



وبسایت جامع الکترونیک، برق و کامپیوتر
www.ir-micro.com

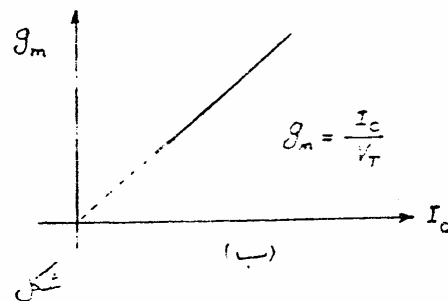
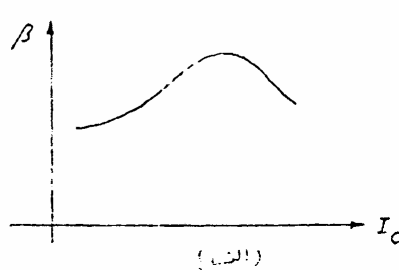


بخش ۳

تقویت کننده های (قدرت)

تمام تقویت کننده های که تاکنون بررسی شده اند، در اصل تقویت کننده توان هستند زیرا ولتاژ یا جریان دیا هر دو، دریا به عبارت دیگر توان را تقویت می کنند ولی منظور از تقویت کننده توان با تقویت کننده قدرت، تقویت کننده ای است که بر روی معادمت بار توان قابل ملاحظه ای مثل کند.

معمولاً اگر قدرت خروجی تقویت کننده ای بیش از چند ده میلی وات باشد جزو تقویت کننده توان بحساب می آید. تقویت کننده های قدرت برای ایند حد اکثر توان ممکن را مثل کند، باید دارای ولتاژ و جریان خروجی بادامنه ماکزیم باشند بنابراین این تقویت کننده ها جزو تقویت کننده های سیگنال بزرگ (Large Signal) بشمار می آیند. 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 می کنند. [شکل (۳-۱)]



اعوجاج طبقات قدرت معمولاً زیاد است که با درتهای این اعوجاج
را به حداقل می‌رسانند.

تقویت‌کننده‌های قدرت معمولاً در طبقه نهایی یک تقویت‌کننده قرار
می‌گیرند و فرب تقویت‌کننده‌ها معمولاً در حدود واحد است.

- خواصی که تقویت‌کننده‌های قدرت باید دارا باشند:

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

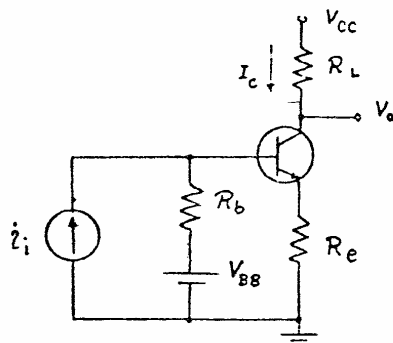
در این فصل ما تقویت‌کننده‌های کلاس A، کلاس B (PUSH-PULL) و کلاس AB را مورد بررسی قرار می‌دهیم.

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

به تقویت کننده ای که تمام موج ورودی را به طور کامل عبور دهند و همواره در ناحیه آکتیو کار کنند، تقویت کننده ای کلاس "A" گفته می شود این تقویت کننده ای تواندهی مرتبه آرایشهای ان- امیته مشترک، ب- کلکتور مشترک و ج- بیس مشترک، باشند.

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

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



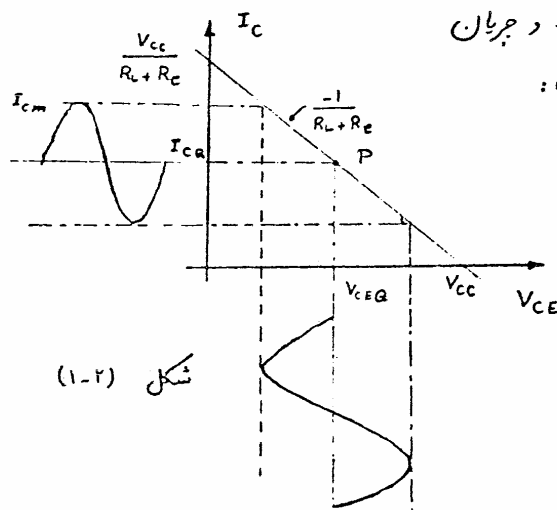
شکل (۱-۱)

گذاشتن مقاومت R_e (هرچند هم کوچک باشد) به پایداری مدار کمک می کند و از طرنی می خواهیم که توان مصرفی در R_L ماکزیم شود در نتیجه $R_e \ll R_L$ در نظر می گیریم. و بدلیل اینکه حداکثر دامنه و شارژ جریان در خروجی را می خواهیم نقطه کار ترانزیستور را وسط خط بار (AC) قرار می دهیم [شکل (۱-۲)].

اگر جریان نقطه کار را I_{CQ} و جریان بیسی را به صورت i_c نمایش دهیم، آنوقت:

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

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



شکل (۱-۲)

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

- توان AC مصرفی در بار:

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

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

- توان داده شده توسط منبع:

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

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

دید می‌شود که توان تحویل داده

شده توسط منبع تقذیه ثابت می‌باشد و به دامنه و سائز و جریان خروجی بستگی ندارد.

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

- توان مصرفی در ترانزیستور:

اگر از توان مصرفی در بیس ترانزیستور صرف نظر کنیم، آنوقت:

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ce} \cdot I_c dt = \frac{1}{T} \int_0^T [V_{cc} - (R_L + R_e)(I_{ca} + I_{cm} \sin t)] (I_{ca} +$$

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

$$- \frac{2}{T} \int_0^T (R_L + R_e) I_{cm} I_{ca} \cos t dt - \frac{1}{T} \int_0^T (R_L + R_e) I_{cm}^2 \sin^2 t dt$$

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

توان مصرفی در ترانزیستور:

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

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

- رانندگی:

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

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

دیده می شود که رانندگی این

مدار باین است و از نظر عملی به صرفه نیست. در واقع برای یک دات توان منفی 4W توان مصرفی داریم.

- ضریب شایستگی:

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

ضریب شایستگی بهریت فون تعریف می شود.

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

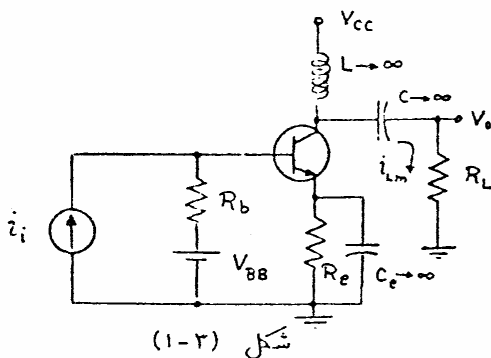
مشاهده می شود که به ازای یک دات توان

مصرفی در بار، 2W در ترانزیستور مصرف می شود که اگر توان مصرفی بار چند ده دات باشد، توان ترانزیستور قابل ملاحظه خواهد بود.

در صورتیکه کلاسبات فون را برای تقویت کننده ای بیس مشترک و کلکتور مشترک در کلاس A تکرار کنیم به نتایج بدست آمده برای حالت امیتر مشترک خواهیم رسید. می توان نشان داد که در صورتیکه تقویت کننده کلاس A در حالت کلکتور-مشترک بکار رود نسبت به در حالت دیگر دارای امواج بسیار کمتری در خروجی خواهد بود.

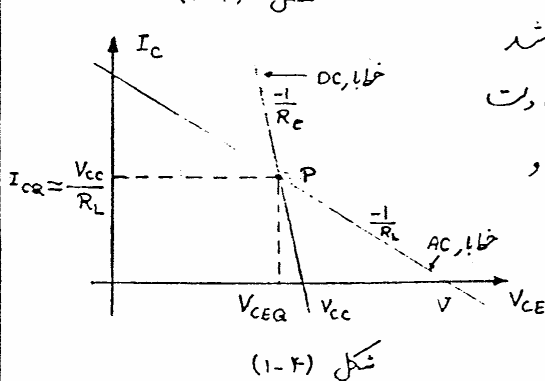
۱-۲) استفاده از سلف در تقویت کننده کلاس A:

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



شکل (۱-۳)

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



شکل (۱-۴)

- معمولاً مقدار R_E خیلی کوچک می باشد و مدار را طوری طراحی می کنند که در حدود یک دت روی مقاومت R_E ولتاژ داشته باشیم و $R_E \ll R_L$

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

$$\frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} = R_E = R_{dc}$$

$$\Rightarrow V_{CEQ} = \frac{R_L}{R_L + R_E} V_{CC} \approx V_{CC}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_L + R_E} \approx \frac{V_{CC}}{R_L}$$

$$V = 2V_{CEQ} \approx 2V_{CC}$$

دید می شود که

ترانزیستور بکار رفته باید

بزرگتر تا ولتاژ $2V_{CC}$ را تحمل کند.

- توان مصرفی در بار:

$$P_L = P_{Lac} = \frac{1}{2} R_L I_{Lm}^2 \quad P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L I_{CQ}^2 = \frac{1}{2} R_L \frac{V_{CC}^2}{(R_L + R_E)^2} \approx \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

- توان I_{CQ} شده توسط منبع:

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

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

$$\Rightarrow \boxed{P_{CC} = V_{CC} \frac{V_{CC}}{R_L + R_E} \approx \frac{V_{CC}^2}{R_L}}$$

- توان مصرفی در ترانزیستور:

$$P_C = P_{CC} - P_L \approx \frac{V_{CC}^2}{R_L} - \frac{1}{2} R_L I_{Lm}^2 \quad \text{اگر از توان مصرفی در } R_E \text{ صرف نظر کنیم، داریم:}$$

$$\boxed{P_{Cmax} \Big|_{I_{Lm} \approx 0} \approx \frac{V_{CC}^2}{R_L}}$$

- راندمان:

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

مشاهده می شود که با استفاده از تلف راندمان مدار در برابر شده است.

- ضریب شایستگی:

$$\text{ضریب شایستگی} = \frac{P_{Cmax}}{P_{Lmax}} = \frac{\frac{V_{CC}^2}{R_L}}{\frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{R_L}} = \boxed{2}$$

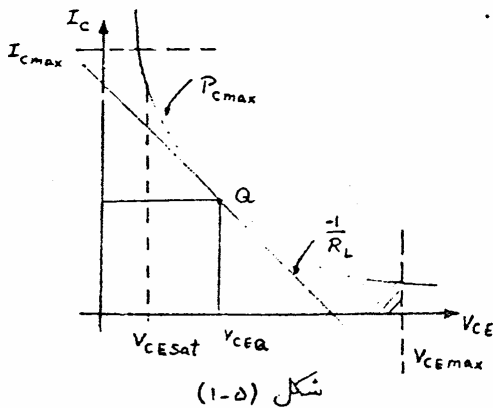
تذکره: باید توجه کنید که در اینجا

P_{Cmax} و P_{Lmax} در یک جریان I_{Lm} اتفاق می افتند:

(۱-۲) بررسی محدودیت های 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 پایان رسانیم، می توانیم جریان ماکزیم کلکتور، ولتاژ ماکزیم که کلکتور می تواند در ترانزیستور

مصرف می شود را محاسبه نمائیم. حال با توجه به این محاسبات به دنبال ترانزیستوری می رویم که بتواند این جریان و ولتاژ در توان را تحمل کند. شکل (۱-۵) ناحیه کار مجاز یک ترانزیستور را نشان می دهد.



مثلاً برای مدار شکل (۱-۳) داریم:

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

$$V_{CEmax} = 2V_{CC} \leq BV_{CE0}$$

معمولاً برای اینکه بتوانیم از حداکثر امکانات یک ترانزیستور استفاده کنیم $P_C = P_{Cmax}$ در نظر می گیریم. یعنی نقطه کار را روی خط توان می دهیم:

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

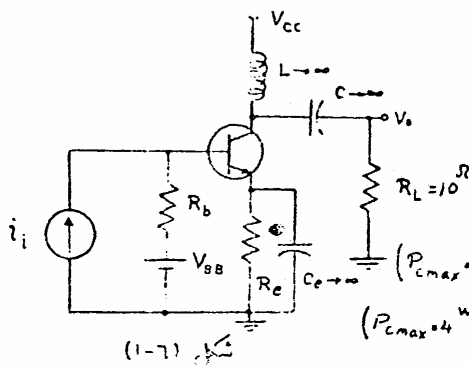
$$I_{CQ} = \left(\frac{1}{R_L}\right) V_{CEQ} \quad (II) \quad \text{اگر ماکزیم دامنه جریان و ولتاژ را در بار بخواهیم پس:}$$

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

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

رادر نقطه Q بدست آوردیم، داریم:

پس هرگاه ماکزیم دامنه در خودی را بخواهیم، ضرب زادیه منحنی در نقطه Q همان ضرب زادیه خط بار AC است.



مثال) مطلوبیت نقطه کار برای مدار شکل (۱-۶)

بطوریکه حداکثر توان در بار R_L

مصرف شود. ($R_E \ll R_L$)

الف: مشخصات ترانزیستور ($P_{Cmax} = 4W$, $BV_{CE0} = 40V$, $I_{Cmax} = 2A$)
ب: $(P_{Cmax} = 4W$, $BV_{CE0} = 40V$, $I_{Cmax} = 1A)$

شکل (۱-۶)

۹۵

حل الف: $P_{Cmax} = V_{CEQ} I_{CQ} \quad I_{CQ} \approx \frac{V_{CC}}{R_L} \Rightarrow I_{CQ} = \sqrt{\frac{P_{Cmax}}{R_L}}$

$V_{CEQ} = \sqrt{R_L P_{Cmax}} \Rightarrow I_{CQ} = \sqrt{\frac{4}{10}} = 0.63^A \quad V_{CEQ} = \sqrt{4 \times 10} = 6.3^V$
حالا محدودیت های دیگر را بررسی می کنیم:

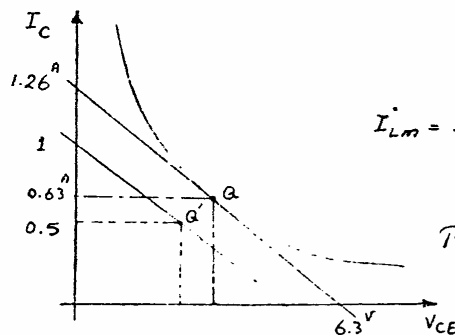
$P_{Lmax} = \frac{1}{2} R_L (I_{Lm})_{max}^2 = \frac{1}{2} \times 10 \times 0.63^2 = 2W$

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

$2V_{CEQ} \leq BV_{CEO} \Rightarrow 2 \times 6.3^V = 12.6^V < 40^V$

$V_{CC} \approx V_{CEQ} = 6.3^V$

حل (ب) - با توجه به نقطه کار در "ان" اگر بخواهیم توان ماکزیم را در بابت کنیم دید، می شود که محدودیت $2I_{CQ} \leq I_{Cmax}$ نقض می شود. یعنی دامنه جریان خروجی باید $I_{Lm} < I_{CQ}$ شود. با توجه به شکل (۱-۷)



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

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

شکل (۱-۷)

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.

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

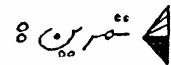
$V_{CC} \approx V_{CEQ} = 5^V$

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

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

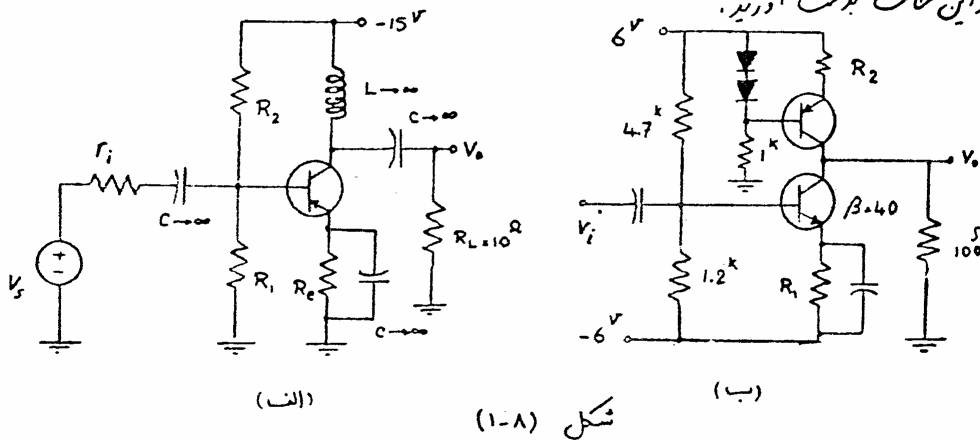
راه دیگری که می تواند حداکثر توان، در خروجی را فراهم آورد، تغییر بار R_L از دید

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)



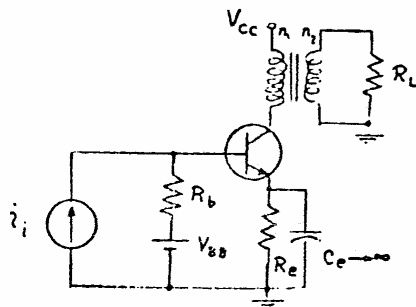
۱- مطلوبست تعیین نقطه کار ترانزیستور مدار شکل (۱-۸) و محاسبه P_{cc} ، P_{Lmax} ، P_c ، I_{Cmax} ، V_{CE0} .

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

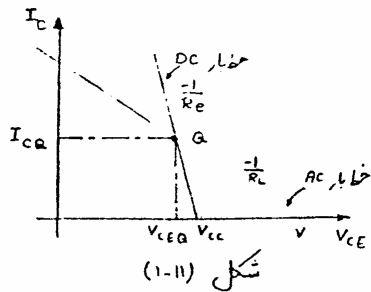
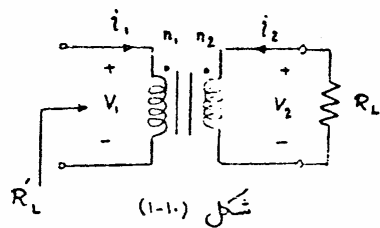


شکل (۱-۸)

۱-۴ استفاده از ترانسفورماتور در تقویت کننده کلاس A :
در بعضی از موارد برای تطبیق امپدانس لازم است که از ترانسفورماتور استفاده کنیم. شکل (۱-۹) یک تقویت کننده کلاس A با کوپلاژ ترانسفورماتور را نشان می دهد.
در محاسباتمان ترانسفورماتور را ایده آل فرض می کنیم [شکل (۱-۱۰)].



شکل (۱-۹)



در برای ترانس ایده‌آل داریم:

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

برای ماکزیم دامنه در خروجی نویز کننده،
 $\frac{n_1}{n_2} = N \quad R'_L = N^2 R_L$

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

در انتخاب $R_C \ll R'_L$

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

می‌کنیم

- توان مصرفی در بار:

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

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

- توان د.ا. شده توسط منبع:

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

- توان مصرفی در ترانزیستور:

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

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

- راندمان:

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

- ضریب شایستگی:

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

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 ترانزیستور متور قسمت (ب)، مثال قبل را حل نمائید.

حل:

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

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

$$\begin{cases} 2I_{CQ} \leq I_{Cmax} = 1A \\ 2V_{CEQ} \leq BV_{CEO} = 40V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1.26}{N} \leq 1 \\ 12.6N \leq 40V \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} N \leq 3.17 \\ N \geq 1.26 \end{cases} \Rightarrow 1.26 \leq N \leq 3.17$$

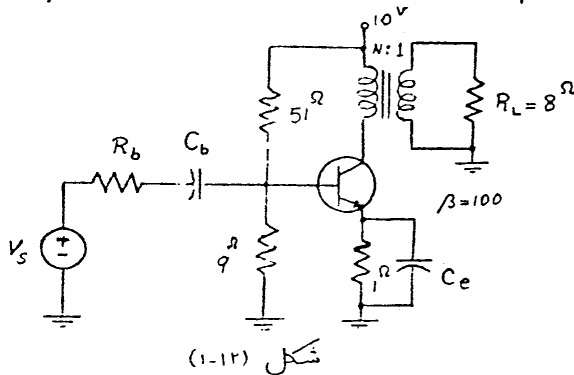
اگر $N=2$ بگیریم آنوقت:

$$V_{CEQ} = 12.6V$$

$$V_{CC} = 12.6V$$

$$P_{Lmax} = \frac{1}{2} \frac{V_{CC}^2}{N^2 R_L} = \frac{1}{2} \frac{12.6^2}{2^2 \times 10} \approx 2W$$

دید می شود که با استفاده از ترانس توانی که ما داریم R_L را به بار R_L انتقال دهیم.

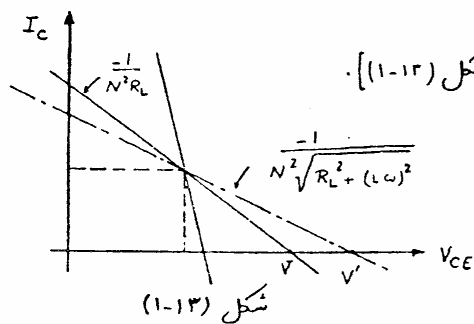


شکل (۱-۱۲)

تفسیر ۱:

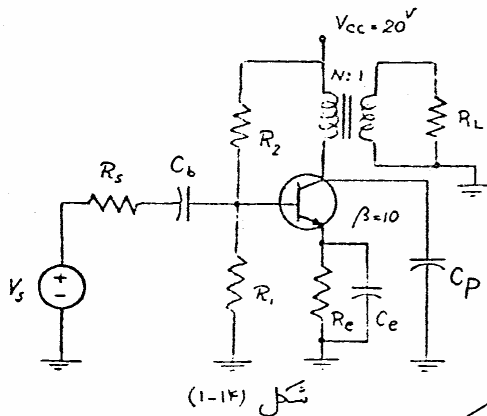
مدار شکل (۱-۱۲) را طوری طرح کنید که ما کمترین توان در بار مصرف شود.

در تقویت کننده های کلاس A اگر بار مایک بلندگو باشد در فرکانسهای بالا از خود خاصیت سلفی نشان می دهد که باعث از یاد انداز R_L و در نتیجه R'_L می شود و بنا بر این شب خط بار AC کاهش و V_{CEmax} افزایش می یابد که در این



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

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



الف: توان منبع تغذیه (P_{cc}) در صورتیکه تقویت کننده برای رانندگی 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.

ه: تعیین C_p , R_2 , R_1 , R_e .

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

حل:

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

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

ج: $I_{Cmax} \geq 2I_{CQ} = 2 \times 200 = 0.4A$ $BV_{CE} \geq 2V_{CC} = 40V$

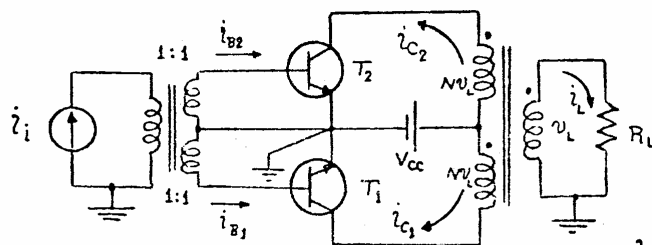
$P_{Cmax} \geq V_{CEQ} I_{CQ} = 4W$

۲- تقویت کننده کلاس B $\text{Class B power Amplifier}$

عیب تقویت کننده ای 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 $I_{CQ} \geq I_{cm}$ می باشد. پس در زمانی که سیگنال خروجی صفر باشد $P_{CC} = V_{CC} \cdot I_{CQ}$ توانی است که از منبع کشیده می شود زیرا جریان کشیده شده از منبع مجموع یک جریان سینوسی و یک جریان نقطه کار است که متوسط این جریان همان جریان نقطه کار می شود در نتیجه توان تحویل داده شده توسط منبع مستقیلاً از توان مصرفی در بار بوده و عملاً مقداری ثابت است. این عیب را می توان با انتخاب $I_{CQ} = 0$ (کلاس B) برطرف کرد ولی در این حالت فقط نصف موج تقویت می شود این عیب را هم می توان با ترکیب در مدار که با هم ۱۸۰ درجه اختلاف فاز داشته باشند برطرف کرد، به چنین مداری پوش پول (Push-pull) گفته می شود.

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

شکل (۲-۱) یک تقویت کننده پوش پول با دو ترانس در درودی و خروجی را



نشان می دهد. در این صورت در حالت استاتیکی هر دو ترانزیستور

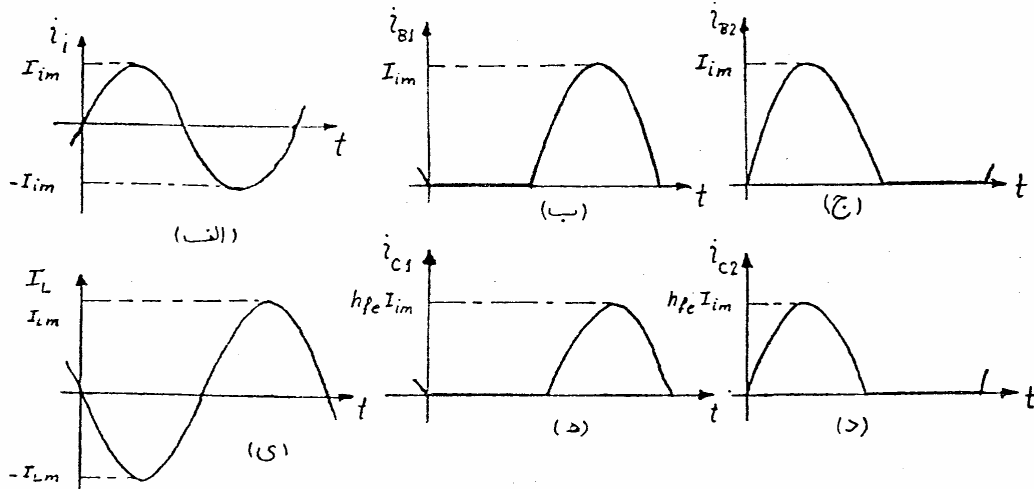
قطع هستند $I_{C1} = I_{C2} = 0$.

