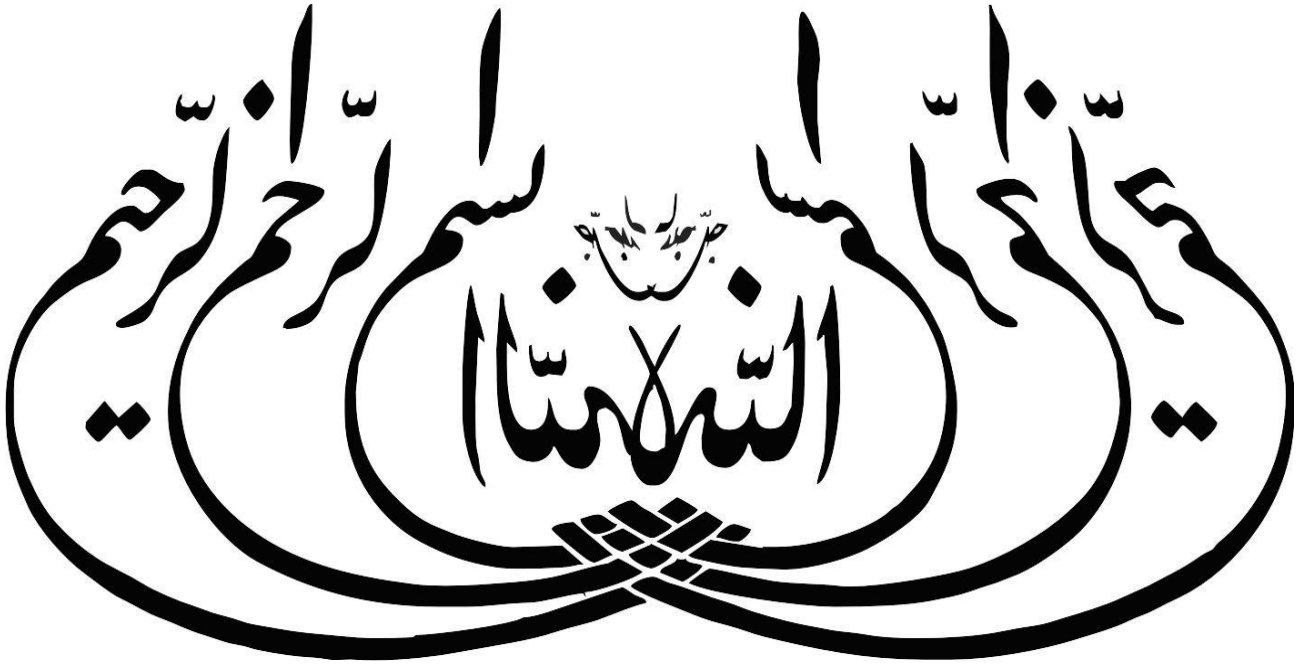

بسم الله الرحمن الرحيم

# الکترونیک

# (کنکور کارشناسی ارشد)

## استاد اسلام پناه

## پاییز ۹۱

# فهرست مطالب

**عنوان** **صفحه**


فصل ۱ ترانزیستور BJT ..... ۵

فصل ۲ ترانزیستور اثر میدان FET ..... ۲۵

فصل ۳ آینه های جریان - منابع جریان ..... ۴۱

فصل ۴ تقویت کننده تفاضلی ..... ۴۹

فصل ۵ فیدبک (ادامه در آخر فصل ۹) ..... ۶۶

فصل ۶ Op-Amp ..... ۹۴

فصل ۷ تقویت کننده توان ..... ۱۰۱

فصل ۸ تنظیم کننده ولتاژ (رگولاتور) ..... ۱۱۱

فصل ۹ پاسخ فرکانسی (+ مقاومت خروجی و ورودی در فیدبک) ..... ۱۱۷

فصل ۱۰ دیود ..... ۱۲۳

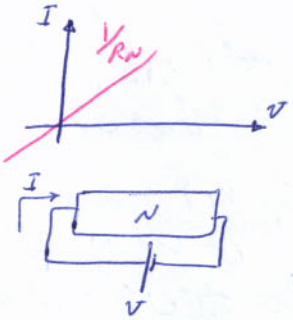
• ترانزیستور دوقطبی (BJT) :

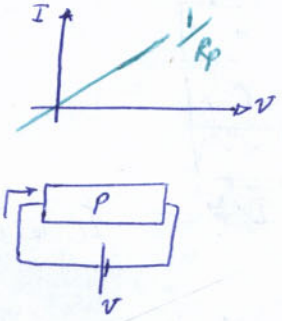
— دردمای بالاتر از صفر مطلق (۲۷۳- درجه سلسیوس)
برخی از پیوندهای کوالانسی شکسته می‌شوند.
که در این صورت الکترون جدا شده و جای خالی آن یعنی حفره داریم که
نیمه‌هادی ذاتی را تشکیل می‌دهد. $e = p$

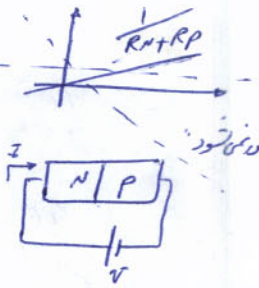
— وقتی نیمه‌هادی Si در کنار یکی از عناصر گروه پنج مثل فسفر قرار می‌گیرد، یک الکترون
فسفر در پیوند کوالانسی قرار نمی‌گیرد ⟸ نیمه‌هادی نوع N (غیرذاتی)
$e > p$

— وقتی نیمه‌هادی Si در کنار یکی از عناصر گروه سه مثل بور قرار می‌گیرد، یک حفره
اضافه می‌آید ⟸ نیمه‌هادی نوع P
$p > e$

تفاوت نیمه‌هادی‌های نوع N و P در مشخصه I-V :

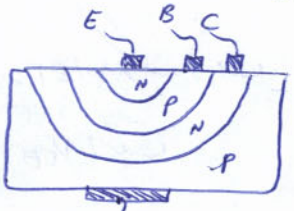


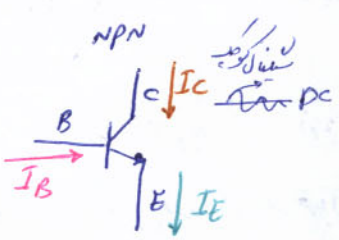



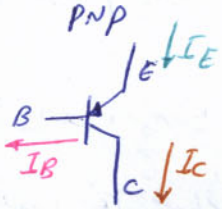

ولی این طور نمی‌شود.

• ترانزیستور BJT :




ترانزیستور درواقع چهار تا پایه دارد که دو تا به داخل به پایه امیتر وصل است ولی در مدارات مجتمع پایه‌ی Body را با پایه بیشترین ولتاژ مدار و یا پایه کمترین ولتاژ وصل می‌کنیم.




— نمادگذاری جریان‌های DC و سیگنال کوچک :

| | | | |
|---|---|---|---|
| DC : | $I_C$ | $I_B$ | $I_E$ |
| سیگنال کوچک : | $i_c$ | $i_b$ | $i_e$ |
| برآیند DC و سیگنال کوچک : | $i_C$ | $i_B$ | $i_E$ |

(بایاس بزرگ، بایاس کوچک)

توجه!! سیگنال باید برای سیگنال کوچک بودن نیازی نیست که حتماً ac باشد و یا لازم است
فرکانس باشد معیار تنها این است که سیگنال کوچک باشد.

$i_C = I_C + i_c$ ... (اثر اعمال سیگنال، اثر بایاس کردن)

توجه!! جریان‌های DC (بایاس) حتماً باید در جهت‌های مشخص شده در ترانزیستور باشند وگرنه ترانزیستور قطع است.

— اما جریان‌های سیگنال کوچک می‌توانند در جهت و یا در خلاف جهت جریان‌های $I_D$ باشند.

* سیگنال بزرگ، سیگنالی است که نقطه‌ای کار را عوض می‌کند ولی سیگنال کوچک نقطه کار را عوض نمی‌کند بلکه روی آن سوار می‌شود.

جریان برآیند DC و سیگنال کوچک هم باید در محدوده ناحیه فعال باشد.

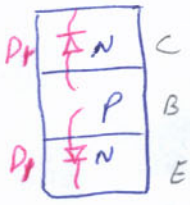
- نواحی عملکرد ترانزیستور:

| ورودی ها | خروجی ها |
|---|---|
| همیشه B | E-C |

C هیچگاه نمی‌تواند ورودی و B هیچگاه نمی‌تواند خروجی باشد.

B ≈ ورودی

خروجی ≈ C همیشه خروجی



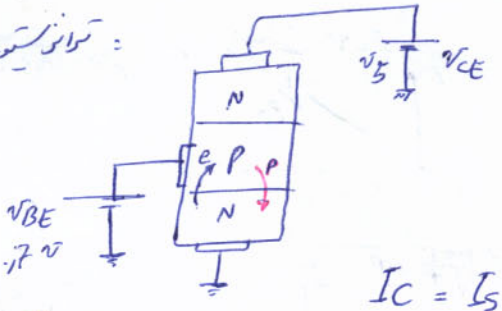

حالتهای کار ترانزیستور: قطع - فعال - اشباع - معکوس (چون دو تا دیود داره و هر دیود دو حالت)

در این حالت با وصل نباشد Ic هم صفر است و مدار کار خاصی ندارد.

- ترانزیستور
  - خاموش: اگر یکی از پایه‌های E یا B وصل نباشد (یک پایه باز باشد) — $D_1$ و $D_2$: off و $V_{BE} < V_{BE(ON)}$
  - روشن
    - فعال: $V_{BE} > V_{BE(ON)}$ — $D_1$: ON ، $D_2$: off — $V_{CE} > V_{CE(sat)}$ (۰.۲ - ۰.۱)
    - اشباع: $V_{BE} > V_{BE(ON)}$ — $D_1$: ON ، $D_2$: ON — $V_{CE} \leq V_{CE(sat)}$

$V_{BE} \uparrow \rightsquigarrow I_C \uparrow$

ترانزیستور در ناحیه فعال:




هرچه $V_{BE}$ را بیشتر کنیم، P ضعیف‌تر می‌شود یعنی جریان بیشتری عبور می‌کند. (رسانا‌تر می‌شود)

مشخصه‌ی تقویت‌کنندگی ترانزیستور: $I_C$ با مقدار خیلی کمی $V_{BE}$ دارد یا افزایش می‌یابد، $I_C$ بسیار افزایش می‌یابد.

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

رابطه‌ی ناحیه‌ی فعال:

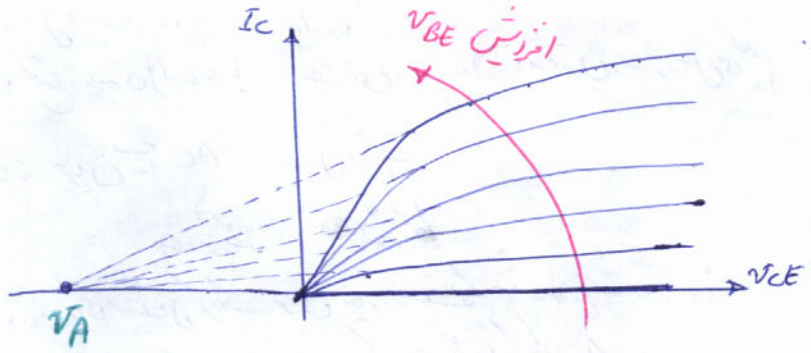
$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}\left(1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

به وسیله‌ی $V_A$ (ولتاژ اارلی) می‌توانیم میزان وابستگی $I_C$ را به $V_{CE}$ تغییر دهیم.

در ترانزیستورهای BJT، $V_A$ بزرگ است در حد چند صد ولت ولی در FETها کوچک است.

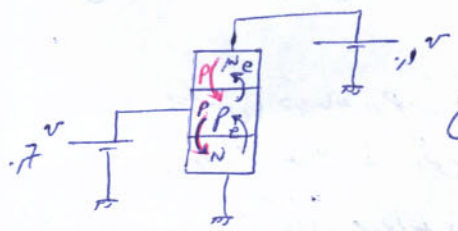
$V_A$: تعیین کننده‌ی تغییر جریان کلکتور در مقابل تغییرات ولتاژ $V_{CE}$ است.

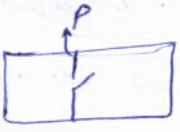
به ذات ترانزیستور و ساخت آن بستگی دارد.




- عملکرد ترانزیستور در ناحیه‌ی اشباع:

مثل اینکه در سلف دارید یعنی P بسیار ضعیف می‌شود و دیگر هیچ کنترلی روی نرخ حرکت الکترون و حفره ندارم.



دقت‌های مداری $I_E = I_B + I_C$

فعال $\leftarrow \begin{cases} I_C = \beta I_B \\ I_E = (\beta+1) I_B \end{cases}$

$I_C = \frac{\beta}{\beta+1} I_E$

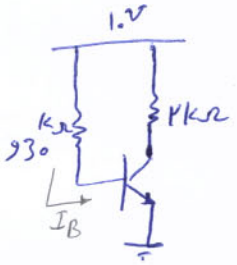
$\frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$

نقطه‌ی کار: $I_C$ و $V_{CE}$

روش‌های حل مسایل DC:

ابتدا ترانزیستور را در ناحیه‌ی فعال فرض می‌کنیم سپس $V_{CE}$ را (با استفاده از روابط فعال) می‌یابیم اگر شرط فعال برقرار بود مقادیر اولیه درست است و اگر نه باید با توجه به شرایط اشباع مقادیر اولیه را دوباره بیابیم.

(مثال ۱)




$\begin{cases} \beta = 100 \\ V_{BE(ON)} = 0.7\ V \\ V_{CE(sat)} = 0.2\ V \\ I_C = ? \quad V_{CE} = ? \end{cases}$

KVL در مسیر ورودی

$I_B = \frac{10 - 0.7}{930\ k} = 0.01\ mA$

$I_C = \beta I_B = 100 \times 0.01 = 1\ mA$

فرض فعال بودن ✓

$V_{CE} = 10 - 2k \times 1mA = 8\ V > V_{CE(sat)}$

KVL در خروجی

$\leftarrow$ مقادیر $I_C$ و $V_{CE}$ صحیح بدست آمده است.

$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \longrightarrow V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$

یعنی ولتاژ $V_{BE}$ به جریان $I_C$ وابسته است و ثابت نیست.

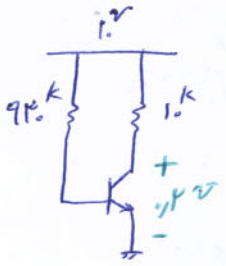
اگر ثابت بگیریم:

$I_C = \frac{10 - V_{BE}}{930\ k\Omega} \times 100$

در این صورت باید یک مقدار اولیه‌ی دلخواه برای $V_{BE}$ در نظر بگیریم و به وسیله‌ی آن $I_C$ را بیابیم و با روش تکرار ادامه دهیم و بیابیم، اگر $V_{BE} = 0.7$ بگیریم در همان دفعه‌ی اول جواب‌ها همگرا می‌شود ولی راه حل دقیق‌تر بدست آوردن همین است.

چرا $V_{BE} = 0.7$ می‌گیریم؟ برای اینکه جواب‌ها در همان دفعه‌ی اول تکرار همگرا می‌شود.

(مثال ۲)




با فرض فعال بودن و روابط ناحیه‌ی فعال

$I_B = \frac{10 - 0.7}{930\ K} = 0.01\ mA$

$I_C = 100 \times 0.01 = 1\ mA$

$V_{CE} = 10 - 10\ k \times 1\ m = 0 < 0.2\ V$ ← فرض ناحیه‌ی فعال بودن صحیح نیست → ناحیه‌ی اشباع است

$V_{CE} = V_{CE(sat)} = 0.2$

$I_C = \frac{10 - 0.2}{10\ k} = 0.98\ mA$ (جریان صحیح)

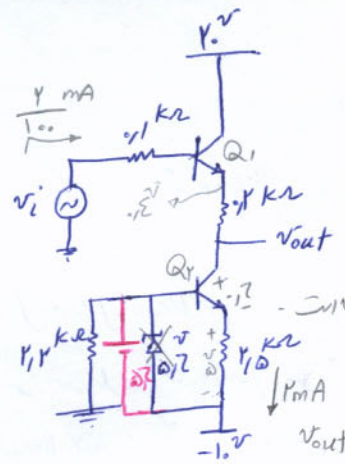
$I_E = I_B + I_C = 0.99\ mA$

چرا $I_C$ در حالت اشباع خیلی با $I_C$ قبلی فرق نمود ← همان $I_B$ قبلی است زیرا مستقل است.

زیرا هنوز ترانزیستور خیلی وارد ناحیه‌ی اشباع نشده هنوز $V_{CE}$ نزدیک ۰.۲ است.

خیلی از ناحیه‌ی فعال هنوز دور نشدیم.

مثال ۳)




$V_{BE(ON)} = 0.7\ V$

$\beta = 100$

- مقدار $v_i$ چه قدر باشد تا $v_{out}$ صفر باشد؟

حل: تحلیل دیود زنر: $\begin{cases} v_A = -10 \\ v_K = 0 \end{cases} \leftarrow v_{AK} > V_Z \leftarrow$ ناحیه‌ی شکست $\rightarrow v_{AK} = V_Z$ , $r_Z = 0$

سپس به جای دیود زنر یک منبع ولتاژ $7.5\ V$ قرار می‌دهیم.

چرا ترانزیستور $Q_2$ را فعال گرفتیم: زیرا $v_{out} = 0$ , $V_E = -5\ V$ است $\rightarrow v_{CE} > 0.2$

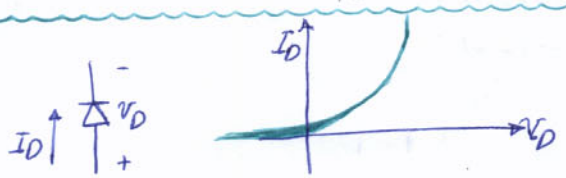
$$I_C = I_E \frac{\beta}{\beta+1} \longrightarrow I_C \simeq I_E$$

$v_{out} = 0 \rightarrow V_{E1} = 0.2 \times 2 = 0.4\ V \longrightarrow v_{CE} = 19.7\ V \longrightarrow Q_1$ ناحیه فعال است

$$\rightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2}{100}\ mA$$

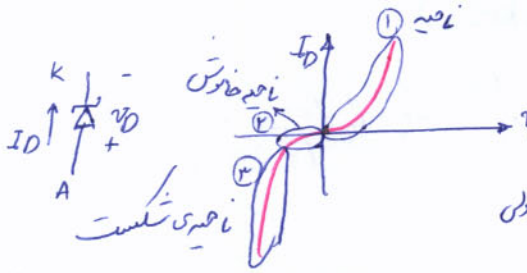
$$v_i - 0.1K \times \frac{2}{100}mA - 0.7 - 0.2K \times 2m = 0 \longrightarrow v_i \simeq 1\ V$$

یادآوری دیود:




دیود زنر در بایاس مستقیم مانند دیود معمولی است.

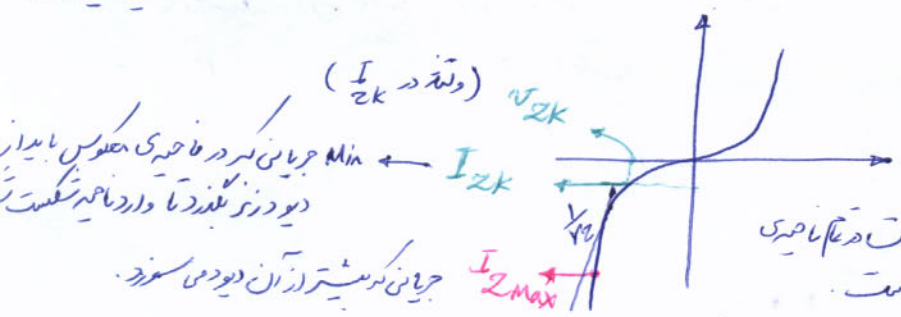
آنالوگ ناحیه‌ی بایاس معکوس رفتار متفاوتی دارد.



