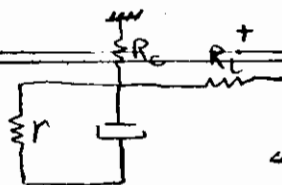
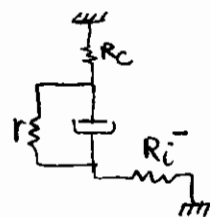


در آلترنانس مثبت :  $R_{Cb}^+ = r$



در آلترنانس منفی :  $R_{Cb}^- = r \parallel [R_c + R_{i}^-] \approx r$



$\rightarrow R_{Cl} = r$

مراحل بالا را برای خازن  $C_E$  نیز انجام می دهیم :

$$R_{Co}^+ = (R_o^+ + \frac{R_c}{\beta_r \beta_f}) + R_L$$

$\rightarrow R_{Co} \approx 10 \Omega$  با انتخاب مقاومت کمتر

$$R_{Co}^- = (R_o^- + \frac{R_c}{\beta_r \beta_d}) + R_L$$

$$f_L = \frac{f'_L}{\sqrt{2^k - 1}}$$

$\rightarrow f'_L = 10 \text{ Hz}$

$$C_E = 4400 \mu F$$

$$C_i = 14 \mu F$$

$$C_b = 1300 \mu F$$

$$C_o = 1400 \mu F$$

تقویت کننده اختلاف :



در حالت ایده آل :  $V_o = A_d (V_{i1} - V_{i2})$

در حالت واقعی :  $V_o = A_d (V_{i1} - V_{i2}) + A_c (\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2})$

با قراردادن یک دیود زener در ورودی که حساس به دما است به فرض باز یاد شدن دما  $V_o$  مثبت

شده و با کم شدن آن  $V_o$  منفی است و به عنوان ترموستات می توان از آن استفاده کرد.

با توجه به این که این تقویت کننده باید در فرکانسهای پایین را نیز تقویت کند لذا اغلب باید

خازن در تقویت کننده ندانسته باشیم.

$$V_{i1} - V_{i2} \triangleq V_d$$

$$\rightarrow V_o = A_d \cdot V_d + A_c \cdot V_c$$

$$\frac{V_{i1} + V_{i2}}{r} \triangleq V_c$$

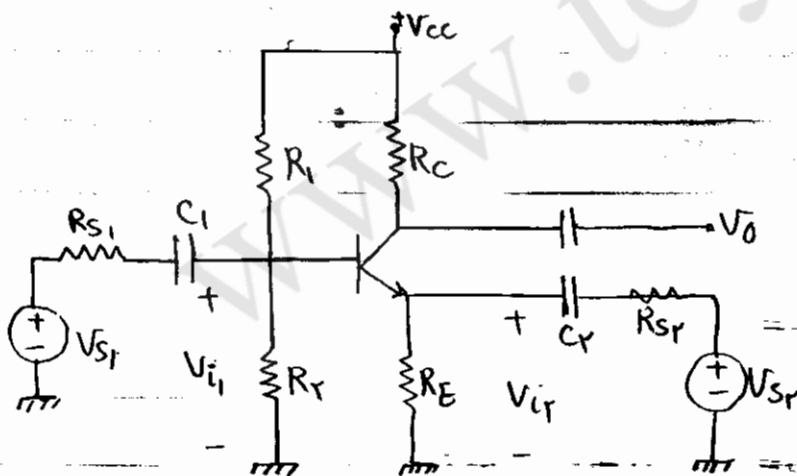
اگر  $V_o$  را به فرم  $A_1 V_{i1} + A_2 V_{i2}$  بنویسیم آن گاه:

$$V_o = A_1 V_{i1} + A_2 V_{i2} \rightarrow V_o = \left( A_d + \frac{A_c}{r} \right) V_{i1} + \left( -A_d + \frac{A_c}{r} \right) V_{i2}$$

$$\rightarrow \begin{cases} A_1 = A_d + \frac{A_c}{r} \\ A_2 = -A_d + \frac{A_c}{r} \end{cases}, \begin{cases} A_d = \frac{A_1 - A_2}{r} \\ A_c = A_1 + A_2 \end{cases}$$

پارامتر دیگری این تقویت کننده ضریب حذف بهره مشترک است:

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



$$V_{s2} = 0 \rightarrow V_{o1} = - \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_{s2})} V_{i1}$$

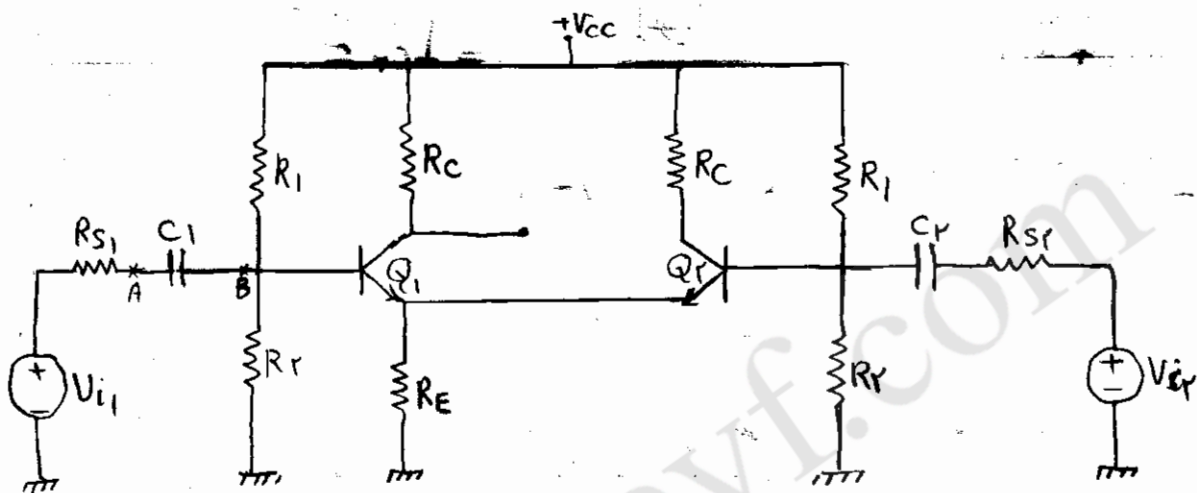
$$V_{s1} = 0 \rightarrow V_{o2} = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_{s1}} V_{i2}$$

$$\rightarrow V_o = \underbrace{\left( - \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + (1 + h_{fe})(R_E \parallel R_{s2})} \right)}_{A_1} V_{i1} + \underbrace{\left( \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + R_1 \parallel R_2 \parallel R_{s1}} \right)}_{A_2} V_{i2}$$

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

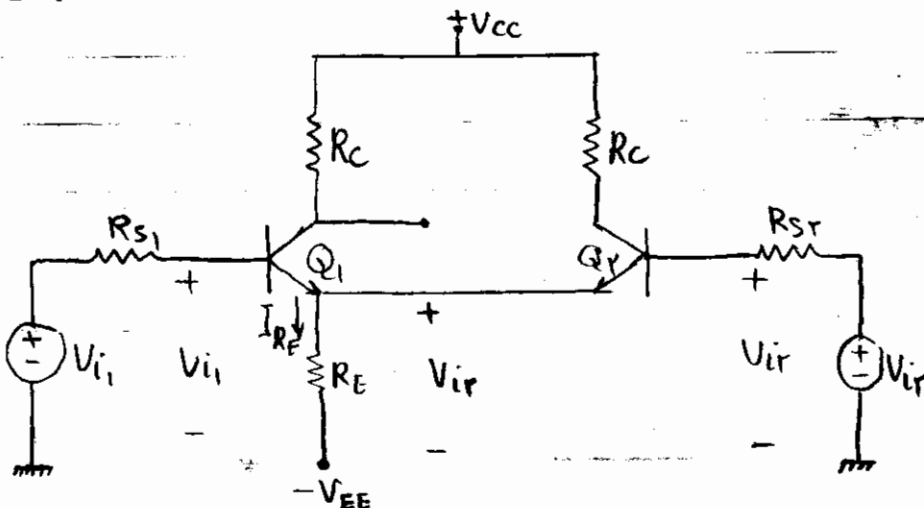
ورودی شماره ۲ از یک تقویت کننده کلکتور مشترک استفاده می کنیم.



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 پایین کار کند خازنهای  $C_1$  و  $C_2$  را بزرگ داریم و

چون بعد از این کار ولتاژ dc نقاط A و B برابر نیستند مقاومت های  $R_1$  و  $R_2$  را بزرگ داریم.



حالت حذف مقاومتهای  $R_1$  و  $R_2$  این بود که ولتاژ  $ac$  بیس ترانزیستورها صفر شود و بتوانیم دو

نقطه  $A$  و  $B$  را به هم وصل کنیم.

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

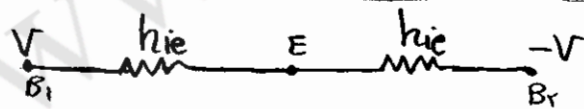
$$I_{E1} + I_{E2} = I_{RE} \xrightarrow{\text{آنها ترانزیستورها هم‌سایه باشند}} I_{C1} = I_{C2} \approx \frac{I_{RE}}{2}$$

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = (V_{CC} - R_C I_{C1}) - (-V_{BE})$$

تقویت کننده را بررسی می‌کنیم تا نقطه کار مناسب برای ماکزیمم سوئیچینگ را بیابیم. اگر فرض کنیم

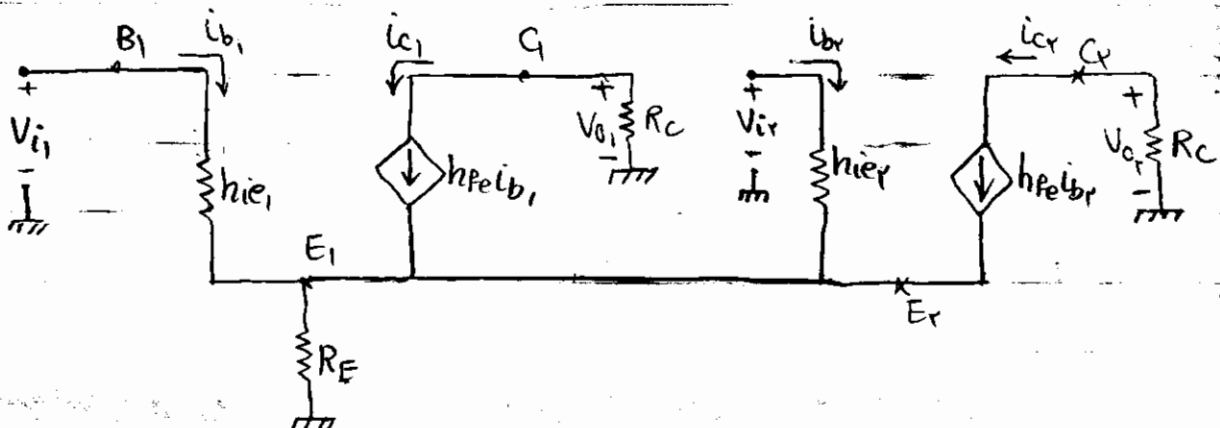
$V_{i1} = -V_{i2}$  باشد آن گاه در خروجی با گین ۲ ولتاژی گیریم. از طرفی  $V_{i1}$  و  $V_{i2}$  مترمزاحم  $V_{i1} + V_{i2}$

حذف می‌شود. در این حالت ولتاژ  $ac$  امیتر صفر است:



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

$$\rightarrow V_{Omax} = \frac{V_{CC} - (-V_{BE})}{2} = V_{CE} = R_C I_C$$



$$V_{ix} = 0$$

$$\rightarrow V_{O1} = -h_{fe} \cdot i_{b1} \cdot R_c, \quad i_{b1} = \frac{V_{i1}}{h_{ie1} + (1+h_{fe1}) \left( R_E \parallel \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}} \right)}$$

$$\rightarrow V_{O1} = \frac{-h_{fe1} \cdot R_c}{h_{ie1} + (1+h_{fe1}) \left( R_E \parallel \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}} \right)} V_{i1}$$

$$h_{ie} = h_{ie1} = h_{ier}, \quad h_{fe} = h_{fe1} = h_{fer} : \text{كلت كى}$$

$$\rightarrow V_{O1} = -\frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}} \left( \frac{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} \right) \cdot V_{i1}$$

$$V_{O2} = -h_{fe} \cdot i_{b2} \cdot R_c, \quad V_{e2} = i_{b2} (1+h_{fe2}) \left[ R_E \parallel \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}} \right]$$

$$i_{b2} = -\frac{V_{e2}}{h_{ier}} = \frac{V_{i1} (1+h_{fe1}) \left[ R_E \parallel \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}} \right]}{h_{ie1} + (1+h_{fe1}) \left[ R_E \parallel \frac{h_{ier}}{1+h_{fer}} \right]} \times \frac{1}{h_{ier}}$$

$$\rightarrow V_{O2} = +\frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}} \cdot \frac{(1+h_{fe}) \left[ R_E \parallel \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \right]}{h_{ie} + (1+h_{fe}) \left[ R_E \parallel \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} \right]} V_{i1}$$

$$\rightarrow V_{O2} = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}} \cdot \frac{(1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} V_{i1}$$

$$\text{if } V_{i1} = 0 \rightarrow V_{O1} = \frac{h_{fe} R_c}{h_{ie}} \cdot \frac{(1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} \cdot V_{ix}$$

$$, \quad V_{O2} = -\frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}} \cdot \left[ \frac{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} \right] V_{ix}$$

$$\rightarrow V_{O1} = \underbrace{-\frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}} \left[ \frac{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} \right]}_{A_1} V_{i1} + \underbrace{\frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}} \cdot \frac{(1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}}_{A_2} V_{ix}$$

$$, \quad V_{O2} = \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}} \cdot \frac{(1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} V_{i1} + \frac{h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie}} \left[ \frac{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E}{h_{ie} + (1+h_{fe}) R_E} \right] \cdot V_{ix}$$

$$\rightarrow A_d = \frac{A_i - A_r}{2} = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{2h_{ie}} \left[ \frac{h_{ie} + (1+h_{fe})R_E}{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E} - \frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E} \right]$$

$$\rightarrow A_d = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{2h_{ie}}$$

مشاهده می کنیم که گین این تقویت کننده نصف گین امپتر مشترک است. چون در اینجا  $V_i$  بر روی دو دیود بیس امپتری افتد در حالی که در امپتر مشترک  $V_i$  فقط یک دیود بیس امپتر

می بیند.