اگر درودی مانند شکل

(۲-۲) باشد، در نیم برپرد

اول T_2 شروع به هدایت کرده و T_1 شکل (۲-۱)

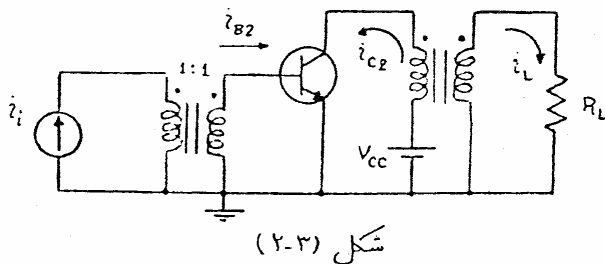
قطع می ماند در نیم برپرد بعد T_2 قطع می شود و T_1 شروع به هدایت می کند.



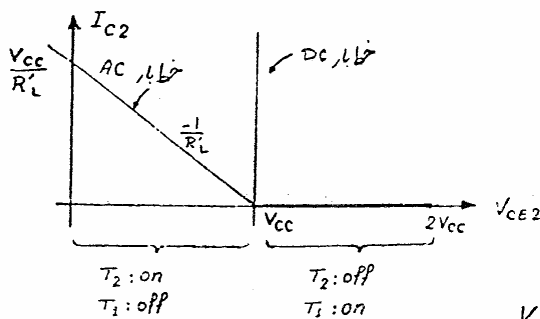
$$I_L = N (i_{C1} - i_{C2}) \quad \text{شکل (۲-۲)}$$

شکلهای (۲-۲) جریانهای مختلف مدار را نشان می دهد.
از آنجا که هر ترانزیستور بصورت متعارف درین از بریود کاری کند کافی
است که برای بررسی این مدار یکی از ترانزیستورها را بررسی نماییم.

شکل (۲-۳) مدار ترانزیستور T_2
و شکل (۲-۴) خط بار AC، DC
آنها را نشان می دهد.



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



شکل (۲-۴)

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

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

$$T_2: \text{off} \quad i_{C2} = 0$$

$$V_{CE2} = V_{cc} + N V_L$$

$$V_{CE1} = 0 \Rightarrow N V_L = V_{cc} \Rightarrow V_{CE2} \Big|_{\max} = 2V_{cc}$$

۱.۲

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

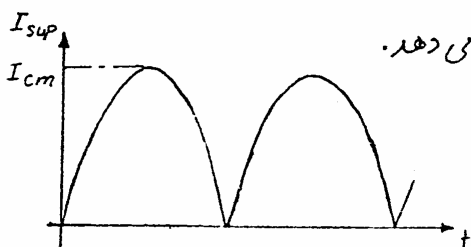
- توان مصرفی در بار:

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

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

- توان داده شده توسط منبع:

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



شکل (۲-۵)

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

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

$$P_{cc} = \frac{2}{\pi} V_{cc} I_{cm} \quad P_{ccmax} = \frac{2}{\pi} V_{cc} \frac{V_{cc}}{R'_L} = \frac{2}{\pi} \frac{V_{cc}^2}{R'_L}$$

- 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 مصرفی صفر باشد، خود ترانزیستورهای T_1 ، T_2 نیز توانی مصرف نمی کنند.

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

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

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

$$P_{cmax} = \frac{1}{\pi^2} \frac{V_{cc}^2}{R'_L} \approx 0.1 \frac{V_{cc}^2}{R'_L}$$

- راندها:

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

مشاهده می شود که راندها نسبت

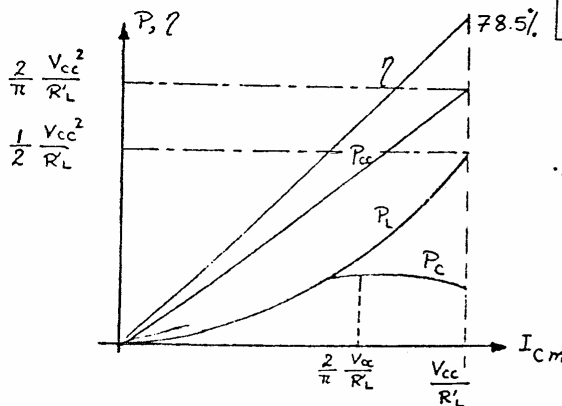
به تقویت کننده های کلاس A بیشتر شده است.

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

- ضریب شایستگی:

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

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



شکل (۲-۶) تغییرات توان و راندها 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 $R_L = 10^3 \Omega$ مصرف

مشخصات ترانزیستور ($P_{cmax} = 4^W$, $BV_{CE0} = 40^V$, $I_{cmmax} = 1^A$)

شود.

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

حل:

با براین با افزایش V_{cc} و I_{cmmax}

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

$$V_{cc} \leq \frac{1}{2} BV_{CE0} = 20^V$$

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

۱.۵

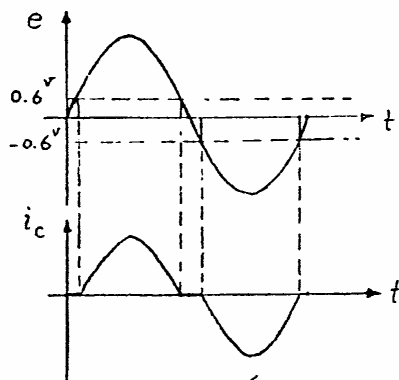
اگر V_{CC} و I_{Cmax} را به صورت زیر انتخاب کنیم

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

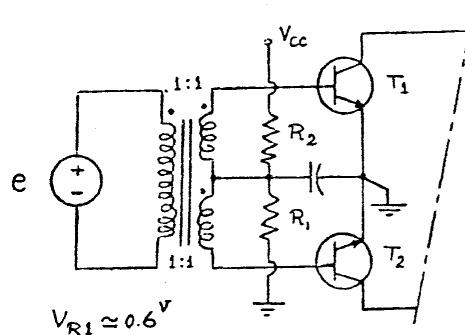
که شرط $P_{Lmax} \leq 5P_{Cmax}$ هم برقرار می شود.

$$I_{Cmax} = \frac{V_{CC}}{N^2 R_L} \Rightarrow N^2 R_L = 20 \Rightarrow N^2 = 2 \Rightarrow N = 1.414$$

- اگر مدار پوش بول را مانند شکل (۲-۱) بکار ببریم بدلیل اینکه دیناز آستانه هدایت دیود بیس-امپر در حدود ۰.۶ است این امر باعث اعوجاج در جریان خرد می شود [شکل (۲-۷)].

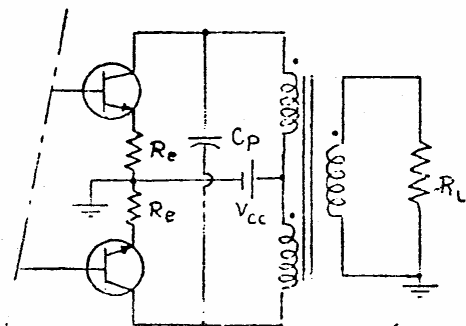


شکل (۲-۷)



شکل (۲-۸)

به این اعوجاج، اعوجاج عبوری (Crossover Distortion) می گویند. برای از بین بردن این عیب معمولاً ترانزیستورها را طوری بایاس می کنند که دیناز بیس-امپر آنها در حدود ۰.۶ شود. [شکل (۲-۸)].



شکل (۲-۹)

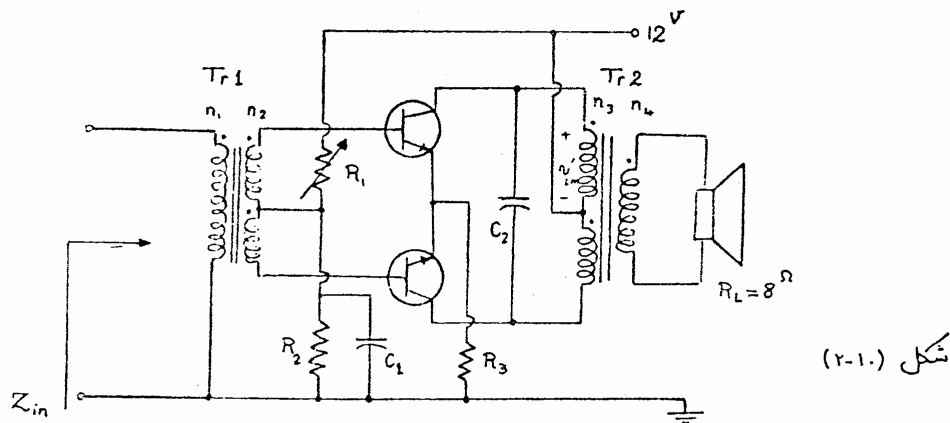
ملاحظات عملی:

برای اینکه تقویت کننده مطلق تر عمل کند در امپر ترانزیستورها مقاومت خلی کوچکی قرار می دهند. [شکل (۲-۹)].

این به طریقی که در مورد تقویت کننده

کلاس A گنجه شد، در کلکتور ترانزیستورهای کلاس B نیز یک خازن در حد در چند ده (nF) قرار می دهند تا از زیاد شدن ولتاژهای بالا جلوگیری کند. [شکل (۲-۹)].

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



شکل (۲-۱۰)

حل: توانی که به درودی (Tr2) $P'_{Lmax} = \frac{P_{Lmax}}{\eta} = 1.25W$ داده می شود.

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

$$V'_{Lm} = V_{CC} - V_{CEsat} - R_3 I_{Cmax} \quad V'_{Lm} = 12 - 1 - 1 = 10V$$

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

چونکه ترانس دم دارای تلفات می باشد

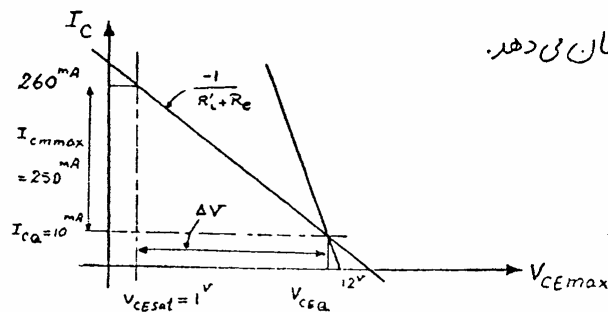
$$\frac{n_3}{n_4} \approx \sqrt{\frac{R'_L}{R_L}} = \sqrt{\frac{40}{8}} = 2.24$$

$$R'_L \approx \left(\frac{n_3}{n_4}\right)^2 R_L \quad \text{پس}$$

$$I_{Cmax} = \frac{V'_{Lm}}{R'_L} = \frac{10}{40} = 250mA$$

$$R_3 = \frac{1V}{I_{Cmax}} = \frac{1}{250mA} = 4\Omega$$

۱۰۷



شکل (۲-۱۱)

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

مغضات ترانزیستورها،

$$I_{Cmax} \geq I_{Cmax} + I_{CQ} = 260 \text{ mA}$$

$$V_{CEmax} = 12 - R_3 I_{Cmax} + V_{Lm}$$

$$V_{CEmax} = 21 \text{ V}$$

$$P_{Cmax} = 0.2 P_{Lmax}$$

که P_{Lmax} کلیه توانایی است که

به عنوان مصرف کننده می‌باشند.

$$R_E = \frac{1}{250} = 4 \Omega$$

$$P_{Cmax} = 0.2 \left(P'_{Lmax} + \frac{1}{2} R_E (I_{Cm})_{max}^2 \right)$$

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

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

- محاسبه مقادیرهای R_1, R_2 *

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

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{10 \text{ mA}}{50} = 0.2 \text{ mA}$$

$$I_{R1} \gg 2 I_{B1} \Rightarrow I_{R1} = 10 \times (2 \times 0.2) = 4 \text{ mA}$$

$$R_1 = \frac{V_{B1}}{I_{R1}} = \frac{0.68}{4} = 170 \Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_B}{I_{R2}} = \frac{12 - 0.68}{4 \text{ mA}} = 2.83 \text{ k}\Omega$$

- 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 برای تغییرات زیادی است با توجه به اینکه در تقویت کننده‌های کلکتور مشترک h_{ie} تأثیر چندانی در ولجیات ندارد. بنابراین می‌توان از h_{ie} صرف نظر کرد.

$$Z_{in} = 1 \text{ k}\Omega = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (h_{ie} + (1/\beta) R_3) \Rightarrow 1000 = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 5124 \Rightarrow \frac{n_1}{n_2} = 2.21$$

* در موقع محاسبه R_2, R_3 بایداری نقطه کار از نظر حرارتی مطرح نیست، شرط‌های گذاشته شده، لزومی ندارند.

- محاسبه خازنهای C_1, C_2 :

خازن C_2 که برای جلوگیری از زیاد شدن R'_i در فرکانسهای بالا است را در حدود چند ده (nF) انتخاب می‌کنیم و با توجه به فرکانس قطع پایین:

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

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

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

$$C_1 = 2.7 \mu\text{F}$$

استاندارد

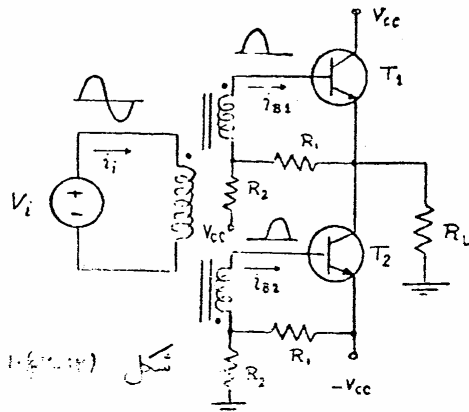
(۲-۲) تقویت کننده پوش پول کلاس B بدون ترانس:

به علت اینکه ترانس دارای حجم و وزن زیادی است، گران دهنده آن مشکل می باشد و به علت ایده آل نبودن، بهنای باند فرکانسی را کم می کند، هوارا سعی بر این است که حتی الامکان از استفاده آن اجتناب شود. در اینجا روشهایی را برای برداشتن ترانس ورودی و خروجی بیان می کنیم.

۲-۲-۱ - برداشتن ترانس خروجی:

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

را نمایش می دهد.



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

اشکالات عده این مدار:

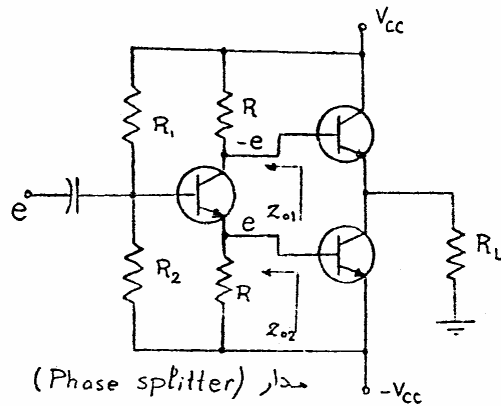
۱- به علت اینکه T_1 بمنزله کلکتور مشترک و T_2 مشترک عمل می کند مدار کاملاً متقارن نیست.

شکل (۲-۱۲)

۲- از در منبع ولتاژ استفاده شده است.

۲-۲-۲- برداشتن ترانس ورودی:

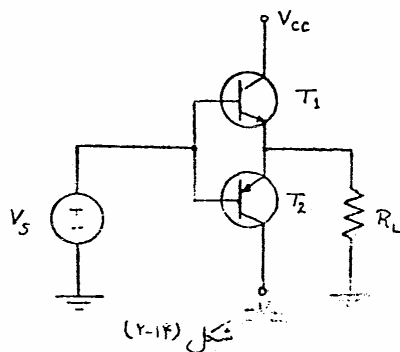
بجای ترانس ورودی باید از مداری استفاده کرد که بتواند خود ورودی و ۱۸۰ درجه اختلاف فاز ورودی را به تقویت کننده بدهد.
شکل (۲-۱۳) چگونگی این عمل را با یک ترانزیستور نشان می دهد.



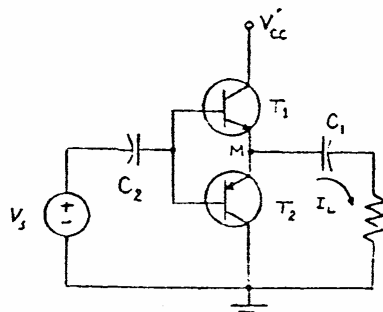
یکی از اشکالات این مدار این است که امپدانس دیده شده توسط ترانزیستورهای T_1 ، T_2 متفاوت است. که این خود باز موجب عدم تقارن در تقویت کننده می شود.

۲-۲-۳- استفاده از ترانزیستورهای مکمل: «Complementary symmetry»

ها نظریه ذکر شد، در طبقه پوش پول یک ترانزیستور در نیم پر بود مثبت و ترانزیستور دیگر در نیم پر بود منفی باید عمل کند، چون در آغاز ساخت ترانزیستورها فقط از نوع PNP بودند لذا تمام طراحی بر این اساس صورت گرفته بود با پیدایش ترانزیستورهای NPN این امکان بوجود آمد که با استفاده از ترانزیستورهای مکمل PNP، NPN (که دارای مشخصه ای 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.



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



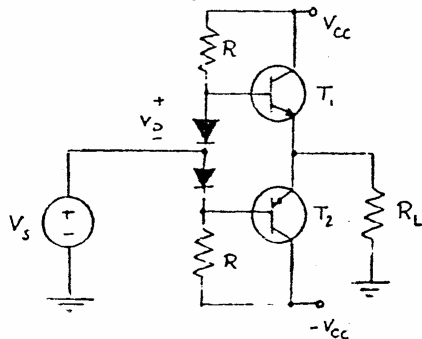
منبع استفاده کرد و بار R_L را با خازن بزرگی سری کرد. باید توجه کرد که با قرار دادن این خازن مدار تقویت کننده، دیگر قادر به تقویت سیگنالهای فرکانس پایین و DC نخواهد بود.

- در حالتیکه سیگنالی در ورودی نداشته باشیم

بعلت تقارن $V_{B1} = \frac{V_{cc}}{2}$ و جریان $I_E = 0$ می باشد پس $V_{C1} = \frac{V_{cc}}{2}$ در حالتیکه T_1 قطع و T_2 روشن باشد خازن C_1 جریان بار R_L را تأمین می کند و در حالتیکه T_2 خاموش و T_1 روشن است خازن C_2 شارژ می شود پس باید خازن C_1 را به اندازه کافی بزرگ در نظر گرفت تا مانند یک منبع دشارژ عمل کند.

تذکره: باید توجه کرد که در آئاسینه این حالت $V_{cc} = 2V_{cc}$ در نظر گرفته می شود.

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



شکل (۲-۱۶) یک نمونه از بایاس ترانزیستورها

برسید دید را نشان می دهد.

عیب عمده این کار بایاس آمدن اهداس ورودی از βR_L به $\beta R_L \parallel R/2$ است.

داز طرفی مقاومت R را نمی توان بزرگ انتخاب

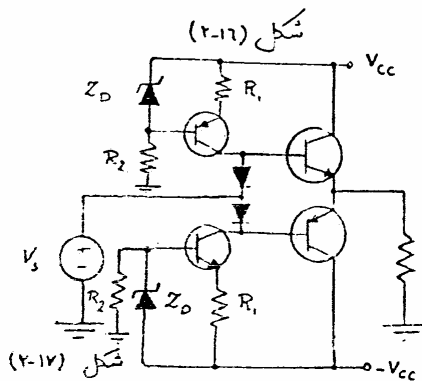
کرد زیرا جریان بیس و جریان دید را از طریق همین مقاومت تأمین می شوند.

برای از بین بردن این اشکالی توان

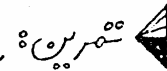
بجای مقاومت R مطابق شکل (۲-۱۷) از منابع

جریان استفاده کرد که هم جریان مورد لزوم را تأمین

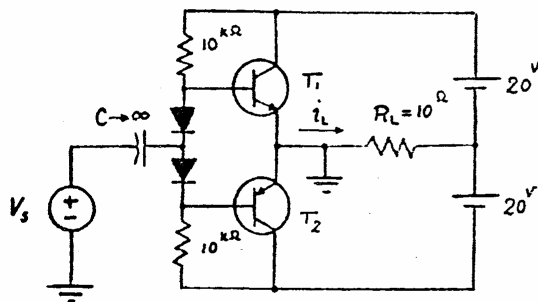
می کند و هم دارای مقاومت معادل R باشد.



شکل (۲-۱۷)



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



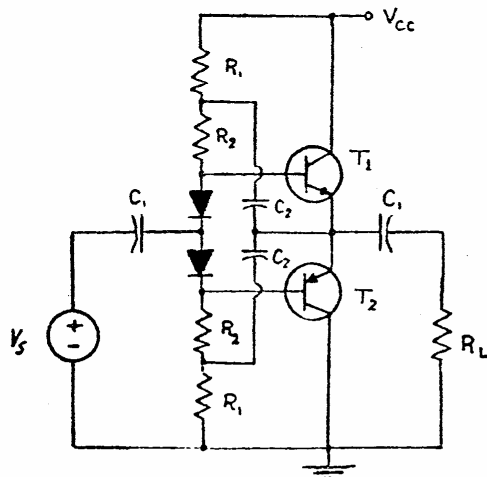
شکل (۲-۱۸)

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

ب: طرز کار مدار در سیم V_{CE2} و i_{C2} و i_L وقتی مدار بدون ایجاد اعوجاج کار می کند.

ج: R_L و P_{CC} و η وقتی که جریان خروجی ناگزیریم است.
د: P_{Cmax} و حداکثر دامنه جریان کلکتور که P_{Cmax} را بوجود می آورد.

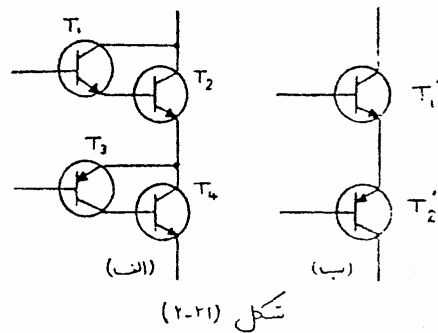
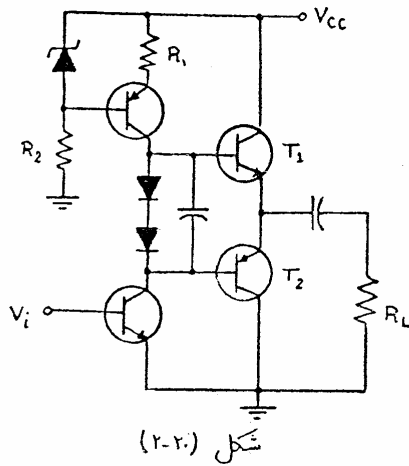
هیچنین می توان به کمک پرت استرپ [شکل (۲-۱۹)]، شکل مدار را ساده تر و امپدانس ورودی را افزایش داد.



شکل (۲-۱۹)

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

برای بالا بردن امپدانس ورودی و ضریب تقویت، می توان بجای T_1 و T_2 از دارلینگتون استفاده کرد ولی چون در عمل ترانزیستورهای قدرت بیشتر به صورت npn ساخته می شوند بجای ترانزیستور T_2 می توان از ترکیب (NPN-PNP) استفاده کرد. شکل (۲-۲۱) طرز اتصال و مدار ساده شده آنرا نمایش می دهد.



شکل (۲-۲۱)

$$T_1': \beta_1' \approx \beta_1 \beta_2 \quad h_{ie1}' = 2 h_{ie1}$$

$$T_2': \beta_2' \approx \beta_3 \beta_4 \quad h_{ie2}' = h_{ie3}$$

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

$V_{CEsat} = 1V$ ، $V_{BE} = 0.6$

الف: برای ایجاد قدرت ماکزیم:

$P_{Lmax} = 25W$

در بلندگو حدود V_{CC} را تعیین نمائید.

ب: با انتخاب V_{CC} مدار را

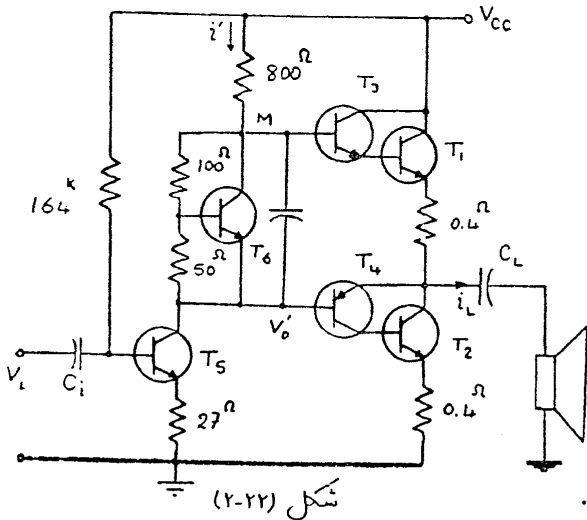
آپدیت نموده، رانش هر یک از

ترانزیستورها را مشخص کنید.

ج: راندمان ماکزیم

(η_{max})، دامنه ولتاژ در خروجی

برای ایجاد ماکزیم راندمان را حساب کنید.



