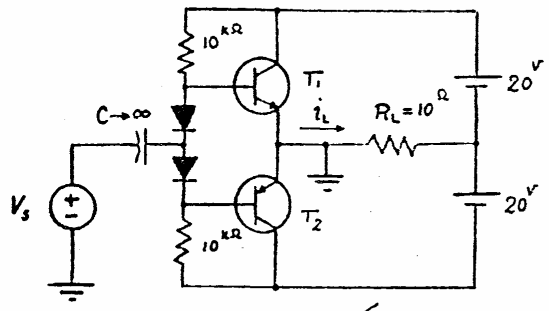
PowerEn.ir

تمرین:

تقویت کننده کلاس AB شکل (۲-۱۸) را در نظر بگیرید.

الف: جریان نقطه کار دیودها و ترانزیستورها (فرض کنید تقارن کامل برقرار است)

ب: طرز کار مدار و رسم V_{CE2} و i_{C2} و i_L وقتی مدار بدون ایجاد اعوجاج کار می‌کند.

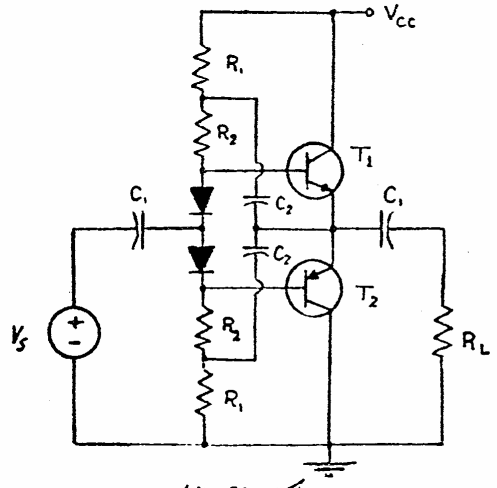


شکل (۲-۱۸)

ج: R_L و P_{cc} و η وقتی که جریان خروجی ماکزیمم است.

د: P_{cmax} و حداکثر دامنه جریان کلکتور که P_{cmax} را بوجود می‌آورد.

همچنین می‌توان به کمک بوت استرپ [شکل (۲-۱۹)]، شکل مدار را ساده‌تر و امپدانس ورودی را افزایش داد.



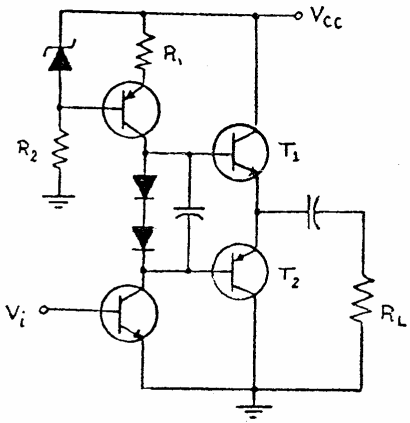
شکل (۲-۱۹)

- در مدار شکل (۲-۱۷) دو منبع جریان بکار رفته است ولی در عمل، اغلب موارد بجای یکی از منابع جریان یک مدار امیتر مشترک قرار داده، سیگنالی را به بیس آن اعمال کرده، و از خاصیت تقویت کنندگی و تاثیر آن استفاده می‌کنند. [شکل (۲-۲۰)].

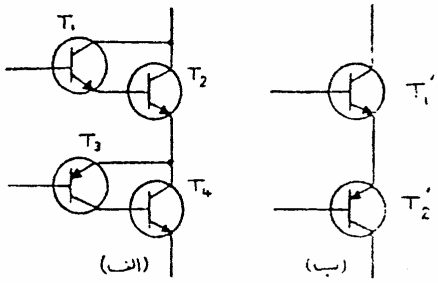
برای بالا بردن امپدانس ورودی و ضریب تقویت، می‌توان بجای T_1 و T_2 از دارلینگتون استفاده کرد ولی چون در عمل ترانزیستورهای قدرت بیشتر بصورت npn ساخته می‌شوند بجای ترانزیستور T_2 می‌توان از ترکیب (NPN-PNP) استفاده کرد. شکل [illegible] ساده شده آنرا نمایش می‌دهد.

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۲-۲۰)



شکل (۲-۲۱)

$T_1': \ \beta_1' \simeq \beta_1\beta_2 \qquad h'_{ie_1} = 2h_{ie1}$

$T_2': \ \beta_2' \simeq \beta_3\beta_4 \qquad h'_{ie2} \simeq h_{ie3}$

مثال) در تقویت کننده شکل (۲-۲۲) با فرض $\beta_1 = \beta_2 = 25$ $\quad \beta_3 = \beta_4 = \beta_5 = \beta_6 = 100$

$V_{BE} = 0.6$ ، $V_{CEsat} = 1^V$

الف: برای ایجاد قدرت ماکزیمم:

$P_{Lmax} = 25^W$

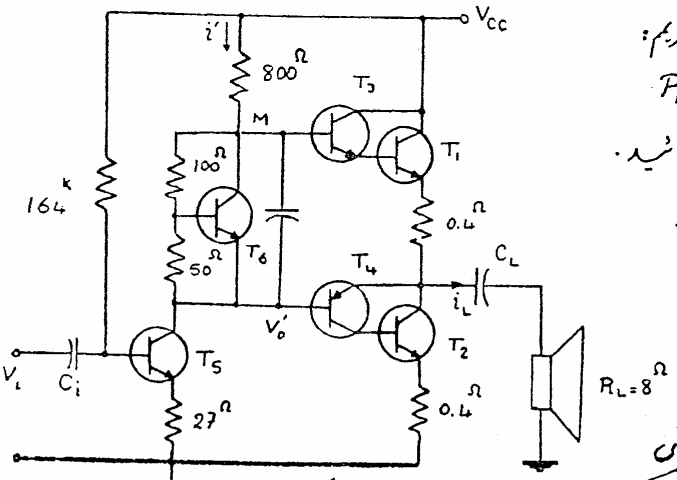
در بلندگو حدود V_{cc} را تعیین نمائید.

ب: با انتخاب V_{cc} مدار را آنالیز نموده و نقش هریک از ترانزیستورها را مشخص کنید.

ج: راندمان ماکزیمم

(η_{max}) ، دامنه ولتاژ ورودی

برای ایجاد ماکزیمم راندمان را حساب کنید.



شکل (۲-۲۲)

حل: الف:

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L I_{cmmax}^2 \Rightarrow 25 = \frac{1}{2} \times 8 \times I_{cmmax}^2$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{cmmax} = 2.5^A}$$

در این مسئله بدلیل اینکه در کلکتور ترانزیستور T_3 مقاومتی وجود ندارد در نتیجه برای ترانزیستور T_1 اشباع نداریم یعنی: $V_{CE} = 2V_{BE} > 1^V$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

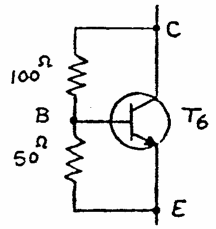
اگر بنابه تقارن ولتاژ دو سر خازن $V_{C_L} = \frac{V_{CC}}{2}$ بگیریم

$$\begin{cases} V_M = 2V_{BE} + 0.4\, i_L + \frac{V_{CC}}{2} + 8\, i_L \quad \Rightarrow \quad i_L = \frac{V_M - 2V_{BE} - V_{CC}/2}{8.4} \\ V_M = V_{CC} - 800\, i' = V_{CC} - 800\left(\frac{i_L}{\beta_1\beta_3} + i_{C5}\right) \Rightarrow 8.4\, i_L = \frac{V_{CC}}{2} - \frac{800}{2500}\, i_L - i_{C5} - 1.2 \end{cases}$$

$$i_{L\,max} \longrightarrow i_{C5} = 0 \quad \Rightarrow \quad \boxed{V_{CC} = 46^{V}}$$

ب:- ترانزیستورهای T_1 ، T_2 که در طبقه نهایی قرار گرفته‌اند ترانزیستورهای قدرت می‌باشند

- ترانزیستورهای T_3 ، T_4 امپدانس دیده شده توسط کلکتور ترانزیستور T_5 را افزایش می‌دهند که باعث افزایش ضریب تقویت ولتاژ می‌گردد.
- ترانزیستور T_5 عمل تقویت سیگنال ولتاژ را انجام می‌دهد.
- برای ترانزیستور T_6 داریم:



$$V_{BE} = \frac{50}{50+100} \times V_{CE6} \Rightarrow \boxed{V_{CE6} = 3V_{BE}}$$

دیده می‌شود که ترانزیستور T_6 در واقع ولتاژ آستانه هدایت ترانزیستورهای T_3 ، T_1 ، T_4 را تامین می‌کند. (V_{BE} multiplier)

ج:

$$I_{E5} = \frac{V_{CC} - 0.6}{R_e + \frac{R_b}{1+\beta}} = \frac{46 - 0.6}{0.027 + \frac{164}{101}} = 27.5^{mA} \qquad h_{ie5} = \beta_5 \frac{25^{mV}}{I_{C5}}$$

$$h_{ie5} = 100\, \frac{25^{mV}}{27.5^{mA}} = 90^{\Omega}$$

$$P_{CC} = V_{CC}\, I_{E5} + \frac{2}{\pi}\frac{V_{CC}}{2}\, I_{cmmax} = 46 \times 27.5^{mA} + \frac{2}{\pi} \times \frac{46}{2} \times 2.5 = \boxed{37.87^{W}}$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

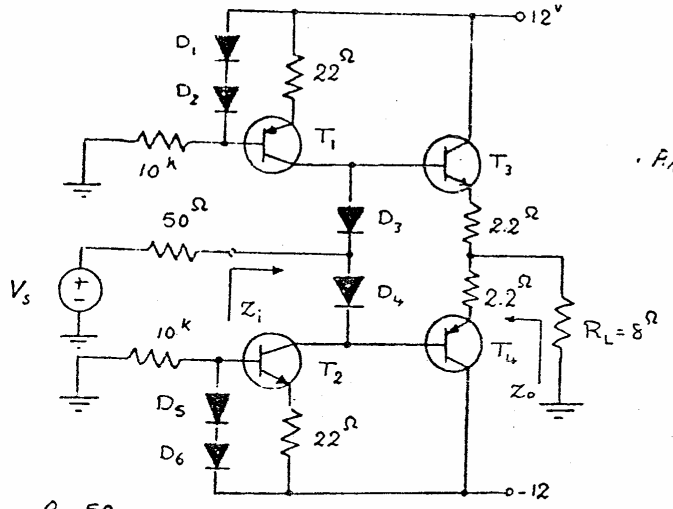
$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_{ccmax}} = \frac{25}{37.87} = 66\%$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_o'}\,\frac{v_o'}{v_i} = \frac{8}{8+0.4} \times \frac{-100\left[800 \,\|\, (100\times 25)\times 8.4\right]}{90 + 101\times 27} = -26$$

$$v_{omax} = 2.5\times 8 = 20^{v} \qquad V_{imax} = \frac{v_{omax}}{|A_v|} = \frac{20}{26} = 0.77^{v}$$

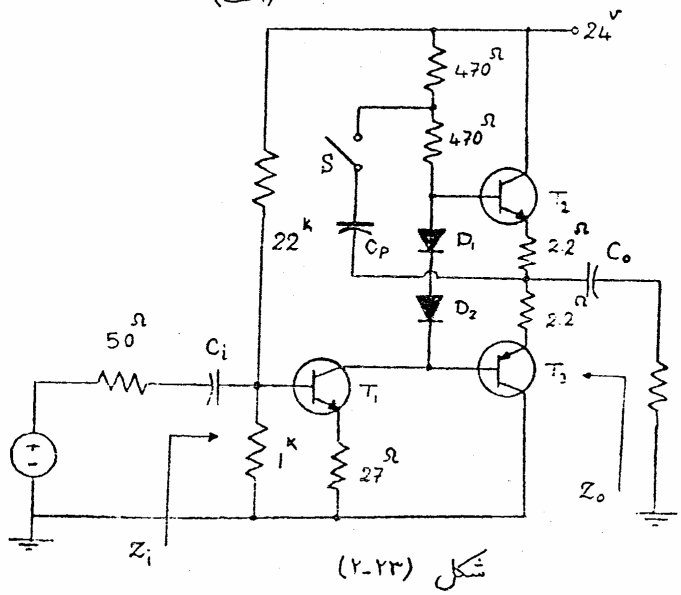
تمرین:

مطلوبست محاسبه $A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s}$ ، Z_i ، Z_o ، P_{Lmax} ، η_{max} در مدار شکل (۲-۲۳)



$\beta = 50$

(الف)



ب: کلید S باز

ج: کلید S بسته

$\beta_1 = 100$

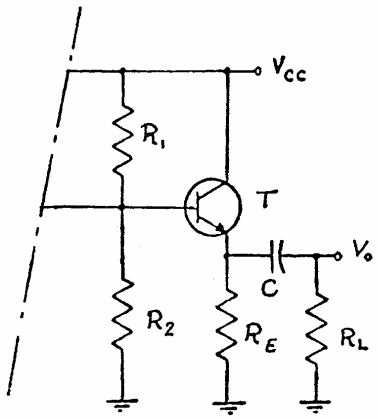
$\beta_2 = \beta_3 = 50$

شکل (۲-۲۳)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

تمرین های مختلف :



شکل (۲-۲۴)

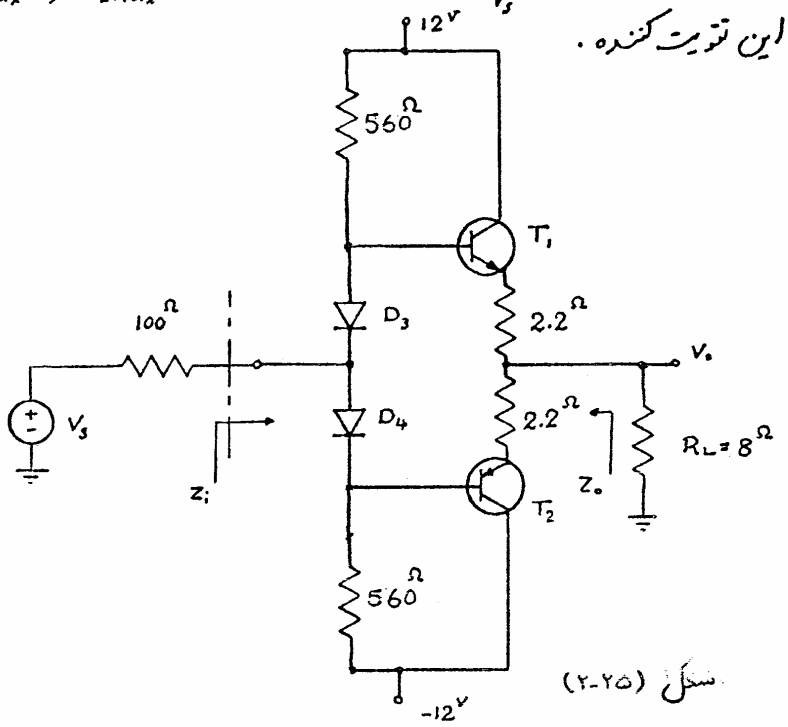
۱- مدار تقویت کننده شکل (۲-۲۴) را در نظر بگیرید.
مقدار مقاومت R_L را برحسب R_E ، برای آنکه راندمان ($\eta = \frac{P_{Lac}}{P_{CC}}$) و سوئینگ ولتاژ خروجی ماکزیمم گردد محاسبه نمائید.

۲- مدار تقویت کننده قدرت شکل (۲-۲۵) را در نظر بگیرید. با فرض اینکه،

$|V_{BE}| = V_D = 0.6^V$ ، $\beta_1 = \beta_2 = 40$

$r_{o1} = r_{o2} = 100^{K\Omega}$

مطلوبست محاسبه $A_v = \frac{V_o}{V_s}$ ، Z_i ، Z_o ، P_{Lmax} و η_{max} برای این تقویت کننده.

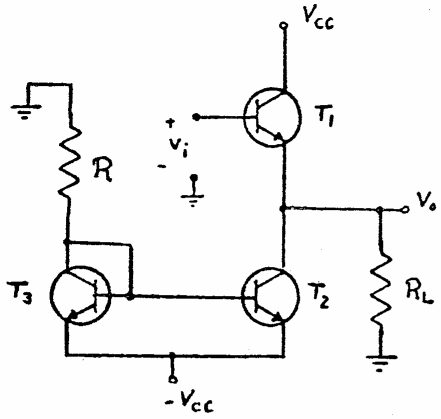


شکل (۲-۲۵)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

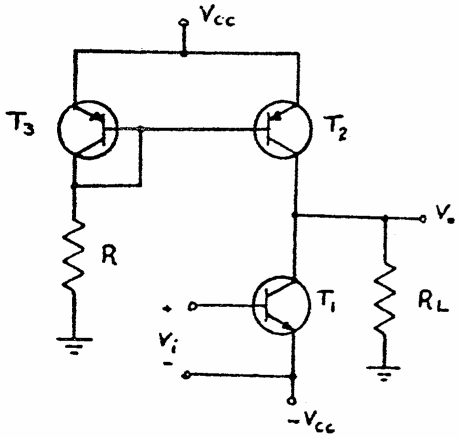
۳- مقایسه دو تقویت کننده امیتر مشترک و کلکتور مشترک از نظر اعوجاج:



(الف)

شکل (۲-۲۶)

الف: تقویت کننده امیتر فالور شکل (۲-۲۶-الف) را در نظر بگیرید. درصورتیکه: $V_{CEsat}=0.2^V$، $R=4.65^{k\Omega}$، $V_{CC}=10^V$ و $V_{BE(on)}=0.7^V$ و $R_L=1^{k\Omega}$ باشد. مدل سیگنالهای کوچک تقویت کننده را در نظر گرفته و مقدار $A_v=\frac{v_o}{v_i}$ را وقتی که دامنه سیگنال خروجی v_o بین $\pm 0.6^V$ تغییر می‌کند، مورد بررسی قرار دهید. (ترانزیستورهای T_2 و T_3 مشابهند)



(ب)

ب: تقویت کننده امیتر مشترک شکل (۲-۲۶-ب) را در نظر بگیرید درصورتیکه مقادیر المانهای مدار همانند قسمت الف باشد. مدل سیگنالهای کوچک تقویت کننده را در نظر گرفته و مقدار $A_v=\frac{v_o}{v_i}$ را وقتی دامنه سیگنال خروجی بین $\pm 0.6^V$ تغییر می‌کند، مورد بررسی قرار داده و با قسمت الف مقایسه نمائید.

ج: حداکثر توانی که بار $R_L=1^{k\Omega}$ در حالت (الف) می‌تواند مصرف نماید، بدون اینکه در سیگنال خروجی v_o اعوجاج محسوس بوجود آید را حساب کنید و در این حالت راندمان ($\eta=\frac{P_L}{P_{CC}}$) را بدست آورید. به ازای چه مقدار R_L راندمان مدار ماکزیمم بدست می‌آید؟

POWEREN.IR

PowerEn.ir

۴- مدار شکل (۲-۲۷) طبقه نهائی یک تقویت کننده عملیاتی "741" را نشان می دهد. در صورتیکه $\beta_{F_{pnp}}=50$ و $\beta_{F_{npn}}=200$ و برای همه ترانزیستورها:

$I_S=10^{-14}A$ ، $|V_{CEsat}|=0.2^V$ ، $|V_{BE(on)}|=0.7^V$ ($I_{S_1}\neq I_S$) باشد.

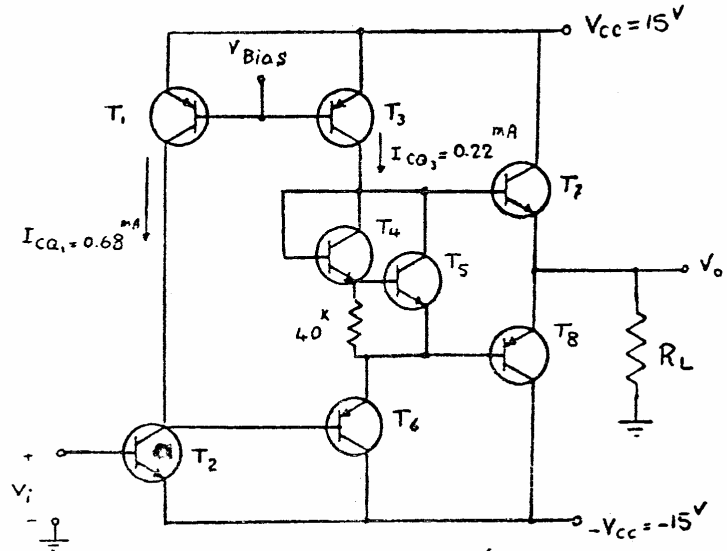
الف: حداکثر مقدار مثبت و منفی V_o را برای $R_L=10^K, 1^K, 200^\Omega$ بدست آورید.

ب: حداکثر توان متوسطی که به بار $R_L=1^{K\Omega}$ می توان داد بدون آنکه اعوجاج محسوسی در V_o بوجود آید را حساب کنید و تحت این شرایط مقدار راندمان "η" را حساب نمائید. (توان و راندمان در طبقه پوش-پول مورد نظر است و سیگنال را سینوسی فرض کنید)

ج: حداکثر توان لحظه ای مصرفی در هریک از ترانزیستورهای طبقه پوش-پول را بدست آورید. ($R_L=1^{K\Omega}$)

د: سیگنال خروجی را سینوسی فرض کرده و حداکثر توان متوسطی که به بار می توان داد، با آنکه توان لحظه ای مصرفی T_7 و T_8 از 100^{mW} بزرگتر نشود را بدست آورید. در این حالت مقدار R_L و راندمان را محاسبه نمائید.

هـ: جریان کلکتور ترانزیستورها را برای $V_o=-10^V$ بدست آورید. ($R_L=1^{K\Omega}$)



شکل (۲-۲۷)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

۵- تقویت کننده قدرت شکل (۲-۲۸) را که قسمت پوش-پول آن کلاً از ترانزیستورهای npn تشکیل شده است در نظر بگیرید. در صورتیکه $V_{O(on)}=0.7^V$ ، $|V_{BE(on)}|=0.7^V$ ، $|V_{CEsat}|=0.2^V$ و $\beta_F=100$ و ترانزیستورهای T_5 و T_6 مشابه باشند.

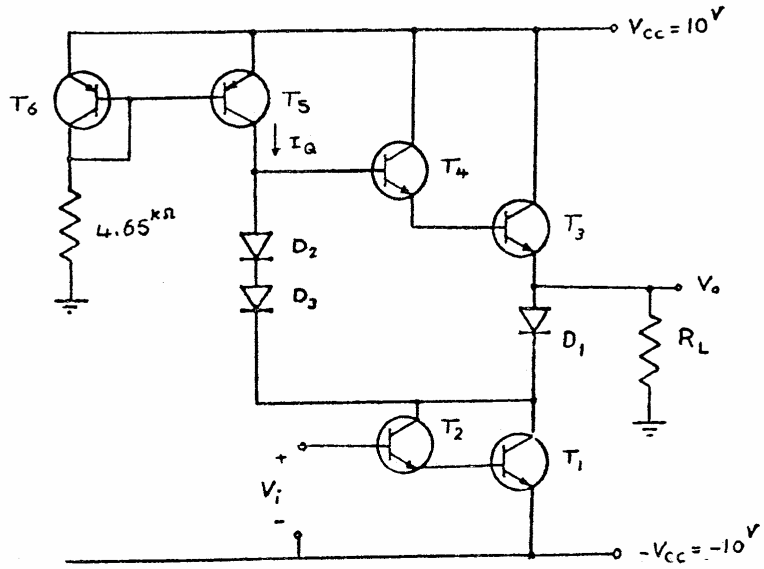
الف: حداکثر مقدار مثبت و منفی V_o در حالیکه $R_L=8^\Omega$ است را بدست آورید.

ب: در حالتیکه $V_o=0$ است توان مصرفی در مدار چقدر است؟

ج: در صورتیکه V_o تقریباً یک سیگنال سینوسی باشد مطلوبست:

ج-۱- حداکثر توان مصرفی بار $R_L=8^\Omega$ بدون آنکه بالا و پایین سیگنال V_o بریده شود و راندمان مدار در این حالت.

ج-۲- حداکثر توان لحظه‌ای مصرفی ترانزیستورهای T_1 و T_3



شکل (۲-۲۸)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

بخش ۴

تقویت کننده‌های (دیفرانسیل)

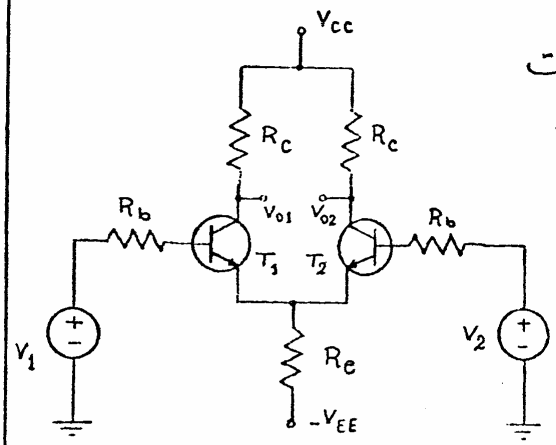
در مدار تقویت کننده امیتر مشترک برای بدست آوردن پایداری حرارتی مناسب باید مقاومت R_e نسبتاً بزرگ باشد که این خود باعث کاهش ضریب تقویت می شود. در صورتیکه بخواهیم سیگنالهای AC را تقویت کنیم می توان مقاومت R_e را به اندازه کافی بزرگ انتخاب کرد تا پایداری حرارتی مطلوب بدست آید و برای داشتن ضریب تقویت کافی می توان توسط یک خازن "bypass" مقاومت R_e را برای سیگنالهای AC اتصال کوتاه نمود، ولی اگر فرکانس سیگنال کم یا DC باشد در اینصورت وجود خازن تاثیری نداشته و ضریب تقویت کاهش می یابد برای اینکه بتوانیم سیگنالهایی با فرکانس پایین و یا DC را تقویت کنیم، از تقویت کننده دیفرانسیل استفاده می کنیم.