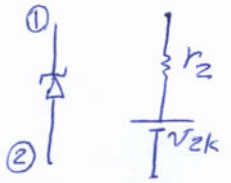

در بایاس معکوس دیود معمولی تنها دارای یک ناحیه است ولی

دیود زنر دارای دو ناحیه است.

هرگاه $v_K > v_A$ ← دیود در بایاس معکوس است. ← با توجه به ولتاژ شکست می‌توانیم تعیین کنیم که دیود زنر در کدام ناحیه قرار دارد.




اگر شیب خط $\infty$ باشد در این صورت در حالت ایده‌آل $r_Z = 0$ شکست $V_{ZK}$ در نظر می‌گیریم که ثابت است.

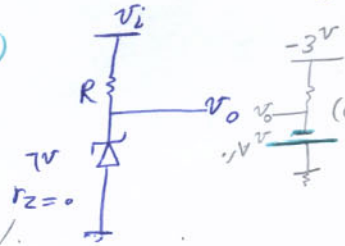



شیب خط $= \frac{1}{r_Z}$ ← مدل دیود زنر در ناحیه‌ی شکست:

اگر ولتاژی که دو سر دیود زنر می‌افتد بیشتر از $V_{ZK}$ باشد ← ناحیه‌ی شکست

کمتر از $V_{ZK}$ باشد ← ناحیه خاموش

مثال)

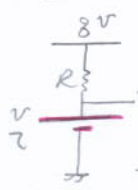



$v_K = -3\ V$ , $v_A = 0$ ← دیود ON (در ناحیه فعال)

!! به جهت منابع ولتاژ توجه شود!!

$v_K = 2$ , $v_A = 0$ ← بایاس معکوس , $V_{KA} < V_Z$ ← ناحیه خاموش ← $I_Z$ خیلی کم $\ll$ ← $v_{out} = v_i$

| $v_i$ | $v_o$ |
|---|---|
| ① ناحیه $-3\ V$ | $-0.7\ V$ |
| ① ناحیه $-1\ V$ | $-0.7\ V$ |
| ② ناحیه $0$ | $0\ V$ |
| ② ناحیه $2$ | $2\ V$ |
| ② ناحیه $4$ | $4\ V$ |
| ③ ناحیه $7$ | $7\ V$ |
| ③ ناحیه $8\ V$ | $7\ V$ |



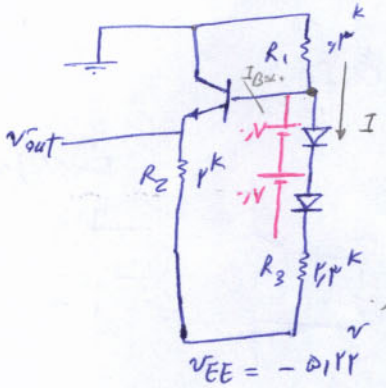

چون $r_Z = 0$ ← شیب $\infty$ است.

• مدل سازی دیود در ناحیه‌ی فعال:

مدل ۱

---

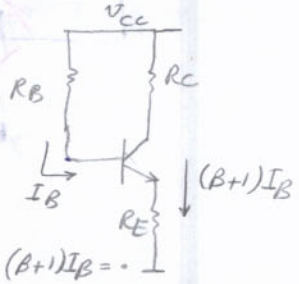
مثال)



$V_D = V_{BE(ON)} = 0.7\ V$

$\beta \gg 1 \longrightarrow V_O = ?$

یعنی $\beta$ خیلی بزرگ است. $\longrightarrow$ می‌توان از $I_B$ صرف نظر کرد.



$V_{CC} - R_B I_B - V_{BE} - R_E(\beta+1)I_B = 0$

$I_B = \dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{(\beta+1)R_E + R_B}$

دیودها روشن‌اند $\longrightarrow$ جایگزین با منبع ولتاژ می‌شوند.

$V_{EE} = -5/22\ V$

$I = \dfrac{0 - (-5/22) - 2 \times 0.7}{2/2\ k\Omega} = 1/479\ mA$

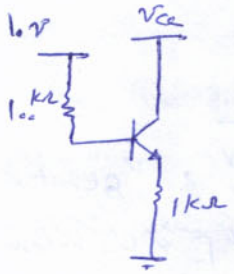
$V_B = 0 - 0.7 - 1/479 \times 2/2\ k = -4/33\ V$

$V_O = V_B - 0.7 = -4/33 - 0.7 = -5/03\ V$

---

می‌خواهیم به ازای $\beta$ های مختلف $I_C$ را بیابیم:

مثال)



$\beta = 50 \longrightarrow I_C = 2/079\ mA$

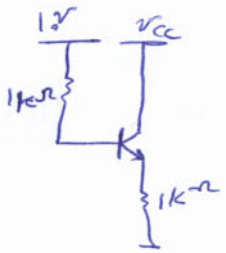
$\beta = 100 \longrightarrow I_C = 4/272\ mA$

$\beta = 150 \longrightarrow I_C = 5/055\ mA$

$\beta = 200 \longrightarrow I_C = 7/179\ mA$

در اینجا نمی‌توانیم از $I_B$ صرف نظر کنیم زیرا با تغییر $\beta$، $I_C$ خیلی تغییر می‌کند.

$I_B = \dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{(1+\beta)R_E + R_B} \longrightarrow I_C = \beta\left[\dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{(\beta+1)R_E + R_B}\right] = \beta\left[\dfrac{9/3}{1\,k \times (\beta+1) + 100\,k}\right]$



$\beta = 50 \longrightarrow I_C = 8/942\ mA$

$\beta = 100 \longrightarrow I_C = 9/117\ mA$

$\beta = 150 \longrightarrow I_C = 9/177\ mA$

$\beta = 200 \longrightarrow I_C = 9/202\ mA$

چون در این مسئله با تغییر $\beta$، $I_C$ خیلی تغییر نمی‌کند پس می‌توانیم $\beta = \infty$ فرض کنیم.

پس می‌توانیم از جریان $I_B$ صرف نظر کنیم.

$(\beta+1)R_E \gg R_B$

۱۰ برابر

$I_C = \beta\left[\dfrac{9/3}{1\,k \times (\beta+1) + 1\,k}\right] =$

در ناحیه فعال: $I_B$ صرف نظر کنیم $(1+\beta)R_E \gg R_B$ باشد می توانیم از $I_B$ صرف نظر کنیم.

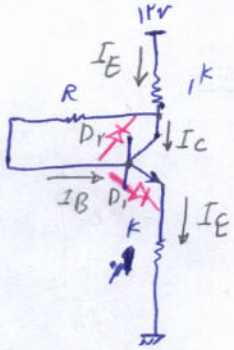
* نکته:

$I_B \approx 0$

اگر $R_E$ نداشتیم دیگر نمی توانستیم $I_B$ را صفر بگیریم و جریان بیس حتماً داریم با توجه به مقدار $\beta$ توجه شود $\beta I_B \ll$ می توانیم صرف نظر کنیم.

---

مثال)




اگر ترانزیستور در مرز اشباع باشد می توانیم از روابط ناحیه فعال استفاده کنیم.

$\beta = 100$

$R = ?$ ← ترانزیستور اشباع باشد

روابط فعال

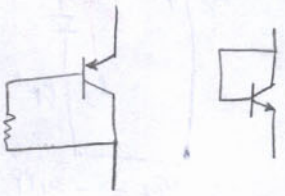
$12 - 1k \times I_E - R \times \frac{I_E}{101} - 0.7 - 0.1k \times I_E = 0$

$12 - 1k \times I_E - 0.2 - 0.1k \times I_E = 0$

$V_{CE(sat)}$

$R < 0$ ← ترانزیستور نمی تواند اشباع باشد.

↳ همیشه فعال است:

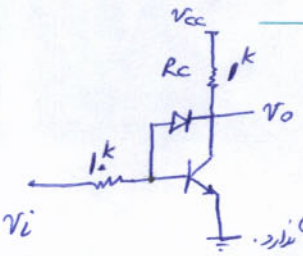


مثالهای دیگر که همیشه ترانزیستور در آنها فعال است:

$D_1$ همواره در جهت مستقیم قرار دارد ولی $D_2$ چون همیشه $V_A < V_k$ است پس همیشه خاموش است. (به دلیل وجود افت $R_B I_B$)

---

مثال)




$V_{cc} = 5V$ , $\beta = 100$ , $R_C = 1k$ , $R_B = 10k$

هرگاه ولتاژ ورودی به 5V برسد، $V_o$ را محاسبه کنید. دیود زنر ما نیم

دیود سیلیسی است ← تا فیز روشن شدن ندارد. $V_D < 0.7$

$V_D = 0.2V$

$V_{CE} = 0.2V$ , $V_{BE} = 0.7V$

ابتدا دیود را باز می کنیم و ولتاژ $V_A$ و $V_k$ را می یابیم:

$V_A = 0.7V$

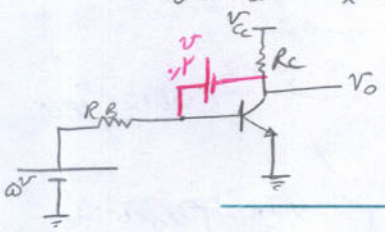
با فرض فعال بودن ترانزیستور:

$I_B = \frac{5 - 0.7}{10k} = 0.43\,mA$ , $I_C = 100 \times 0.43 = 43\,mA$

$V_i = 5V$ ,

$V_A > V_k$ ← دیود روشن است.

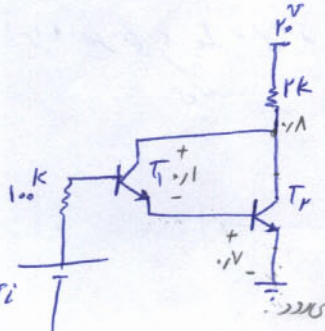
$V_o = 5 - 1k \times 43mA = -38V$




این دیود مانع از اشباع شدن ترانزیستور می شود. $V_o = 0.7 - 0.2 = 0.5V$

زیرا هرگاه خود هدر ترانزیستور اشباع شود دیود روشن می شود و $V_{CE}$ را افزایش می دهد.

---




$I_{CB_0} = 0$ , $I_C \approx I_E$ , $V_{BE} = 0.7V$ , $V_{BEsat} = 0.8$ , $V_{CE(sat)} = 0.1$

$V_i$ را آنقدر افزایش می دهیم تا یکی از ترانزیستورها به اشباع برود، کدام ترانزیستور سریع تر به اشباع می رود و $V_o$ را بیابیم.

فرض می کنیم $T_2$ اشباع باشد ← $V_{CE} = 0.1$ , $V_{BE} = 0.8$ ← $V_{CE_2} = -0.7V$

$T_1$ زودتر به اشباع می رود.

اگر $T_1$ اشباع شود ولتاژ $V_{CE_2}$، 0.8 ثابت می ماند ← $T_2$ هیچگاه اشباع نمی شود.

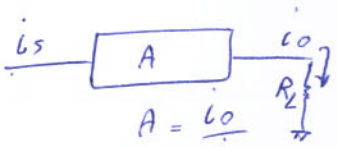
$V_o = 0.8V$

• اهمیت نوچ دار بیکلون در این است.

$V_{CE_1} + 0.7 = V_{CE_2}$

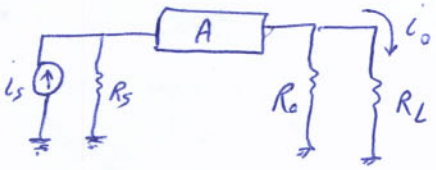
• تقویت کننده : چهار نوع تقویت کننده داریم : $\frac{v_o}{v_i}$ , $\frac{i_o}{i_i}$ , $\frac{i_o}{v_i}$ , $\frac{v_o}{i_i}$

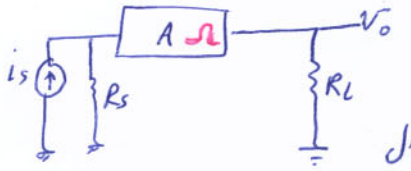
تقویت کننده جریان :




$A = \frac{i_o}{i_s}$

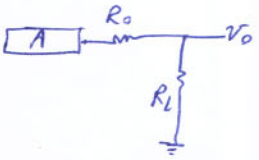
حالت ایده آل : $\begin{cases} R_i \to 0 \\ R_o \to \infty \end{cases}$

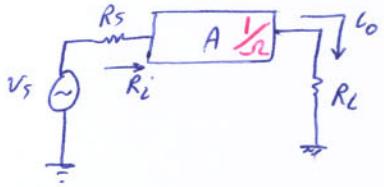



$A = \frac{v_o}{i_s}$ ( مقاومتی )

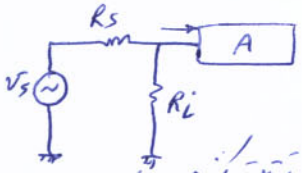
ایده آل $\begin{cases} R_i \to 0 \\ R_o \to 0 \end{cases}$



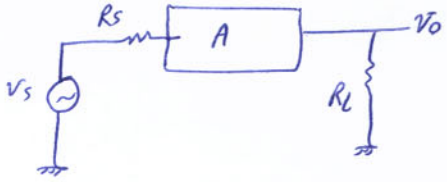




$A = \frac{i_o}{v_s}$ ( امپدانسی )

$\begin{cases} R_i \to \infty \\ R_o \to \infty \end{cases}$

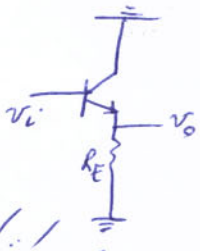



هرچه $R_i$ بزرگتر باشد جریان بیشتری دارد تقویت کننده می شود.

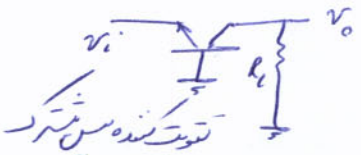



$A = \frac{v_o}{v_s}$

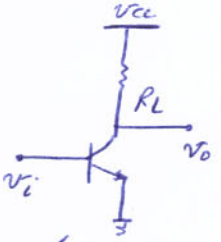
$\begin{cases} R_i \to \infty \\ R_o \to 0 \end{cases}$




تقویت کننده کلکتور مشترک




تقویت کننده سل مشترک



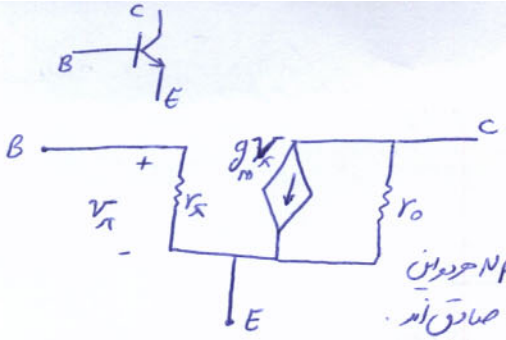

تقویت کننده امیتر مشترک

در تحلیل سگنال کوچک مقاومت ورودی و خروجی دارای اهمیت زیادی برای ما هستند.
ابتدا نیاز داریم که یک مدل سگنال کوچک برای ترانزیستور تعریف کنیم.

## ★ مدل سیگنال کوچک ترانزیستور دوقطبی:

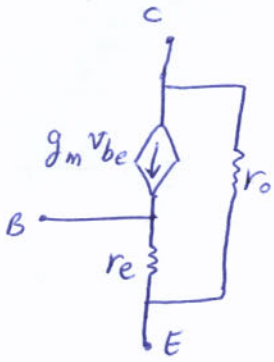
در تحلیل ac یا سیگنال کوچک جهت جریان تغییری نمی‌کند و محدودیتی برای آن نداریم.

### ۱) مدل π




در NPN و PNP هردوبین مدل ها صادق اند. (فرقی ندارند)

### ۲) مدل T




رابطه کلی جریان $I_C$:

$$I_C = I_S\, e^{\frac{|V_{BE}|}{V_T}} \left(1 + \frac{|V_{CE}|}{V_A}\right)$$

در حالت DC و ac برقرار است.

★ $r_\pi$ و $r_e$ و $g_m$ در واقع وابستگی جریان $I_C$ به ولتاژ $V_{BE}$ را نشان می‌دهد:

$$g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{I_C}{V_T}$$

با فرض اینکه اثر $V_{CE}$ را در نظر نگیریم.

(برای مدل سازی تغییرات وابستگی $I_C$ به $V_{BE}$ در رابطه‌ی کلی جریان از $g_m$ و $r_\pi$ و $r_e$ در مدل استفاده کردیم.)

✓ $r_e = \frac{V_T}{I_C}$ یا $I_E$

(چون تقریباً ترانزیستور در حالت فعال است $I_C \simeq I_E$)

$$r_e = \frac{1}{g_m}$$

$$r_\pi = \frac{V_T}{I_B} = \beta r_e$$

اما هنوز وابستگی $I_C$ به $V_{CE}$ مدل نکرده‌ایم که این کار را به وسیله‌ی $r_o$ انجام می‌دهیم:

✓ $r_o = \frac{\partial V_{CE}}{\partial I_C} = \frac{V_A}{I_C}$

✓ در تحلیل ac منابع DC را صفر می‌کنیم. (یعنی اثر تغذیه‌های DC را از بین می‌بریم)
در واقع فقط می‌خواهیم اثر سیگنال کوچک را ببینیم.

### ۳) مدل‌های هیبرید h:

$$\begin{cases} h_{fe} \rightarrow \beta \\ h_{ie} \rightarrow r_\pi \\ h_{oe} \rightarrow \frac{1}{r_o} \end{cases}$$

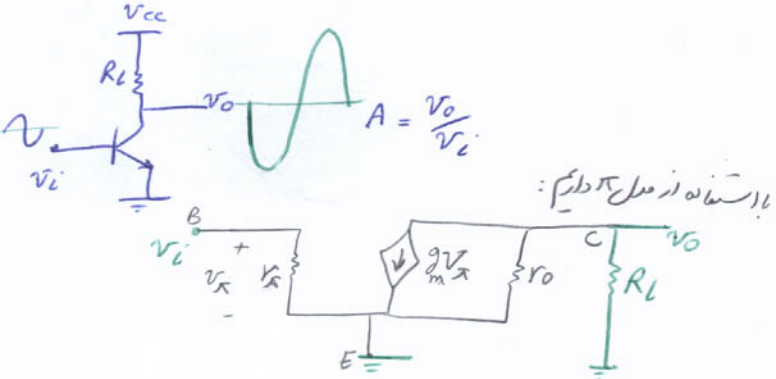
## ★ تحلیل سیگنال کوچک

- تحلیل کلاسیک
- تحلیل نظری

محاسبه‌ی گین

### ۱) تحلیل کلاسیک:

مدل تقویت کننده امیتر مشترک به وسیله‌ی تحلیل کلاسیک:




با استفاده از مدل π داریم:




$$v_\pi = v_i$$

$$v_o = (R_L \parallel r_o)(-g_m v_\pi) \Rightarrow A = \frac{v_o}{v_i}$$

توجه!!

