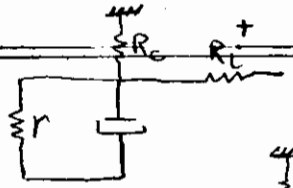
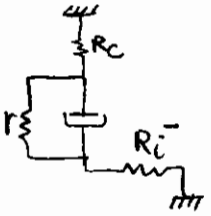


در آلترناتس مثبت : $R_{C_b}^{+} = r$



در آلترناتس منفی : $R_{C_b}^{-} = r \,||\, [R_c + R_i^-] \simeq r$

$\longrightarrow \quad R_{C_b} = r$

مراحل بالا را برای خازن C_o نیز انجام می‌دهیم :

$$R_{Co}^{+} = \left(R_o^{+} + \frac{R_c}{\beta_2 \beta_4}\right) + R_L$$

$$R_{Co}^{-} = \left(R_o^{-} + \frac{R_c}{\beta_3 \beta_5}\right) + R_L$$

با انتخاب مقاومت کمتر $\longrightarrow \quad R_{Co} \simeq 10\ \Omega$

$$f_L = \frac{f_L'}{\sqrt{2^{1/4} - 1}} \longrightarrow f_L' = 10\ Hz \longrightarrow$$

$C_E = 4700\ \mu F$
$C_i = 140\ \mu F$
$C_b = 1300\ \mu F$
$C_o = 1600\ \mu F$

تقویت کنندهٔ اختلاف :

در حالت ایده آل : $V_O = A_d . (V_{i_1} - V_{i_2})$

در حالت واقعی : $V_O = A_d (V_{i_1} - V_{i_2}) + A_c \left(\frac{V_{i_1} + V_{i_2}}{2}\right)$

با قرار دادن یک دیود زنر در ورودی که حساس به دما است به طوری که با زیاد شدن دما V_O مثبت شده و با کم شدن آن V_O منفی است و به عنوان ترموستات می‌توان از آن استفاده کرد.

با توجه به این که این تقویت کننده باید هر کانسهای پائین را نیز تقویت کند لذا اغلب باید

خازن در تقویت کننده نداشته باشیم.

$$V_{i1} - V_{i2} \triangleq V_d$$
$$\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2} \triangleq V_c$$
$$\longrightarrow \quad V_0 = A_d \cdot V_d + A_c \cdot V_c$$

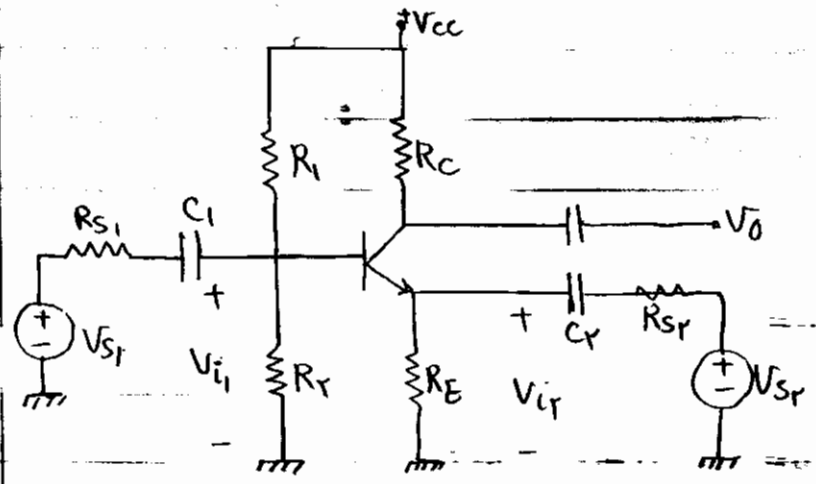
اگر V_0 را به فرم $A_1 V_{i1} + A_2 V_{i2}$ بنویسیم آن گاه:

$$V_0 = A_1 V_{i1} + A_2 V_{i2} \longrightarrow V_0 = \left(A_d + \frac{A_c}{2}\right) V_{i1} + \left(-A_d + \frac{A_c}{2}\right) V_{i2}$$

$$\longrightarrow \begin{cases} A_1 = A_d + \frac{A_c}{2} \\ A_2 = -A_d + \frac{A_c}{2} \end{cases}, \quad \begin{cases} A_d = \frac{A_1 - A_2}{2} \\ A_c = A_1 + A_2 \end{cases}$$

پارامتر دیگر این تقویت کننده ضریب حذف بهره مشترک است:

$$f = CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$$

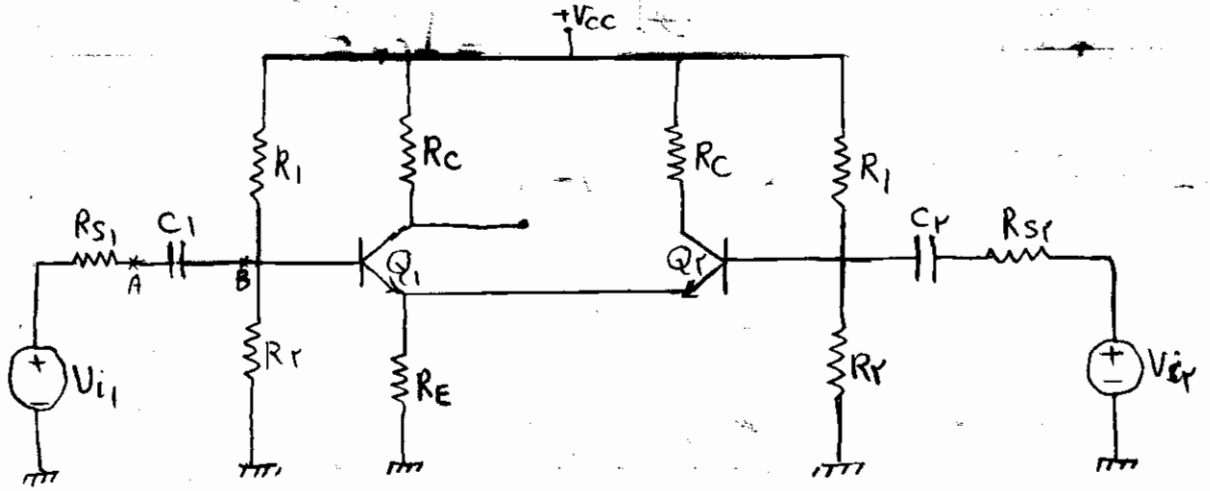


$$V_{s2} = 0 \longrightarrow V_{o1} = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} + (1 + h_{fe})(R_E \| R_{s2})} V_{i1}$$

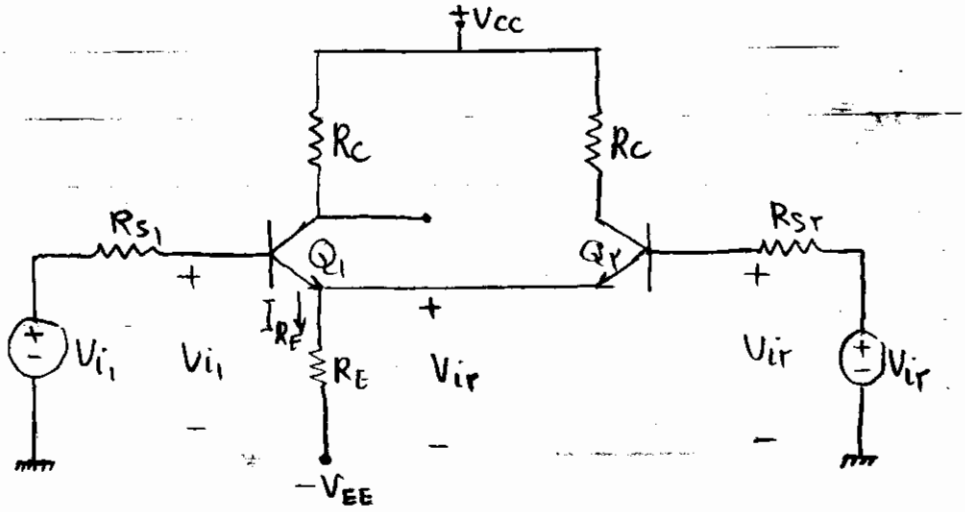
$$V_{s1} = 0 \longrightarrow V_{o2} = \frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} + R_1 \| R_2 \| R_{s1}} V_{i2}$$

$$\longrightarrow V_0 = \underbrace{\left(-\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} + (1 + h_{fe})(R_E \| R_{s2})}\right)}_{A_1} V_{i1} + \underbrace{\left(\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} + R_1 \| R_2 \| R_{s1}}\right)}_{A_2} V_{i2}$$

در این تقویت کننده باید سعی کنیم امپدانسهای ورودی V_{i1} و V_{i2} برابر باشند تا اثر بارگذاری نداشته باشیم. در مثال امپدانسهای ورودی با هم برابر نیستند. لذا برای افزایش امپدانس تقویت کننده ورودی شماره ۲ از یک تقویت کننده کلکتور مشترک استفاده می کنیم.



برای اینکه تقارن مدار حفظ شود یعنی نقطه کار Q_1 و Q_2 برابر باشند R_C را در کلکتور Q_2 قرار می دهیم. برای اینکه تقویت کننده در فرکانس پائین کار کند خازنهای C_1 و C_2 را بزرگ در نظر می گیریم و چون بعد از این کار ولتاژ dc نقاط A و B برابر نیستند مقاومتهای R_1 و R_2 را برابر در نظر می گیریم



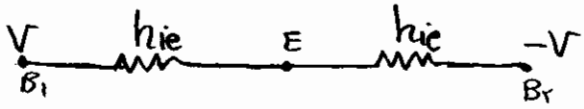
علت حذف مقاومتهای R_1 و R_2 این بود که ولتاژ dc بین ترانزیستورها صفر شود و بتوانیم دو نقطهٔ A و B را به هم وصل کنیم.

$$I_{R_E} = \frac{V_{R_E}}{R_E} = \frac{-V_{BE} - (-V_{EE})}{R_E}$$

$$I_{E_1} + I_{E_2} = I_{R_E} \xrightarrow{\text{اگر ترانزیستورها مشابه باشند}} I_{C_1} = I_{C_2} \simeq \frac{I_{R_E}}{2}$$

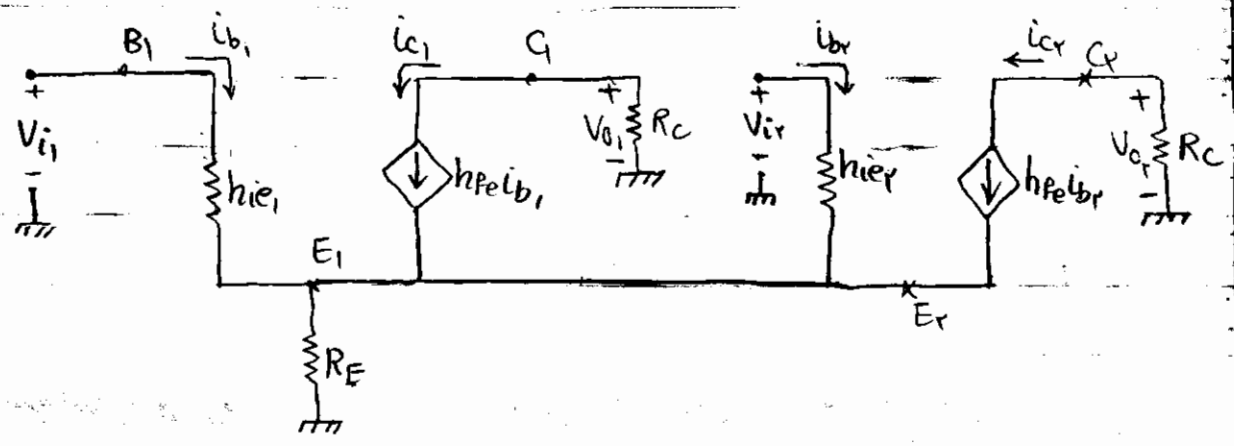
$$V_{CE_1} = V_{C_1} - V_{E_1} = (V_{CC} - R_C I_{C_1}) - (-V_{BE})$$

تقویت کننده را بررسی می‌کنیم تا نقطهٔ کار مناسب برای ماکزیمم سوئینگ را بیابیم. اگر فرض کنیم $V_{i_1} = -V_{i_2}$ باشد آن‌گاه در خروجی با گین ۲ ولتاژ می‌گیریم. از طرفی ترم مزاحم $\frac{V_{i_1}+V_{i_2}}{2}$ حذف می‌شود. در این حالت ولتاژ ac امیتر صفر است:



چون امیتر از لحاظ ac زمین است سوئینگ ماکزیمم وقتی است که $V_{CE} = R_C I_C$

$$\longrightarrow V_{O_{max}} = \frac{V_{CC} - (-V_{BE})}{2} = V_{CE} = R_C I_C$$



$V_{i2}=0$

$$\longrightarrow V_{o1}=-h_{fe}\cdot i_{b_1}\cdot R_C \quad , \quad i_{b_1}=\frac{V_{i1}}{h_{ie_1}+(1+h_{fe_1})\left(R_E \| \frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}\right)}$$

$$\longrightarrow V_{o1}=\frac{-h_{fe_1}\cdot R_C}{h_{ie_1}+(1+h_{fe_1})\left(R_E \| \frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}\right)} V_{i1}$$

حالت کلی: $h_{ie}=h_{ie_1}=h_{ie_2}$, $h_{fe}=h_{fe_1}=h_{fe_2}$

$$\longrightarrow V_{o1}=-\frac{h_{fe}\cdot R_C}{h_{ie}}\left(\frac{h_{ie}+(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+2(1+h_{fe})R_E}\right)\cdot V_{i1}$$

$$V_{o2}=-h_{fe}\cdot i_{b_2}\cdot R_C \quad , \quad V_{e_2}=i_{b_1}(1+h_{fe_1})\left[R_E \| \frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}\right]$$

$$i_{b_2}=-\frac{V_{e_2}}{h_{ie_2}}=\frac{V_{i1}(1+h_{fe_1})\left[R_E \| \frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}\right]}{h_{ie_1}+(1+h_{fe_1})\left[R_E \| \frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe_2}}\right]}\times\frac{1}{h_{ie_2}}$$

$$\longrightarrow V_{o2}=+\frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}\cdot\frac{(1+h_{fe})\left[R_E \| \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}\right]}{h_{ie}+(1+h_{fe})\left[R_E \| \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}}\right]} V_{i1}$$

$$\longrightarrow V_{o2}=\frac{h_{fe}\cdot R_C}{h_{ie}}\cdot\frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+2(1+h_{fe})R_E}V_{i1}$$

if $V_{i1}=0$ $\longrightarrow$ $V_{o1}=\frac{h_{fe}\cdot R_C}{h_{ie}}\cdot\frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+2(1+h_{fe})R_E}\cdot V_{i2}$

$\longrightarrow$ $V_{o2}=-\frac{h_{fe}\cdot R_C}{h_{ie}}\cdot\left[\frac{h_{ie}+(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+2(1+h_{fe})R_E}\right]V_{i2}$

$$\longrightarrow V_{o1}=\underbrace{\frac{-h_{fe}\cdot R_C}{h_{ie}}\left[\frac{h_{ie}+(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+2(1+h_{fe})R_E}\right]}_{A_1}V_{i1}+\underbrace{\frac{h_{fe}\cdot R_C}{h_{ie}}\cdot\frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+2(1+h_{fe})R_E}}_{A_2}V_{i2}$$

$$, V_{o2}=\frac{h_{fe}\cdot R_C}{h_{ie}}\cdot\frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+2(1+h_{fe})R_E}V_{i1}-\frac{h_{fe}\cdot R_C}{h_{ie}}\left[\frac{h_{ie}+(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}+2(1+h_{fe})R_E}\right]\cdot V_{i2}$$

$$\longrightarrow A_d = \frac{A_1 - A_2}{2} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{2 h_{ie}} \left[\frac{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + 2(1+h_{fe}) R_E} - \frac{(1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + 2(1+h_{fe}) R_E} \right]$$

$$\longrightarrow A_d = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{2 h_{ie}}$$

مشاهده می‌کنیم که گین این تقویت کننده نصف گین امیتر مشترک است. چون در اینجا V_i بر روی دو دیود بیس امیتری افتد در حالیکه در امیتر مشترک V_i فقط یک دیود بیس امیتر می‌بیند.