همچنین یکی دیگر از مشکلات تقویت کننده‌ها مسئله نویز می باشد، تقویت‌کننده‌هایی را که تاکنون بررسی کردیم بین سیگنال و نویز تفاوتی قائل نمی شوند و هر دو را به یک اندازه تقویت می کنند ولی تقویت کننده دیفرانسیل بین سیگنال و نویز تفاوت قائل شده و هرکدام را با ضریب تقویت متفاوتی به خروجی مدار منتقل می نماید.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

۱- بررسی مدل ساده یک تقویت کننده دیفرانسیل:



شکل (۱-۱)

شکل (۱-۱) مدل ساده یک تقویت کننده دیفرانسیل متقارن را نمایش می دهد. این مدار را می توان متشکل از دو مدار امیتر مشترک مشابه دانستکه امیتر ترانزیستورهای آنها به یکدیگر متصل شده اند، در اینصورت ترانزیستورهای T_1 و T_2 باید کاملاً مشابه باشند.

هریک از ولتاژهای V_1 و V_2 را ترکیبی از ولتاژهای مشترک (common) و دیفرانسیل (Differential) فرض می کنیم.

$$\begin{cases} V_1 = V_c + V_d \\ V_2 = V_c - V_d \end{cases} \Rightarrow \quad V_c = \frac{V_1 + V_2}{2} \qquad V_d = \frac{V_1 - V_2}{2}$$

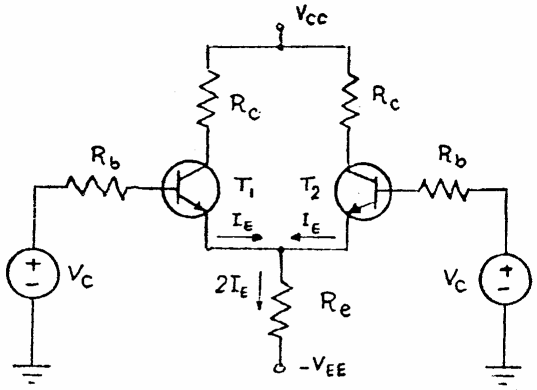
اگر ترانزیستورهای این تقویت کننده ها در ناحیه خطی کار کنند می توان از اصل «جمع آثار» (Superposition) در مورد ولتاژهای V_1 و V_2 استفاده کرد و سیگنالهای مشترک و دیفرانسیل را بطور جداگانه تاثیر داد.

(۱-۱) حالت سیگنال های مشترک:

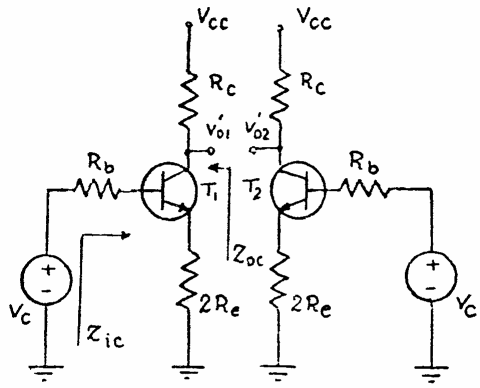
شکل (۱-۲) تقویت کننده دیفرانسیل را در حالت $V_1 = V_2 = V_c$ نشان می دهد. بدلیل متقارن بودن مدار این تقویت کننده، می توان از قضیه «جانشینی» که در تئوری مدارهای الکتریکی بیان می شود استفاده کرد و مدار تقویت کننده شکل (۱-۲) را بصورت مدار شکل (۱-۳) در آورد

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۱-۲)



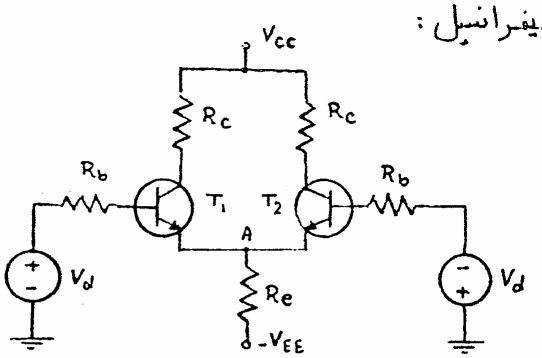
شکل (۱-۳)

برای این حالت داریم:

$$V'_{01} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c \qquad V'_{02} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c$$

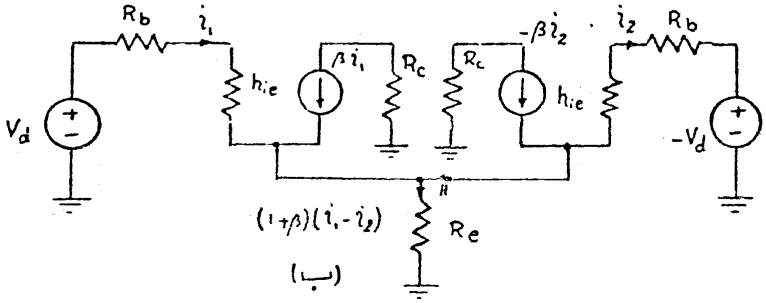
$$Z_{ic} = R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e \qquad Z_{oc} = R_c$$

۱-۲ حالت سیگنال های دیفرانسیل:



(الف)

شکل (۱-۴-الف) تقویت کننده دیفرانسیل را در حالت $V_1 = -V_2 = V_d$ و شکل (۱-۴-ب) مدار معادل AC آنرا نمایش می دهد.



(ب)

شکل (۱-۴)

POWEREN.IR

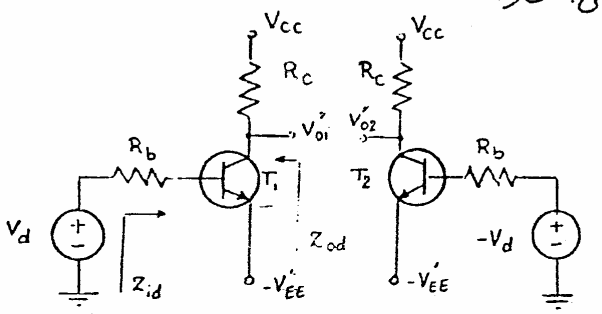
PowerEn.ir

با نوشتن KVL در دو حلقه‌ای که شامل منابع ولتاژ V_d و $-V_d$ می‌باشند خواهیم داشت:

$$\begin{cases} V_d = (h_{ie}+R_b)\,i_1 + R_e(1+\beta)(i_1-i_2) \\ -V_d = -(h_{ie}+R_b)\,i_2 + R_e(1+\beta)(i_1-i_2) \end{cases} \Rightarrow R_e(1+\beta)(i_1-i_2)=0 \Rightarrow \boxed{i_1=i_2}$$

یعنی جریان دیفرانسیل مقاومت R_e برابر صفر است و ولتاژ نقطه A از نظر منابع ولتاژ دیفرانسیل ثابت می‌باشد.

مدار شکل (۱-۵) مدل ساده شده تقویت کننده شکل (۱-۴-الف) را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۵)

$$V'_{01} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie}} V_d$$

$$V'_{02} = \frac{\beta R_c}{R_b + h_{ie}} V_d$$

مشاهده می‌شود که ضریب تقویت ولتاژ در این حالت بیشتر شده است.

$$Z_{id} = R_b + h_{ie} \qquad Z_{od} = R_c$$

۱-۳ حالت کلی تقویت کننده دیفرانسیل:

چون ولتاژهای ورودی تقویت کننده دیفرانسیل را بصورت ترکیبی از ولتاژهای مشترک و دیفرانسیل در نظر گرفتیم. در نتیجه طبق قضیه «جمع آثار» خروجی‌های ناشی از ولتاژهای مشترک و دیفرانسیل را با هم جمع می‌کنیم،

$$\begin{cases} V_1 = V_c + V_d \\ V_2 = V_c - V_d \end{cases}$$

- ولتاژهای نهایی:

$$\begin{cases} V_{01} = \dfrac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c + \dfrac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie}} V_d \\ V_{02} = \dfrac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c + \dfrac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie}} (-V_d) \end{cases}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$\begin{cases} V_{o1} = \dfrac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e}\left(\dfrac{V_1+V_2}{2}\right) + \dfrac{-\beta R_c}{2(R_b+h_{ie})}(V_1 - V_2) \\ V_{o2} = \dfrac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e}\left(\dfrac{V_1+V_2}{2}\right) - \dfrac{-\beta R_c}{2(R_b+h_{ie})}(V_1 - V_2) \end{cases}$$

اگر A_c و A_d را بصورت زیر تعریف کنیم:

$$\boxed{A_c = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e}} \qquad \boxed{A_d = \frac{-\beta R_c}{2(R_b + h_{ie})}}$$

$$\begin{cases} V_{o1} = A_c\left(\dfrac{V_1+V_2}{2}\right) + A_d(V_1 - V_2) \\ V_{o2} = A_c\left(\dfrac{V_1+V_2}{2}\right) - A_d(V_1 - V_2) \end{cases}$$

معمولاً $(1+\beta)2R_e \gg R_b + h_{ie}$ در

نتیجه $A_d \gg A_c$ است یعنی ولتاژ مشترک (معمولاً نویز) خیلی کمتر از ولتاژ دیفرانسیل (سیگنال) در خروجی اثر می‌کند.

نسبت $\left|\frac{A_d}{A_c}\right|$ مشخصه مهمی برای تعریف یک تقویت کننده دیفرانسیل است، که این نسبت را «ضریب حذف سیگنال مشترک» (common mode rejection ratio) یا CMRR می‌نامند. هر قدر CMRR بزرگتر باشد تقویت کننده به یک تقویت کننده ایده‌آل نزدیکتر می‌شود.

$$\boxed{CMRR = \left|\frac{A_d}{A_c}\right| = \frac{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e}{2(R_b + h_{ie})} \simeq \frac{(1+\beta)R_e}{R_b + h_{ie}}}$$

مثال ۱) مطلوبست CMRR برای تقویت کننده دیفرانسیل شکل (۱-۱) که $\beta = 200$ $\quad h_{ie} = 1^{k\Omega}$ $\quad R_b = 1^{k\Omega}$ $\quad R_e = 10^{k\Omega}$

حل:

$$CMRR = \left|\frac{A_d}{A_c}\right| \simeq \frac{(1+\beta)R_e}{R_b + h_{ie}} = \frac{201 \times 10^k}{1^k + 1^k} = \boxed{1000}$$

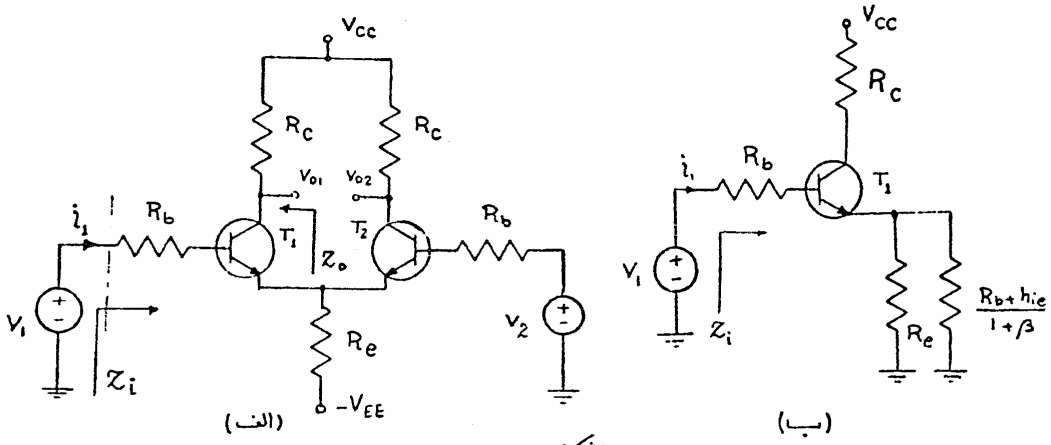
- امپدانس ورودی:

امپدانس ورودی تقویت کننده دیفرانسیل شکل (۶-۱-الف) را بصورت فوق تعریف می‌کنیم:

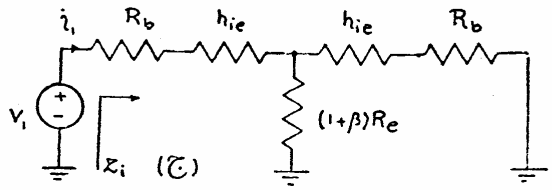
$$Z_i = \left.\frac{V_1}{i_1}\right|_{V_2 = 0}$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۱-۶)



برای محاسبه امپدانس ورودی این تقویت کننده می توان از روش انعکاس امپدانس استفاده کرد.

بطوریکه ابتدا مقاومتهای در بیس ترانزیستور T_2 را به امیتر آن منتقل می کنیم. [شکل (۱-۶-ب)] و سپس مقاومتهای در امیتر ترانزیستور T_1 را به بیس آن انتقال می دهیم. [شکل (۱-۶-ج)]. در نتیجه داریم:

$$Z_i = R_b + h_{ie} + (1+\beta)R_e \| (R_b + h_{ie})$$

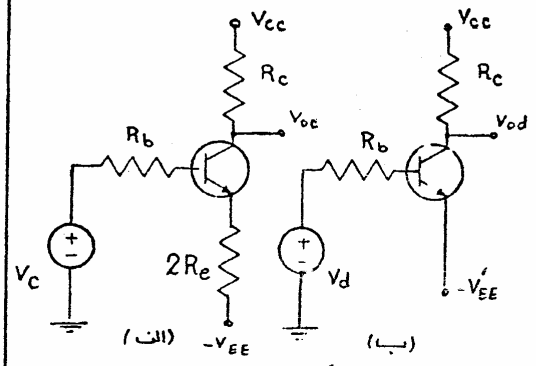
برای بالا بردن امپدانس ورودی می توان از دارلینگتون و یا FET بجای ترانزیستورهای T_1 و T_2 استفاده کرد.

- امپدانس خروجی:

$$Z_o = R_c$$

- نقطه کار و خط بار:

ابتدا یکی از ترانزیستورهای تقویت کننده شکل (۱-۶-الف) را در نظر می گیریم و ولتاژهای ورودی V_1 و V_2 را ترکیبی از ولتاژهای مشترک و دیفرانسیل فرض می کنیم. بنا به تقارن مدار، برای ولتاژ مشترک



شکل (۱-۷)

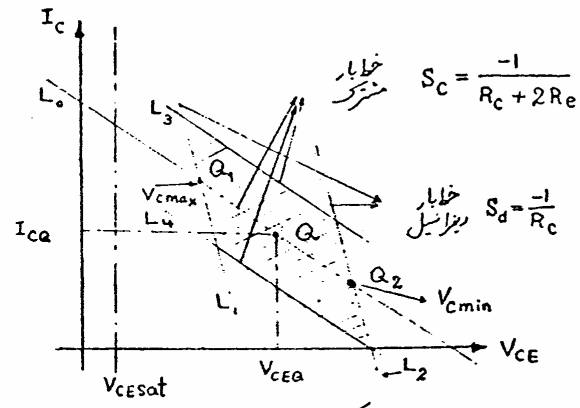
POWEREN.IR

PowerEn.ir

شکل (۷-۱-الف) و برای ولتاژ دیفرانسیل شکل (۷-۱-ب) بدست می آید.

درحالت $V_1 = V_2 = 0$ نقطه کار استاتیک ترانزیستورها (Q) بدست می آید [شکل (۸-۱)].

برای حالت سیگنال مشترک [شکل (۷-۱)الف] داریم:



شکل (۸-۱)

$$(V_{CC} + V_{EE}) = (R_C + 2R_e) I_{C_1} + V_{CE1}$$

با توجه به این رابطه، شیب خط بار مشترک برابر خواهد بود با:

$$\boxed{S_C = \frac{-1}{R_C + 2R_e}}$$

با توجه به دامنه ولتاژ V_c نقطه کار ترانزیستور روی خط بار مشترک (L_0) از Q_1 تا Q_2 تغییر می کند. [شکل (۸-۱)].

با در نظر گرفتن مدار شکل (۷-۱-ب)، معادله خط بار دیفرانسیل بصورت زیر بدست می آید.

$$(V_{CC} + V'_{EE}) = R_C I_{C_1} + V_{CE1} \Rightarrow \boxed{S_d = \frac{-1}{R_C}}$$

مشاهده می شود که شیب خط بار دیفرانسیل بیشتر از شیب خط بار، درحالت مشترک است.

حداکثر دامنه ولتاژ V_d برای اینکه تقویت کننده درناحیه خطی عمل کند، بستگی به دامنه ولتاژ V_c و نقطه کار استاتیک ترانزیستورها (Q) دارد. این محدودیت عملاً در نقطه کار Q_2 (V_{cmin}) از تقاطع خط بار دیفرانسیل با محور ولتاژ (V_{CE}) و یا در نقطه کار Q_1 (V_{cmax}) از تقاطع خط بار دیفرانسیل با خط $V_{CE} = V_{CEsat}$ بدست می آید، در شکل (۸-۱) این محدودیت در نقطه کار Q_2 بوجود می آید.

با توجه به مطالب گفته شده ناحیه کاری را که در آن ترانزیستور T_1 بصورت خطی عمل می کند، بدست می آید. (ناحیه ها شور خورده شکل (۸-۱))

POWEREN.IR

PowerEn.ir

تمرین:

تقویت کننده دیفرانسیل شکل (۱-۹) را در نظر بگیرید. ورودی های تقویت کننده (e_1, e_2) منابع ولتاژ با امپدانس داخلی $R_b = 1^{k\Omega}$ می باشند و ترانزیستورها از نوع سلیسیم $(V_{BE} = 0.6)$ با $h_{fe} = 250$ هستند.

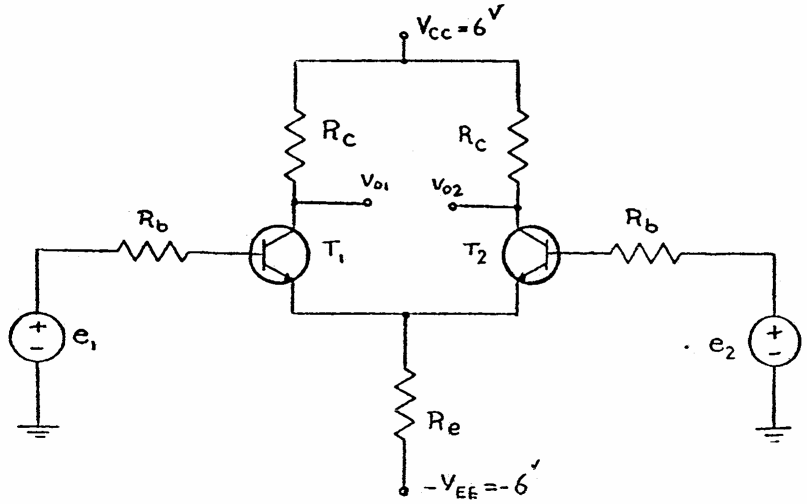
الف: المانهای مدار را چنان تعیین کنید که تقویت کننده دارای مشخصات زیر باشد.

- $CMRR = 40\ dB$
- امپدانس خروجی $Z_o = 1^{k\Omega}$

ب: خط بار برای ولتاژهای مشترک $\left(V_c = \frac{e_1 + e_2}{2}\right)$ را رسم کرده و نقطه کار ترانزیستورها را روی آن مشخص کنید.

ج: در صورتیکه دامنه ولتاژ مشترک در خروجی برابر 1^V باشد مطلوبست حداکثر ولتاژ دیفرانسیل $(V_d = e_1 - e_2)$ در ورودی، برای آنکه تقویت کننده در ناحیه خطی کار کند.

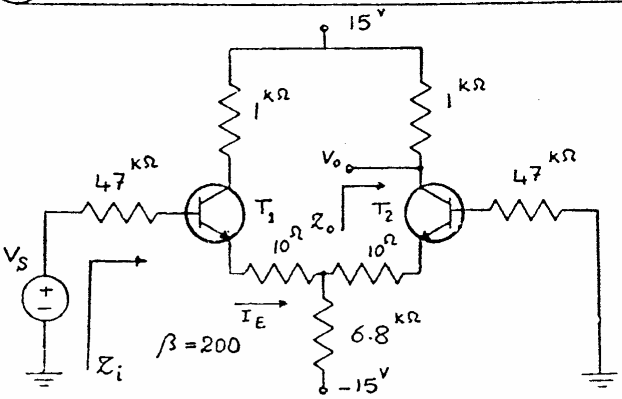
د: در صورتیکه $V_c = 10^{mV}$ باشد V_d چقدر می تواند باشد بطوریکه نسبت دامنه ولتاژ دیفرانسیل به دامنه ولتاژ مشترک در خروجی حداقل 50 باشد.



شکل (۱-۹)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (۱-۱۰)

مثال ۲) تقویت کننده دیفرانسیل شکل (۱-۱۰) را در نظر بگیرید. مطلوبست Z_i ، Z_o ، A_d و A_c و CMRR برای این تقویت کننده:

حل: ابتدا نقاط کار را بدست می‌آوریم:

$$V_{EE} - V_{BE} = \left(\frac{47}{1+\beta} + 10^{\Omega} + 2\times 6.8\right) I_E \Rightarrow 15 - 0.7 = \left(\frac{47}{201} + 0.01 + 13.6\right) I_E$$

$$\Rightarrow \boxed{I_E \simeq 1^{mA}} \qquad h_{ie} = \beta \frac{25^{mV}}{I_C} = 200 \frac{25}{1} = \boxed{5^{k\Omega}}$$

- امپدانس ورودی:

با توجه به روش انعکاس امپدانس داریم:

$$Z_i = 47^k + 5^k + (1+\beta)\left\{10^{\Omega} + 6.8 \,\|\, \left[10^{\Omega} + \frac{47+5}{1+\beta}\right]\right\}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_i \simeq 106^{k\Omega}} \qquad \boxed{Z_o = 1^{k\Omega}}$$

- امپدانس خروجی:

- A_c ، A_d ، CMRR:

$$A_c = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)[10^{\Omega} + 2R_e]} = \frac{-200\times 1}{47+5+201(0.01+13.6)} = \boxed{-0.07}$$

$$A_d = \frac{-\beta R_c}{2[R_b + h_{ie} + (1+\beta)10^{\Omega}]} = \frac{-200\times 1}{2[47+5+201\times 0.01]} = \boxed{-1.85}$$

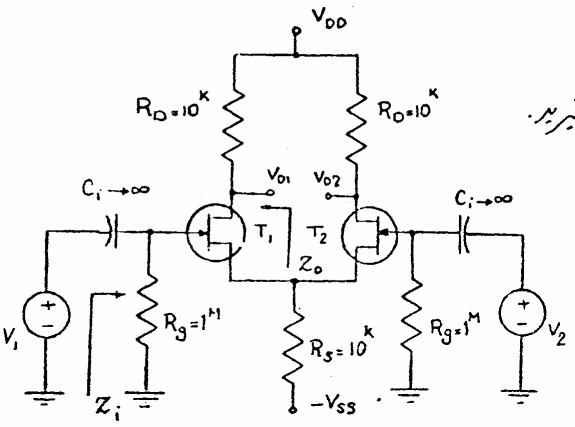
$$CMRR = \left|\frac{A_d}{A_c}\right| = \frac{1.85}{0.07} = \boxed{26.43}$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

تمرین:

تقویت کننده شکل (۱-۱۱) را در نظر بگیرید.
در صورتیکه ترانزیستورهای بکار رفته کاملاً مشابه باشند و پارامترهای آنها $g_m = 1^{m\mho}$ و $r_d = 100^{k\Omega}$ باشد.
مطلوبست: CMRR ، Z_i ، Z_o .



شکل (۱-۱۱)

- اگر در مدار شکل (۱-۶- الف) بار R_L را بین خروجیهای V_{o1} و V_{o2} قرار دهیم، آنگاه:

$$v_{od} = V_{o1} - V_{o2} = \left(A_c V_c + A_d (V_1 - V_2)\right) - \left(A_c V_c - A_d (V_1 - V_2)\right) = 2A_d (V_1 - V_2)$$

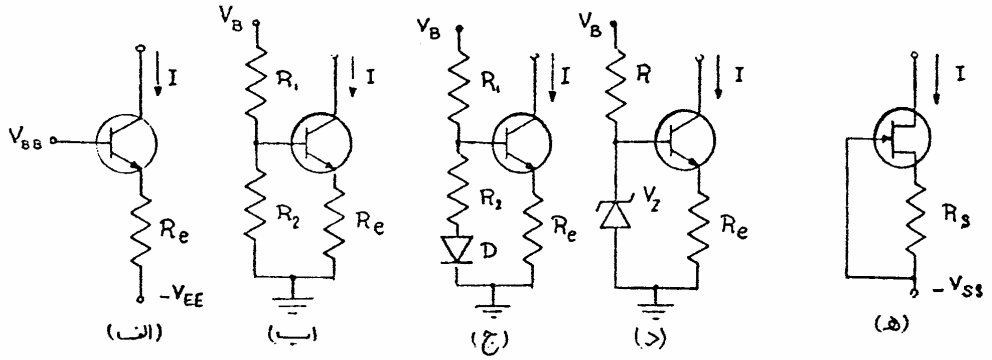
مشاهده می شود که در اینحالت ولتاژ دو سر بار R_L ناشی از اختلاف ولتاژهای ورودی است، در نتیجه این مدار برای بار R_L، یک تقویت کننده دیفرانسیل ایده‌آل می باشد.
بعلت اینکه ولتاژ V_{od} یک ولتاژ نسبی است، در نتیجه نمی توان آنرا به مقاومت باری که یک طرف آن زمین (ground) شده، متصل کرد. همچنین این ولتاژ به تقویت کننده‌هایی که ولتاژ ورودی آنها نسبت به زمین سنجیده می شود، قابل اعمال نیست.
برای رفع این اشکال می توان CMRR مدار این تقویت کننده را آنقدر افزایش داد تا اثر ولتاژ مشترک نسبت به ولتاژ دیفرانسیل در هریک از خروجی ها ناچیز شود، آنگاه می توان یکی از ولتاژهای V_{o1} یا V_{o2} را بعنوان خروجی، مورد استفاده قرار داد.
با توجه به اینکه $CMRR \simeq \frac{(1+\beta) R_e}{R_b + h_{ie}}$ می باشد. برای افزایش آن می توان مقاومت R_e را افزایش داد، ولی بزرگ کردن مقاومت R_e موجب تغییر نقطه کار مطلوب ترانزیستورها می گردد، برای رفع این اشکال باید ولتاژ منابع V_{CC} و V_{EE} را افزایش داد، ولی با توجه به محدودیتهای عملی این روش بصرفه نیست. حال اگر بجای مقاومت R_e از یک منبع جریان استفاده نمائیم اولاً جریان نقطه کار ترانزیستورها را بیشتر تثبیت نموده، ثانیاً مقاومت دینامیکی، در امیتر ترانزیستورها را [illegible] بزرگ کرده‌ایم.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

۲- منابع جریان در تقویت کننده دیفرانسیل:

منابع جریان در مدار تقویت کننده‌ها بعنوان یک امپدانس بایاس کننده و یا بصورت بار فعال «active load» بطور گسترده‌ای مورد استفاده قرار می‌گیرند. منابع جریان انواع گوناگونی داشته که ساده‌ترین آنها منابع جریانی هستند که شامل یک ترانزیستور Bipolar و یا FET باشند. شکلهای (۱-۲) چند نمونه از منابع جریان ساده را نمایش می‌دهند.