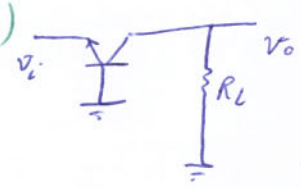
$$A = -g_m (R_L \parallel r_o)$$

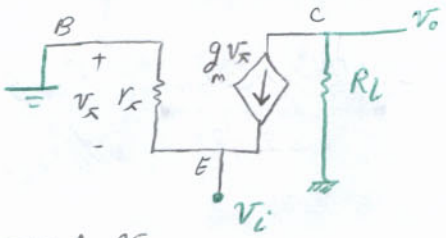
در تحلیل نظری نیاز به حفظ روابط نداریم.

- تحلیل (محاسبه‌ی بهره) تقویت کننده بیس مشترک به وسیله تحلیل کلاسیک :

$r_o \to \infty$ , $A = ?$

مثال)




$$v_i = -v_\pi$$
$$v_o = -g_m v_\pi (R_L)$$
$$\longrightarrow A = \frac{v_o}{v_i} = g_m R_L$$

توجه!! بهره تقویت کننده امیتر مشترک بین منفی دارد یا به اصطلاح فاز سیگنال ورودی را معکوس می‌کند.

کلکتور مشترک تقویت کننده بیس مشترک و کلکتور مشترک مثبت است.

---

خلاصه‌ای از تحلیل کلاسیک :

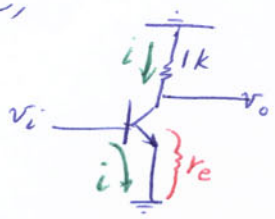
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_y} \times \frac{v_y}{v_x} \times \frac{v_x}{v_i} = A_3 \times A_2 \times A_1$$

---

## ۲) تحلیل نظری :

تحلیل تقویت کننده امیتر مشترک با استفاده از تحلیل نظری :

مدار را در حالت سیگنال کوچک (بدون بایاس) رسم می‌نماییم.




$V_T = 25\ mV$

فرض $\begin{cases} I_C = 1\ mA \\ V_A \to \infty \\ \beta = 100 \end{cases}$

* نکاتی مهم در تحلیل نظری

۱) تمام روابطی که در حالت فعال برای ترانزیستور داشتیم در این حالت داریم.

۲) در این تحلیل از مدل خاصی استفاده نمی‌کنیم ولی شبیه تحلیل T است.

توجه!! هرچه قدر $I_C$ بیشتر باشد قدرت تقویت کنندگی ترانزیستور بیشتر و $r_e$ آن کمتر می‌باشد.

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} = \frac{25\ mV}{1\ mA} = 25\ \Omega$$

$$I_C = \frac{\beta}{\beta+1} I_E \longrightarrow I_C \approx I_E$$

از مقاومت $r_e$ جریان $i_e$ را می‌گذرد.

$$v_o = -1\ k\Omega \times i$$

$$v_{be} = r_\pi i_b = r_e i_e \longrightarrow v_i = 25\ \Omega \times i$$

$$v_{be} = r_e i_e$$

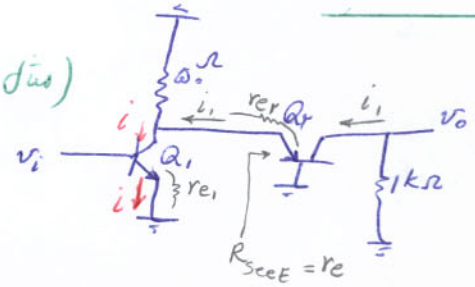
$$\longrightarrow A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-1000\, i}{25\, i} = -40$$

- در اینجا متغیرمان را جریان امیتر می‌گیریم.

* جریانی را به عنوان پارامتر متغیر در نظر می‌گیریم به عنوان مرجع و $v_o$ و $v_i$ را بر حسب آن می‌یابیم.

---

مثال)




$V_A \to \infty$

$\begin{cases} I_{C_1} = 1\ mA \\ I_{C_2} = 1\ mA \\ \beta = 100 \\ V_T = 25\ mV \end{cases}$

$A = \frac{v_o}{v_i} = ?$

$r_{e_1} = r_{e_2} = 25\ \Omega$

در این مسئله جریان امیتر $Q_1$ را به عنوان مرجع می‌گیریم.

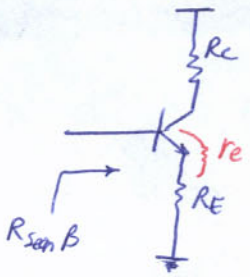
$$i_1 = \frac{50}{50+25} \times i = \frac{2}{3} i$$

$$v_o = -1\ k\Omega \times i_1 = -\frac{2}{3} i \times 1\ k\Omega$$

$$v_i = v_{be} = 25\ \Omega\, i$$

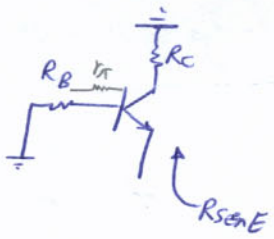
$$\longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = \frac{-80}{3}$$

★ مقاومت های دیده شده از پایه های مختلف ترانزیستور :

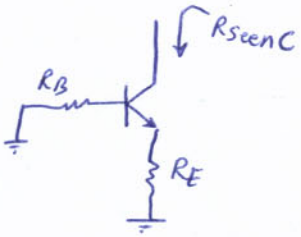



مقاومت دیده شده از بیس : $R_{Seen\,B} = (r_e + R_E) \times (1+\beta)$

چون از هردو جریان $i_e$ می گذرد.



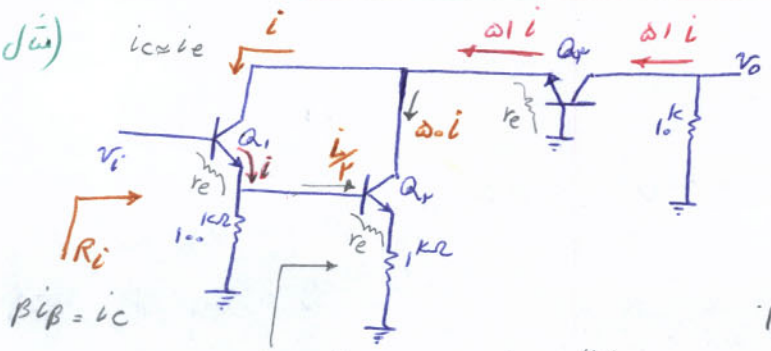

مقاومت دیده شده از امیتر : $R_{SeenE} = \dfrac{R_B + r_\pi}{\beta+1} = \dfrac{R_B}{\beta+1} + r_e$




مقاومت دیده شده از کلکتور : $R_{SeenC} = r_o \left(1 + \dfrac{\beta R_E}{R_E + R_B + r_\pi}\right)$

---

مثال)




$$\begin{cases} r_{e1} = 25\,\Omega \\ r_{e2} = 12.5\,\Omega \\ r_{e3} = 2\,\Omega \\ \beta = 100 \end{cases} \quad , \quad A = ? \qquad R_i = ?$$

• اگر مقداری $\frac{1}{10}$ دیگری بود می توانیم از آن صرف نظر کنیم.

$$R = (1k + 12.5\,\Omega)(1+\beta) \simeq 100\,k\Omega$$

$$v_o = -50\,i \times 10\,k\Omega$$

$$v_i = 25\,\Omega\, i + 100\,k \times \frac{i}{2} \simeq 50\,k\Omega\, i$$

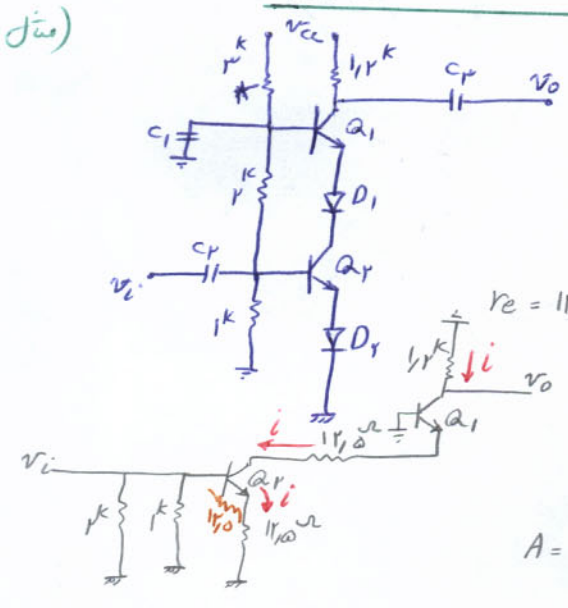
$$\Rightarrow A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-50\,k\, i}{50\,k\, i} \simeq -10$$

$$R_i = (50\,k + 25\,\Omega) \times (1+\beta) =$$

$100\,k \,||\, 100\,k$

---

مثال)




$$\begin{cases} I_C = I_D = 2\,mA \\ V_T = 25\,mV \\ \beta = 120 \\ n = 1 \\ A = ? \end{cases} \qquad V_A \to \infty$$

مدل دیود در حالت سیگنال کوچک : $r_d = \dfrac{V_T}{I_D}$

$r_e = 12.5\,\Omega$ $\qquad$ $r_d = 12.5\,\Omega$

خازن ها در حالت ac اتصال کوتاه و در حالت dc مدار باز شد.

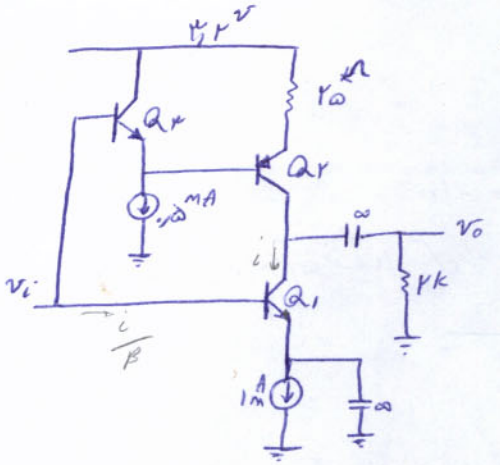
★ مرجع : جریان امیتر $Q_2$ است $= i$

$$v_o = -1200\,\Omega\, i$$

$$v_i = (12.5\,\Omega + 12.5\,\Omega)\, i$$

$$A = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-1200\, i}{25\, i} = -48$$

ابتدا تحلیل DC :




$V_A \to \infty$

$\beta = 100$

$V_T = 25^m$

$A_V = ?$

$I_{C1} = 1mA = I_{C2}$

$I_{C3} = 0.49 \approx 0.5\ mA$

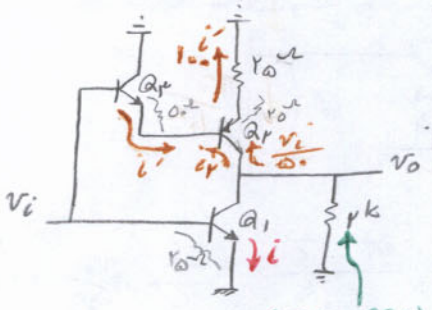
توجه!! چون گیت را خود سته یعنی حتما ترانزیستور در حالت فعال است

پس می‌توانیم از رابطه $I_C = \beta I_B$ استفاده کنیم و ...

$r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$ ، $r_{e3} = 50\Omega$

چون خازن‌ها را حذف کرده‌ایم پس مدار سیگنال کوچک ac است.

مدار در حالت ac :




$i = \frac{v_i}{25\Omega}$

$v_i = 50\Omega\, i' + 25\Omega \times 100 i' + 25 \times 100\, i' \simeq 5000\Omega\, i'$

$i' = \frac{v_i}{5000\Omega}$

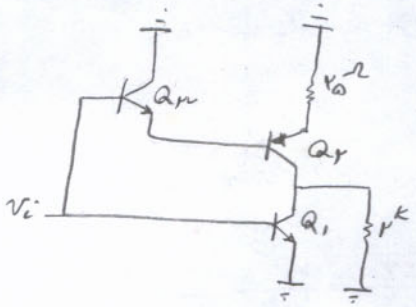
$i_2 = 100 i' = \frac{v_i}{50}$

$v_o = -2k\Omega \left( \frac{v_i}{50} + \frac{v_i}{25} \right) = -120\, v_i \longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -120$

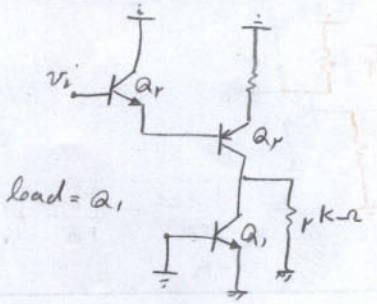
در واقع چون ما دو تا مسیر تقویت کنندگی داریم باید اثر هر دو را لحاظ کنیم. این مسئله را با استفاده از تقسیم جمع آثار هم می‌توانیم حل کنیم :

چون ما سیگنال کوچک را حول نقطه کار در نظر گرفتیم → در مدارات خطی کاربرد دارد

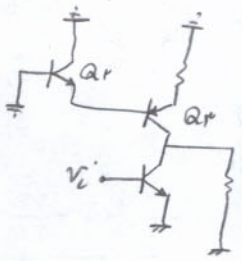
دیدیم می‌توانیم خطی فرض کنیم




≡




+




---

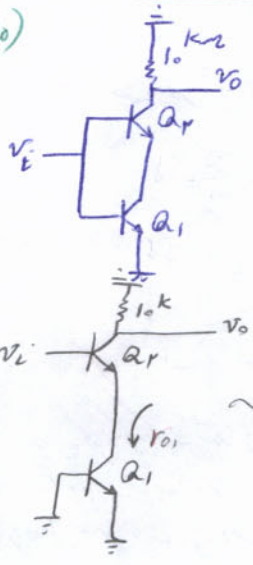
* در همه‌ی مدارهای ما ترانزیستور سورس (منبع) داریم و یک سری ترانزیستور بار (load) جریان را حمل می‌کنند. سیگنال به آن تحمیل می‌شود.

توجه!!

* به جای ترانزیستورهای load در همه‌ی مداری می‌توانیم مقاومت معادل آن را قرار دهیم.

* هر ترانزیستوری از خلقتور خودش می‌تواند load باشد.

مثال)




$r_{o1} = 10^k\Omega$

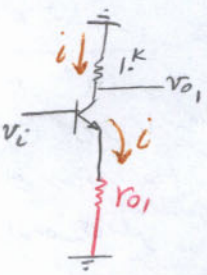
$r_{o2} = \infty$

$r_{e1} = r_{e2} = 100\Omega$

$A_V = ?$

حل مسئله از طریق جمع آثار :

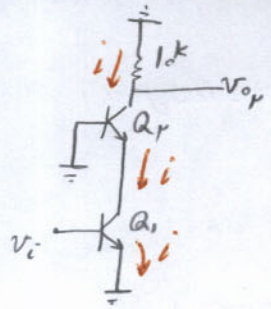
$R_{seenC} = r_o \left( 1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_B + r_\pi} \right)$




$v_{o1} = -10^k \times i$

$v_i = 10.1^k \times i$

$\longrightarrow A_{V1} = \frac{v_{o1}}{v_i} \simeq -1$




$v_{o_2} = -10\,k\Omega \times i$

$v_i = 100\,\Omega \times i = 0.1\,k\Omega\, i$

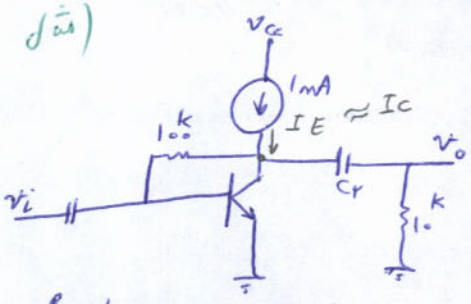
$v_{o_2} = -100\, v_i \longrightarrow A v_2 = -100$

$A_V = -101$

* ما فرض می‌کنیم که سیگنال به آن وارد می‌شود یعنی Source باشد نه load.

---

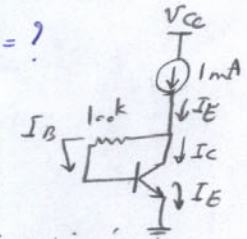
الف)




$\beta = 100$

$V_T = 25\,mV$

$A_V, R_i = ?$



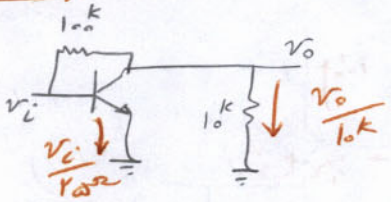

مدار معادل DC :

این مدار همیشه فعال است.

$r_e = 25\,\Omega$

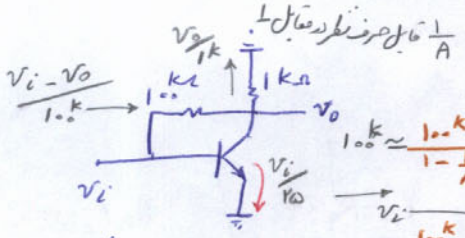
$-\frac{(v_o - v_i)}{100k}$

مدار در حالت ac




$\frac{v_o}{1k} + \frac{v_i}{25} = \frac{v_o - v_i}{100k} \longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -400$

---




$A_V = ?$

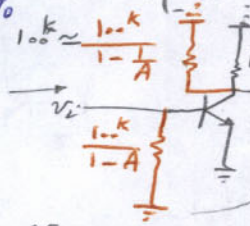
$r_e = 25\,\Omega$

$\beta = 100$

$\frac{v_i}{25} = -\frac{v_o}{1k} \longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -40$

با استفاده از قضیه میلر حل می‌کنیم :

آن فرض کنیم که این خیلی بزرگ باشد داریم :

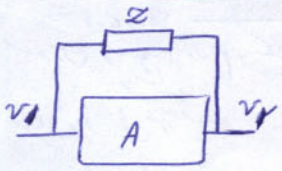



$\longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -\epsilon_0$ فرض کردیم این را بزرگ بگیریم

صحیح است. ✓

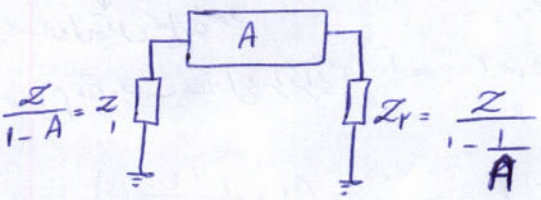
راه حل دیگر : در خروجی kcl : $\frac{v_i}{25} + \frac{v_o}{1k\Omega} = \frac{v_i - v_o}{100k} = \frac{v_i}{100k} - \frac{v_o}{100k}$

---

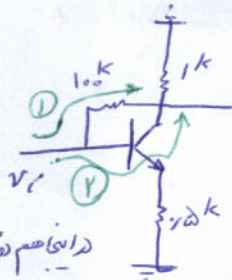



$A = \frac{v_2}{v_1}$

● قضیه میلر :




---



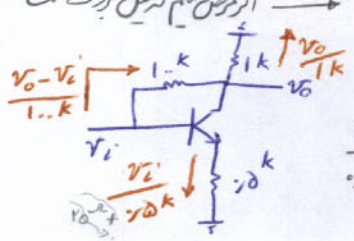

$r_e = 25\,\Omega$

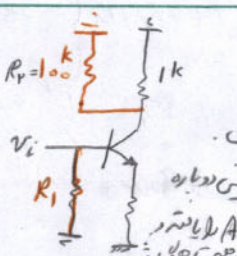
$\beta = 100$

$A_V = ?$

در اینجا هم دو میلر تقویتی داریم. (تقویتی - تضعیفی) ① ②

آن فرض کنیم که این بزرگ است. ⟵




$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-1\,k\Omega \parallel 100\,k\Omega}{25\,\Omega + 25\,k} = -2$ ✗

چون این کوچک شد (کمتر از 10) پس فرض اولیه غلط است.