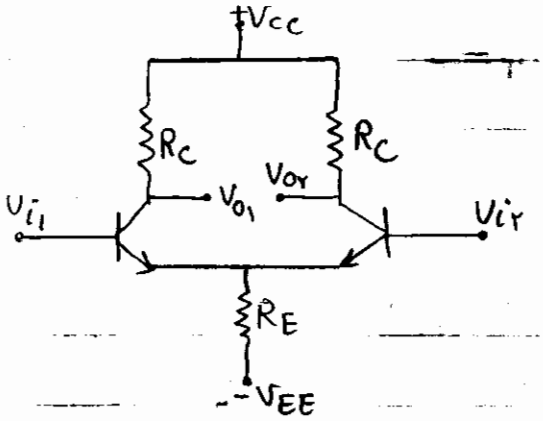
$$\longrightarrow A_C = A_1 + A_2 = \frac{-h_{fe} R_C}{h_{ie}} \left[\frac{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + 2(1+h_{fe}) R_E} - \frac{(1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + 2(1+h_{fe}) R_E} \right]$$

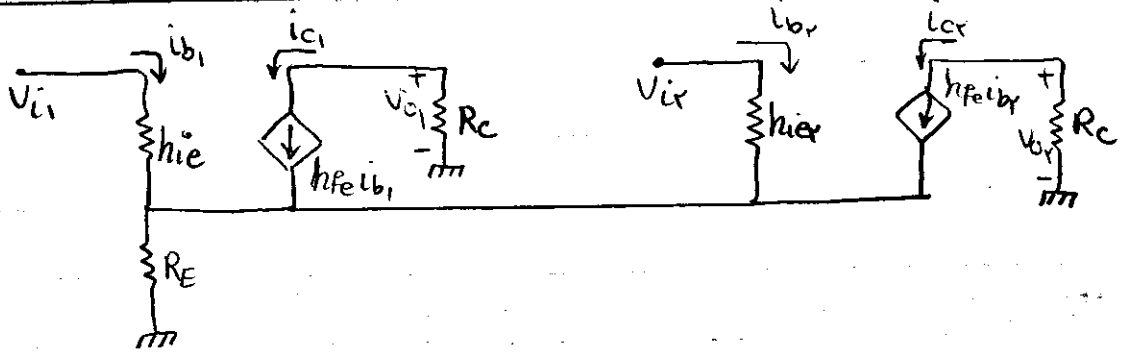
$$\longrightarrow A_C = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie} + 2(1+h_{fe}) R_E} \simeq \frac{-R_C}{2 R_E}$$

چون $V_{CE} = R_C I_C$ است لذا R_E تقریباً با R_C برابر است و لذا A_C مقدار کمی خواهد بود.

$$\rho = \left| \frac{A_d}{A_C} \right| = \frac{+h_{fe} \cdot R_C}{2 h_{ie}} \times \frac{h_{ie} + 2(1+h_{fe}) R_E}{h_{fe} \cdot R_C}$$

$$\longrightarrow \rho = \frac{h_{ie} + 2(1+h_{fe}) R_E}{2 h_{ie}} \simeq \frac{(1+h_{fe}) R_E}{h_{ie}}$$





$$V_o = A_d (V_{i_1} - V_{i_2}) + A_c \left(\frac{V_{i_1} + V_{i_2}}{2} \right)$$

if $V_{i_1} = -V_{i_2} = V$

$$\longrightarrow V_o = A_d (V + V) + A_c \left(\frac{V - V}{2} \right) \overset{①}{=} 2 A_d V$$

$$V_{o_1} = -h_{fe} . i_{b_1} . R_C \overset{②}{=} -h_{fe} . R_C . \frac{V}{h_{ie}} \xrightarrow{①,②} A_d = \frac{-h_{fe} . R_C}{2 h_{ie}}$$

if $V_{i_1} = V_{i_2} = V$

$$\longrightarrow V_o = A_d (V - V) + A_c \left(\frac{V + V}{2} \right) \overset{①}{=} A_c . V$$

$$V_{o_1} = -h_{fe} . i_{b_1} . R_C$$

$$V_{i_1} = V = h_{ie} . i_b + R_E \times 2(1 + h_{fe}) i_b \longrightarrow i_b = \frac{V}{h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_E}$$

$$\longrightarrow V_{o_1} \overset{②}{=} \frac{-h_{fe} . R_C}{h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_E} \xrightarrow{①,②} A_C = \frac{-h_{fe} . R_C}{h_{ie} + 2(1 + h_{fe}) R_E}$$

درعمل (آزمایشگاه) برای محاسبهٔ A_C هردو ورودی را به یک سیگنال ژنراتور وصل کرده و V_o را می‌خوانیم و A_C را محاسبه می‌کنیم. برای محاسبهٔ A_d ، ورودی اول را به V و ورودی دوم را زمین می‌کنیم. باتوجه به اینکه (A_d باتوجه به روابط A_C و A_d) A_d حدود ۷۰ و A_C حدود ۰/۵ است پس با صرفنظرکردن از $A_C . \frac{V}{2}$ می توانیم $A_d . V$ را با تقریب خوبی بدست آوریم.

$$V_o = A_d \cdot V + A_c \cdot \frac{V}{2}$$

مقاومت ورودی وخروجی :

$$R_{i_1} = \frac{V_{i_1}}{i_{b_1}} = h_{ie_1} + (1+h_{fe})\left[R_E \parallel \frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe}}\right]$$

در حالت دیفرنس

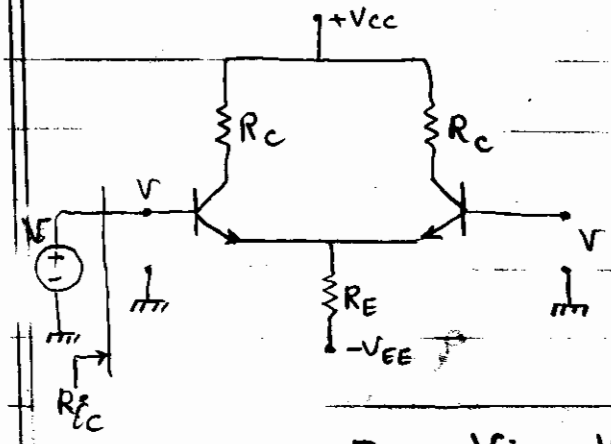
اگر از این تقریب استفاده کنیم که ازنظر سیگنالی دوسر R_E صفراست خواهیم داشت :

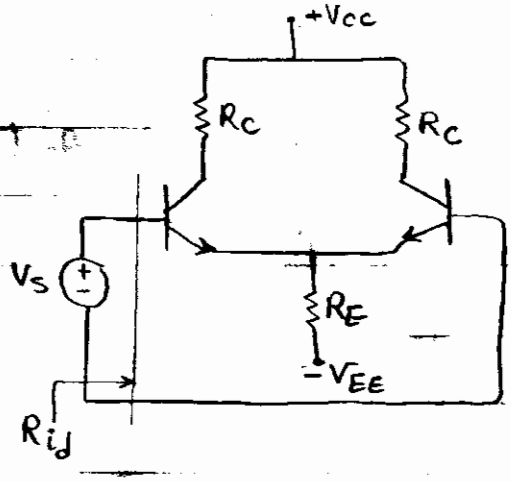
① امپدانس ورودی از دید هر بیس $R_{i_1} \simeq h_{ie_1} + h_{ie_2}$

difference mode

$R_{i_d} \cong h_{ie_1} + h_{ie_2}$ ⟶ ② $R_{i_d} = h_{ie_1} + h_{ie_2}$

$$R_{i_d} = h_{ie_1} + (1+h_{fe})\frac{h_{ie_2}}{1+h_{fe}}$$





③ $$R_{i_c} = \frac{V_{i_1}}{i_{b_1}} = \frac{V}{i_b} \longrightarrow R_{ic} = h_{ic} + 2(1+h_{fe})R_E$$

$$\longrightarrow A_d = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{R_{id}} \quad , \quad A_C = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{R_{ic}}$$

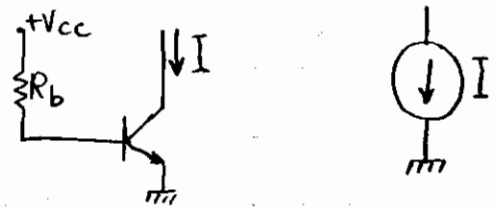
$$f = \left|\frac{A_d}{A_c}\right| \longrightarrow f = \frac{R_{ic}}{R_{id}} = \frac{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E}{2h_{ie}} \simeq \frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}}$$

$$\longrightarrow f \simeq \frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ic}}$$

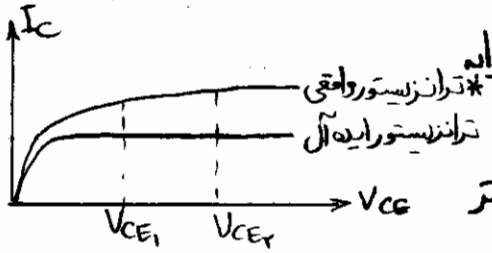
برای افزایش β نمی‌توانیم R_E را زیاد کنیم چون با افزایش R_E ، I_{R_E} کاهش یافته و در نتیجه I_c کاهش می‌یابد. کاهش I_c یعنی افزایش h_{ie} . پس تغییری در β ایجاد نمی‌شود.

برای افزایش β باید به جای R_E چیزی قرار دهیم که همان جریان I_{R_E} را داشته و جریانش ثابت بماند، امّا مقاومتش بیشتر از R_E باشد که این المان یک منبع جریان مستقل است.

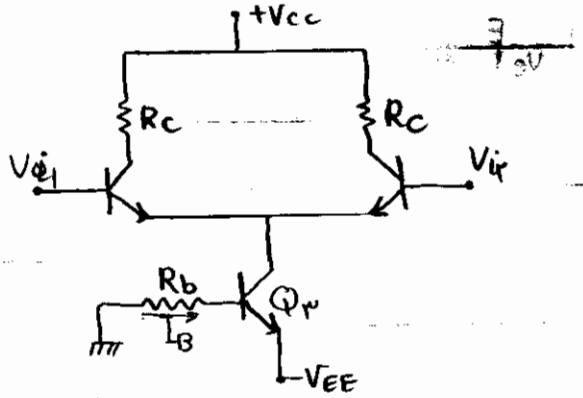
یک دیود در گرایش معکوس می‌تواند منبع جریان خوبی باشد امّا چون جریانی در حد میلی آمپر می‌خواهیم و جریان معکوس دیود کمتر از میلی آمپر است در نتیجه از دیود نمی‌توانیم استفاده کنیم.



با توجه به مشخصهٔ ترانزیستور همچون کلکتور رایه



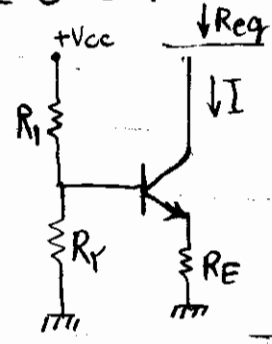
امیتر Q_1 و Q_2 می‌بندیم با تغییرات ولتاژ امیتر آنها V_{CE} تغییر کرده و برای یک ترانزیستور واقعی* تغییرات I_c را خواهیم داشت امّا چون این تغییرات کم هستند لذا می‌توان از آنها صرفنظر کرد.



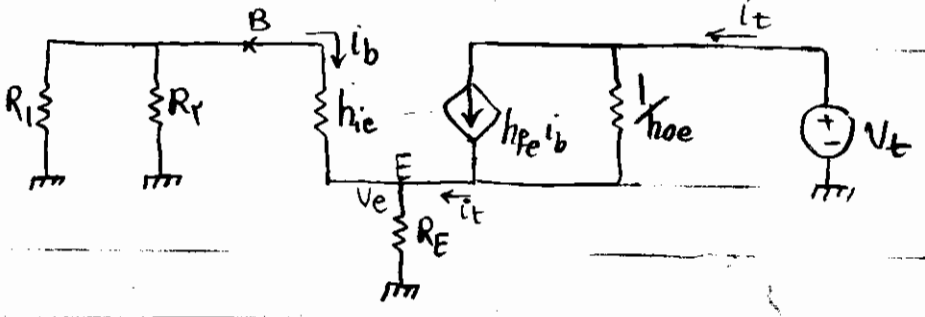
مقاومت خروجی :

اگر V_{i2} را زمین کنیم و V_{o1} را خروجی گرفته و نسبت به زمین بسنجیم به آن خروجی Single Ended گوییم. امّا اگر دو خروجی V_{o1} و V_{o2} داشته باشیم و نسبت به هم بسنجیم یعنی $V_{o12} = V_{o1} - V_{o2}$ در آن صورت به آن خروجی Double Ended گوییم. در خروجی double ended، A_c صفر بوده و نیازی به تکنیک های کاهش A_c و افزایش ρ نخواهیم داشت. (دیگر از منبع جریان استفاده نمی کنیم)

در ترانزیستوری که به عنوان منبع جریان استفاده کردیم مقدار I_c مستقل از β نبود و در صورت سوختن ترانزیستور و تعویض آن ممکن است I_c عوض شود برای رفع این مشکل از شکل زیر استفاده می کنیم. (استفاده از فیدبک).