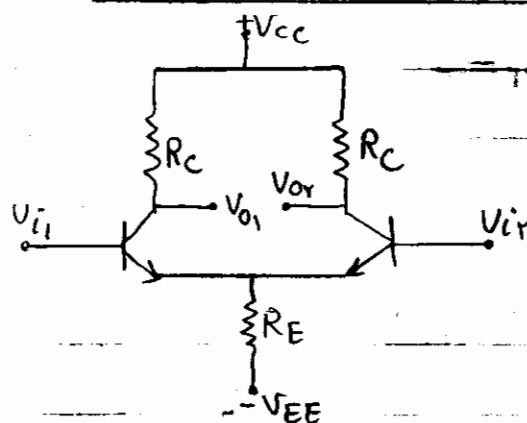
$$\rightarrow A_c = A_i + A_r = \frac{-h_{fe} R_c}{h_{ie}} \left[ \frac{h_{ie} + (1+h_{fe})R_E}{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E} - \frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E} \right]$$

$$\rightarrow A_c = \frac{-h_{fe} \cdot R_c}{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E} \approx \frac{-R_c}{2R_E}$$

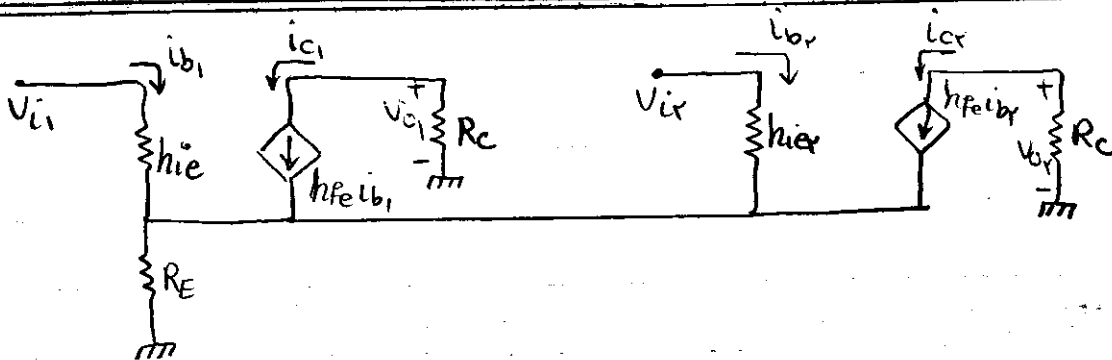
چون  $V_{CE} = R_c I_c$  است لذا  $R_E$  تقریباً با  $R_c$  برابر است و لذا  $A_c$  مقدار کمی خواهد بود.

$$f = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{+h_{fe} \cdot R_c}{2h_{ie}} \times \frac{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E}{h_{fe} \cdot R_c}$$

$$\rightarrow f = \frac{h_{ie} + 2(1+h_{fe})R_E}{2h_{ie}} \approx \frac{(1+h_{fe})R_E}{h_{ie}}$$







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

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

$$\rightarrow V_o = A_d (V + V) + A_c \left( \frac{V - V}{r} \right) \stackrel{①}{=} 2A_d V$$

$$V_{o1} = -h_{fe} i_{b1} R_c \stackrel{②}{=} -h_{fe} R_c \cdot \frac{V}{h_{ie}} \quad \stackrel{①, ②}{\rightarrow} A_d = \frac{-h_{fe} R_c}{r h_{ie}}$$

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

$$\rightarrow V_o = A_d (V - V) + A_c \left( \frac{V + V}{r} \right) \stackrel{①}{=} A_c V$$

$$V_{o1} = -h_{fe} i_{b1} R_c$$

$$V_{i1} = V = h_{ie} i_b + R_E \times r(1 + h_{fe}) i_b \rightarrow i_b = \frac{V}{h_{ie} + r(1 + h_{fe}) R_E}$$

$$\rightarrow V_{o1} \stackrel{②}{=} \frac{-h_{fe} R_c}{h_{ie} + r(1 + h_{fe}) R_E} \quad \stackrel{①, ②}{\rightarrow} A_c = \frac{-h_{fe} R_c}{h_{ie} + r(1 + h_{fe}) R_E}$$

در عمل (آزمایشگاه) برای محاسبه  $A_c$  هر دو ورودی را به یک سیگنال ژنراتور وصل کرده و

$V_o$  را می خوانیم و  $A_c$  را محاسبه می کنیم. برای محاسبه  $A_d$ ، ورودی اول را به  $V$  و ورودی

دوم را زمین می کنیم. با توجه به اینکه (باتوجه به روابط  $A_d$  و  $A_c$ ) حدود  $A_d$  و  $A_c$  حدود

۱۵۰ است پس با صرف نظر کردن از  $A_c \cdot \frac{V}{r}$  می توانیم  $V \cdot A_d$  را با تقریب خوبی بدست آوریم.

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

مقاومت ورودی و خروجی :

$$R_{i1} = \frac{V_{i1}}{I_{b1}} = h_{ie1} + (1 + h_{fe}) \left[ R_E \parallel \frac{h_{ier}}{1 + h_{fe}} \right]$$

در حالت دیفرانسیال

اگر از این تقریب استفاده کنیم که از نظر سیگنالی دوسر  $R_E$  صفر است خواهیم داشت :

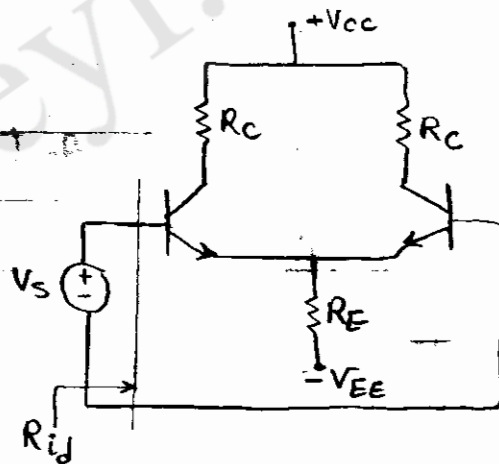
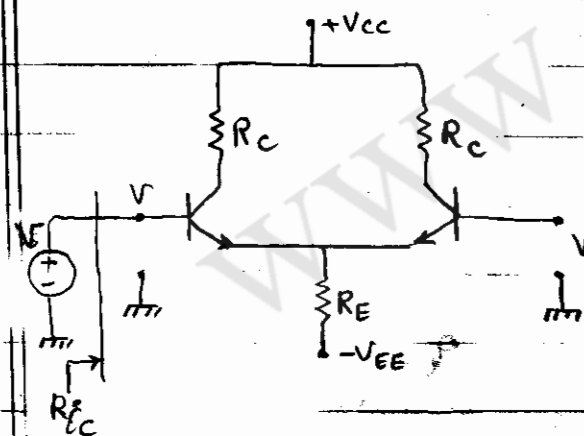
$$\textcircled{1} R_{i1} \approx h_{ie1} + h_{ier}$$

difference mode

$$R_{id} \approx h_{ie1} + h_{ier}$$

$$\textcircled{2} R_{id} = h_{ie1} + h_{ier}$$

$$R_{id} = h_{ie1} + (1 + h_{fe}) \frac{h_{ier}}{1 + h_{fe}}$$



$$R_{ic} = \frac{V_{i1}}{I_{b1}} = \frac{V}{I_b}$$

$$\textcircled{3} R_{ic} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E$$

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

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

$$\rightarrow f \approx \frac{(1 + h_{fe}) R_E}{h_{ie}}$$



برای افزایش  $I$  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  $I$  ایجاد نمی‌شود.

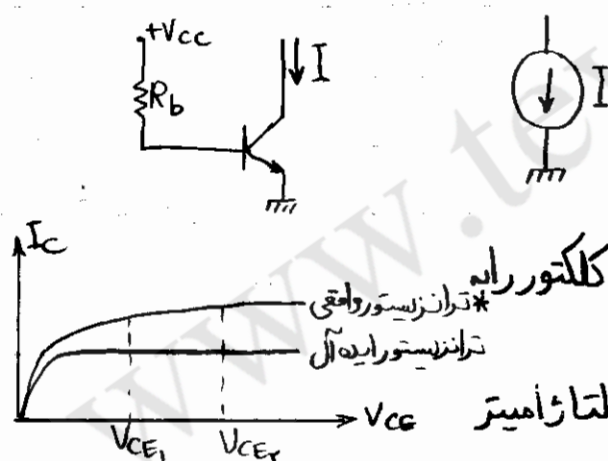
برای افزایش  $I$  باید به جای  $R_E$  چیزی قرار دهیم که همان جریان  $I_{R_E}$  را داشته و جریان

ثابت بماند، اما مقاومتش بیشتر از  $R_E$  باشد که این همان یک منبع جریان مستقل است.

یک دیود درگرایش معکوس می‌تواند منبع جریان خوبی باشد اما چون جریانی در حد میلی

آمپری خواهیم و جریان معکوس دیود کمتر از میلی آمپر است در نتیجه از دیود نمی‌توانیم استفاده

کنیم.



باتوجه به مشخصه ترانزیستور که چون کلکتور را به

\* ترانزیستور واقعی

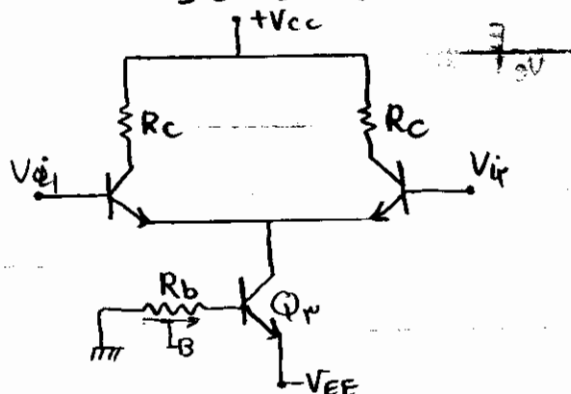
ترانزیستور ایده‌آل

می‌بندیم با تغییرات ولتاژ آمیتر

آنها  $V_{CE}$  تغییر کرده و برای یک ترانزیستور واقعی تغییرات  $I_C$  را خواهیم داشت اما چون

\*

این تغییرات کم هستند لذا می‌توان از آنها صرف نظر کرد.



## مقاومت خروجی:

اگر  $V_{ir}$  را از منبع کنیم و  $V_{o1}$  را خروجی گرفته و نسبت به زمین بسنجیم به آن خروجی

Single Ended گوئیم. اما اگر دو خروجی  $V_{o1}$  و  $V_{o2}$  داشته باشیم و نسبت به

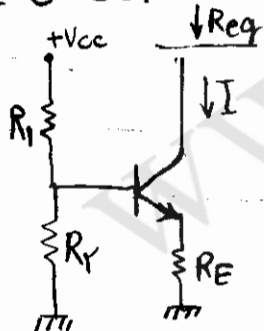
هم بسنجیم یعنی  $V_{o1} - V_{o2}$  در آن صورت به آن خروجی Double Ended

گوئیم. در خروجی double ended،  $A_c$  صفر بود و نیازی به تکنیک‌های کاهش  $A_c$  و

افزایش  $f$  نخواهیم داشت. (دیگر از منبع جریان استفاده نمی‌کنیم.)

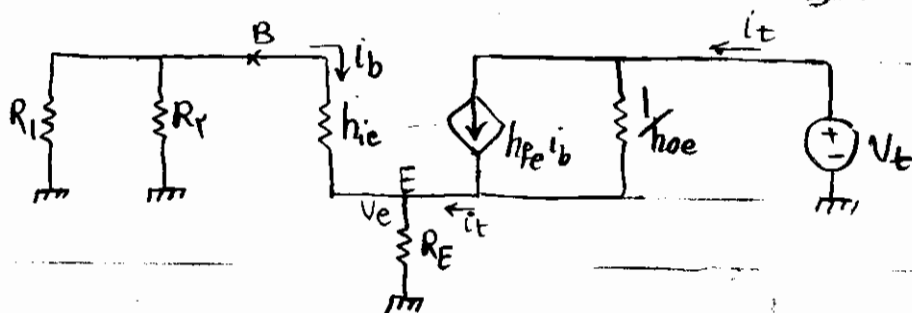
در ترانزیستوری که به عنوان منبع جریان استفاده کردیم مقدار  $I_c$  مستقل از  $\beta$  نبود

و در صورت سوختن ترانزیستور و تعویض آن ممکن است  $I_c$  عوض شود برای رفع این مشکل



از شکل زیر استفاده می‌کنیم. (استفاده از فیدبک).

در این حالت  $Req$  (مقاومت معادل منبع جریان) به شکل زیر



محاسبه می‌شود:

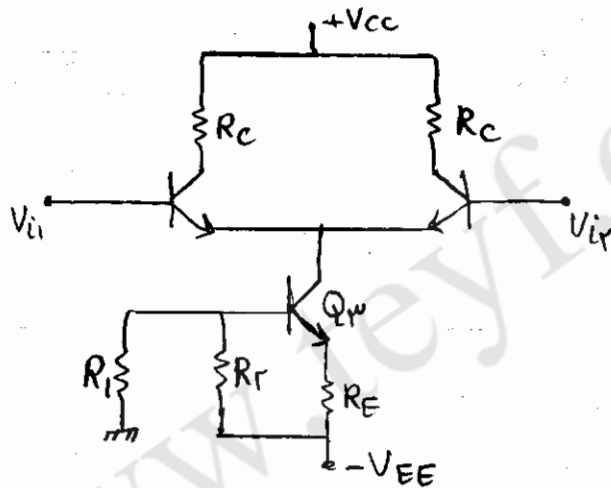
اگر  $\frac{1}{hoe}$  نبوده  $Req$  بینهایت می‌شود.