شکل (۱-۲)

در شکل (۱-۲-الف) با ثابت بودن ولتاژهای $-V_{EE}$، V_{BB} و V_{BE} و مقاومت R_e، جریان I از رابطه زیر بدست می‌آید.

$$I = \frac{V_{BB} + V_{EE} - V_{BE}}{R_e}$$

شکلهای (۱-۲-ب و ج و د) مدلهای دیگر این منبع جریان، که در آن از یک منبع ولتاژ استفاده شده است، را نشان می‌دهد. بدلیل اینکه ولتاژ V_{BE} ترانزیستورها تابعی از درجه حرارت نیز می‌باشند، در نتیجه جریان I، در منابع جریان شکلهای (۱-۲-الف و ب) با تغییر درجه حرارت، ثابت نمی‌ماند. برای رفع این اشکال می‌توان یک دیود معمولی را بصورت جبران کننده، مطابق شکل (۱-۲-ج) بکار برد.

در منابع جریان شکلهای (۱-۲-الف، ب و ج) جریان I نسبت به تغییرات منابع ولتاژ بکار رفته، حساس می‌باشد. برای کاهش این اثر می‌توان از یک دیود زنر مطابق شکل (۱-۲-د) و یا از یک FET، مطابق شکل (۱-۲-هـ) استفاده کرد.

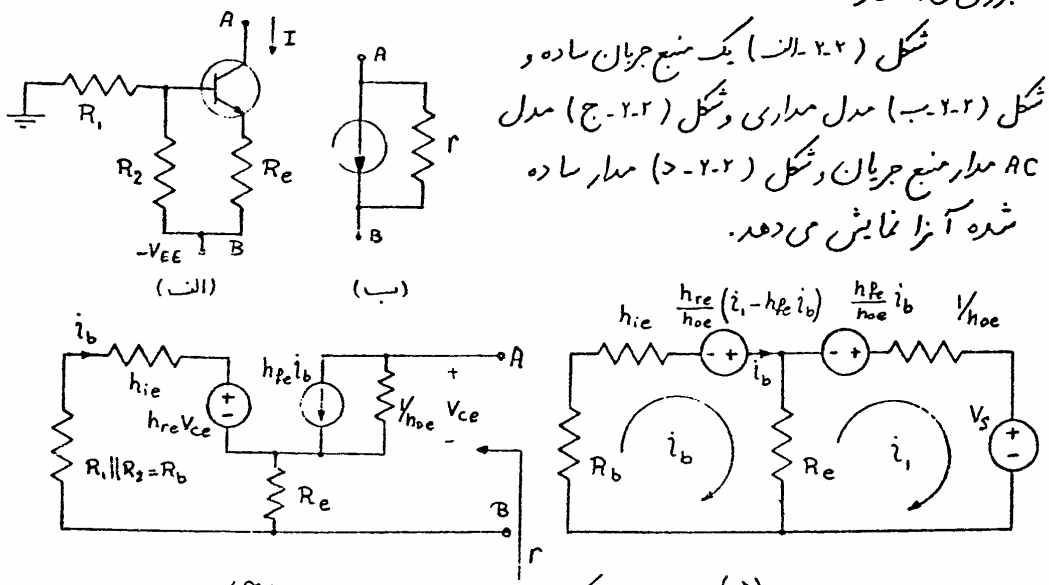
POWEREN.IR

PowerEn.ir

(۲-۱) محاسبهٔ مقاومت دینامیکی یک منبع جریان :

منابع جریانی که در عمل ساخته می‌شوند ایده‌آل نبوده و دارای مقاومت دینامیکی هستند. که این مقاومت دینامیکی، تقریباً برای تمام منابع جریان مقدار بزرگی می‌باشد.

شکل (۲-۲-الف) یک منبع جریان ساده و شکل (۲-۲-ب) مدل مداری و شکل (۲-۲-ج) مدل AC مدار منبع جریان و شکل (۲-۲-د) مدار ساده شده آنرا نمایش می‌دهد.



شکل (۲-۲)

برای بدست آوردن مقاومت دینامیکی این منبع جریان از معادلات «مش» استفاده می‌کنیم.

$$r = \frac{V_s}{-i_1}$$

$$\begin{pmatrix} R_b + h_{ie} + R_e & -R_e \\ -R_e & \frac{1}{h_{oe}} + R_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_b \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{h_{re}}{h_{oe}} (i_1 - h_{fe} i_b) \\ -V_s - \frac{h_{fe}}{h_{oe}} i_b \end{pmatrix}.$$

$$\begin{pmatrix} R_b + h_{ie} + R_e + \frac{h_{re} h_{fe}}{h_{oe}} & -R_e - \frac{h_{re}}{h_{oe}} \\ -R_e + \frac{h_{fe}}{h_{oe}} & \frac{1}{h_{oe}} + R_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_b \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -V_s \end{pmatrix}$$

با توجه به روش «کرامر» در حل دستگاهی معادلات جریان i_1 را برحسب V_s محاسبه می‌نماییم.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

$$r = \frac{v_s}{-i_1} = \frac{\left(R_b + h_{ie} + R_e - \frac{h_{re}h_{fe}}{h_{oe}}\right)\left(\frac{1}{h_{oe}} + R_e\right) + \left(R_e + \frac{h_{re}}{h_{oe}}\right)\left(\frac{h_{fe}}{h_{oe}} - R_e\right)}{R_b + h_{ie} + R_e - \frac{h_{re}h_{fe}}{h_{oe}}} \qquad (I)$$

معمولاً از پارامتر h_{re} بخاطر کوچک بودنش، صرفنظر می‌کنیم، در نتیجه:

$$r = \frac{(R_b + h_{ie})(1 + R_e h_{oe}) + R_e(1 + h_{fe})}{h_{oe}(R_b + h_{ie} + R_e)} \simeq \frac{1}{h_{oe}}\left(1 + \frac{h_{fe}R_e}{R_e + R_b + h_{ie}}\right)$$

اگر $R_e h_{oe} \ll 1$ و $R_b + h_{ie} \ll R_e$ باشد آنگاه:

$$r \simeq \frac{h_{fe}}{h_{oe}}$$

و اگر $R_e h_{oe} \ll 1$ و $R_e h_{fe} \ll R_b + h_{ie} + R_e$ باشد آنگاه،

$$r \simeq \frac{1}{h_{oe}}$$

مثال) مطلوبست محاسبه مقاومت دینامیکی منبع جریان شکل (۱-۲-ج) با فرض اینکه،

$h_{fe} = 200$ ، $h_{re} \simeq 10^{-4}$ ، $h_{oe} = 2\times10^{-5}\,\mho$

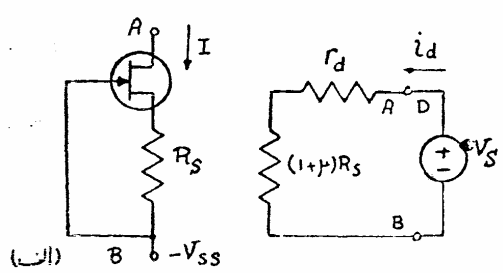
$h_{ie} = 5^{k\Omega}$ ، $R_e = 1^{k\Omega}$ ، $R_1 = 1.8^{k\Omega}$ ، $R_2 = 1.2^{k\Omega}$ ، $r_D = 8^{\Omega}$

حل:

با توجه به معادله (I):

$$R_b = R_1 \| (R_2 + r_D) = 1.8^k \| (1.2^k + 8^\Omega) = 0.72^k$$

$$r = \frac{\left(0.72^k + 5 + 1 - \frac{10^{-4}\times200}{2\times10^{-5}\times1000}\right)\left(\frac{1}{2\times10^{-2}} + 1\right) + \left(1 + \frac{10^{-4}}{2\times10^{-2}}\right)\left(\frac{200}{2\times10^{-2}} - 1\right)}{0.72 + 5 + 1 - \frac{10^{-4}\times200}{2\times10^{-2}}} = 1.8\,M\Omega$$



شکل (۲-۲-الف) یک منبع جریان با استفاده از یک FET را نشان می‌دهد. برای بدست آوردن امپدانس خروجی این منبع جریان می‌توان از روش انعکاس امپدانس استفاده کرده و همه المانها را به درین

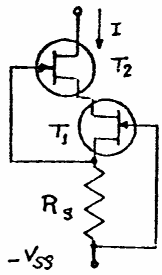
PowerEn.ir

این ترانزیستور منتقل سازیم. [شکل (۲-۴-ب)].

بنابراین:

$$r = \frac{V_s}{i_d} = r_d + (1+\mu)R_s \qquad (II)$$

معمولاً ساختن منابع جریان با FET دارای نویز کمتری می‌باشد ولی همانطوریکه از رابطه (II) دیده می‌شود امپدانس دینامیکی این منبع جریان نسبت به منابع جریان با ترانزیستورهای Bipolar کمتر است، برای بالا بردن امپدانس خروجی این منبع جریان می‌توان مطابق شکل (۲-۴) از دو ترانزیستور استفاده کرد.



شکل (۲-۴)

تمرین:

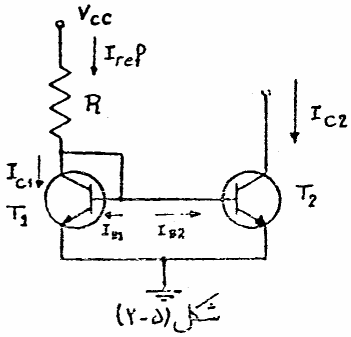
امپدانس خروجی منبع جریان شکل (۲-۴) را بدست آورید.

(۲-۲) انواع دیگر منابع جریان:

در تکنولوژی ساخت مدارهای مجتمع، امکان ایجاد ترانزیستورهای مشابه بسادگی فراهم است لذا می‌توان منابع جریان را بوسیله ترانزیستورهای مشابه طرح کرد.

- منبع جریان آئینه‌ای:

شکل (۲-۵) یک منبع جریان (آئینه‌ای) که با ترانزیستورهای مشابه ساخته شده است را نشان می‌دهد.



شکل (۲-۵)

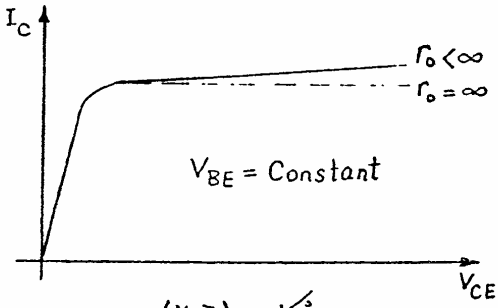
در فیزیک الکترونیک ثابت می‌شود که جریان کلکتور یک ترانزیستور Bipolar بصورت زیر بیان می‌شود.

$$I_C = I_S\left(\exp\frac{V_{BE}}{V_T}\right)\left(1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

که V_A را ولتاژ "Early" می‌نامند و در اغلب ترانزیستورها $V_A \geq 100^V$ می‌باشد.



شکل (۲-۶)

شکل (۲-۶) مشخصه خروجی یک ترانزیستور را در حالت $r_o = \infty$, $r_o < \infty$ نشان می‌دهد.

برای منبع جریان شکل (۲-۵) داریم:

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$$

$$I_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}\right) \quad , \quad I_{C2} = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}\right)$$

با فرض اینکه $V_{CE} \ll V_A$ باشد آنگاه:

$$\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}} \simeq 1 \Rightarrow \boxed{I_{C1} = I_{C2}}$$

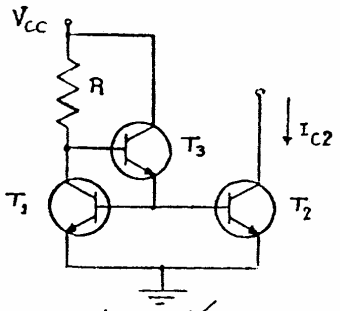
از KCL در کلکتور ترانزیستور T_1: $I_{ref} - I_{C1} - 2\frac{I_{C1}}{\beta_F} = 0$

$$\boxed{I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}}$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{C1} = \frac{I_{ref}}{1 + \frac{2}{\beta_F}} = I_{C2}}$$

اگر $\beta \gg 2$ باشد آنگاه: $\boxed{I_{C1} = I_{C2} = I_{ref}}$

مشاهده می‌شود که با تغییر مقاومت R می‌توان جریان I_{C2} را کنترل کرد.



شکل (۲-۷)

اگر β ترانزیستورها کوچک باشد می‌توان برای تأمین جریان بیس ترانزیستورهای T_1 و T_2 از یک ترانزیستور دیگر استفاده کرد. [شکل (۲-۷)].

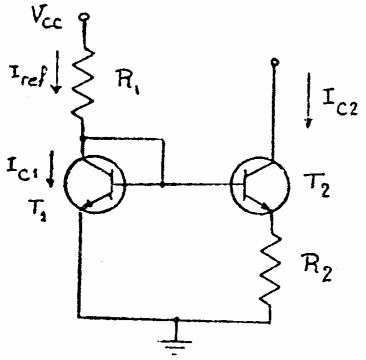
- منبع جریان Widlar:

در مدار تقویت کننده‌ها گاهی برای بایاس کردن مدار، و یا بالا بردن امپدانس خروجی منبع جریان* به جریانهای خیلی کوچک (مثلاً $5^{\mu A}$) نیاز مندیم. اگر بخواهیم از منبع جریان آینه‌ای (۲-۵) استفاده کنیم، باید جریان

POWEREN.IR

PowerEn.ir

مرجع (I_{ref}) خیلی کوچک ایجاد کنیم، که با ($V_{cc} = cte$) مقاومت R را باید بزرگ در نظر گرفت (مثلاً $600^{k\Omega}$) و از طرفی کاربرد مقاومت های بزرگ در مدارهای مجتمع بسیار پر خرج می باشد. برای رفع این اشکال می توان در امیتر ترانزیستور T_2 مطابق شکل (۲-۸) مقاومتی قرار داد.



widlar Current Source (۲-۸) شکل

برای این منبع جریان، داریم:

$$V_{BE1} - V_{BE2} - R_2 I_{C2} = 0$$

$$\begin{cases} I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}\right) \\ I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}\right) \end{cases} \Rightarrow \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \simeq \frac{I_{S1}}{I_{S2}} \frac{e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}}{e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}}$$

برای ترانزیستورهای مشابه، $I_{S1} = I_{S2}$

$$\Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} - V_T \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = V_{BE1} - V_{BE2}$$

$$\Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C2} R_2 \Rightarrow \boxed{V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{C2}} \simeq I_{C2} R_2} \quad (I)$$

با انتخاب نسبت $\frac{I_{ref}}{I_{C2}}$ و I_{C2}، مقاومت R_2 از معادله (I) بدست می آید.

مثال مقدار مقاومت R_2 در منبع جریان شکل (۲-۸) را طوری بدست آورید که:

$I_{C2} = 10^{\mu A}$، $V_{cc} = 30^{V}$ $R_1 = 27^{k\Omega}$ $V_{BE} = 0.7$ (از جریان بیس ها صرفنظر کنید)

حل:

$$I_{C1} = \frac{30 - 0.7}{27^{k}} = 1.08^{mA} \qquad V_T \ln \frac{1.08^{mA}}{10^{\mu A}} \simeq 10^{\mu A} R_2$$

$$\Rightarrow \boxed{R_2 = 11.7^{k\Omega}}$$ از پتانسیومتر استفاده می کنیم

---

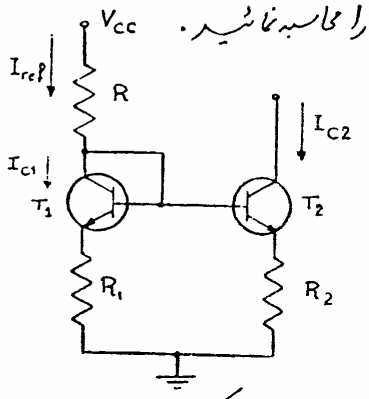
* در نیزیک الکترونیک داریم $h_{oe} = \frac{I_C}{V_A}$ و از طرفی $R_o \approx \frac{1}{h_{oe}} = \frac{V_A}{I_C}$ اگر بخواهیم امپدانس خروجی منبع جریان (R_o) را بالا ببریم باید I_c را کوچک نائیم.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

تمرین:

امپدانس خروجی منبع جریان widlar را محاسبه نمائید.



شکل (۲-۹)

برای دقت بیشتر می‌توان در امیتر ترانزیستور T_1 نیز مقاومتی قرار داد. [شکل (۲-۹)]

بنابراین، $V_{BE1} + R_1 I_{C1} = V_{BE2} + R_2 I_{C2}$

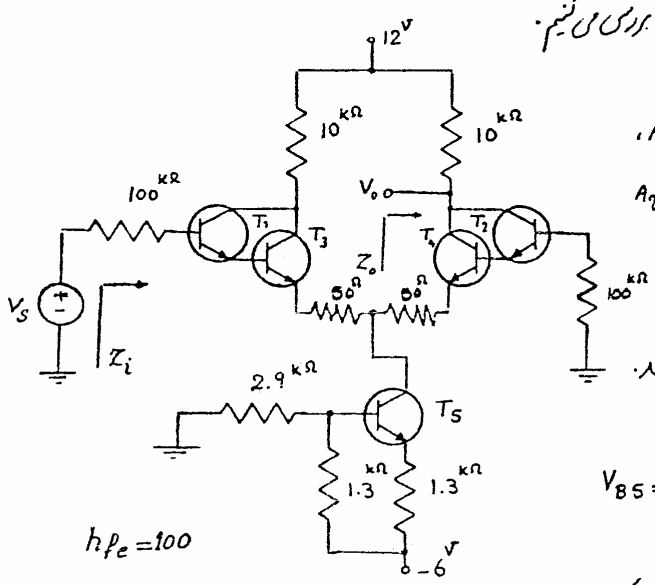
اگر $V_{BE1} \simeq V_{BE2}$ باشد آنگاه،

$$I_{C2} = \frac{R_1}{R_2} I_{C1} \simeq \frac{R_1}{R_2} I_{ref}$$

با تغییر مقاومتهای R_1 و R_2 می‌توان جریان I_{C2} را کنترل کرد.

(۲-۳) کاربرد منابع جریان در تقویت کننده دیفرانسیل:

در مبحث (۲-۱) دیدیم که اگر یکی از خروجی های تقویت کننده دیفرانسیل را مورد استفاده قرار دهیم، باید CMRR را با گذاشتن یک منبع جریان در امیتر ترانزیستورها افزایش دهیم، بگونه‌ای که ولتاژ خروجی، فقط ناشی از اختلاف ولتاژهای ورودی باشد. این مطلب را بطور مختصر در مثال زیر بررسی می‌کنیم.



شکل (۲-۱۰)

مثال مطلوبست A_d ، A_c ، Z_i ، Z_o ، CMRR و $A_v = \frac{V_o}{V_S}$ برای تقویت کننده دیفرانسیل شکل (۲-۱۰). در صورتیکه مقاومت خروجی منبع جریان $r_o = 1M\Omega$ باشد.

حل:

$$V_{B5} = -6 \times \frac{2.9}{2.9 + 1.3} = -4.14^{V}$$

$$I_{C5} = \frac{6 - 4.14 - 0.7}{1.3^{k}} \simeq 0.9^{mA}$$

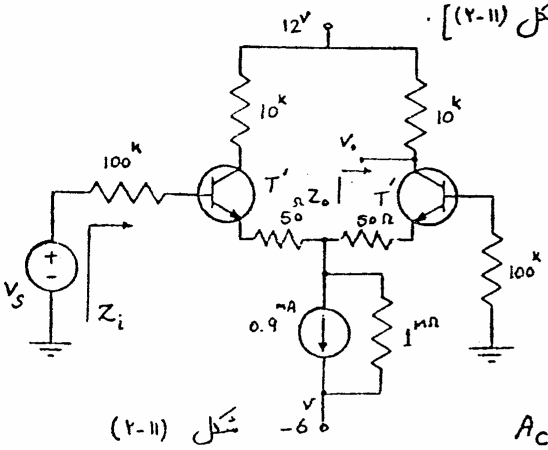
POWEREN.IR

PowerEn.ir

$$\Rightarrow \quad I_{E3} = I_{E4} = 0.45^{mA} \quad \Rightarrow \quad I_{E1} = I_{E2} \simeq \frac{0.45^{mA}}{100} = 4.5^{\mu A}$$

$$h_{ie1} = h_{ie2} = \beta \frac{25^{mV}}{I_{E1}} = 100 \frac{25^{mV}}{4.5^{\mu A}} = \boxed{555.5^{k\Omega}}$$

حال می توان بجای ترانزیستورهای دارلینگتون یک ترانزیستور معادل قرار داد. [شکل (۲-۱۱)]. که پارامترهای ترانزیستور معادل بصورت زیر می باشد.



شکل (۲-۱۱)

$$\beta' = \beta_1 \beta_2 = 10^4 \qquad h'_{ie} = 2h_{ie1} = 1.1^{M\Omega}$$

- A_c ، A_d ، CMRR و A_v :

$$A_c = \frac{-\beta' R_c}{R_b + h'_{ie} + (1+\beta')(R_p + 2r_o)}$$

$$A_c = \frac{-10^4 \times 10}{100^k + 1.1^M + 10^4(50^\Omega + 2\times 1^M)} = \boxed{-5\times 10^{-3}} \qquad A_d = \frac{-\beta' R_c}{2(R_b + h'_{ie} + (1+\beta')R_p)}$$

$$\Rightarrow \quad A_d = \frac{-10^4 \times 10}{2(100 + 1.1^M + 10^4 \times 0.05)} = \boxed{-29.4}$$

$$CMRR = \left|\frac{A_d}{A_c}\right| = \frac{29.4}{5\times 10^{-3}} = \boxed{5882.3}$$

مشاهده می شود که CMRR بطور قابل ملاحظه ای افزایش یافته است بگونه ای که ، $v_o \simeq A_d V_s$

- امپدانس خروجی : $\boxed{Z_o = 10^k}$

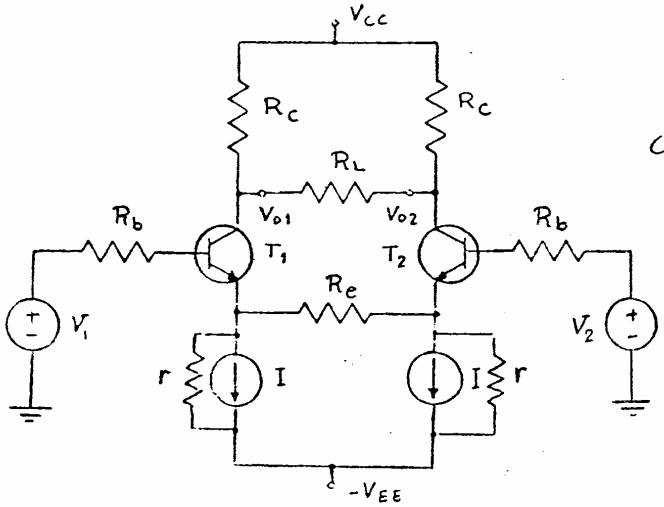
- امپدانس ورودی :

با توجه به روش انعکاس امپدانس :

$$Z_i = 100^k + 1.1^M + 10^4 \left\{ 50^\Omega + 1^M \parallel \left[50^\Omega + \frac{(100^k + 1.1^M)}{10^4} \right] \right\} \simeq \boxed{3.4^{M\Omega}}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir



شکل (۲-۱۲)

تمرین:

مدار تقویت کننده دیفرانسیل شکل (۲-۱۲) را در نظر بگیرید. با فرض اینکه ترانزیستورهای T_1 و T_2 کاملاً مشابه هستند. مطلوبست A_d، A_c، CMRR برای این تقویت کننده.