حل: الف،

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

$\Rightarrow I_{cmmax} = 2.5A$

در این مسئله بدلیل اینکه در کلکتور ترانزیستور

T_3 مقاومتی وجود ندارد در نتیجه برای ترانزیستور

T_3 اشباع نداریم یعنی: $V_{CE} = 2V_{BE} > 1V$

اگر بنابه تقارن ولتاژ دوسر خازن $V_{C_1} = \frac{V_{CC}}{2}$ بگیریم

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

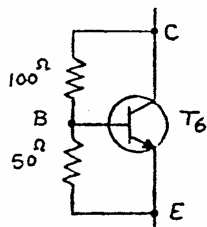
$$i_{Lmax} \rightarrow i_{C5} = 0 \Rightarrow \boxed{V_{CC} = 4.6V}$$

ب- ترانزیستورهای T_2, T_1 که در طبقه‌های زیر گرفته‌اند ترانزیستورهای تدرت می‌باشند

- ترانزیستورهای T_4, T_3 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:



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

دیده می‌شود که ترانزیستور T_6 در واقع ولتاژ آستانه

هدایت ترانزیستورهای T_4, T_1, T_3 را تأمین می‌کند. ($V_{BE} multiplier$)

$$I_{E5} = \frac{V_{CC} - 0.6}{R_E + \frac{R_B}{1+\beta}} = \frac{4.6 - 0.6}{0.027 + \frac{16k}{101}} = 27.5mA \quad h_{ies} = \beta_5 \frac{25mV}{I_{C5}} \quad \text{ج:}$$

$$h_{ies} = 100 \frac{25mV}{27.5mA} = 90\Omega$$

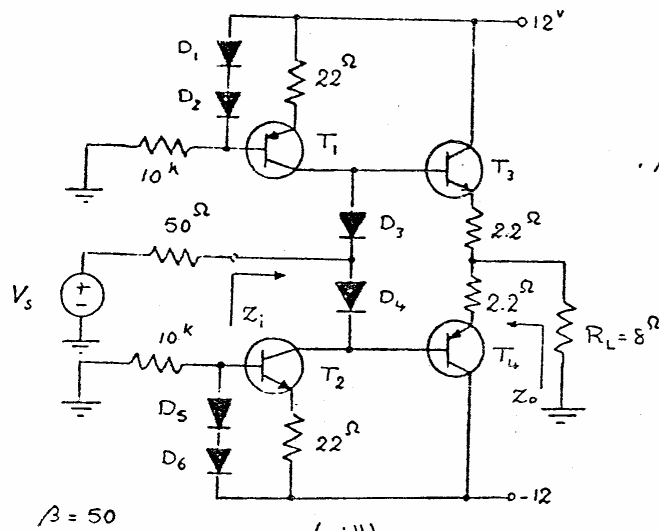
$$P_{CC} = V_{CC} I_{E5} + \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{2} I_{Cmax} = 4.6 \times 27.5mA + \frac{2}{\pi} \times \frac{4.6}{2} \times 2.5 = 37.87W$$

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

$$A_N = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_o'} \frac{v_o'}{v_i} = \frac{8}{8+0.4} \times \frac{-100 [800 \parallel (100 \times 25) \times 1.4]}{90 + 101 \times 27} = -26$$

$$v_{omax} = 2.5 \times 8 = 20^V$$

$$v_{imax} = \frac{v_{omax}}{|A_v|} = \frac{20}{26} = 0.77^V$$



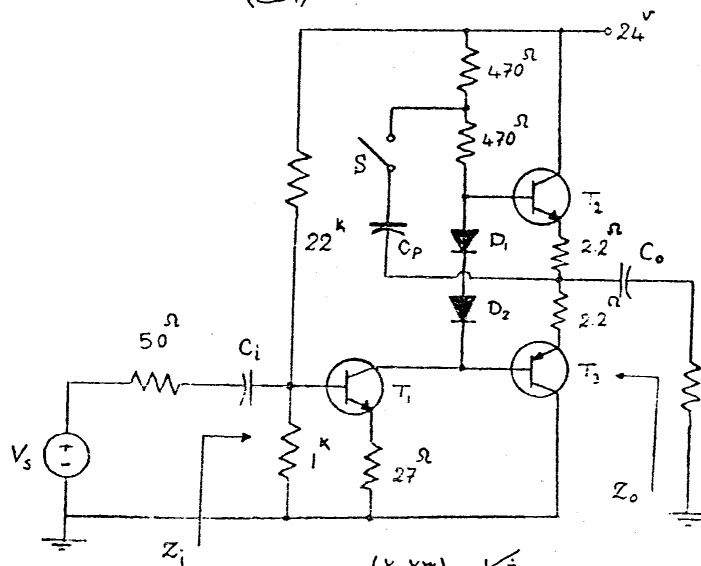
(الف)

تشریح:

$$A_{Ns} = \frac{v_o}{v_s}$$

مطلوبت محاسبه Z_o و Z_i

در P_{Lmax} و η_{max} مدارات شکل (۲-۲۳)



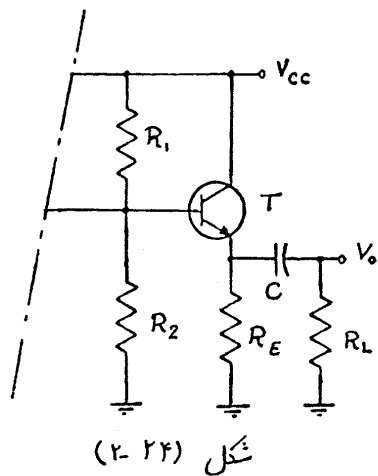
شکل (۲-۲۳)

ب: کلید S باز
ج: کلید S بسته

$\beta_1 = 100$

$\beta_2, \beta_3 = 50$

تشرین های مختلف :



شکل (۲-۲۴)

۱- مدار تقویت کننده شکل (۲-۲۴)

رادر نظر بگیرید.

مدار مقاومت R_L را بر حسب R_E ،
برای آنکه راندهمان $(\eta = \frac{P_{Lac}}{P_{cc}})$ و
سویکت وناژ خودی ماگزیم کردد
محاسبه نمایند.

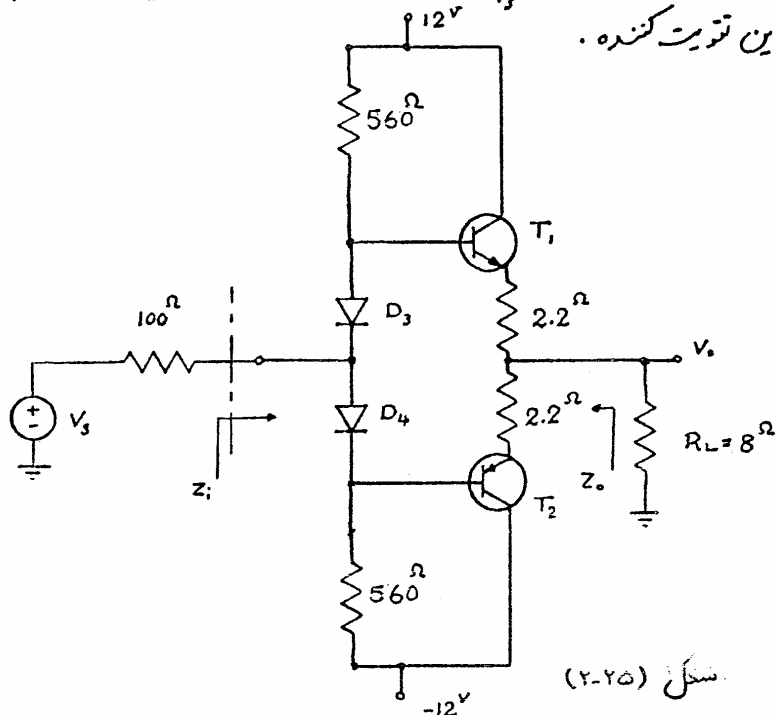
۲- مدار تقویت کننده قدرت شکل (۲-۲۵) رادر نظر بگیرید. با فرض اینکه،

$$\beta_1 = \beta_2 = 40$$

$$|V_{BE}| = V_D = 0.6V$$

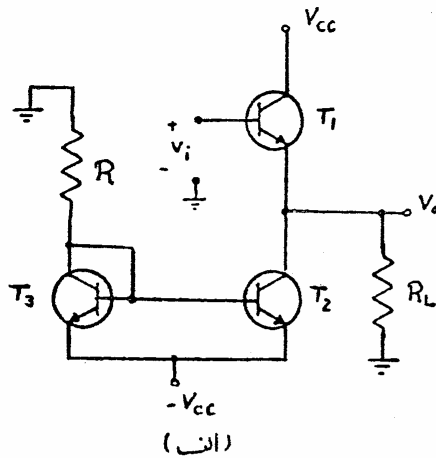
$$r_{o1} = r_{o2} = 100 k\Omega$$

مطلوبت محاسبه $A_{v0} = \frac{V_o}{V_s}$ ، Z_i ، Z_o ، P_{Lmax} و I_{max} برای
این تقویت کننده.



شکل (۲-۲۵)

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



شکل (۲-۲۶)

الف: تقویت کننده امیتر فالور شکل

(۲-۲۶-الف) را در نظر بگیرید. در صورتیکه

$$V_{CESat} = 0.2V, R = 4.65k\Omega, V_{CC} = 10V$$

و $V_{BE(on)} = 0.7V$ و $R_L = 1k\Omega$ باشد.

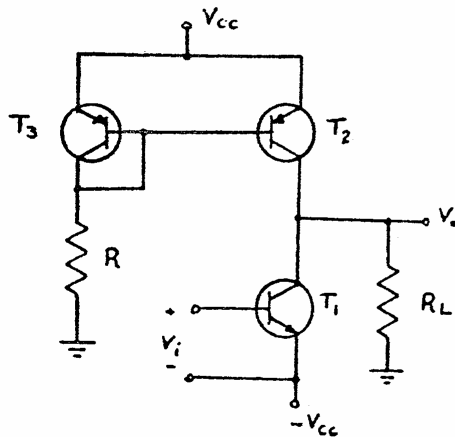
مدل سیگنالهای کوچک تقویت کننده

را در نظر گرفته و مقدار $A_{v0} = \frac{V_o}{V_i}$

را وقتی که دامنه سیگنال خروجی v_o

بین $\pm 0.6V$ تغییر می کند، 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. در صورتیکه

مقادیر الیهای مدار همانند قسمت الف

باشد. مدل سیگنالهای کوچک تقویت

کننده را در نظر گرفته و مقدار $A_{v0} = \frac{V_o}{V_i}$

را وقتی دامنه سیگنال خروجی v_o بین $\pm 0.6V$

تغییر می کند، مورد بررسی قرار داده و با قسمت

الف مقایسه نمایید.

ج: حداکثر توانی که بار $R_L = 1k\Omega$ در حالت (الف) می تواند مصرف

نماید، بدون اینکه در سیگنال خروجی v_o اعوجاج گسری بوجود آید را حساب

کنید و در این حالت راندهای $(\frac{P_L}{P_{CC}})$ را بدست آورید. به ازای چه مقدار

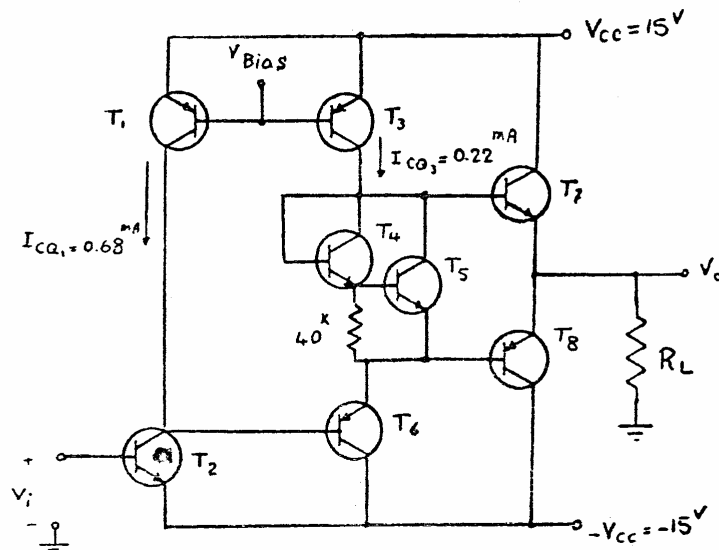
R_L راندهای مدار ماکزیمم بدست می آید؟

۴- مدار شکل (۲-۲۷) طبقه نهائی یک تقویت کننده عملیاتی ۷۴۱۰ را نشان می دهد. در صد تیکه $\beta_{Fnp} = 50$ و $\beta_{Fpn} = 200$ و برای همه ترانزیستورها: $|V_{BE(on)}| = 0.7^V$ ، $|V_{CEsat}| = 0.2^V$ ، $I_S = 10^{-14} A$ ($I_{S1} \neq I_S$) 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 امواج محسوس در V_o بوجود آید را حساب کنید. دقت این شرایط مقدار راندمان را حساب نمایید. (توان راندمان در طبقه پوش-پول مورد نظر است. سیگنال را سینوسی فرض کنید)

ج ۱ حداکثر توان لحظاتی مصرفی در هر یک از ترانزیستورهای طبقه پوش-پول را بدست آورید. ($R_L = 1^k \Omega$)

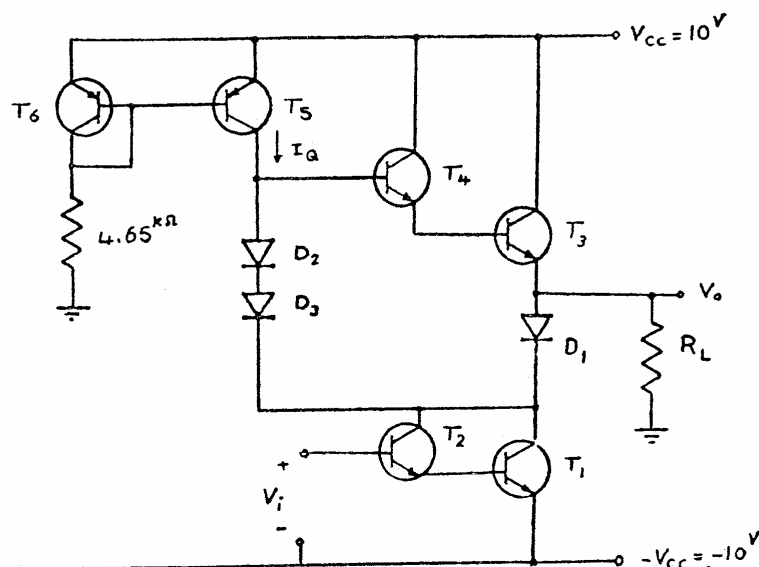
د، سیگنال خروجی را سینوسی فرض کرده، حداکثر توان متوسطی که به بار می توان داد، با آنکه توان لحظاتی مصرفی T_3 و T_8 از 100^{mW} بزرگتر نشود را بدست آورید. در این حالت مقدار R_L و راندمان را محاسبه نمایید.
 ه، جریان کلکتور ترانزیستور را برای $V_o = -10^V$ بدست آورید. ($R_L = 1^k \Omega$)



شکل (۲-۲۷)

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

- الف، حداکثر مقدار مثبت و منفی V_o در حالیکه $R_L = 8^{\Omega}$ است را بدست آورید.
 ب، در حالیکه $V_o = 0$ است توان مصرفی در مدار چقدر است؟
 ج، در هر تیکه V_o تقریباً یک سیگنال سینوسی باشد مطلوب است:
 ج-۱- حداکثر توان مصرفی بار $R_L = 8^{\Omega}$ بدون آنکه بالا و پایین سیگنال V_o بریده شود در اندامان مدار در این حالت.
 ج-۲- حداکثر توان لحظه‌ای مصرفی ترانزیستورهای T_1 و T_3



شکل (۲-۲۸)



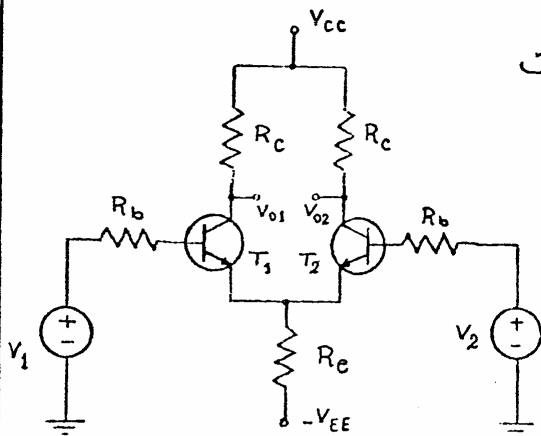
بخش

تقویت کننده های (دیفرانسیل)

در مدار تقویت کننده امپدانس مشترک برای بدست آوردن پایداری حرارتی مناسب باید معادمت R_e نسبتاً بزرگ باشد که این خود باعث کاهش ضریب تقویت می شود. در صورتیکه بخواهیم سیگنالهای AC را تقویت کنیم می توان معادمت 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" معادمت R_e را برای سیگنالهای AC اتصال کوتاه نمود، ولی اگر فرکانس سیگنال کم یا DC باشد در اینصورت وجود خازن تأثیری 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 کننده ها مسئله نویز می باشد، تقویت کننده ای 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 هر کدام را با ضریب تقویت متفاوتی به خروجی مدار منتقل می نماید.

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 آمپتر مشترک مشابه دانست که آمپتر ترانزیستورهای آنها به یکدیگر متصل شده اند. در این مرتبه ترانزیستورهای T_1 و T_2 باید کاملاً مشابه باشند.

هر یک از دنازهای V_1 و V_2 را ترکیبی از دنازهای مشترک (Common) و دیفرانسیل (Differential) فرض می کنیم.

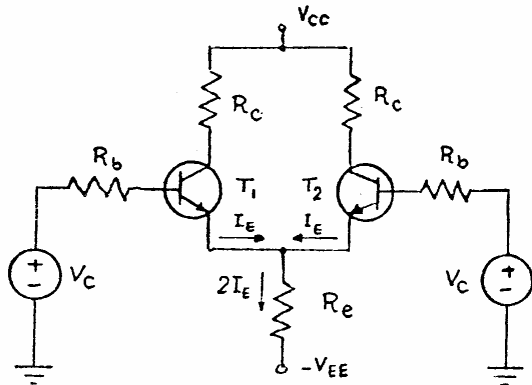
$$\begin{cases} V_1 = V_C + V_d \\ V_2 = V_C - V_d \end{cases} \Rightarrow V_C = \frac{V_1 + V_2}{2} \quad V_d = \frac{V_1 - V_2}{2}$$

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

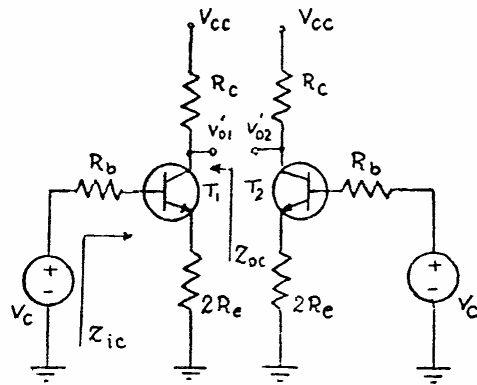
۱-۱) حالت سیگنال هلی مشترک:

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 «جانسنی» که در تئوری مدارهای الکتریکی بیان می شود استفاده کرد و مدار تقویت کننده شکل (۱-۲) را به صورت مدار شکل (۱-۳) درآید.

۱۲.۱



شکل (۱-۲)



شکل (۱-۳)

برای این حالت داریم:

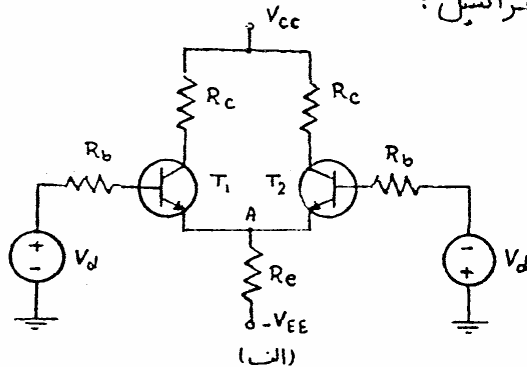
$$V'_{o1} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c$$

$$V'_{o2} = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e} V_c$$

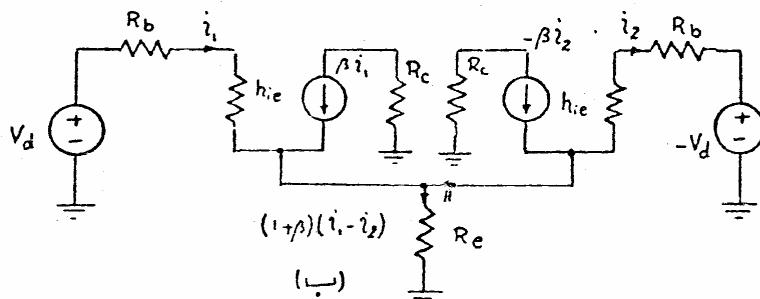
$$Z_{ic} = R_b + h_{ie} + (1+\beta)2R_e$$

$$Z_{oc} = R_c$$

حالت سیگنال های دیفرانسیل: (۱-۲)



(الف)



(ب)

شکل (۱-۴) تقریب

کننده دیفرانسیل را در حالت

شکل (۱-۴) (ب) $V_1 = -V_2 = V_d$

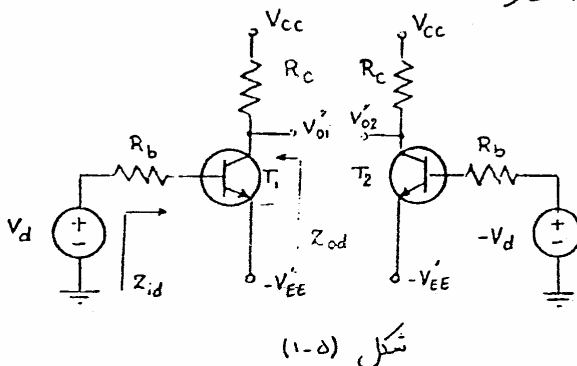
مدار معادل AC آنرا نمایش می دهد.

شکل (۱-۴)

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

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

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 (۱-۶) را نشان می‌دهد.



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

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

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

$$Z_{id} = R_b + h_{ie}$$

$$Z_{od} = R_c$$

حالت کلی تقویت کننده دیفرانسیل:

چون ولتاژهای ورودی تقویت کننده دیفرانسیل را بصورت ترکیبی از ولتاژهای

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

مشترک و دیفرانسیل در نظر گرفتیم. در نتیجه طبق قضیه "جمع آثار" خروجی‌های ناشی از ولتاژهای مشترک و دیفرانسیل را با هم جمع می‌کنیم.

- ولتاژهای نهایی:

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

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

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

$$A_d = \frac{-\beta R_c}{2(R_b + h_{ie})}$$

اگر A_c و A_d را برابر
زیر تعریف کنیم:

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

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

نتیجه $A_d \gg A_c$ است یعنی رانش مشترک

(معمولاً نیز) خیلی کمتر از رانش دیزانسیل (سیگنال) در خروجی اثر می‌کند.

نسبت $\left| \frac{A_d}{A_c} \right|$ مشخصه مهمی برای تعریف یک تقویت کننده دیزانسیل 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.

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

مثال ۱) مطلوبست CMRR برای تقویت کننده دیزانسیل شکل (۱-۱)

که $R_e = 10^4 \Omega$ $R_b = 1^4 \Omega$ $h_{ie} = 1^4 \Omega$ $\beta = 200$

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \approx \frac{(1+\beta)R_e}{R_b + h_{ie}} = \frac{201 \times 10^4}{1^4 + 1^4} = 1000$$

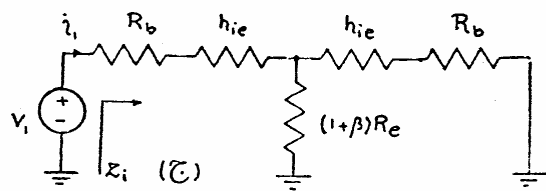
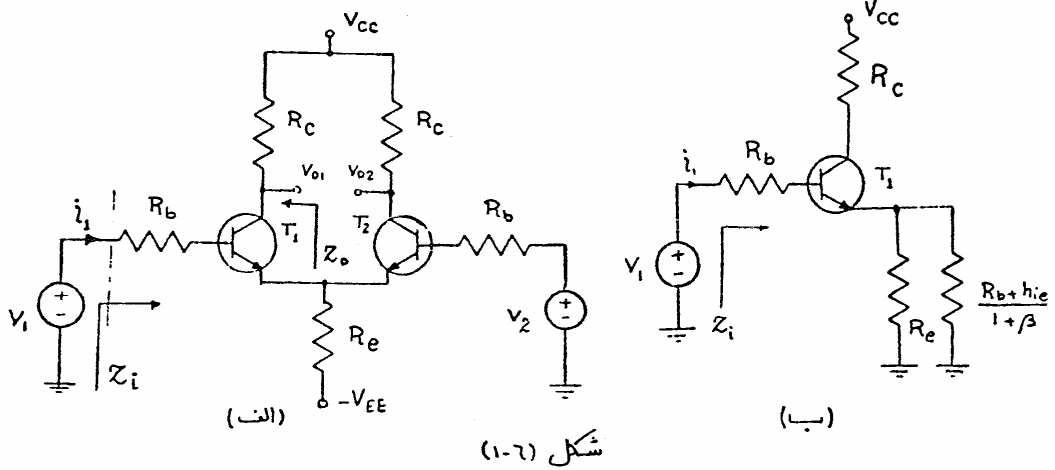
حل:

- امپدانس ورودی:

امپدانس ورودی تقویت کننده دیزانسیل شکل (۱-۶-۱) را

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} \bigg|_{V_2=0}$$

بعورت فوق تعریف می‌کنیم.