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

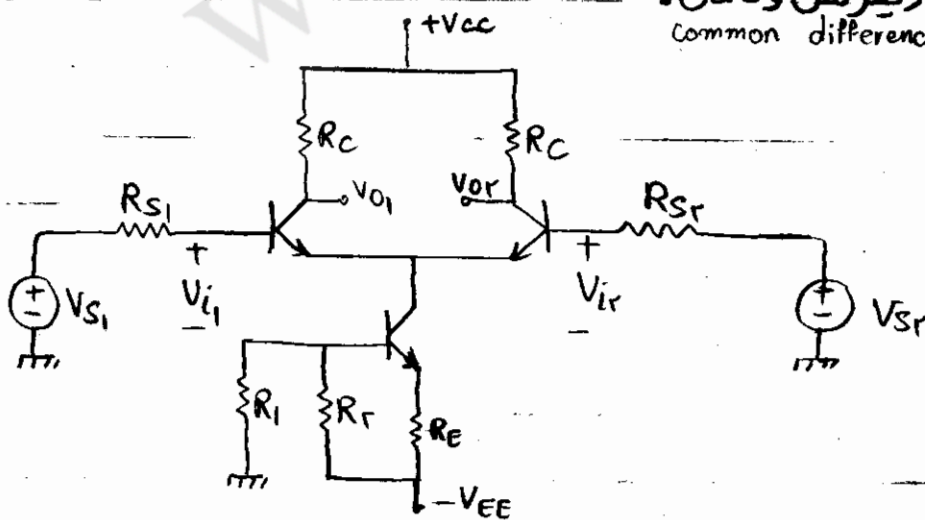
$$\begin{cases} V_e = R_E (i_t + i_b) \\ V_e = -[(R_1 \parallel R_f) + h_{ie}] i_b \end{cases} \rightarrow \begin{cases} i_b = \frac{-R_E i_t}{R_E + h_{ie} + R_1 \parallel R_f} \\ V_e = \frac{R_E [(R_1 \parallel R_f) + h_{ie}] i_t}{R_E + h_{ie} + R_1 \parallel R_f} \end{cases}$$

$$\rightarrow R_{eq} = \frac{V_t}{i_t} = \frac{1}{h_{oe}} \left[ 1 + \frac{h_{fe} + h_{oe} (h_{ie} + R_1 \parallel R_f)}{R_E + h_{ie} + R_1 \parallel R_f} R_E \right]$$

بالحال تقريب  $\rightarrow R_{eq} \approx \frac{1}{h_{oe}} \left[ 1 + \frac{h_{fe} \cdot R_E}{R_E + h_{ie} + R_1 \parallel R_f} \right]$



اثر مقاومت منبع بر گین دیفرنس و کمان:  
Common difference



$$A_d = \frac{V_{O1}}{V_{i1} - V_{ir}} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{r_{hie}} = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{R_{id}}$$

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

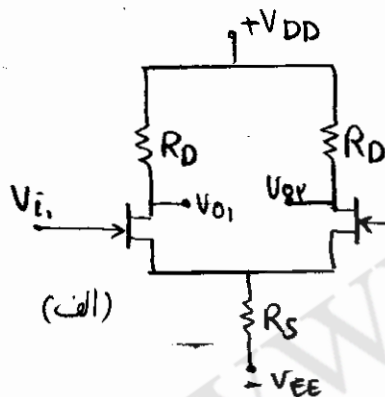
$$R_{ids} = R_{id} + \gamma R_s \longrightarrow A_{ds} = A_d \times \frac{R_{id}}{R_{ids}}$$

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

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

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

تقویت کننده با اختلاف با استفاده از FET :



(الف)

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

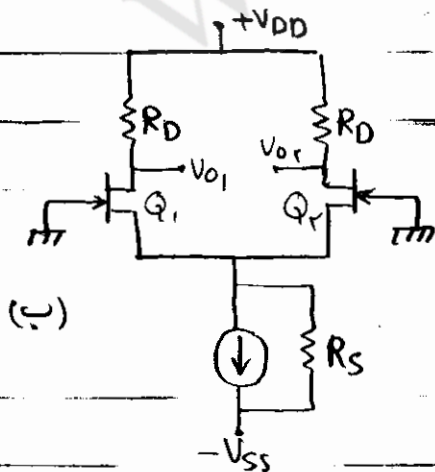
$$I_{Ds1} = I_{Ds2} = \frac{I}{\gamma} \quad \text{روابط مربوط به شکل (ب)}$$

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

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

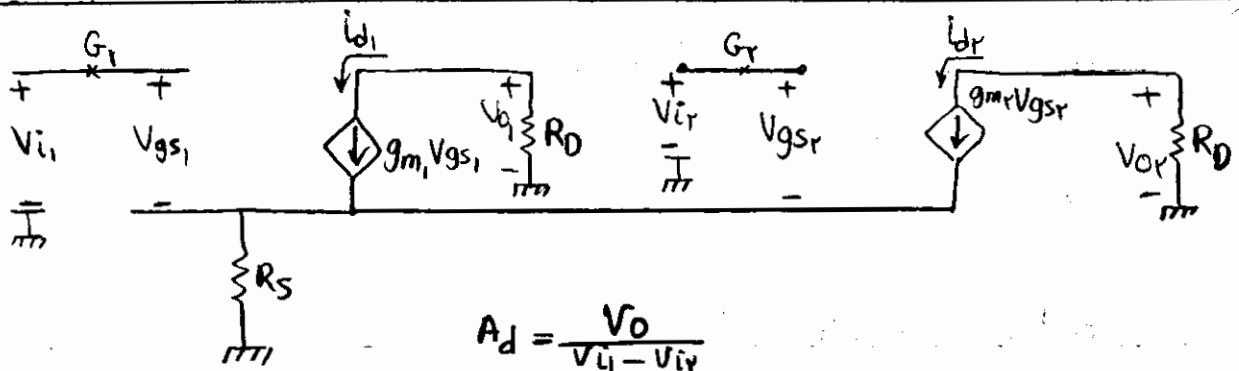
$$I_{Ds} = \frac{I}{\gamma}$$

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



(ب)

$$R_D I_D = V_{Ds} \quad \text{شرط سونداژ کاریم}$$



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

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

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

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

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

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

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

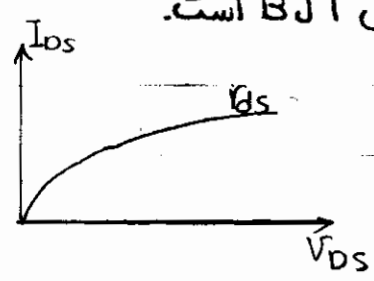
$$V_{i1} = V = V_{gs1} + R_S (g_m V_{gs1} + g_m V_{gs2}) = V_{gs} (1 + 2g_m R_S)$$

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

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

نوع منبع جریانی که استفاده می کنیم می تواند ترانزیستور BJT باشد و هم FET

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



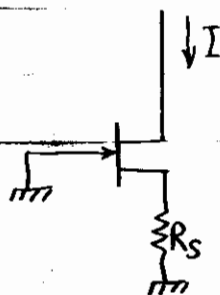
چون سبب منحنی مقابل بیشتر است.

لذا استفاده کردن از BJT بهتر است و امپدانس معادل بیشتری دارد.

املا ساخت مدارهای مجتمع (I.C) از FET به عنوان منبع جریان استفاده می کنند چون

از نظر ساخت وقتی هر سه ترانزیستور از یک نوع هستند مقرون به صرفه تر ساخته می شوند.

محاسبه امپدانس معادل FET :

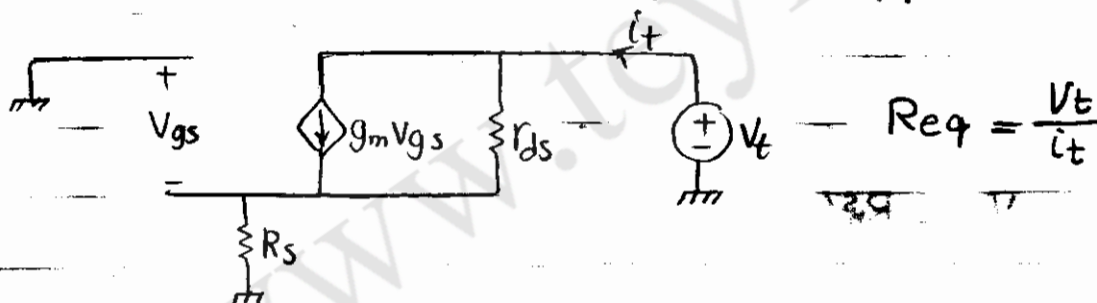


$$I = I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

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

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

I از معادله درجه دوم بالاییست می آید.



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

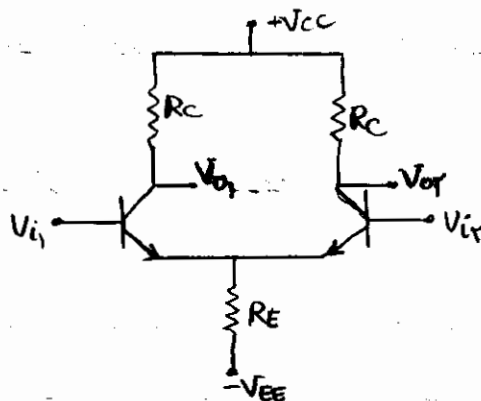
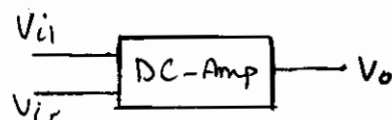
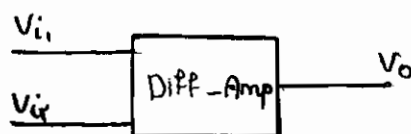
$$\rightarrow R_{eq} = (1 + g_m R_s) r_{ds} + R_s$$

با انتخاب  $R_s$  بالایی توان امپدانس معادل بالایی داشت.

استفاده از تقویت کننده اختلاف دارای FET این مزیت را دارد که دارای امپدانس ورودی

بالایی است.





می‌خواهیم با استفاده از تقویت کننده اختلاف یک تقویت کننده dc بسازیم. البته با حذف

خازن‌ها این کار را تا حدی انجام داده ایم. اما تقویت کننده dc شرط دیگری باید داشته باشیم

و آن این است که به ازای ورودی صفر خروجی نه سیگنال داشته باشیم و نه ولتاژ dc.

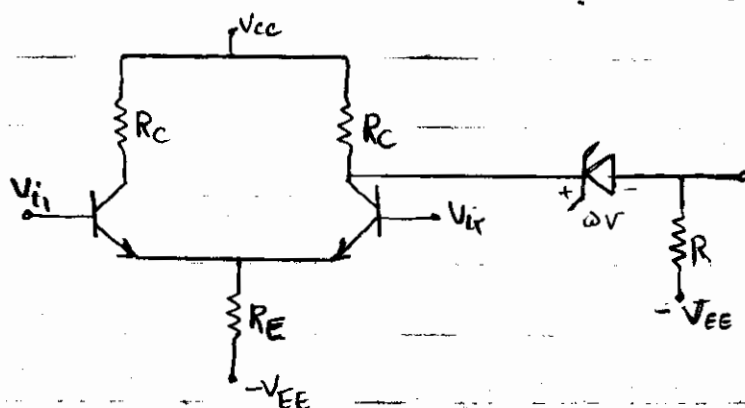
برای این کار یک طبقه level shifter بعد از تقویت کننده اختلاف قرار می‌دهیم تا سطح

سیگنال را تغییر دهد و به این ترتیب تقویت کننده dc ساخته ایم:



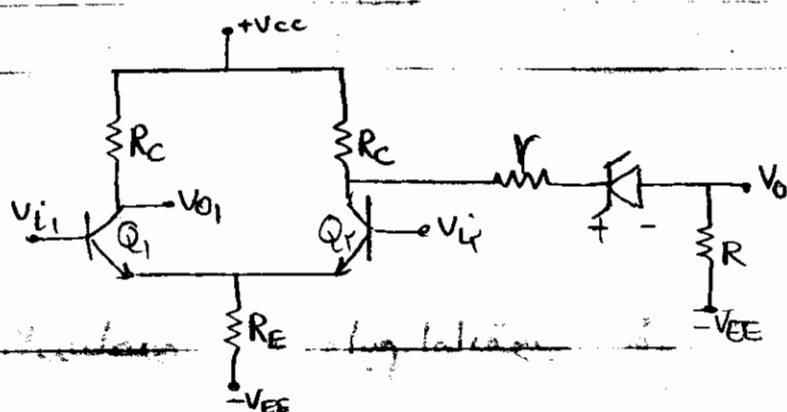
خصوصیتی که همان level shifter باید داشته باشد این است که مقاومت دینامیکی آن کم

باشد تا سیگنال پس از ورود به آن افت پیدا نکند.



در ترکیب بالا مسئله مقاومت دینامیکی رافت و لتاژ حل شده است اما چون جریان زیادی می کشد

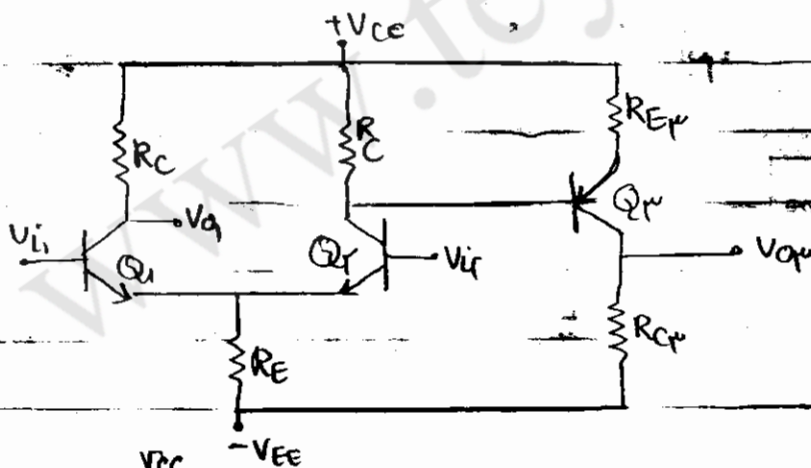
۵ تا ۶ باعث می شود که  $V_{CE}$  افت پیدا کرده و  $Q_2$  به اشباع رود. لذا از یک مقاومت  $r$  نیز



استفاده می کنیم:

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

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



$$\begin{cases} I_{C3} = I_{E3} = \frac{V_{CC} - (V_{CE3} + V_{BE3})}{R_{E3}} \\ V_{RC3} = V_{EE} = R_{C3} I_{C3} \end{cases}$$

بالتوجه به روابط بالا یا  $R_{E3}$  را انتخاب و لزوی آن  $R_{C3}$  را می یابیم و یا برعکس.