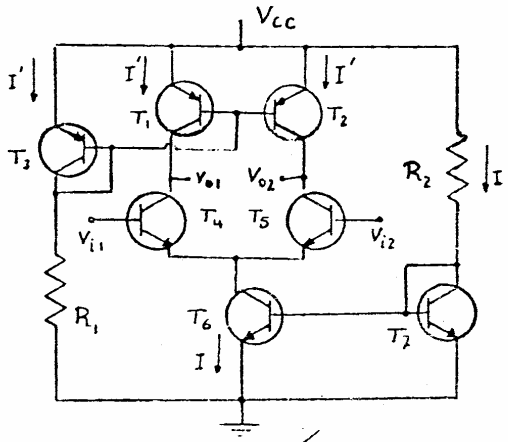
- استفاده از بار فعال:

در مدارهای مجتمع دو نوع بارگذاری داریم که عبارتند از:

۱- Passive Load: مثل قرار دادن یک مقاومت در کلکتور ترانزیستور

۲- Active Load، مثل قرار دادن یک منبع جریان در کلکتور یک ترانزیستور بجای مقاومت R_C

اگر در تقویت کننده‌های دیفرانسیل، بجای مقاومت بار (R_C) از یک منبع جریان استفاده شود (active Load)، مقاومت معادل بار در کلکتور بمراتب بزرگتر شده و در نتیجه ضریب تقویت ولتاژ مدار بالا می‌رود. همچنین بدلیل اینکه در مدارهای مجتمع ساخت ترانزیستور (بعلت حجم و توان کمتر) نسبت به مقاومت اقتصادی‌تر می‌باشد، لذا سعی می‌شود که همواره از حالت بار فعال استفاده شود.



شکل (۲-۱۳)

شکل (۲-۱۳) یک تقویت کننده دیفرانسیل با بار فعال را نشان می‌دهد.

استفاده از بار فعال سبب می‌شود که امپدانس خروجی تقویت کننده نیز افزایش یابد. برای رفع این اشکال می‌توان از یک طبقه تطبیق امپدانس استفاده کرد.

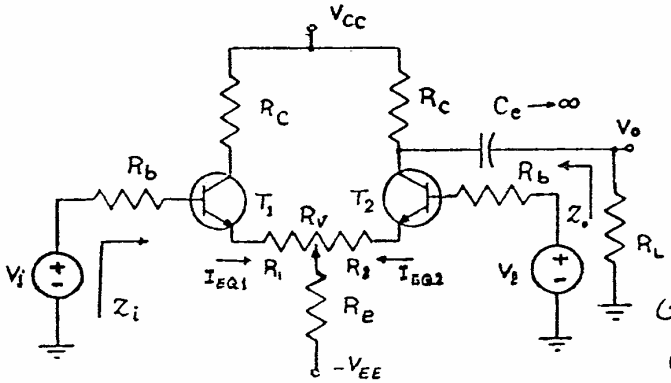
POWEREN.IR

PowerEn.ir

۳- تقویت کننده دیفرانسیل نامتقارن — Unsymmetrical Differential Amp.

تقویت کننده‌هایی را که تاکنون بررسی کردیم، از نظر ترانزیستورها و مقاومتها کاملاً متقارن، و دامنه ولتاژ خروجی‌های آن کاملاً یکسان بوده‌اند. همچنین در حالتیکه فقط مقاومتهای دیده شده از طرف کلکتور ترانزیستورها یکسان نباشد، تقویت کننده متقارن بوده و شکلهای (۳-۱) و (۵-۱) نیز در مورد آن صادق می‌باشند. ولی مقادیر A_c و A_d برای هردو خروجی یکسان نمی‌باشد. و بجای R_c در روابط A_c و A_d، مقاومت دیده شده در کلکتور همان ترانزیستور را قرار می‌دهیم. بنابراین تقویت کننده دیفرانسیلی را متقارن می‌نامیم که ترانزیستورها و مقاومت‌های در بیس و امیتر آن یکسان باشند.

معمولاً ترانزیستورهای بکار رفته در تقویت کننده دیفرانسیل کاملاً مشابه نبوده و همچنین برای تنظیم جریان کلکتور ترانزیستورها، مقاومت‌های کوچکی در امیتر هر یک از ترانزیستورها قرار می‌دهند.



شکل (۳-۱)

شکل (۳-۱) یک تقویت کننده دیفرانسیل نامتقارن را نشان می‌دهد.

برای اینکه جریان نقطه کار ترانزیستورها را یکسان نمائیم، می‌توان از یک پتانسیومتر کوچک (R_V) در امیتر ترانزیستورها استفاده کرد.

بطوریکه:

از KVL در ورودی ترانزیستورها:

$$\left(\frac{R_b}{\beta_1}+R_1\right)I_{EQ1}+V_{BE1}=\left(\frac{R_b}{\beta_2}+R_2\right)I_{EQ2}+V_{BE2}$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

اگر $V_{BE1} \simeq V_{BE2}$

$$R_2 - R_1 = R_b\left(\frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2}\right) \quad (I)$$

و از طرفی: $R_1 + R_2 = R_V \quad (II)$

از معادلات I و II نتیجه می‌شود که:

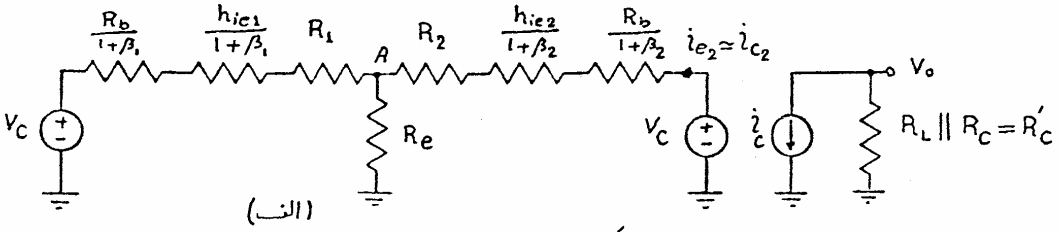
$$\boxed{\begin{cases} R_1 = \dfrac{R_V}{2} + \left(\dfrac{R_b}{2}\right)\left(\dfrac{1}{\beta_1} - \dfrac{1}{\beta_2}\right) \\ R_2 = \dfrac{R_V}{2} - \left(\dfrac{R_b}{2}\right)\left(\dfrac{1}{\beta_1} - \dfrac{1}{\beta_2}\right) \end{cases}}$$

بدین ترتیب جریان نقطه کار ترانزیستورها یکسان می‌شوند.

- محاسبه A_C:

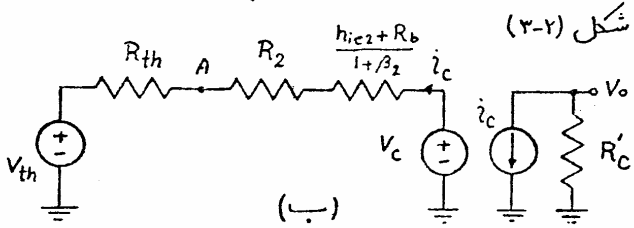
اگر ولتاژ خروجی را ناشی از ولتاژهای دیفرانسیل و مشترک در نظر بگیریم.

$$V_o = A_c\left(\frac{V_1 + V_2}{2}\right) - A_d\left(V_1 - V_2\right)$$



(الف)

شکل (۲-۳)



(ب)

شکل (۲-۳-الف) مدل AC تقویت کننده شکل (۲-۱) را برای $V_1 = V_2 = V_C$ و در حالتیکه المانهای بیس به امیتر منتقل شده‌اند و شکل (۲-۳-ب) مدل ساده شده آنرا نمایش می‌دهد.

داریم:

$$R_{th} = R_e \| \left(R_1 + \frac{R_b + h_{ie1}}{1+\beta_1}\right) \qquad V_{th} = \frac{R_e}{R_e + R_1 + \frac{h_{ie1} + R_b}{1+\beta_1}} V_C = kV_C$$

$$i_c = \frac{V_C\,(1-k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1+\beta_2}} \qquad A_C = \frac{V_o}{V_C} = \frac{-R'_C\, i_c}{V_C} = \frac{-R'_C\,(1-k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1+\beta_2}}$$

POWEREN.IR

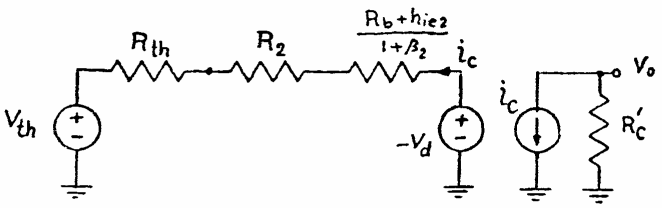
PowerEn.ir

$$A_c = \frac{-R_c'\left[R_b + h_{ie1} + (1+\beta_1)R_1\right]}{R_e\left[(1+\beta_1)(R_1+R_2) + R_b + h_{ie1} + \frac{1+\beta_1}{1+\beta_2}(R_b+h_{ie2})\right] + \left(R_2 + \frac{R_b+h_{ie2}}{1+\beta_2}\right)\left[(1+\beta_1)R_1 + R_b + h_{ie1}\right]}$$

مشاهده می‌شود که با بزرگ کردن مقاومت R_e و یا قرار دادن منبع جریان بجای آن، $A_c \simeq 0$ خواهد شد.

- محاسبه A_d:

شکل (۳-۳) مدار ساده شده برای حالت $V_1 = V_d = -V_2$ را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۳)

برای این حالت داریم:

$$R_{th} = R_e \| \left(\frac{R_b+h_{ie1}}{1+\beta_1} + R_1\right) \qquad V_{th} = k V_d \qquad i_c = -\frac{V_d(1+k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b+h_{ie2}}{1+\beta_2}}$$

$$A_d = \frac{V_o}{-(V_1-V_2)} = \frac{R_c' i_c}{2V_d} = \frac{-R_c'(1+k)}{2\left(R_{th} + R_2 + \frac{R_b+h_{ie2}}{1+\beta_2}\right)}$$

$$A_d = \frac{-R_c'\left[2(1+\beta_1)R_e + R_b + h_{ie1} + (1+\beta_1)R_1\right]}{2\left\{R_e\left[(1+\beta_1)(R_1+R_2) + R_b + h_{ie1} + \frac{1+\beta_1}{1+\beta_2}(R_b+h_{ie2})\right] + \left(R_2 + \frac{R_b+h_{ie2}}{1+\beta_2}\right)\left[(1+\beta_1)R_1 + R_b + h_{ie1}\right]\right.}$$

با در نظر گرفتن R_eهای بزرگ و یا منبع جریان به جای آن خواهیم داشت:

$$A_d \simeq \frac{-R_c'(1+\beta_1)}{(1+\beta_1)R_V + 2R_b + h_{ie1} + h_{ie2}}$$

- امپدانس ورودی:

با توجه به روش انعکاس امپدانس:

$$Z_i = R_b + h_{ie1} + (1+\beta_1)\left\{R_1 + R_e \| \left[R_2 + \frac{R_b+h_{ie2}}{1+\beta_2}\right]\right\}$$

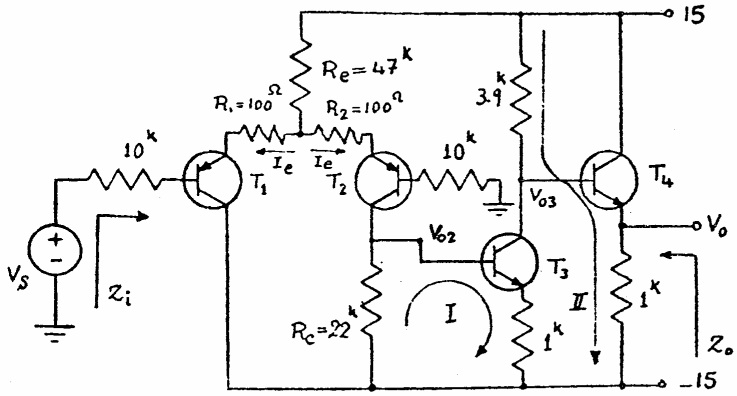
POWEREN.IR

PowerEn.ir

- امپدانس خروجی:

$$\boxed{Z_o = R_C}$$

با توجه به مقادیر A_c و A_d که برای تقویت کننده‌های دیفرانسیل نامتقارن محاسبه گردیده است، مشاهده می‌شود که این تقویت کننده‌ها نیز دارای CMRR بزرگی هستند.



شکل (۳-۴)

مثال) مطلوبست محاسبه Z_o ، $A_V = \frac{V_o}{V_s}$ و Z_i برای تقویت کننده شکل (۳-۴). با فرض اینکه:

$V_{BE} = 0.6$

$\beta_1 = \beta_2 = 100$ ، $\beta_3 = 250$

$\beta_4 = 200$

حل:

از KVL در ورودی:

$$47 \times 2I_e + 0.1 I_e + 0.6 + \frac{I_e}{\beta_1} \times 10 = 15 \Rightarrow I_e = 0.15^{mA}$$

$$\Rightarrow \quad r_{\pi_1} = r_{\pi_2} = \beta \frac{25^{mV}}{I_c} = 16.7^{k\Omega}$$

از KVL در حلقه (I):

$$22 \times 0.15 = 0.6 + 1 \times I_{e3} \Rightarrow I_{e3} = 2.7^{mA} \Rightarrow r_{\pi 3} = 23^{k\Omega}$$

از KVL در حلقه II:

$$15 - 3.9 \times 2.7 = 0.6 + 1 \times I_{e4} - 15 \Rightarrow I_{e4} = 19^{mA} \Rightarrow r_{\pi 4} = 250^{\Omega}$$

- محاسبه A_V:

$$V_{o2} = \frac{-\beta_2 R_{eqc2}}{R_b + r_{\pi 2} + (1+\beta_2)(R_2 + 2R_e)} \times \frac{V_s}{2} - \frac{-\beta_2 R_{eqc2}}{2\left(R_b + r_{\pi 2} + (1+\beta_2)R_2\right)} V_s$$

$$R_{eqc2} = 22^k \,||\, \left(2.3^{k\Omega} + (1+\beta_3) \times 1\right) = 20.2^{k\Omega}$$

$$V_{o2} = \frac{-100 \times 20.2}{10 + 16.7 + 101(0.1 + 2 \times 47)} \times \frac{V_s}{2} - \frac{-100 \times 20.2}{2(10 + 16.7 + 101 \times 0.1)} = -0.21 \times \frac{V_s}{2} + 27.45 V_s = 27.3 V_s$$

دیده می‌شود که می‌توانستیم از A_c در مقابل A_d صرفنظر کنیم.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

$$A_V = \frac{V_o}{V_S} = \frac{V_o}{V_{o3}} \times \frac{V_{o3}}{V_{o2}} \times \frac{V_o}{V_{S'}} = \frac{201 \times 1^k}{250^\Omega + 201 \times 1^k} \times \frac{-250\left[3.9 \| (0.25 + (1+200) \times 1^k\right]}{2.3 + 251 \times 1^k}$$

$$\times 27.3 \Rightarrow \boxed{A_V = -103.13}$$

- امپدانس ورودی :

$$Z_i = 10^k + 16.7 + (1+100)\left\{0.1 + 47 \| \left[0.1 + \frac{16.7+10}{1+100}\right]\right\} = \boxed{73.3^{k\Omega}}$$

- امپدانس خروجی :

$$Z_o = 1^k \| \left(\frac{0.25+39}{1+200}\right) = \boxed{20.2^\Omega}$$

تمرین :

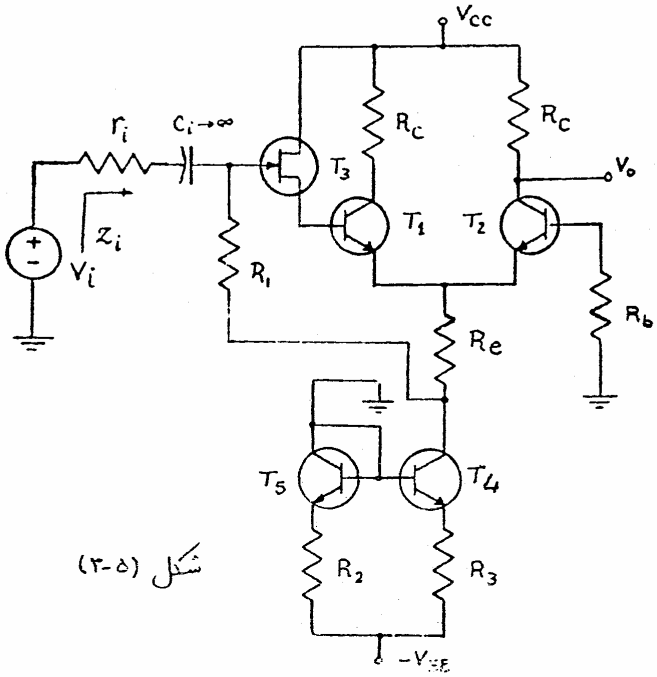
مدار شکل (۵-۳) یک تقویت کننده دیفرانسیل را که دارای امپدانس ورودی بزرگی است، نشان می دهد.

در صورتیکه $R_1 \gg R_e$ ، امپدانس منبع جریان بی نهایت، ترانزیستورهای T_1 و T_2 مشابه و پارامترهای آنها h_{ie} و β و برای FET ، μ و r_d باشند.

مطلوبست :

الف ، امپدانس ورودی Z_i

ب ، بهره ولتاژ $A_V = \frac{V_o}{V_i}$



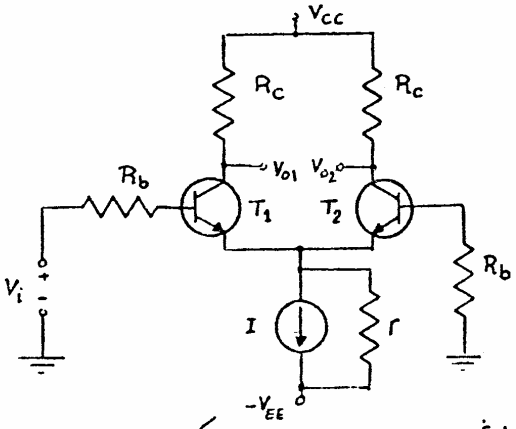
شکل (۵-۳)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴ - استفاده از طبقهٔ دیفرانسیل بعنوان تقویت کننده DC :

اگر یکی از ورودی های تقویت کننده دیفرانسیل را به زمین متصل کنیم، آنوقت بین ورودی دیگر و خروجی های دیفرانسیل، یک تقویت کننده DC بسیار مطلوبی خواهیم داشت.



شکل (۴-۱)

در واقع به ازای $V_i = 0$

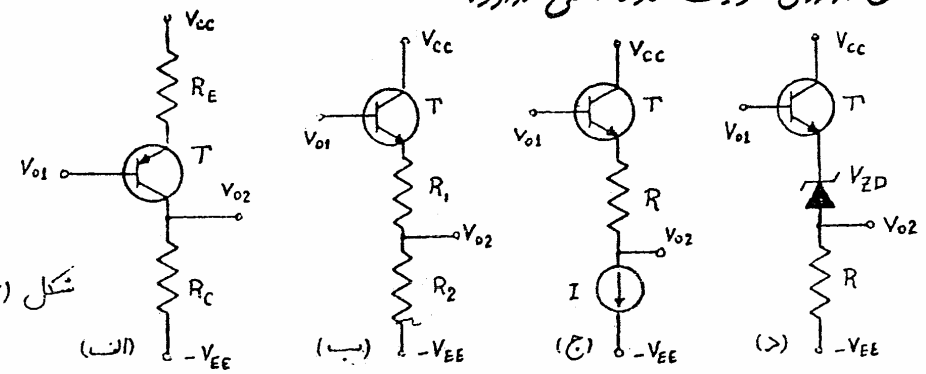
$$V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = 0$$

و ضریب تقویت ولتاژ مدار:

$$V_{od} = 2A_d V_i \Rightarrow A_V = \frac{\beta R_C}{R_b + h_{ie}}$$

چونکه V_{od} یک ولتاژ نسبی است، بنابراین از V_{o1} یا V_{o2} بتنهایی بعنوان خروجی استفاده کنیم ولی در این حالت اگر $V_i = 0$ باشد ولتاژ V_o لزوماً صفر نخواهد بود. برای رفع این اشکال می توان بدنبال طبقه دیفرانسیل از یک تغییر سطح دهندهٔ ولتاژ (level Shifter) استفاده کرد و ولتاژ خروجی را صفر نمائیم.

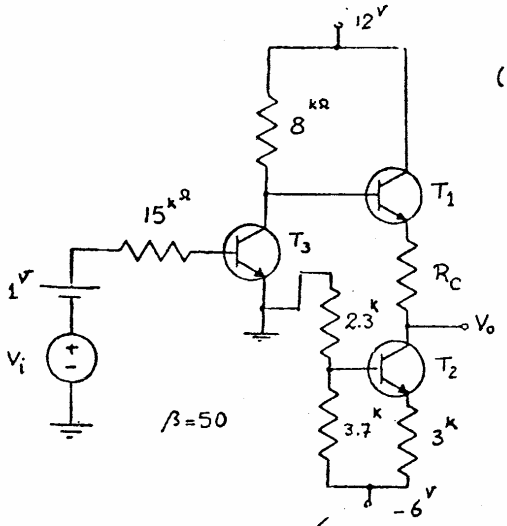
شکل (۴-۲) چند نمونه ساده از تغییر سطح دهنده ها را نشان می دهد. در طراحی تغییر سطح دهنده ها باید توجه کرد که ضریب تقویت کل مدار تقویت کننده، نباید کاهش یابد یعنی اینکه ضریب تقویت خود تغییر سطح دهنده ها باید در حدود واحد باشد و اثر بارگذاری قابل ملاحظه ای بر روی تقویت کننده اصلی نگذارد.



شکل (۴-۲)

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۴-۳)

مثال مدار تقویت کننده DC شکل (۴-۳) را در نظر بگیرید. مقاومت R_C را چنان تعیین کنید که با صفر بودن ولتاژ ورودی خروجی V_o نیز صفر شود.

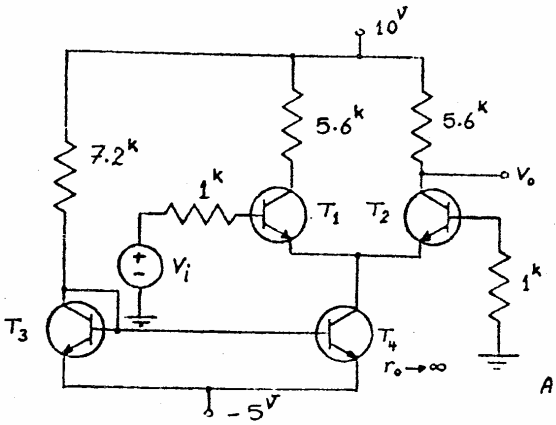
حل:

$$V_{B2} = \frac{2.3}{3.7+2.3}\times 1-6 = -2.3^{V}$$

$$I_{E2} = \frac{-2.3-0.7+6}{3^{k}} = 1^{mA} \qquad I_{C3} = \frac{1-0.7}{15/51} = 1^{mA}$$

$$V_{C3} = 0.7 + R_C \times 1^{mA} \Rightarrow \boxed{R_C = 3.3^{k\Omega}}$$

تمرین:



(الف)

مدار تقویت کننده شکل (۴-۴-الف) را در نظر بگیرید با فرض اینکه:

$\beta = 100$ ، $V_{BE} = 0.7$

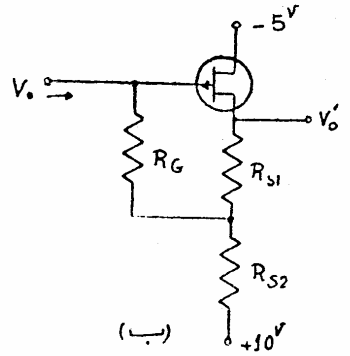
الف: مطلوبست ضریب تقویت ولتاژ $A_V = \frac{V_o}{V_i}$

ب: می‌خواهیم بکمک یک FET سطح ولتاژ DC خروجی V_o' را در حالت $V_i = 0$ روی صفر دست نگه داریم. [شکل (۴-۴-ب)]

- مقاومتهای R_G، R_{S1} و R_{S2} و سپس $A_V' = \frac{V_o'}{V_i}$ را بدست آورید.

پارامترهای FET:

$V_P = 6^{V}$ $r_d = 100^{k}$ $I_{DSS} = 16^{mA}$



(ب)

شکل (۴-۴)

POWEREN.IR

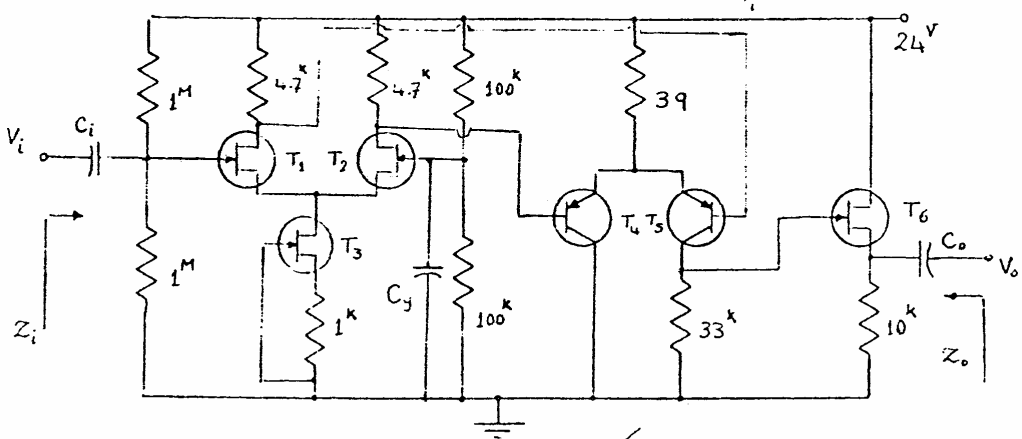
PowerEn.ir

تمرین های مختلف :

۱- در صورتیکه مشخصات ترانزیستورهای تقویت کننده شکل (P-1) مشابه باشند و

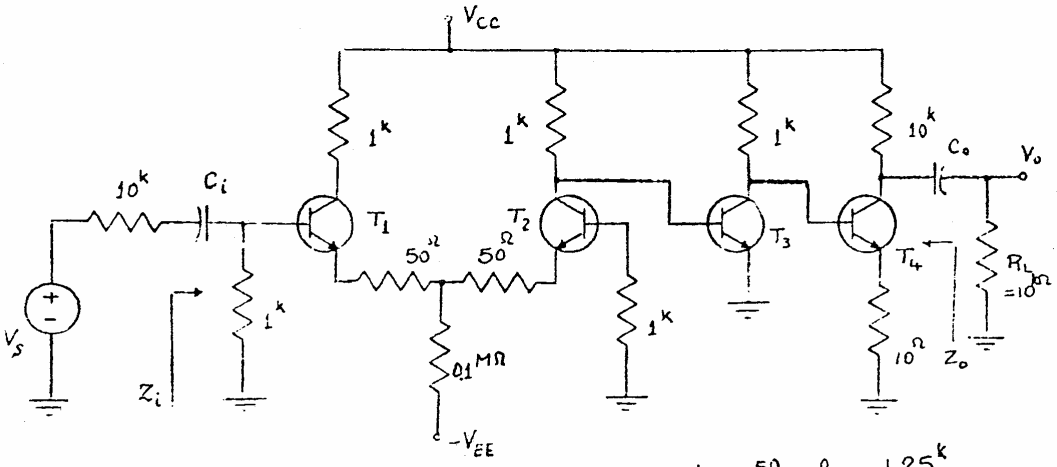
$V_{BE}=0.6$ $\beta=200$ $V_P=-4^V$ $I_{DSS}=8^{mA}$ $r_d=100^k$

مطلوبست محاسبه $A_V=\frac{V_o}{V_i}$ ، Z_i و Z_o .