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

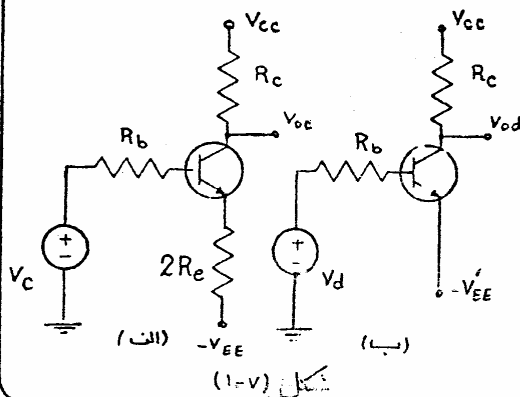
بطوریکه ابتدا متاد متغای در بیس ترانزیستور T_2 را به امپدانس آن مشتمل می کنیم. [شکل (۱-۶ ب)] در بیس متاد متغای در امپدانس ترانزیستور T_1 را به بیس آن انتقال می دهیم. [شکل (۱-۶ ج)]. در نتیجه داریم:

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

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

$$Z_o = R_c$$

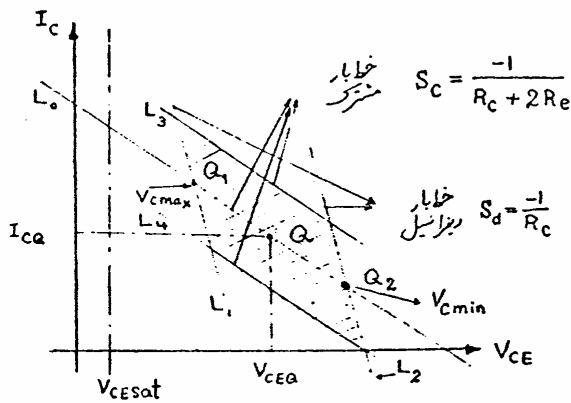
- امپدانس خروجی:



- فقط کار و خط بار:
ابتدایی از ترانزیستورهای تقویت کننده شکل (۱-۷ الف) را در نظر می گیریم و دلتاژهای درودی V_1 و V_2 را ترکیبی از دلتاژهای مشترک و دیزانسیل فرض می کنیم. بنا به تعارن موارد، برای دلتاژ مشترک

شکل (۱-۷-الف) د برای دشار دینرانسل شکل (۱-۷-ب) بدست می آید.
در حالت $V_1 = V_2 = 0$ نقطه کار استاتیک ترانزیستور (Q) بدست می آید [شکل (۱-۸)].
برای حالت سبکبار

مشترک [شکل (۱-۷-ب)] داریم:



$$(V_{CE} + V_{EE}) = (R_C + 2R_E) I_{C1} + V_{CE1}$$

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

$$S_c = \frac{-1}{R_C + 2R_E}$$

شکل (۱-۸)

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

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

$$(V_{CC} + V_{EE}) = R_C I_{C1} + V_{CE1}$$

$$\Rightarrow S_d = \frac{-1}{R_C}$$

مشاهده می شود که شیب
خط بار دینرانسل بیشتر از
شیب خط بار، در حالت مشترک است.

مداکثر دامنه دشار V_d برای اینکه تقویت کننده در ناحیه خطی عمل کند، بستگی
به دامنه دشار V_c و نقطه کار استاتیک ترانزیستور (Q) دارد. این محدودیت عملاً در
نقطه کار Q_2 از تقاطع خط بار دینرانسل با محور دشار (V_{CE}) و یا در نقطه
کار Q_1 از تقاطع خط بار دینرانسل با خط $V_{CE} = V_{CESat}$ بدست می آید،
در شکل (۱-۸) این محدودیت در نقطه کار Q_2 به وجود 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 لم شور خورده) شکل (۱-۸)

◀ تمرین ۹:
 تقویت کننده دینانسیل شکل (۱-۹) را در نظر بگیرید. ورودی های تقویت کننده (e_1, e_2) منابع ولتاژ با امپدانس داخلی $R_b = 1\text{ k}\Omega$ می باشند و ترانزیستورها از نوع سیلیسیم $(V_{BE} = 0.6)$ با $h_{FE} = 250$ هستند.
 الف: الیافی مدار را چنان تعیین کنید که تقویت کننده دارای مشخصات زیر باشد.

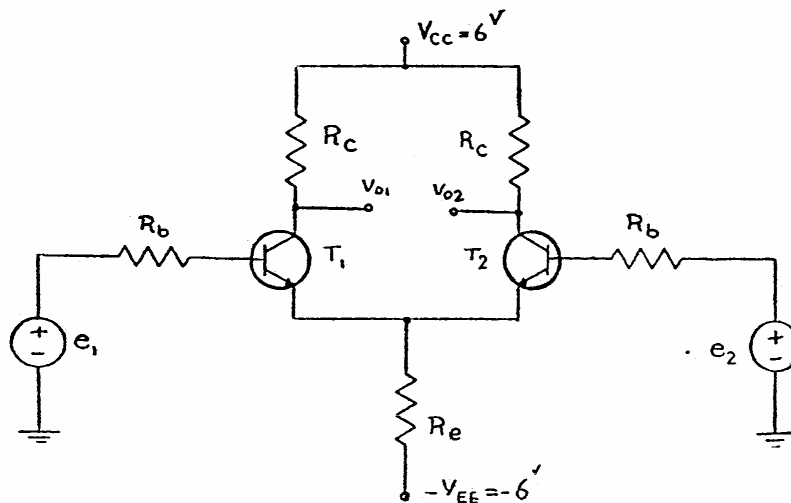
$$CMRR = 40\text{ dB} -$$

$$- \text{ امپدانس خروجی } Z_o = 1\text{ k}\Omega$$

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

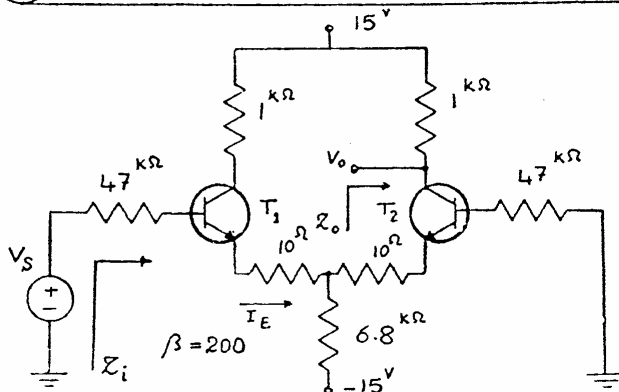
ج: در صورتیکه دامنه ولتاژ مشترک در خروجی برابر 1 V باشد مطلوبیت حداکثر ولتاژ دینانسیل $(V_d = e_1 - e_2)$ در ورودی، برای آنکه تقویت کننده در ناحیه خطی کار کند.

د: در صورتیکه $V_c = 10\text{ mV}$ باشد V_d چند می تواند باشد بطوریکه نسبت دامنه ولتاژ دینانسیل به دامنه ولتاژ مشترک در خروجی حداقل 50 باشد.



شکل (۱-۹)

۱۲۲



شکل (۱-۱۰)

مثال ۲) تقویت کننده دیزانسیل

شکل (۱-۱۰) را در نظر بگیرید.

مطلوبست A_d ، Z_o ، Z_i و $CMRR$ برای این تقویت کننده.

حل: ابتدا نقاط کار را بدست می آوریم:

$$V_{EE} - V_{BE} = \left(\frac{4.7}{1+\beta} + 10^3 + 2 \times 6.8 \right) I_E \Rightarrow 15 - 0.7 = \left(\frac{4.7}{201} + 0.01 + 13.6 \right) I_E$$

$$\Rightarrow I_E \approx 1 \text{ mA}$$

$$h_{ie} = \beta \frac{25 \text{ mV}}{I_C} = 200 \frac{25}{1} = 5 \text{ k}\Omega$$

- امپدانس ورودی:

$$Z_i = 4.7 \text{ k}\Omega + 5 \text{ k}\Omega + (1+\beta) \left\{ 10^3 + 6.8 \text{ k}\Omega \parallel \left[10^3 + \frac{4.7+5}{1+\beta} \right] \right\}$$

با توجه به روش انعکاس امپدانس داریم:

$$\Rightarrow Z_i \approx 106 \text{ k}\Omega$$

$$Z_o = 1 \text{ k}\Omega$$

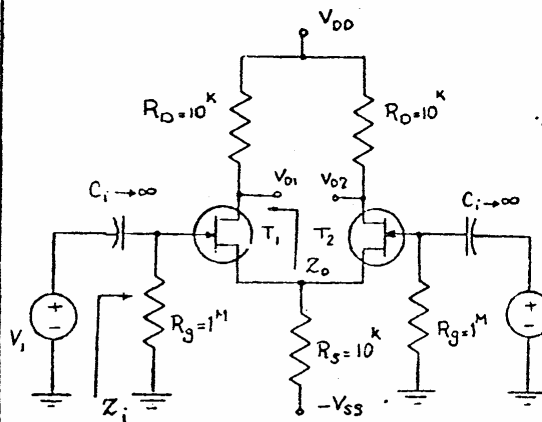
- امپدانس خروجی:

- $CMRR$ ، A_d ، A_c

$$A_c = \frac{-\beta R_c}{R_b + h_{ie} + (1+\beta)[10^3 + 2R_E]} = \frac{-200 \times 1}{4.7 + 5 + 201(0.01 + 13.6)} = -0.07$$

$$A_d = \frac{-\beta R_c}{2[R_b + h_{ie} + (1+\beta)10^3]} = \frac{-200 \times 1}{2[4.7 + 5 + 201 \times 0.01]} = -1.85$$

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



شکل (۱-۱۱)

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

- اگر در مدار شکل (۱-۶ الف) بار R_L را بین خروجیهای V_{O1} و V_{O2} قرار دهیم.
آنگاه:

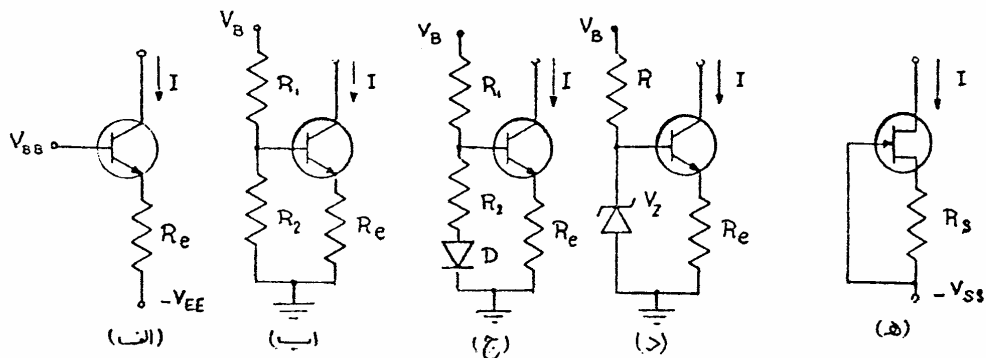
$$V_{od} = V_{O1} - V_{O2} = (A_c V_c + A_d (V_1 - V_2)) - (A_c V_c - A_d (V_1 - V_2)) = 2A_d (V_1 - V_2)$$

مشاهده می شود که در این حالت ولتاژ دوسر بار R_L ناشی از اختلاف ولتاژهای ورودی است، در نتیجه این مدار برای بار R_L یک تقویت کننده دینترانسیل ایده آل می باشد.
بعلاوه ولتاژ V_{od} یک ولتاژ نسبی است، در نتیجه نمی توان آنرا به معادمت باری که یک طرف آن زمین (ground) شده، متصل کرد. همچنین این ولتاژ به تقویت کننده های 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 آنتند افزایش داد تا اثر ولتاژ مشترک نسبت به ولتاژ دینترانسیل در هر یک 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 $CMRR \approx \frac{(1+A)R_e}{R_b + h_{ie}}$ می باشد. برای افزایش آن می توان معادمت R_e را افزایش داد، ولی بزرگ کردن معادمت R_e موجب تغییر نقطه کار مطلوب ترانزیستور می گردد، برای رفع این اشکال باید ولتاژ منابع V_{CC} و V_{EE} را افزایش داد، ولی با توجه به محدودیت های عملی این روش بهره نیست. حال اگر بجای معادمت R_e از یک منبع جریان استفاده نمایم ادلاً جریان نقطه کار ترانزیستور را بیشتر تثبیت نموده، ثانیاً معادمت دینامیکی، در آمیتر ترانزیستور را با ولتاژ منبع جریان افزایش می دهیم.

۲- منابع جریان در تقویت کننده دیفرانسیل:

منابع جریان در مدار تقویت کننده با معنای یک لایه با یاس کننده و یا به صورت بار فعال « active load » بطور گسترده ای مورد استفاده قرار می گیرند. منابع جریان انواع گوناگونی داشته که ساده ترین آنها منابع جریانی هستند که شامل یک ترانزیستور Bipolar و یا FET باشند. شکلهای (۲-۱) چند نمونه از منابع جریان ساده را نمایش می دهند.



شکل (۲-۱)

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

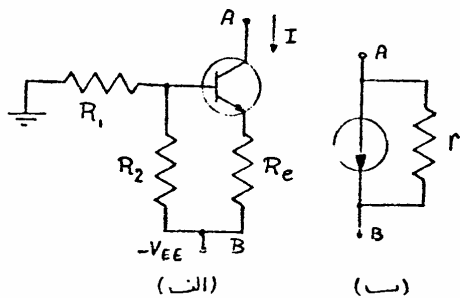
$$I = \frac{V_{BB} + V_{EE} - V_{BE}}{R_E}$$

شکلهای (۲-۱-ب، ج، د) مدل های دیگر این منبع جریان، که در آن از یک منبع ولتاژ استفاده شده است، را نشان می دهد. بدلیل اینکه ولتاژ V_{BE} ترانزیستور تابعی از درجه حرارت نیز می باشد، در نتیجه جریان I ، در منابع جریان شکلهای (۲-۱-ب، ج) با تغییر درجه حرارت، ثابت نمی ماند. برای رفع این اشکال می توان یک دیود معمولی را به صورت جریان کننده، مطابق شکل (۲-۱-ج) بکار برد.

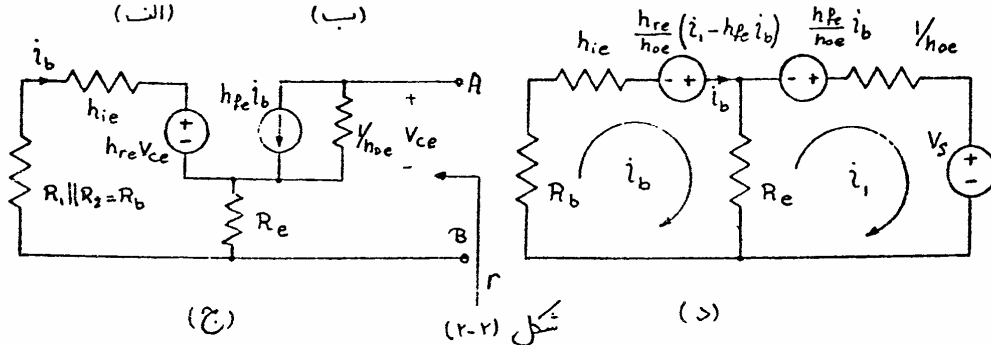
در منابع جریان شکلهای (۲-۱-د، ب، ج) جریان I نسبت به تغییرات منابع ولتاژ بکار رفته، حساس می باشد. برای کاهش این اثر می توان از یک دیود زنر مطابق شکل (۲-۱-د) و یا از یک FET، مطابق شکل (۲-۱-ه) استفاده کرد.

(۲-۱) محاسبه مقاومت دینامیکی بیس 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 مدار و شکل (۲-۲) (ج) مدل
AC مدار منبع جریان و شکل (۲-۲) (د) مدار ساده
شده آنرا نمایش می‌دهد.



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

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

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

با توجه به برداش « کرامر » در حل دستگاهی معادلات جریان i_1 را بر حسب V_s
محاسبه می‌نماییم.

(۱۳۱)

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

معمولاً از پارامتر h_{re} بخاطر کوچک بودنش، صرف نظر می کنیم. در نتیجه:

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

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

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

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

(مثال) مطلوبست محاسبه مقاومت دینامیکی منبع جریان

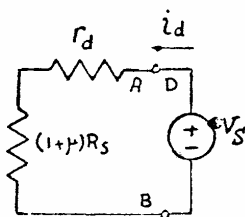
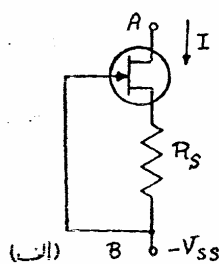
شکل (۲-۱ ج) با فرض اینکه، $h_{fe} = 200$ ، $h_{re} = 10^{-4}$ ، $h_{oe} = 2 \times 10^{-5} \Omega$

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

حل:

$$R_b = R_1 \parallel (R_2 + r_D) = 1.8 \parallel (1.2 + 8) = 0.72 \text{ k}\Omega \quad \text{با توجه به معادله (I):}$$

$$r = \frac{(0.72 + 5 + 1 - \frac{10^{-4} \times 200}{2 \times 10^{-5} \times 1000}) \left(\frac{1}{2 \times 10^{-2}} + 1 \right) + \left(1 + \frac{10^{-4}}{2 \times 10^{-2}} \right) \left(\frac{200}{2 \times 10^{-2}} - 1 \right)}{0.72 + 5 + 1 - \frac{10^{-4} \times 200}{2 \times 10^{-2}}} = 1.8 \text{ M}\Omega$$



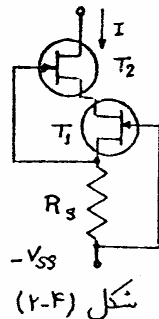
شکل (۲-۲ الف) یک منبع جریان
با استفاده از یک FET را نشان می دهد.
برای بدست آوردن امپدانس خروجی
این منبع جریان می توان از روش انعکاس
امپدانس استفاده کرد. و همه آنها را به درین

این ترانزیستور مثل ماژیم . [شکل (۲-۴) ب] .

$$r = \frac{V_S}{i_d} = r_d + (1 + \mu) R_S \quad (II) \quad \text{بنابر این :}$$

معمولاً ساختن منابع جریان با FET دارای

نویز کمتری می باشد ولی هم طوریکه از رابطه (II) دیده می شود امپدانس دینامیکی این منبع جریان نسبت به منابع جریان با ترانزیستورهای Bipolar کمتر است ، برای بالا بردن امپدانس خروجی این منبع جریان می توان مطابق شکل (۲-۴) از دو ترانزیستور استفاده کرد .



شکل (۲-۴)

تشریح :

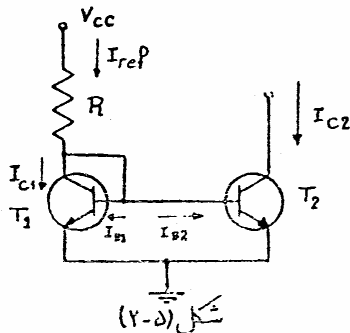
امپدانس خروجی منبع جریان شکل (۲-۴) را بدست آورید .

(۲-۲) انواع دیگر منابع جریان :

در تکنولوژی ساخت مدارهای مجتمع ، امکان ایجاد ترانزیستورهای مشابه با دگن فراهم است لذا می توان منابع جریان را بسطید ترانزیستورهای مشابه طرح کرد .

- منبع جریان آئینه ای :

شکل (۲-۵) یک منبع جریان (آئینه ای) که با ترانزیستورهای مشابه ساخته شده است را نشان می دهد .

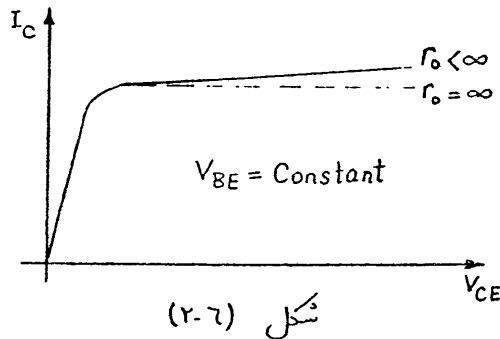


در فیزیک الکترونیک ثابت می شود که جریان کلکتور یک ترانزیستور Bipolar به صورت زیر بیان می شود .

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

۱۳۱

که V_A را رتاز "Early" می نامند و در اغلب ترانزیستورها $V_A \geq 100V$ می باشد.



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

برای منبع جریان شکل (۲-۵) داریم:

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

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

بافرض اینکه $V_{CE} \ll V_A$ باشد آنگاه $\frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}} \simeq 1 \Rightarrow I_{C1} = I_{C2}$

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

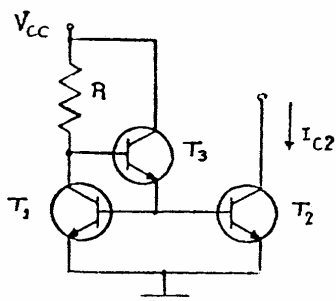
از KCL در کلکتور ترانزیستور T_1 : $I_{ref} - I_{C1} - 2 \frac{I_{C1}}{\beta_F} = 0$

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

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

مشاهده می شود که با تغییر مقاومت R می توان جریان I_{C2} را کنترل کرد.

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



- منبع جریان Widlar:

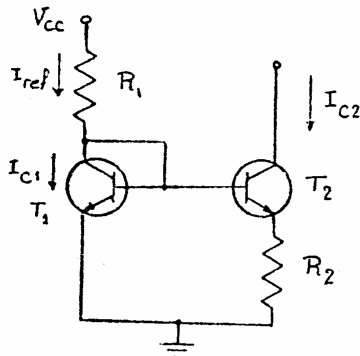
در مدار تقویت کننده I_{C2} خاص برای بایاس کردن مدار،

با بالا بردن آمپدانس خروجی منبع جریان* به جریانهایی خیلی کوچکی (مثلاً $5^{\mu A}$) نیاز منیم. اگر بخواهیم از منبع جریان آئینه ای استفاده کنیم، باید جریان

مرجع (I_{ref}) خیلی کوچکی ایجاد کنیم، که با ($V_{cc} = cte$) مقاومت R_1 را باید بزرگ در نظر گرفت (مثلاً $600 k\Omega$) و از طرفی کاربرد مقاومت های بزرگ در مدارهای مجتمع بسیار در خرج می باشد. برای رفع این اشکال می توان در امپدانس ترانزیستور T_2 مطابق شکل (۲-۸) مقاومتی قرار داد.

برای این منبع جریان، داریم:

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



شکل (۲-۸) Widlar Current Source

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

$$\Rightarrow V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} - V_T \ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}} = V_{BE1} - V_{BE2} \quad I_{S1} = I_{S2} \text{ برای ترانزیستورهای مشابه}$$

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

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

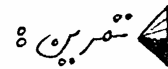
مثال مقدار مقاومت R_2 در منبع جریان شکل (۲-۸) را طوری بدست آورید که: $I_{C2} = 10 \mu A$ ، $V_{CC} = 30V$ ، $R_1 = 27 k\Omega$ ، $V_{BE} = 0.7V$ (از جریان بیس با صحت نظر کنید)

حل:

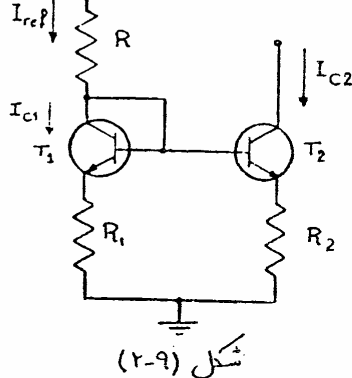
$$I_{C1} = \frac{30 - 0.7}{27 k} = 1.08 \mu A \quad V_T \ln \frac{1.08 \mu A}{10 \mu A} \approx 10 \mu A R_2$$

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

* در فیزیک 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 کنیم.



امپدانس خروجی منبع جریان widlar را محاسبه نمایید.



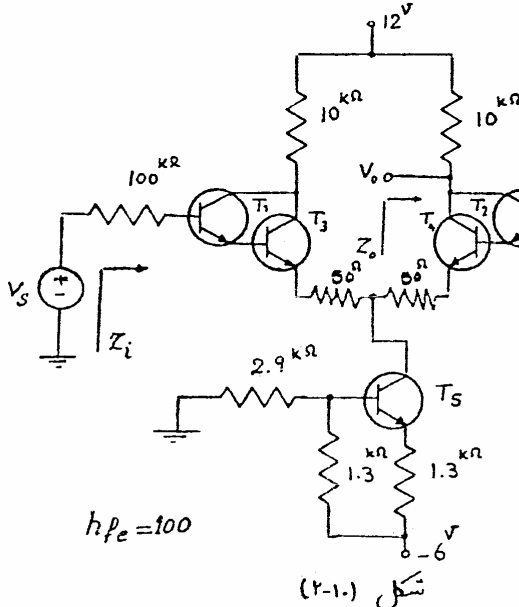
برای دقت بیشتری توان در امپدانس ترانزیستور T_1 نیز مقاومتی قرار داد. [شکل (۲-۹)]

با برابر $V_{BE1} + R_1 I_{C1} = V_{BE2} + R_2 I_{C2}$ اگر $V_{BE1} \approx V_{BE2}$ باشد آنگاه

با تغییر مقادیر R_1 و R_2 می توان 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 امپدانس ترانزیستورها افزایش دهیم، بگونه ای که دشار خروجی، نقطه ناشی از اختلاف دشارهای ورودی باشد. این مطلب را بطور مختصر در مثال زیر بررسی می کنیم.



(مثال) مطلوبست A_c ، A_d

$A_{vD} = \frac{V_o}{V_s}$ و $CMRR$ ، Z_o ، Z_i

برای تقویت کننده دیفرانسیل شکل (۲-۱۰). در مرتبه مقاومت خروجی منبع جریان $r_o = 1M\Omega$ باشد.

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

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

$$\Rightarrow I_{E3} = I_{E4} = 0.45 \text{ mA} \Rightarrow I_{E1} = I_{E2} \approx \frac{0.45 \text{ mA}}{100} = 4.5 \text{ } \mu\text{A}$$

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

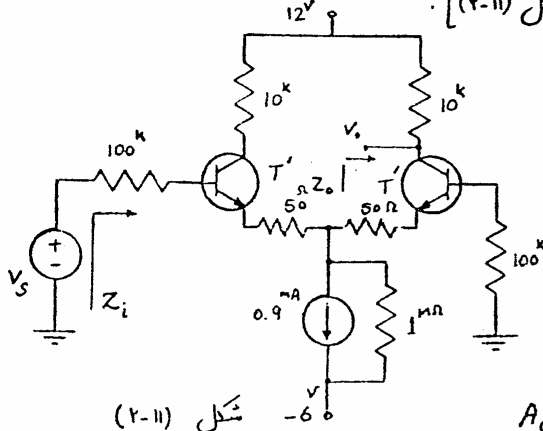
حال می توان بجای ترانزیستورهای

دارای گین یک ترانزیستور معادل قرار داد. [شکل (۲-۱۱)]

که بار مترای ترانزیستور معادل به صورت زیر می باشد.