در این حالت Req (مقاومت معادل منبع جریان) به شکل زیر محاسبه می شود :



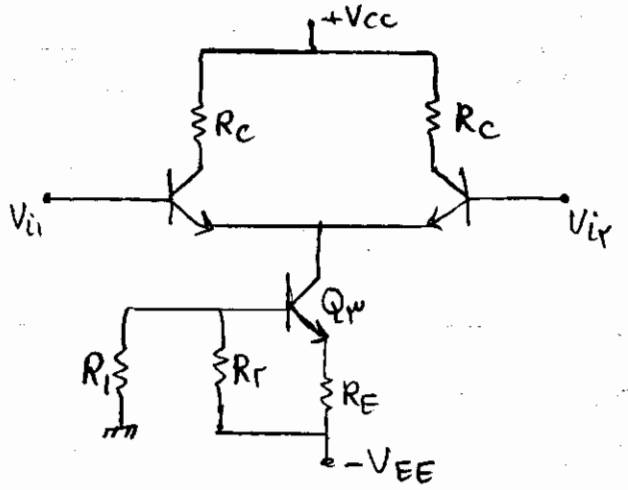
اگر امپدانس $\frac{1}{h_{oe}}$ نبود، Req بینهایت می شد.

$$i_t = h_{fe} \cdot i_b + (V_t - V_e)\, h_{oe}$$

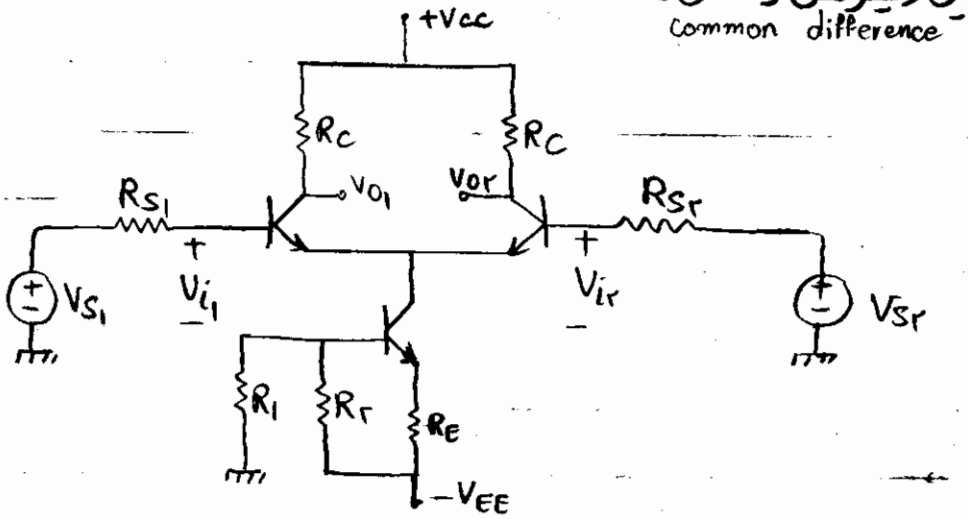
$$\begin{cases} V_e = R_E (i_t + i_b) \\ V_e = -\left[(R_1 \| R_2) + h_{ic}\right] i_b \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} i_b = \dfrac{-R_E i_t}{R_E + h_{ic} + R_1 \| R_2} \\ V_e = \dfrac{R_E \left[(R_1 \| R_2) + h_{ic}\right] i_t}{R_E + h_{ie} + R_1 \| R_2} \end{cases}$$

$$\longrightarrow \quad R_{eq} = \frac{V_t}{i_t} = \frac{1}{h_{oe}} \left[1 + \frac{h_{fe} + h_{oe}\,(h_{ie} + R_1 \| R_2)}{R_E + h_{ie} + R_1 \| R_2} R_E \right]$$

با اعمال تقریب $\longrightarrow \quad R_{eq} \simeq \dfrac{1}{h_{oe}} \left[1 + \dfrac{h_{fe} \cdot R_E}{R_E + h_{ie} + R_1 \| R_2} \right]$



اثر مقاومت منبع بر گین دیفرنس و کامان:
common difference



$$A_d = \frac{V_{o1}}{V_{i1} - V_{i2}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{2 h_{ie}} = -\frac{h_{fe} \cdot R_c}{R_{id}}$$

$$A_{ds} = \frac{V_{o1}}{V_{s1} - V_{s2}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{R_{ids}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{R_{id}} \times \frac{R_{id}}{R_{ids}}$$

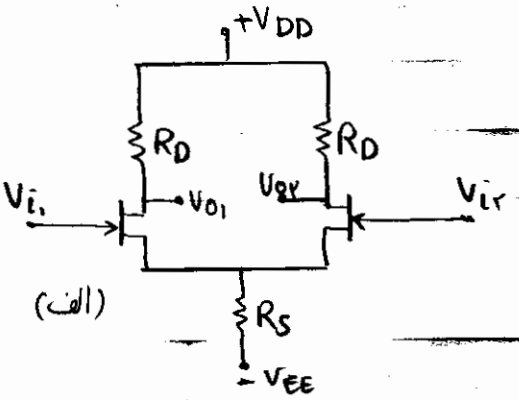
$$R_{ids} = R_{id} + 2R_s \longrightarrow A_{ds} = A_d \times \frac{R_{id}}{R_{ids}}$$

$$A_c = \frac{V_{o1}}{\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_{eq}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{R_{ic}}$$

$$A_{cs} = \frac{V_{o1}}{\frac{V_{s1} + V_{s2}}{2}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{R_{ics}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{R_{ic}} \cdot \frac{R_{ic}}{R_{ics}}$$

$$R_{ics} = R_s + h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_{eq} \longrightarrow A_{cs} = A_c \times \frac{R_{ic}}{R_{ics}}$$

تقویت کنندهٔ اختلاف با استفاده از FET :



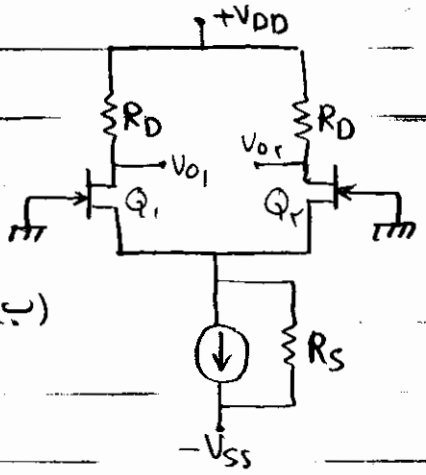
(الف)

$$I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

روابط مربوط به شکل (ب)

$$I_{DS_1} = I_{DS_2} = \frac{I}{2}$$

$$\longrightarrow V_{GS} = V_P\left(1 - \sqrt{\frac{I}{2I_{DSS}}}\right) = V_G - V_S$$



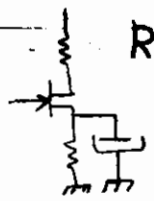
(ب)

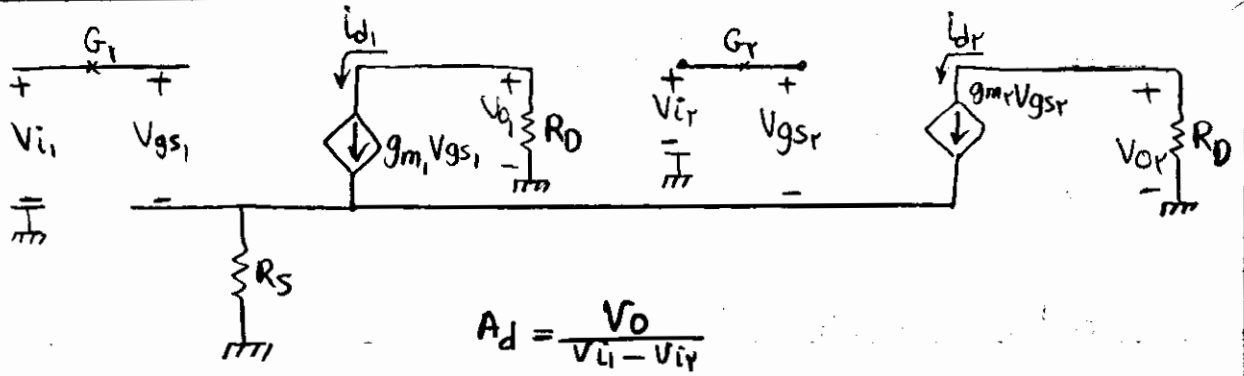
$$\longrightarrow V_S = -V_{GS}$$

$$I_{DS} = \frac{I}{2}$$

$$V_{DS} = V_D - V_S = (V_{DD} - R_D I_D) - (-V_{GS})$$

$$R_D I_D = V_{DS}$$ شرط سوئینگ ماکزیمم





$$A_d = \frac{V_o}{V_{i1} - V_{i2}}$$

$$V_o = A_d (V_{i1} - V_{i2}) + A_c \left(\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2} \right)$$

if $V_{i1} = -V_{i2} = 1V \longrightarrow V_o = 2V \cdot A_d$

$$V_{o1} = -g_m \cdot V_{gs1} \cdot R_D = -g_m \cdot 1V \cdot R_D \longrightarrow A_d = -\frac{g_m \cdot R_D}{2}$$

$$A_c = \frac{V_o}{\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}}$$

if $V_{i1} = V_{i2} = 1V \longrightarrow V_o = A_c \left(\frac{1+1}{2} \right) \longrightarrow V_o = 1V \cdot A_c$

$$V_{o1} = -g_m \cdot V_{gs1} \cdot R_D$$

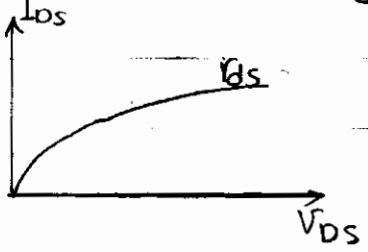
$$V_{i1} = 1V = V_{gs1} + R_S (g_m \overset{1V}{V_{gs1}} + g_m \overset{1V}{V_{gs2}}) = V_{gs} (1 + 2 g_m R_S)$$

$$\longrightarrow V_{gs} = \frac{V_{i1}}{1 + 2 g_m R_S} \longrightarrow V_{o1} = -g_m \cdot R_D \cdot \frac{1V}{1 + 2 g_m R_S}$$

$$\longrightarrow A_c = -\frac{g_m \cdot R_D}{1 + 2 g_m R_S}$$

نوع منبع جریانی که استفاده می‌کنیم هم می‌تواند ترانزیستور BJT باشد و هم FET

امّا امپدانس معادل در FET کمتر از امپدانس معادل BJT است.



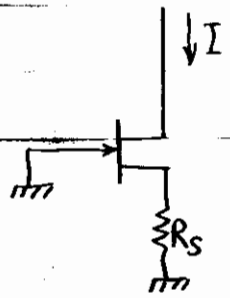
چون شیب منحنی مقابل بیشتر است.

لذا استفاده کردن از BJT بهتراست و امپدانس معادل بیشتری دارد.

امادرساخت مدارهای مجتمع (I.C) از FET به عنوان منبع جریان استفاده می کنندچون

ازنظرساخت وقتی هرسه ترانزیستور از یک نوع هستند مقرون به صرفه ترساخته می شوند.

محاسبه امپدانس معادل FET :

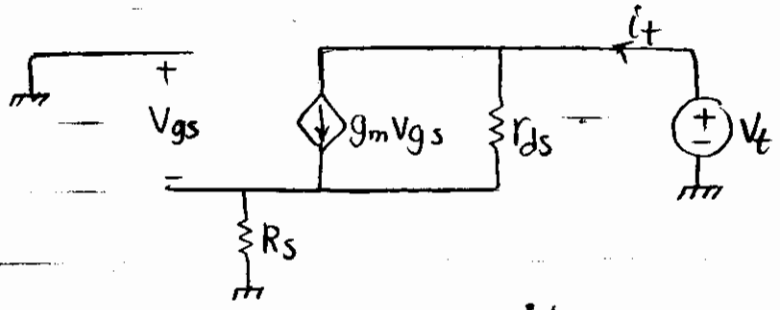


$$I = I_{DS} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$V_{GS} = V_G - V_S = -V_S = -R_S \cdot I$$

$$\longrightarrow \boxed{I = I_{DSS}\left(1 + \frac{R_S I}{V_P}\right)^2} \quad , \quad I < I_{DSS}$$

I ازمعادلهٔ درجه دوم بالا بدست می آید.



$$R_{eq} = \frac{V_t}{i_t}$$

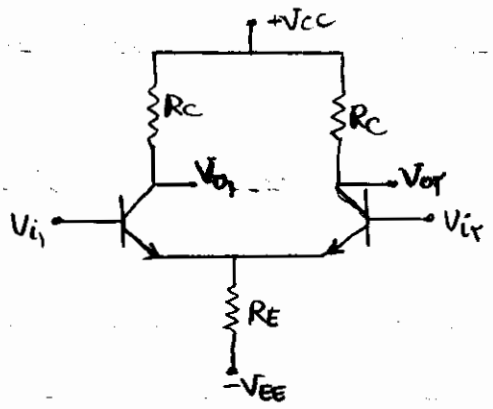
$$i_t = g_m \cdot V_{gs} + \frac{V_t - V_S}{r_{ds}} \quad , \quad V_S = R_S i_t = -V_{gs}$$

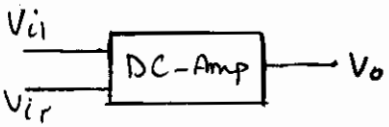
$$\longrightarrow \quad R_{eq} = (1 + g_m R_S) r_{ds} + R_S$$

با انتخاب R_S بالا می توان امپدانس معادل بالایی داشت.