شکل (P-1)

۲- مطلوبست محاسبه Z_i ، Z_o و $A_V=\frac{V_o}{V_s}$ برای تقویت کننده مدار شکل (P-2) .



$h_{fe}=50$, $h_{ie}=1.25^k$

شکل (P-2)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

۳- مدار تقویت کننده شکل (P-3) را در نظر بگیرید.

مطلوبست محاسبه:

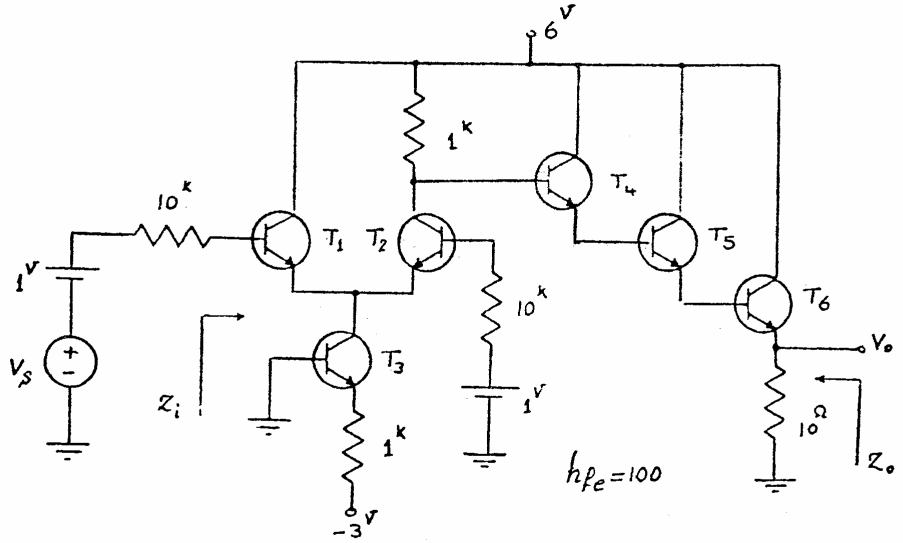
الف: نقطه کار ترانزیستورها

ب: امپدانس خروجی منبع جریان (۲)، درصورتیکه برای ترانزیستور T_3:

$h_{fe}=100$ ، $h_{re}\simeq 0$ و $h_{oe}=10^{-4}$ باشد.

ج: ضریب تقویت ولتاژ $A_V=\frac{V_o}{V_s}$

د: امپدانس ورودی و خروجی.



شکل (P-3)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

بخش ۵

تقویت کننده های (عملیاتی)

تقویت کننده های عملیاتی (Operational Amplifier)، که به اختصار "OP-AMP" نامیده می شوند، تقویت کننده هایی با کوپلاژ مستقیم هستند که دارای ضریب تقویت ولتاژ بسیار بزرگی می باشند. از آنجائیکه "OP-AMP" دارای ضریب تقویت ولتاژ بسیار بزرگی است، بنابراین اگر به ورودی های آن اختلاف پتانسیل بسیار کوچکی نیز اعمال شود، می بایست در خروجی آن ولتاژ بسیار بزرگی بوجود آید، ولی در عمل، تقویت کننده وارد ناحیه اشباع شده و بصورت غیرخطی عمل می نماید. در صورتیکه "OP-Amp" بعنوان یک تقویت کننده خطی مورد استفاده قرار گیرد، خواهید دید که ضریب تقویت کل تقویت کننده مورد نظر با روشهای مختلف قابل کنترل خواهد بود.

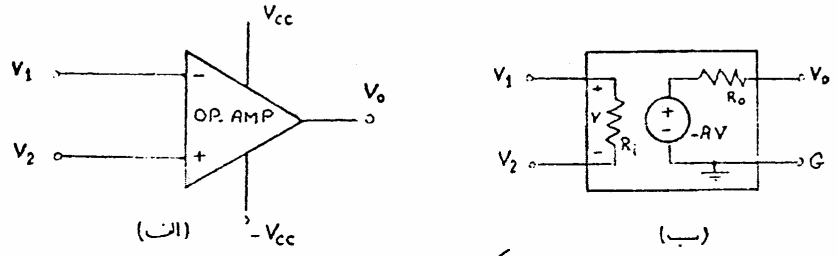
تقویت کننده های عملیاتی مجتمع با مشخصات پیش بینی شده، کاربردهای متنوعی در سیستم های الکترونیکی داشته و از نظر اقتصادی نیز بخش ارزان قیمتی را در یک سیستم تشکیل می دهند و دارای مزایایی از قبیل: ابعاد کوچک، قابلیت اطمینان بالا (High Reliability) و پایداری حرارتی خوبی هستند.

در این بخش ابتدا مدار معادل و ساختمان داخلی "OP-Amp" بررسی شده سپس چندین مورد استفاده آن در مدارهای خطی و غیرخطی تشریح خواهد شد.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

شکل (۱-الف) مدل شماتیکی یک تقویت کننده عملیاتی و شکل (۱-ب) مدار معادل این تقویت کننده را نمایش می دهد.



شکل (۱)

تقویت کننده‌های عملیاتی دارای ورودی‌های دیفرانسیل می‌باشند که در آن ولتاژهای V_1 و V_2 بترتیب ولتاژهای اعمال شده به ورودی‌های منفی (Inverting) و مثبت (Noninverting) را مشخص می‌نمایند.

- خصوصیات تقویت کننده عملیاتی:

۱- دارای CMRR بزرگ

۲- امپدانس ورودی بسیار بزرگ

۳- امپدانس خروجی بسیار کوچک

۴- ضریب تقویت ولتاژ بزرگ

۵- زمانی که $V_1=V_2=0$ می‌باشد V_o برابر صفر شود (تقویت کننده DC)

۶- پهنای باند وسیع

۷- پایداری حرارتی خوب

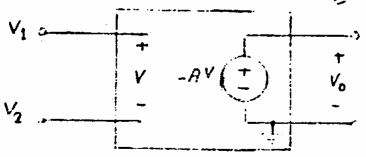
بعنوان مثال، یک تقویت کننده عملیاتی خوب دارای مشخصات زیر است.

۱- $R_i > 100^{K\Omega}$ ۲- $R_o < 100^{\Omega}$ ۳- $A > 10000$

برای اینکه تقویت کننده عملیاتی بصورت ایده‌آل درآید باید دارای خصوصیات زیر باشد.

۱- $R_i \to \infty$ ۲- $R_o \to 0$

۳- $A \to \infty$ ۴- $BW \to \infty$ (پهنای باند)



شکل (۲)

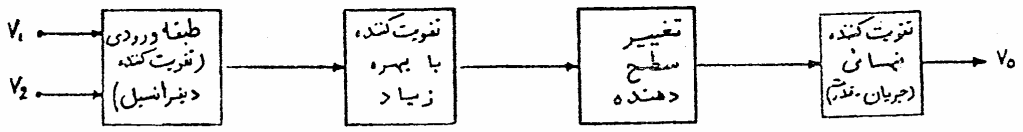
شکل (۲) مدار معادل ایده‌آل یک OP-Amp را نشان می‌دهد.

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۱- طبقات مختلف یک "OP-AMP"

تقویت کننده‌های عملیاتی به صورتهای مختلف و پیچیده‌ای ساخته می‌شوند که دارای طبقات مشابهی هستند. شکل (۱-۱) قسمتهای مختلف ساختمان داخلی یک تقویت کننده عملیاتی را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۱)

(۱-۱) طبقه ورودی:

با توجه به خصوصیات گفته شده، تقویت کننده دیفرانسیل می‌تواند بعنوان طبقه ورودی این تقویت کننده مورد استفاده قرار گیرد. از آنجائیکه OP-AMP ها باید دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگی باشند، می‌توان در طبقه دیفرانسیل از زوج دارلینگتون و یا FET استفاده نمود. برای بالا بردن CMRR، همانطوریکه می‌دانیم می‌توان از منبع جریان در امیتر ترانزیستورهای طبقه دیفرانسیل و یا چند طبقه از این تقویت کننده را بصورت پشت سرهم استفاده کرد.

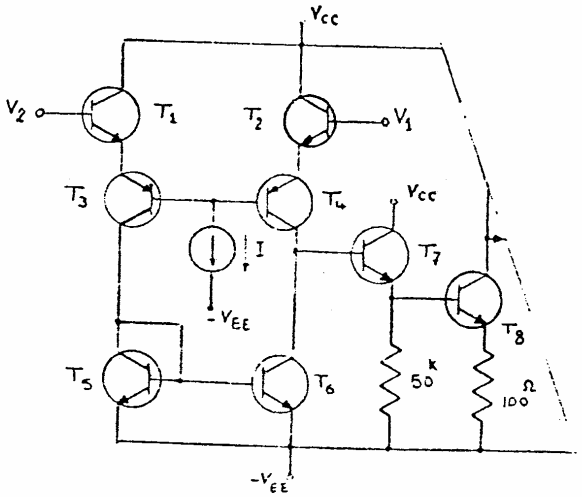
(۱-۲) طبقه افزایش ضریب تقویت:

برای افزایش ضریب تقویت می‌توان بعد از طبقات دیفرانسیل از چند طبقه امیتر مشترک استفاده کرد. همچنین می‌توان با قرار دادن منبع جریان "active load" در کلکتور ترانزیستورهای طبقات دیفرانسیل ورودی، مقاومت دینامیکی در کلکتور را بزرگ کرده و با اینکار ضریب تقویت را بطور قابل ملاحظه‌ای افزایش داد، ولی باید توجه کرد که امپدانس ورودی طبقه بعدی باید بزرگ باشد تا سبب کاهش ضریب تقویت

POWEREN.IR

PowerEn.ir

نگردد برای این منظور از یک طبقه «تطبیق امپدانس» بعد از طبقه دیفرانسیل استفاده می‌کنیم.



شکل (۱-۲)

شکل (۱-۲) قسمتی از ورودی «Op-Amp 741» را بطور ساده نشان می‌دهد. ترانزیستورهای T_5 و T_6 یک آینه جریان را تشکیل می‌دهند، ترانزیستور T_7 بصورت C.C. برای تطبیق امپدانس و ترانزیستور T_8 بصورت C.E. برای افزایش ضریب تقویت بکار رفته است.

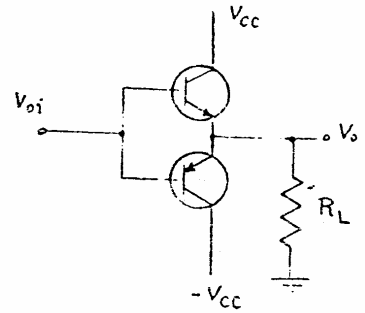
(۱-۳) تغییر سطح دهنده:

به علت اینکه تقویت کننده‌های عملیاتی در حالت DC نیز قابل استفاده می‌باشند، بنابراین در مدار داخلی آنها هیچ خازن کوپلاژی مورد استفاده قرار نمی‌گیرد.

حال برای آنکه در حالت بدون سیگنال $(V_1 = V_2 = 0)$ در خروجی این تقویت $V_o = 0$ شود باید از یک طبقه «تغییر سطح دهنده» (level shifter) استفاده کرد.

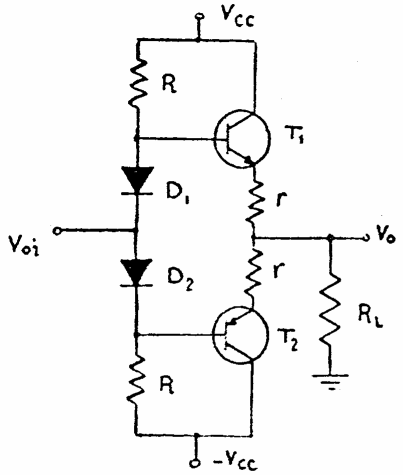
(۱-۴) طبقه نهائی:

طبقه خروجی یک Op.Amp باید بتواند جریان و قدرت بار را تأمین کند و دارای امپدانس خروجی کوچکی نیز باشد. یک ترکیب معمول برای طبقه خروجی یک Op-Amp می‌تواند بصورت یک تقویت کننده پوش پول با ترانزیستورهای مکمل باشد. [شکل (۱-۳)]



POWEREN.IR

PowerEn.ir



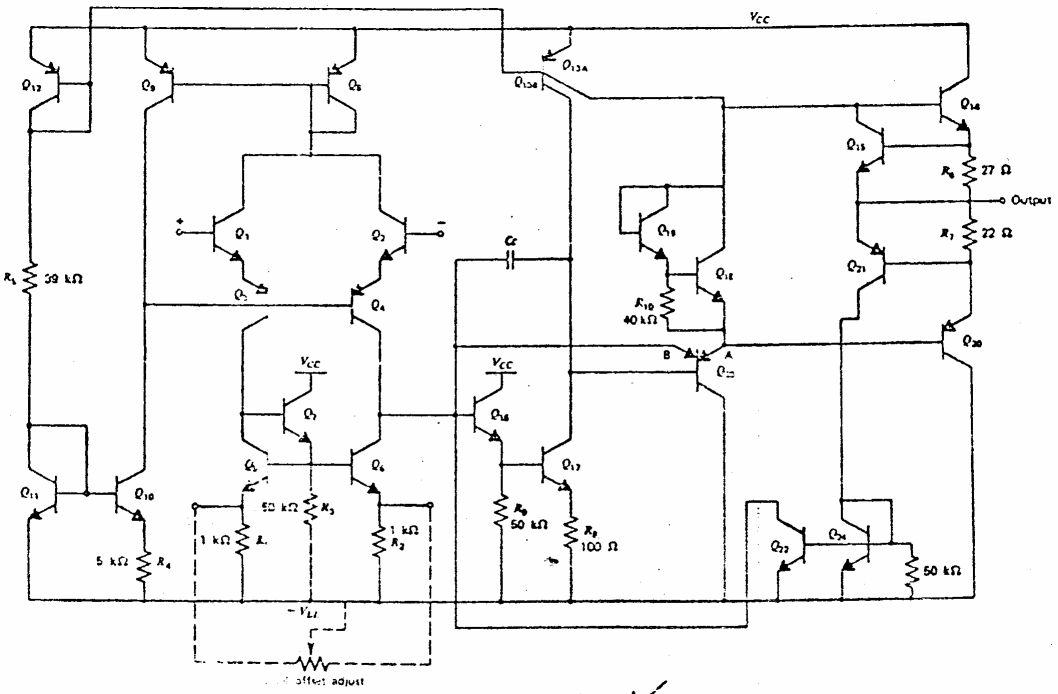
شکل (۱-۴)

همانطوریکه می دانیم خروجی مدار شکل (۱-۳) دارای اعوجاج عبوری است. برای از بین بردن این اعوجاج می توان ترانزیستورهای T_1 و T_2 را تا آستانه هدایت بایاس کرد (کلاس AB) و برای خطی تر شدن این طبقه می توان مقاومتهای کوچکی در امیتر ترانزیستورها قرار داد. [شکل (۱-۴)]

شکل (۱-۵) مدار واقعی "OP-Amp 741" را نشان می دهد.

تمرین:

تقویت کننده عملیاتی شکل (۱-۵) را به طور کیفی بررسی کرده و کار هر ترانزیستور را بیان کنید.



شکل (۱-۵)

POWEREN.IR

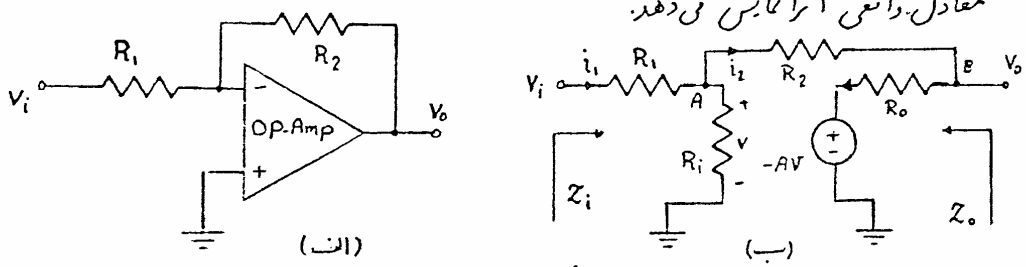
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۲- کاربردهای خطی OP-AMP

OP-Amp ها دارای کاربردهای خطی متنوعی هستند که در این قسمت، ما چند کاربرد مهم آنرا بررسی می‌کنیم.

۲-۱ تقویت کننده معکوس کننده : - Inverting Amplifier:

شکل (۲-۱-الف) یک مدار تقویت کننده معکوس کننده و شکل (۲-۱-ب) مدار معادل واقعی آنرا نمایش می‌دهد.



شکل (۲-۱)

- ضریب تقویت ولتاژ :

از KCL در گره A و KVL در خروجی:

$$i_1 = \frac{V}{R_i} + i_2 \quad (I) \qquad i_2 = \frac{V_o + AV}{R_o} \quad (II)$$

از KVL در ورودی:

$$i_1 = (V_i - V)/R_o \quad (III)$$

از KVL بین گره‌های A و B:

$$i_2 = (V - V_o)/R_2 \quad (IV)$$

با توجه به این معادلات:

$$\Rightarrow \begin{cases} \dfrac{V}{R_i} + \dfrac{V_o + AV}{R_o} = \dfrac{V_i - V}{R_1} \\[2ex] \dfrac{V - V_o}{R_2} = \dfrac{V_o + AV}{R_o} \end{cases} \Rightarrow A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\dfrac{R_o}{R_2 + R_o}(1+A) - A}{1 + \dfrac{R_1}{R_i} + \dfrac{R_1}{R_2 + R_o}(A+1)}$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

اگر $A+1 \simeq A$ $\quad R_o \ll R_2 \quad R_1 \ll R_i$ داریم:

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \simeq \frac{-A}{1+\frac{R_1}{R_2}A} \simeq -\frac{R_2}{R_1}$$

مشاهده می‌شود که می‌توان با تغییر نسبت $\frac{R_2}{R_1}$ ضریب تقویت ولتاژ را کنترل کرد. علامت منفی نشان‌دهنده این است که خروجی نسبت به ورودی تقویت کننده 180° اختلاف فاز دارد (به همین دلیل تقویت‌کننده را معکوس کننده می‌نامند).

اگر ضریب تقویت A خیلی بزرگ باشد، $\frac{V-V_o}{R_2} = \frac{V_o+AV}{R_o} \Rightarrow V = \frac{R_2+R_o}{R_o-AR_2}V_o \simeq \frac{V_o}{-A}$

$V \simeq 0$ خواهد شد.

و از طرفی: $i_1 - i_2 = \frac{V}{R_i} \simeq 0$

در نتیجه جریان ورودی منفی ناچیز می‌شود. به این دلیل نقطه A را زمین مجازی (Virtual ground) می‌نامند.

- امپدانس ورودی:

$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_1} \qquad i_1 = \frac{V}{R_i} + i_2 = \frac{V}{R_i} + \frac{V+AV}{R_2+R_o} \quad (I)$$

$$V = V_i + (-R_1 i_1) \quad (II)$$

از جایگذاری معادله (I) در (II):

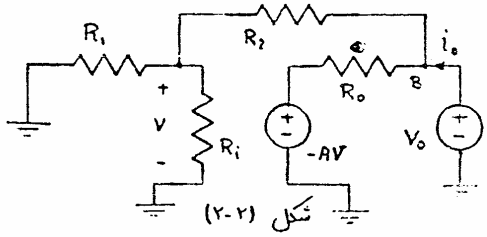
$$i_1 = \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1+A}{R_2+R_o}\right)(V_i - R_1 i_1)$$

و با ساده کردن این رابطه داریم:

$$Z_{in} = R_1 + 1\Big/\left[\frac{1}{R_i} + \frac{(1+A)}{R_2+R_o}\right]$$

حال اگر A خیلی بزرگ باشد.

$$Z_{in} \simeq R_1$$



شکل (۲-۲)

- امپدانس خروجی:

برای محاسبه امپدانس خروجی مدار شکل (۲-۲)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

داریم:

$$Z_o = \frac{V_o}{i_o}$$

از KCL در گره B:

$$i_o = \frac{V_o}{R_2 + (R_1 \| R_i)} + \frac{V_o + AV}{R_o} \quad (I)$$

و از تقسیم ولتاژ در شاخه ورودی:

$$V = \frac{R_1 \| R_i}{R_1 \| R_i + R_2} V_o \quad (II)$$

از جایگذاری معادله (II) در (I):

$$i_o = \frac{V_o}{R_o}\left(1 + \frac{R_o}{R_2 + R_1 \| R_i} + A\,\frac{R_1 \| R_i}{R_1 \| R_i + R_2}\right)$$

نتیجتاً خواهیم داشت:

$$\boxed{Z_o = \frac{R_o(R_2 + R_1)}{R_o + AR_1} \simeq \left(\frac{R_2 + R_1}{AR_1}\right) R_o}$$

مشاهده می‌شود که امپدانس خروجی این تقویت کننده خیلی کوچکتر از R_o (امپدانس خروجی op.Amp) می‌باشد.

مثال) برای تقویت کننده شکل (۱-۲-الف) داریم:

$A = 10000$, $R_o = 50^{\Omega}$, $R_i = 500^{k\Omega}$, $R_1 = 1.2^{k\Omega}$, $R_2 = 10^{k\Omega}$

مطلوبست Z_i ، Z_o و A_V برای این تقویت کننده.

حل: ضریب تقویت،

$$A_V = \frac{\frac{0.05}{10 + 0.05}(1 + 10^4) - 10^4}{1 + \frac{1.2}{500} + \frac{1.2}{10 + 0.05}(1 + 10^4)} = \boxed{-8.325}$$

بدلیل اینکه $A \gg 1$ ، $R_o \ll R_2$ ، $R_1 \ll R_i$ پس از روش تقریبی نیز می‌توانیم استفاده کنیم.

$$A_V \simeq -\frac{R_2}{R_1} = \frac{-10}{1.2} = \boxed{-8.333}$$

دیده می‌شود که هر دو جواب با تقریب بسیار خوبی برابر می‌باشند.

- امپدانس ورودی:

$$Z_{in} = 1.2 + 1 \Big/ \left(\frac{1}{500} + \frac{1 + 10^4}{10 + 0.05}\right) = 1.2 + 10^{-3} \simeq \boxed{1.2^{k\Omega}}$$

- امپدانس خروجی:

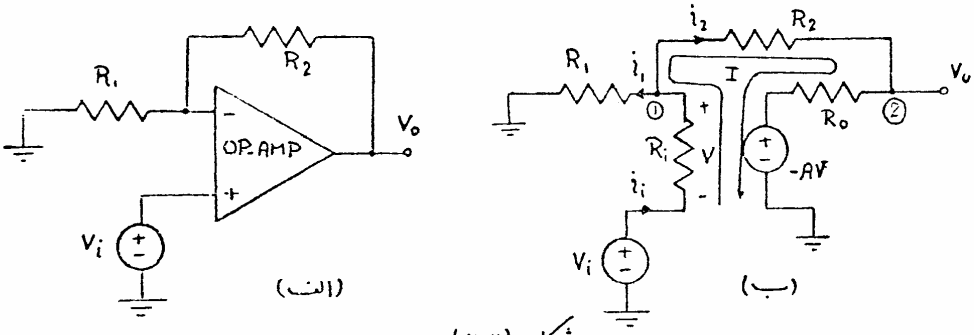
$$Z_o = \left(\frac{10 + 1.2}{10^4 \times 1.2}\right) 0.05 = \boxed{0.046^{\Omega}}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

(۲-۲) تقویت کننده معکوس نکننده : Noninverting Amplifier:

شکل (۲-۳-الف) مدار یک تقویت کننده معکوس نکننده و شکل (۲-۳-ب) مدار معادل واقعی آنرا نمایش می دهد.



شکل (۲-۳)

- ضریب تقویت ولتاژ :

از KCL در گره (1) :

$$i_i = i_1 + i_2 \Rightarrow \frac{V_i - V_1}{R_i} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_1 - V_o}{R_2}$$

$$V_1\left(1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_i\right) = V_i/R_i + V_o/R_2 \quad (I) \qquad i_2 = \frac{V_o + AV}{R_o}$$

از KVL در حلقه (I) داریم ،

$$V_i + V + AV = (R_2 + R_o)\, i_2 \Rightarrow V_i + (1+A)V = (R_2 + R_o)(V_o + AV)/R_o \quad (II)$$

$$V = V_1 - V_i \quad (III)$$

از روابط (I) ، (II) و (III) نتیجه می شود.