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

- A_V و $CMRR$ ، A_d ، A_c :



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

$$A_c = \frac{-10^4 \times 10}{100 \text{ k} + 1.1 \text{ M} + 10^4 (50 \text{ } \Omega + 2 \times 1 \text{ M})} = -5 \times 10^{-3}$$

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

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

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

مشاهده می شود که $CMRR$

بطور قابل ملاحظه ای افزایش یافته است بگونه ای که ،

$$Z_o = 10 \text{ k}\Omega$$

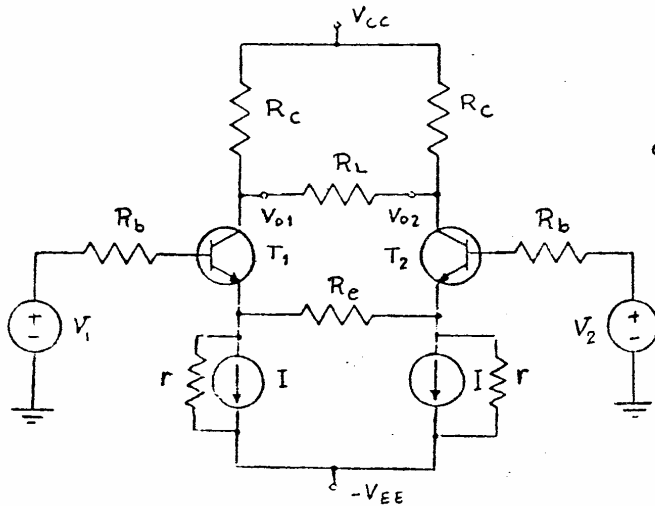
- امپدانس خروجی :

- امپدانس ورودی :

با توجه به روش

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

انعکاس امپدانس :

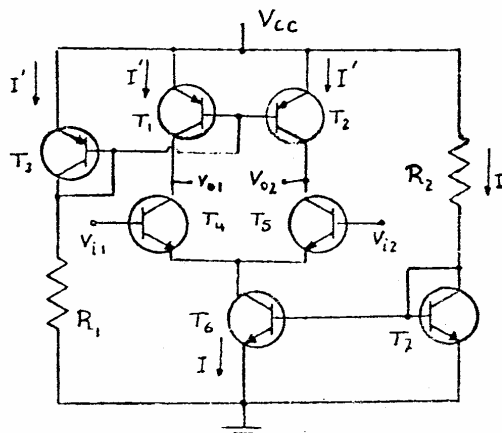


تشریح:
مدار تقویت کننده دیزاینیل
شکل (۲-۱۳) را در نظر بگیرید.
با فرض اینکه ترانزیستورهای T_1 و T_2
کاملاً مشابه هستند.
مطلوبست $CMRR$, A_c , A_d
برای این تقویت کننده.

استفاده از بار فعال:
شکل (۲-۱۳)

در مدارهای مجتمع در 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 کننده ای دیزاینیل، بجای مقاومت بار (R_c) از یک منبع جریان استفاده شود
(active Load)، مقاومت معادل بار در کلکتور برآیند بزرگتر شده و در نتیجه ضریب تقویت
ولتاژ مدار بالا می رود. همچنین بدلیل اینکه در مدارهای مجتمع مقاومت ترانزیستور
(بعلا حتم و توان کمتر) نسبت به مقاومت



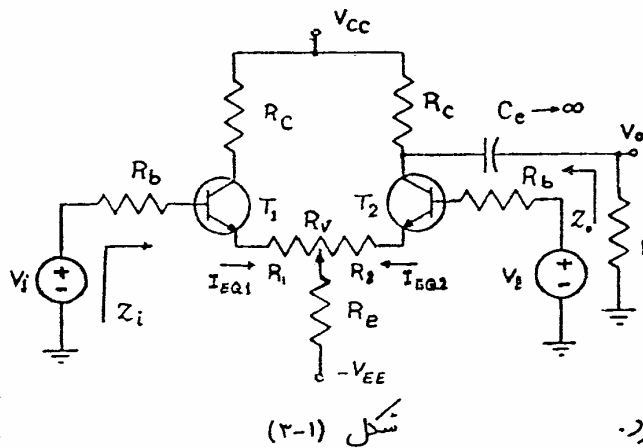
شکل (۲-۱۳)

اقتصادی تر می باشد، لذا سعی می شود که
همواره از حالت بار فعال استفاده شود.
شکل (۲-۱۳) یک تقویت کننده دیزاینیل با
بارهای فعال را نشان می دهد.
استفاده از بار فعال سبب می شود که
امپدانس خروجی تقویت کننده نیز افزایش
یابد برای رفع این مشکل می توان از یک طبقه
تطبق امپدانس استفاده کرد.

۳- تقویت کننده دیفرانسیل نامتقارن $Unsymmetrical Differential Amp.$

تقویت کننده ای را که تاکنون بررسی کردیم، از نظر ترانزیستورها و معادله‌ها کاملاً متقارن، و دامنه ولتاژ خروجی‌های آن کاملاً یکسان بوده‌اند. همچنین در حالتیکه فقط معادله‌های دیده شده، از طرف کلکتور ترانزیستورها یکسان نباشد، تقویت کننده متقارن بوده و شکل‌های (۱-۲) و (۱-۵) نیز در مورد آن صادق می‌باشند. ولی متادیر A_d و A_c برای هر دو خروجی یکسان نمی‌باشد. و بجای R_c در روابط A_d و A_c مقاومت دیده شده در کلکتور همان ترانزیستور را قرار می‌دهیم. بنابراین تقویت کننده دیفرانسیلی را متقارن می‌نامیم که ترانزیستورها و معادله‌های 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 کنیم، می‌توان از یک پتانسیومتر کوچک (R_v) در امیتر ترانزیستور استفاده کرد. بطوریکه:

$$\left(\frac{R_b}{\beta_1} + R_i \right) I_{EQ1} + V_{BE1} = \left(\frac{R_b}{\beta_2} + R_j \right) I_{EQ2} + V_{BE2} \quad \text{از KVL در ورودی ترانزیستورها:}$$

۱۲۹

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

اگر $V_{BE1} \approx V_{BE2}$

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

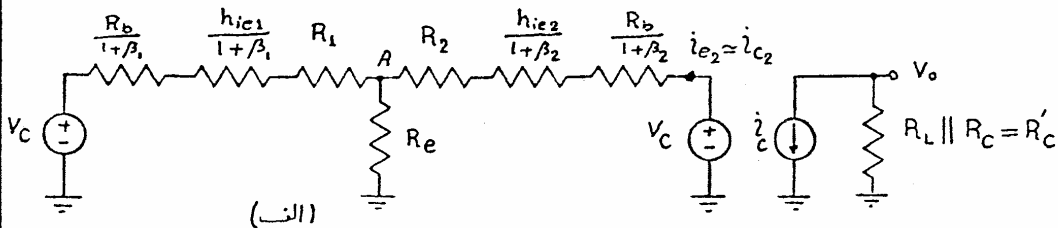
از معادلات I و II نتیجه می شود که:
بدین ترتیب جریان نقطه کار را نیز می توان
یکسان می شوند.

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

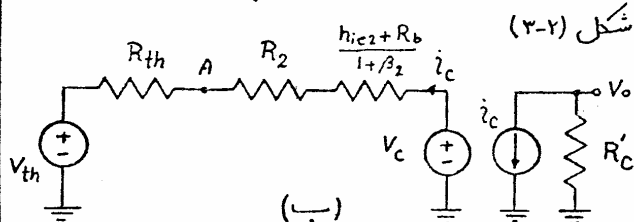
- محاسبه A_c :

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

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



(الف)



(ب)

شکل (۳-۲)

شکل (۳-۲-الف) مدل AC

تقویت کننده شکل (۳-۱) را

برای $V_1 = V_2 = V_c$ و در حالتیکه الایهای
بیس به امیتر منتقل شده اند و

شکل (۳-۲-ب) مدل ساده شده آنرا نمایش می دهد.
داریم:

$$R_{th} = R_e \parallel \left(R_1 + \frac{R_b + h_{ie1}}{1 + \beta_1} \right)$$

$$V_{th} = \frac{R_e}{R_e + R_1 + \frac{h_{ie1} + R_b}{1 + \beta_1}} V_c = k V_c$$

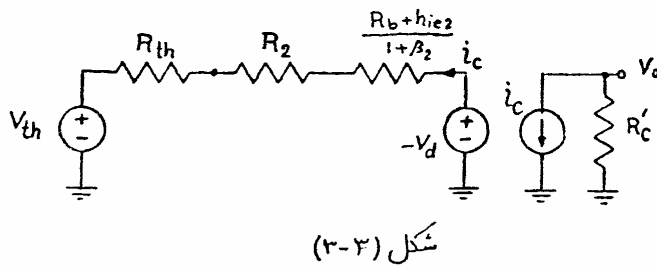
$$i_c = \frac{V_c (1 - k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

$$A_c = \frac{V_o}{V_c} = \frac{-R'_c i_c}{V_c} = \frac{-R'_c (1 - k)}{R_{th} + R_2 + \frac{R_b + h_{ie2}}{1 + \beta_2}}$$

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

مشاهده می شود که با بزرگ کردن مقاومت R_e و یا قرار دادن منبع جریان بجای آن،
خواهد شد $A_c = 0$.

- محاسبه A_d :



شکل (۳-۲) مدار ساده
شده برای حالت $V_1 = V_d = -V_2$
را نشان می دهد.
برای این حالت داریم:

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

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

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

$$A_d \approx \frac{-R'_c (1 + \beta_1)}{(1 + \beta_1) R_e + 2 R_b + h_{ie1} + h_{ie2}}$$

با در نظر گرفتن R_e های بزرگ و یا منبع جریان بجای آن
خواهیم داشت:

- امپدانس ورودی:

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

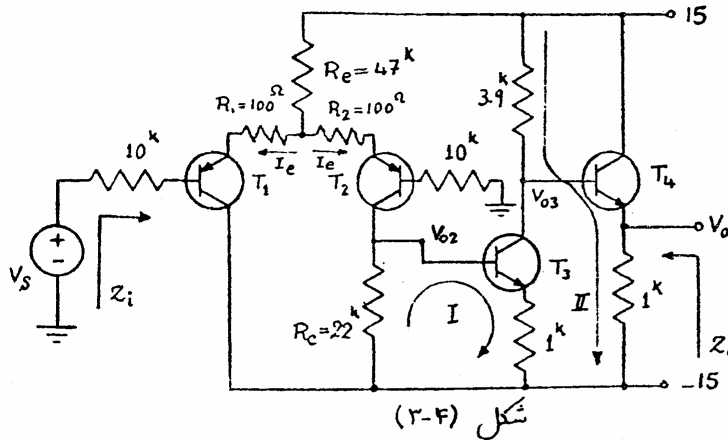
با توجه به روش انعکاس امپدانس:

۱۴۱

$$Z_o = R_C$$

- امپدانس خروجی:

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



مثال مطلوبیت

$$Z_o, A_v = \frac{V_o}{V_s}$$

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:

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

از KVL در ورودی:

$$\Rightarrow r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \beta \frac{25 \text{ mV}}{I_c} = 16.7 \text{ k}\Omega$$

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

از KVL در حلقه (I):

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

از KVL در حلقه II:

- محاسبه A_v :

$$V_{02} = \frac{-\beta_2 R_{eqc2}}{R_b + r_{\pi 2} + (1 + \beta_2)(R_2 + 2R_e)} \times \frac{V_s}{2} - \frac{-\beta_2 R_{eqc2}}{2(R_b + r_{\pi 2} + (1 + \beta_2)R_2)} V_s$$

$$R_{eqc2} = 22 \text{ k} \parallel (2.3 \text{ k} + (1 + \beta_3) \times 1) = 20.2 \text{ k}\Omega$$

$$V_{02} = \frac{-100 \times 20.2}{10 + 16.7 + 101(0.1 + 2 \times 47)} \times \frac{V_s}{2} - \frac{-100 \times 20.2}{2(10 + 16.7 + 101 \times 0.1)} = -0.21 \times \frac{V_s}{2} + 27.45 V_s = 27.3 V_s$$

دید می‌شود که می‌توانستیم از A_c در مقابل A_d مریضه کنیم.

$$A_V = \frac{V_o}{V_s} = \frac{V_o}{V_{o3}} \times \frac{V_{o3}}{V_{o2}} \times \frac{V_o}{V_s} = \frac{201 \times 1^k}{250^2 + 201 \times 1^k} \times \frac{-250 [3.9 \parallel (0.25 + (1+200)1^k)]}{2.3 + 251 \times 1^k}$$

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

- امپدانس ورودی:

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

- امپدانس خروجی:

$$Z_o = 1^k \parallel \left(\frac{0.25 + 3.9}{1+200} \right) = 20.2^k \Omega$$

تقریب:

مدار شکل (۲-۵) یک تقویت کننده دینانیل را که دارای امپدانس

ورودی بزرگی است، نشان می دهد.

در صورتیکه $R_i \gg R_e$

امپدانس منبع جریان بی نهایت،

تراز بستری T_1 و T_2 مشابه

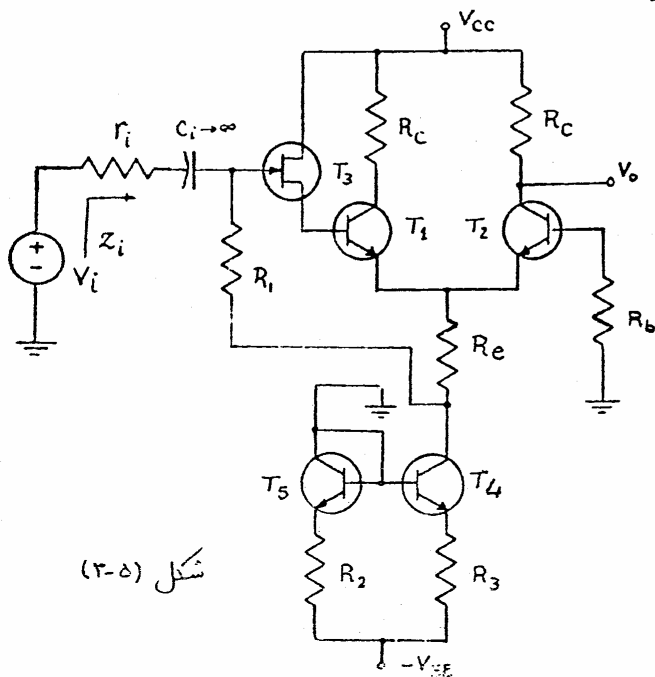
و پارامتری آنها β ، h_{ie}

و برای FET، r_d باشد.

مطلوبست:

افت و امپدانس ورودی Z_i

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



شکل (۲-۵)

۱۴۳

۲ - استفاده از طبقه دیفرانسیل بعنوان تقویت کننده DC:

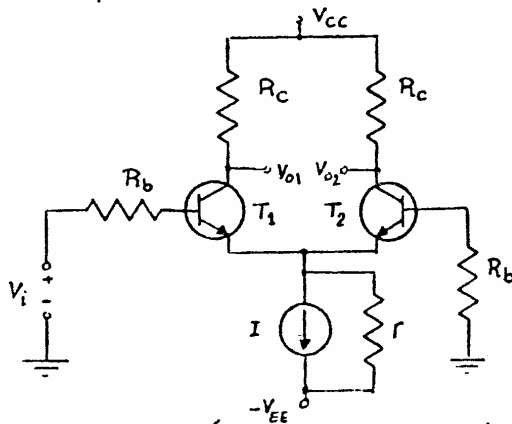
اگر یکی از ورودی های تقویت کننده دیفرانسیل را به زمین متصل کنیم، آنگاه تقویت کننده دیگر خروجی های دیفرانسیل، یک تقویت کننده DC بسیار مطلوبی خواهیم داشت.

در واقع به ازای $V_i = 0$

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

و ضرب تقویت ولتاژ مدار:

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



شکل (۴-۱)

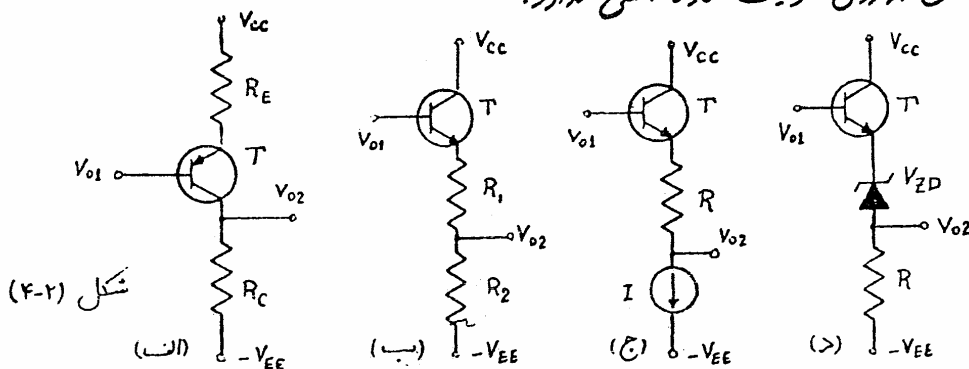
چونکه V_{od} یک ولتاژ نمی است،

بنابراین از V_{o1} یا V_{o2} به عنوان

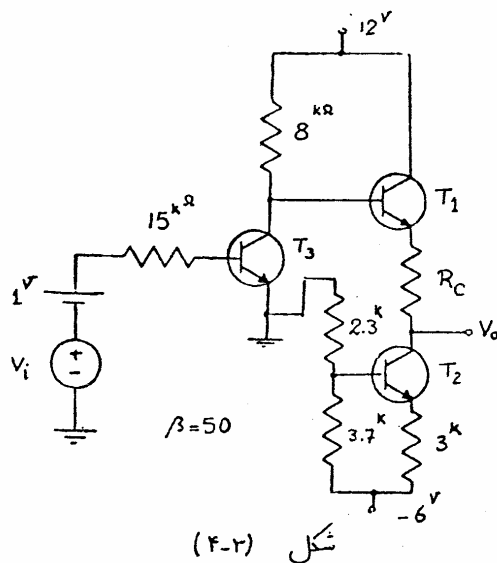
خروجی استفاده کنیم ولی در این حالت اگر $V_i = 0$ باشد

ولتاژ V_o لزوماً صفر نخواهد بود. برای رفع این اشکال می توان بدینال طبقه دیفرانسیل از یک تغییر سطح دهنده ولتاژ (Level Shifter) استفاده کرد و ولتاژ خروجی را صفر کنیم.

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



شکل (۴-۲)



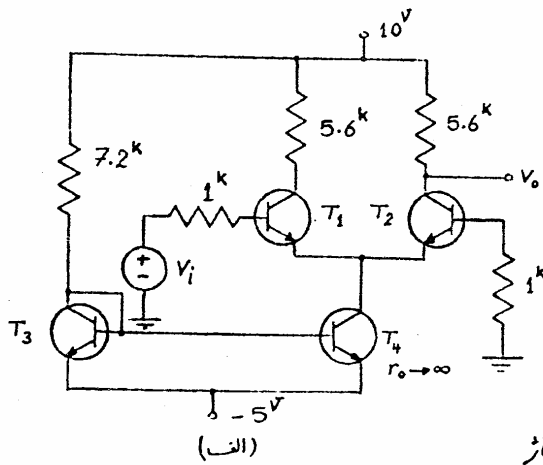
مثال مدار تقویت کننده DC شکل (۴-۳)
رادر نظر بگیرید. مقاومت R_C را چنان تعیین کنید که با منبر بودن ولتاژ ورودی خروجی V_o نیز منبر شود.

$$V_{B2} = \frac{2.3}{3.7+2.3} \cdot 1.6 = -2.3V$$

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

$$V_{C3} = 0.7 + R_C(1mA) \Rightarrow R_C = 3.3k\Omega$$

شکل (۴-۳)



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

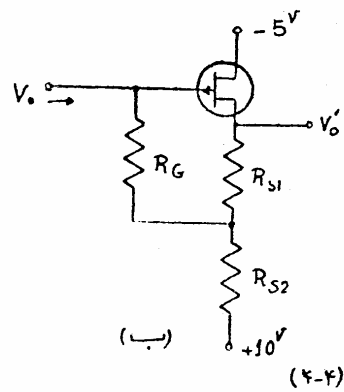
$$\beta = 100, V_{BE} = 0.7$$

الف: مطلوب است ضریب تقویت ولتاژ $A_v = \frac{V_o}{V_i}$
ب: می خواهیم بیک بیک FET سطح ولتاژ DC خروجی V_o را در حالت $V_i = 0$ روی منبر دست بگذاریم. [شکل (۴-۴ ب)]
مقاومت های R_{S1} , R_G و R_{S2} و سپس

$$A_v' = \frac{V_o'}{V_i}$$

پارامترهای FET:

$$V_p = 6V, r_d = 100k, I_{DSS} = 16mA$$



شکل (۴-۴)

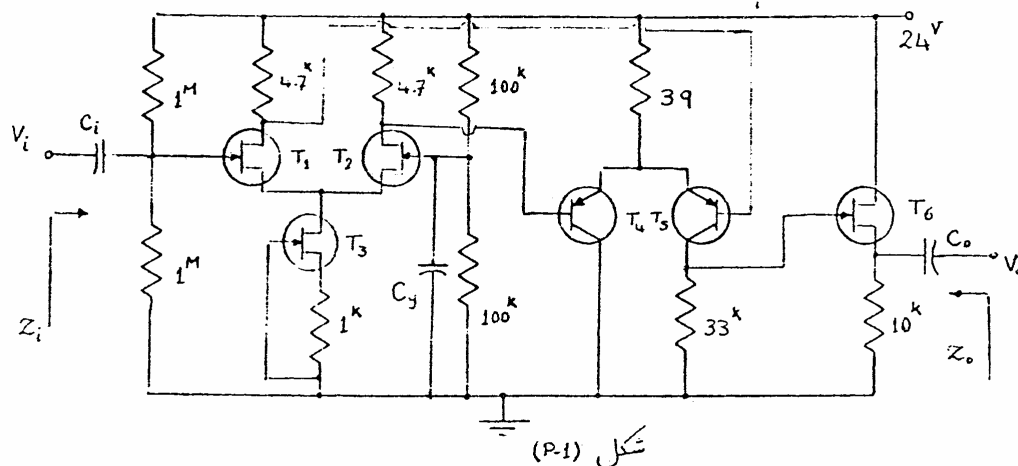
۱۴۵

تمرین های مختلف :

۱- در ممریکه مشخصات ترانزیستورهای تیویت کننده شکل (P-1) مشابه باشند

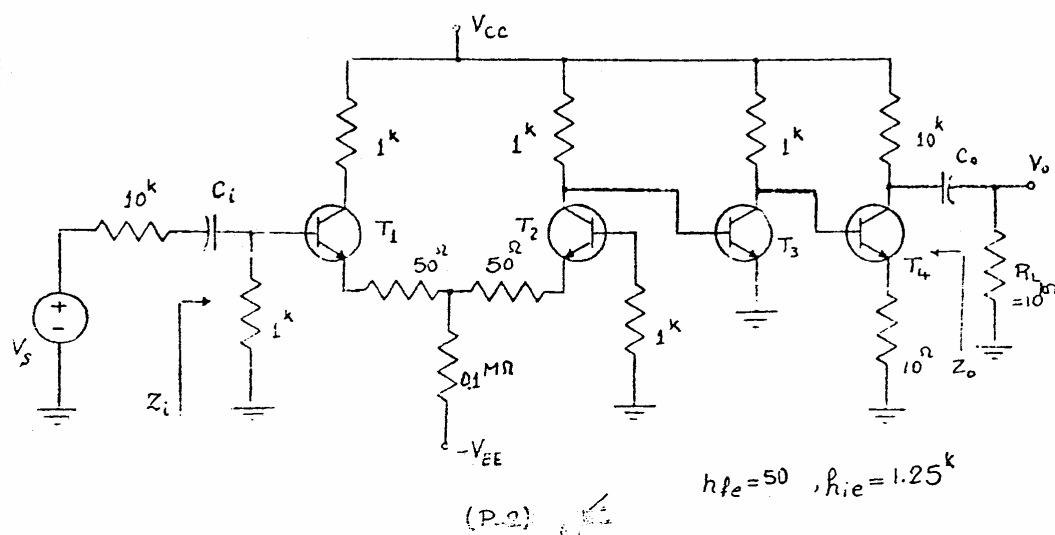
$$V_{BE} = 0.6 \quad \beta = 200 \quad V_P = -4V \quad I_{DSS} = 8mA \quad r_d = 100k$$

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



شکل (P-1)

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



(P-2)

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

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

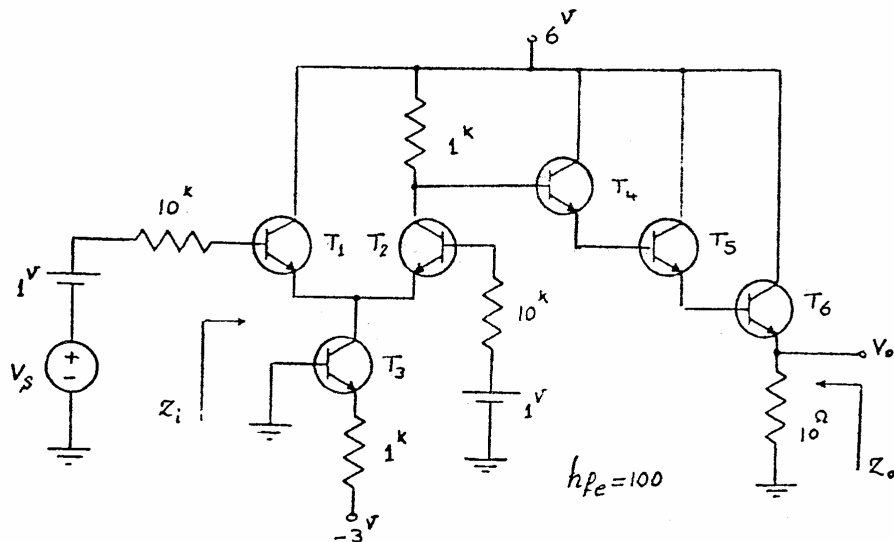
مطلوبت محاسبه:

الف، نقطه کار ترانزیستورها

ب، امپدانس خروجی منبع جریان (۲)، در صورتیکه برای ترانزیستور T_3 :
 $h_{fe} = 100$, $h_{re} \approx 0$, $h_{oe} = 10^{-4}$ باشد.