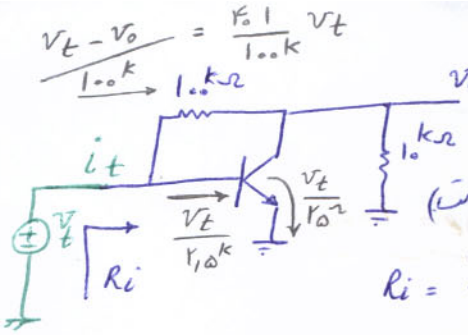
اگر می‌خواستیم باهمین روش ادامه دهیم باید از روش تکرار حل می‌کردیم یعنی دوباره (در رابطه میلر گذاشته A را یافته و دوباره قرار دهیم تا همگرا شود.

* راه حل بعد : بدون استفاده از قضیه‌ی میلر

در خروجی kcl

$\frac{v_i}{25k} + \frac{v_o}{1k\Omega} = \frac{v_i - v_o}{100k} \longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -2$

$R_i$ را در مدارزیر بیابید :



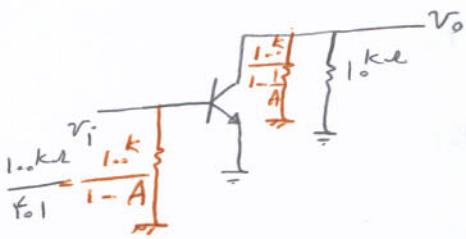

چون در مدار حلقه داریم برای بدست آوردن $R_i$ ناچاریم از $v_T$ و $i_T$ استفاده کنیم .
( Test و نا تست ) . [ loop در جایی که می خواهیم R را حساب کنیم و مراجع است ]
در هر حال Test و نا تست راه حل جداگانه است .

$$R_i = \frac{v_t}{i_t}$$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_t} = -100$$

$$i_t = \frac{v_t}{10.1k} + \frac{101}{100k} v_t \longrightarrow R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{1}{\frac{1}{10.1k} + \frac{1}{\frac{100k}{101}}} = 10.1k\Omega \parallel \frac{100k}{101}$$

— حل با استفاده از قضیه میلر :



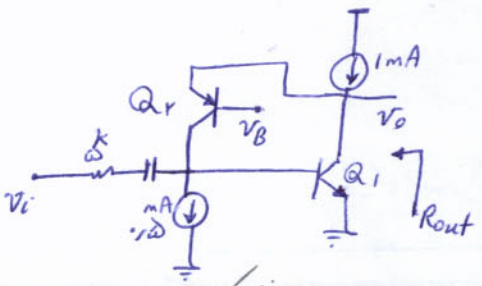

$$\frac{v_o}{v_i} = -\varepsilon 00$$

با فرض بزرگ بودن گین :

$$R_i = \underbrace{r_e(1+\beta)}_{r_x} \parallel \frac{100k}{\varepsilon 01}$$

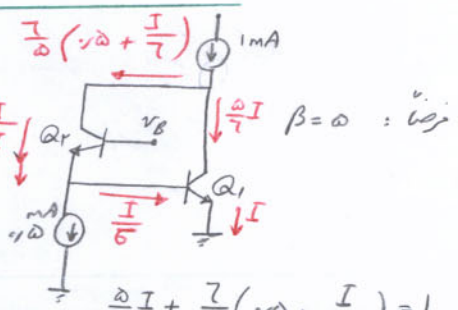
---

مثال) کنکور ۸۷




$\beta = 100$
$V_T = 25\ mV$

مدار معادل در حالت DC



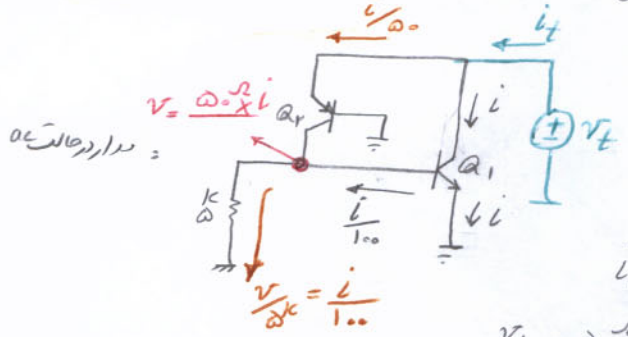

چون $\beta$ بزرگ است از $I_B$ صرف نظر می کنیم .

$$\frac{5}{6}I + \frac{2}{5}\left(0.5 + \frac{I}{2}\right) = 1$$

$$\frac{I(2.5 + 2)}{30} = 0.4 \longrightarrow I = \frac{12}{31}$$

$$\hookrightarrow I_{C1} = I_{C2} = 0.5\ mA \longrightarrow r_{C1} = r_{e2} = 50\Omega$$

برای یافتن $R_{out}$ تنها راه حل استفاده از $v_t$ و $i_t$ می باشد :
( میلر تنها برای مقاومت است . )




چون $v_t$ و $i_t$ را نوشته داده ایم پس بقیه منابع را صفر می کنیم حتی $v_i$ .

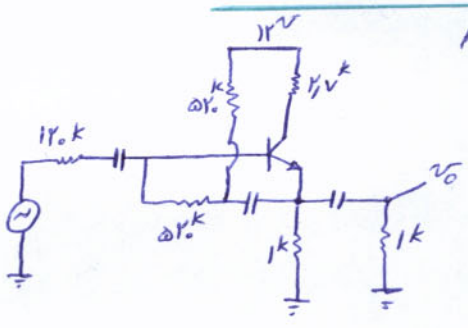
$$i_t = i + \frac{i}{50} \simeq i$$

$$v_t - 50\Omega \times \frac{i}{50\Omega} = 0 \longrightarrow v_t = 1\Omega \times i$$

$$R_{out} = \frac{v_t}{i_t} = 1\Omega$$

---

مثال)

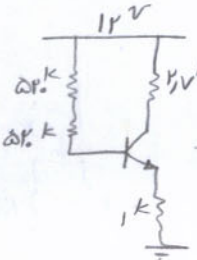



$A_S = \frac{v_o}{v_s} = ?$

$V_{BE(ON)} = 0.7\ V$
$\beta = 150$
$V_T = 26\ mV$
$V_A \longrightarrow \infty$

برآورد آوردن پارامترهای سیگنال کوچک باید $I_C$ را بیابیم .
ولی چون گین را خواسته پس حتماً ترانزیستور در حالت فعال است
پس نیازی به محاسبه ی $V_{CE}$ نداریم .

مدار در حالت DC :



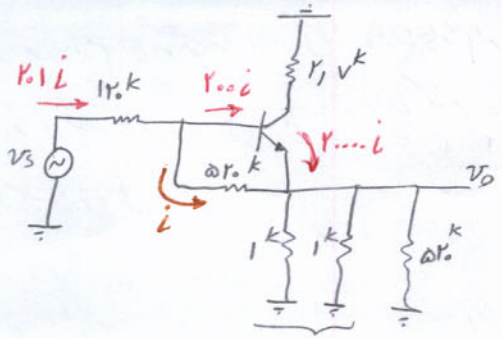

توجه!! چون $(1+\beta)R_E$ از $R_B$ خیلی بزرگتر نیست پس نمی توان از $I_B$ صرف نظر کرد .

$$12 - \left(10k + 50k\right) \times \frac{I_C}{100} - 0.7 - 1k \times I_C = 0$$

$$11.4 = 11.4\ k\ I_C \longrightarrow I_C = 1\ mA \longrightarrow r_e = 25\Omega$$

چون $V_A \to \infty$ پس $r_o$ هم نداریم. (یعنی $I_C$ رابطه‌ای با $V_{CE}$ ندارد.)

مدار در حالت ac :

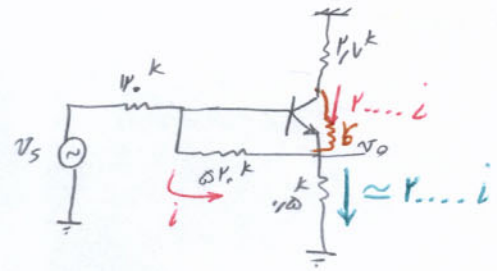



$1^k \parallel 520^k \simeq 1^k$ $\longrightarrow$ $1^k \parallel 1^k = 0.5^k\,\Omega$

از طرف دیگر داشتیم: $v_{be} = r_e i_e = 520^k \times i$

$i_e = \frac{520000}{26} = 20000\, i$

$i_B = \frac{i_e}{100} = 200\, i$




$v_o = 0.5^k \times 20000\, i = 10000^k\, i$

$v_s = 120^k \times 201\, i + 520^k \times i + 0.5^k \times 2000\, i$

$\frac{v_o}{v_s} = 0.29$

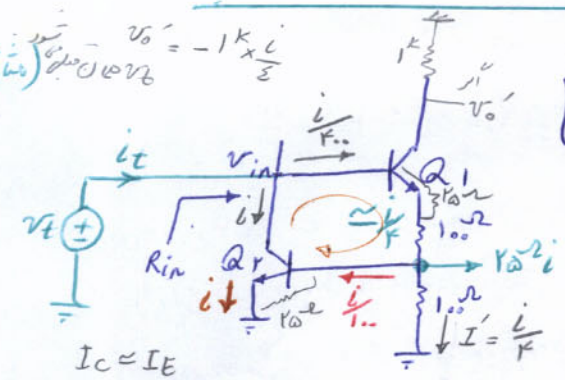
اگر در این سؤال $V_A \to \infty$ نبود $\longleftarrow$ اگر $2.7^k$ نباشد $\longleftarrow$ $r_o$ موازی $500^\Omega$ می‌شود.

$\longleftarrow$ اگر $2.7^k$ باشد $\longleftarrow$ باز تأثیر $r_o$ روی امپدانس کم است و روی مقاومت دیده شده تأثیر می‌گذارد. طبقه‌ی

هرچه قدر مقاومت $2.7^k$ بیشتر شود اثر $r_o$ کمتر است.

---

مثال: $v_o$ را بر حسب $v_t$ بیابید.




$v_o' = -1^k \times \frac{i}{4}$

$\begin{cases} \beta_1 = \beta_2 = 100 \\ I_{C1} = I_{C2} = 1\,mA \end{cases}$

چون loop نداریم در ورودی است پس برای محاسبه‌ی $R_{in}$ نیازی به $r_o$ ها نداریم.

توجه!! چون loop داریم برای محاسبه‌ی $R_{in}$ اشتباه است که $r_o$ موازی مقاومت دیده شده از بیس $Q_1$ است.

سپس ناچاریم حتماً برای محاسبه‌ی $R_{in}$ از $v_t$ و $i_t$ استفاده کنیم.

$v_{be_2} = r_e i_e = 25^\Omega\, i$

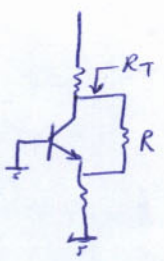
$I' = \frac{25^\Omega\, i}{100^\Omega} = \frac{i}{4}$ چون $\frac{1}{4}$ بسیار از $\frac{1}{100}$ بزرگتر است.

$\longrightarrow$ $i_t = i + \frac{i}{400} \simeq i$ $\longrightarrow$ $i_t \simeq i$

$v_t = \underbrace{v_{be_1}}_{25^\Omega \times \frac{i}{4}} + 100^\Omega \times \frac{i}{4} + 100^\Omega \times \frac{i}{4} = 56.25^\Omega\, i$ (چون ولتاژ بین امپدانس را بر حسب $i$ داریم از این جهت KVL می‌زنیم)

$\longrightarrow$ $R_i = \frac{v_t}{i_t} \simeq 56.25^\Omega$

بالاخره چون $v_t$ ورودی است دیگر ورودی KVL می‌زنیم.




$R_T = r_o \parallel R$

توجه!! سوئینگ مربوط به حالت ac است.

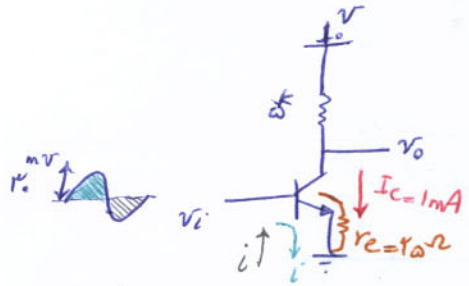
★ ماکزیمم سوئینگ :

ماکزیمم نوسان متقارن خروجی تا قبل از اینکه طبقه آخر خروجی به قطع یا اشباع برود چون در این صورت روابط سینوسال کوچک و خطی آن در ناحیه فعال برقرار نیست.

هرچه‌قدر نقطه کار را برای تر بگیریم تقویت کننده می تواند بیشتر سوئینگ داشته باشد. (مثل طوقی)

و فاصله‌ی قطع و اشباع ترانزیستور با میزان تغییرات $V_{CE}$ روی سوئینگ مؤثر است. (تغییرات $i_C$ و خود $V_{CE}$ آن مثل دیود است)

برآیند رابطه‌ی افزایش $I_C$ و افزایش سوئینگ :




$I_C$ زیاد می‌شود ← جهت رو به پایین ← $i$ : در سیکل مثبت $V_i$ ↓ $i = \frac{V_i - 0}{25\Omega}$

$I_C$ کم می‌شود ← جهت رو به بالا ← $i$ : در سیکل منفی $V_i$ ↑

فرض کنیم $V_i = -25\,mV$ باشد در این صورت : برآیند سیگنال ac و DC ترانزیستور صفر می‌شود :

جریان کل عبوری از ترانزیستور $= I_C + i = 0$ ← ترانزیستور قطع می‌شود. ← ترانزیستور در ورودی به عنوان X هر مقداری نمی‌توانیم

$V_i$ قرار دهیم

با افزایش $I_C$ می‌توانیم دامنه‌ی ولتاژ ورودی را بیشتر کنیم یعنی می‌توانیم $V_i$ با دامنه‌ی بیشتری به ورودی اعمال کنیم و دیرتر ترانزیستور به قطع می‌رود.

● توجه !! : $I_C$ بر روی قطع ترانزیستور و $V_{CE}$ بر روی اشباع آن تأثیر می‌گذارد.

اگر $V_i = 25\,mV$ ← $i = 1mA$

جریان کل $= I_C + i = 2mA$

$V_o = 10 - 5 \times 2mA = 0$ ← $V_{CE} = 0$ ← X یعنی ترانزیستور وارد ناحیه اشباع شده

★ مراحل حل مسئله‌ی سوئینگ : (محدودیت‌های مربوط به ترانزیستور خروجی)

۱) می‌رسیدی $I_C$ و $V_{CE}$

۲) می‌رسیدی رابطه‌ی : $\hat{V}_o = R_L I_C$ (دامنه) ← پیک تو پیک نیست. (مقاومتی که $V_o$ روی آن قرار دارد) ← مقاومت بار

۳) می‌رسیدی رابطه‌ی : $\hat{V}_o = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L$ (دامنه)

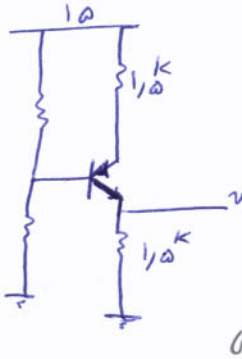
$R_{ac}$ ← طبیعی مقاومت‌های مسیر کلکتور - امیتر در حالت ac ← مجموع

۴) انتخاب کوچکترین مقدار بین مراحل ۲ و ۳ ← خارجی ← (مقاومت‌هایی واقعی نه مقاومت‌های دیده شده $r_e$، $r_d$، $r_\pi$، $r_o$ و ...)

---

مطلوبست حداکثر سوئینگ متقارن خروجی : دارایم : $\begin{cases} I_C = 3mA \\ V_{CE} = 7V \end{cases}$

(مثال)



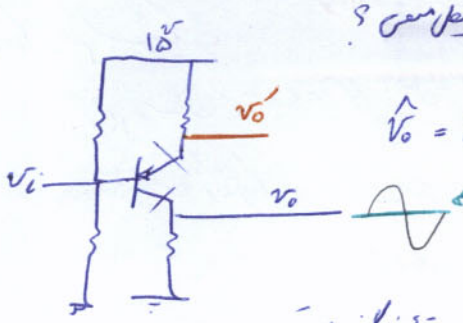

سوئینگ قطع شدن ← $R_L = 1{,}5^K$ ← $V_o = 1{,}5^K \times 3mA = 4{,}5V$

سوئینگ اشباع شدن ← $V_o = \frac{2 - 0}{1{,}5^K + 1{,}5^K} \times 1{,}5^K = 3V$

هرکدام از سوئینگ‌های قطع یا اشباع شدن تنها روی نیم سیکل ورودی اتفاق می‌افتد.

ماکزیمم سوئینگ متقارن خروجی $= 3V$

نحوه ی تشخیص اینکه کدام یک از این سوئینگ ها در سیکل مثبت اند و کدام سیکل منفی ؟




از روی رابطه ی شماره ی ۲ تشخیص می دهیم :

$\hat{v}_o = R_L I_C$

در این سوال مقدار DC ولتاژ خروجی مقداری مثبت است وقتی ترانزیستور قطع می شود $v_o = 0$ (چون $I_C$ خیلی کم است.) پس رابطه ی

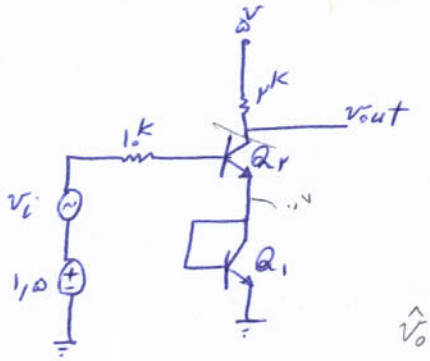
$\hat{v}_o = R_L I_C$ در سیکل منفی نقش دارد یعنی قطع شدن در سیکل منفی خروجی تأثیر گذار است.

در این صورت مقدار $v_o$ در حالت DC مقداری مثبت است اگر ترانزیستور قطع باشد $v_o = 15$ می شود یعنی زیاد شده

پس $\hat{v}_o = R_L I_C$ در سیکل مثبت خروجی تأثیر دارد یعنی قطع شدن محدودیت در سیکل مثبت خروجی ایجاد می کند

---

مثال)




$\beta = 100$ ، $v_{BE} = 0.7V$ ، $v_{CE\,sat} = 0.2$

$I_C = 1mA$

$v_{CE_2} = (5 - 2k \times 1mA) - 0.7V = 2.3\ V$

$v_{CE_1}$ را بدست آورید.

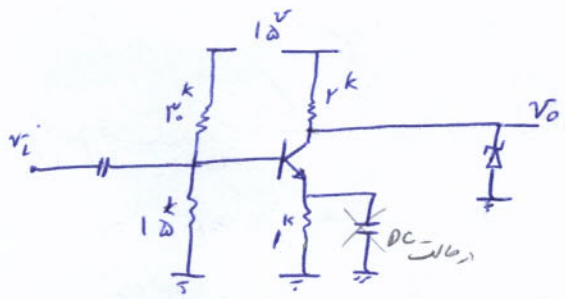
$\hat{v}_o = R_L \times I_C = 2k \times 1mA = 2\ V$ ← سیکل +

$\hat{v}_o = \frac{2.3 - 0.2}{R_{ac}} \times R_L = \frac{2.3 - 0.2}{2k\Omega} \times 2k\Omega = 2.1\ V$ ← سیکل −

- تأثیر $Q_1$ روی مدار بسته ی $v_{CE}$ است.