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = \left[\frac{AR_2}{AR_2 - R_o}\left(\frac{1}{R_1 \| R_2 \| R_i}\right) - \frac{1}{R_i}\right] \Big/ \left[\frac{R_2 + R_o}{AR_2 - R_o}\left(\frac{1}{R_1 \| R_2 \| R_i}\right) + \frac{1}{R_2}\right]$$

اگر $R_i \gg R_1$ یا R_2 ، $R_o \ll R_2$ و $A \gg 1$ باشد در نتیجه ،

رابطه روبرو را می توان از روش دیگری نیز بدست آورد . با توجه به اینکه $A \gg 1$ بنابراین ،

$$\boxed{A_v = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

$V \simeq 0$ می شود پس : $V_1 \simeq V_i \qquad i_1 \simeq -i_2$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

$$i_1 = \frac{V_1}{R_1} \simeq \frac{V_i}{R_1} \quad , \quad i_2 = \frac{V_i - V_o}{R_2} \Rightarrow \frac{V_i}{R_1} = \frac{V_o - V_i}{R_2} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

مشاهده می‌شود که با این ترتیب نیز به همان جواب قبلی رسیدیم.

در این مدار خروجی با ورودی همفاز بوده و ضریب تقویت به نسبت $\frac{R_2}{R_1}$ بستگی دارد.

- امپدانس ورودی:

$$Z_i = V_i / i_i$$

$$i_i = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_1 - V_o}{R_2} = V_1\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) - \frac{V_o}{R_2} \quad (IV)$$

$$V_1 = V_i - R_i i_i \quad (V)$$

با توجه به روابط (II) داریم:

$$V_i + (1+A)V = (R_2 + R_o)(V_o + AV)/R_o$$

$$\Rightarrow \quad V_o = \left[R_i (AR_2 - R_o)/(R_2 + R_o)\right] i_i + \left[R_o/(R_2 + R_o)\right] V_i \quad (VI)$$

از روابط (IV)، (V) و (VI) نتیجه می‌شود،

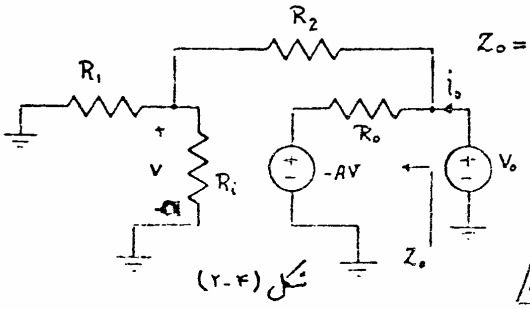
$$Z_{in} = \frac{V_i}{i_i} = \frac{R_1 R_i (1+A) + (R_1 + R_i)(R_2 + R_o)}{R_1 + R_2 + R_o}$$

اگر $R_o \ll R_2$ ، $R_1 \ll R_i$ و $AR_1 \gg R_2$ باشد، در نتیجه:

$$\boxed{Z_{in} \simeq R_i A / \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

مشاهده می‌شود که این تقویت کننده دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگی می‌باشد.

- امپدانس خروجی:



شکل (۲-۴)

طبق تعریف

$$Z_o = \left.\frac{V_o}{i_o}\right|_{V_i = 0}$$

امپدانس خروجی این تقویت کننده برابر امپدانس خروجی تقویت کننده معکوس کننده می‌باشد.

$$\boxed{Z_o \simeq R_o (R_1 + R_2)/AR_1}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

تمرین:

ضریب تقویت ولتاژ (A_v)، امپدانس ورودی (Z_i) و امپدانس خروجی (Z_o) را برای تقویت کننده معکوس نکننده شکل (۲-۳) بدست آورید.

$$(A = 10^4 \ , \ R_i = 500^{k\Omega} \ , \ R_o = 50^{\Omega} \ , \ R_1 = 1.2^{k\Omega} \ , \ R_2 = 4.7^{k\Omega})$$

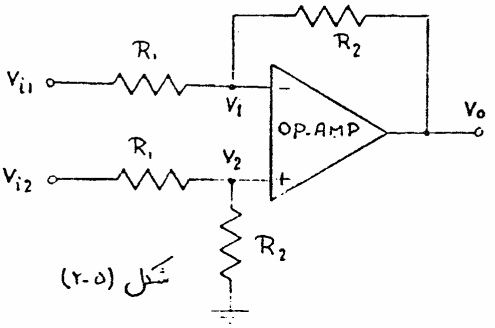
تاکنون دیدیم که قرار دادن مدل واقعی op-Amp در مدارها با مدل ایده‌آل آن تفاوت چندانی نداشته است لذا op-Amp را بصورت ایده‌آل در نظر می‌گیریم.

(۲-۳) تقویت کننده اختلاف : Difference Amplifier:

درصورتیکه مقادیر اختلاف سیگنالهای ورودی مورد توجه ما باشد می‌توانیم از مدار تقویت کننده شکل (۲-۵) استفاده نمائیم.

$$V_o = K(V_1 - V_2)$$

اگر تقویت کننده را در ناحیه خطی در آن در نظر بگیریم با توجه به اصل «جمع آثار» داریم:



شکل (۲-۵)

$$V_o = V_{o1} + V_{o2}$$

و

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{i2}$$

$$V_{i2} = 0 \Rightarrow V_{o1} = \frac{-R_2}{R_1} V_{i1}$$ (تقویت کننده معکوس کننده)

$$V_{i1} = 0 \Rightarrow V_{o2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_2 = \frac{R_2}{R_1} V_{i2}$$ (تقویت کننده معکوس نکننده)

$$\Rightarrow \boxed{V_o = \frac{-R_2}{R_1}(V_{i1} - V_{i2})}$$

مثال مطلوبست محاسبه V_o در مدار شکل (۲-۶).

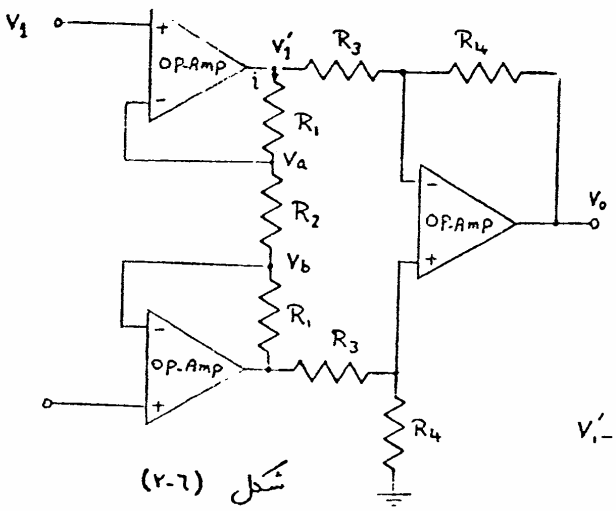
حل:

$$V_o = \frac{-R_4}{R_3}(V_1' - V_2') \quad (I)$$

$$V_a \simeq V_1 \ , \ V_b \simeq V_2$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۲-۶)

$$V_1' - V_2' = (R_1 + R_2 + R_1)\, i \quad (II)$$

$$i = \frac{V_a - V_b}{R_2} = \frac{V_1 - V_2}{R_2} \quad (III)$$

از معادلات (II) و (III) نتیجه می‌گیریم:

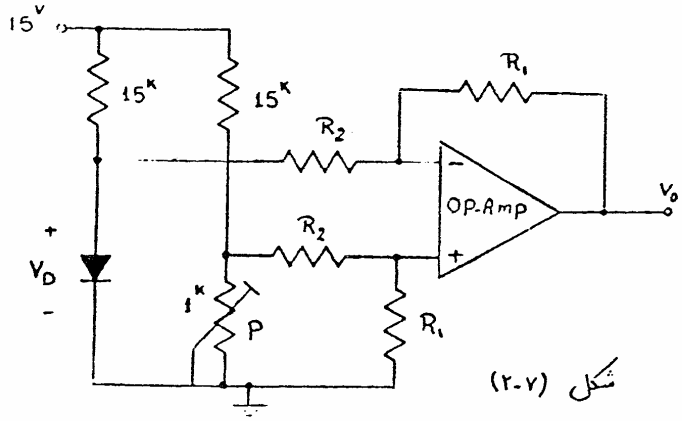
$$V_1' - V_2' = \left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)(V_1 - V_2) \quad (IV)$$

از معادلات (IV) و (I) داریم،

$$\boxed{V_o = -\frac{R_4}{R_3}\left(1 + 2\frac{R_1}{R_2}\right)(V_1 - V_2)}$$

تمرین:

۱- مطلوبست محاسبه $V_o = f(T)$ در مدار شکل (۲-۷) در صورتیکه $V_D(0^\circ C) = 700^{mV}$ و $\frac{\Delta V_D}{\Delta T} = -2^{mV/^\circ C}$ باشد P ، R_1 و R_2 را چنان انتخاب کنید که از این مدار بتوان بعنوان یک دماسنج استفاده کرد. ($V_{omax} = 10^V$)



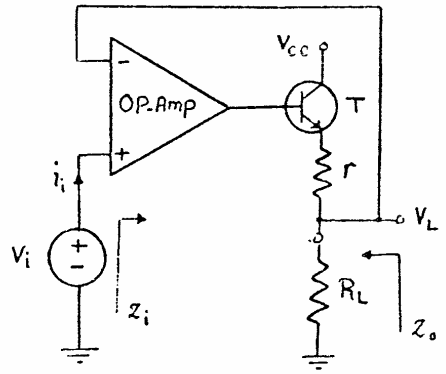
شکل (۲-۷)

۲- بمنظور تأمین جریان بار از یک ترانزیستور قدرت بصورت کلکتور مشترک در خروجی OP-Amp استفاده می‌شود. در صورتیکه A ، R_i و R_o داده شده باشد.

POWEREN.IR

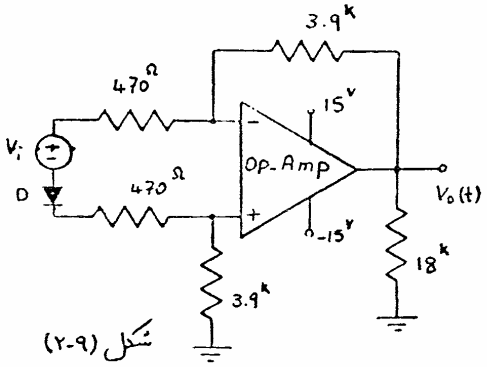
PowerEn.ir

بهره ولتاژ، امپدانس ورودی و امپدانس خروجی مدار شکل (۲-۸) را بدست آورید.



شکل (۲-۸)

۳- با فرض اینکه دیود و OP-Amp مدار شکل (۲-۹) بصورت ایده‌آل و $V_i = 1 + 2\sin t$ باشد. $v_o(t)$ را برای این مدار بدست آورید. و رسم نمائید.

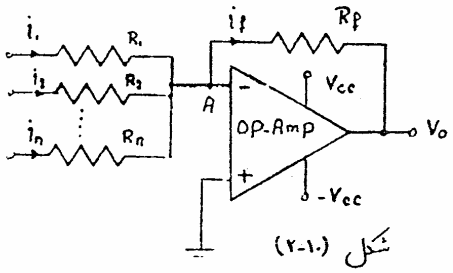


شکل (۲-۹)

(۲-۴) جمع کننده:

شکل (۲-۱۰) یک مدار تقویت کننده را که خروجی آن ترکیب خطی از ورودی های آن است را نشان می دهد.

با توجه به اینکه نقطه A زمین مجازی است $V_A \approx 0$



شکل (۲-۱۰)

$$i_f = i_1 + i_2 + \cdots + i_n$$

$$\frac{-V_o}{R_f} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \cdots + \frac{V_n}{R_n}$$

$$\Rightarrow \quad \boxed{V_o = -R_f\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \cdots + \frac{V_n}{R_n}\right)}$$

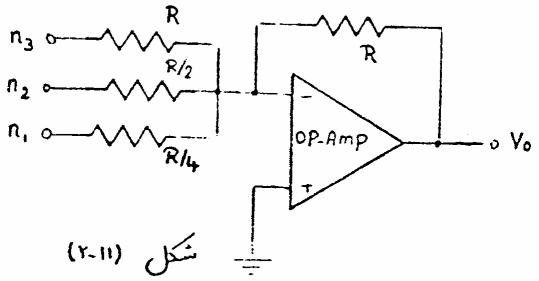
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

اگر $R_1=R_2=\dots=R_n=R$ باشد. آنگاه،

$$V_o = -\frac{R_f}{R}\,(V_1+V_2+\dots+V_n)$$

این مدار در مبدلهای دیجیتال به آنالوگ کاربرد زیادی دارد. شکل (۲-۱۱) یک نمونه از مدار مبدل (Binary) به اعشاری را نمایش می دهد.

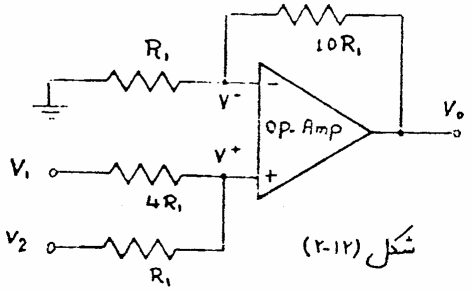


شکل (۲-۱۱)

$$n_1 n_2 n_3 = n_1\times 2^2 + n_2\times 2^1 + n_3\times 2^0$$

$$v_o = -(4n_1 + 2n_2 + n_3)$$

مثال) مطلوبست محاسبه V_o در مدار شکل (۲-۱۲).



شکل (۲-۱۲)

حل: این مدار نسبت به V^+، یک تقویت کننده معکوس نکننده می باشد.

بنابراین:

$$V_o = \left(1+\frac{10R_1}{R_1}\right)V^+ = 11V^+ \quad (I)$$

از قضیه جمع آثار داریم،

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1+4R_1}V_1 + \frac{4R_1}{4R_1+R_1}V_2 = (1/5)V_1 + (4/5)V_2 \quad (II)$$

اگر معادله (II) را در (I) قرار دهیم:

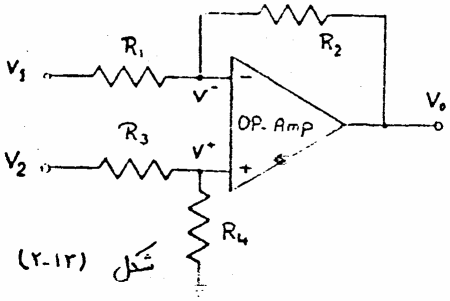
$$\boxed{V_o = \frac{11}{5}V_1 + \frac{44}{5}V_2}$$

(۲-۵) تفریق کننده:

شکل (۲-۱۳) یک مدار تفریق کننده را نشان می دهد که،

$$V_o = k_2V_2 - k_1V_1 \qquad k_1, k_2 > 0$$

چون مدار بصورت خطی عمل می کند



شکل (۲-۱۳)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

بنابراین می‌توان از اصل «جمع آثار» استفاده کرد. یعنی: $V_o = V_{o1} + V_{o2}$

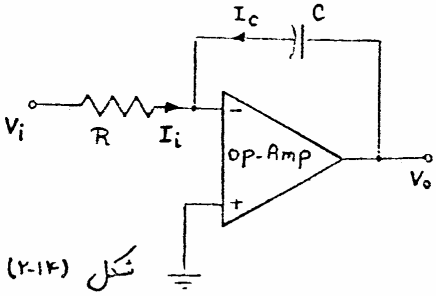
$$V_2 = 0 \Rightarrow V_{o1} = (-R_2/R_1)V_1$$

$$V_1 = 0 \Rightarrow V_{o2} = (1+R_2/R_1)V^+ = \left[(1+R_2/R_1)R_4/(R_3+R_4)\right]V_2 = \frac{R_4}{R_1}\times\frac{R_1+R_2}{R_3+R_4}V_2$$

$$\boxed{V_o = V_{o1}+V_{o2} = \frac{R_4}{R_1}\left(\frac{R_1+R_2}{R_3+R_4}\right)V_2 - \frac{R_2}{R_1}V_1 = K_2V_2 - K_1V_1}$$

یکی از موارد استفاده تفریق کننده‌ها در مدارهای "Sensor" می‌باشد.

(۲-۶) انتگرال گیر: Integrator:



شکل (۲-۱۴)

شکل (۲-۱۴) مدار یک انتگرال گیر آنالوگ را نشان می‌دهد.

با توجه به تبدیل لاپلاس:

$$I_i(s) = -I_c(s)$$

$$I_i(s) = V_i(s)/R \qquad I_c(s) = V_o(s)\,CS$$

$$\Rightarrow V_i(s)/R = -V_o(s)\,CS \Rightarrow V_o(s) = \frac{-1}{RC}\frac{V_i(s)}{S}$$

با توجه به عکس تبدیل لاپلاس:

$$V_o(t) = \frac{-1}{RC}\int_0^t V_i(t')dt'$$

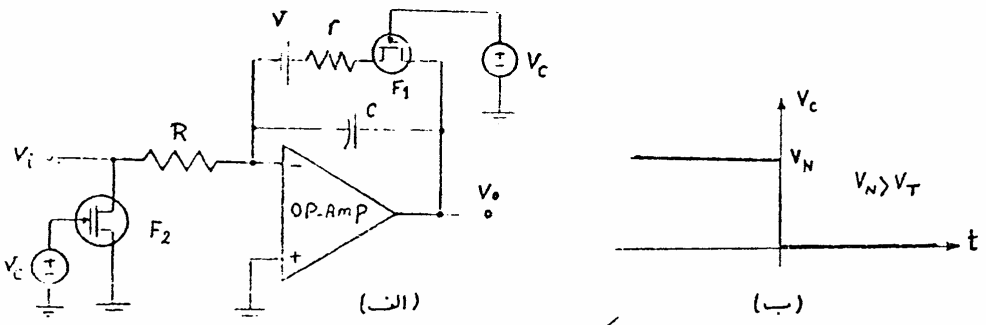
اگر خازن C ولتاژ اولیه نیز داشته باشد آنگاه،

$$\boxed{V_o(t) = \frac{-1}{RC}\int_0^t V_i(t')dt' + v_c(0)}$$

شکل (۲-۱۵) یک نمونه از انتگرال گیری با شرایط اولیه را نشان می‌دهد.

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۲-۱۵)

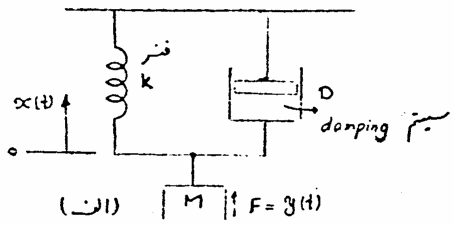
در این مدار در زمانهای $t<0$ $V_c=V_N$ است، در نتیجه FET های F_1 و F_2 بصورت یک کلید بسته عمل می‌کنند و خازن C توسط منبع ولتاژ V با ثابت زمانی $\tau=rC$ شارژ می‌شود، در زمان $t=0$ ، $V_c=0$ شده و FET ها بصورت یک کلید باز عمل می‌کنند. برای زمانهای $t>0$ خواهیم داشت:

$$v_o(t)=\frac{-1}{RC}\int_0^t v_i(t')\,dt'+V$$

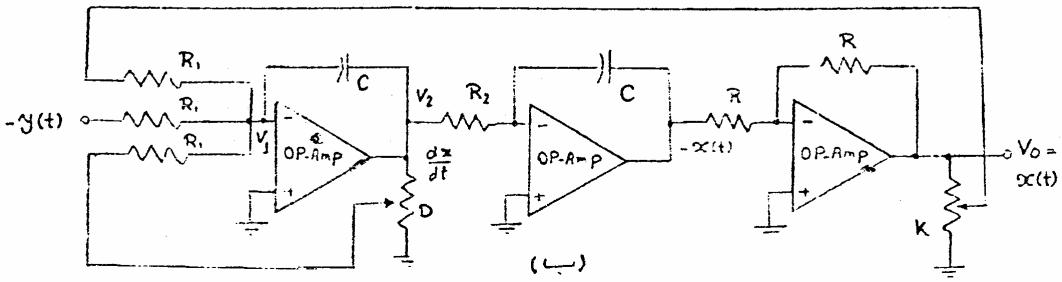
تذکر: در FET ها اگر شکل درین و سورس متقارن باشد، این ترانزیستورها می‌توانند از دو طرف جریان را عبور دهند.

مثال یک سیستم مکانیکی درجه دوم را بوسیله "ANALOG COMPUTER" شبیه سازی کنید.

حل: شکل (۲-۱۶-الف) یک سیستم مکانیکی درجه دوم را نشان می‌دهد.



شکل (۲-۱۶)



POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

معادله دیفرانسیل حرکت جرم m بصورت زیر بیان می شود

$$\frac{d^2x(t)}{dt^2} = \frac{1}{M}y(t) - \frac{K}{M}x(t) - \frac{D}{M}\frac{dx(t)}{dt} \quad (I)$$

شکل (۲-۱۶-ب) مدار شبیه سازی شده معادله دیفرانسیل (I) را نشان می دهد.
در طبقه اول این مدار عمل جمع و انتگرال گیری با هم انجام می شود.

$$V_2(t) = \int \frac{d^2x(t)}{dt^2}dt = \frac{dx}{dt} = \frac{-1}{R_1C}\int\left(-y(t) + D\frac{dx}{dt} + Kx(t)\right)dt$$

$$\frac{1}{R_1C} = \frac{1}{M} \Rightarrow \boxed{R_1C = M}$$

و در طبقه دوم :

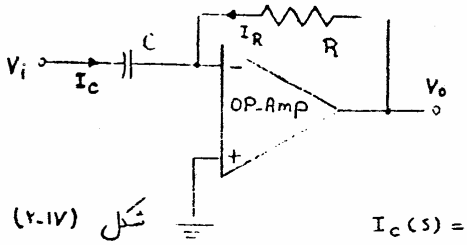
$$\frac{-1}{R_2C} = -1 \Rightarrow \boxed{R_2C = 1}$$

تمرین :

معادلات دیفرانسیل زیر را از طریق کامپیوتر آنالوگ حل نمائید.

1) $3\frac{dx}{dt} + 5x = 5\sin 100\pi t$

2) $\frac{d^3x}{dt^3} + 3\frac{d^2x}{dt^2} + 3\frac{dx}{dt} + x = 4\cos 4t$



شکل (۲-۱۷)

(۲-۷) مشتق گیر :

شکل (۲-۱۷) مدار یک مشتق گیر را نشان می دهد.

با استفاده از تبدیل لاپلاس :

$$I_C(s) = -I_R(s)$$

$$I_C(s) = V_i(s)\,CS \qquad I_R(s) = V_o(s)/R$$

$$\Rightarrow V_o(s) = -RCS\,V_i(s) \Rightarrow \boxed{V_o(t) = -RC\frac{d}{dt}v_i(t)}$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

چون دامنه سیگنال خروجی مشتق گیر به فرکانس سیگنال ورودی بستگی دارد. بنابراین نویز ورودی این طبقه را بیشتر از سیگنال ورودی تقویت می‌کند، لذا در طراحی مدارها سعی می‌شود که از مشتق گیر کمتر استفاده شود.

تمرین:

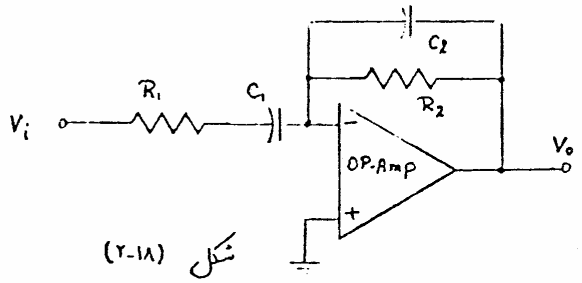
مدار شکل (۲-۱۸) را در نظر بگیرید.

الف: تابع تبدیل $H(s)=\frac{V_o(s)}{V_i(s)}$ را بدست آورید.

ب: در صورتیکه $R_1C_1=R_2C_2$ باشد در چه محدوده فرکانسی مدار بصورت یک مشتق گیر عمل می‌کند.

ج: تابع تبدیل $H(s)$ را برای $C_1\to\infty$ بدست آورده و محدوده فرکانسی که در آن مدار بصورت فیلتر پایین گذر عمل می‌کند را مشخص نمائید.

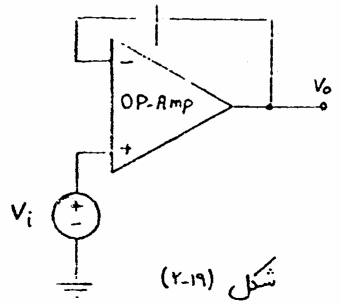
د: تابع تبدیل $H(s)$ را برای حالت $C_2=0$ بدست آورده و محدوده فرکانسی که در آن مدار بصورت یک فیلتر بالاگذر عمل می‌نماید را مشخص کنید.



شکل (۲-۱۸)

(۲-۸) مبدل امپدانس:

اگر در مدار تقویت کننده معکوس نکته که $V_o=(1+\frac{R_2}{R_1})V_i$ می‌باشد $R_2=0$ و $R_1=\infty$ در نظر گرفته شود در نتیجه $V_o=V_i$ می‌شود. [شکل (۲-۱۹)]

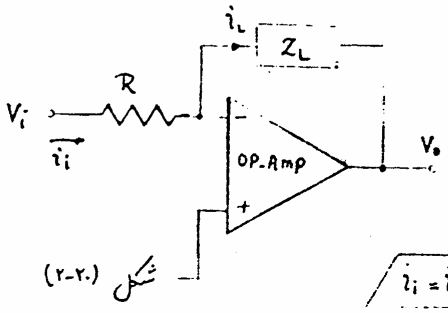


شکل (۲-۱۹)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

چون امپدانس ورودی این مدار خیلی بزرگ و امپدانس خروجی آن بسیار کوچک است به این مدار، مبدل امپدانس می‌گویند همچنین بدلیل $V_o = V_i$ به این مدار "Voltage follower" نیز گفته می‌شود. یکی از موارد استفاده این مدار، در طبقه ورودی ولتمترها می‌باشد.