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

د، امپدانس ورودی و خروجی.



شکل (P-3)

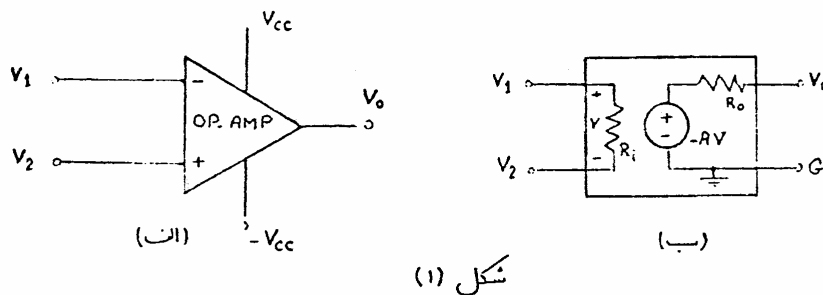
بخش (۵)

تقویت کننده های (عملیاتی)

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

تقویت کننده های عملیاتی مجتمع با مشخصات بیش بینی شده، کاربردهای متنوعی در سیستم های الکترونیک 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 ساختار داخلی "OP-AMP" بررسی شده سپس چندین مورد استفاده آن در مدارهای خطی و غیرخطی تشریح خواهد شد.

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



تقویت کننده های عملیاتی دارای ورودی های دینزاسیل می باشند که در آن ولتاژهای V_1 و V_2 برتریب دناژهای اعمال شده به ورودی های منفی (Inverting) و مثبت (Noninverting) را مشخص می نمایند.

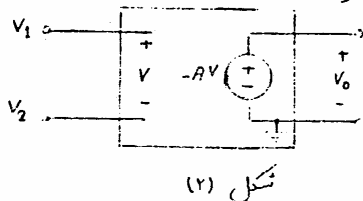
- خصوصیات تقویت کننده عملیاتی :

- ۱- دارای CMRR بزرگ
- ۲- امپدانس ورودی بسیار بزرگ
- ۳- امپدانس خروجی بسیار کوچک
- ۴- ضریب تقویت دناژ بزرگ
- ۵- زمانی که $V_1 = V_2 = 0$ می باشد V_0 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 .

$$A > 10000 \quad ۲ \quad R_o < 100 \Omega \quad ۱ \quad R_i > 100 \text{ k}\Omega$$

برای اینکه تقویت کننده عملیاتی بهرست ایده آل درآید باید دارای خصوصیات زیر باشد.



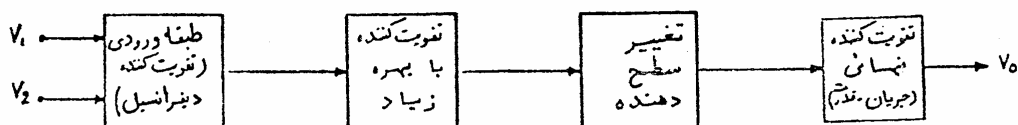
$$\begin{aligned} ۱ \quad R_i &\rightarrow \infty & ۲ \quad R_o &\rightarrow 0 \\ ۳ \quad A &\rightarrow \infty & ۴ \quad BW &\rightarrow \infty \end{aligned}$$

(بهای باند)

شکل (۲) مدار معادل ایده آل یک OP. AMP را نشان می دهد.

۱. طبقات مختلف یک "OP-AMP"

تقویت کننده‌ای عملیاتی به صورتی طراحی شده که می‌تواند به راحتی در مدارات مختلف استفاده شود. شکل (۱-۱) قسمتی از یک تقویت کننده عملیاتی را نشان می‌دهد.



شکل (۱-۱)

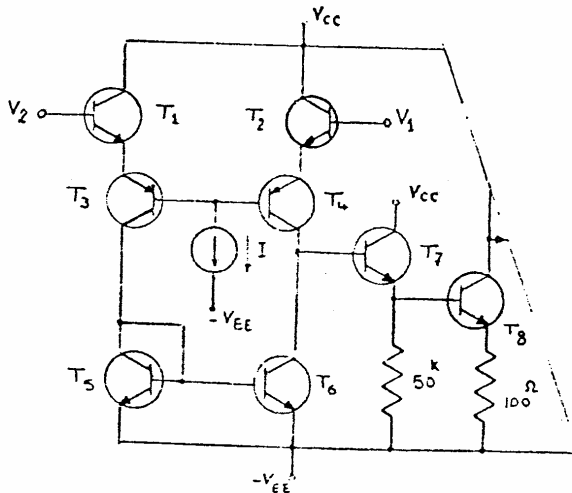
۱-۱) طبقه ورودی:

با توجه به خصایص گفته شده، تقویت کننده دیفرانسیل می‌تواند به عنوان طبقه ورودی این تقویت کننده مورد استفاده قرار گیرد. از آنجایی که OP-AMP باید دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگی باشد، می‌توان در طبقه دیفرانسیل از زوج دارلینگتون یا FET استفاده نمود. برای بالا بردن CMRR، هامپلوریک می‌دانیم می‌توان از منبع جریان در امپدانس ترانزیستورهای طبقه دیفرانسیل و یا چند طبقه از این تقویت کننده را به صورت پشت سر هم استفاده کرد.

۱-۲) طبقه افزایش ضریب تقویت:

برای افزایش ضریب تقویت می‌توان بعد از طبقات دیفرانسیل از چند طبقه امپدانس 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 ایجاد 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

نگردد برای این منظور از یک طبقه امپدانس « بعد از طبقه دینرانیل استفاده می‌کنیم »



شکل (۱-۲)

شکل (۱-۲) قسمتی از ورودی

Op-Amp 741 را بطور ساده نشان

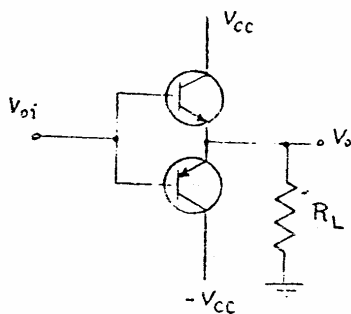
می‌دهد. ترانزیستورهای T_5 و T_6 یک آینه جریان را تشکیل می‌دهند. ترانزیستور T_7 به‌عنوان C.C. برای تطبیق امپدانس در ترانزیستور T_8 به‌عنوان C.E. برای افزایش ضریب تقویت بکار رفته است.

۱-۳) تغییر سطح دهنده:

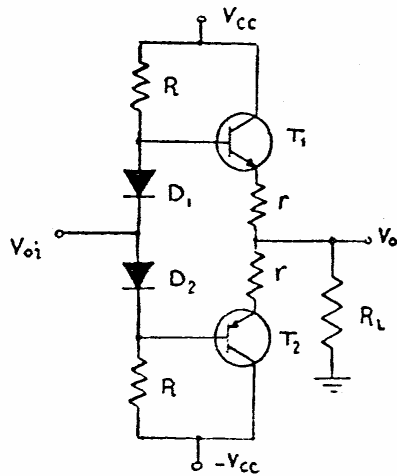
به‌علت اینکه تقویت‌کننده‌های عملیاتی در حالت DC نیز قابل استفاده می‌باشند، بنابراین در مدار داخلی آنها هیچ خازن کوپلاژن مورد استفاده قرار نمی‌گیرد. حال برای آنکه در حالت بدون سیگنال ($v_1 = v_2 = 0$) در خروجی این تقویت $v_o = 0$ شود باید از یک طبقه « تغییر سطح دهنده » (Level Shifter) استفاده کرد.

۱-۴) طبقه نهایی:

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 به‌عنوان یک تقویت‌کننده پوش پول با ترانزیستورهای مکمل باشد. [شکل (۱-۴)]



شکل (۱-۴)

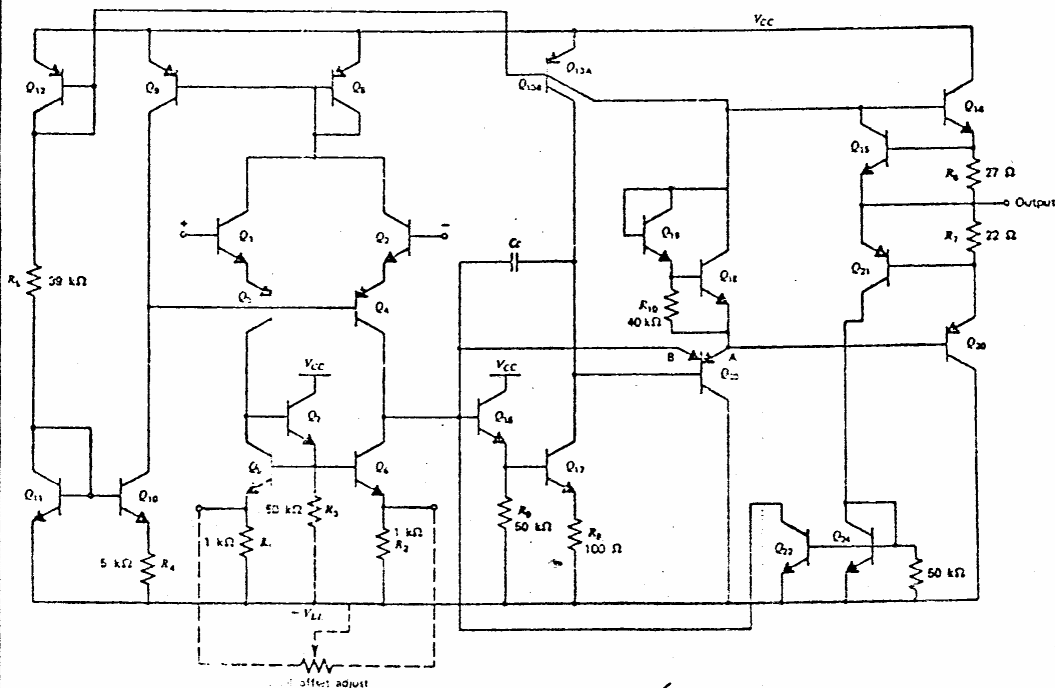
همانطوریکه می دانیم فرد جی مدار
شکل (۱-۳) دارای اعوجاج عبوری
است. برای لذبین بردن این اعوجاج
می توان ترانزیستورهای T_1 و T_2 را تا
آستانه هدایت بیاوریم (کلاس AB)
و برای خفای تر شدن این طبقه می توان
مقاومت های کوچکی در مسیر ترانزیستورها
قرار داد. [شکل (۱-۴)]

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

می دهد.

شماره ۳

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



شکل (۱-۵)

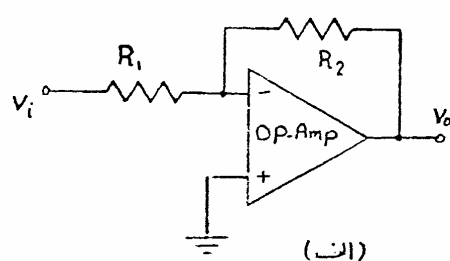
۲- کاربردهای خطی OP-AMP

OP-AMP دارای کاربردهای خطی متنوع هستند که در این قسمت، ما چند کاربردهای مهم آنرا بررسی می‌کنیم.

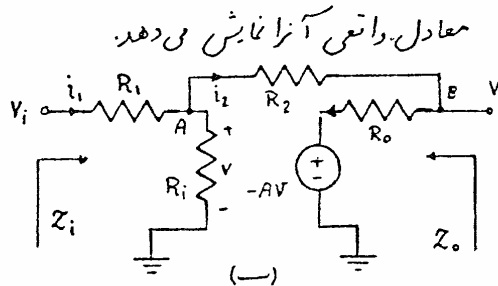
- Inverting Amplifier:

(۲-۱) تقویت کننده معکوس کننده:

شکل (۲-۱-الف) یک مدار تقویت کننده معکوس کننده، و شکل (۲-۱-ب) مدار



(الف)



(ب)

شکل (۲-۱)

- ضریب تقویت ولتاژ:

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

از KCL در گره A و KVL در فرورجی:

از KVL در ورودی:

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

$$i_2 = (V - V_o)/R_2 \quad (IV) \quad \text{از KVL بین گره های A, B:}$$

با توجه به این معادلات:

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

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

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

مشاهده می شود که

در توان با تغییر نسبت

$\frac{R_2}{R_1}$ فریب تقویت و تاثر را کنترل کرد. علامت منس نشان دهنده این است که خروجی نسبت به ورودی تقویت کننده 180° اختلاف فاز دارد (به همین دلیل تقویت کننده را معکوس کننده می نامند).

اگر فریب تقویت A خیلی بزرگ باشد، $V_o \approx \frac{V_i}{-A}$ $V = \frac{V_o + AV}{R_2} \Rightarrow V = \frac{R_2 + R_o}{R_o - AR_2}$ $V \approx 0$ خواهد شد.

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

در نتیجه جریان ورودی منس ناچیز می شود. به این دلیل نقطه A را زمین مجازی (Virtual ground) می نامند.

۱- امپدانس ورودی:

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

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

از جایگذاری معادله (II) در (I):

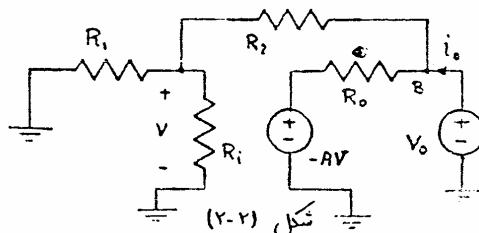
$$i_1 = \left(\frac{1}{R_i} + \frac{1+A}{R_2+R_o} \right) (V_i - R_i i_1)$$

و با ساده کردن این رابطه داریم:

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

حال اگر A خیلی بزرگ باشد:

$$Z_{in} \approx R_1$$



۱- امپدانس خروجی:

برای محاسبه امپدانس خروجی مدار

شکل (۲-۲)

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

داریم:

$$i_o = \frac{V_o}{R_2 + (R_i \parallel R_i)} + \frac{V_o + AV}{R_o} \quad (I) \quad \text{از KCL در گره B}$$

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

را از تقسیم ولتاژ در شاخه ورودی:

$$i_o = \frac{V_o}{R_o} \left(1 + \frac{R_o}{R_2 + R_i \parallel R_i} + A \frac{R_i \parallel R_i}{R_i \parallel R_i + R_2} \right) \quad \text{از جایگذاری معادله (II) در (I)}$$

$$Z_o = \frac{R_o (R_2 + R_i)}{R_o + A R_i} \approx \left(\frac{R_2 + R_i}{A R_i} \right) R_o \quad \text{نهایتاً خواهیم داشت:}$$

مشاهده می شود که امپدانس خروجی این تقویت کننده خیلی کوچکتر از R_o (امپدانس خروجی OP.Amp) می باشد.

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

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

مطلوبت: Z_o , A_v برای این تقویت کننده.

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

حل: ضریب تقویت:

برای اینکه $A \gg 1$, $R_o \ll R_2$ پس از ردش تقریبی نیز $R_i \ll R_1$

$$A_v \approx -\frac{R_2}{R_1} = \frac{-10}{1.2} = -8.333$$

می توانیم استناد کنیم.

دید می شود که هر دو جواب با تقریب بسیار خوبی برابر می باشند.

- امپدانس ورودی:

$$Z_{in} = 1.2 + 1 \parallel \left(\frac{1}{500} + \frac{1+10^4}{10+0.05} \right) = 1.2 + 10^{-3} \approx 1.2 \text{ k}\Omega$$

- امپدانس خروجی:

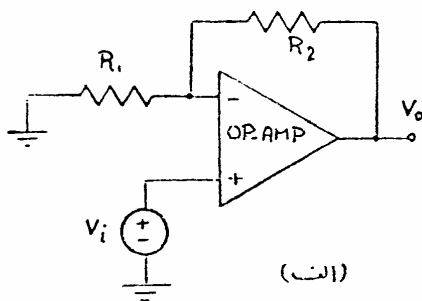
$$Z_o = \left(\frac{10+1.2}{10^4 \times 1.2} \right) 0.05 = 0.046 \Omega$$

Noninverting Amplifier:

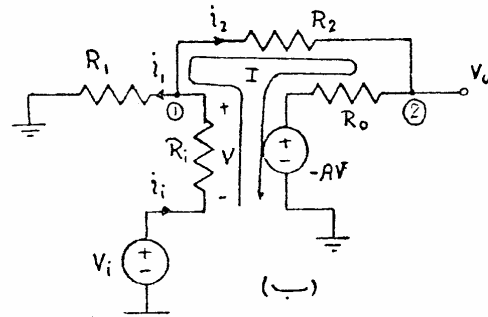
(۲-۲) تقویت کننده معکوس نکننده:

شکل (۲-۳-الف) مدار یک تقویت کننده معکوس نکننده، و شکل (۲-۳-ب)

مدار معادل واقعی آنرا نمایش می دهد.



(الف)



(ب)

شکل (۲-۳)

- ضریب تقویت و نشان:

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

از KCL در گره (۱):

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

از KVL در حلقه (I) داریم،

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

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

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

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \left[\frac{AR_2}{AR_2 - R_o} \left(\frac{1}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_i} \right) - \frac{1}{R_i} \right] / \left[\frac{R_2 + R_o}{AR_2 - R_o} \left(\frac{1}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_i} \right) + \frac{1}{R_2} \right]$$

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

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

رابطه مورد نیاز توان از ورودی و خروجی
سازگار است. اگر $A \gg 1$ باشد،
بنابراین،

$$i_1 \approx -i_2 \quad V_i \approx V_i \quad V_o \approx V_o$$

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

مشاهده می شود که با این تقریب نیز به همان جواب قبل رسیدیم.
در این مدار خروجی با درونی همکار بوده و ضریب تقویت به نسبت $\frac{R_2}{R_1}$ بزرگتر دارد.
- امپدانس ورودی:

$$Z_i = V_i / i_i$$

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

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

با توجه به رابطه (II) داریم:

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

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

از روابط (II)، (V)، و (VI) نتیجه می شود،

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

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

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

مشاهده می شود که این

تقریب کننده دارای امپدانس ورودی بسیار بزرگی می باشد.

- امپدانس خروجی:

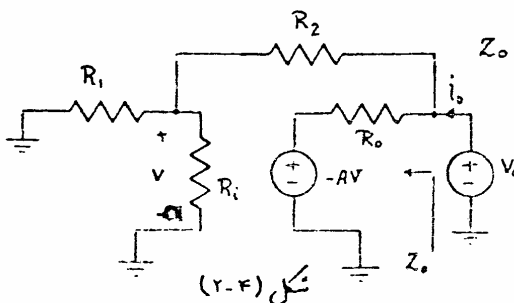
طبق تعریف

$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} \Big|_{V_i=0}$$

امپدانس خروجی این تقویت کننده

برابر امپدانس خروجی تقویت کننده معکوس کننده می باشد.

$$Z_o \approx R_o (R_1 + R_2) / AR_i$$



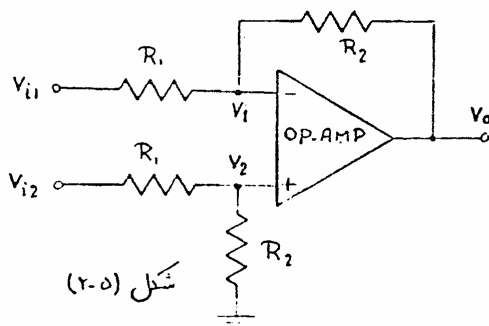
تمرین:

فرض کنید تقویت کننده (A_v)، امپدانس ورودی (Z_i) و امپدانس خروجی (Z_o) را برای تقویت کننده معکوس کننده شکل (۲-۳) بدست آورید.
(A = 10⁴ , R_i = 500 kΩ , R_o = 50 Ω , R₁ = 1.2 kΩ , R₂ = 4.7 kΩ)

تاکنون دیدیم که فرار دادن مدل دانسی 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:

در صورتیکه مقادیر اختلاف سینالهای ورودی مورد توجه ما باشد می‌توانیم از مدار تقویت کننده شکل (۲-۵) استفاده نماییم.
 $V_o = K (V_1 - V_2)$



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

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

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

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

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

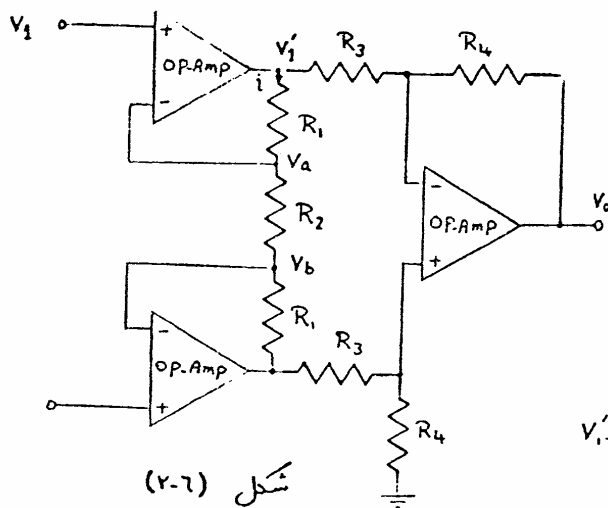
$$\Rightarrow V_o = -\frac{R_2}{R_1} (V_{i1} - V_{i2})$$

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

$$V_a \approx V_i, \quad V_b \approx V_2$$

$$V_o = -\frac{R_2}{R_1} (V_1' - V_2') \quad (I)$$

حل:



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:

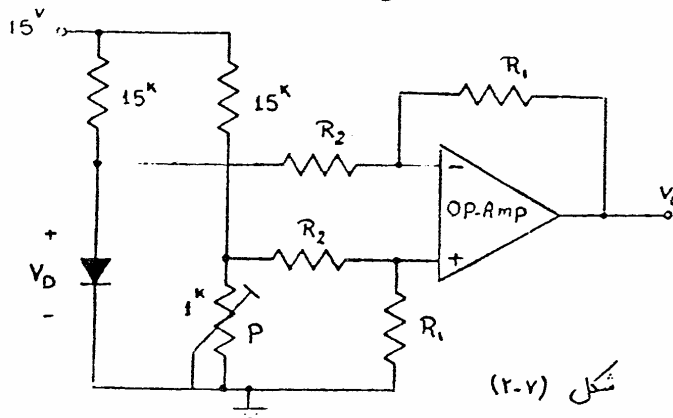
$$V_1' - V_2' = \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2}\right) (V_1 - V_2) \quad (IV)$$

از معادلات (I) و (IV) داریم،

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

تقریر :

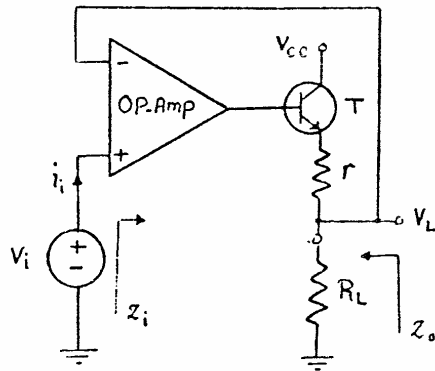
۱- مطلوبیت محاسبه $V_o = f(T)$ در مدار شکل (۲-۶) در صورتیکه $\frac{\Delta V_o}{\Delta T} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ و $V_o(0^\circ\text{C}) = 700 \text{ mV}$ باشد R_1 ، R_2 ، R_3 ، R_4 را چنان انتخاب کنید که از این مدار بتوان بعنوان یک دماسنج استفاده کرد. ($V_{o\text{max}} = 10^v$)



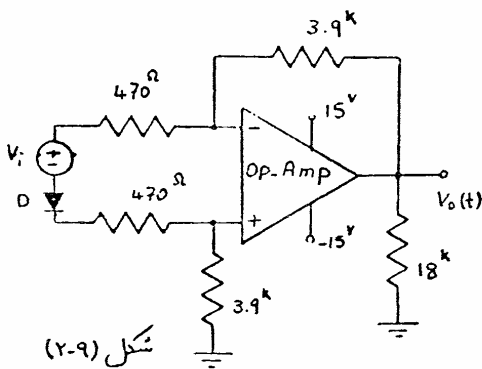
شکل (۲-۷)

۲- منظور تأمین جریان بار از یک ترانزیستور ندرت بهرته کلکتور مشترک در فرورجی op.Amp استفاده می‌شود. در صورتیکه R_i ، R_o داده شده باشد.

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



شکل (۲-۸)

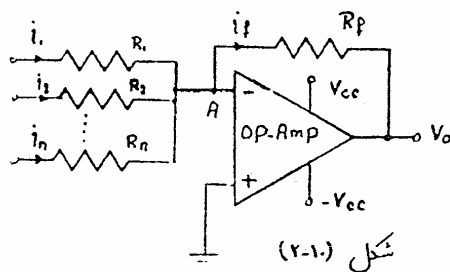


شکل (۲-۹)

۳- با فرض اینکه ورودی 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. درسم نمائید.

جمع‌کننده: (۲-۴)

شکل (۲-۱۰) یک مدار تقویت‌کننده را که خروجی آن ترکیب خطی از



شکل (۲-۱۰)

ورودی‌های آن است را نشان می‌دهد.

با توجه به اینکه نقطه A زمین مجازی

است $V_A = 0$

$$i_p = i_1 + i_2 + \dots + i_n$$

$$\frac{-V_o}{R_p} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n}$$

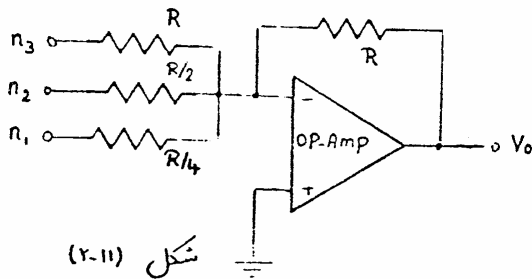
⇒

$$V_o = -R_p \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \right)$$

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 می‌دهد.