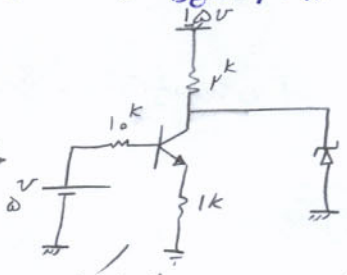
---

مثال)




$v_Z = 9V$ ، $v_{BE(ON)} = 0.7$ ، $\beta = 100$

مدار معادل تونن




(چون دقیقاً ۱۰ برابر است.) از $I_B$ صرف نظر می کنیم.

$(1+\beta)R_E > R_B$

$(1+\beta)R_E = 10R_B$ ←

$5 - 10^k \times \frac{I_C}{100} - 0.7 - 1^k \times I_C = 0$

$4.3^V = 1.1^k\, I_C$ ← $I_C = 4mA$

$v_A$ : صفر ولت ،

$v_k = 15 - 2^k \times 4^{mA} = 7^V$ ← $v_k - v_A < 9^V$ ← دیود در ناحیه ی خاموشی

Rail to Rail

$I_Z$ سیکم

$V_{CE} = V_{CC} - R_{DC} I_C = 15 - 3^k \times 4^m = 3^V$

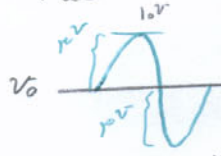
مجموع مقاومت های DC در C و E

$V_O = R_L \times I_C = 2^k \times 4 = 8^V$

$V_O = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L = \frac{3 - 0}{2k\Omega} \times 2^{k\Omega} = 3^V$ } محدودیت های مربوط به ترانزیستور است.

اگر مجموع ۳ را به عنوان کلمپ سوئینگ در نظر بگیریم.

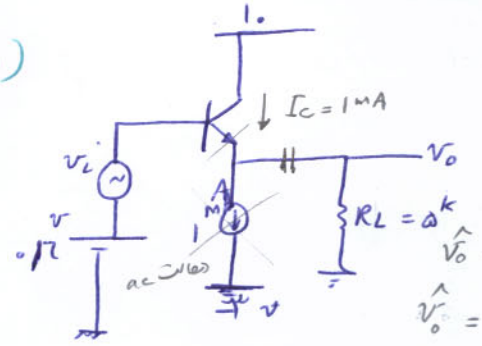
**توجه!!** زمانی که $v_o$ به ۹ ولت رسید دیود روشن می شود و ناحیه ی شکست می شود و $v_o$ به $9^V$ محدود می شود




$V^V$ مقدار DC خروجی ($\overline{V}$ ولت)

کلمپ سوئینگ خروجی = $2^V$

مثال)




$V_B = 0.7 \longrightarrow V_E = 0.7 - 0.7 = 0^V$

$\longrightarrow I_C = 1\,mA$

$V_{CE} = V_C - V_E = 10 - 0 = 10^V$

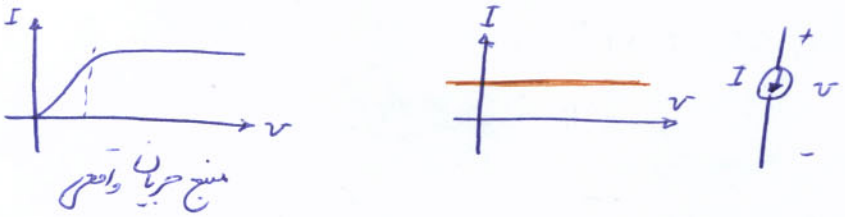
$\hat{V_o} = R_L I_C = 5^k \times 1^{mA} = 5^V$ سوئینگ ⊖

$\hat{V_o} = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L = \frac{10 - 0}{5^k} \times 5^k = 10^V$ ⊕

سوئینگ متقارن خروجی از نظر ترانزیستور $5^V$

۱۰ V سوئینگ ⊕ — صفر ولت DC — $R_L I_C$ ⊖

منبع جریان ایده آل :




---

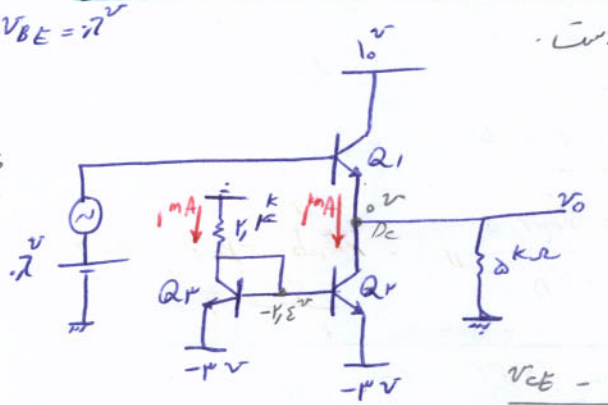
مثال)

$V_{BE} = 0.7^V$

از نظر DC :

$0.7 - 0.7 = V_o$

$0 = V_o$




این مدار آینه‌ی جریان است جریان $I_{C2}$ برابر جریان $2.4^k$ است.

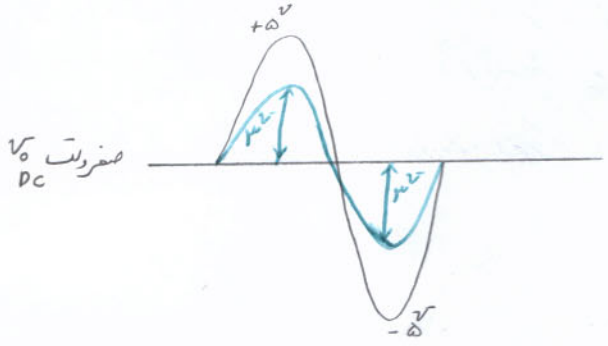
$I_{C2} = I_{C1} = 1\,mA$

$V_{CE_1} = 10^V$

$R_L I_C = 5^k \times 1\,mA = 5^V$ ✓

$\frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L = \frac{10 - 0}{5^k} \times 5^k = 10^V$

محدودیت سوئینگ از دید $Q_1$




از دید محدودیت $Q_2$ ، $V_{C2}$ تا ۳ ولت بیشتر نمی‌تواند

پایین بیاید چون $V_{CE_2}$ منفی می‌شود و کمتر از $V_{CE_2(sat)}$

اگر $V_{CE_2(sat)}$ را صفر در نظر بگیریم پس محدودیت $3^V$ از نظر $Q_2$ داریم.

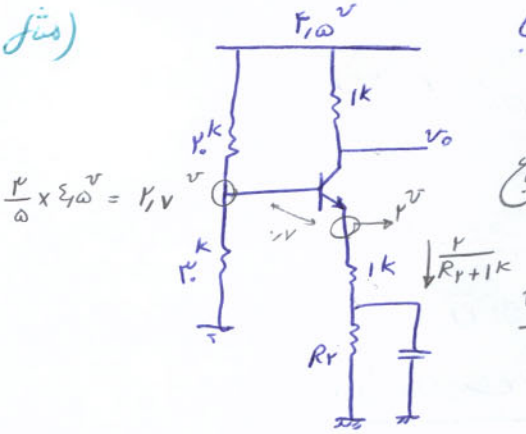
$Q_2$ اشباع می‌شود $\longrightarrow -5 - (-3) = -2$

$V_{C2} - V_{E2} = -2$ ✗

---

مثال)

در شکل مقابل مقدار $R_2$ را طوری تعیین کنید که دامنه‌ی سوئینگ منفی خروجی $1^V$ ماکزیمم شود :




$\frac{2}{5} \times 5^V = 2^V$

با توجه به $V_o$ حالت قطع مربوط به سوئینگ مثبت، حالت اشباع مربوط به سوئینگ منفی می‌باشد.

$\frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times \frac{R_L}{1^k\Omega} = 1^V \longrightarrow V_{CE} = 2.2^V$

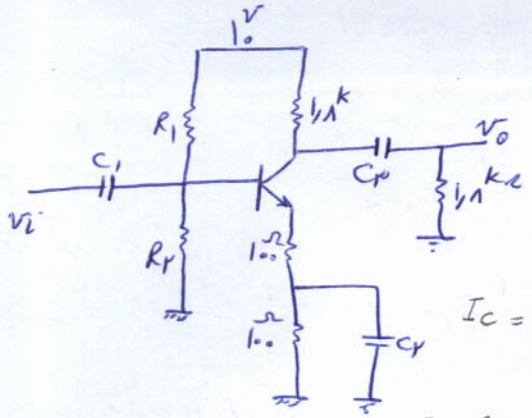
($R_{ac} = 2^k\Omega$ ، $V_{CE(sat)} = 0.2$)

$V_{CE} = V_{CC} - R_{DC} I_C = 5 - (2^k + R_2) \times \frac{2}{R_2 + 1^k} = 2.2^V$

$R_2 = ?$

صفحه ۲۲ سند ۲۸ تا آخر

مکان هم سوئینگ خروجی در بهترین نقطه‌ی کار مدار چه قدر است؟



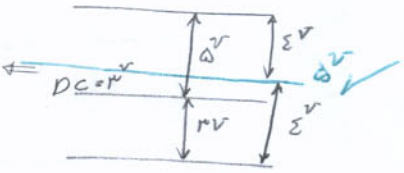

$V_{BE} = 0.7\,V$

$V_{CE(sat)} = 1\,V$

$I_C = \frac{15 - 1}{2\,k\Omega + 1\,k} = 3\,mA$

$V_o = R_L I_C = 0.9\,k \times 3\,m = 2.7\,V$

بهترین حالت وقتی است که مقدار خروجی که طول ضلع دیوارها ایجاد می‌کند با هم برابر باشد.




مدار در بهترین نقطه‌ی کار طراحی شده.

$R_L I_C = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} R_L$

نکته!! بهترین نقطه‌ی کار از نظر سوئینگ این است که سوئینگ مثبت و سوئینگ منفی با هم برابر باشند.

$R_L$ حذف می‌شود ⟵ $V_{CE} - V_{CE(sat)} = R_{ac} I_C$ ⟵ $V_{CC} - R_{DC} I_C - V_{CE(sat)} = R_{ac} I_C$

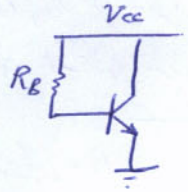
$\Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_{ac} + R_{DC}}$ ∎ : در انتخاب بهترین نقطه‌کار برای سوئینگ

---

$V_{BE}$ و $V_T$ و $I_S$ و $\beta$ به دما وابسته‌اند.

★ پایداری حرارتی:

دیود و ترانزیستور (عناصر نیمه‌هادی) المان‌های اکتیو هستند در نتیجه نسبت به دما تغییر بسیار زیادی دارند. پس در طراحی آنها نیاز به پایداری حرارتی داریم و یا جبران سازی حرارتی که به‌درستی یعنی اینکه نقطه‌کار ترانزیستور را نسبت به تغییر دما متعادل کنید یا تغییر کنید




$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$

$\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = -2\,\frac{mV}{C^\circ}$

$I_C = \beta\left[\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}\right]$

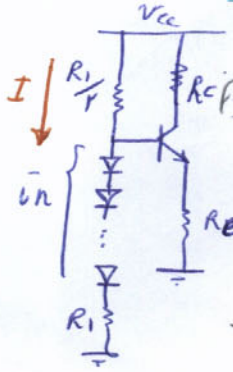
طبق رابطه‌ی فوق اگر $T \uparrow$ (دما بیشتر) ⟵ $V_{BE} \downarrow$ ⟵ $I_C \uparrow$ ⟵ $T \uparrow$

سپس با تغییر دما نقطه‌ی کار تغییر می‌کند.

یک راه حل این مشکل افزایش $V_{CC}$ است ولی این کار مناسب نیست زیرا با افزایش تکنولوژی $V_{CC}$ کاهش می‌یابد.

راه حل دیگر استفاده از دیود است تا اثر $V_{BE}$ را از بین ببرد.

---




n را باید تا نقطه‌ی کار مستقل از دما باشد. یا فرض $\beta$ بزرگ باشد.

$\beta \to \infty$ با تغییر دما باز هم $\beta \to \infty$ می‌شود پس تغییرات دمایی $\beta$ اهمیت ندارد. $V_T$ و $I_S$ هم در رابطه‌ی مدار ما نیستند.

★ باید رابطه‌ی جریان $I_C$ را نسبت به پارامترهایی که به دما وابسته‌اند، به صورت تابعی پارامتری بنویسیم.

$\beta \to \infty \Rightarrow I_\beta$ صرف نظر

$I = \frac{V_{CC} - nV_D}{R_1/2 + R_1} = \frac{2}{3} \times \frac{V_{CC} - nV_D}{R_1}$

$$V_B = V_{CC} - \frac{R_1}{2} \times I = V_{CC} - \frac{R_1}{2} \times \frac{2}{3} \times \frac{V_{CC} - nV_D}{\frac{R_1}{2} + R_1}$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = \frac{2}{3} V_{CC} + \frac{nV_D}{3} - V_{BE}$$

$$I_C = \frac{V_E}{R_E} = \frac{\frac{2}{3}V_{CC} + \frac{nV_D}{3} - V_{BE}}{Re}$$

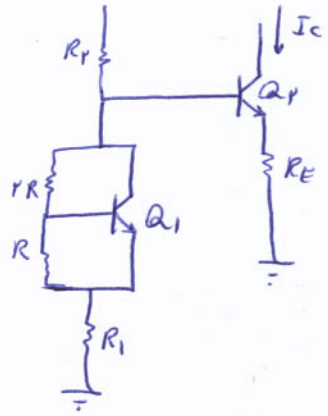
اگر $V_{BE} \simeq V_D$ باشد داریم

$$\frac{\partial I_C}{\partial T} = 0 \longrightarrow \frac{\frac{n}{3}\frac{\partial V_D}{\partial T} - \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}}{R_E} = 0 \longrightarrow \frac{n}{3}\frac{\partial V_D}{\partial T} - \frac{\partial V_D}{\partial T} = 0 \longrightarrow \left(\frac{n}{3} - 1\right)\frac{\partial V_D}{\partial T} = 0$$

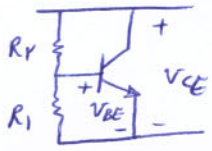
$n \simeq 3$

---

مثال)




● مدار ضرب کننده‌ی $V_{BE}$ :



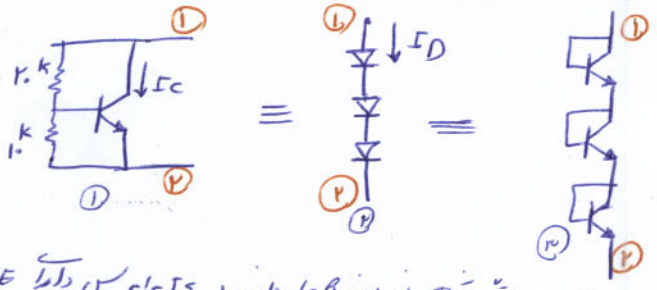

$$V_{BE} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CE}$$

یعنی ولتاژ $V_{CE}$ یک ضریبی از ولتاژ $V_{BE}$ است. (از لحاظ DC)

$$V_{CE} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) V_{BE} = \underbrace{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}_{\text{تعداد دیود}} V_{BE}$$

هر $V_{BE}$ معادل یک دیود است :

اگر $\begin{cases} R_2 = 20\,k\Omega \\ R_1 = 10\,k\Omega \end{cases} \longrightarrow V_{CE} = 4V_{BE} \longrightarrow$




$$V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$$

③ معلوم نیست که ترانزیستورها حتماً شبیه هم اند یعنی هم برابر باشند یا $I_S$ برابر پس داریم $V_{BE}$ متفاوت اند :

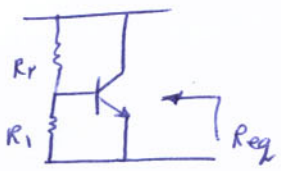
③ معلوم نیست که ترانزیستورها حتماً شبیه هم اند یعنی هم برابر باشند یا $I_S$ برابر پس داریم $V_{BE}$ متفاوت اند :

در این مدار وابستگی حرارتی نسبت به مدار ① بهتر است. $\frac{1}{3} > 1$

از لحاظ ac چون دیودها معادل مقاومت هستند پس مدار به صورت متفاوتی در می آید.

$r_d$

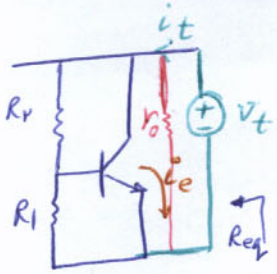
✓ بررسی از لحاظ ac :




$$r_d = \frac{V_T}{I_D} \qquad I_D \simeq I_C \longrightarrow r_d = r_e$$

$$R_{eq} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) r_e$$

- ادامه تحلیل ضریب کننده‌ی $v_{BE}$ :




$\beta \gg 1$

با صرف نظر کردن از $I_B$ :

$$v_{be} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_t$$

$$i_e = \frac{v_{be}}{r_e} = \frac{1}{r_e} \times \frac{R_1 v_t}{R_1 + R_2}$$

$$i_t \approx i_e = \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \times \frac{1}{r_e} \times v_t \longrightarrow \frac{v_t}{i_t} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) r_e$$

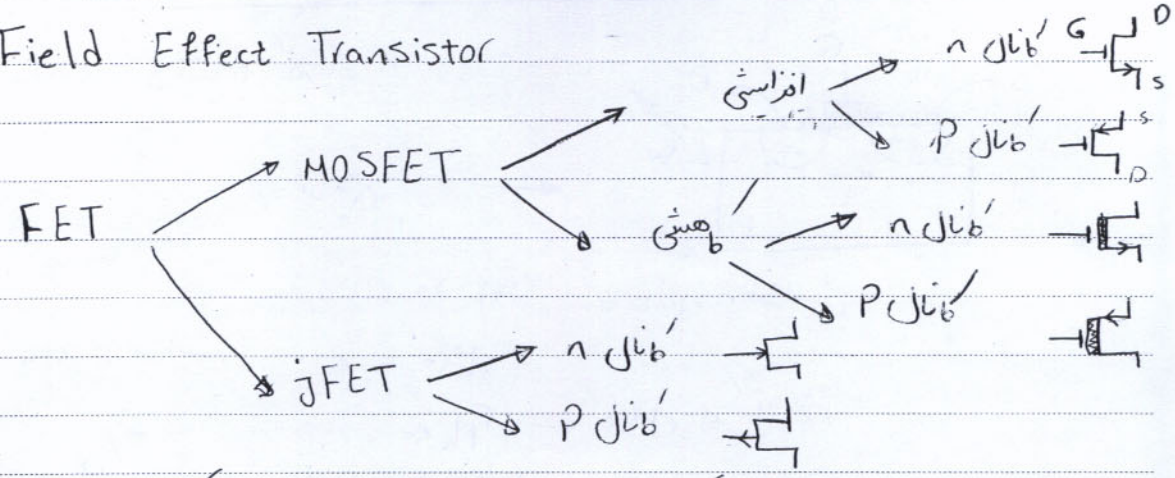
با صرف نظر کردن $r_o$ :

$$R_{eq} = \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) r_e\right] \parallel r_o$$

Subject:

Year. Month. Date. ( )

# Field Effect Transistor




* همواره پایه S همان پایه‌ای است که فلش دارد (برای MOSFET) درصورتی که برای JFET ها هر پایه‌ای که به G نزدیک باشد، پایه S است ولی اگر پایه G در وسط قرار گرفته بود

* در کانال n، جهت فلش از G به سمت S است درصورتی که این جهت برای کانال P برعکس است.