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

د جریان ثابت  $V_{CE}$  بزرگتر از  $V_{RE}$  است.

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_{C2}$$

$$A_d = A_{d1} \cdot A_{v3}$$

از نظر تحلیل ac :

$$A_c = A_{c1} \cdot A_{v3}$$

$A_{d1}$  و  $A_{c1}$  با در نظر گرفتن اثر بارگذاری طبقه  $Q_1$  سنجیده می شوند.

$$A_{d1} = \frac{-h_{fe}(R_C \parallel R_{i3})}{h_{ie1}}$$

$$R_{i3} = h_{ie3} + (1 + h_{fe3})R_{E3}$$

$$A_{c1} = \frac{-h_{fe}(R_C \parallel R_{i3})}{h_{ie1} + 2(1 + h_{fe})R_E}$$

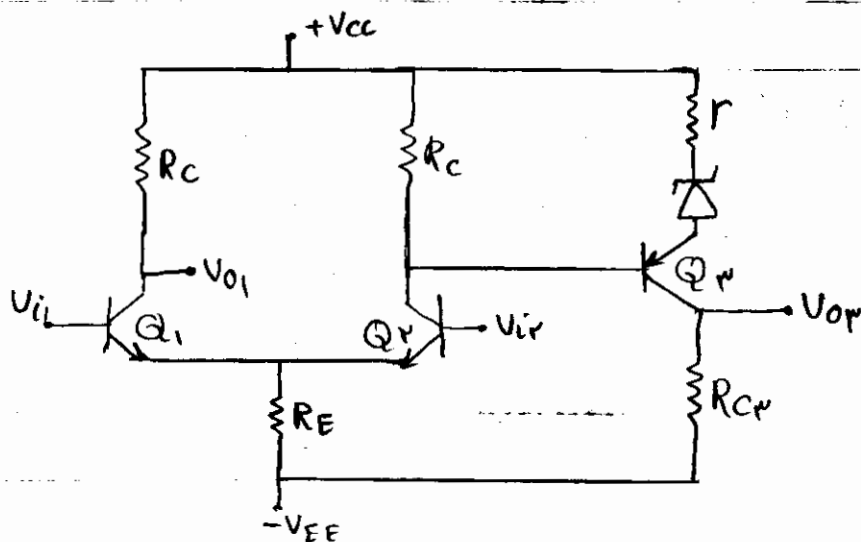
$$A_{v3} = \frac{-h_{fe} \cdot R_{C3}}{h_{ie3} + (1 + h_{fe})R_{E3}} = \frac{R_{C3}}{R_{E3}}$$

برای زیاد کردن گین  $A_{v3}$  بدون استفاده از خازن بای پاس می توان به جای  $R_{E3}$  از یک باتری

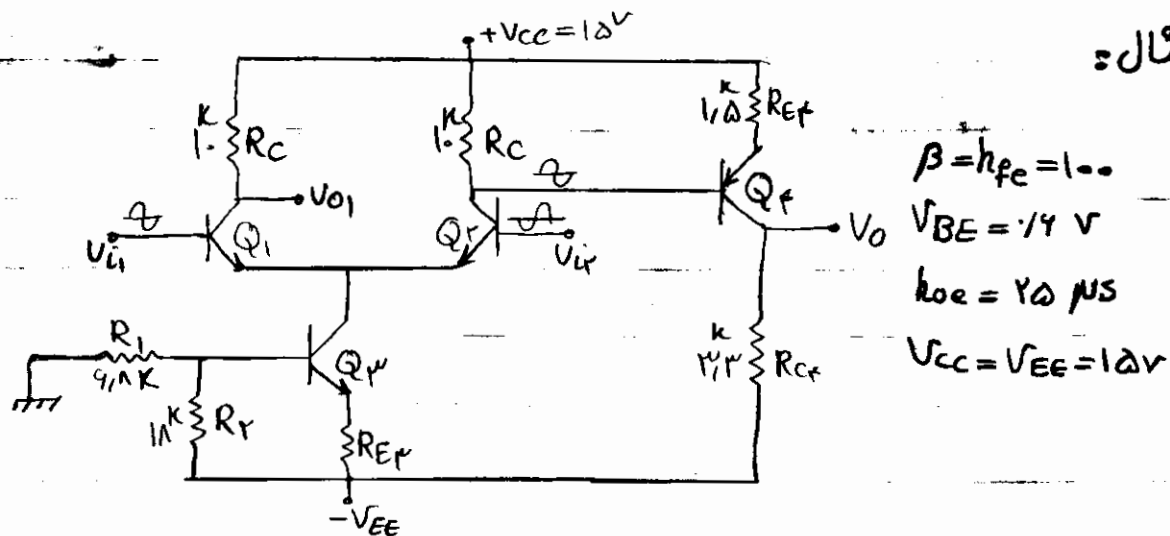
استفاده کرد که ولتاژ آن در حدود ۴،۴ ولت (برای تأمین ولتاژ) باشد و چون مقاومت داخلی

آن تقریباً صفر است  $A_{v3}$  زیادی شود اما مشکل این است که باتری ضعیف می شود.

لذا به جای باتری از یک دیود زنر با یک مقاومت استفاده می کنیم :



مثال:



$$V_{B2} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-V_{EE}) = -4.1 \text{ V}$$

$$I_{C2} = I_{E2} = \frac{V_{REf}}{R_{Ef}} = \frac{(V_{B2} - V_{BE2}) - (-V_{EE})}{R_{Ef}} = 1.0 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = 0.01 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = (V_{CC} - R_{C1} I_{C1}) - (-V_{BE}) = 14.1 \text{ V}$$

$$I_{REf} = \frac{V_{REf}}{R_{Ef}}, \quad V_{REf} = V_{CC} - V_{Ef} = V_{CC} - (V_{B2} + |V_{BE2}|)$$

$$\rightarrow I_{Ef} = 4.4 \text{ mA}$$

$$|V_{CEf}| = V_{Ef} - V_{Cf} = (V_{CC} - R_{Ef} I_{Ef}) - (R_{Cf} I_{Cf} - V_{EE}) = 11.9 \text{ V}$$

$$V_{0dc} = V_{Cf} = R_{Cf} I_{Cf} - V_{EE} = -11 \text{ V}$$

علت اینکه ولتاژ خروجی صفر نیست به این دلیل است که از مقادیر استاندارد استفاده کرده ایم.

اگر  $R_{Cf}$  را کمتر از  $3.3 \text{ k}\Omega$  قرار دهیم  $V_{Cf}$  به سمت صفر می رود.

تفاوت ولتاژ خروجی نسبت به صفر را به ازای ورودی صفر، offset می گوئیم.

$$A_d = A_{d1} \times A_{vf} = \frac{V_o}{V_{i1} - V_{i2}} \quad , \quad A_c = A_{c1} \cdot A_{vf} = \frac{V_o}{\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}}$$

$$A_{d1} = \frac{-h_{fe}(R_c \parallel R_{if})}{r_{hie1}} \approx 98$$

چون خروجی نسبت به  $V_{i1} - V_{i2}$  سنجیده می شود علامت منفی را در  $A_{d1}$  نگذاشتیم.

$$R_{ef} = h_{ief} + (1 + h_{fef})R_{Ef}$$

$$A_{c1} = \frac{-h_{fe}(R_c \parallel R_{if})}{h_{ie1} + r(1 + h_{fe})R_{Q3}} \quad , \quad R_{Q3} = \frac{1}{h_{oe3}} \left[ 1 + \frac{h_{fe}R_{Ef}}{R_{Ef} + R_i \parallel R_r + h_{ie3}} \right] \approx 1.8 \text{ M}\Omega$$

$$\rightarrow A_{c1} \approx -2.4 \times 10^{-3}$$

$$\begin{cases} h_{ie1} = h_{ie3} = 4.9 \text{ K}\Omega \\ h_{ief} = 1.13 \text{ K}\Omega \\ R_{iE3} = 3.45 \text{ K}\Omega \end{cases}$$

$$f = \left| \frac{A_{d1}}{A_{c1}} \right| \approx 24000 \quad , \quad 20 \log f = 88 \text{ dB}$$

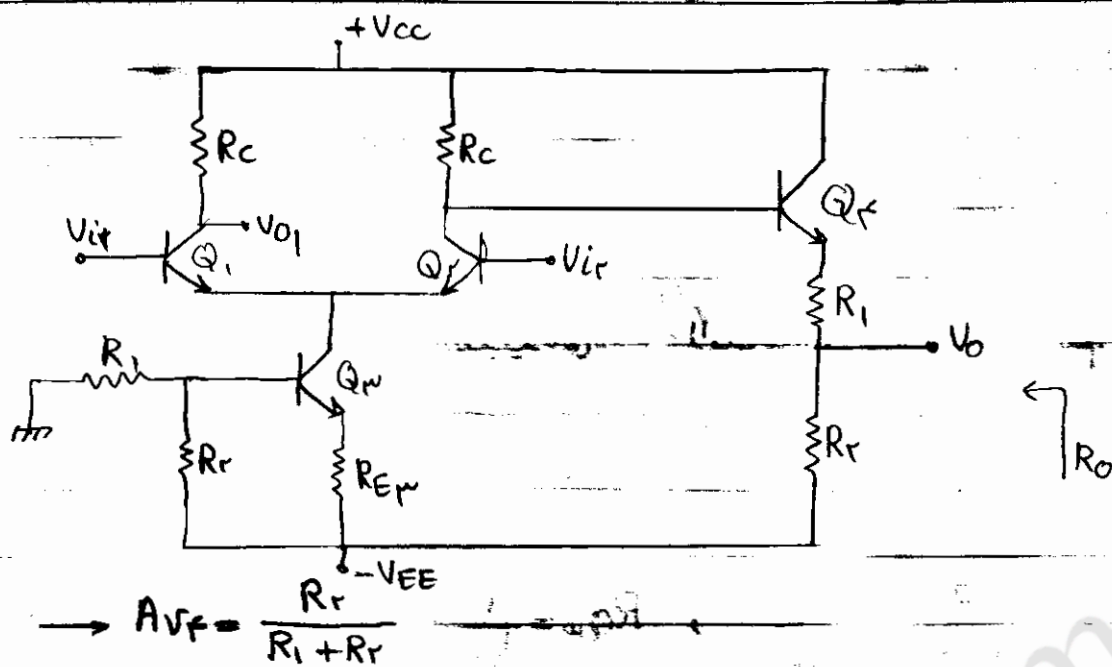
$$\rightarrow A_d = -150 \quad , \quad A_c = 5.17 \times 10^{-3}$$

در طرح بالا به ازای ورودی صفر اگر خروجی باری در حدود  $R_{Ef}$  داشته باشیم ولتاژ خروجی

صفر می شود. لذا باید از ترکیبی به جای  $Q_3$  استفاده کنیم که امپدانس خروجی آن کم باشد.

می توانیم از یک ترکیب کلکتور مشترک استفاده کنیم و در خروجی از یک تقسیم ولتاژ استفاده کنیم.

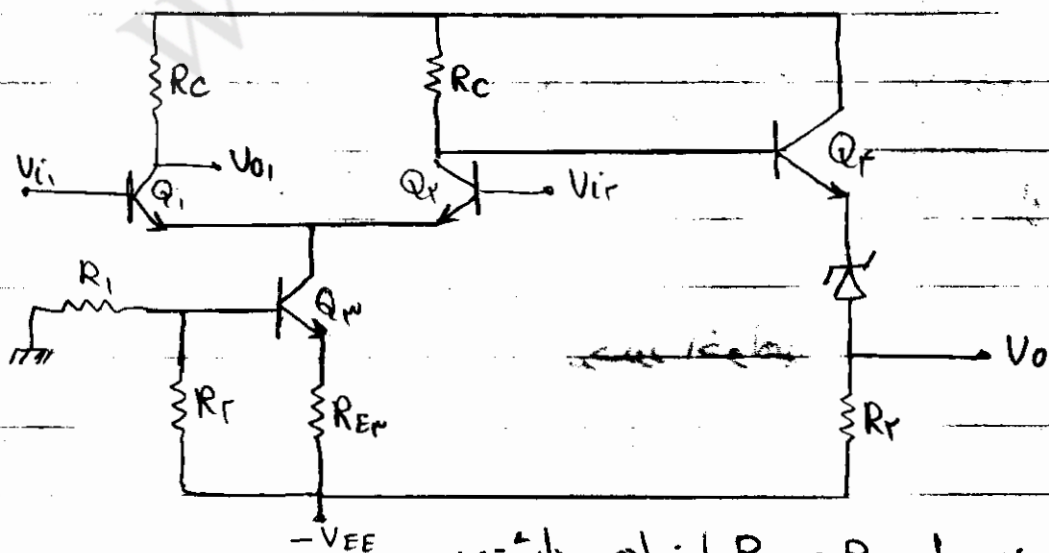
اگر خروجی را مستقیماً از امیتر بگیریم گین در حدود ۱ خواهد بود.



$$A_{vf} = \frac{R_r}{R_1 + R_r}$$

$$R_o = R_r \parallel \left[ R_1 + \frac{h_{ie} + R_{cr}}{1 + h_{fe}} \right] \approx R_1 \parallel R_r$$

روابط بالا نشان می‌دهد که بهبودی چندانی در امپدانس خروجی نداشته‌ایم. لذا باید  $R_1$  را کم کنیم اما نقطه کاری هم نخورد که ایده منبع ولتاژ است. پس به جای  $R_1$  می‌توان از یک باتری استفاده کرد که در گذشته معایب آن ذکر شد. به جای باتری از یک دیود زener استفاده می‌کنیم.