استفاده ازتقویت کنندهٔ اختلاف دارای FET این مزیت را داردکه دارای امپدانس ورودی

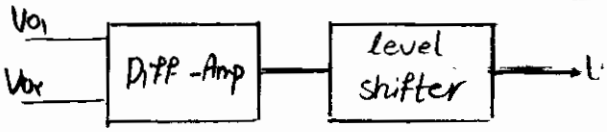
بالایی است.



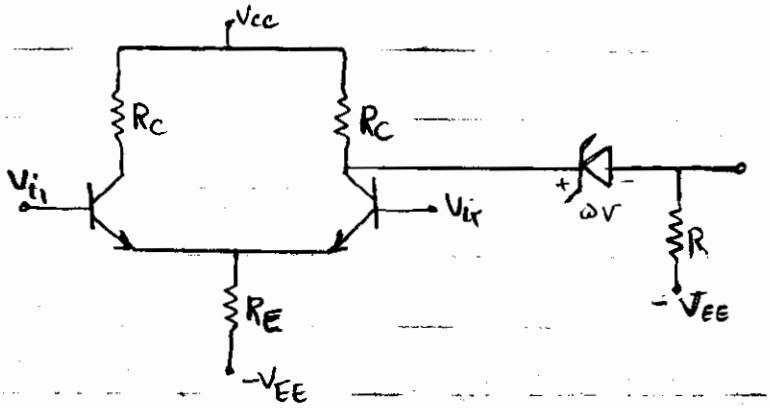


می خواهیم با استفاده از تقویت کنندهٔ اختلاف یک تقویت کنندهٔ dc بسازیم. البته باحذف خازنها این کار را تاحدی انجام داده ایم. اما تقویت کنندهٔ dc شرط دیگری باید داشته باشد و آن این است که به ازای ورودی صفر درخروجی نه سیگنال داشته باشیم و نه ولتاژ dc.

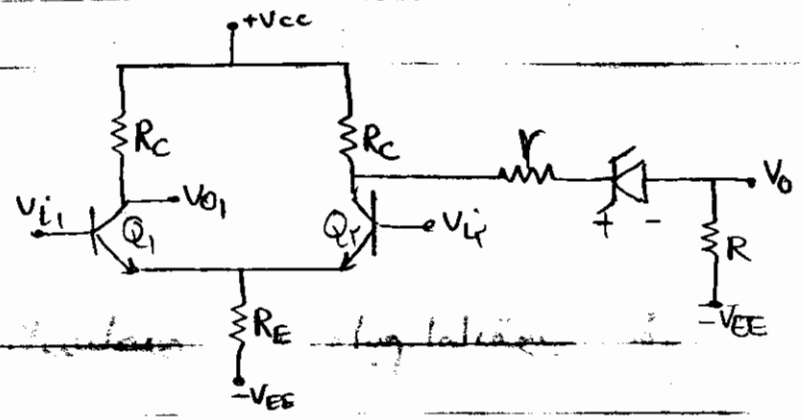
برای این کار یک طبقهٔ level shifter بعدازتقویت کنندهٔ اختلاف قرار می دهیم تا سطح سیگنال را تغییر دهد و به این ترتیب تقویت کنندهٔ dc ساخته ایم:



خصوصیتی که المان level shifter باید داشته باشد این است که مقاومت دینامیکی آن کم باشد تا سیگنال پس از ورود به آن افت پیدا نکند.

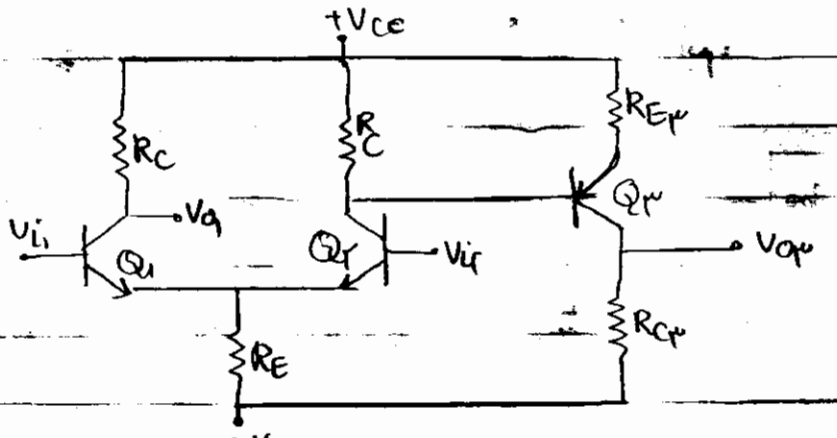


در ترکیب بالا مسئله مقاومت دینامیکی رافت ولتاژ حل شده است امّا چون جریان زنر زیادی می کشد ۵ تا ۶ باعث می شود که R_C افت پیدا کرده و Q_2 به اشباع رود. لذا از یک مقاومت ۲ نیز استفاده می کنیم:



امّا در شکل بالا چون حالت تقارن ترانزیستورها به هم خورده و مدار از حالت تعادل خارج می شود.

لذا از یک ترکیب دیگری غیر از زنر استفاده می کنیم:



$$\begin{cases} I_{C3} = I_{E3} = \dfrac{\overset{Vcc}{\overbrace{10}} - (V_{C2} + V_{BE3})}{R_{E3}} \\ V_{R_{C3}} = \underbrace{V_{EE}}_{0-(-V_{EE})} = R_{C3} I_{C3} \end{cases}$$

با توجه به روابط بالا یا R_{E3} را انتخاب و از روی آن R_{C3} را می یابیم و یا برعکس.

کین ولتاژی Q_3 بزرگتر از یک است. چون $\frac{R_{C3}}{R_{E3}}$ بزرگتر از یک است و آن هم به این خاطر که

دو جریان ثابت I_{C_3} بزرگتر از $I_{R_{E_3}}$ است.

$$V_{C_2} = V_{CC} - R_C I_{C_2}$$

از نظر تحلیل ac :

$$A_d = A_{d_1} \cdot A_{V_3}$$
$$A_c = A_{c_1} \cdot A_{V_3}$$

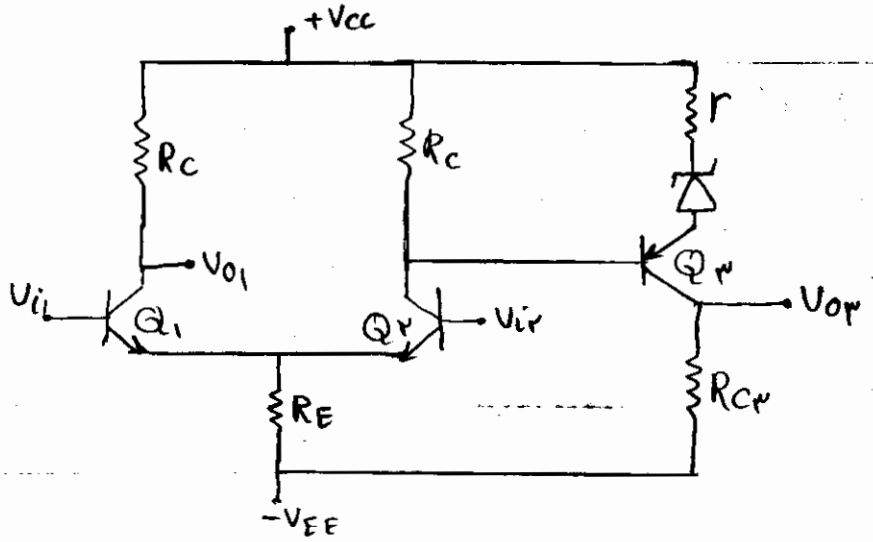
A_{d_1} و A_{c_1} با در نظر گرفتن اثر بارگذاری طبقهٔ Q_3 سنجیده می‌شوند.

$$A_{d_1} = \frac{-h_{fe}(R_C \parallel R_{i_3})}{2h_{ie_1}} \quad , \quad R_{i_3} = h_{ie_3} + (1+h_{fe_3})R_{E_3}$$

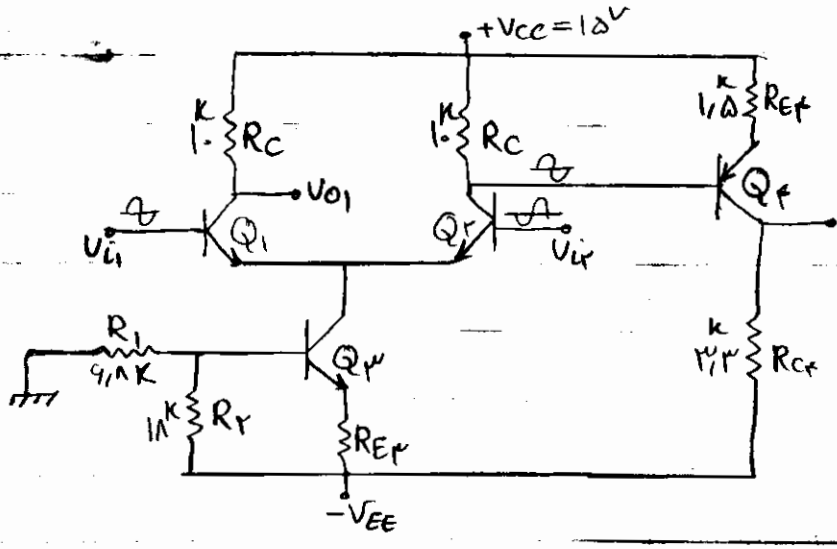
$$A_{c_1} = \frac{-h_{fe}(R_C \parallel R_{i_3})}{h_{ie_1} + 2(1+h_{fe})R_E} \quad , \quad A_{V_3} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{C_3}}{h_{ie_3} + (1+h_{fe})R_{E_3}} = \frac{R_{C_3}}{R_{E_3}}$$

برای زیاد کردن گین A_{V_3} بدون استفاده از خازن بایپاس می توان به جای R_{E_3} از یک باطری استفاده کرد که ولتاژ آن در حدود ۴٫۴ ولت (برای تأمین ولتاژ) باشد و چون مقاومت داخلی آن تقریباً صفر است A_{V_3} زیاد می‌شود اما مشکل این است که باطری ضعیف می‌شود.

لذا به جای باطری از یک دیود زنر با یک مقاومت استفاده می‌کنیم :



مثال:



$\beta = h_{fe} = 100$

$V_{BE} = 0.7\ V$

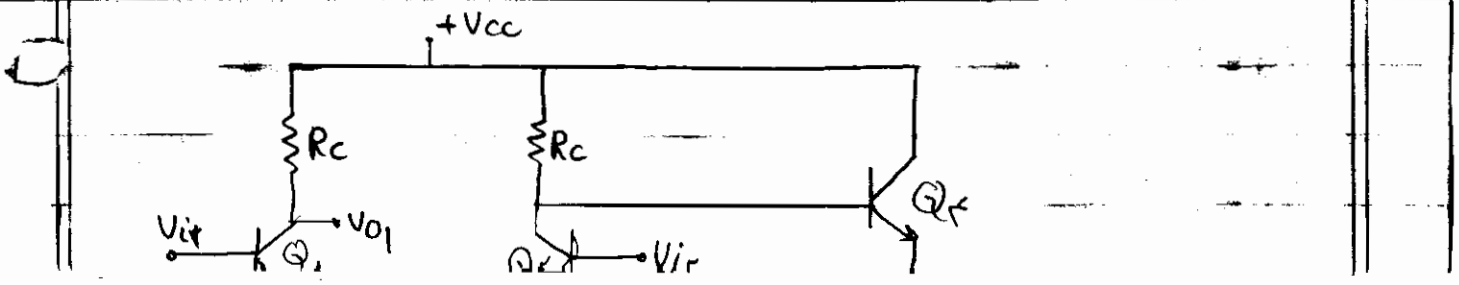
$h_{oe} = 25\ \mu S$

$V_{CC} = V_{EE} = 15V$

$$V_{B3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(-V_{EE}) = -4.1\ V$$

$$I_{C3} = I_{E3} = \frac{V_{RE3}}{R_{E3}} = \frac{(V_{B3} - V_{BE3}) - (-V_{EE})}{R_{E3}} = 1.0\ mA$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C3}}{2} = 0.5\ mA$$

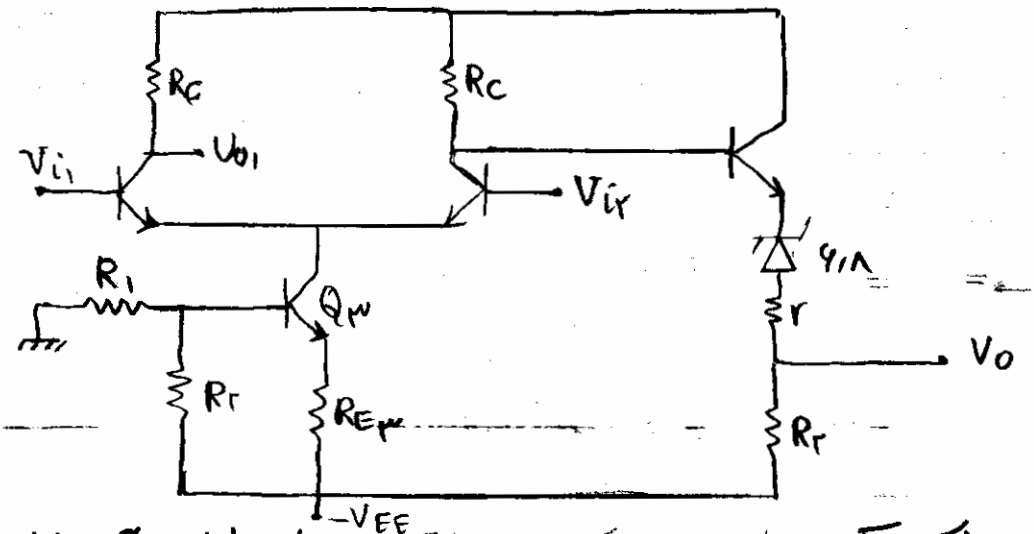

+Vcc
Rc
Rc
Vin
Vo1
Q1
Q2
Vin

$$\longrightarrow R_O = R_2 \parallel \left[r_2 + \frac{h_{ie4} + R_{C1}}{1 + h_{fe4}} \right] \simeq R_2 \parallel \frac{h_{ie4} + R_{C1}}{1 + h_{fe4}}$$