* در کانال n ها، جهت جریان از D به سمت S است درصورتی که این جهت برای کانال P ها برعکس است.

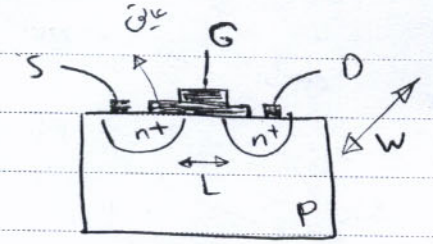
$V_{Th}$ : ولتاژ آستانه، $V_{Thereshold}$ این ولتاژ مربوط به MOSFET است. (ارتقایی)

$V_p$ : ولتاژ Pich_off این ولتاژ مربوط به JFET است.

Subject:

Year. Month. Date. ( )

ساختار MOSFET کانال n




افزایشی

$V_{th} > 0$ ← کانال n افزایشی

$V_{th} < 0$ ← کانال P افزایشی

$V_{th} < 0$ ← کانال n خاصیتی

$V_{th} > 0$ ← کانال P خاصیتی

$V_P > 0$ $V_P < 0$

$V_P$ برای کانال n، JFET همواره منفی است و برای کانال P، مثبت است.

در MOSFET کانال n یا P، هیچ رابطه‌ای بین D و S نیست. اگر به P یک مقدار مثبت و لتاژ وصل کنیم و S را به زمین متصل کنیم جریانی از D به سمت S نمی‌رود.

نواحی عملکرد ترانزیستور FET

روشن ← $V_{GS} > V_{th}$

- اشباع (فعال) ← $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$
- خطی (تراید) ← $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$

خاموش ← $V_{GS} < V_{th}$ که در آن به G یا S برروی هوا باشد، FET خاموش است ولی معیار همواره برقرار است. (ولی در این صورت جریان کوچکی از ترانزیستور عبور می‌کند.)

* رابطه‌های بالا مربوط به MOSFET کانال n است. برای کانال P، همه رابطه‌ها خلاف رابطه‌های بالا است (رابطه با حفظ علامت)

مثلاً

P ← خاموش → n

$V_{GS} > V_{th}$ $V_{GS} < V_{th}$

P4PCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}(V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda_{DS})$$

$K'$

فعال

if $W \uparrow \rightarrow I_D \uparrow$ — W: طول

if $L \uparrow \rightarrow I_D \downarrow$ — L: عرض

$\mu_n$ مربوط کانال n

$K' = 2K$

$\mu_p \rightsquigarrow$ کانال p

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_0}{t_{ox}} \qquad Q = CV \qquad \frac{dQ}{dt} = I$$

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 (1 + \lambda_{DS})$$

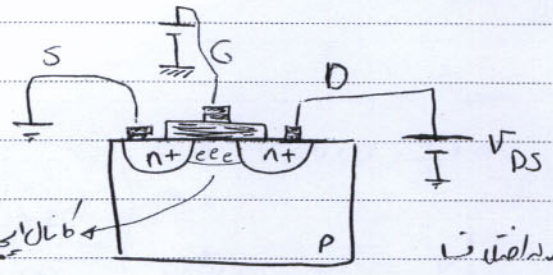
تأثیر این سمت ناچیز است.

۱) جریان G در FET ها صفر است و این مزیت خوبی است.

۲) در BJT ها، جریان در عمق حرکت می‌کند ولی در FET ها جریان روی سطح DS حرکت می‌کند بنابراین سرعت FET ها بیشتر است.

۳) در FET ها بهره کمتر از BJT ها است. ($g_m r_o$ بهره در $T_r$، max است)

۴) در FET ها، مقدار L را برای توان کمتر کرد درصورتی که مقدار BJT را برای توان خیلی کوچک کرد.

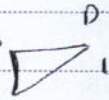



$V_{GS} > V_{GS} - V_{th}$

فرض $V_{DS} = 0$ پس جریان در FET وجود ندارد به اضافه جریان داشته باشیم. ← در ناحیه خطی است

الان به $V_{DS}$ مقدار بدهیم ولی هنوز در ناحیه خطی باشد پس یک جریان $I_{DS}$ داریم و هنوز کانال وجود دارد. و اگر $V_{GS}$ را کمی تغییر دهیم در ناحیه خطی می‌ماند.

کانال ایجاد شده

ولی الان $V_{DS}$ مقداری بدهیم در ناحیه اشباع باشد، کانال ایجاد شده به صورت  می‌شود.



P4PCO

۲ فصل

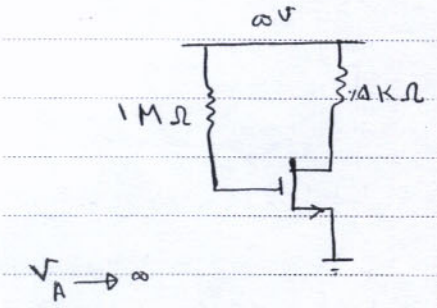
Subject:
Year. Month. Date. ( )

در ناحیه خطی یا تراید:

$$I_D = K\left[2(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - V_{DSQ}^2\right]$$

تحلیل DC:

$(I_D, V_{DS})$




$V_A \to \infty$

$I_D = K(V_{GS} - V_t)^2$

$K = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} = \frac{1mA}{4V^2}$ $\quad V_t = 2V$

$I_D, V_{DS} = ?$

فرض، $T_2$ فعال است. بنابراین:

$I_D = K(V_{GS} - V_t)^2$

به دلیل آنکه جریانی در G نداریم بنابراین ولتاژ GS، همان ۵V است.

$$I_D = \frac{1}{4}(5-2)^2 = \frac{1}{4} \times 9 = \frac{9}{4}mA$$

$$V_{DS} = V_{DD} - R_{DS} \times I_D = 5 - 2.5 \times \frac{9}{4} = 3.875V$$

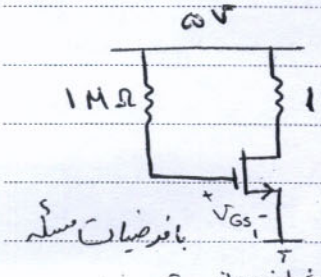
Rail_to_Rail

$V_{GS} - V_{th} = 5 - 2 = 3 = V_{OD}$ ← over Drive

فعال

$V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$

فرض صحیح




فرض فعال است.

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 = \frac{1}{4}\frac{m}{V^2}(5-2)^2 = \frac{9}{4}mA = 2.25mA$$

$$V_{DS} = 5 - 1K\Omega \times \frac{9}{4}mA = 2.75V = V_D$$

باقی فرضیات مسئله

شرط فعال بودن قبل

$V_D > V_{GS} - V_{th}$ $\quad V_{GS} - V_{th} = 5 - 2 = 3$ $\quad$ X فرض صحیح نیست

PqPCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

برابر ۲

$I_D = K\left[2(V_{GS}-V_{th})V_{DS} - V_{DS}^2\right]$ ← $\frac{mA}{V^2}$ ← mA

? ✓ ? ? ?

مقاومت گیت

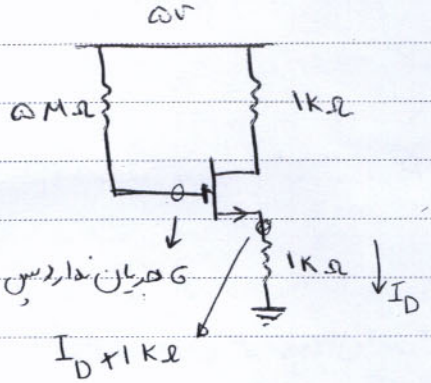
رابطه خطی

۲ معادله و ۲ مجهول نیازی به معادله دیگر نداریم

$V_{DS} = V_{DD} - R_D \times I_D =$ این رابطه هم برای ناحیه خطی و هم اشباع برقرار است.

$V_{DS} = 5 - I_D$ $\qquad I_D = \frac{1}{4}\left[2\times 2(5-I_D)4 - (5-I_D)^2\right] = \sqrt{5} = 2{,}23\,mA$

چون مقدار $V_{DS}$ حتی از $V_{GS}-V_{th}$ بزرگتر نبود بنابراین هر یک حالت اول یا دوم خنثی سازی نبود.




هریان ندارد پس 5V

$K = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L} = \frac{1}{4}\frac{mA}{V^2}$

$V_t = 2V$

$V_A \to \infty$

$I_D = ?$, $V_{DS} = ?$

فرض فعال $\qquad I_D = K(V_{GS}-V_{th})^2$

$I_D = \frac{1}{4}(5 - I_D - 2)^2 \longrightarrow 4I_D = 9 + I_D^2 - 6I_D$

$I_D \longrightarrow I_D = 1mA \longrightarrow V_{GS} = 5 - I_D = 4V \rightsquigarrow 4V > 2V$ ✓ قبول

$\qquad\quad I_D = 9mA \qquad V_{GS} = 5 - 9 = -4V \rightsquigarrow -4V < 2V$ ($V_{th}$)

$V_{DS} = 5 - 2K\Omega \times 1mA = 3V$

$V_{GS} - V_{th} = 4 - 2 = 2$

$V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$

لذا فرض فعال صحیح است.

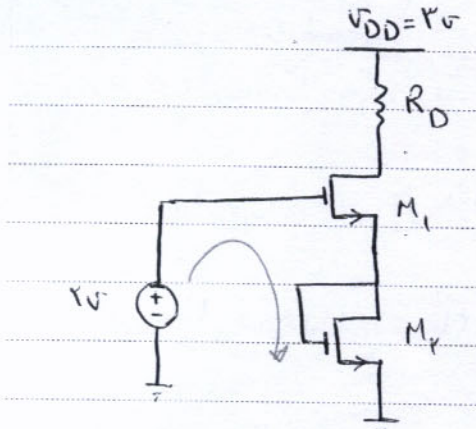
P4PCO

سیستم

Subject:

Year. Month. Date. ( )

۳ حزوه ← FET



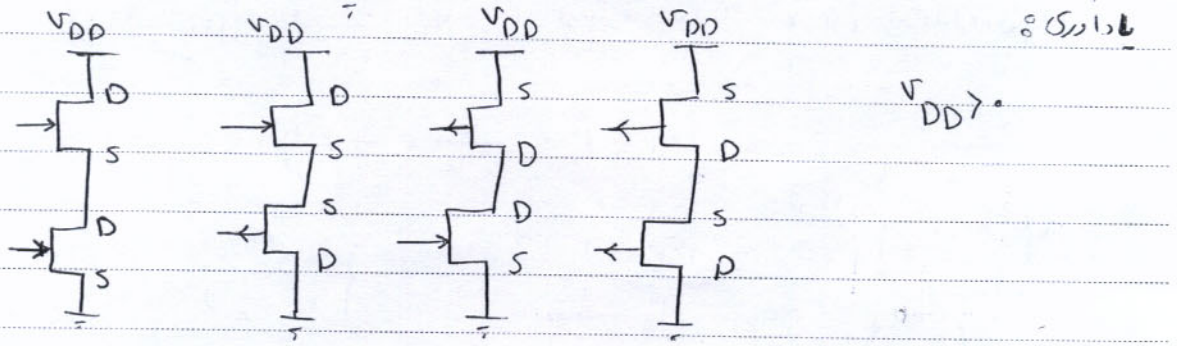

$V_{th}=۱/۵V$

$M_n C_{ox}\left(\frac{W}{L}\right)_{۱,۲}=۴\ \frac{mA}{V^۲}$

$V_A=\infty$

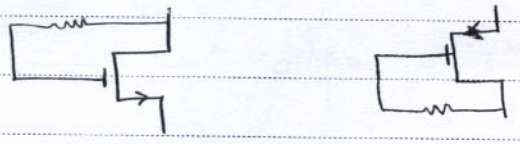
هدانشز $R_D$ تا $M_۱$ و $M_۲$ قفال بمانند ؟

یادآوری :



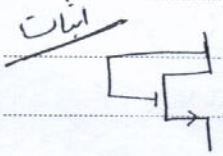

$V_{DD}>۰$

* $M_۲$ در این حالت همواره فعال است و مانند یک دیود عمل می‌کند. در FETها که به صورت زیر



باشد همواره فعال است.

اثبات



کانال n ، $V_{DS}>V_{GS}-V_{th} \iff ۰>-V_{th} \iff V_{th}>۰$

$V_{DS}=V_{GS}$

← این رابطه همواره در کانال n برقرار است. پس در این حالت فعال است.

$I_D=K(V_{GS}-V_{th})^۲$ مقدار $V_{th}$ و $K$ به دلیل ساختار FET هایشان

$V_{GS_۱}=V_{GS_۲} \Leftarrow$ برابر است ( $V_{th_۱}=V_{th_۲}$ ) و $I_{D_۱}$ و $I_{D_۲}$ به دلیل مسیر مواز با هم برابرند

PAPCO

$-۲+V_{GS_۱}+V_{GS_۲}=۰ \longrightarrow V_{GS}=۱\ V$

Subject: چرا $V_{GS}=1$ شد؟

Year. Month. Date. ( )

$V_{GS}=1 \quad V_{G_1}=2 \rightarrow V_{S_1}=2-1=1$

$I_D=\frac{1}{2}\times 4(1-0.5)^2=0.5\,mA$

$V_{DS_1}$ را حساب می‌کنیم چون نمی‌دانیم $M_2$ هوا رفتار است.

$V_{DS_1}=V_{D_1}-V_{S_1}$

$2-\frac{R_D}{2}-1=2-\frac{R_D}{2}$ ($R_D\times I_D$ ← $V_{S_1}$)

$V_{OD_1}=V_{GS_1}-V_{th}=0.5$

$2-\frac{R_D}{2}>\frac{1}{2} \rightarrow R_D<2K\Omega$

$V_{GD}<V_t$

$2-(2-R_D\times\frac{1}{2})<\frac{1}{2}$

$V_{DD}=20\,V$

FET 4 جزوه

$K=\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}=0.25$

$V_{th}=2V$

if $I_{D_1}=1mA \Rightarrow R_1, R_2=?$

$I_{D_1}=K(V_{GS_1}-V_{th_1})^2 \rightarrow 1mA=\frac{1}{4}(V_{GS_1}-2)^2 \rightarrow V_{GS_1}-2=\pm 2$

$V_{GS_1}=0$ غیر قابل قبول، $V_{GS_1}=4$ قابل قبول $>V_{th} \rightarrow V_{GS_2}=4V$

$V_{DS}=14>V_{GS}-V_{th}=4-2$ $\quad V_{DS}=14$ چون $Q_2$ فعال است. $20-6=14$

$V_1=\underset{V_{GS_1}}{4}+\underset{V_{GS_2}}{4}=8V \rightarrow \frac{R_2\times 2}{R_1+R_2}=8$

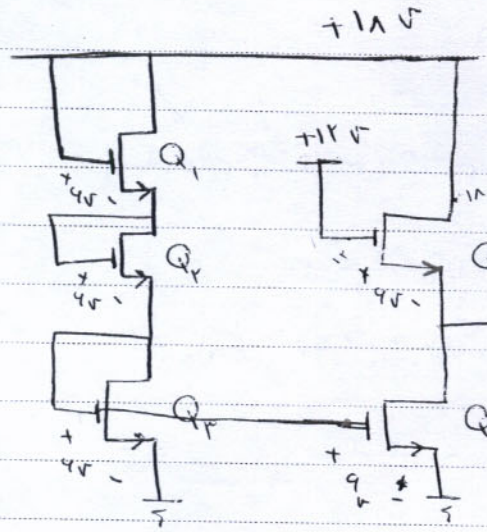
$8R_2=2R_1+2R_2 \rightarrow 2R_2=2R_1$

PAPCO

سری 4

Subject:

Year. Month. Date. ( )

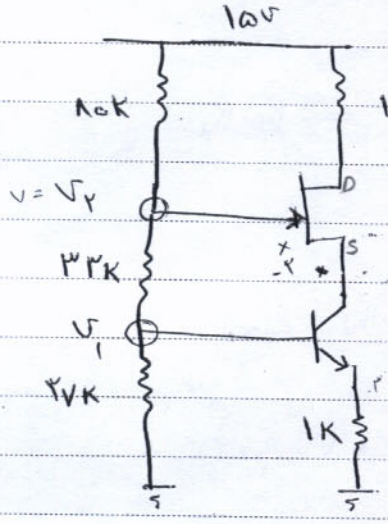



$Q_1$ تا $Q_5$ شاغل؟

$V_o = ?$

$V_o = 12 - V_{GS} = 12 - 9 = 9V$

۸ جزوه




BJT: $V_{BE} = 0.7V$ B بزرگ

FET: $I_{DSS} = 12mA$ $V_P = -4$

$V_{CEQ} = ?$

چون B بزرگ است بنابراین $I_B$ در تقریبی میدهیم

$V_1 = \frac{27 \times 10}{80 + 33 + 27} = 3.7V \Rightarrow V_{E_1} = 3V \rightarrow I_E = 3mA$

چون فرض فعال است بنابراین $I_C = 3mA \rightarrow I_D = 3mA$

$V_2 = \frac{(33 + 27)}{33 + 27 + 80} \times 15 = V_2$

P4PCO

Subject:

Year. Month. Date. ( )

$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \Rightarrow 3 = 12\left(1 - \frac{V_{GS}}{-4}\right)^2$

اگر $|V_P| = 4$ داده بود ← FET کانال n ← باید $V_P < 0$ باشد.