به این ترتیب به جای  $R_1$ ،  $R_z$  را خواهیم داشت:



$$\rightarrow R_o = R_r \parallel \left[ r_z + \frac{h_{ie_f} + R_{C_r}}{1 + h_{fe_f}} \right] \approx R_r \parallel \frac{h_{ie_f} + R_{C_r}}{1 + h_{fe_f}}$$

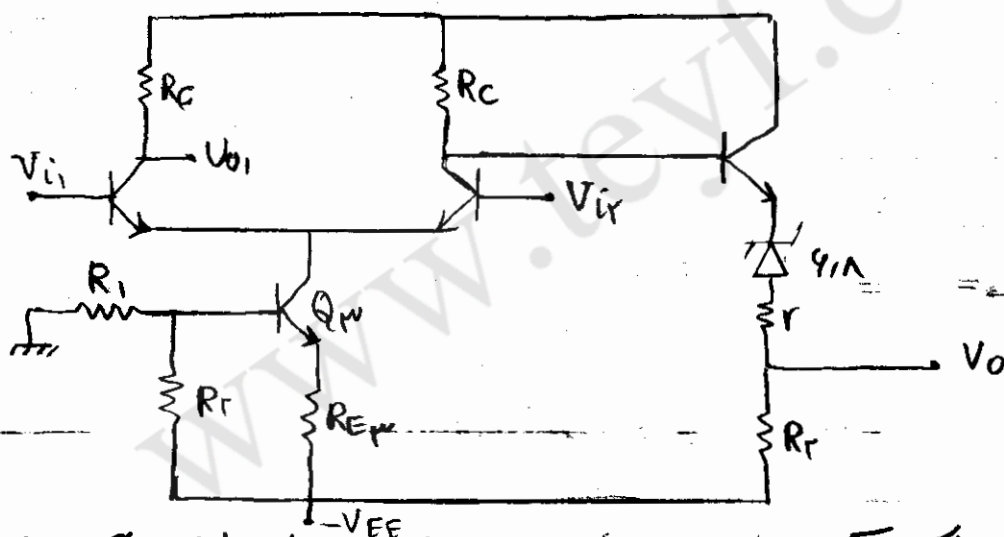
البته مشکل زینر استاندارد وجود دارد. یعنی زینر نداشته باشیم که ولتاژ مطلوب و مارا تأمین

کند که برای حل آن از یک مقاومت به طور سری بادیوزینر استفاده می‌کنیم. که با انتخاب

مناسب مقادیرها گین ولتاژی نزدیک به ۱ را خواهیم داشت:

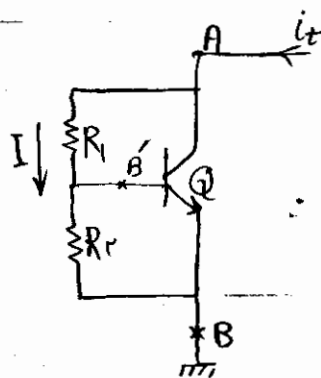
$$A_{V_f} = \frac{R_r}{r + r_z + R_r} \approx 1$$

$$R_o = R_r \parallel \left[ r + r_z + \frac{h_{ie_f} + R_{C_r}}{1 + h_{fe_f}} \right] = R_r \parallel \frac{h_{ie_f} + R_{C_r}}{1 + h_{fe_f}}$$



حال می‌خواهیم با یک ترکیب ترانزیستوری یک زینر قابل تنظیم داشته باشیم اگر معادل دو

سر زینر به شکل مقابل باشد خواهیم داشت:



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

$$V_{B'} = V_{BE} = R_r I$$

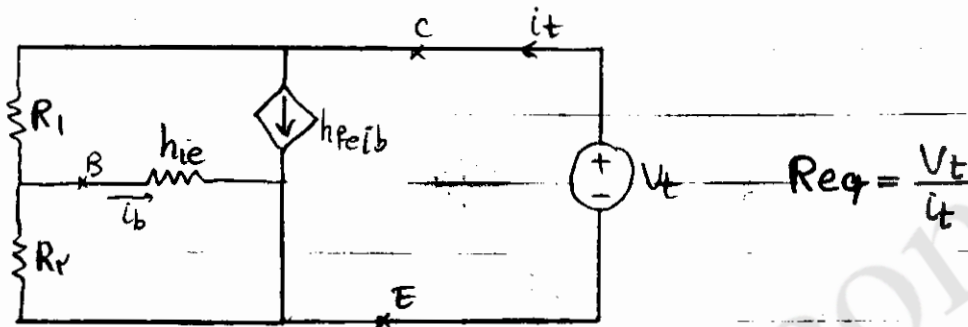
$$\rightarrow I = \frac{V_{BE}}{R_r}$$

$$V_{AB} = V_{R_1} + V_{R_r} \rightarrow V_{AB} = R_1 I + V_{BE}$$

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

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

حال باید امپدانس معادل AB را نیز بررسی کنیم:

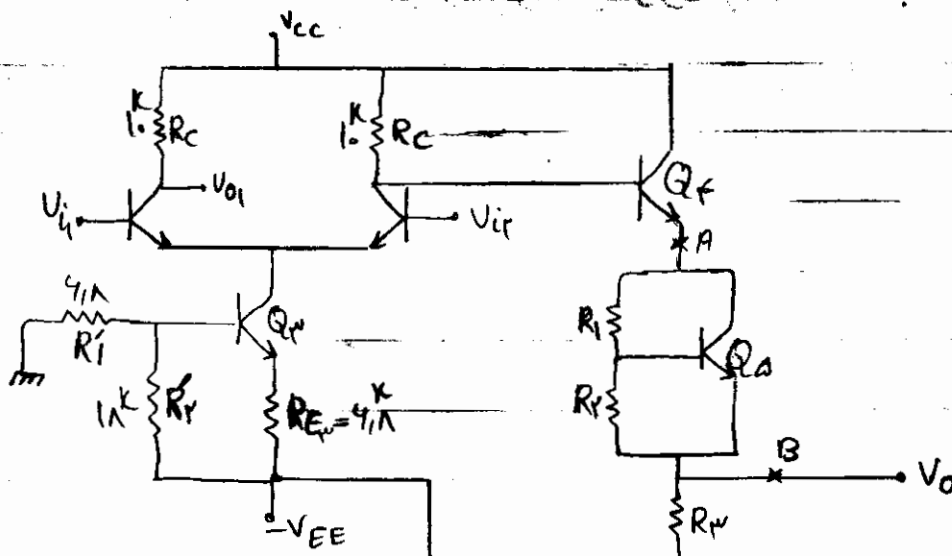


$$I_t = h_{fe} \cdot i_b + I_{R_1} \quad , \quad \begin{cases} I_{R_1} = \frac{V_t}{R_1 + R_r \parallel h_{ie}} \\ i_b = I_{R_1} \cdot \frac{R_r}{R_r + h_{ie}} \end{cases}$$

$$\rightarrow R_{eq} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{h_{ie} (R_1 + R_r \parallel h_{ie})}{h_{fe} (R_r \parallel h_{ie}) + h_{ie}} \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe}} \cdot \frac{R_1 + R_r \parallel h_{ie}}{R_r \parallel h_{ie}}$$

که در بهترین شرایط با صرف نظر کردن از  $R_1$  در رابطه بالا یک امپدانس معادل چندده اهمی

یوجود می آید که مناسب است.



مثال ۲:

$$\beta = h_{fe} = 100, \quad R_{Cr} = 10 \text{ k}\Omega, \quad V_{Cr} = 1.5 \text{ V}$$

$$V_{EE} = 15 \text{ V}, \quad I_{Cr} = 5 \text{ mA}, \quad V_{Odc} = 0, \quad I_{R1}, R_r = 10 I_{B\Delta}$$

$$V_{BE\Delta} (1 + \frac{R_1}{R_r}) = + V_{BEf} = V_{Cr}$$

$$\rightarrow (1 + \frac{R_1}{R_r}) V_{BE} = V_{Cr} \rightarrow R_1 = 10.1 R_r$$

$$I_{Cr} = 5 \text{ mA}, \quad I_{Cr} = I_{C\Delta} + \frac{I_{C\Delta}}{10 I_{B\Delta}} \rightarrow I_{C\Delta} = 4.5 \text{ mA}$$

$$I_{R1} = 1.5 \text{ mA}, \quad I_{Rr} = I_{R1} - I_{B\Delta} = 1.45 \text{ mA}$$

$$R_r = \frac{V_{Cr}}{I_{Rr}} = \frac{V_{BE\Delta}}{I_{Rr}} = 1.39 \text{ k}\Omega$$

$$R_r = \frac{V_{Rr}}{I_{Rr}} = \frac{V_{Odc} - (-V_{EE})}{I_{Cr}} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$A_{Vf} = \frac{R_r}{R_r + R_{AB}}, \quad h_{ie\Delta} = 1.14 \text{ k}\Omega$$

$$\rightarrow R_{AB} \approx 274 \Omega$$

$$\rightarrow A_{Vf} \approx 0.94$$

$$R_o = R_r \parallel \left[ R_{AB} + \frac{h_{ie\Delta} + R_{Cr}}{1 + h_{fe\Delta}} \right] \approx 248 \Omega$$

برای بهتر کردن  $A_{Vf}$  می توان  $R_r$  را افزایش داد. افزایش  $R_r$  تأثیر زیادی در  $R_o$  نخواهد

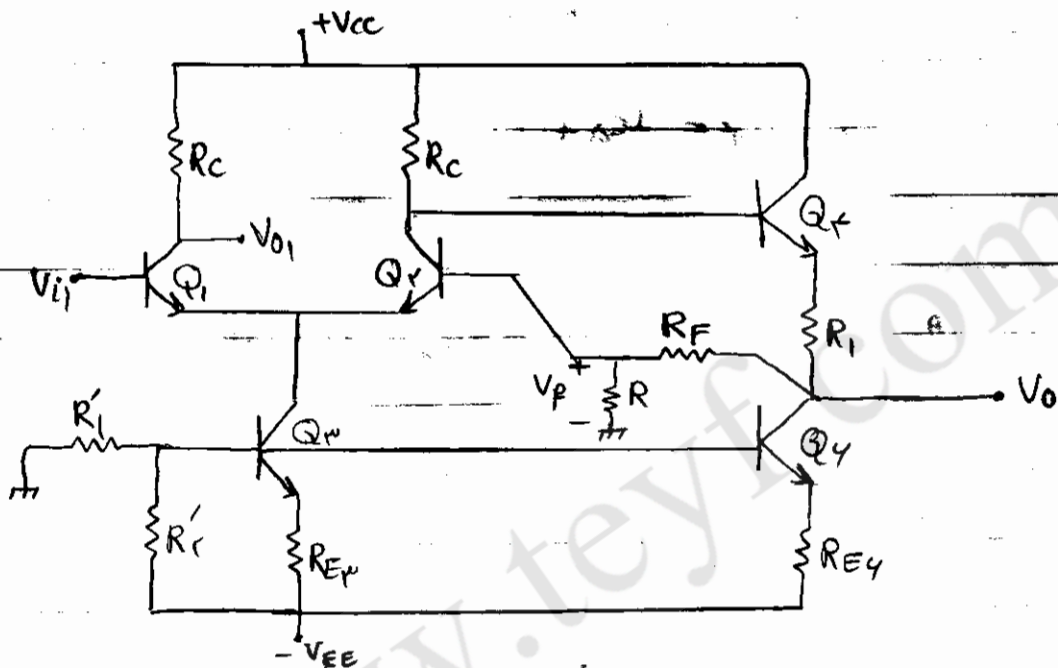
داشت چون  $R_{AB}$  تعیین کننده است.

برای اینکه با افزایش  $R_r$  جریان امیتر تغییر نکند از ایده منع جریان به جای  $R_r$  استفاده می کنیم.