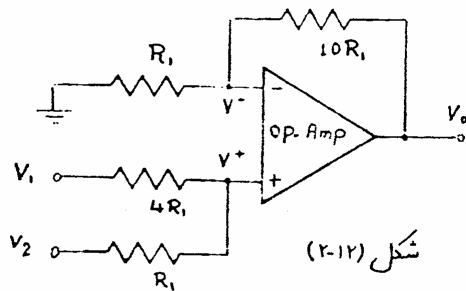


$$n_1 n_2 n_3 = n_1 \times 2^2 + n_2 \times 2^1 + n_3 \times 2^0$$

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

شکل (۲-۱۱)

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



شکل (۲-۱۲)

حل: این مدار نسبت به V^+ یک تقویت کننده معکوس کننده می‌باشد. 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:

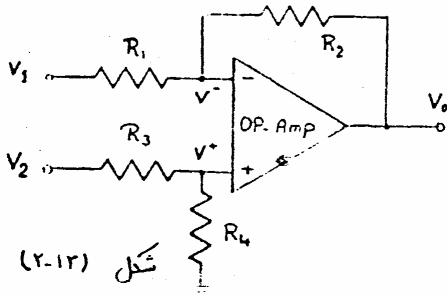
$$V_o = \frac{11}{5} V_1 + \frac{44}{5} V_2$$

تقریب کننده:

شکل (۲-۱۳) یک مدار تقریب کننده را نشان می‌دهد که

$$V_o = k_2 V_2 - k_1 V_1 \quad k_1, k_2 > 0$$

چون مدار به صورت خطی عمل می‌کند



شکل (۲-۱۳)

۱۶۱

بنابر این می توان از اصل جمع آثار استفاده کرد. یعنی:

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

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

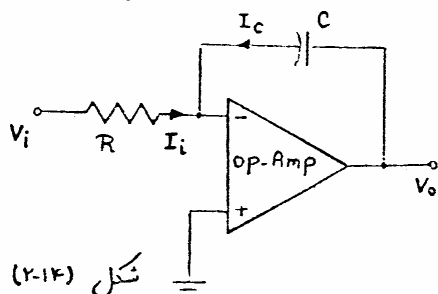
$$V_1 = 0 \Rightarrow V_{o2} = (1 + R_2/R_1) V^+ = \left[(1 + R_2/R_1) R_4 / (R_3 + R_4) \right] V_2 = \frac{R_4}{R_1} \times \frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} V_2$$

$$V_o = V_{o1} + V_{o2} = \frac{R_4}{R_1} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_3 + R_4} \right) V_2 - \frac{R_2}{R_1} V_1 = k_2 V_2 - k_1 V_1$$

یکی از موارد
استفاده نمرین کننده

در مدارهای "Sensor" می باشد.

Integrator:



شکل (۲-۱۴)

۲-۶) کنترل گیر:

شکل (۲-۱۴) مدار یک کنترل گیر

آنا لگ را نشان می دهد.

بازخوب به تبدیل لاپلاس:

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

$$I_i(s) = V_i(s)/R$$

$$I_c(s) = V_o(s) C s$$

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

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

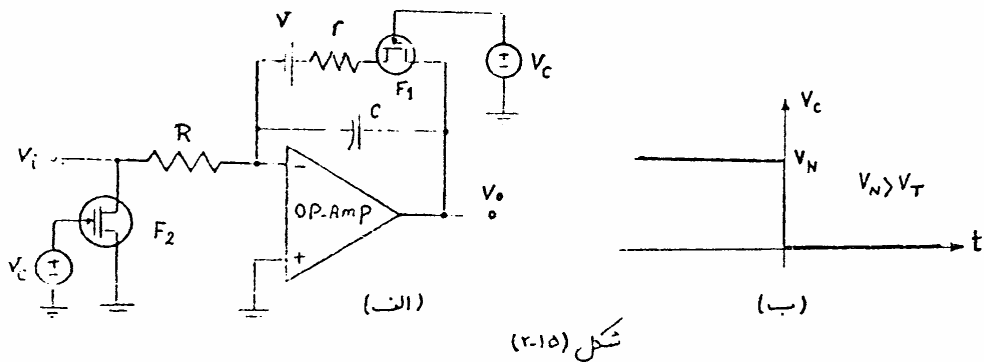
بازخوب به عکس تبدیل لاپلاس:

اگر فایزن C ولتاژ اولیه

نیز داشته باشد آنگاه:

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

شکل (۲-۱۵) یک نمونه از کنترل گیر با شرایط اولیه را نشان می دهد



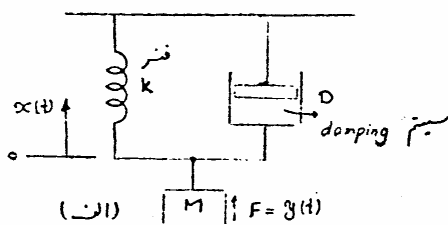
شکل (۲-۱۵)

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 می کنند و خازن C توسط منبع ولتاژ V با ثابت زمانی $\tau = RC$ شارژ می شود، در زمان $t = 0$ ، $V_c = 0$ شده، FET بصورت یک کلید باز عمل می کنند. برای زمانهای $t > 0$ خواهیم داشت:

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

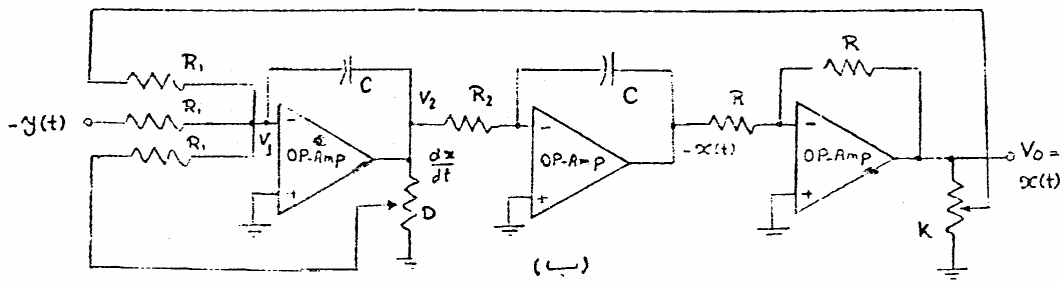
تذکر: در FET اگر شکل درین و سدرس متعادل باشد، این ترانزیستورها می توانند از در طرف جریان را عبور دهند.

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



شکل (۲-۱۶)

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



معادله دینامیک حرکت جرم m به صورت زیر بیان می شود

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

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

$$V_2(t) = \int \frac{d^2 x(t)}{dt^2} dt = \frac{dx}{dt} = \frac{-1}{RC} \int (-y(t) + D \frac{dx}{dt} + K x(t)) dt$$

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

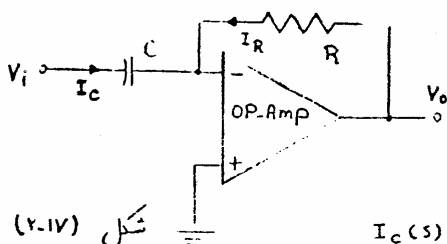
$$\frac{-1}{RC} = -1 \Rightarrow \boxed{RC = 1} \quad \text{و در طبقه دوم:}$$

تقریب :

معادلات دینامیک زیر را از طریق کامپیوتر آنا لیز حل نمایید.

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

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



شکل (۲-۱۷)

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

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

$$\Rightarrow V_o(s) = -RCs V_i(s) \Rightarrow$$

$$\boxed{V_o(t) = -RC \frac{d}{dt} v_i(t)}$$

مشتق گیر (۲-۱۷) مدار یک

مشتق گیر را نشان می دهد.

با استفاده از تبدیل لابلاس:

چون دامنه سیگنال خروجی مشتق گویه 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 ۸

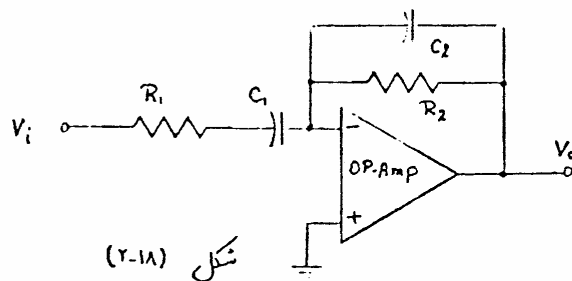
مدار شکل (۲-۱۸) را در نظر بگیرید.

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

ب: در صورتیکه $R_1 C_1 = R_2 C_2$ باشد در چه محدوده فرکانس مدار به صورت یک مشتق گیر عمل می‌کند.

ج: تابع تبدیل $H(s)$ را برای $C_1 \rightarrow \infty$ بدست آورده و محدوده فرکانس که در آن مدار به صورت فیلتر پایین گذر عمل می‌کند را مشخص نمایید.

د: تابع تبدیل $H(s)$ را برای حالت $C_2 = 0$ بدست آورده و محدوده فرکانس که در آن مدار به صورت یک فیلتر بالا گذر عمل می‌نماید را مشخص کنید.



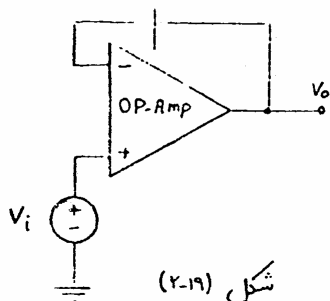
۲-۸) مدل امپدانس،

اگر در مدار تقویت کننده معکوس

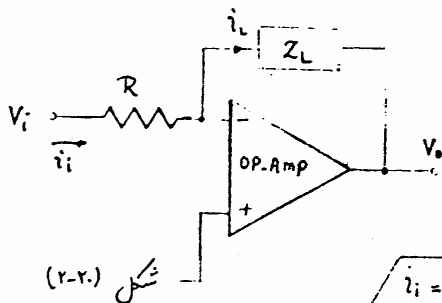
نکته که $V_o = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_i$ می‌باشد $R_2 = 0$

و $R_1 = \infty$ در نظر گرفته شود در نتیجه

$V_o = V_i$ می‌شود. [شکل (۲-۱۹)]



چون امپدانس ورودی این مدار خیلی بزرگ دامپدانس خروجی آن بسیار کوچک است به این مدار، مبدل امپدانس می گویند همچنین بدین $V_o = V_i$ به این مدار "Voltage follower" نیز گفته می شود. یکی از موارد استفاده این مدار، در طبقه ورودی و خروجی می باشد.



شکل (۲-۲۰)

(۲-۹) مبدل ولتاژ به جریان:

شکل (۲-۲۰) یک مبدل ولتاژ

به جریان را نشان می دهد.

i_L جریان عبوری از بار Z_L است که به

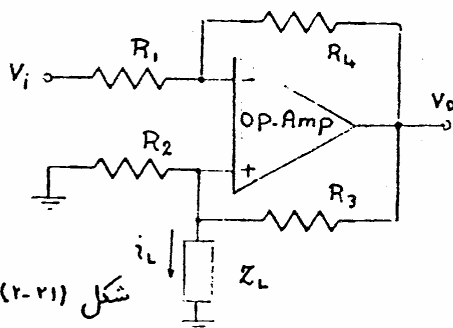
$$i_i = i_L = V_i / R$$

خود بار Z_L بستگی ندارد.

بنابراین Z_L را به یک منبع جریان متصل کرده ایم.

اگر بخواهیم یک طرف بار را

بیزمین متصل نمائیم، می توانیم از مدار



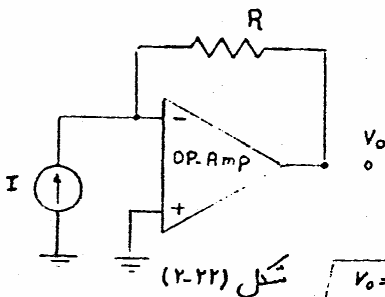
شکل (۲-۲۱)

تصویرین:

مدار شکل (۲-۲۱) را در نظر بگیرید.

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

$$i_L = -V_i / R_2$$



شکل (۲-۲۲)

(۲-۱۰) مبدل جریان به ولتاژ:

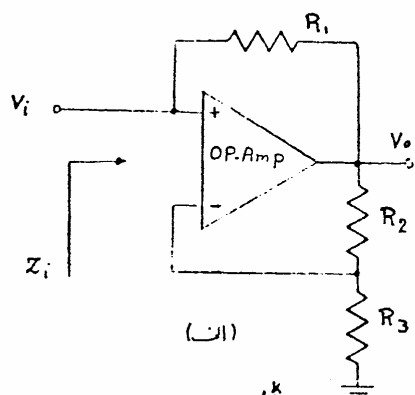
جریانی که توسط ترانسها به در سر بار آن

داد می شود متصل از بار است (یک منبع جریان

کوچک) لازم توان برسیه یک. مبدل جریان به ولتاژ، این

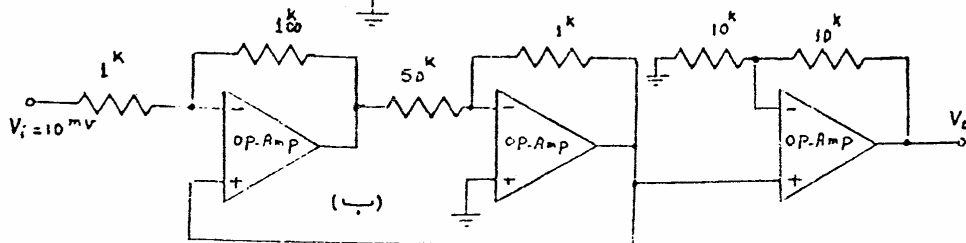
جریان را به ولتاژ تبدیل کرد. [شکل (۲-۲۲)] $V_o = -RI$

شماره‌های مختلف :



(الف)

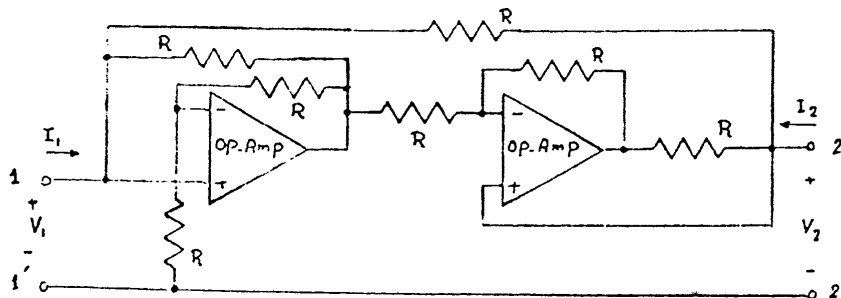
۱- مطلوبت محاسبه Z_i برای
شکل (الف) و V_o برای
شکل (ب) (۲-۲۳).



(ب)

شکل (۲-۲۳)

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



شکل (۲-۲۴)

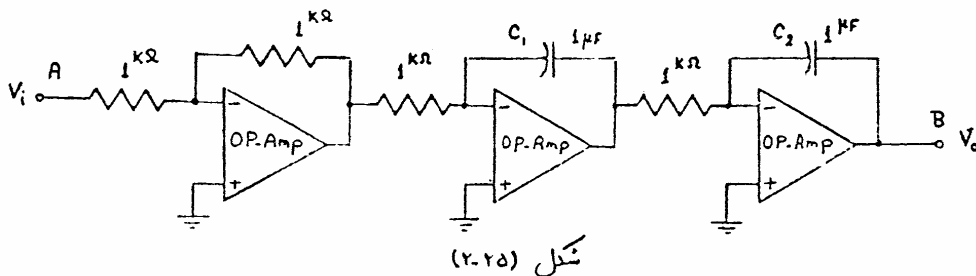
۳- مدار شکل (۲-۲۵) را در نظر بگیرید.

الف. مطلوبت $A_v = \frac{V_o}{V_i}$

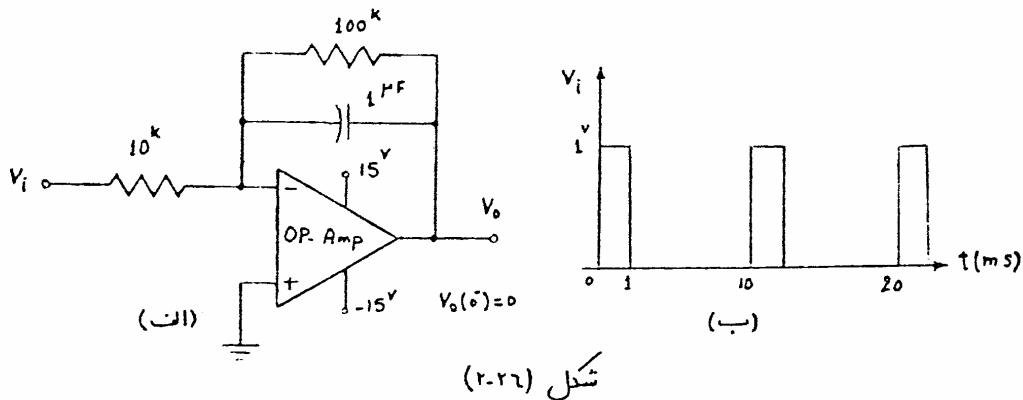
ب. اگر نقطه B را به نقطه A اتصال کوتاه کرد، ولتاژ خروجی را بدست

۱۶۷

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



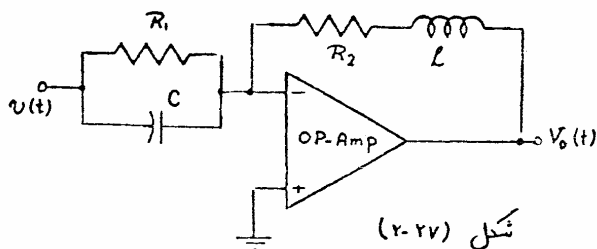
۴- ولتاژ خروجی مدار شکل (۲-۲۶-الف) را برای ورودی شکل (۲-۲۶-ب) بدست آورید. پس از چه مدت تقویت کننده اشباع می شود.



۵- برای مدار شکل (۲-۲۷)

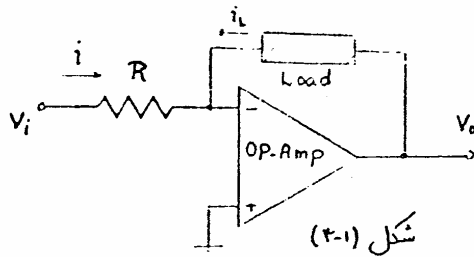
$$-V_o = \frac{R_2}{R_1} V + \left(R_2 C + \frac{L}{R_1} \right) \frac{dV}{dt} + LC \frac{d^2 V}{dt^2}$$

نشان دهید که :



۳- کاربردهای غیر خطی OP.AMP :

OP.AMP در کاربردهای غیر خطی به درصورت مورد استناد قرار می گیرند.

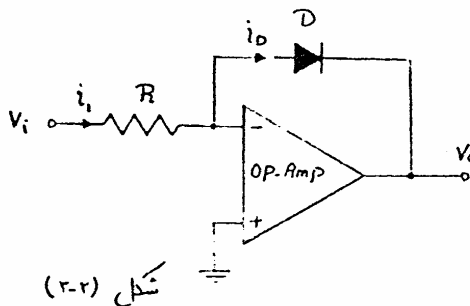


الف: OP.AMP در ناحیه خطی باشد، ولی عناصر بکار رفته غیر خطی باشند. شکل (۳-۱) یک نمونه از این حالت را نشان می دهد.

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

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

ب: OP.AMP بصورت غیر خطی عمل کند. در این حالت OP.AMP دارد ناحیه اشباع خود را می خورد.



(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)]

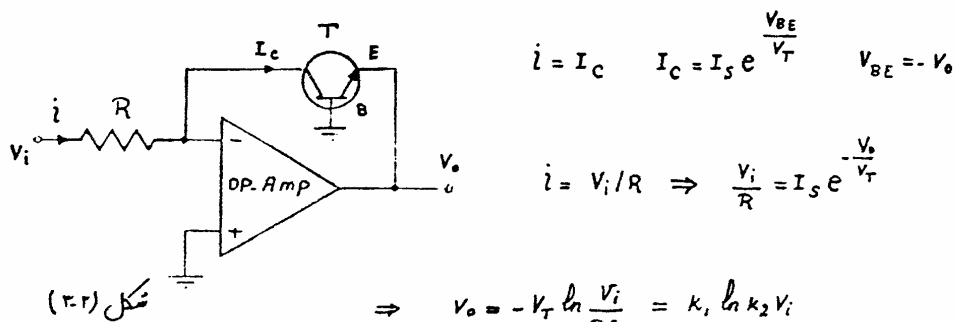
$$i_1 = i_D \quad i_1 = V_i/R$$

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

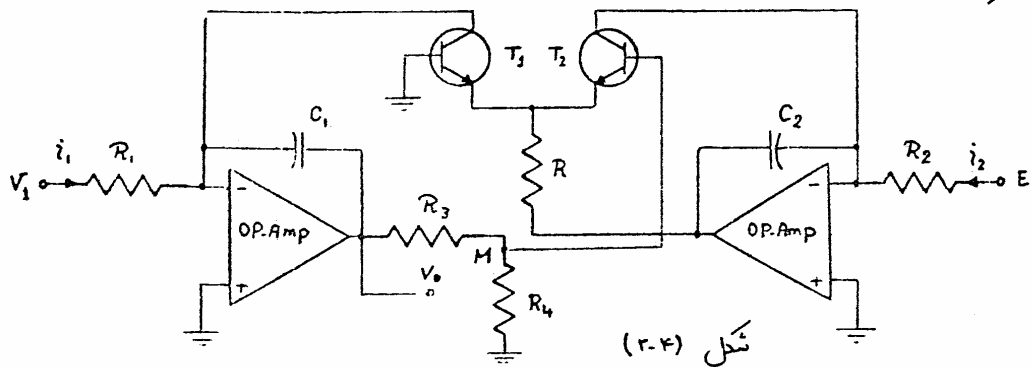
$$\Rightarrow \boxed{V_o = K_1 \ln K_2 V_i}$$

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

۱۶۹



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



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

$$i_1 = \frac{V_i}{R_1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad (I)$$

$$i_2 = \frac{V_o}{R_2} = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \quad (II)$$

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

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

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

اگر از جریان بیس ترانزیستور T_2 صرف نظر نکنیم، آنگاه از تقسیم ولتاژ در گره H:

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

اگر مقاومت R_3 را

چلی بزرگتر از مقاومت R_4

انتخاب نکنیم:

$$V_o \approx -\frac{R_3}{R_4} V_T \ln\left(\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{V_i}{E}\right)$$

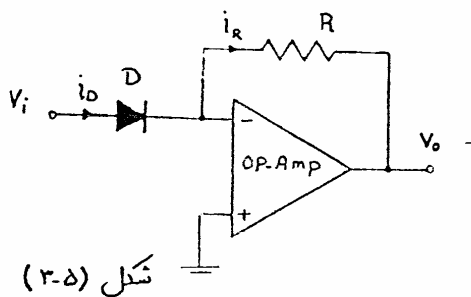
جای مقاومت R_4 از یک

ترانزیستور استفاده می‌کنیم در نتیجه:

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

بدین ترتیب یک تقویت کننده لگاریتمی که نسبت

به تغییرات درجه حرارت نیز پایدار است، بدست می‌آید.



شکل (۳-۵)

(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)]

در این مدار:

$$i_D = I_s e^{\frac{V_D}{V_T}} = I_s e^{\frac{V_i}{V_T}}$$

$$i_R = \frac{-V_o}{R}$$

$$\Rightarrow \frac{-V_o}{R} = I_s e^{\frac{V_i}{V_T}} \Rightarrow V_o = -RI_s e^{\frac{V_i}{V_T}}$$

$$\Rightarrow V_o = k_1 e^{k_2 V_i}$$

تشریح:

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

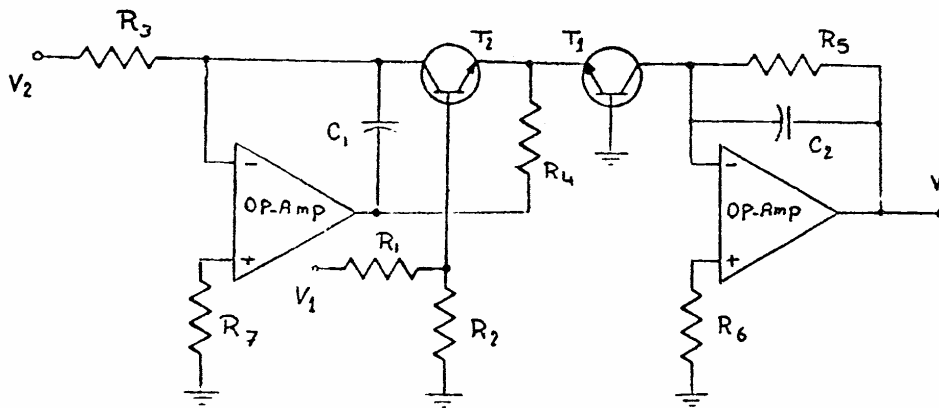
R_2 به اندازه‌ای مناسب داز جنس PTC^* می‌توان اثر درجه حرارت روی

* PTC: Positive temperature coefficient

(۱۷۱)

تقویت کننده را از بین برد.

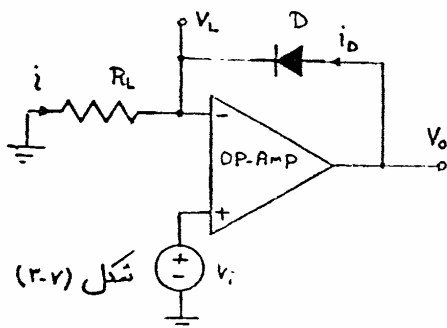
و در صورتیکه $V_2 = 15^v$ ، $R_1 = 15.7^k$ ، $R_2 = 1^k$ ، $R_3 + R_7 = 30^k$ ، $R_4 = 2^k$ ،
و $R_5 = R_6 = 10^k$ انتخاب گردد، منفی V_o بر حسب V_i را رسم نمایید.