$\rightarrow 1 + \frac{V_{GS}}{4} = \pm\frac{1}{2} \rightarrow V_{GS} = -2$ قبول ✓ $\Rightarrow V_{GS} > V_P$ ✓

$\hookrightarrow V_{GS} = -6V$ $-2 > -4$

$V_C = 9V = V_S \Leftarrow V_{GS} = V_G - V_S = -2$

$V_D = 15 - 1K\Omega \times 3mA = 12$
$V_S = 9V$
$\Big\} V_{DS} = 3$ ✓

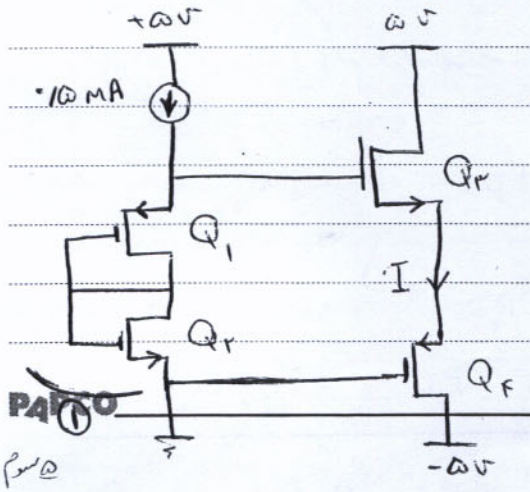
$V_{GS} - V_P = -2 - (-4) = 2 \quad V_{DS} > V_{GS} - V_P$

هر BJT ترایود (خطی) $V_{CE} = 9 - 2 = 9V$

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

MOSFET $I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 \qquad K = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}$

$I_D = K\left[2(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - V_{DS}^2\right] = \frac{I_{DSS}}{V_P^2}\left[2(V_{GS} - V_P)V_{DS} - V_{DS}^2\right]$




$Q_1, Q_2$ { $|V_t| = 2$, $K = 2$ }

$Q_3, Q_4$ { $|V_t| = 2$, $K = 14$ }

۹ جزوه

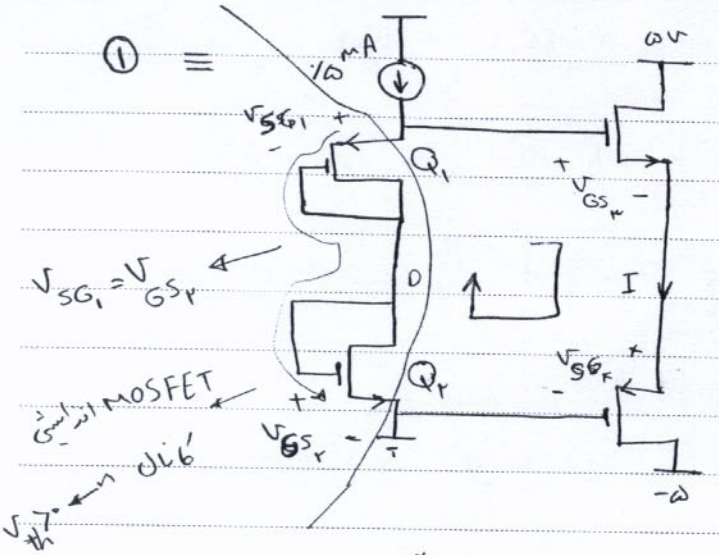
$I = ?$

PAGE 1

۵ سوم

Subject:

Year. Month. Date. ( )




$V_{GS_3} + V_{SG_4} = V_{GS_2} + V_{SG_1}$

$2V_{GS_3} = 2V_{GS_2}$

$V_{GS_3} = V_{GS_2}$

چرا؟ $V_{GS_2} = V_{SG_4}$

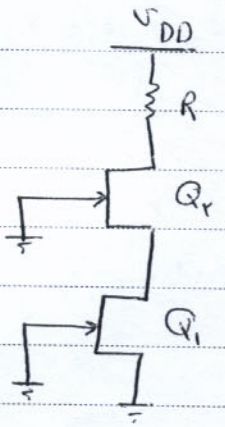
$I_{D_2} = 1(V_{GS_2} - 2)^2 = I$

$I_{D_2} = 4(V_{GS_2} - 2)^2 = 15\,mA$

$\rightarrow I = 4 \times 15\,mA$

$I = 2\,mA$

ماخوذه FET




$Q_1, Q_2$ : pich_off

مقابل در حالت اول $Q_1$ و $Q_2$ در pich-off

هستند $Q_1$ را مانند JFET با $I_{DSS}$ آن کنار

قبل است جا بدلیل نیم در اینصورت $Q_1$ و $Q_2$ در چه حالتی هستند؟

$V_{DS} > V_{GS} - V_P \rightarrow V_D > V_G - V_P$ $\quad V_{G_2} = 0$

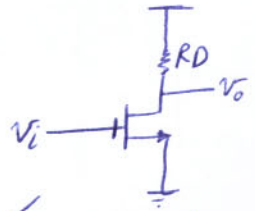
حالت اول $Q_2$ $\quad V_{D_2} > -V_{P_2}$

حالت دوم $Q_2$ $\quad V'_{D_2} > V'_{G_2} - V_{P'} \rightarrow V'_{D_2} > -V_P$

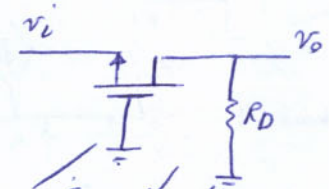
چون افت ولتاژ کمتر شد جریان عبوری از مقاومت کمتر می‌شود $V_D$ بیشتر شد $V'_D > V_D$

P4PCO

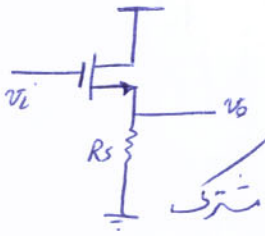
## ★ تحلیل سیگنال کوچک FET :




تقویت کننده سورس مشترک
(ورودی درین و خروجی سورس است.)



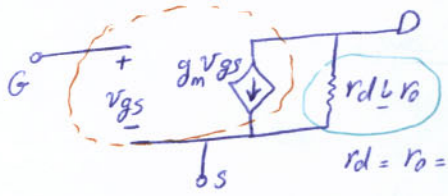

تقویت کننده گیت مشترک




تقویت کننده درین مشترک

## ● مدل سیگنال کوچک FET :

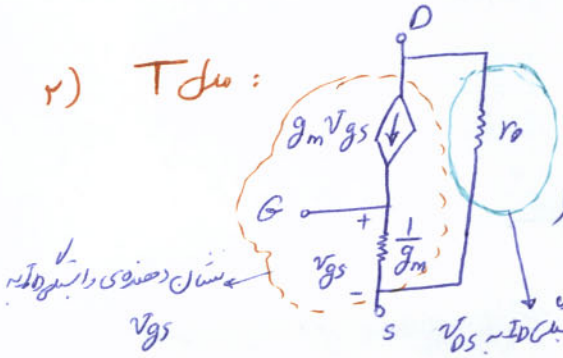
### ۱) مدل π :




$r_d = r_o = r_{ds}$

اگر در ترانزیستور BJT ، $r_\pi$ بی‌نهایت باشد یعنی $I_B$ صفر باشد در این صورت BJT تبدیل به FET می‌شود.

### ۲) مدل T :




$$I_D = k\left(V_{GS} - V_{th}\right)^2\left(1 + \frac{V_{DS}}{V_A}\right)$$

باید مدل سیگنال کوچک ما بتواند وابستگی جریان درین ($I_D$) را به $V_{DS}$ و $V_{GS}$ نشان دهد.

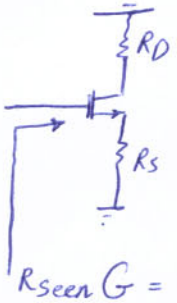
$$g_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS}=0} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{th}} \rightarrow \text{MOSFET}, \qquad g_m = \frac{2}{|V_p|}\sqrt{I_D I_{DSS}} \rightarrow \text{JFET}$$

JFET ⇒ $I_D = k(V_{GS} - V_{th})^2$

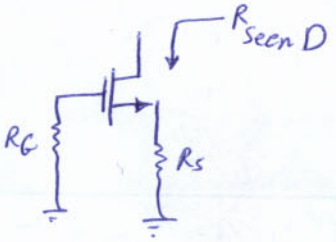
MOSFET ⇒ $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$

$$r_o = \left.\frac{\partial V_{DS}}{\partial I_D}\right|_{V_{GS}=0} = \frac{V_A}{I_D}$$

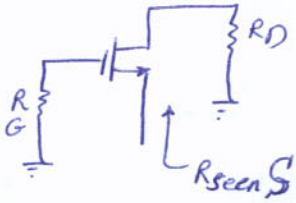
- بدست آوردن مقاومت‌های دیده شده در FET :




$R_{seen}G = \infty$




$R_{seen}D = r_o(1 + g_m R_s) + R_s$



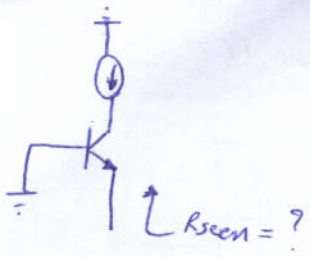

$$R_{seen}S = \frac{r_o + R_D}{1 + g_m r_o}$$

FET ⇒ : $r_o \lessapprox R_{seen}D < +\infty$ ($R_s = 0$ / $R_s \to \infty$)

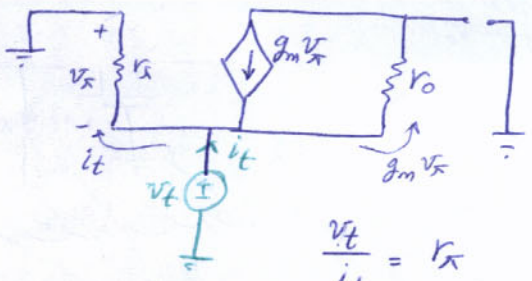
$\frac{1}{g_m} \lessapprox R_{seen}S < +\infty$ ($R_D = 0$ / $R_D \to +\infty$)

BJT ⇒ : $r_o \lessapprox R_{seen}C < \beta r_o$ (مقاومت دیده شده از کلکتور)

$r_e = \frac{1}{g_m} \lessapprox R_{seen}E < \beta r_e = r_\pi$ (اگر $R_B$ صفر باشد / $R_C \to +\infty$ باشد)




مدار معادل ac :




$$\frac{v_t}{i_t} = r_\pi$$

مقاومت دیده شده از امیتر در BJT : $\dfrac{r_o + R_c}{1 + g_m r_o} \parallel r_\pi$

اگر در روابط $r_\pi$ را بی‌نهایت قرار دهیم (رابطه BJT $r_\pi \to \infty$ = FET)

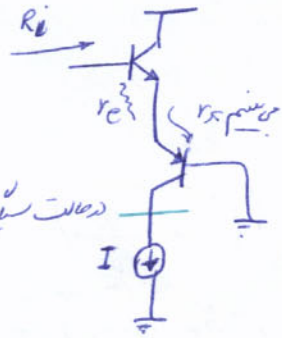
در رابطه FET می‌رسیم.

اگر $r_o \gg R_c$ آنگاه $R_{seE} = r_e$

اگر $R_c$ را خیلی زیاد بگیریم ممکن است ترانزیستور اشباع شود.

---

مثال)




$R_i = ?$

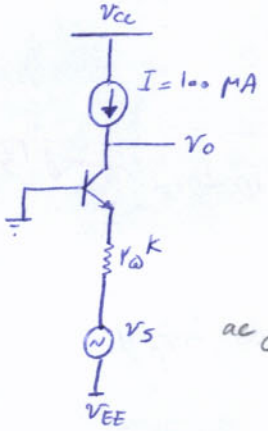
$r_\pi$ می‌شکنیم

در حالت سیگنال کوچک باز می‌شود.

$$R_i = (\beta+1)(r_e + r_\pi) = (1+\beta) r_e + (1+\beta) r_\pi = (\beta+2) r_\pi$$

---

مثال)

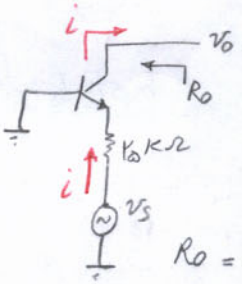



$|V_A| = 25^V$ , $\beta = 100$ , $V_T = 25\ mV$ $\qquad \dfrac{v_o}{v_s} = ?$

$I_C = 0.1\ mA$

$$r_e = \frac{25^{mV}}{0.1\ mA} = 250\ \Omega \quad , \quad r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{25^V}{0.1\ m} = 250\ k\Omega$$

مدار معادل ac :




$$R_o = r_o \left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + r_\pi + R_B}\right)$$

$$v_o = R_o \times i$$

$$R_o = 250^k \left[1 + \frac{100 \times 2.5\ k\Omega}{2.5^k + 2.5^k + 0}\right] = 50 \times 250^{k\Omega}$$

$$v_o = 250^k \times 50 \times i$$

$$v_i = v_s = 2.5^k\, i + 250^k\, i \simeq 2.5^k\, i$$

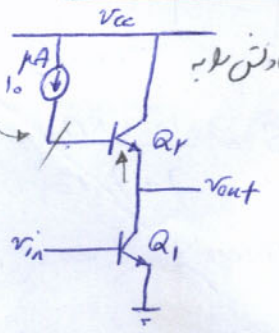
$$\frac{v_o}{v_i} = 5000$$

راه صحیح $\longrightarrow$ $v_i = 2.5\ k\Omega \times i + 2.5^k \times i = 5\ k\Omega \longrightarrow \dfrac{v_o}{v_i} = 250$

چون از امیتر در حالت کلکتور باز $r_\pi$ می‌شکنیم.

---

مثال) روش تحلیل : وقتی $V_{BE}$ ضرایب ثابت پس یعنی $I_C$ نقطه کار و استه است $V_{CE}$ فقط $r_o$ دارد.



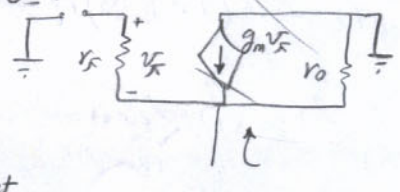

$V_T = 25\ mV$ , $V_A = 10^V$ $\beta = 100$ $\qquad \dfrac{v_{out}}{v_{in}} = ?$

هر ترانزیستوری که load باشد مقاومت معادلش بالا.

$Q_2$ : load , $Q_1$ : Source

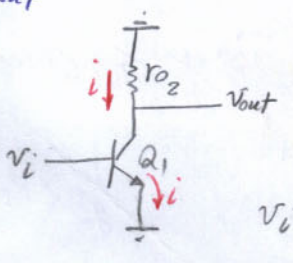
جایش می‌گذاریم $Q_2$.

مدار معادل ac :




$v_\pi = 0 \longrightarrow g_m v_\pi = 0$

فقط $r_o$ را می‌شکنیم.



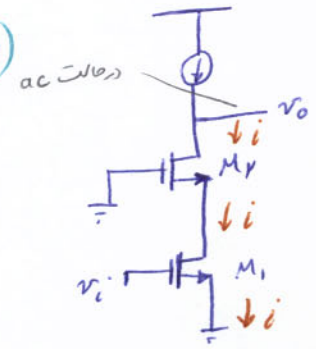

$$v_{out} = (r_{o_1} \parallel r_{o_2})(-i) = \frac{-r_{o_2}}{2}\, i$$

$$v_i = r_e\, i$$

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{r_o}{2 r_e} = \frac{-V_A}{2 V_T} = \frac{-10}{2 \times 25^m} = -200$$

دقت !! فقط مقاومت دیده شده از گلگتور و دیین که خروجی های ترانزیستور هستند باید load محسوب شوند.

مثال)




$$v_{out} = -R_{out}\, i$$

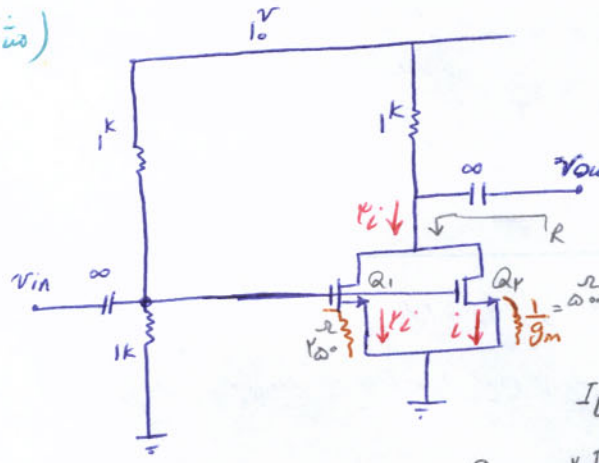
$$R_{out} = r_{o2}(1+g_m R_S) + R_S \quad \left.\begin{array}{l} \\ \\ \end{array}\right\} \longrightarrow R_{out} \approx g_m r_{o1} r_{o2}$$
$$R_S = r_{o1}$$

در زمانی که می خواهیم $R_{out}$ را محاسبه کنیم هر دو ترانزیستور در نقش load هستند.
ولی در حالت معمولی مدار هر دو ترانزیستور در نقش source هستند.

$$v_i = \frac{1}{g_m} \times i \longrightarrow A = -g_m^2 r_o^2$$

---

مثال)




$A_V = ?$

$$Q_1 \begin{cases} k_1 = 2 \\ V_{T1} = 3 \end{cases} \qquad \begin{cases} k_2 = 2 \\ V_{T2} = 4 \end{cases}$$

چون دو تا مسیر تقویت کننده داریم می توانیم از جمع آثار حل کنیم.

$$I_{D_1} = \frac{k_1}{2}(V_{GS_1} - V_{th_1})^2 = \frac{1mA}{V^2}(5-3)^2 = 4mA$$

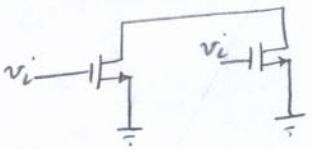
$$g_{m1} = \frac{2ID_1}{V_{GS} - V_{th1}} = \frac{2 \times 4}{2} = 4\,ms$$

$$I_{D_2} = \frac{k_2}{2}(V_{GS_2} - V_{th2})^2 = \frac{1mA}{V^2}(5-3)^2 = 1\,mA$$

$$g_{m2} = \frac{2ID_2}{V_{GS} - V_{th2}} = \frac{2 \times 1}{1} = 2\,ms$$

توجه!! loop باید حتماً در جهت ورود و خروج حرکت داشته باشیم ما از درین به سورس نمی توانیم حرکت کنیم.

حل با جمع آثار :




حل به روشی دیگر :

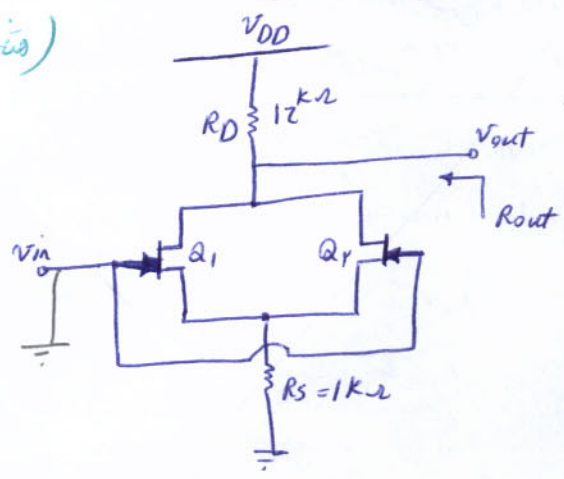
$$V_{GS2} = \frac{1}{g_{m2}} \times i = 500\,\Omega \times i$$

$$V_{GS1} = V_{GS2} = 250 \times x \longrightarrow x = 2i$$

$$R \to \infty \Longrightarrow \left.\begin{array}{l} v_{out} = -1000\,\Omega \times 2i \\ v_i = 500\,\Omega \times i \end{array}\right\} \longrightarrow A_V = -2$$

---

مثال)

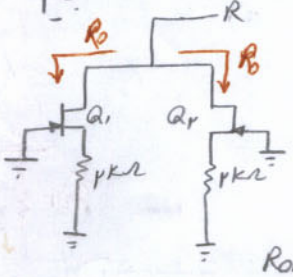



$$g_m = 1\,\frac{mA}{V}, \quad r_d = 10k\Omega, \quad R_{out} = ?$$

چون می خواهیم مقاومت خروجی حساب کنیم پس $v_{in}$ باید صفر شود.

راه حل اول :

چون مدار دارای تقارن است می توانیم نصف مدار را در نظر بگیریم :

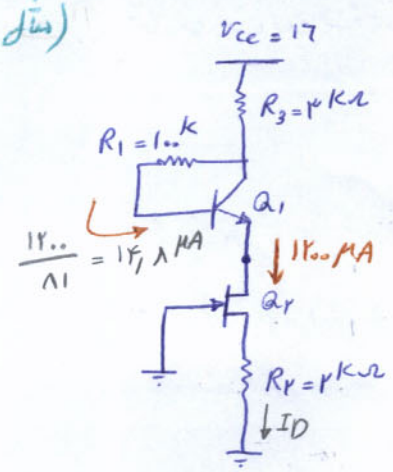



$$R_o = r_o(1+g_m R_S) + R_S = 34\,k\Omega$$

$$R = R_o \| R_o = 17\,k\Omega$$

$$R_{out} = 17k \| 12k = 8\,k\Omega$$

مثال)




$\beta = 80$ ، $V_p = -4$ ، $I_{DSS} = 8\,mA$ ، $I_{R_1} = ?$

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

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - 2I_D = -2I_D \rightarrow I_D = 8\left(1 - \frac{-2I_D}{V_p}\right)^2$$

$$I_D = \frac{9 \pm \sqrt{17}}{4} \rightarrow 1.2 \checkmark \quad , \quad 3.2$$

چون n channel است باید دشارژ $V_{GS}$ از $V_p$ بیشتر باشد. پس $I_D = 1.2$ قابل قبول است.