که در گذشته در تقویت کننده اختلاف دیدیم. حال به جای منبع جریان از هر حالت ترانزیستوری

استفاده می‌کنیم. در عمل ترکیب ترانزیستوری AB را نیز برداشته و از  $R_1$  می‌که قبلاً داشتیم

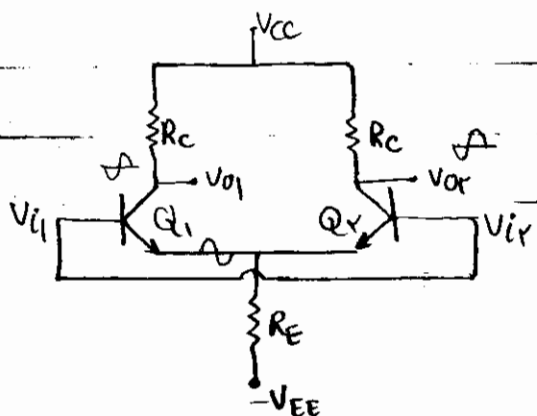
استفاده می‌کنند و برای کاهش امپدانس خروجی از فیدبک استفاده می‌کنند:



در شکل بالا اگر بر فرض با تغییر  $R_1$  ولتاژ  $V_P$  را بالا ببریم باعث می‌شود که  $V_P$  بالا

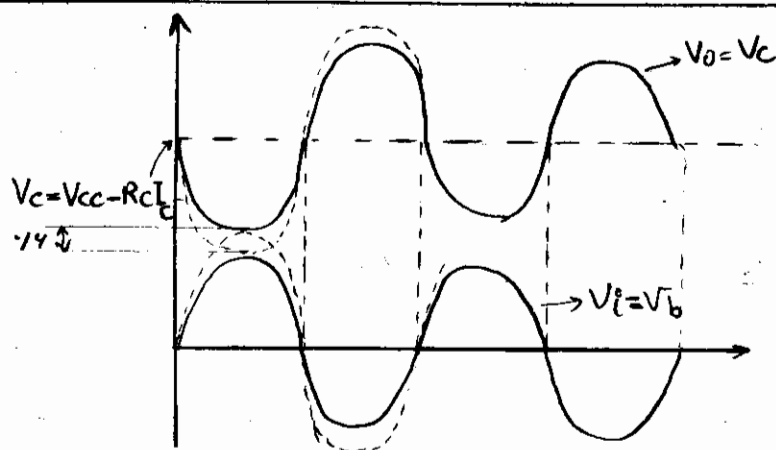
رود. افزایش  $V_P$  با کاهش  $V_{CE3}$  و برعکس است. کاهش  $V_{CE3}$  باعث کاهش  $V_{BE3}$  و در نتیجه

کاهش  $I_{E3}$  شده و در نتیجه باعث کاهش خروجی می‌شود. (تأثیر فیدبک)



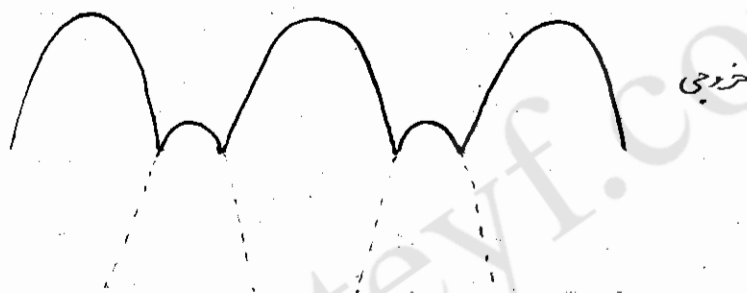
$$V_{i1} = V_{i2} = V$$

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



$$A_c = \frac{-R_c}{r_{re}} = -15$$

در صورت افزایش ورودی خروجی به شکل زیر خواهد بود:



به پییده بالا برگشت سیگنال ورودی در خروجی گوئیم. در تقویت کننده بالا  $A_c = \frac{-R_c}{r_{re}}$  است

که با مساوی قرار دادن  $R_c$  و  $R_E$ ،  $A_c = 1$  خواهد شد. پییده برگشت در یک تقویت کننده امیتر

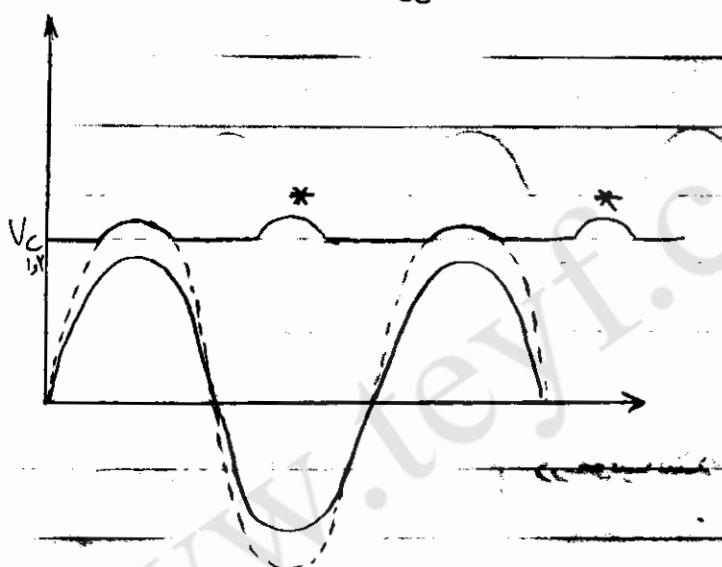
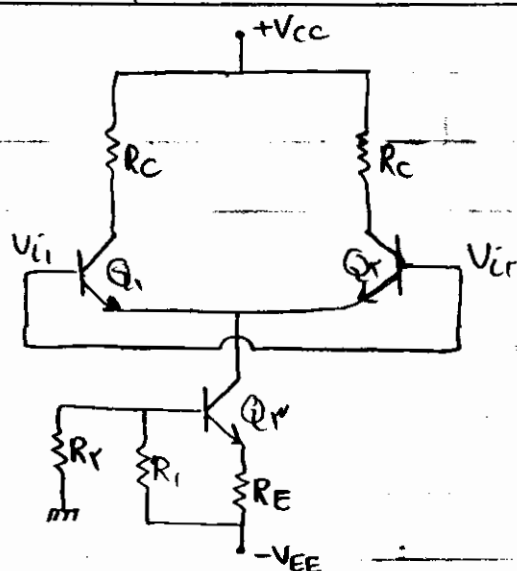
مشترک معمولی نیز وجود دارد اما چون  $A_v$  این تقویت کننده زیاد است لذا مثلاً با ورودی  $10\text{ mV}$

خروجی حدود ۱ تا ۶ ولت داریم و در نتیجه برگشت سیگنال ورودی در خروجی قابل دیدن

نخواهد بود. اما اگر در همین تقویت کننده بعد از اشباع ولتاژ بیش را بیشتر بالا ببریم تا

حدی پییده برگشت سیگنال ورودی را خواهیم دید.

حال موارد بالا را در مورد تقویت کننده با منبع جریان بررسی می کنیم:



با توجه به اینکه  $V_{E3}$  همواره ثابت است در آلترناس منفی  $V_{C1}$  پائینی آید احتمال

اشباع شدن  $Q3$  وجود دارد که در این صورت از حالت منبع جریان خارج خواهد شد. اگر  $V_{C1}$

بیش از سطح  $V_{E3}$  پائین بیاید باعث می شود که  $V_{C1}$  در  $V_{E3}$  ظاهر شود و آن را پائین آورد

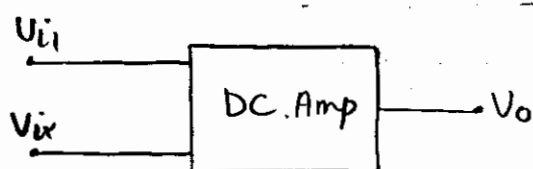
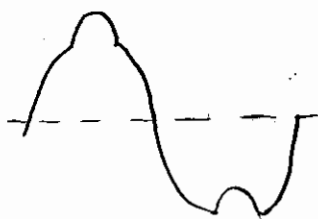
پائین آمدن  $V_{E3}$  باعث کاهش  $I_{C3}$  می شود و در نتیجه  $I_{C1,2}$  کاهش می یابد با توجه

به اینکه  $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$  با کاهش  $I_C$ ،  $V_{CE1}$  افزایش می یابد که در شکل بالا نشان داده

شده (است) (\*) در این تقویت کننده با انتخاب مناسب المان های توان ترانزیستورها را



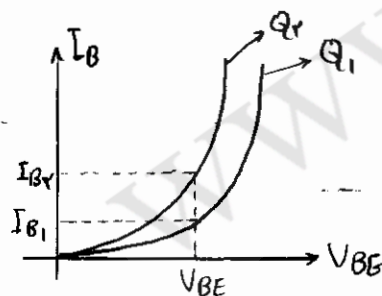
همزمان به اسباع برر که در این صورت خروجی به شکل زیر خواهد بود.



offset خروجی: میزان سیگنال خروجی به ازای  $U_{i1} = U_{i2} = 0$  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 چه در هم که دو ترانزیستور  $Q_1$

و  $Q_2$  مشابه باشند باز هم تفاوتی در مشخصه

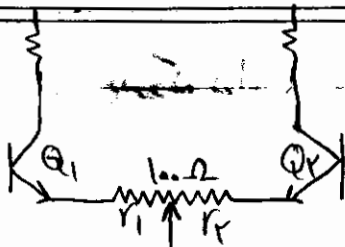
$I_B, V_{BE}$  آنها خواهد بود در نتیجه در  $V_{BE}$  ثابت  $I_B$  آنها برابر نخواهد بود و باعث بوجود آمدن

offset خواهد شد. برای رفع این مشکلی توان  $V_{BE2}$  را کمی بیشتر از  $V_{BE1}$  انتخاب کنیم

تا هر دو  $I_B$  یکسانی پیدا کنند و اگر فرض کنیم  $\beta$  آنها برابر باشند offset نخواهیم داشت.

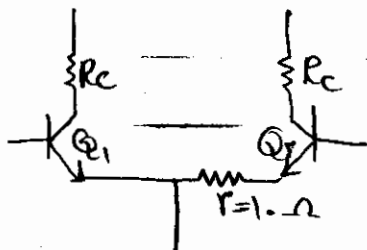
این عمل را با قراردادن یک پتانسیومتر (مقاومت متغیر) در امپتر انجام می دهیم تا با تنظیم

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 ۲ در یکی از امپترها قرار دهیم. این مقاومت را دایمتر ترانزیستوری قرار می دهیم

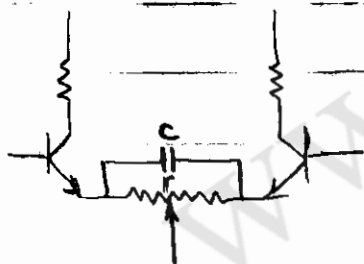


که جریان آن بیشتر یا  $V_c$  آن کمتر است. در این

حالت باید بوسیله محاسبات مقدار دقیق  $r$  را

پاییم. در طرح مقاومت ۲ افت گین را نخواهیم داشت اما طراحی مشکل تر است. در طرح

پتانسیومتر طراحی راحت تر است ولی افت گین داریم. در فرکانسهای بالا از طرح پتانسیومتر



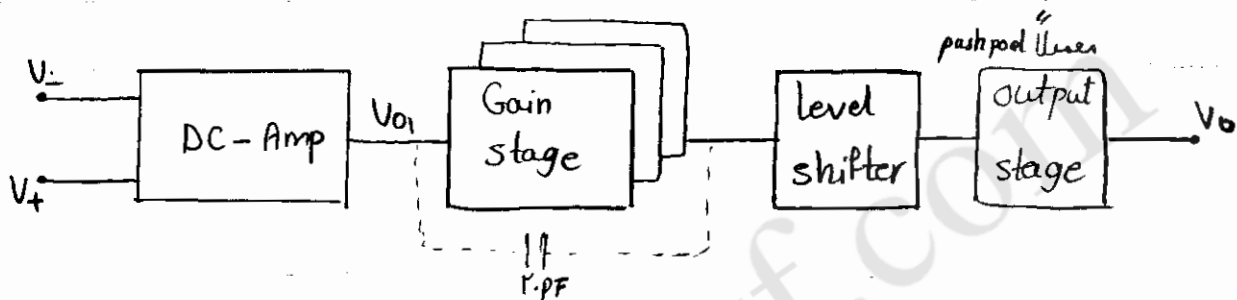
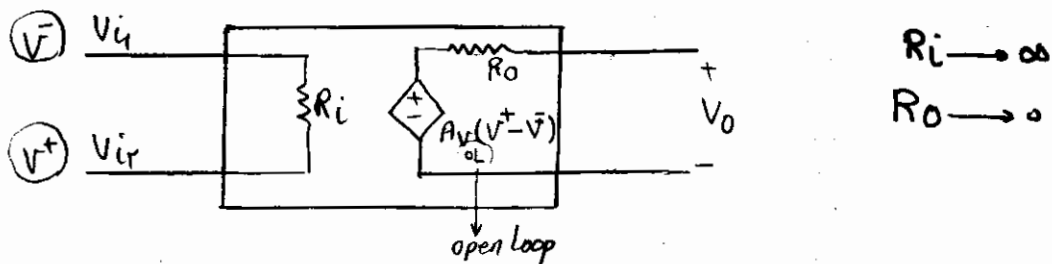
استفاده می کنیم. با این تغیرات که یک خازن به دوسر

پتانسیومتری بندیم. این خازن دیفرانسیلهای بالا اتصال

کوتاه خواهد شد و دیگر افتی بر روی پتانسیومتر نخواهیم داشت.

## ساختمان داخلی تقویت کننده عملیاتی: Op-Amp

کاربرد واسطی این تقویت کننده ها، تقویت کننده های dc هستند.



پارامترهای مهم یک Op-Amp که بررسی خواهیم کرد:

Op-Amp پارامتر	آیده آل	واقعی 741
$A_{v_{OL}}$ Open loop Gain	$\infty$	140000
Open loop Bandwidth	$\infty$	10 Hz
CMRR	$\infty$	$90\text{ dB} = 20 \log \left  \frac{A_d}{A_C} \right $
Input Resistance	$\infty$	1 M $\Omega$
Output Resistance	0	15 $\Omega$
Input bias current	0	200 nA
Input offset voltage	0	1 mV
Input offset current $I_{B1} - I_{B2}$	0	20 nA

در عمل open-loop Bandwidth برابر ۱۰۲ است که این ۱۰۲ با قرار دادن یک خازن در مسیر

Gain stage بدست آمده است. یعنی یک قطب کوچکتر از همه قطب ها ایجاد کرده ایم. در نتیجه

هیچ نوع فیدبکی نمی تواند این مدار را ناپایدار کند.

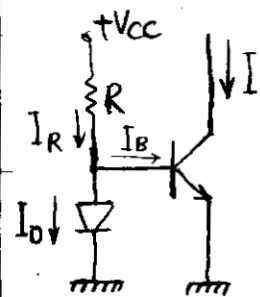
$$A_{Vf} = \frac{A_V}{1 + \beta A_V} = 100$$

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

input offset voltage در عمل ۱ mV است که در حالت open loop با گین ۱۴۰۰۰۰۰

تقویت شده و خروجی ۱۴۰<sup>۷</sup> 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 از به دما از بین

ببریم از دیود استفاده کرده ایم:

$$I = \beta I_B$$

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

در حالت تشابه دیود بیس امیتر ←  
و دیود D

$$I_B = I_D = I_{Rf}$$

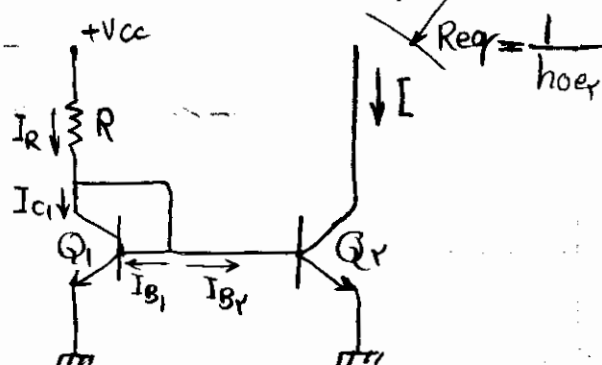
$$\rightarrow \boxed{I = \beta \frac{I_R}{\beta}} \quad \text{وابستگی به } \beta$$

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 اما طبق فرمول بالا وابستگی به  $\beta$  کم است

باقی است.