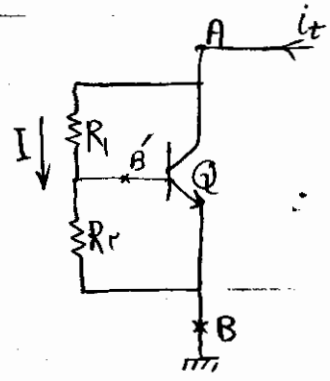
البته مشکل زنر استاندارد وجود دارد. یعنی زنری نداشته باشیم که ولتاژ مطلوب و ما را تأمین کند که برای حل آن از یک مقاومت به طور سری با دیود زنر استفاده می‌کنیم. که با انتخاب مناسب مقاومتها گین ولتاژی نزدیک به ۱ را خواهیم داشت:

$$A_{V4} = \frac{R_2}{r + r_2 + R_2} \simeq 1$$

$$R_O = R_2 \parallel \left[r + r_2 + \frac{h_{ie4} + R_{C2}}{1 + h_{fe4}} \right] = R_2 \parallel \frac{h_{ie4} + R_{C2}}{1 + h_{fe4}}$$



حال می‌خواهیم با یک ترکیب ترانزیستوری یک زنر قابل تنظیم داشته باشیم اگر معادل دو سر زنر به شکل مقابل باشد خواهیم داشت:



$$V_{B'} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V_{AB})$$

$$V_{B'} = V_{BE4} = R_2 I$$

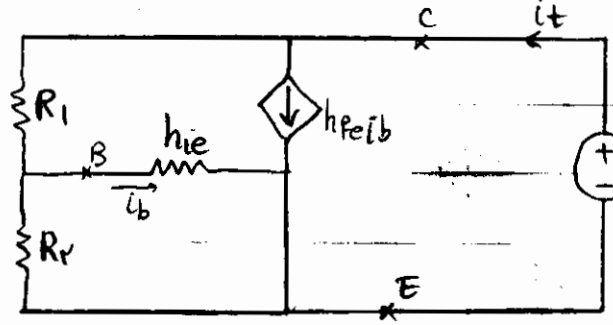
$$\longrightarrow I = \frac{V_{BE}}{R_1}$$

$$V_{AB} = V_{R_1} + V_{R_2} \longrightarrow V_{AB} = R_1 I + V_{BE}$$

$$= \frac{R_1}{R_2} V_{BE} + V_{BE}$$

$$\longrightarrow V_{AB} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{BE}$$

حال باید امپدانس معادل AB را نیز بررسی کنیم:



$$R_{eq} = \frac{V_t}{i_t}$$

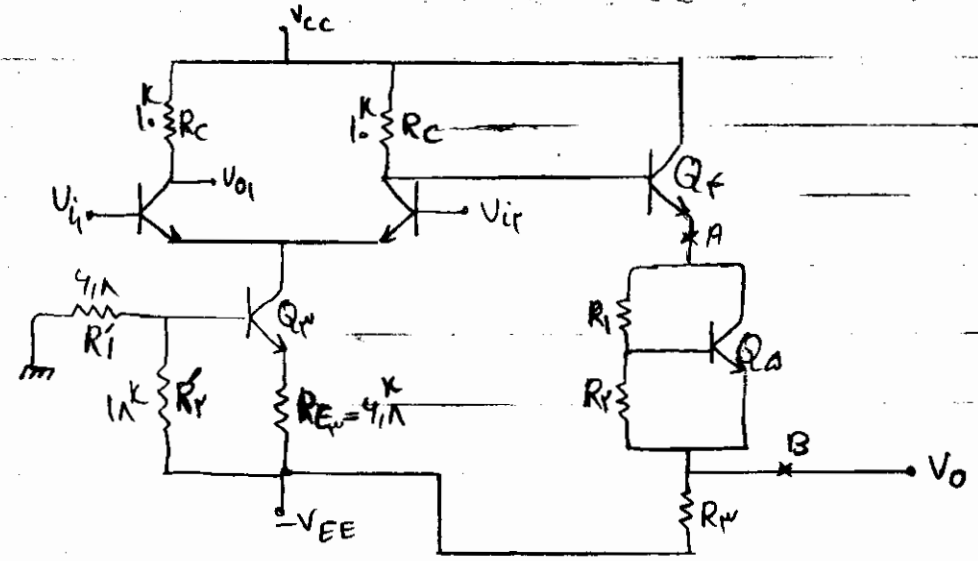
$$i_t = h_{fe} \cdot i_b + i_{R_1} \quad , \quad \begin{cases} i_{R_1} = \dfrac{V_t}{R_1 + R_2 \| h_{ie}} \\ i_b = i_{R_1} \cdot \dfrac{R_2}{R_2 + h_{ie}} \end{cases}$$

$$\longrightarrow R_{eq} = \frac{V_t}{i_t} = \frac{h_{ie}(R_1 + R_2 \| h_{ie})}{h_{fe}(R_2 \| h_{ie}) + h_{ie}} \simeq \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \cdot \frac{R_1 + R_2 \| h_{ie}}{R_2 \| h_{ie}}$$

که در بهترین شرایط با صرفنظر کردن از R_1 در رابطه بالا یک امپدانس معادل چندده اهمی

به وجود می آید که مناسب است.

مثال:



$\beta = h_{fe} = 100$, $R_{C2} = 10\,k\Omega$, $V_{C2} = V_{10}\,V$

$V_{EE} = 15\,V$, $I_{C4} = 5\,mA$, $V_{0dc} = 0$, $I_{R_1,R_2} = 10 I_{B5}$

$$V_{BE5}\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) = + V_{BE4} = V_{C2}$$

$$\longrightarrow \left(2 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{BE} = V_{C2} \longrightarrow R_1 = 10.5\, R_2$$

$$I_{C4} = 5\,mA \quad , \quad I_{C4} = I_{C5} + \underbrace{\overbrace{\frac{I_{C5}}{10}}^{I_{R_1,2}}}_{10 I_{B5}} \longrightarrow I_{C5} = 4.76\,mA$$

$$\frac{I_{C5} \times 10}{\beta}$$

$I_{R_1} = 0.5\,mA$, $I_{R_2} = I_{R_1} - I_{B5} = 0.45\,mA$

$$R_2 = \frac{V_{R_2}}{I_{R_2}} = \frac{V_{BE5}}{I_{R_2}} = 1.39\,k\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{R_3}}{\frac{I_{R_3}}{I_{C4}}} = \frac{\cancel{V_{0dc}^{0}} - (-V_{EE})}{I_{C4}} = 3\,k\Omega$$

$$A_{V4} = \frac{R_3}{R_3 + R_{AB}} \quad , \quad h_{ie5} = 1.14\,k\Omega$$

$$\longrightarrow R_{AB} \simeq 274\,\Omega$$

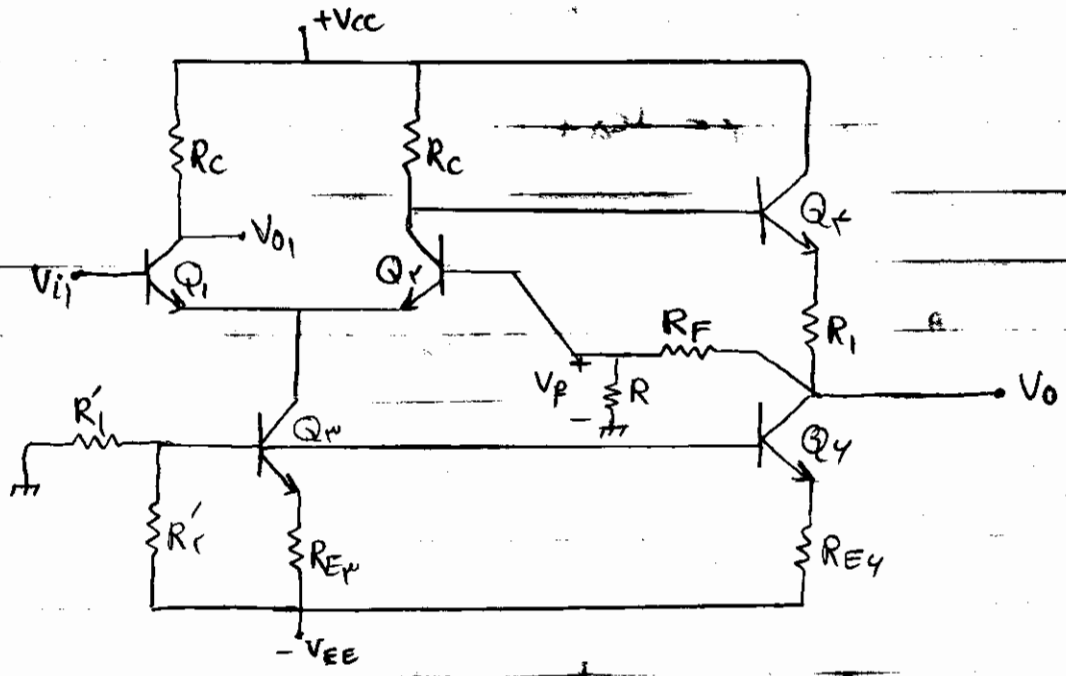
$$\longrightarrow A_{V4} \simeq 0.94$$

$$R_0 = R_3 \,\|\, \left[R_{AB} + \frac{h_{ie4} + R_{C2}}{1 + h_{fe4}}\right] \simeq 24\,\Omega$$

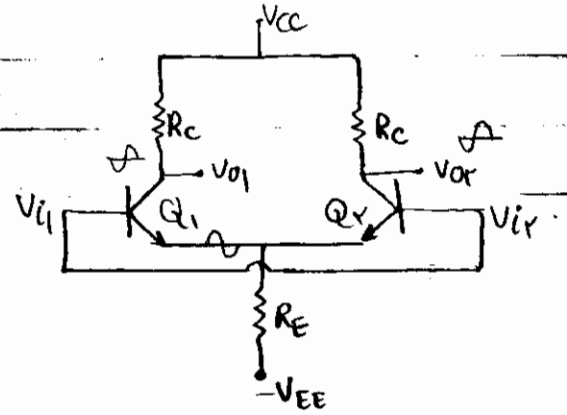
برای بهتر کردن A_{V4} می‌توان R_3 را افزایش داد. افزایش R_3 تأثیر زیادی در R_0 نخواهد داشت چون R_{AB} تعیین کننده است.

برای اینکه با افزایش R_3 جریان امیتر تغییر نکند از ایدهٔ منبع جریان به جای R_3 استفاده می‌کنیم

که در گذشته در تقویت کنندهٔ اختلاف دیدیم. حال به جای منبع جریان از هر حالت ترانزیستوری استفاده می‌کنیم. در عمل ترکیب ترانزیستوری AB را نیز برداشته و از R_1 ای که قبلاً داشتیم استفاده می‌کنند و برای کاهش امپدانس خروجی از فیدبک استفاده می‌کنند:

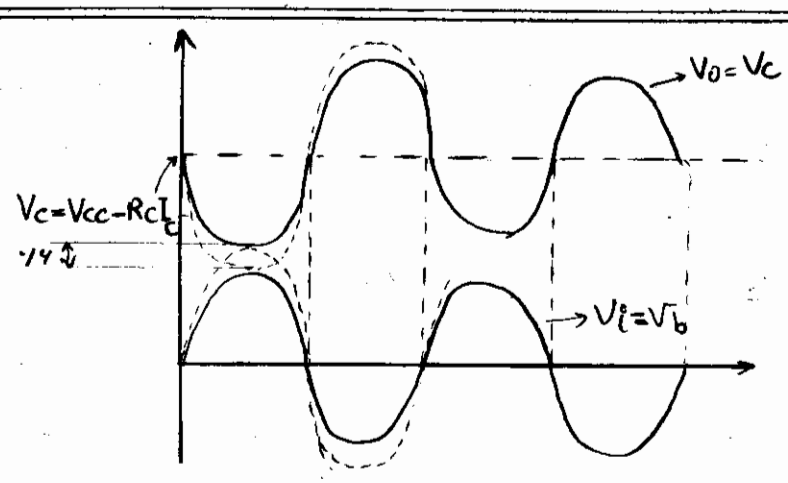


در شکل بالا اگر برفرض با تغییر R_1 ولتاژ dc خروجی را بالا ببریم باعث می شود که V_f بالا رود. افزایش V_f با کاهش V_{C2} روبرو است. کاهش V_{C2} باعث کاهش V_{BE4} و در نتیجه کاهش I_{E4} شده و نتیجه باعث کاهش خروجی می‌شود. (تأثیر فیدبک)



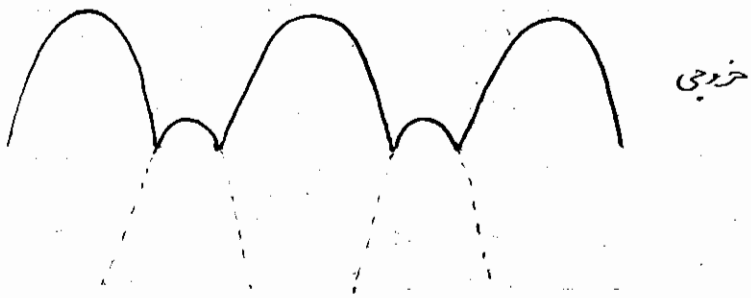
$$V_{i1} = V_{i2} = V$$

$$A_c = \frac{V_o}{\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}}$$



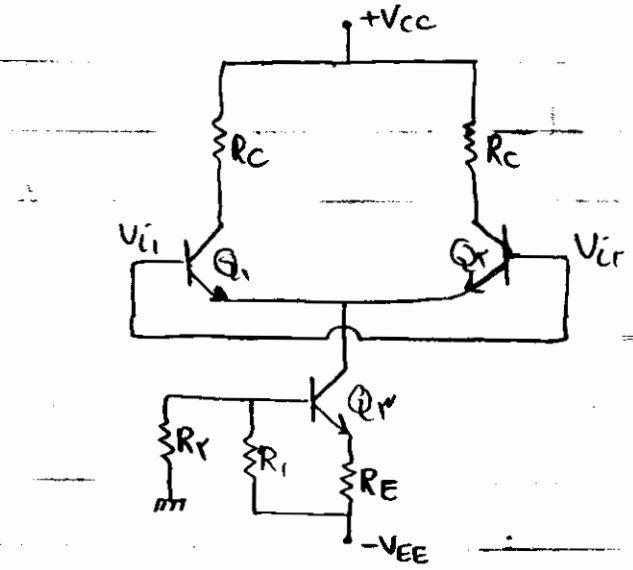
$$A_c = \frac{-R_c}{2R_E} \simeq -0.5$$

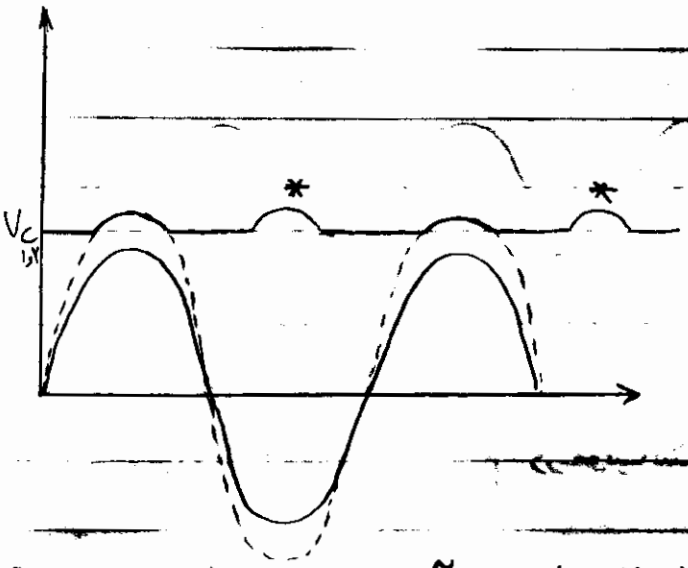
درصورت افزایش ورودی خروجی به شکل زیر خواهد بود :