شکل (۳-۶)

- Rectifiers:

(۳-۳) یکسو سازها:



شکل (۳-۷)

شکل (۳-۷) یک نمونه از مدار

یکسو ساز نیم موج را نشان می دهد.

اگر ولتاژ آستانه هدایت دیود D را

V_f و ضریب تقویت op-amp را A فرض

کنیم، آنگاه اگر دیود روشن باشد (D: on)

$$\begin{cases} -A(V_L - V_f) = V_o \\ V_o = V_f + V_L \end{cases} \Rightarrow V_i = (1 + \frac{1}{A})V_L + \frac{V_f}{A} \approx V_L$$

در یکسو سازی نیم موج توسط دیود

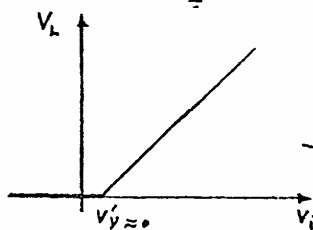
اگر دامنه ولتاژ اعمال شده کمتر از V_f باشد دیود از طرف

بهرت انتقال باز عمل می کند و در خروجی سیگنالی نخواهیم داشت

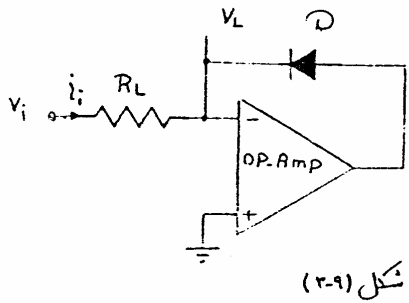
ولی در این مدار ولتاژ آستانه هدایت برابر

$$V_f' = V_f / A \approx 0$$

است در نتیجه ما یکت یکسو ساز نیم موج ایده آل خواهیم داشت. [شکل (۳-۸)]



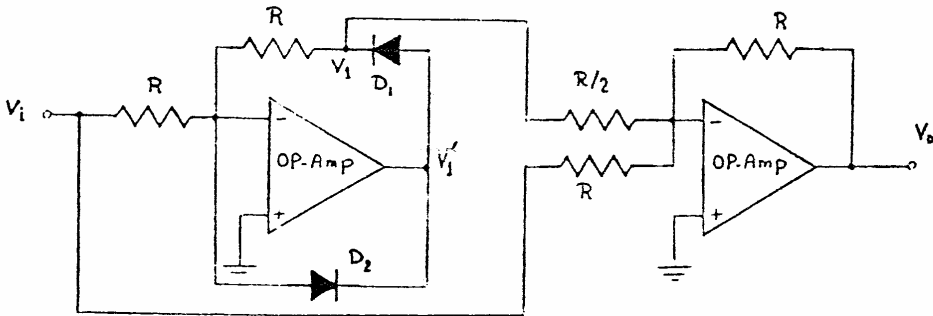
شکل (۳-۸)



شکل (۳-۹)

تقریب:
مدار شکل (۳-۹) را بطور کلی بررسی
کرده و مشخصه $V_L - V_i$ آنرا بدست
آورید.

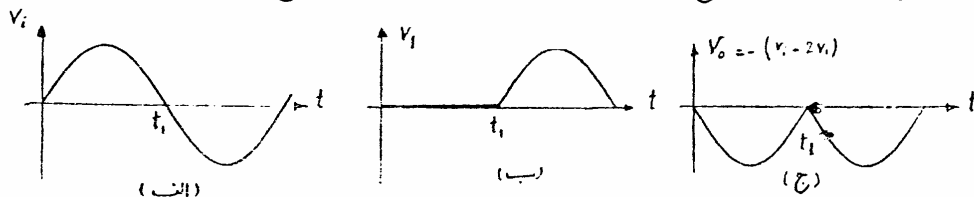
در یکساز تمام موج با استفاده از یک دیود، در اشکال اساسی زیر وجود داشت
الف: نبودن زمین مشترک بین دیودات سینوسی و دیودات یکسو شده
ب: افت ولتاژ V_D روی دیود
این اشکالات را می توان با استفاده از مدار شکل (۳-۱۰) برطرف کرد.



شکل (۳-۱۰)

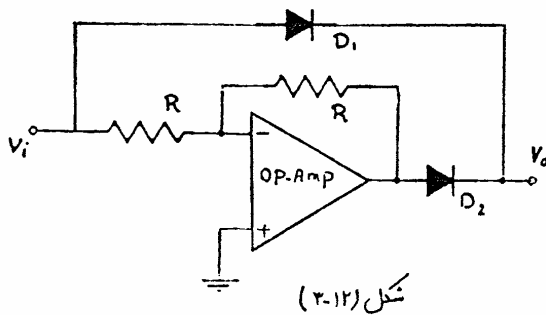
$$V_o = -(V_i + 2V_1) \quad \begin{array}{ll} V_i < 0 & D_2: \text{off} \quad D_1: \text{on} \quad \frac{V_1}{R} = -\frac{V_i}{R} \Rightarrow V_1 = -V_i \\ V_i > 0 & D_2: \text{on} \quad D_1: \text{off} \quad V_1 = 0 \end{array}$$

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



شکل (۳-۱۱)

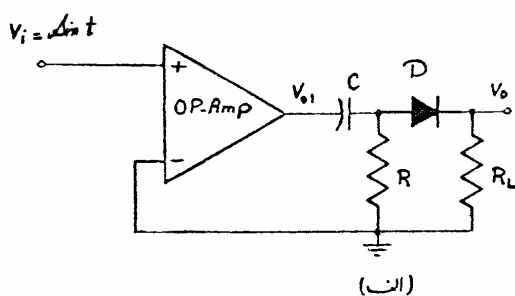
۱۷۳



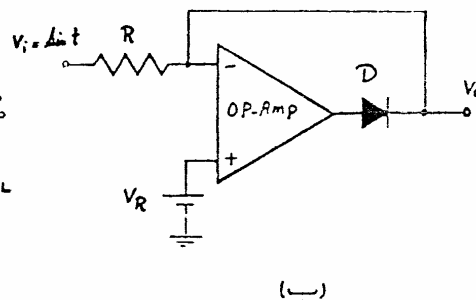
شکل (۳-۱۲)

تمرین ۳:
مشخصه مدار $V_o - V_i$
شکل (۳-۱۲) را درست آورید.

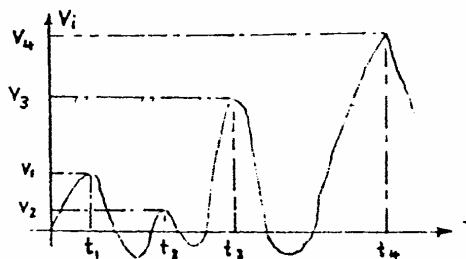
تمرین ۴:
« چند کاربرد دیگر OP.AMP »
(ت) را برای هر یک از شکلهای (۳-۱۳) درست آورده سپس کاربرد هر کدام از مدارها را شرح دهید.



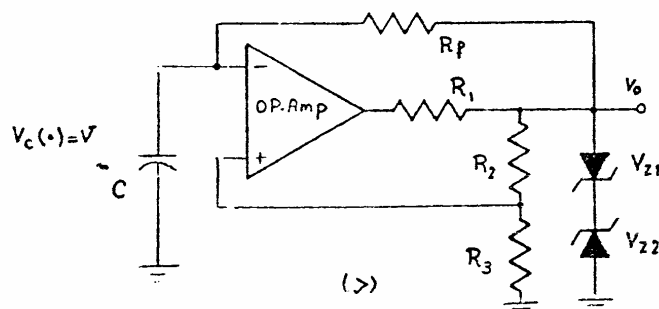
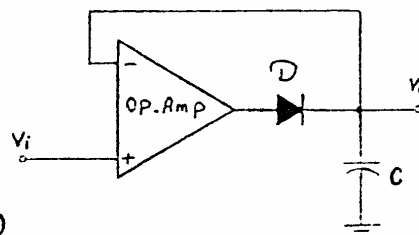
(الف)



(ب)



(ج)

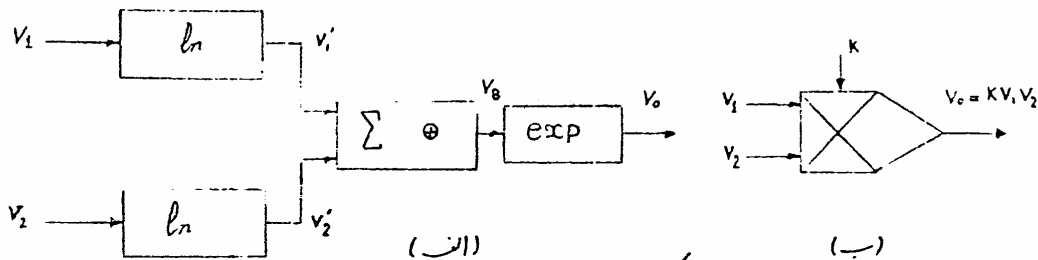


(د)

شکل (۳-۱۳)

۳-۴ ضرب کننده آنالوگ:

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



شکل (۳-۱۴)

$$\begin{cases} V_1' = k_1 \ln k_2 V_1 \\ V_2' = k_1 \ln k_2 V_2 \end{cases} \Rightarrow V_8 = k_3 (V_1' + V_2') = k_1' (\ln k_2 V_1 + \ln k_2 V_2) = k_1' \ln k_2^2 V_1 V_2$$

$$V_0 = k_5 \exp k_4 V_8 = k_5 \exp [k_4 k_1' \ln k_2^2 V_1 V_2]$$

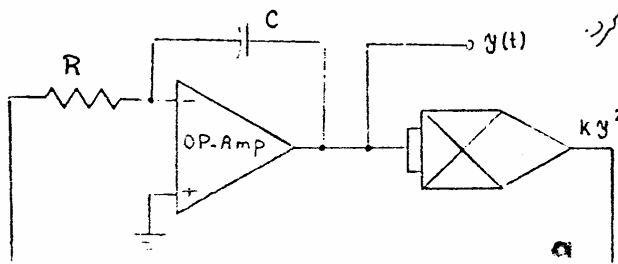
حال اگر $k_4 k_1' = 1$ بگیریم:

$$\Rightarrow \boxed{V_0 = K V_1 V_2}$$

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

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

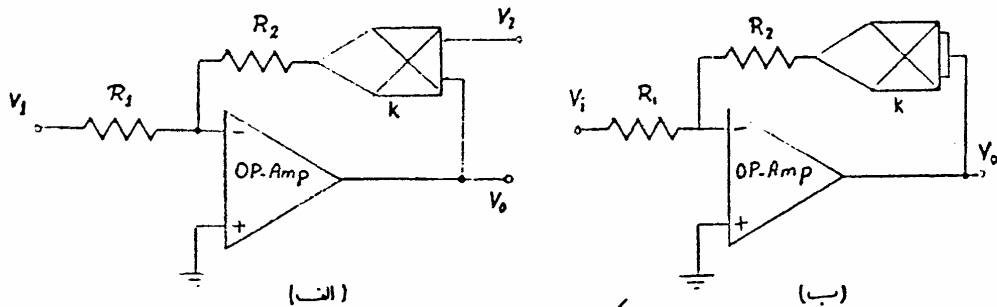
و با توجه به: $y(0) = 1$

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

مدار کامل می شود.

معتبرین :

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



شکل (۳-۱۶)

۲- یک دلتا RMS سنج را طراحی کنید.

$$V_o = -\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_i(t)^2 dt}$$

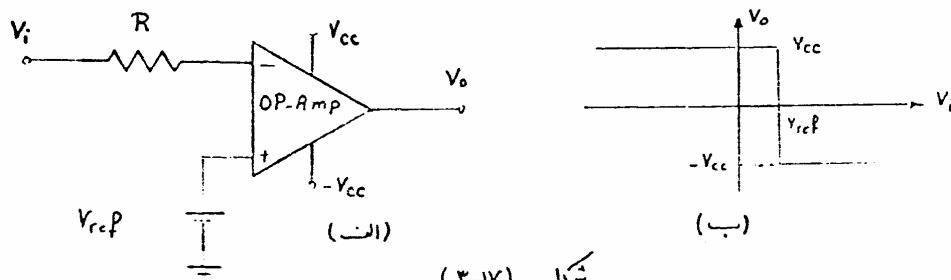
در کاربردهای غیر خطی که تاکنون بیان کردیم OP-Amp به صورت خطی و بعضی از الاینهائی بکار رفته به صورت غیر خطی رفتار می کنند. حال چنانچه کاربرد غیر خطی را که خود OP-Amp به صورت غیر خطی عمل می کند، بیان می کنیم.

Comparator:

مقایسه کننده :

شکل (۳-۱۷) یک مدار مقایسه کننده و شکل (۳-۱۷-ب) شش $V_o - V_i$

را نشان می دهد.



شکل (۳-۱۷)

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

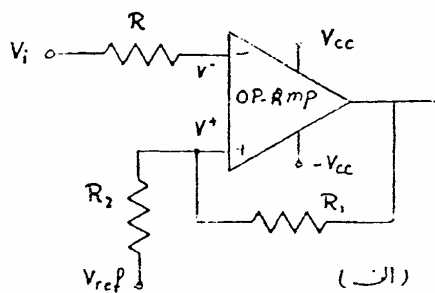
مشاهده می شود که بدلیل نداشتن فیدبک منفی
OP.AMP وارد ناحیه اشباع می شود.

یکی از کاربردهای مهم منابع کسندگی در سیستم های مبدل توانالوگ به دیجیتال
می باشد.

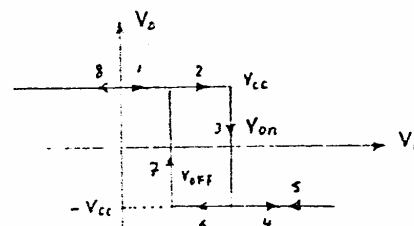
Schmitt Trigger :

(۳.۶) تریگر اشعیت :

یکی دیگر از کاربردهای OP.AMP، در حالت غیر خطی، استفاده از آن در اشعیت
تریکر است. شکل (۳-۱۸-ا) مدار یک اشعیت تریکر در شکل (۳-۱۸-ب) مشخصه
آنرا نشان می دهد.



(الف)



(ب)

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

V_{cc} است در نتیجه V^+ نیز دارای

دو مقدار V_{on} و V_{off} شده و سبب

می شود که مشخصه $V_o - V_i$ به صورت هیستریزس
در آید.

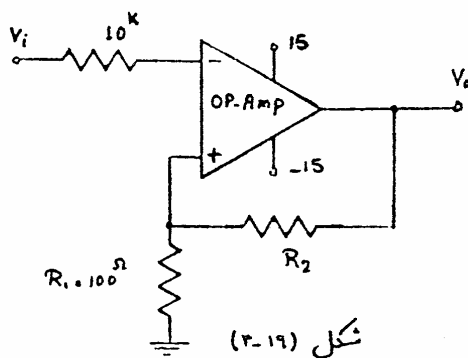
یکی از کاربردهای مهم اشعیت تریکر،
در اسیدسکوپیهای اشعه کاتدی است.

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

$$V_{on} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

$$V_{off} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{ref} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{cc}$$

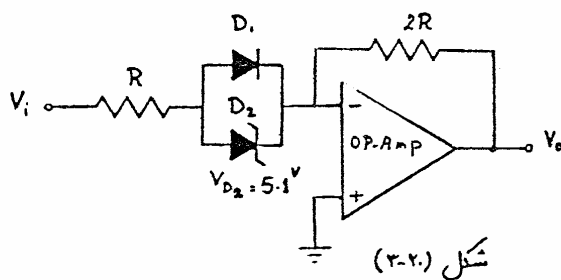
۱۷۷



تقریباً
۱- مطلوبت منصفه $V_o - V_i$
مدار شکل (۳-۱۹) بر حالت ای
ان، $R_2 \rightarrow \infty$
ب، $R_2 = 1 M\Omega$

شکل (۳-۱۹)

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



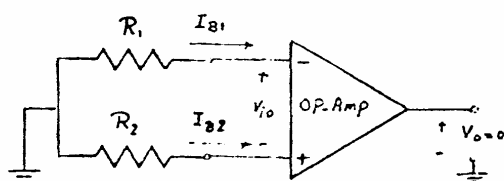
شکل (۳-۲۰)

۴- مشخصات یک OP.AMP واقعی :

گفتیم که OP.AMP می‌تواند 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 بک‌ان نبودن ترازیستورهای ورودی در حالت تعادل نیست. این عدم تطبیق باعث عبور جریانهای بایاس متفاوت از ورودی‌های آن می‌شود. بنابراین برای به تعادل رسانیدن خروجی تقویت کننده، احتیاج به اعمال ولتاژی بین ورودی‌های آن می‌باشد. علاوه بر این مشخصات، محدودیهایی نیز برای یک OP.AMP واقعی وجود دارد که برای طراحی سیستمهای عملی دارای اهمیت خاصی است. این مشخصات توسط کارخانه سازنده در اختیار مصرف کننده قرار می‌گیرد. در اینجا ما چند مشخصه مهم OP.AMP را بیان می‌کنیم.

۱- جریان بایاس ورودی (INPUT BIAS CURRENT) :

تلف مجموع جریانهای ورودی یک OP.AMP در حالت $V_o = 0$ ، جریان بایاس ورودی می‌نامند.



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

شکل (۴-۱) جریانهایی

شکل (۴-۱)

بایاس را در حالت $V_o = 0$ نشان می‌دهد.

۲- جریان آفست ورودی (INPUT OFFSET CURRENT) :

تفاضل جریان‌های ورودی دارد شونده به ترانزیستورهای ورودی یک OP.AMP در حالت تعادل ($V_o = 0$) را جریان آفست ورودی می‌نامند.

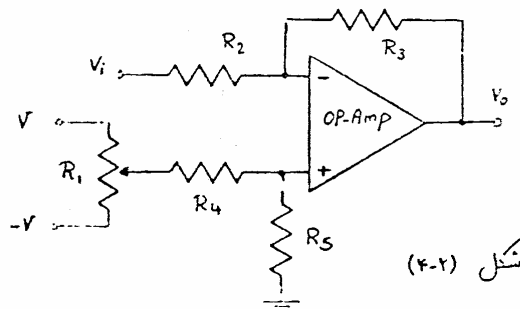
$$I_{i0} = I_{B1} - I_{B2} \quad , \quad V_o = 0$$

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

نسبت تغییرات جریان آفست ورودی به تغییرات درجه حرارت را، رانش جریان آفست ورودی $\left(\frac{\Delta I_{i0}}{\Delta T}\right)$ می نامند.

۴- ولتاژ آفست ورودی (INPUT OFFSET VOLTAGE):

ولتاژ آفست ورودی، ولتاژی است که باید بین ترمینالهای ورودی اعمال شود (V_{i0}) 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 ورودی آن اعمال کنیم. شکل (۴-۲) یک نمونه از مدارهای تنظیم OP-Amp را نشان می دهد.



شکل (۴-۲)

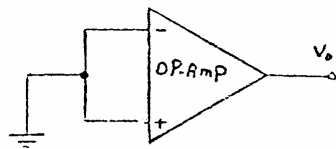
۵- رانش ولتاژ آفست ورودی (INPUT OFFSET VOLTAGE DRIFT):

نسبت تغییرات ولتاژ آفست ورودی به تغییرات درجه حرارت را، رانش آفست ورودی $\left(\frac{\Delta V_{i0}}{\Delta T}\right)$ می نامند.

۶- ولتاژ آفست خروجی (OUTPUT OFFSET VOLTAGE):

اندازه ولتاژ خروجی در

حالتیکه ورودی بار OP-Amp زمین شده باشند را ولتاژ آفست خروجی می نامند. [شکل (۴-۳)]



شکل (۴-۳)

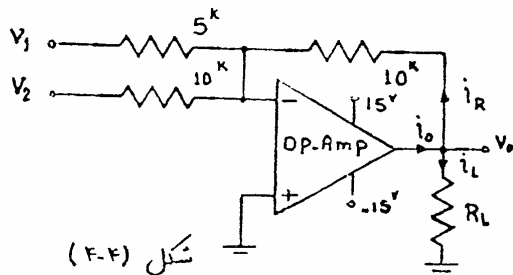
۷- محدوده ولتاژی مشترک ورودی (INPUT COMMON MODE RANGE):
محدوده ولتاژی مشترک ورودی که طبقه دیفرانسیل ورودی OP-Amp بهرست
خطی عمل می‌کند.

۸- محدوده ولتاژی ورودی دیفرانسیل (INPUT DIFFERENTIAL MODE RANGE):
محدوده ولتاژی ورودی دیفرانسیل که به ازای آن محدوده OP-Amp بهرست
خطی عمل می‌کند.

۹- محدوده دامنه خروجی (OUTPUT VOLTAGE RANGE):
محدوده دامنه ولتاژ خروجی که می‌توان بدون اشباع در یافت نمود. (V_{omax})

مثال ۱) مدار شکل (۴-۴) را در نظر بگیرید. در صورتیکه ولتاژ و جریان ماکزیمم بار خروجی
OP-Amp $V_{omax} = \pm 10$ و $I_{omax} = \pm 15 \text{ mA}$ باشد مطلوب است:

الف: حداقل بار R_L وقتی ولتاژ خروجی حداکثر مقدار خود را داشته باشد.
ب: قیمت الف را تکرار کنید در صورتیکه یکبار R_L بجای آنکه زمین
شود به -15 V وصل شود.



حل الف: $i_o = i_R + i_L$
 $i_o < i_{omax}$

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

حل ب:

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

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

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

۱۱- سرعت چرخش (SLEW RATE) :

ماکزیمم تغییرات زمانی دیناژ خروجی op.Amp را سرعت چرخش می نامند و بصورت "SR" نشان می دهند.

$$\left(\frac{dv_o}{dt} \right)_{\max} = V_m \omega = SR \quad \text{برای سیگنالهای سینوسی با دامنه } V_m \text{ داریم،}$$

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

$$v_o = V_m \sin \omega t \quad v_{o\max} = \pm 10 \text{ V} \Rightarrow V_m = 10 \text{ V} \quad \text{حل:}$$

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

تقریب:

در صورتیکه برای یک نوع تقویت کننده عملیاتی $V_{o\max} = \pm 10 \text{ V}$ ، $SR = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$ و $V_{cc} = \pm 15 \text{ V}$ باشد مطلوبیت ماکزیمم دامنه یک دیناژ سینوسی بدون اعوجاج در خروجی برای فرکانسهای 1 kHz ، 10 kHz ، 100 kHz

۱۲- ضریب حذف بگنال مشترک (CMRR)

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

۱۴- پهنای باندی که فریب نویز 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°C بیان می‌کند.

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

جدول (۴-۱)

مثال) الف، نویز کنتره منفی و نویز کنتره مثبت op.Amp، هنگامیکه دارای

در ردی های op.Amp نامجز است. بنابراین:

$$-I_{B1}R_1 = -I_{B2}(R \parallel R')$$

در برای حالت $I_{B1} = I_{B2}$

$$R_1 = R \parallel R' = \frac{100 \times 1000}{1100} = 90.9 \text{ k}\Omega$$

ج. در شکل (ب. ۴-۵) از $I_{B2} = I_{B1} - I_{i0}$

استاده می کنیم. در سمت (ب) نشان داده شد که به علت ورود I_{B1} به دو ورودی مثبت و منفی، ولتاژ خروجی V_o منفرجه شود حال اگر مدار را خطی در نظر گرفته و از اصل جمع آثار استفاده کنیم. در حالت اول جریان ورودی منفرجه را I_{B1} در نظر می گیریم که خروجی در این حالت $V_{o1} = 0$ می شود در حالت دوم جریان منفرجه را $-I_{i0}$ و جریان ورودی مثبت را منفرجه در نظر می گیریم. چونکه انت ولتاژ روی مقاومت R تقریباً منفرجه است در نتیجه جریان I_{i0} از داخل مقاومت R' عبور می کند. بنابراین:

$$V_{o2} = -I_{i0}R' \quad V_o = V_{o1} + V_{o2} = -20 \times 10^{-9} \times 10^6 = -20 \text{ mV}$$

علامت V_o منفی نیست زیرا I_{i0} می تواند مقدار مثبت داشته باشد.

د: اگر $I_{i0} = 0$ باشد در اینصورت $I_{B1} = I_{B2}$ خواهد شد و ولتاژی که در خروجی ناشی از I_{i0} بوده، منفرجه خواهد بود. بنابراین اگر $V_{o1} = 0$ باشد می توان فرض کرد که در شکل (ب. ۴-۵) جریانهای بایاس منفرجه و تنها ولتاژ V_{i0} بین دو ورودی های op.Amp موثر می باشد. بازجه به این فرض انت ولتاژ روی مقاومت R_1 منفرجه بوده (برای $I_{B1} = 0$) و ولتاژ V_{i0} که در دو سر مقاومت R قرار می گیرد باعث ایجاد جریان V_{i0}/R در این مقاومت می شود. این جریان در مقاومت R' نیز برقرار شده (چون $I_{B2} = 0$) و نتیجتاً خواهیم داشت:

$$V_o = \frac{V_{i0}}{R}(R+R') = V_{i0}\left(1+\frac{R'}{R}\right) = \pm 5(1+10) = \pm 55 \text{ V}$$

ه: اگر V_{i0} و I_{i0} هر دو مخالف منفرجه باشند بازجه به اصل جمع آثار، خواهیم داشت:

$$V_o = -I_{i0}R' + V_{i0}\left(1+\frac{R'}{R}\right)$$

تهیه کننده : حامد مظاهری
Hamed@ir-micro.com

شما هم میتوانید مقالات خود را به ما ارسال کنید تا با نام شما در سایت قرار داده شود

www.ir-micro.com

مراجع فارسی
میکروکنترلرهای PIC