شکل (۲-۲۰)

(۲-۹) مبدل ولتاژ به جریان:

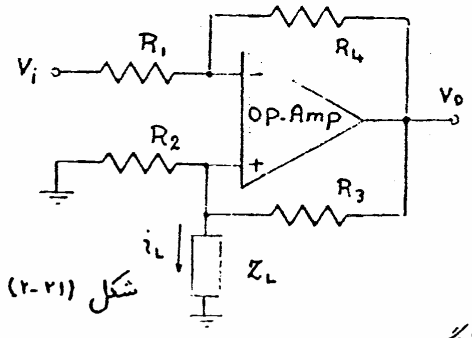
شکل (۲-۲۰) یک مبدل ولتاژ به جریان را نشان می‌دهد.

i_L جریان عبوری از بار Z_L است که به خود بار Z_L بستگی ندارد.

$$i_i = i_L = V_i / R$$

بنابراین Z_L را به یک منبع جریان متصل کرده‌ایم.

اگر بخواهیم یک طرف بار را به زمین متصل نماییم، می‌توانیم از مدار شکل (۲-۲۱) استفاده کنیم.



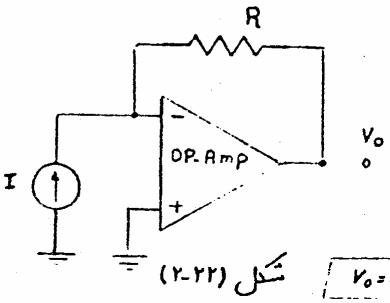
شکل (۲-۲۱)

تمرین:

مدار شکل (۲-۲۱) را در نظر بگیرید.

ثابت کنید که اگر $\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_4}{R_1}$ باشد آنگاه:

$$i_L = -V_i / R_2$$



شکل (۲-۲۲)

(۲-۱۰) مبدل جریان به ولتاژ:

جریانی که توسط فتوسلها به دو سر بار آن داده می‌شود مستقل از بارها است (یک منبع جریان کوچک) لذا می‌توان بوسیله یک مبدل جریان به ولتاژ، این جریان را به ولتاژ تبدیل کرد. [شکل (۲-۲۲)]

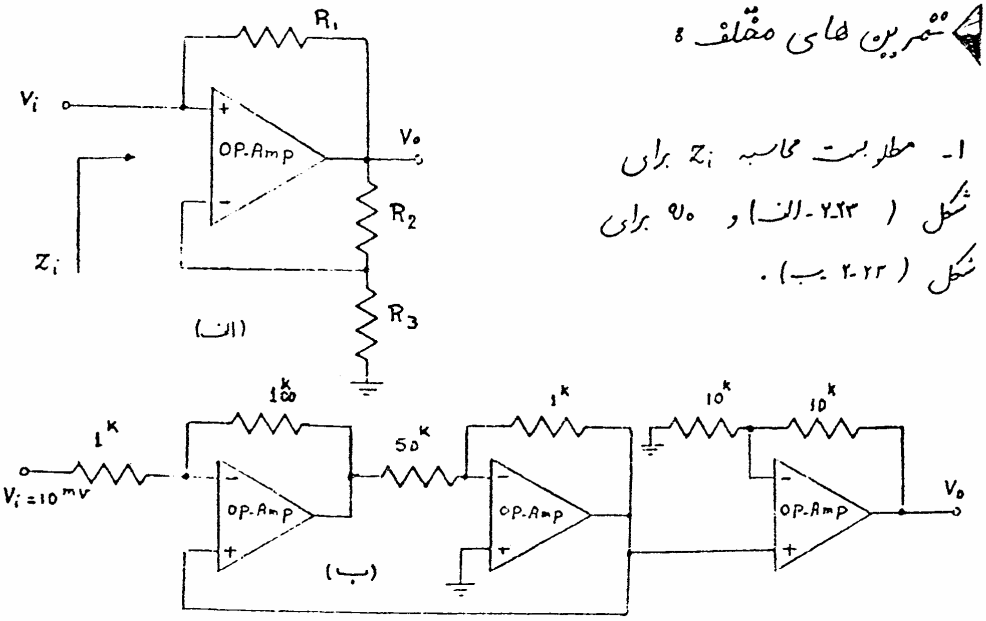
$$V_o = -RI$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

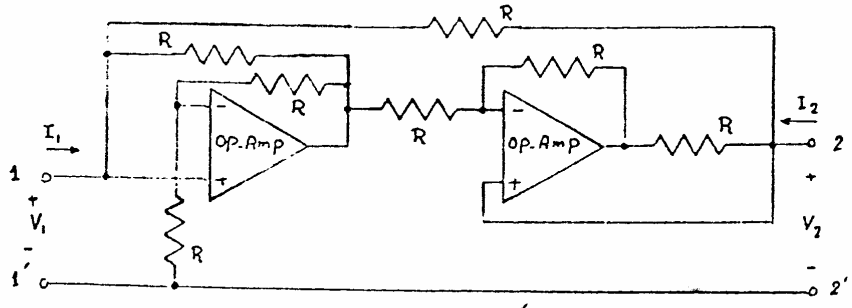
تمرین های متفرقه :

۱- مطلوبست محاسبه Z_i برای شکل (۲-۲۳-الف) و v_o برای شکل (۲-۲۳-ب).



شکل (۲-۲۳)

۲- پارامترهای ماتریس Y را برای مدار شکل (۲-۲۴) بدست آورید. و سپس $Z_{in} = V_1/I_1$ را وقتی که خازنی با ظرفیت C در دو سر 2-2' قرار دهیم بدست آورید. این امپدانس به چه صورت است؟ (این مدار Gyrator نامیده می شود)



شکل (۲-۲۴)

۳- مدار شکل (۲-۲۵) را در نظر بگیرید.

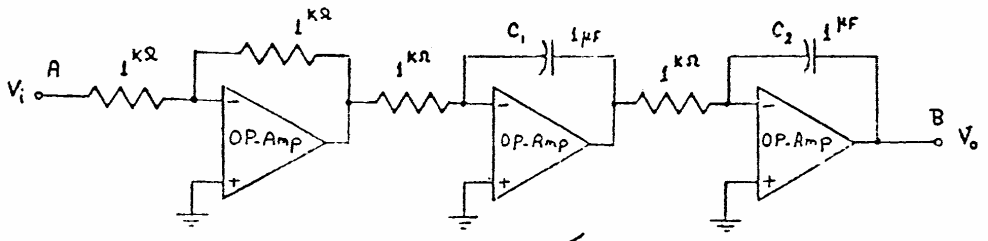
الف: مطلوبست $A_{vo} = \frac{V_o}{V_i}$

ب: اگر نقطه B را به نقطه A اتصال کوتاه کرده و دلتا [illegible]

POWEREN.IR

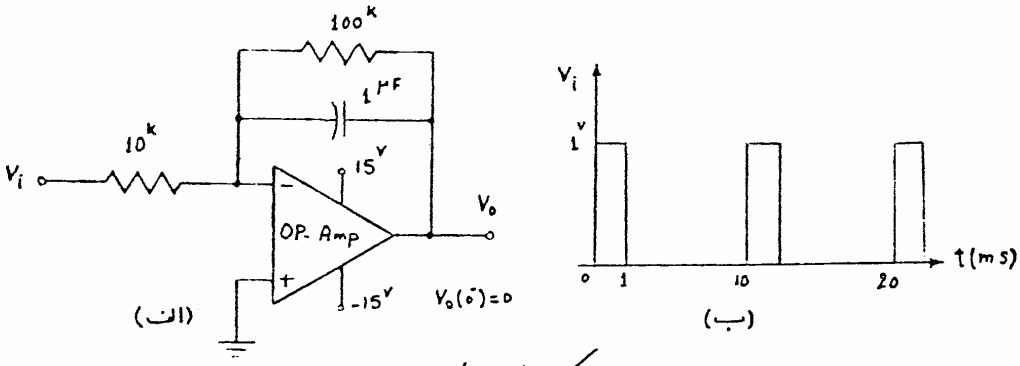
PowerEn.ir

لحظه‌ای به دو سر خازن C_1 اعمال کنیم و سپس ولتاژ را برداریم ، مطلوبست $V_o(t)$ برای $t>0$. (در $t=0$ بطور لحظه‌ای ولتاژ اعمال شده است)



شکل (۲-۲۵)

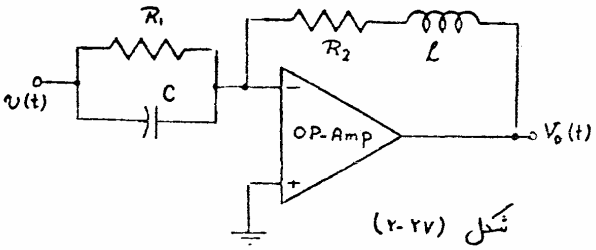
۴- ولتاژ خروجی مدار شکل (۲-۲۶-الف) را برای ورودی شکل (۲-۲۶-ب) بدست آورید. پس از چه مدت تقویت کننده اشباع می‌شود.



شکل (۲-۲۶)

۵- برای مدار شکل (۲-۲۷) نشان دهید که :

$$-v_o = \frac{R_2}{R_1} v + \left(R_2 C + \frac{L}{R_1}\right)\frac{dv}{dt} + LC\frac{d^2v}{dt^2}$$



شکل (۲-۲۷)

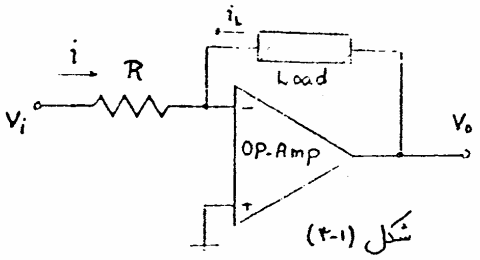
POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳- کاربردهای غیر خطی OP.AMP :

OP.Amp ها در کاربردهای غیر خطی به دو صورت مورد استفاده قرار می گیرند.

الف : OP.Amp در ناحیه خطی باشد، ولی عناصر بکار رفته غیر خطی باشند. شکل (۳-۱) یک نمونه از این حالت را نشان می دهد.



شکل (۳-۱)

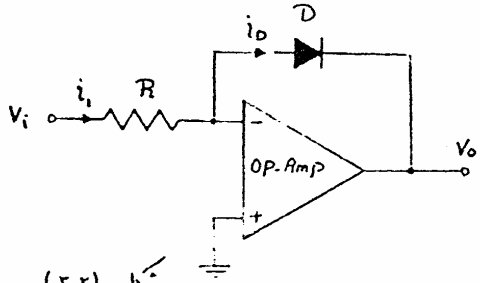
$$i = \frac{V_i}{R} \qquad i = -i_L \qquad v_L = f(i_L)$$

$$v_o = v_L = f(i_L) = f(-V_i/R)$$

ب : OP.Amp بصورت غیر خطی عمل کند. در این حالت OP.Amp دارد ناحیه اشباع خود نیز می شود.

(۳-۱) تقویت کننده لگاریتمی :

اگر در تقویت کننده معکوس کننده بجای مقاومت R_2، یک دیود قرار دهیم. تقویت کننده لگاریتمی بدست می آید. [شکل (۳-۲)]



شکل (۳-۲)

$$i_1 = i_D \qquad i_1 = V_i/R$$

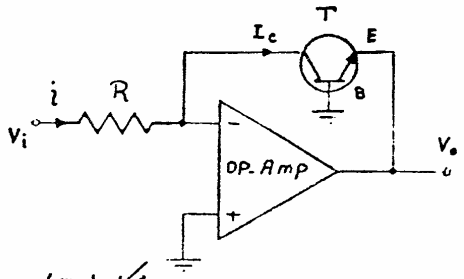
$$i_D = I_S e^{\frac{-V_o}{V_T}} \Rightarrow \frac{V_i}{R} = I_S e^{-\frac{V_o}{V_T}} \Rightarrow V_o = -V_T \ln \frac{V_i}{R I_S}$$

$$\Rightarrow \boxed{V_o = K_1 \ln K_2 V_i}$$

در بعضی از موارد بجای دیود از یک ترانزیستور مطابق شکل (۳-۲) استفاده می کنند

POWEREN.IR

PowerEn.ir



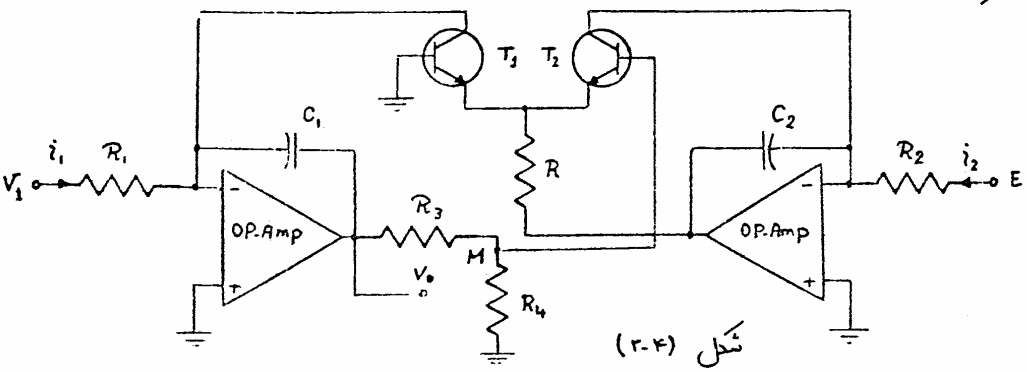
شکل (۳-۲)

$$i = I_C \qquad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \qquad V_{BE} = -V_o$$

$$i = V_i / R \Rightarrow \frac{V_i}{R} = I_S e^{-\frac{V_o}{V_T}}$$

$$\Rightarrow V_o = -V_T \ln \frac{V_i}{R I_S} = k_1 \ln k_2 V_i$$

در تقویت کننده‌های لگاریتمی چون V_o به V_T و I_S بستگی دارد و خود این پارامترها نیز با درجه حرارت تغییر می‌کنند در نتیجه این تقویت کننده نسبت به تغییرات درجه حرارت حساس می‌باشد. برای رفع این اشکال می‌توان از مدار شکل (۳-۴) استفاده کرد.



شکل (۳-۴)

خازنهای C_1 و C_2 جهت پایداری AC مدار بکار رفته است.

$$i_1 = \frac{V_1}{R_1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad (I) \qquad i_2 = \frac{E}{R_2} = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \quad (II)$$

اگر رابطه (I) را بر (II) تقسیم نمائیم:

$$\frac{V_1}{E} \cdot \frac{R_2}{R_1} = e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} / e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \Rightarrow V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{R_2}{R_1} \frac{V_1}{E}\right)$$

$$V_{B2} = -V_{BE1} + V_{BE2} \Rightarrow V_{B2} = -V_T \ln\left(\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{V_1}{E}\right)$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

اگر از جریان بیس ترانزیستور T_2 صرفنظر نمائیم، آنگاه از تقسیم ولتاژ در گره M:

$$V_{B2} = \frac{R_4}{R_4+R_3} V_o \quad \Rightarrow \quad V_o = -\frac{R_3+R_4}{R_4} V_T \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\cdot\frac{V_1}{E}\right)$$

اگر مقاومت R_3 را خیلی بزرگتر از مقاومت R_4 انتخاب نمائیم:

$$V_o \simeq -\frac{R_3}{R_4} V_T \ln\left(\frac{R}{R_1 E}\cdot V_1\right)$$

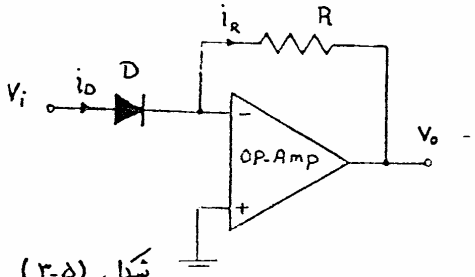
بجای مقاومت R_4 از یک ترمیستور استفاده می‌کنیم در نتیجه:

$$\frac{\Delta R_4}{\Delta T} = \frac{\Delta V_T}{\Delta T} \simeq \frac{k}{q}$$

بدین ترتیب یک تقویت کننده لگاریتمی که نسبت به تغییرات درجه حرارت نیز پایدار است، بدست می‌آید.

(۳-۲) تقویت کننده آنتی لگاریتمی:

اگر جای مقاومت و دیود را در تقویت کننده لگاریتمی عوض کنیم یک تقویت کننده آنتی لگاریتمی بدست می‌آید. [شکل (۳-۵)]



شکل (۳-۵)

در این مدار:

$$i_D = I_S e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_S e^{\frac{V_i}{V_T}} \qquad i_R = \frac{-V_o}{R}$$

$$\Rightarrow \frac{-V_o}{R} = I_S e^{\frac{V_i}{V_T}} \quad \Rightarrow \quad V_o = -R I_S e^{\frac{V_i}{V_T}} \quad \Rightarrow \quad V_o = k_1 e^{k_2 V_i}$$

تمرین:

در مدار شکل (۳-۶) رابطه‌ای که خروجی V_o را به ورودی‌های V_1 و V_2 مربوط می‌کند، بدست آورید و نشان دهید، در صورتیکه V_2 مقدار ثابتی اختیار گردد این مدار یک تقویت کننده آنتی لگاریتمی است و همچنین با انتخاب مقاومت R_2 به اندازه‌ای مناسب و از جنس PTC* میتوان اثر درجه حرارت روی

* PTC: Positive temperature coefficient

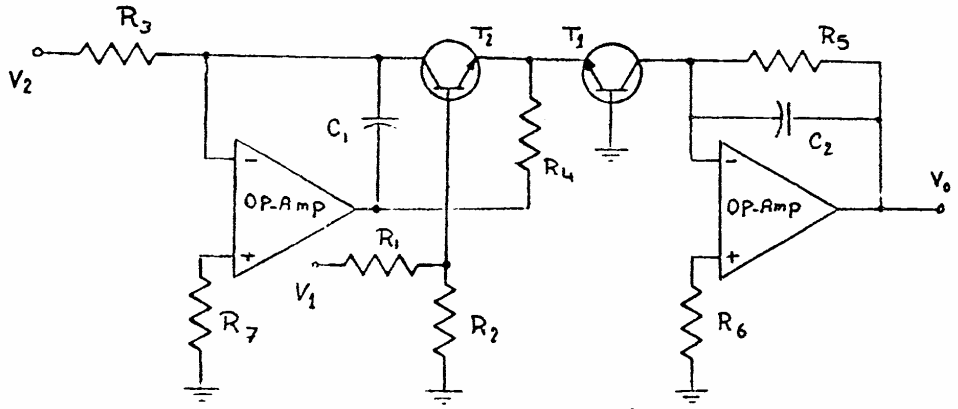
POWEREN.IR

PowerEn.ir

تقویت کننده را از بین برد.

و در صورتیکه $R_4=2^k$ ، $R_3=R_7=30^k$ ، $R_2=1^k$ ، $R_1=15.7^k$ ، $V_2=15^v$

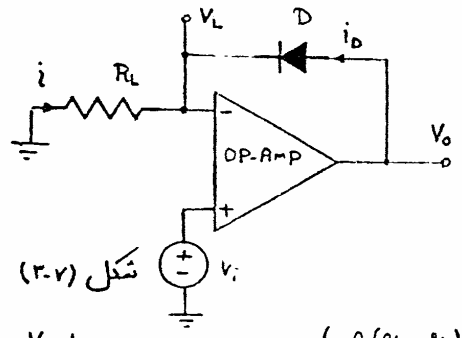
و $R_5=R_6=10^k$ انتخاب گردد، منحنی V_0 برحسب V_1 را رسم نمائید.



شکل (۳-۶)

(۳-۳) یکسوساز ها: - Rectifiers:

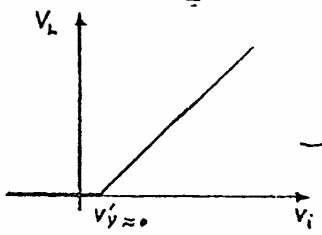
شکل (۳-۷) یک نمونه از مدار یکسوساز نیم موج را نشان می دهد. اگر ولتاژ آستانه هدایت دیود D را V_γ و ضریب تقویت OP-Amp را A فرض کنیم، آنگاه اگر دیود روشن باشد (D: on)



شکل (۳-۷)

$$\begin{cases} -A(v_L - v_i) = v_o \\ v_o = V_\gamma + V_L \end{cases} \Rightarrow V_i = \left(1+\frac{1}{A}\right)V_L + \frac{V_\gamma}{A} \simeq V_L$$

در یکسوسازی نیم موج توسط دیود اگر دامنه ولتاژ اعمال شده کمتر از V_γ باشد دیود از دو طرف بصورت اتصال باز عمل می کند و در خروجی سیگنالی نخواهیم داشت ولی در این مدار ولتاژ آستانه هدایت برابر



شکل (۳-۸)

$$V_\gamma' = V_\gamma / A \simeq 0$$

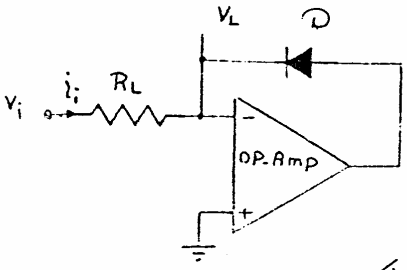
است در نتیجه ما یک یکسوساز نیم موج ایده‌آل خواهیم داشت. [شکل (۳-۸)]

POWEREN.IR

PowerEn.ir

تمرین :

مدار شکل (۳-۹) را بطور کیفی بررسی کرده و مشخصه V_L-V_i آنرا بدست آورید .



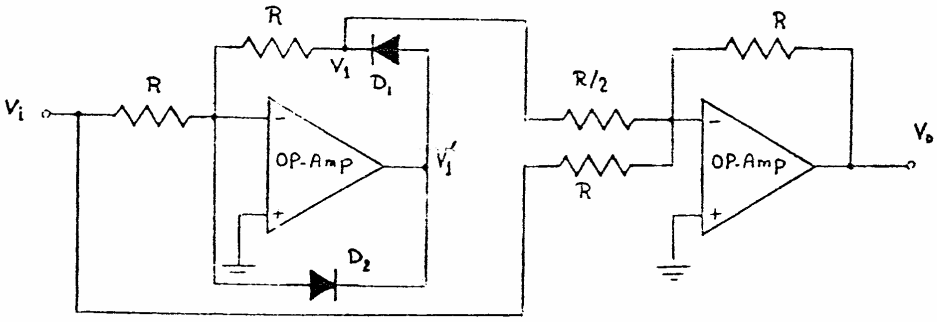
شکل (۳-۹)

در یکسوساز تمام موج با استفاده از پل دیود ، دو اشکال اساسی زیر وجود داشت

الف : نبودن زمین مشترک بین ولتاژ سینوسی و ولتاژ یکسو شده

ب ، افت ولتاژ $2V_D$ روی دیودها

این اشکالات را می توان با استفاده از مدار شکل (۳-۱۰) برطرف کرد.

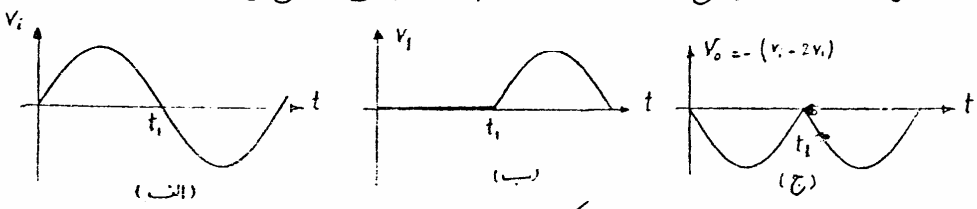


شکل (۳-۱۰)

$V_o = -(V_i + 2V_1)$ $\quad V_i < 0 \quad D_2: off \quad D_1: on \quad \frac{V_1}{R} = -\frac{V_i}{R} \Rightarrow V_1 = -V_i$

$V_i > 0 \quad D_2: on \quad D_1: off \quad V_1 = 0$

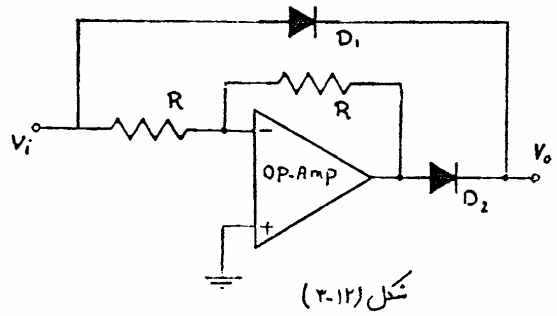
شکل (۳-۱۱) ولتاژهای V_i ، V_1 و V_o را نسبت به زمان نشان می دهد.