به پدیدهٔ بالا برگشت سیگنال ورودی درخروجی گوئیم . درتقویت کننده بالا $A_c = \frac{-R_c}{2R_E}$ است که با مساوی قراردادن R_c و R_E ، $A_c = \frac{1}{2}$ خواهدشد. پدیده برگشت دریک تقویت کنندهٔ امیتر مشترک معمولی نیز وجود دارد امّاچون A_v این تقویت کننده زیاد است لذا مثلاً با ورودی 10^{mv} و خروجی حدود ۵ تا ۶ ولت داریم ودرنتیجه برگشت سیگنال ورودی درخروجی قابل دیدن نخواهدبود . امّا اگر درهمین تقویت کننده بعد از اشباع ولتاژ بیس را بیشتر بالا ببریم تا حدی پدیده برگشت سیگنال ورودی را خواهیم دید.

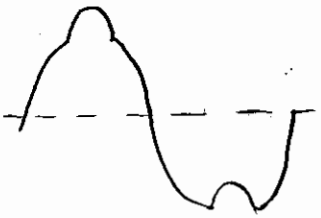
حال موارد بالا را در مورد تقویت کنندهٔ بامنبع جریان بررسی می کنیم:

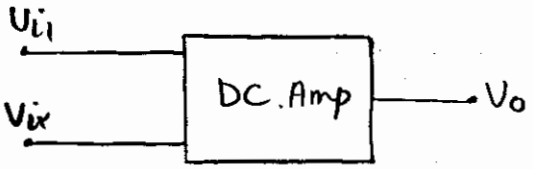




با توجه به اینکه V_{E3} همواره ثابت است در آلترناتس منفی اچون V_{C3} پائین می آید احتمال اشباع شدن Q_3 وجود داردکه دراین صورت ازحالت منبع جریان خارج خواهد شد. اگر V_C بیش ازسطح V_{E3} پائین بیاید باعث می شود که V_C در V_{E3} ظاهرشود وآن را پائین آورد پائین آمدن V_{E3} باعث کاهش I_{C3} می شود ودرنتیجه $I_{C1,2}$ کاهش می یابد باتوجه به اینکه $V_{C1,2} = V_{CC} - R_C I_C$ باکاهش I_C، V_C افزایش می یابد که درشکل بالا نشان داده شده است(*) دراین تقویت کننده با انتخاب مناسب المان ها می توان ترانزیستورها را

همزمان به اشباع برد که در این صورت خروجی به شکل زیر خواهد بود.

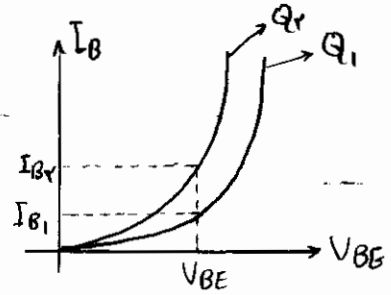




offset خروجی: میزان سیگنال خروجی به ازای $V_{i1} = V_{i2} = 0$ را گوئیم.

offset ورودی: میزان سیگنالی که باید در یکی از ورودی ها قرار دهیم تا V_o صفر شود.

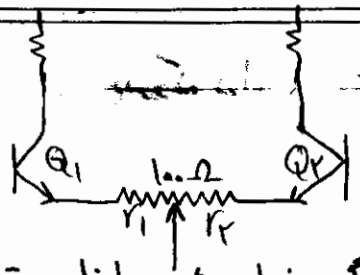
یکی از عوامل بوجود آمدن offset استفاده از مقاومت های استاندارد است.



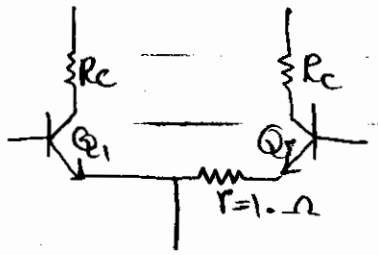
دلیل دیگر این است که هر چقدر هم که دو ترانزیستور Q_1 و Q_2 مشابه باشند باز هم تفاوتی در مشخصهٔ I_B.V_{BE} آنها خواهد بود و در نتیجه در V_{BE} ثابت I_B آنها برابر نخواهد بود و باعث بوجود آمدن offset خواهد شد. برای رفع این مشکل می‌توان V_{BE2} را کمی بیشتر از V_{BE1} انتخاب کنیم تا هر دو I_B یکسانی پیدا کنند و اگر فرض کنیم β آنها برابر باشند offset نخواهیم داشت.

این عمل را با قرار دادن یک پتانسیومتر (مقاومت متغیر) در امیتر انجام می‌دهیم تا با تنظیم

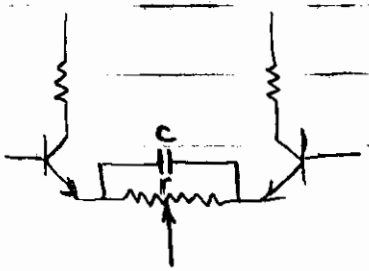
آن Offset خروجی را به سمت صفر ببریم.



ایرادی که این پتانسیومتر دارد این است که باعث افت گین خواهد شد. لذا می توانیم فقط یک مقاومت r در یکی از امیترها قرار دهیم. این مقاومت را در امیتر ترانزیستوری قرار می دهیم که جریان آن بیشتر یا Ic آن کمتر است. در این



حالت باید بوسیله محاسبات مقدار دقیق r را بیابیم. در طرح مقاومت r افت گین را خواهیم داشت امّا طراحی مشکل تر است. در طرح پتانسیومتر طراحی راحت تر است ولی افت گین داریم. در فرکانسهای بالا از طرح پتانسیومتر استفاده می کنیم. با این تفاوت که یک خازن به دو سر

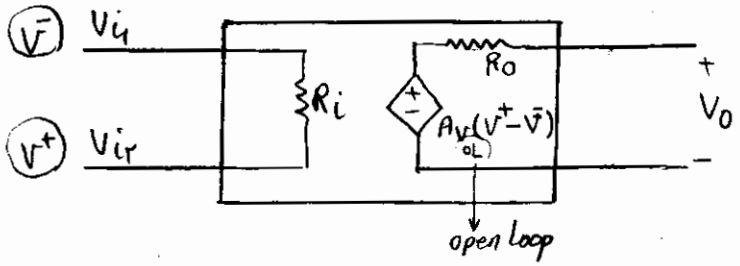


پتانسیومتری بندیم. این خازن در فرکانسهای بالا اتصال کوتاه خواهد شد و دیگر افتی بر روی پتانسیومتر نخواهیم داشت.

تمام

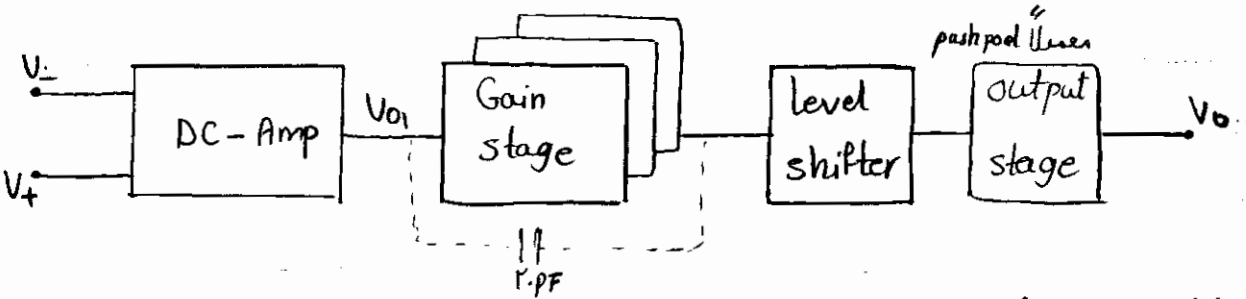
ساختمان داخلی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی: op-Amp

کاربرد و اساس این تقویت‌کننده‌ها، تقویت‌کننده‌های dc هستند.



$R_i \longrightarrow \infty$

$R_o \longrightarrow 0$



پارامترهای مهم یک op-Amp که بررسی خواهیم کرد:

Op-Amp پارامتر	آیده آل	واقعی 741
$A_{V_{OL}}$ open loop Gain	∞	۱۹۰۰۰۰
open loop Bandwidth	∞	۱۰ Hz
CMRR	∞	$90dB = 20 \log \left\|\frac{A_d}{A_c}\right\|$
Input Resistance	∞	۱ MΩ
output Resistance	۰	۱۵ Ω
Input bios current	۰	۲۰۰ mA
Input offset voltage	۰	۱ mV
Input offset current $I_{B_1} - I_{B_2}$	۰	۳۰ nA

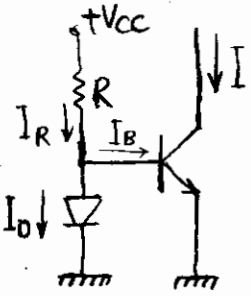
در عمل open-loop Bandwidth برابر ۱۰Hz است که این ۱۰Hz با قرار دادن یک خازن در درون Gain stage بدست آمده است. یعنی یک قطب کوچکتر از همهٔ قطب ها ایجاد کرده ایم. درنتیجه

$$A_{Vf} = \frac{A_V}{1+\beta A_V} = 100$$

هیچ نوع فیدبکی نمی تواند این مدار را ناپایدار کند.

$$f_{Hf} = f_H(1+\beta A_V)$$

input offset voltage در عمل 1^{mV} است که در حالت open loop با گین 160000 تقویت شده و خروجی 160^{V} را که برابر منبع تغذیه است ایجاد می کند که این یعنی اشباع. لذا هیچ گاه از op-Amp در حالت open loop استفاده نمی کنیم.



در منبع جریان زیر برای اینکه وابستگی آن را به β تا حد زیادی از بین ببریم از دیود استفاده کرده ایم:

$$I = \beta I_B$$

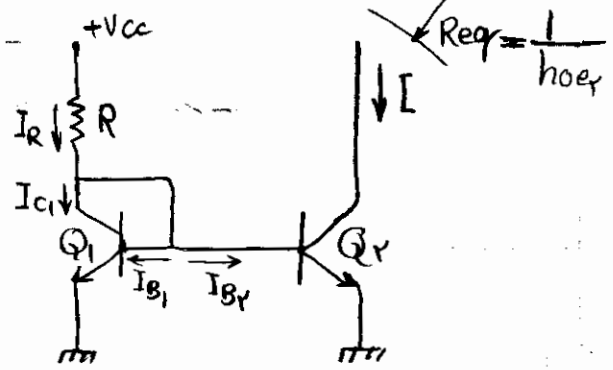
$$I_R = \frac{V_{CC} - V_B}{R}$$

$$I_B = I_D = I_R/2 \leftarrow \text{در حالت تشابه دیود بیس امیتر و دیود D}$$

$$\rightarrow \boxed{I = \beta \frac{I_R}{2}}$$ وابستگی به β

اگر دیود D و دیود بیس امیتر مشابه باشند و مشخصه حرارتی ترانزیستور و دیود مشابه باشند وابستگی حرارتی تا حد ممکن حل می شود امّا طبق فرمول بالا وابستگی به β کماکان باقی است.

اگر به جای دیود D از یک ترانزیستور Q_1 استفاده کنیم که رفتار آن با Q_2 برابر است خواهیم داشت:



$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE_2}}{R} \quad , \quad I_R = I_{C_1} + I_{B_1} + I_{B_2}$$

Q_1 و Q_2 شبیه هم هستند و چون دیودهای بیس امیتر آنها یکسان بسته شده است

پس $I_{B_2} = I_{B_1}$

$$\longrightarrow \quad I_R = I_{C_1}\left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

وچون ترانزیستورها مشابه و β آنها برابر است پس $I_{C_1} = I_{C_2} = I$

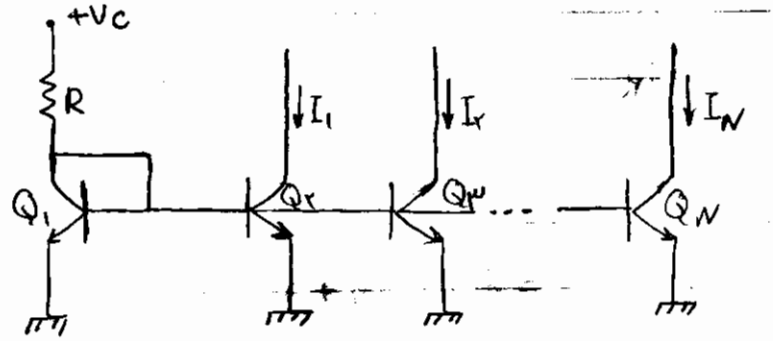
$$\longrightarrow \quad I = \frac{I_R}{1 + 2/\beta} \simeq I_R$$

به این منبع جریان، آینهٔ جریان گوئیم که چون β زیاد است پس I با تغییرات β، تغییر نخواهد کرد و تقریباً برابر I_R است.