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



$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R}, \quad I_R = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}$$

$Q_1$  و  $Q_2$  شبیه هم هستند و چون دیودهای بیس امیتر آنها یکسان بسته شده است پس  $I_{B2} = I_{B1}$

$$I_{B2} = I_{B1}$$

$$\rightarrow I_R = I_{C1} \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)$$

و چون ترانزیستورها مشابه و  $I_B$  آنها برابر است پس  $I_{C1} = I_{C2} = I$

$$\rightarrow I = \frac{I_R}{1 + 1/\beta} \approx I_R$$

به این منبع جریان، آینه جریان گوئیم که چون  $\beta$  زیاد است پس  $I$  با تغییرات  $\beta$ ، تغییر

نخواهد کرد و تقریباً برابر  $I_R$  است.

در مدارهای مجتمع I.C از تعداد بیشتری ترانزیستور مشابه استفاده می کنند که در

این صورت جریان همه ترانزیستورها برابر خواهد بود. در نتیجه با انتخاب سطوح

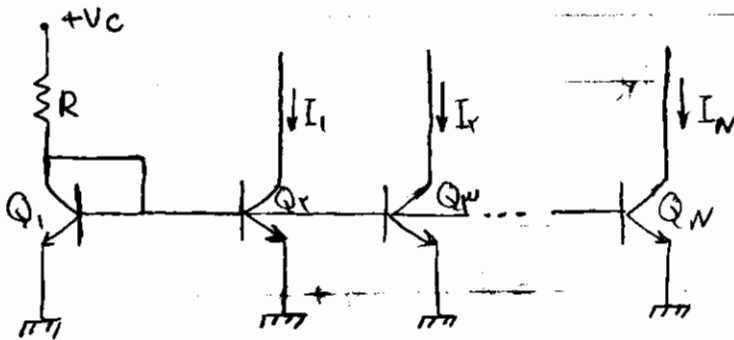
مختلف ترانزیستورهای توانیم جریان های مختلفی ایجاد کنیم:

اگر تعداد ترانزیستورها  $N$  باشد آن گاه:

$$I = \frac{I_R}{1 + N/\beta}$$

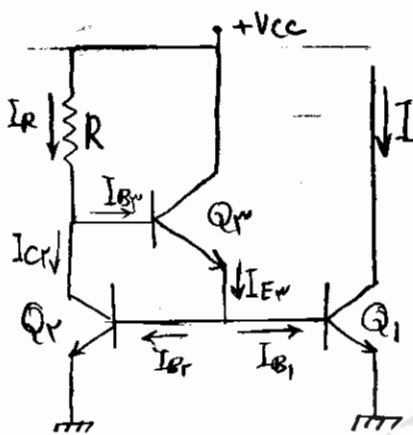
که با شرط  $\beta \gg N$  خواهیم داشت:

$$I \approx I_R$$



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

بوده و وابستگی به  $\beta$  از حالت قبل کمتر است:



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

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

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

در نتیجه در  $\beta$  های کم هم وابستگی به  $\beta$  کم است.

مثال عددی:

بدون  $Q_3 \rightarrow \beta = 1 \rightarrow I = \frac{10}{11} I_R$

با وجود  $Q_3 \rightarrow \beta = 10 \rightarrow I = \frac{110}{112} I_R$

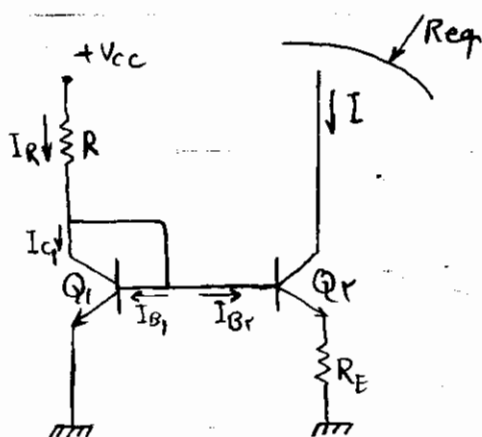


بیون  $Q_3$  :  $\beta = 20 \rightarrow I = \frac{20}{21} I_R$

باوجود  $Q_3$  :  $\beta = 20 \rightarrow I = \frac{20}{21} I_R$

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:

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

$$I_R = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2}$$

① در طرح فوق  $V_{BE1}$  بزرگتر از  $V_{BE2}$  و در نتیجه  $I_{B1}$  بیشتر از  $I_{B2}$  است:  $V_{BE1} = V_{BE2} + R_E I_{E2}$

$$I_R \approx I_{C1}$$

با توجه به اینکه ترانزیستورها مشابه هستند، چون  $V_{BE}$  آنها فرق می کند، پس  $I_{C1}$  آنها با هم

$$I_{C1} = \beta I_{B1} e^{\frac{V_{BE1}}{2V_T}} \rightarrow \eta V_T \ln \frac{I_{C1}}{\beta I_0} = V_{BE1}$$

جریان اشباع معکوس

$$\textcircled{1} \rightarrow \eta V_T \ln \frac{I_{C1}}{\beta I_0} - \eta V_T \ln \frac{I_{C2}}{\beta I_0} = R_E I_{E2}$$

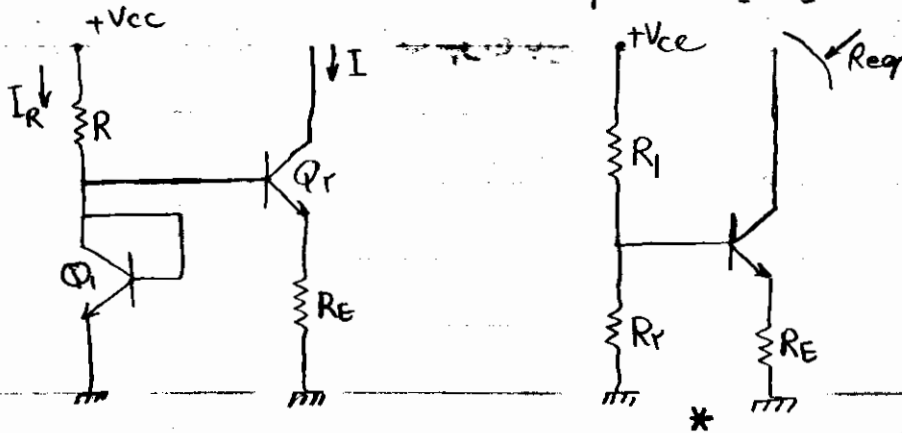
$$\rightarrow \eta V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = R_E \cdot I_{E2}$$

$$\rightarrow \eta V_T \ln \frac{I_R}{I} = R_E \cdot I$$

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

معادله  $R_E$

برای معادله  $R_{eq}$  به طریق زیر عمل می‌کنیم:

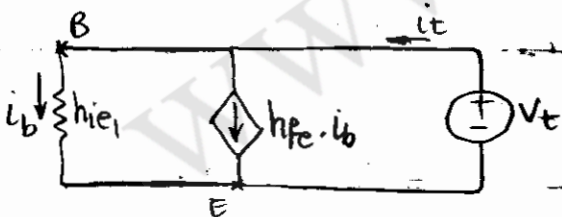


مقاومت معادل مدار \* را در قسمت تقویت کننده اختلاف به شکل زیر محاسبه می‌کنیم:

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

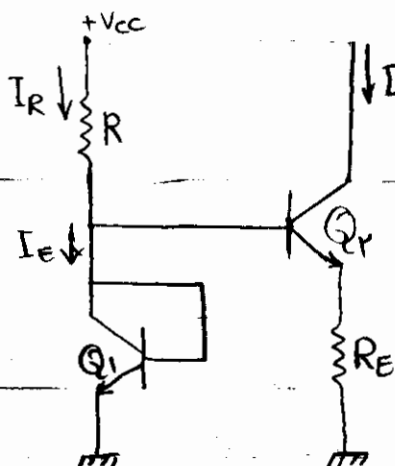
$$R_1 \longrightarrow R$$

$$R_2 \longrightarrow R_{Q1}$$



$$R_{Q1} = \frac{V_t}{I_t} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

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



$$V_{cc} = 15 \text{ V}$$

$$V_{BE1} = 0.7 \text{ V}, \quad \eta = 2$$

$$\beta = h_{fe} = 100$$

$$R = 10 \text{ k}\Omega, \quad h_{oe} = 1 \mu\text{S}$$

$$R_E = ?$$

$$I_{Lr} = 50 \mu\text{A}$$

$$R_{eq} = ?$$

مثال \*

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} = 1.43 \text{ mA}$$

$$2 \times 24 \ln \frac{1.43 \times 10^{-3}}{5 \times 10^{-4}} = R_E \times 5 \times 10^{-4} \rightarrow R_E = 3.49 \text{ k}\Omega$$

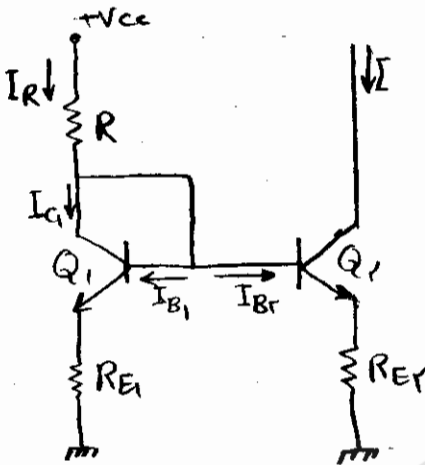
$$I_{C1} \approx I_R = 1.43, \quad h_{ie1} = \frac{\eta V_T}{I_{C1}} \rightarrow h_{ie1} = 3.44 \text{ k}\Omega$$

$$\xrightarrow{\text{تقریب}} h_{ier} = 104 \text{ k}\Omega$$

$$\rightarrow R_{eq} = 4.42 \text{ M}\Omega$$

نسبت  
برای ساده تر شدن محاسبات و استفاده نکردن از  $\ln$  از منبع جریان ویدلر مقاومتی

استفاده می کنیم:



$$I_R \approx \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R + R_{E1}}$$

$$I_R = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} \approx I_{C1}$$

$$V_{BE1} + R_{E1} I_{E1} = V_{BE2} + R_{E2} I_{E2}$$

$$\eta V_T \ln \frac{I_{C1}}{\beta I_0} - \eta V_T \frac{I_{C2}}{\beta I_0} + R_{E1} I_{E1} = R_{E2} I_{E2}$$

$$\rightarrow \eta V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} + R_{E1} I_{E1} = R_{E2} I_{E2}$$

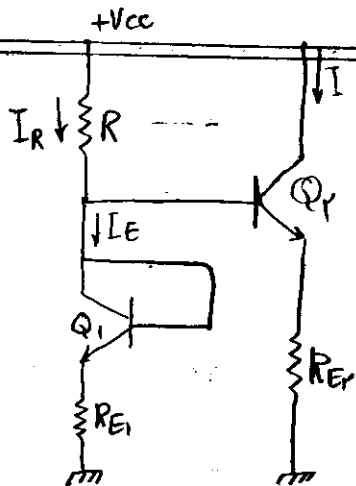
چون  $R_{E1} I_{E1}$  از نرم دارای  $\ln$  خیلی بزرگتر است لذا با استفاده از تقریب خواهیم داشت:

$$\rightarrow \frac{R_{E1}}{R_{E2}} = \frac{I}{I_R}$$

تقریب بالا معادل بالین است که بگوییم  $V_{BE1}$  با  $V_{BE2}$  برابر است.

برای محاسبه  $R_{eq}$  به همان صورت قبل عمل می کنیم با این تفاوت که یک  $R_{E2}$  داریم

ترانزیستور داریم:

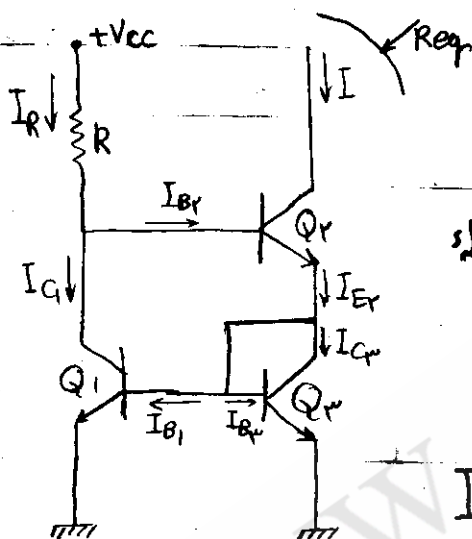


چون جریان عبوری از  $Q_1$  و  $RE_1$  برابر هستند لذا

مقاومت  $RE_1$  با نسبت ۱ وارد معادلات می شود:

$$R_Q = \frac{h_{ie}}{1+h_{fe}} + RE_1$$

منبع جریان Wilson (ویلسون) =



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

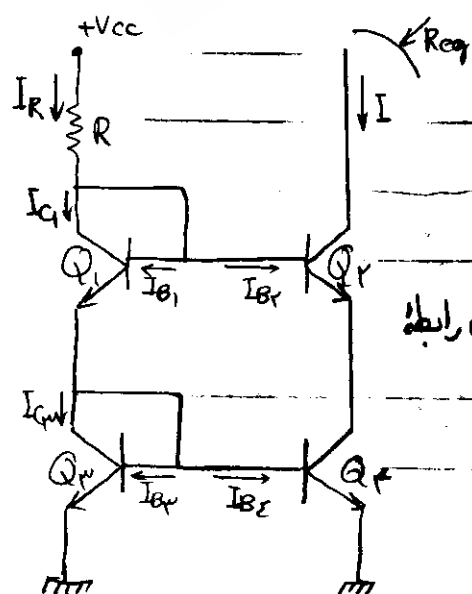
تمرین: با نوشتن معادلات به روشهای قبلی رابطه

بین  $I$  و  $I_R$  را بدست آورید.