شکل (۳-۱۱)

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۳-۱۲)

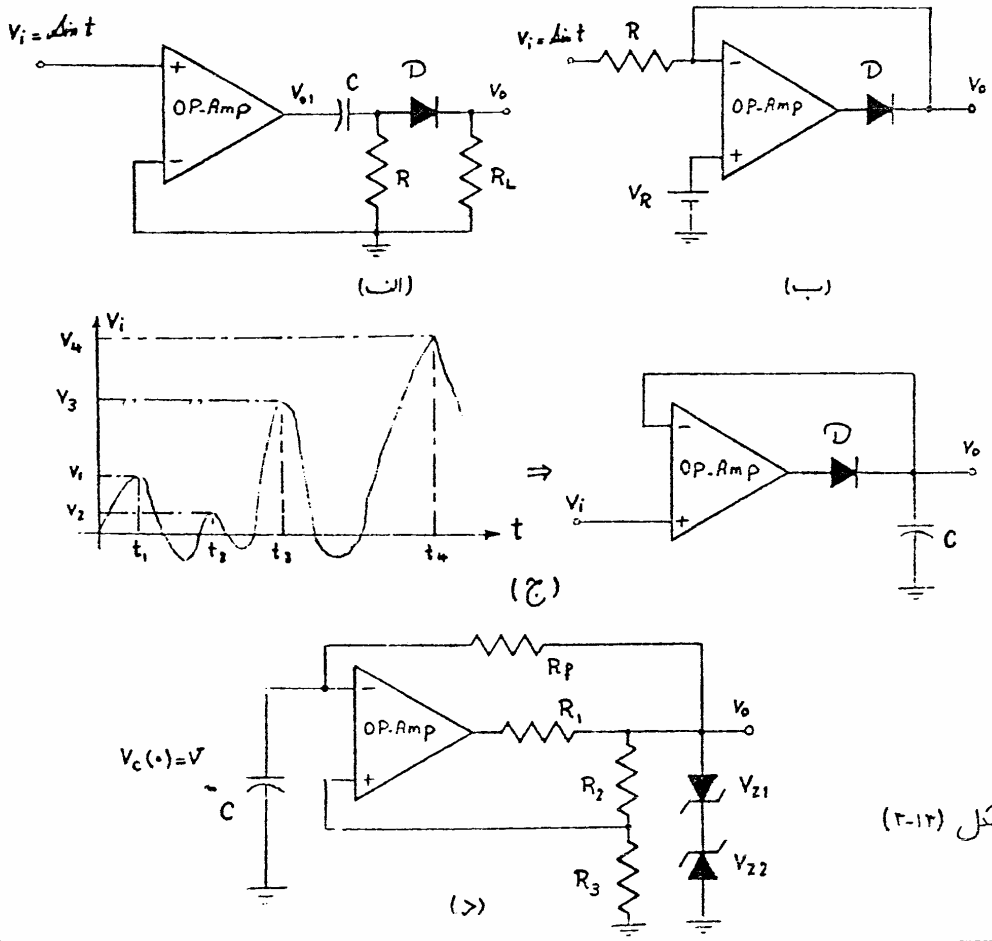
تمرین:

مشخصه V_o-V_i مدار شکل (۳-۱۲) را بدست آورید.

تمرین:

« چند کاربرد دیگر OP-AMP »

$V_o(t)$ را برای هریک از شکلهای (۳-۱۳) بدست آورده و سپس کاربرد هرکدام از مدارها را شرح دهید.



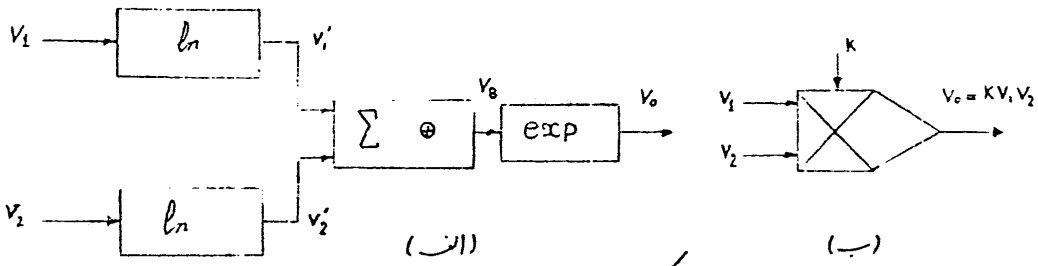
شکل (۳-۱۲)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۳-۴ ضرب کننده آنالوگ:

شکل (۳-۱۴-الف) مراحل مختلف یک ضرب کننده آنالوگ و شکل (۳-۱۴-ب) مدل شماتیک آن را نمایش می دهد.



شکل (۳-۱۴)

$$\begin{cases} V_1' = k_1 \ln k_2 V_1 \\ V_2' = k_1 \ln k_2 V_2 \end{cases} \Rightarrow V_B = k_3(V_1' + V_2') = k_1'(\ln k_2 V_1 + \ln k_2 V_2) = k_1' \ln k_2^2 V_1 V_2$$

$$V_o = k_5 \exp k_4 V_B = k_5 \exp\left[k_4 k_1' \ln k_2^2 V_1 V_2\right]$$

حال اگر $k_4 k_1' = 1$ بگیریم:

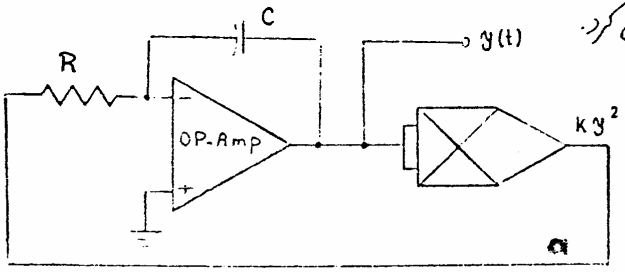
$$\Rightarrow \boxed{V_o = K V_1 V_2}$$

مثال با استفاده از بلوکهای انتگرال گیر و ضرب کننده تابع $y(t) = \frac{1}{1+t}$ برای زمانهای $t \geq 0$ بدست آورید.

حل:

$$y(t) = \frac{1}{1+t} \Rightarrow \frac{dy}{dt} = \frac{-1}{(1+t)^2} = -y^2(t) \quad (I)$$

معادله دیفرانسیل (I) را می توان بصورت شکل (۳-۱۵) شبیه سازی کرد.



شکل (۳-۱۵)

با انتخاب $\frac{1}{RC} = \frac{1}{K}$

$$\Rightarrow \boxed{RC = K}$$

و با توجه به: $y(0) = 1$

$$\boxed{v_c(0) = 2^V}$$

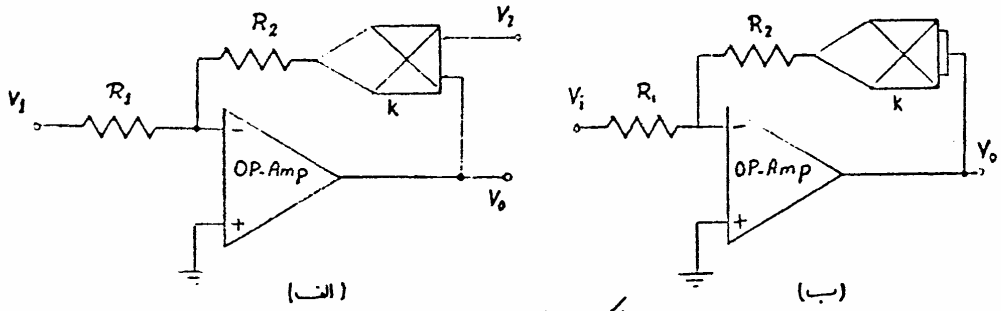
مدار کامل می شود.

POWEREN.IR

PowerEn.ir

تمرین :

۱- مدارهای شکل (۳-۱۶) را در نظر بگیرید. خروجی V_o را برحسب V_i بدست آورده، و کاربرد هر کدام را بیان کنید.



شکل (۳-۱۶)

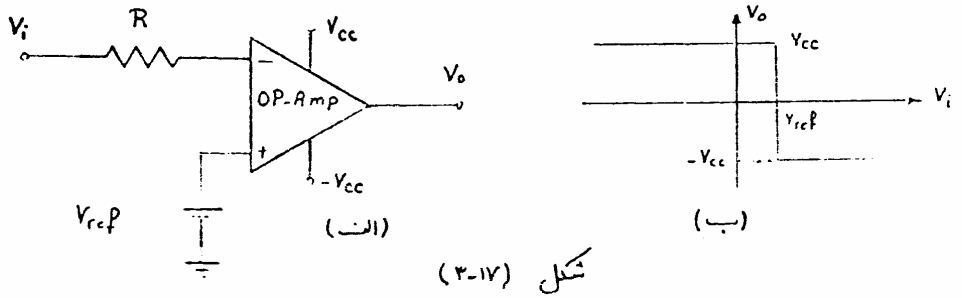
۲- یک ولتمتر RMS سنج را طراحی کنید.

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{T}\int^{T} V_i(t)^2\, dt}$$

در کاربردهای غیرخطی که تاکنون بیان کردیم OP-Amp بصورت خطی و بعضی از المانهای بکار رفته بصورت غیرخطی رفتار می‌کردند، حال چند کاربرد غیرخطی را که خود OP-Amp، بصورت غیرخطی عمل می‌کند، بیان می‌کنیم.

۳-۵ مقایسه کننده: Comparator:

شکل (۳-۱۷) یک مدار مقایسه کننده و شکل (۳-۱۷-ب) مشخصه $V_o - V_i$ را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۱۷)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

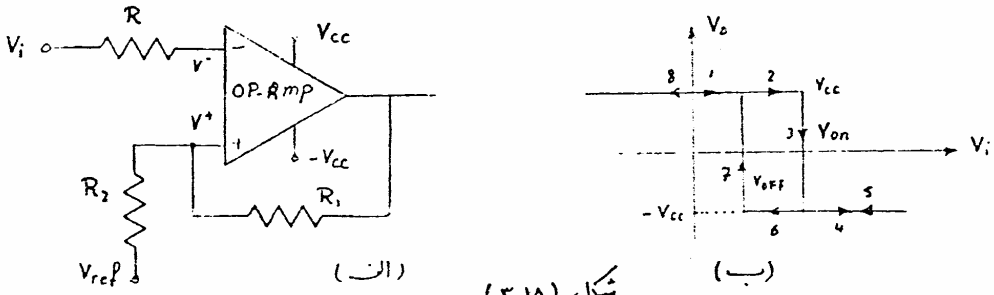
مشاهده می‌شود که بدلیل نداشتن فیدبک منفی OP-Amp وارد ناحیه اشباع می‌شود.

$$\begin{cases} V_i < V_{ref} \Rightarrow V_o = V_{cc} \\ V_i > V_{ref} \Rightarrow V_o = -V_{cc} \end{cases}$$

یکی از کاربردهای مهم مقایسه کننده‌ها در سیستم‌های مبدل «آنالوگ به دیجیتال» می‌باشد.

(۳-۶) تریگر اشمیت : Schmit Trigger :

یکی دیگر از کاربردهای OP-Amp، در حالت غیرخطی، استفاده از آن در اشمیت تریگر است. شکل (۳-۱۸-الف) مدار یک اشمیت تریگر و شکل (۳-۱۸-ب) مشخصه V_o-V_i آن را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۱۸)

$$V_i < V^+ \Rightarrow V_o = V_{cc} \quad , \quad V_i > V^+ \Rightarrow V_o = -V_{cc}$$

بدلیل اینکه V_o دارای دو مقدار $\pm V_{cc}$ است در نتیجه V^+ نیز دارای دو مقدار V_{on} و V_{OFF} شده و سبب می‌شود که مشخصه V_o-V_i بصورت هیسترزیس درآید.

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{ref} + \frac{R_2}{R_1+R_2} V_o$$

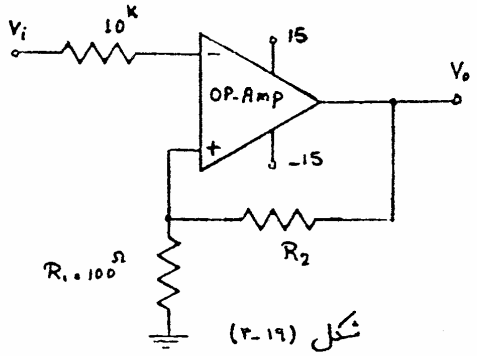
$$\boxed{\begin{aligned} V_{on} &= \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{ref} + \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{cc} \\ V_{OFF} &= \frac{R_1}{R_1+R_2} V_{ref} - \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{cc} \end{aligned}}$$

یکی از کاربردهای مهم اشمیت تریگر، در اسیلوسکوپهای اشعه کاتدی است.

* این موضوع در بخش ششم مورد بحث قرار می‌گیرد.

POWEREN.IR

PowerEn.ir



شکل (۳-۱۹)

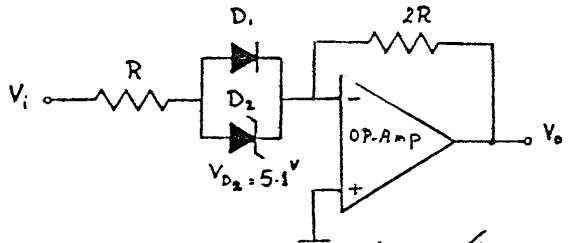
تمرین :

۱- مطلوبست مشخصه $V_o - V_i$ مدار شکل (۳-۱۹) بر حالت‌های

الف ، $R_2 \to \infty$

ب ، $R_2 = 1^{M\Omega}$

۲- با فرض ایده‌آل بودن دیودهای D_1 و D_2 در مدار شکل (۳-۲۰) . مشخصه $V_o - V_i$ را برای این مدار بدست آورید.



شکل (۳-۲۰)

POWEREN.IR

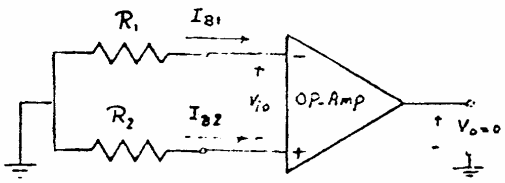
POWEREN.IR
PowerEn.ir

۴- مشخصات یک OP-AMP واقعی :

گفتیم که Op-Amp های ایده‌آل کاملاً در حالت تعادل هستند، یعنی هنگامی که $V_1 = V_2 = 0$ است $V_o = 0$ می‌باشد. در صورتیکه یک Op-Amp واقعی به علت یکسان نبودن ترانزیستورهای ورودی در حالت تعادل نیست. این عدم تطبیق باعث عبور جریانهای بایاس متفاوت از ورودی های آن می شود. بنابراین برای به تعادل رسانیدن خروجی تقویت کننده، احتیاج به اعمال ولتاژی بین ورودی های آن می باشد. علاوه بر این مشخصات، محدودیتهایی نیز برای یک Op-Amp واقعی وجود دارد که برای طراحی سیستمهای عملی دارای اهمیت خاصی است. این مشخصات توسط کارخانهٔ سازنده در اختیار مصرف کننده‌ها قرار می‌گیرد. در اینجا ما چند مشخصه مهم Op-Amp ها را بیان می‌کنیم.

۱- جریان بایاس ورودی (INPUT BIAS CURRENT) :

نصف مجموع جریانهای ورودی یک Op-Amp را در حالت $V_o = 0$، جریان بایاس ورودی می‌نامند.



شکل (۴-۱)

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} \quad , \quad V_o = 0$$

شکل (۴-۱) جریانهای بایاس را در حالت $V_o = 0$ نشان می‌دهد.

۲- جریان آفست ورودی (INPUT OFFSET CURRENT)

تفاضل جریان های وارد شونده به ترمینالهای ورودی یک Op-Amp در حالت تعادل ($V_o = 0$) را جریان آفست ورودی می‌نامند.

$$I_{io} = I_{B1} - I_{B2} \quad , \quad V_o = 0$$

POWEREN.IR

PowerEn.ir

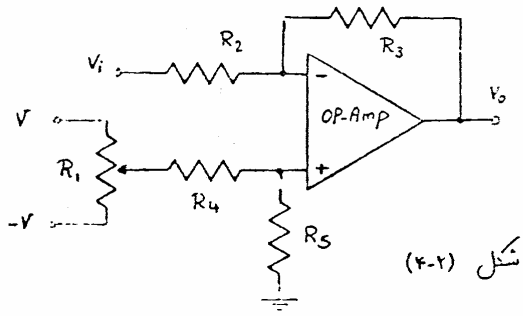
۳- رانش جریان آفست ورودی (INPUT OFFSET CURRENT DRIFT):

نسبت تغییرات جریان آفست ورودی به تغییرات درجه حرارت را، رانش جریان آفست ورودی $\left(\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}\right)$ می‌نامند.

۴- ولتاژ آفست ورودی (INPUT OFFSET VOLTAGE):

ولتاژ آفست ورودی، ولتاژی است که باید بین ترمینالهای ورودی اعمال شود (V_{io}) تا خروجی op-Amp در حالت تعادل ($V_o=0$) باشد [شکل (۴-۱)]

اغلب، هنگام استفاده از op-Amp باید ولتاژ آفست را برای تنظیم کردن op-Amp به ورودی‌های آن اعمال کنیم. شکل (۴-۲) یک نمونه از مدارهای تنظیم op-Amp را نشان می‌دهد.



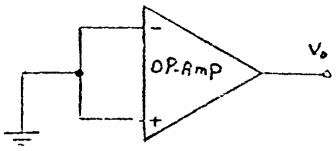
شکل (۴-۲)

۵- رانش ولتاژ آفست ورودی (INPUT OFFSET VOLTAGE DRIFT):

نسبت تغییرات ولتاژ آفست ورودی به تغییرات درجه حرارت را، ولتاژ آفست ورودی $\left(\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}\right)$ می‌نامند.

۶- ولتاژ آفست خروجی (OUTPUT OFFSET VOLTAGE):

اندازه ولتاژ خروجی در حالتیکه ورودی‌های op-Amp زمین شده باشند را ولتاژ آفست خروجی می‌نامند. [شکل ۴-۳]



شکل (۴-۳)

POWEREN.IR

PowerEn.ir

۷- محدوده ولتاژهای مشترک ورودی (INPUT COMMON MODE RANGE):

محدوده ولتاژهای مشترک ورودی که طبقه دیفرانسیل ورودی op-Amp بصورت خطی عمل می‌کند.

۸- محدوده ولتاژهای ورودی دیفرانسیل (INPUT DIFFERENTIAL MODE RANGE):

محدوده ولتاژهای ورودی دیفرانسیل که به ازای آن محدوده op-Amp بصورت خطی عمل می‌کند.

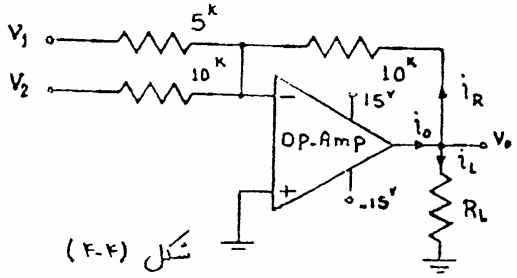
۹- حداکثر دامنه خروجی (OUTPUT VOLTAGE RANGE):

حداکثر دامنه ولتاژ خروجی که می‌توان بدون اعوجاج دریافت نمود. (V_{omax})

مثال ۱) مدار شکل (۴-۴) را در نظر بگیرید. در صورتیکه ولتاژ و جریان ماکزیمم مجاز خروجی op-Amp $V_{omax}=\pm 10$ و $I_{omax}=\pm 15^{mA}$ باشد مطلوبست:

الف: حداقل بار R_L وقتی ولتاژ خروجی حداکثر مقدار خودرا داشته باشد.

ب: قسمت الف را تکرار کنید در صورتیکه یکسر بار R_L بجای آنکه زمین شود به -15^V وصل شود.



شکل (۴-۴)

حل الف:

$$i_o = i_R + i_L$$

$$i_o < i_{omax}$$

$$\Rightarrow \frac{V_{omax}}{10^k} + \frac{V_{omax}}{R_L} < i_{omax} = 15^{mA} \Rightarrow \boxed{R_L \geq 714^{\Omega}}$$

حل ب:

$$\frac{V_o - (-V_{cc})}{R_L} + \frac{V_o}{10^k} < i_{omax} \qquad V_o = V_{omax} \Rightarrow \frac{10+15}{R_L} + \frac{10}{10} \leq 15^{mA} \Rightarrow \boxed{R_L \geq 1.8^k}$$

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۱۰- پهنای باند توان-پر (FULL POWER BANDWIDTH):

حداکثر فرکانس موج سینوسی خروجی با دامنه ماکزیمم مجاز را پهنای باند توان-پر می‌نامند.

۱۱- سرعت چرخش (SLEW RATE):

ماکزیمم تغییرات زمانی ولتاژ خروجی op-Amp را سرعت چرخش می‌نامند و بصورت «SR» نشان می‌دهند.

برای سیگنالهای سینوسی با دامنه V_m داریم:

$$\left(\frac{dv_o}{dt}\right)_{max} = V_m\omega = SR$$

مثال ۲) در صورتیکه حداقل سرعت چرخش یک نوع تقویت کننده عملیاتی $SR = 25\ V/\mu s$ و ماکزیمم ولتاژ خروجی مجاز آن $V_{omax} = \pm 10$ باشد. مطلوبست حداقل پهنای باند تمام قدرت این نوع تقویت کننده

حل:

$$V_o = V_m \sin\omega t \qquad v_{omax} = \pm 10^V \Rightarrow V_m = 10^V$$

$$\frac{dv_o}{dt} = V_m\omega\cos\omega t \qquad SR = \omega V_m \Rightarrow f = \frac{SR}{2\pi V_m} = \frac{25^{V/\mu s}}{2\pi \times 10} \Rightarrow f = 400^{KHZ}$$

تمرین:

در صورتیکه برای یک نوع تقویت کننده عملیاتی $SR = 1\ V/\mu s$ ، $V_{omax} = \pm 10^V$ و $\pm V_{cc} = \pm 15$ باشد مطلوبست ماکزیمم دامنه یک ولتاژ سینوسی بدون اعوجاج در خروجی برای فرکانسهای 1^{KHZ} ، 10^{KHZ} و 100^{KHZ}.

۱۲- ضریب حذف سیگنال مشترک (CMRR)

۱۳- فرکانس قطع حلقه باز (OPEN LOOP CUT OFF FREQUENCY)

POWEREN.IR

POWEREN.IR
PowerEn.ir

۱۴- پهنای باندی که ضریب تقویت برابر واحد است (UNITY GAIN BANDWIDTH)

همچنین علاوه بر مشخصات گفته شده، ممکن است مشخصات دیگری نیز توسط کارخانه سازنده OP.Amp داده شود.

جدول (۴-۱) پارامترهای یک نمونه از OP.AMP را در درجه حرارت $25^{\circ}C$ بیان می‌کند.

جریان بایاس ورودی (I_B)	100^{nA}
جریان آفست ورودی (I_{io})	20^{nA}
رانش جریان آفست ورودی ($\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}$)	$0.1^{nA/^{\circ}C}$
ولتاژ آفست ورودی (V_{io})	5^{mV}
رانش ولتاژ آفست ورودی ($\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}$)	$5^{\mu V/^{\circ}C}$
CMRR	100^{dB}
سرعت چرخش (SR)	$2^{V/\mu s}$
فرکانس ضریب تقویت واحد	1^{MHz}
پهنای باند توان-پر	50^{KHz}
ضریب تقویت حلقه باز (A)	100000
امپدانس خروجی حلقه باز (R_o)	100^{Ω}
امپدانس ورودی حلقه باز (R_i)	$1^{M\Omega}$
امپدانس ورودی با طبقه FET	$10^{12\ \Omega}$

جدول (۴-۱)

مثال) الف: تقویت کننده منفی و تقویت کننده مثبت OP.Amp، هنگامیکه دارای

POWEREN.IR

PowerEn.ir

ورودی های OP.Amp نا چیز است بنابراین: $-I_{B1}R_1 = -I_{B2}(R \| R')$

و برای حالت $I_{B1} = I_{B2}$

$$R_1 = R \| R' = \frac{100 \times 1000}{1100} = 90.9^{K\Omega}$$

ج: در شکل (۵-۴-ب) از $I_{B2} = I_{B1} - I_{io}$ استفاده می کنیم. در قسمت (ب) نشان داده شد که به علت ورود I_{B1} به دو ورودی مثبت و منفی، ولتاژ خروجی V_o صفر می شود حال اگر مدار را خطی در نظر گرفته و از اصل جمع آثار استفاده کنیم. در حالت اول جریان ورودی منفی را I_{B1} در نظر می گیریم که خروجی در این حالت $V_{o1} = 0$ می شود در حالت دوم جریان منفی را $-I_{io}$ و جریان ورودی مثبت را صفر در نظر می گیریم. چونکه افت ولتاژ روی مقاومت R تقریباً صفر است در نتیجه جریان I_{io} از داخل مقاومت R' عبور می کند. بنابراین:

$$V_{o2} = -I_{io}R' \qquad V_o = V_{o1} + V_{o2} = -20 \times 10^{-9} \times 10^{6} = -20^{mV}$$

علامت V_o مشخص نیست زیرا I_{io} می تواند مقدار مثبت و یا منفی داشته باشد.

د: اگر $I_{io} = 0$ باشد در اینصورت $I_{B1} = I_{B2}$ خواهد شد و ولتاژی که در خروجی ناشی از I_{io} بوده، صفر خواهد بود. بنابراین اگر $V_o = 0$ باشد می توان فرض کرد که در شکل (۵-۴-ب) جریانهای بایاس صفر بوده و تنها ولتاژ V_{io} بین ورودی های OP.Amp موثر می باشد. با توجه به این فرض افت ولتاژ روی مقاومت R_1 صفر بوده (برای $I_{B1} = 0$) و ولتاژ V_{io} که در دو سر مقاومت R قرار می گیرد باعث ایجاد جریان V_{io}/R در این مقاومت می شود. این جریان در مقاومت R' نیز برقرار شده (چون $I_{B2} = 0$) و نتیجتاً خواهیم داشت:

$$V_o = \frac{V_{io}}{R}(R + R') = V_{io}\left(1 + \frac{R'}{R}\right) = \pm 5\,(1 + 10) = \pm 55^{V}$$

هـ: اگر V_{io} و I_{io} هر دو مخالف صفر باشند با توجه به اصل جمع آثار، خواهیم داشت:

$$V_o = -I_{io}R' + V_{io}\left(1 + \frac{R'}{R}\right)$$

POWEREN.IR