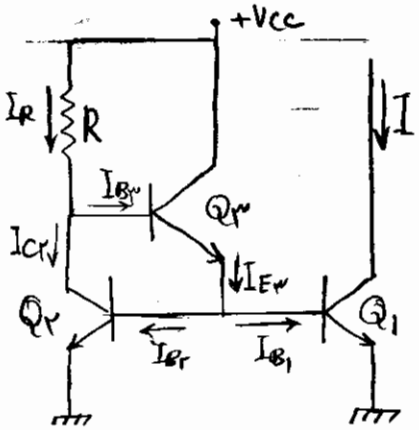
در مدارهای مجتمع I.C از تعداد بیشتری ترانزیستور مشابه استفاده می‌کنند که در این صورت جریان همهٔ ترانزیستورها برابر خواهد بود. درنتیجه با انتخاب سطوح مختلف ترانزیستورهای توانیم جریان‌های مختلفی ایجاد کنیم:

اگر تعداد ترانزیستورها N باشد آن گاه : $I = \frac{I_R}{1 + \frac{N}{\beta}}$

که با شرط $\beta \gg N$ خواهیم داشت : $I \simeq I_R$



حال ثابت می کنیم که منبع جریان مقابل، یک آینه جریان



بوده و وابستگی به β از حالت قبل کمتر است:

$$I_R = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R}$$

$$I_R = I_{B3} + I_{C2} = \frac{I_{E3}}{1+\beta} + I_{C2} = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{1+\beta} + I_{C2}$$

$$\longrightarrow I_R = \frac{2 I_{C2}}{\beta(1+\beta)} + I_{C2} \longrightarrow I_{C2} = I = \frac{I_R}{1 + \frac{2}{\beta(\beta+1)}}$$

درنتیجه در βهای کم هم وابستگی به β کم است.

مثال عددی :

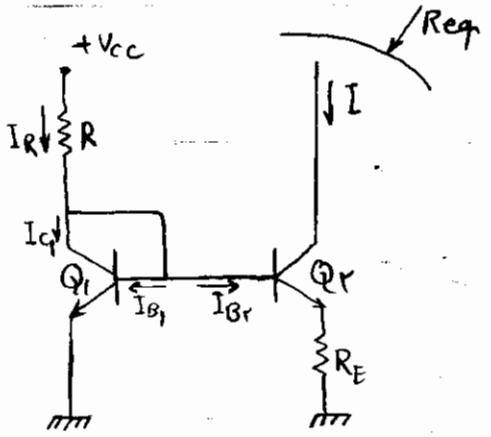
Q_3 بدون $\longrightarrow$ $\beta = 10 \longrightarrow I = \frac{10}{12} I_R$

Q_3 باوجود $\longrightarrow$ $\beta = 10 \longrightarrow I = \frac{110}{112} I_R$

بدون Q_3 : $\beta = 20 \longrightarrow I = \frac{20}{22} I_R$

باوجود Q_3 : $\beta = 20 \longrightarrow I = \frac{420}{422} I_R$

منابع جریانی که در بالا به آنها اشاره شد، چون باید ترانزیستورها کاملاً مشابه باشند لذا فقط در ساخت مدارهای مجتمع می توان از آنها استفاده کرد. لذا برای اینکه بتوانیم در آزمایشگاه منبع جریانی طراحی کنیم، از طرح زیر استفاده می کنیم:



$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R}$$

$$I_R = I_{C_1} + I_{B_1} + I_{B_2}$$

① $V_{BE_1} = V_{BE_2} + R_E I_{E_2}$: در طرح فوق V_{BE_1} بزرگتر از V_{BE_2} و در نتیجه I_{B_1} بیشتر از I_{B_2} است

$$I_R \simeq I_{C_1}$$

با توجه به اینکه ترانزیستورها مشابه هستند، چون V_{BE} آنها فرق می کند، پس I_C آنها با هم متفاوت خواهد بود:

$$I_C = \beta I_0 . e^{\frac{V_{BE}}{\eta V_T}} \longrightarrow \eta V_T \, Ln \frac{I_C}{\beta I_0} = V_{BE}$$

(I_0: جریان اشباع معکوس)

$$① \longrightarrow \eta V_T \, Ln \frac{I_{C_1}}{\beta I_0} - \eta V_T \, Ln \frac{I_{C_2}}{\beta I_0} = R_E I_{E_2}$$

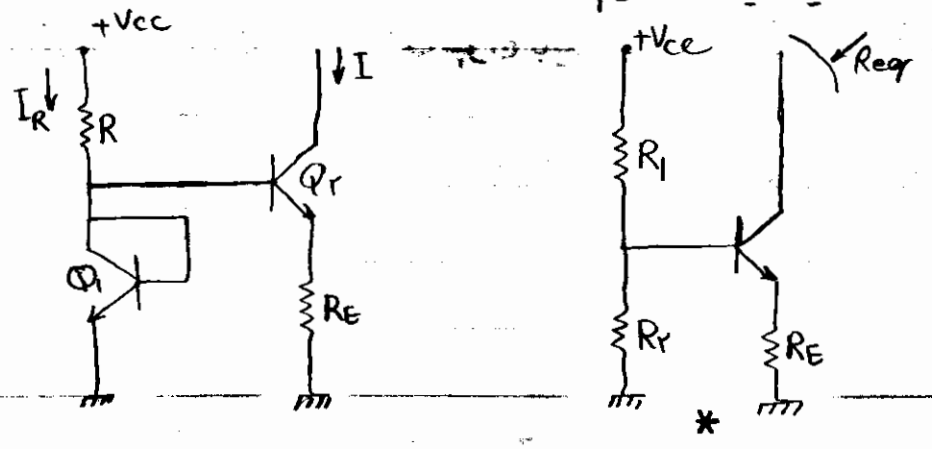
$$\longrightarrow \eta V_T \, Ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} = R_E . I_{E_2}$$

$$\longrightarrow \eta V_T \, Ln \frac{I_R}{I} = R_E . I$$

به منبع جریان بالا، منبع جریان ویدلار گوئیم. این منبع جریان همان آینه جریان است با یک مقاومت

R_E داشتیم.

برای محاسبهٔ R_{eq} بطریق زیر عمل می‌کنیم:

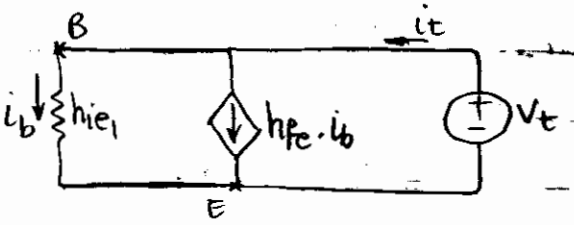


مقاومت معادل مدار * را در قسمت تقویت‌کننده اختلاف به شکل زیر محاسبه کردیم:

$$R_{eq} = \frac{1}{h_{oe}} \cdot \left[1 + \frac{h_{fe} \cdot R_E}{R_E + R_1 \| R_2 + h_{ie}} \right]$$

$R_1 \longrightarrow R$

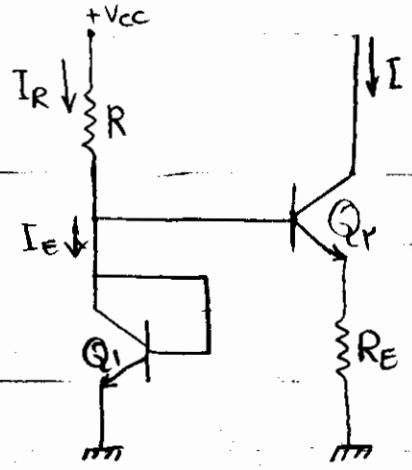
$R_2 \longrightarrow R_{Q_1}$



$$R_{Q_1} = \frac{V_t}{i_t} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

$$\begin{cases} i_t = (1 + h_{fe}) i_b \\ V_t = h_{ie} \cdot i_b \end{cases}$$

مثال:



$V_{CC} = 15\ V$

$V_{BE_1} = 0.7\ V$, $\eta = 2$

$\beta = h_{fe} = 100$

$R = 10\ K\Omega$, $h_{oe} = 10\ \mu S$

$R_E = ?$

$I_{C_2} = 50\ \mu A$

$R_{eq} = ?$

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} = 1{,}43\ mA$$

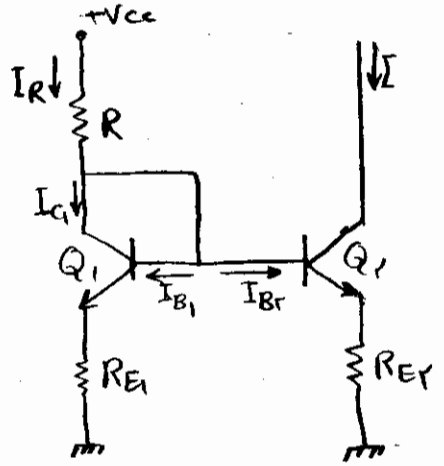
$$2\times 26\ Ln\ \frac{1{,}43\times 10^{-3}}{50\times 10^{-6}} = R_E \times 50\times 10^{-6} \longrightarrow R_E = 3{,}29\ k\Omega$$

$$I_{C_1} \simeq I_R = 1{,}43 \quad , \quad h_{ie_1} = \frac{\eta V_T}{I_{C_1}} \longrightarrow h_{ie_1} = 3{,}64\ k\Omega$$

$$\xrightarrow{\text{به همین ترتیب}} h_{ie_2} = 10{,}4\ k\Omega$$

$$\longrightarrow R_{eq} = 4{,}42\ M\Omega$$

برای ساده‌ترشدن محاسبات و استفاده نکردن از Ln از منبع جریان وابسته (نسبت به مقاومتی) استفاده می‌کنیم:



$$I_R \simeq \frac{V_{CC} - V_{BE_1}}{R + R_{E_1}}$$

$$I_R = I_{C_1} + I_{B_1} + I_{B_2} \simeq I_{C_1}$$

$$V_{BE_1} + R_{E_1} I_{E_1} = V_{BE_2} + R_{E_2} I_{E_2}$$

$$\eta V_T Ln \frac{I_{C_1}}{\beta I_0} - \eta V_T \frac{I_{C_2}}{\beta I_0} + R_{E_1} I_{E_1} = R_{E_2} I_{E_2}$$

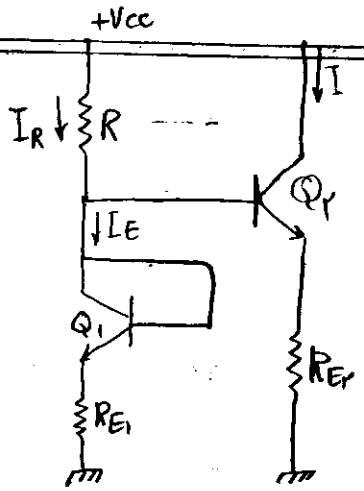
$$\longrightarrow \eta V_T Ln \frac{I_{C_1}}{I_{C_2}} + R_{E_1} I_{E_1} = R_{E_2} I_{E_2}$$

چون $R_E I_{E_1}$ از ترم دارای Ln خیلی بزرگتر است لذا با استفاده از تقریب خواهیم داشت:

$$\longrightarrow \frac{R_{E_1}}{R_{E_2}} = \frac{I}{I_R}$$

تقریب بالا معادل با این است که بگوییم V_{BE_1} با V_{BE_2} برابر است.

برای محاسبهٔ R_{eq} به همان صورت قبل عمل می‌کنیم با این تفاوت که یک R_E در امیتر ترانزیستور Q_1 داریم:

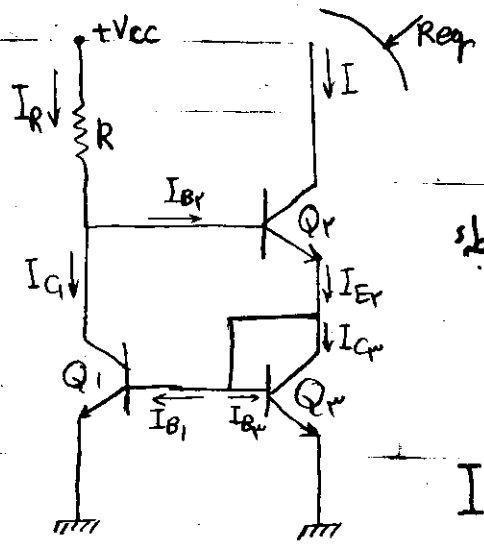


چون جریان‌های عبوری از Q_1 و R_{E1} برابر هستند لذا

مقاومت R_{E1} بانسبت ۱ وارد معادلات می‌شود:

$$R_C = \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} + R_{E1}$$

منبع جریان wilson (ویلسون):



$$I_R = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R}$$

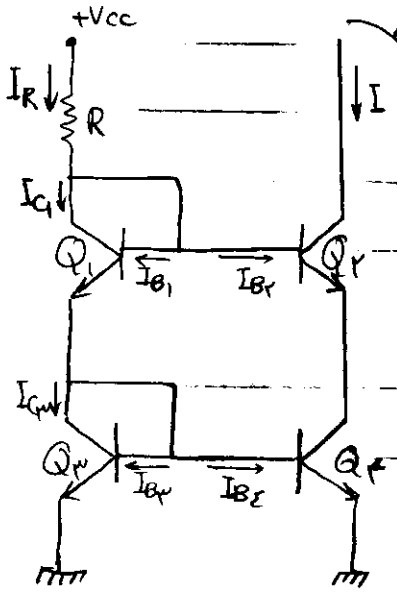
تمرین: با نوشتن معادلات به روشهای قبلی رابطهٔ بین I و I_R را بدست آورید.

$$I = I_R\left(1 - \frac{2}{\beta^2+2\beta+2}\right)$$

اگر R_{eq} را محاسبه کنیم خواهیم داشت:

$$R_{eq} \simeq \frac{h_{fe}}{2h_{oe2}}$$

منبع جریان کسکود (Cascode):



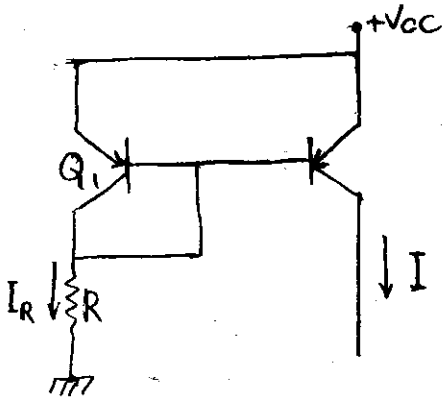
$$I_R = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R}$$

تمرین: با نوشتن معادلات همانند منابع جریان قبل رابطهٔ بین I و I_R و مقاومت R_{eq} را بدست آورید:

$$I = I_R\left(1 - \frac{۲}{\beta^۲ + ۴\beta + ۲}\right) \quad , \quad R_{eq_۲} = \frac{h_{fe}}{h_{oe_۲}}$$

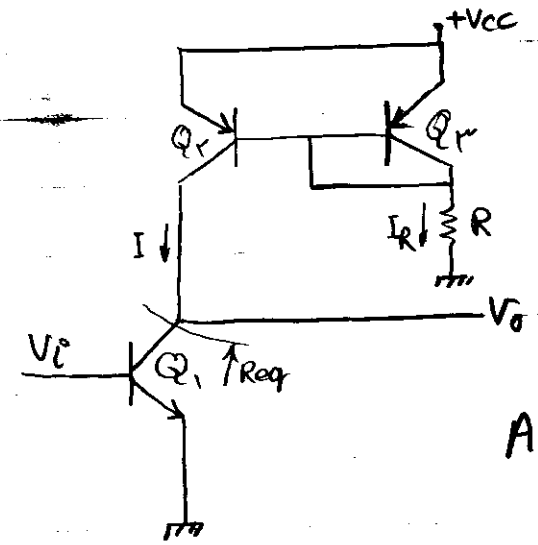
منابع جریانی که تاحال بررسی کردیم منابع جریان current sink بودند. یعنی جریان به آنها وارد می‌شد. حال اگر جریان از آنها خارج شود به آنها منابع current source می‌گوییم.