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

$$R_{eq} \approx \frac{h_{fe}}{2h_{oe}}$$

اگر  $R_{eq}$  را محاسبه کنیم خواهیم داشت:



منبع جریان کسکود (Cascode) =

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

تمرین: با نوشتن معادلات همانند منابع جریان قبل رابطه

بین  $I$  و  $I_R$  و مقاومت  $R_{eq}$  را بدست آورید:

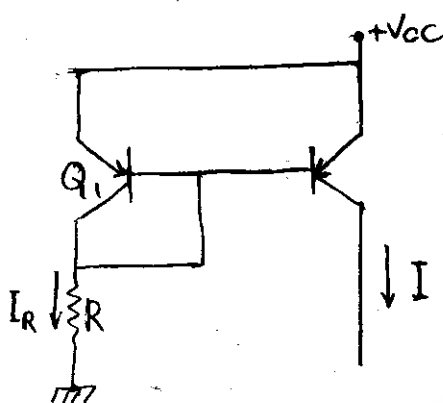
$$I = I_R \left( 1 - \frac{r}{\beta r + \beta + r} \right), \quad R_{eq} = \frac{h_{fe}}{h_{oev}}$$

منابع جریانی که تا حال بررسی کردیم منابع جریان current sink بودند. یعنی جریان به

آنها وارد می شد. حال اگر جریان از آنها خارج شود به آنها منابع current source

می گوئیم:

آینه جریان current source :



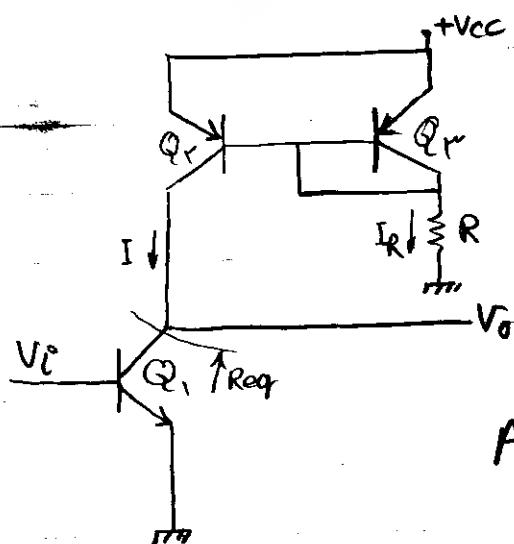
کاربرد منابع جریان current source در بار فعال است. این منابع همان جریان منابع

current sink را تولید می کنند اما مقاومت معادل بسیار بزرگتری دارند.

حال در مدار یک ترانزیستور آمپتر مشترک یک

منبع جریان current source قرار می دهیم و

اثر آن را بررسی می کنیم:

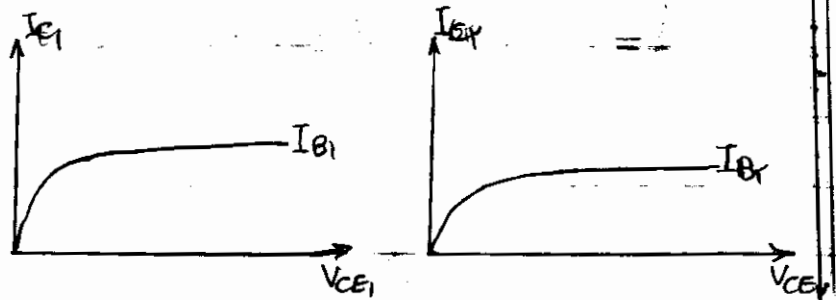


$$A_v = \frac{-h_{fe}}{h_{ie}} \left( \frac{1}{h_{oev}} \parallel \frac{1}{h_{ocp}} \right)$$

$$V_{CE1} + V_{CE2} = V_{CC}$$

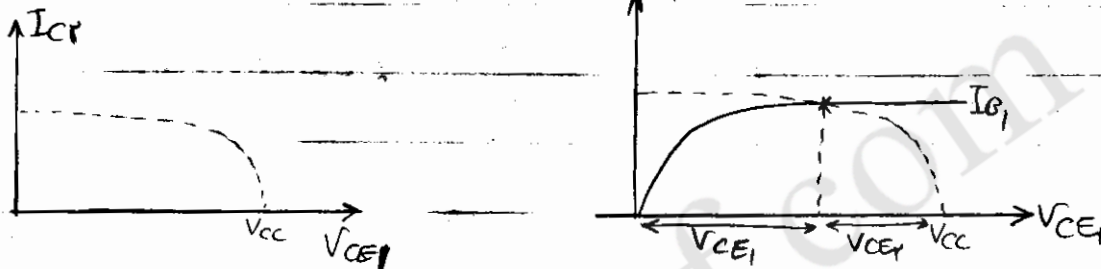
$$I_{C1} = I \rightarrow I_{B1}$$

$$I_{C2} = I \rightarrow I_{B2}$$



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

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{CE2}$$



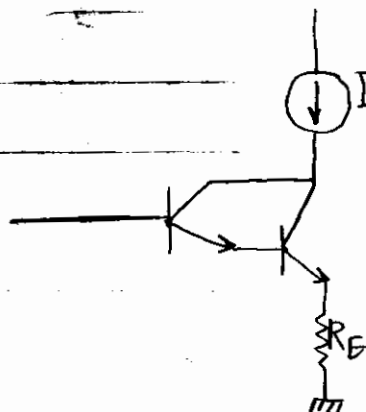
در عمل دو منحنی بالا همدیگر را در یک نقطه قطع نمی‌کنند بلکه در یک محدوده تماس خواهند بود.

لذا  $V_{CE1}$  در یک محدوده تعیین خواهد شد و ولتاژ آن Float (شناور) خواهد بود.

لذا نمی‌توانیم سوئیچ خروجی برآیند تعریف کنیم. همچنین اگر  $V_{CE1}$  از محدوده تعیین

شده خارج شود  $Q_1$  و  $Q_2$  اشباع و قطع می‌شوند. حال برای اینکه ولتاژ خروجی ( $V_{CE1}$ )

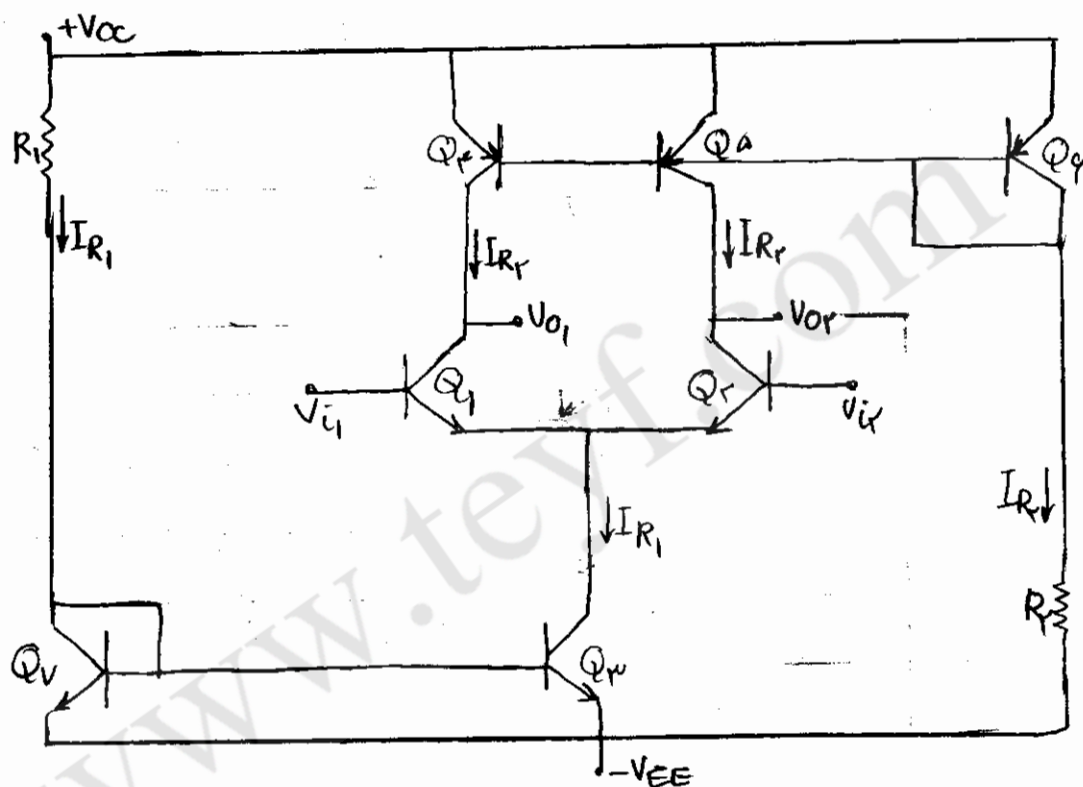
را تثبیت کنیم از طرح زیر استفاده می‌کنیم:





ولتائیں راجہ مقداری دساند کہ بہ ازای آن ماکزیم سوئینگ رادر ۷۵۱ داشت .

جمع بندی از تقویت کننده های دیفرنس با مضامین جریان :



$$I_{R_1} = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - V_{BEV}}{R_1}$$

$$\rightarrow I_{R_1} = \gamma I_{R_2}$$

$$I_{R_f} = \frac{V_{CC} - (-V_{EE}) - V_{BE4}}{R_f}$$

لکن از اشکالات این مدار تنظیم مشکل نقطه کار است.

$$A_d = \frac{-h_{fe} \left( \frac{1}{h_{oe1}} \parallel \frac{1}{h_{oe2}} \right)}{r_{hie1}}, \quad A_c \approx \frac{-R_{Qc}}{r_{RQc}}$$

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

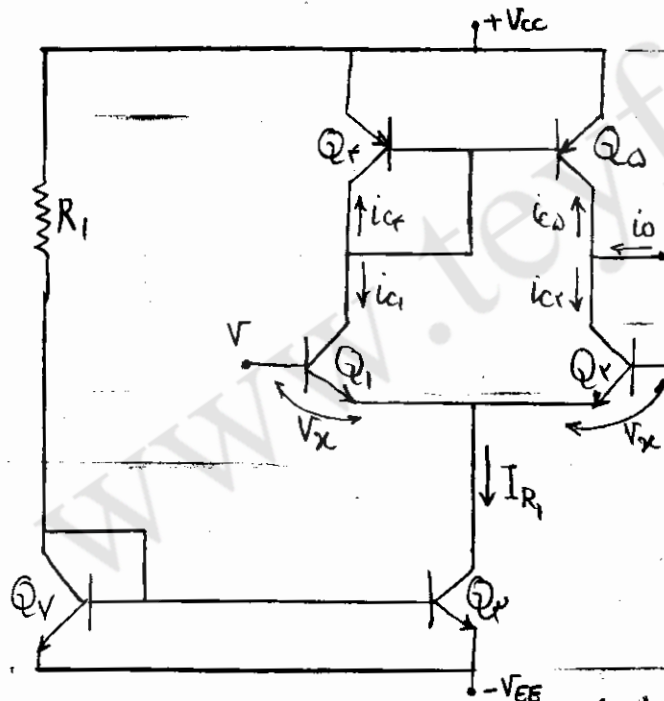
مشکل ما این بود که بتوانیم جریان های  $Q_5$  و  $Q_6$  را یکدیگر بکنیم. لذا با وصل کردن کلکتور  $Q_4$  به

بیس آن این مشکل حل می شود و دیگر نیازی به  $reference$  (طبقه)  $Q_4$  نخواهد بود.

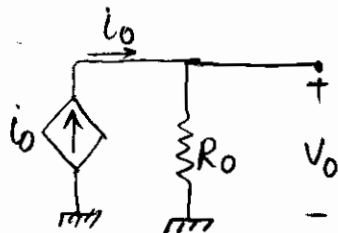
$$I_{C1} + I_{C2} = I_{R1} \quad \longrightarrow \quad I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{R1}}{2}$$

این تقویت کننده یک تقویت کننده  $single\ ended$  خواهد بود که از  $Q_2$  خروجی

$$A_d = \frac{-h_{fe}}{2h_{ie1}} \left( \frac{1}{h_{oe2}} \parallel \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} \right) \approx 0$$
 می گیریم.



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



مدل کنیم:

$$i_{C1} = -i_{C4} = i_{C5} \quad \longrightarrow \quad i_{b1} = \frac{V_{x1}}{h_{ie}} \quad \cdot \quad \beta i_{b1} = i_{C1} = i_{C2}$$

$$\longrightarrow i_o = 0$$

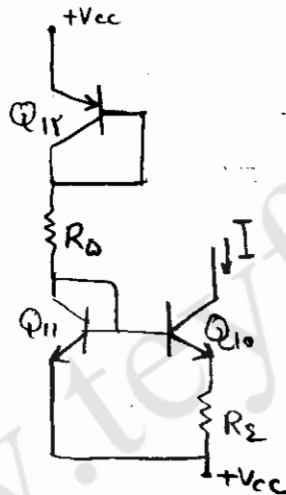
پس درحین تقویت کننده ای  $A_{C \approx 0}$  خواهد بود.

در حالت  $\rightarrow$  difference mode یعنی با ورودی های  $V_+$  و  $V_-$  خواهیم داشت :

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

ساختمان داخلی تقویت کننده عملیاتی LM741 :

$Q_1$  و  $Q_{11}$  منبع جریان هستند که در تغذیه  $Q_{11}$  از یک دیود استفاده شده است.



$Q_9$  و  $Q_{10}$  نیز آینه جریان هستند که مرجع آنها جریان  $I$  منبع جریان ویدلار است.

$Q_{12}$  و  $Q_{13}$  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 مساری در امیتر است.  $Q_7$

هم به عنوان ترانزیستور گین مصرف کار برده می شود (به جای اتصال کوتاه دیود بیس-کلکتور  $Q_5$ )

تا وابستگی به  $\beta$  را به حداقل برساند. مقاومت متغیر بین بیس های ۵ و ۶ برای این است