آینهٔ جریان current source :



کاربرد منابع جریان current source در بارفعال است. این منابع همان جریان منابع current sink راتولیدمی‌کنند امّا مقاومت معادل بسیار بزرگتری دارند.

حال در مدار یک ترانزیستور امیترمشترک یک منبع جریان current source قرار می‌دهیم و اثر آن را بررسی می‌کنیم :

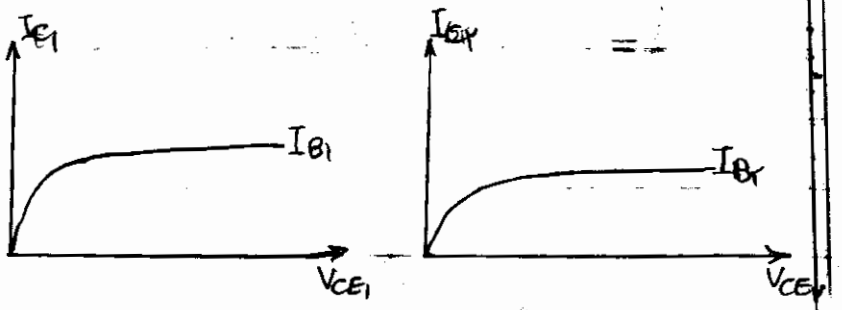


$$A_V = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}}\left(\frac{۱}{h_{oe_۲}} \parallel \frac{۱}{h_{oe_۴}}\right)$$

$V_{CE_1} + V_{CE_2} = V_{CC}$

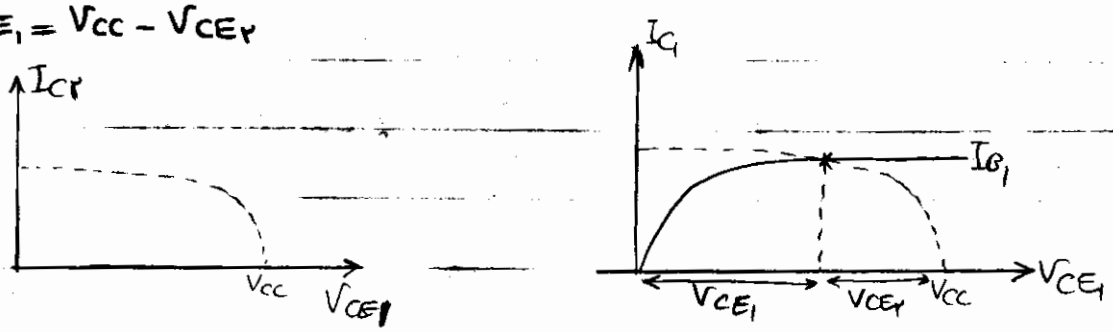
$I_{C_1} = I \longrightarrow I_{B_1}$

$I_{C_2} = I \longrightarrow I_{B_2}$ (فعلی)



برای اینکه دو منحنی را روی یک محور بکشیم از رابطهٔ مقابل استفاده می‌کنیم :

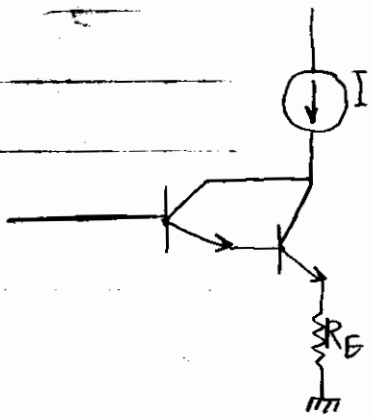
$V_{CE_1} = V_{CC} - V_{CE_2}$



در عمل دو منحنی بالا همدیگر را در یک نقطه قطع نمی‌کنند بلکه در یک محدوده مماس خواهند بود.

لذا V_{CE_1} در یک محدوده تعیین خواهد شد و ولتاژ آن float (شناور) خواهد بود.

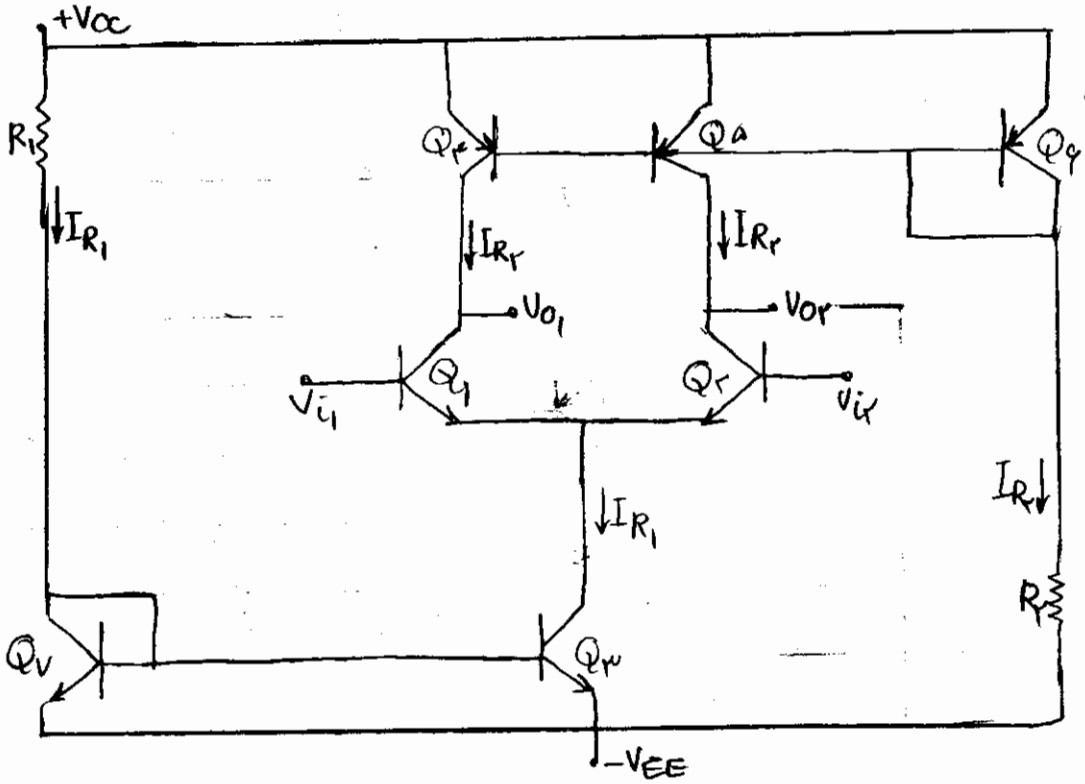
لذا نمی‌توانیم سوئینگ خروجی بر آن تعریف کنیم. همچنین اگر V_{CE_1} از محدوده تعیین شده خارج شود Q_1 و Q_2 اشباع و قطع می‌شوند. حال برای اینکه ولتاژ خروجی (V_{CE_1}) را تثبیت کنیم از طرح زیر استفاده می‌کنیم :



مدارفوق یک ولتاژ ثابت بیس را به خروجی تحمیل می‌کند. با تعیین مناسب I و R_E می‌توان

ولتاژ بیس را به مقداری رساند که به ازای آن ماکزیمم سوئینگ را در V_{CE_1} داشت.

جمع بندی از تقویت‌کننده های دیفرنس با منابع جریان:



$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - V_{BE7}}{R_1} \longrightarrow I_{R_1} = 2I_{R_2}$$

$$I_{R_2} = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - V_{BE6}}{R_2}$$

یکی از اشکالات این مدار تنظیم مشکل نقطهٔ کار است.

$$A_d = \frac{-h_{fe}\left(\frac{1}{h_{oe_1}} \parallel \frac{1}{h_{oe_5}}\right)}{2h_{ie_1}} \quad , \quad A_c \simeq \frac{-R_{Q_4}}{2R_{Q_3}}$$

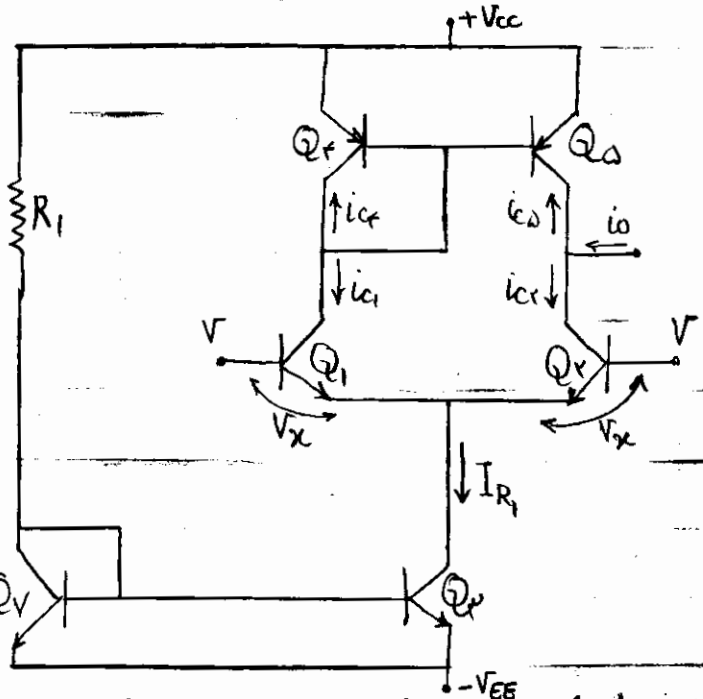
مشکل دیگر این است که باز هم A_c عدد قابل توجهی خواهد بود.

مشکل ما این بود که بتوانیم جریان های Q_4 و Q_5 را یکی بکنیم. لذا با وصل کردن کلکتور Q_4 به بیس آن این مشکل حل می شود و دیگر نیازی به reference (طبقه Q_3) نخواهد بود.

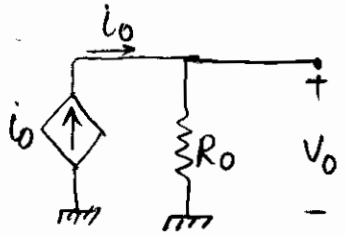
$$I_{C_1} + I_{C_2} = I_{R_1} \longrightarrow I_{C_1} = I_{C_2} = \frac{I_{R_1}}{2}$$

این تقویت کننده یک تقویت کنندهٔ single ended خواهد بود که از Q_2 خروجی می گیریم.

$$A_d = \frac{-h_{fe}}{2h_{ie_1}} \left(\frac{1}{h_{oe_4}} \parallel \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1} \right) \simeq 0$$



برای محاسبه گین ولتاژی می توانیم کل مدار را با یک مقاومت R_o و یک منبع جریان i_o مدل کنیم:



$$i_{C_1} = -i_{C_4} = i_{C_5} \longrightarrow i_{b_1} = \frac{V_x}{h_{ie}} \quad . \quad \beta i_{b_1} = i_{C_1} = i_{C_2}$$

$$\longrightarrow i_o = 0$$

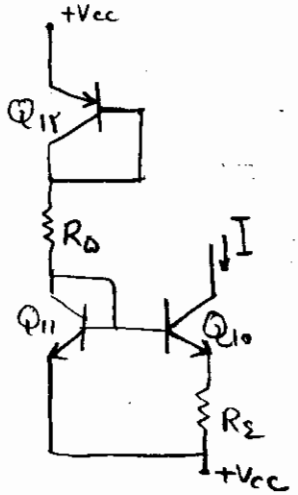
پس درچنین تقویت کننده‌ای $A_c \simeq 0$ خواهد بود.

درحالت difference mode یعنی با ورودی های ۷ و ۷- خواهیم داشت :

$$R_o = r_{o2} \parallel r_{o5}$$

ساختمان داخلی تقویت‌کنندهٔ عملیاتی LM741 :

Q_{10} و Q_{11} منبع جریان ویدلار هستند که در تغذیهٔ Q_{11} از یک دیود استفاده شده است.



Q_8 و Q_9 نیز آینهٔ جریان هستند که مرجع آنها جریان I منبع جریان ویدلار است.

Q_{13} و Q_{12} نیز منبع جریان است و دلیل استفاده از Q_{12} در منبع جریان ویدلار به خاطر این بود که بتوانیم Q_{13} را درایو کنیم. Q_{22} و Q_{24} نیز منبع جریان است.

Q_5 و Q_6 یک منبع جریان ویدلار با نسبت مقاومتی و مقاومتهای مساوی در امیتر است. Q_7 هم به عنوان ترانزیستور گین مرحله کار برده می‌شود (به جای اتصال کوتاه دیود بیس-کلکتور Q_5) تا وابستگی به β را به حداقل برساند. مقاومت متغیر بین بیس های ۵ و ۶ برای این است