ترانزیستور $Q_1$ حتماً فعال است ولی برای $Q_2$ اشباع بودن یا نبودن آن باید بررسی شود.

باید $V_{DS} > V_{GS} - V_p$ باشد. $V_{DS} \simeq 12$ ، $V_{GS} - V_p = -2.4 - (-4) = 1.6$

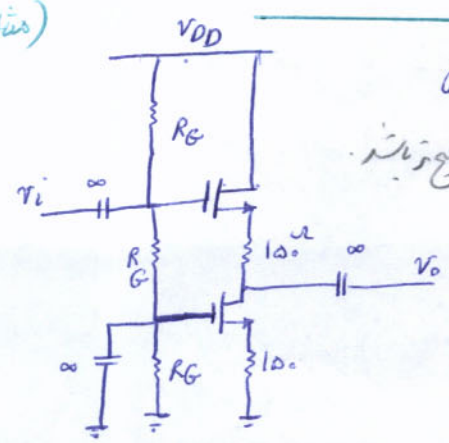
$Q_2$ اشباع است.

$$I_{R_1} = 14.8\,\mu A$$

* چون n channel است باید $V_{GS} > V_p$ باشد.

---

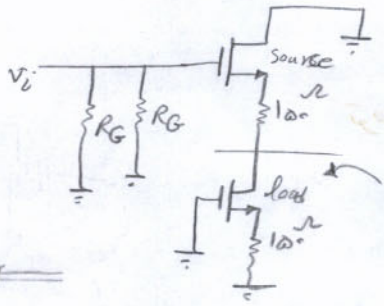
مثال)



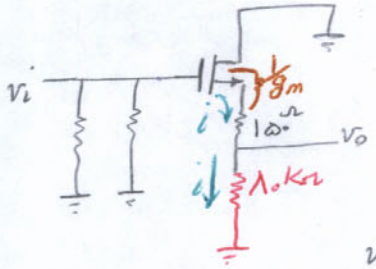

$Q_1$ نشانه ، $g_m = 4\,\frac{mA}{V}$ ، $r_o = r_{ds} = 50\,K$ ، $\frac{V_o}{V_i} = ?$

به دلیل وجود خازن C بین دو سر $R_G$ داریم DC ندارد پس می‌گوییم تحلیل در حالت ac نه سینگال کوچک کرکتریستیک دارد.

مدار معادل ac :




$$R = r_o(1 + g_m R_S) + R_S = 80\,K\Omega$$




$$V_{gs} = \frac{1}{g_m} \times i_S \qquad (V_{be} = r_e i_e)$$

$$V_o = 80^K \times i$$

$$V_i = \left(\frac{1}{g_m}\right) i + 150 \times i + 80^K \times i \simeq 80^K i \Big\} \rightarrow \frac{V_o}{V_i} \simeq 1$$

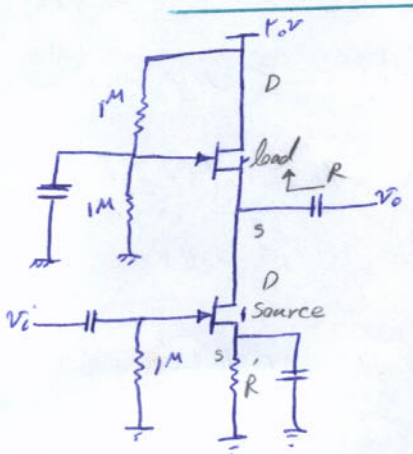
$25\,\Omega$

هر ترانزیستور BJT از کلکتور همیشه برآمدگی دارد چون کلکتور همیشه خروجی است و در FET از درین.

دلیل از امیتر در BJT و سورس در FET در مورد هر ترانزیستور سورس Source می‌نامیم.

---

مثال)

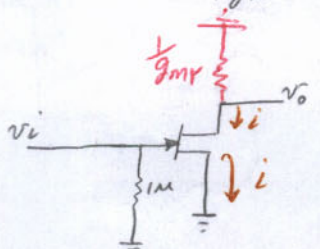



$|V_p| = 2\,V$ ، $I_{DSS} = 8$ ، $\frac{V_o}{V_i} = ?$

چون R را نداریم پس می‌توانیم تحلیل DC کنیم.

پس تحلیل ac می‌کنیم و جای ترانزیستور load معادل آن را قرار می‌دهیم:

$$R = \frac{r_o + R_D}{1 + g_m r_o} \simeq \frac{1}{g_{m_2}}$$



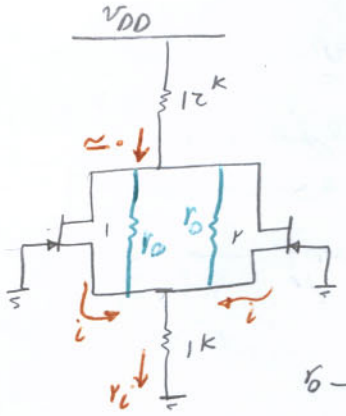

$$r_{o_1} = \infty \rightarrow V_o = \frac{-1}{g_{m_2}} \times i$$

$$V_i = \frac{1}{g_{m_1}} \times i$$

$$A = \frac{-g_{m_1}}{g_{m_2}} = -1$$

* چون جریان‌های DC آنها هم برابر است، ترانزیستورها مانند $g_{m_2} = g_{m_1}$ اند.

راه حل دوم :




پس اگر بخواهیم این دو ترانزیستور را با یک ترانزیستور معادل کنیم باید به ازای ولتاژ ثابت و برابر قبلی جریان دو برابر ایجاد کند پس $g_m$ ترانزیستور معادل ما باید دو برابر $g_m$ ترانزیستورهای 1 و 2 باشد.

چون $r_{o1}$ و $r_{o2}$ موازی می‌شوند پس $r_o$ ترانزیستور جدید باید نصف $r_o$ ترانزیستورهای 1 و 2 باشد.

$$V_{GS_T} = V_{GS_1} = V_{GS_2}$$

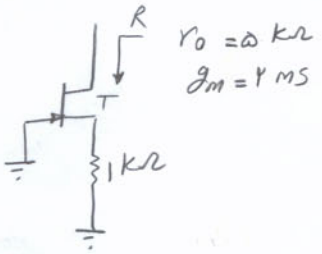
$$g_{mT} = 2g_m = 2\ mS$$

$$r_{o_T} = \frac{r_o}{2} = 5\ k\Omega$$

سر مقاومتی که بین درین و سورس تراز دارد.

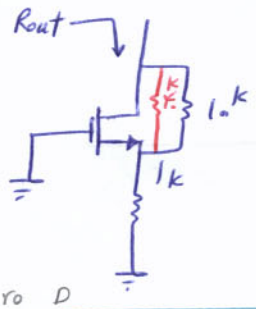
$$R = r_o(1+g_m R_S) + R_S = 12\ k\Omega$$

$$R_{out} = 12k \parallel 12k = 6\ k\Omega$$




---

مثال)




$r_o = 40\ k\Omega$

$g_m = 1\ mS$

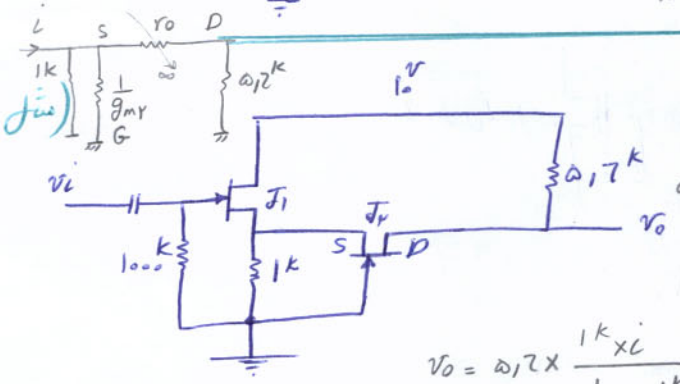
$$R_{out} = r_o(1+g_m R_S) + R_S$$

$$r_o \parallel 10k$$

$$40k \parallel 10k$$

---

مثال)

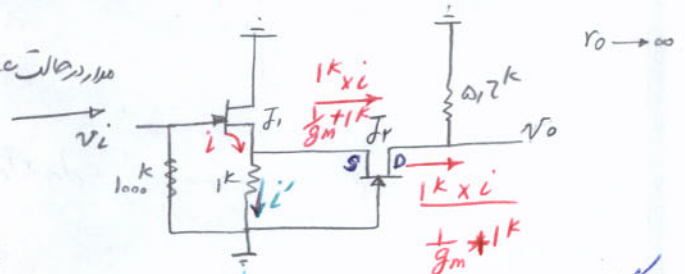



$A_v = ?$ , $g_m = 1.5\ \frac{mA}{V} = mS$ , n-ch

$$v_o = 7.5 \times \frac{1k \times i}{\frac{1}{g_m} + 1k}$$

$$v_i = \frac{1}{g_m} i + \frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m} + 1k\Omega} \times i$$

$$\frac{v_o}{v_i} \simeq 4.9$$

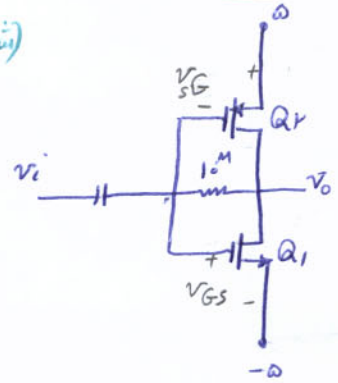



$$i' = \frac{\frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m}+1k} \times i$$

مقاومت $\frac{1}{g_m}$ بین گیت و سورس است.

---

مثال)




$r_o = 800\ k$ , $|V_t| = 2V$ , $k = 50\ \frac{\mu A}{V^2}$

$A_v = ?$

$$i_D = \frac{k}{2}(V_{GS} - V_t)^2$$

جریان گیت صفر است ← جریان مقاومت $10^6$ هم صفر است.

$$5 - V_{SG_2} - V_{GS_1} = -5 \longrightarrow V_{SG_2} + V_{GS_1} = 10$$

$$\left.\begin{matrix} V_{GS_1} = 5V \\ V_{th} = 2 \end{matrix}\right\} \longrightarrow I_{D_1} = \frac{50}{2}(5-2)^2 = 225\ \mu A$$

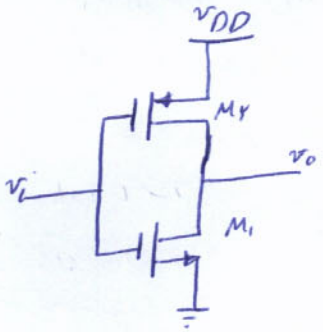
$$\left.\begin{matrix} V_{SG_2} = 5 \longrightarrow V_{GS_2} = -5 \\ V_{th_2} = -2 \end{matrix}\right\} \longrightarrow I_{D_2} = \frac{50}{2}\left(-5-(-2)\right)^2 = 225\ \mu A$$

$$g_{m_1} = g_{m_2} = \frac{2ID}{V_{GS} - V_{th}} = \frac{2 \times 225}{3} = 150\ \mu S = 0.15\ mS$$

$$\downarrow \frac{1}{R}$$

در این صورت از گیت Not می‌توان تقویت‌کننده ساخت :

مدار داخلی تقویت‌کننده Not :

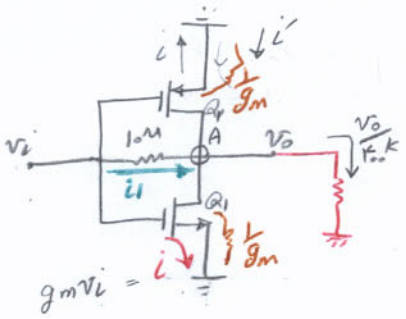



$v_i = v_{DD} \rightarrow M_1$ روشن ، $M_2$ قطع $\rightarrow v_o = 0$

از $r_o$ جریان $I_d$ را نمی‌گذرد، چون باید $g_m v_{gs}$ کل جریان درین گیرد.

مدار معادل ac :

* سوم *




سه تا مسیر برای عبور جریان داریم ⇐ از راه kcl می‌زنیم :

$$i' = \frac{0 - v_i}{\frac{1}{g_m}} = \frac{-i \times \frac{1}{g_m}}{\frac{1}{g_m}} = -i$$

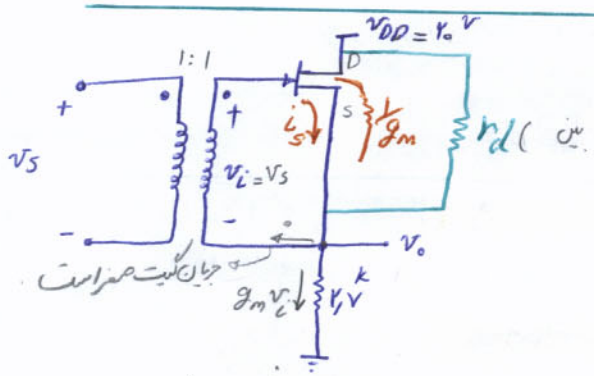
$$i_1 = \frac{v_i - v_o}{10^M}$$

$$\text{kcl A)} \quad \frac{v_o}{400k} + 2 g_m v_i = \frac{v_i - v_o}{10M\Omega} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = -800^k \times g_m$$

$$r_{o1} \parallel r_{o2} = 800^k \parallel 800^k = 400^k \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = -120$$

---

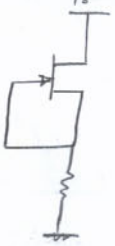
* ششم)




$r_d = 25^k$ ، $v_p = -2$ ، $I_{DSS} = 4mA$ ، $A_v = ?$

حل مدار در حالت DC :

در حالت DC ترانزیستور اتصال کوتاه می‌شود :




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

$$V_{GS} = 0$$

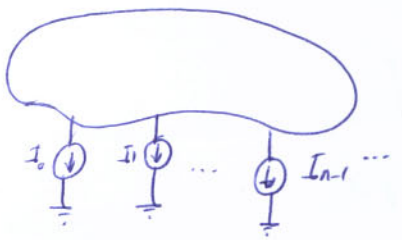
$$g_m = \frac{2}{|V_p|}\sqrt{I_{DSS} I_D} = \frac{2}{2}\sqrt{4 \times 4} = 4mS$$

$$v_i = v_{gs} = \frac{1}{g_m} \times i_s$$

$$v_o = (25^k \parallel 2.7^k) \times g_m v_i \rightarrow A_v = g_m \times 2.7 = 4 \times 2.7 \approx 10$$

$$25^k \parallel 2.7^k = r_d \parallel 2.7^k$$

## ★ آینه‌های جریان - منابع جریان :




گاهی یک طبقه به $I_2$ و $I_3$ و ... وابسته است پس در نتیجه گاهی یک طبقه به نقطه‌ی کار وابسته است پس برآگاهی ثابت ، نیاز است تا جریان منبع جریان تغییر نکند و ثابت باشد.

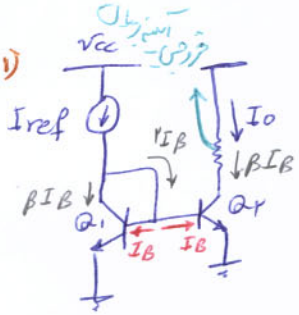
عوامل تغییر جریان یک منبع جریان : دما - $V_{CC}$

طراحی مدار ← با استفاده از تکنولوژی (هزینه بر است.)
← با استفاده از طراحی الکترونیکی و تکنیک‌های مداری

استفاده از آینه‌های جریان به دلیل این است که جریانی را که به وسیله منبع جریان تولید شده در جاهای دیگر مدار استفاده کنیم که معمولا به صرفه است

## ● معرفی آینه‌های جریان پایه :

۱)




$\frac{I_0}{I_{ref}} = ?$

فرض می‌کنیم $Q_1$ و $Q_2$ مشابه اند یعنی دارای $\beta$ و $I_S$ یکسان‌اند.
و فرض می‌کنیم $V_A \to \infty$ باشد.

آینه‌ی جریان مانند تقویت کننده‌ی جریان - جریان است پس باید $Q_1$ و $Q_2$ در ناحیه فعال کار کنند.

$Q_1$ همیشه فعال است پس باید طوری طراحی کنیم که $Q_2$ هم فعال باشد. $V_{CE} > V_{CE(sat)}$.

باید حتماً فرض شود که $Q_1$ و $Q_2$ در شرایط دمایی یکسان قرار دارند $\leftarrow V_{BE_1} = V_{BE_2}$

چون $V_A \to \infty \Rightarrow I_C = I_S e^{V_{BE}/V_T}$

$\Rightarrow I_{C1} = I_{C2} \xrightarrow{\beta_1 = \beta_2} I_{B1} = I_{B2}$

$I_B = \frac{I_C}{\beta}$

$I_B$ را به عنوان جریان مرجع در نظر می‌گیریم :

$I_{ref} = (\beta + 2) I_B$
$I_0 = \beta I_B$
$\Rightarrow \frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{\beta}{\beta+2}$

$V_{min} = 0.2 = V_{CE\,sat}$

$\frac{I_0}{I_{ref}}$ به عنوان دقت طراحی در نظر گرفته می‌شود و هرچه قدر این نسبت به عدد یک نزدیک‌تر باشد آینه جریان طراحی شده دقیق‌تر است.

$\beta = 20 \to \frac{I_0}{I_{ref}} = 0.909$
$\beta = 50 \to \quad " \quad = 0.961$
$\beta = 100 \to \quad " \quad = 0.980$
$\beta = 150 \to \quad " \quad = 0.987$
$\beta = 200 \to \quad " \quad = 0.990$
$\vdots$
$\beta \to \infty \Rightarrow \frac{I_0}{I_{ref}} \to 1$

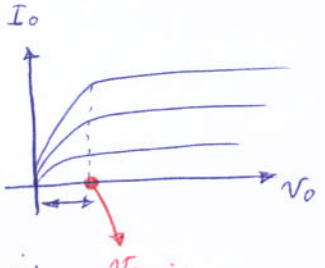
پس خطای آینه‌ی جریان این گونه تعریف می‌شود :

$Error = \frac{I_0 - I_{ref}}{I_{ref}} \times 100\%$

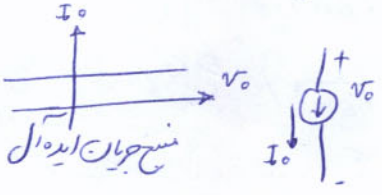
هدف این است که حتی با $\beta$ کوچک بتوانیم دقت مناسبی طراحی کنیم.

## ✓ نکات مهم در طراحی آینه‌های جریان

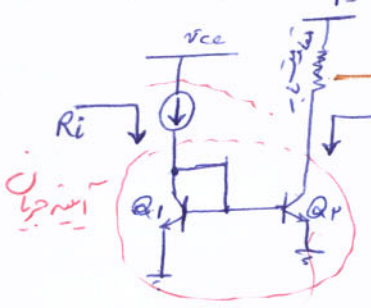
۱) دقت آن بالا باشد.
۲) مقاومت خروجی بزرگ باشد. $R_o \to \infty$
۳) مقاومت ورودی کوچک باشد. $R_i \to 0$
۴) تعیین میزان ولتاژ خروجی که هرچه قدر این مقدار کمتر باشد آینه‌ی جریان بهتری داریم.




کمترین ولتاژ خروجی که آینه‌ی جریان بهتری طراحی کرده باشد



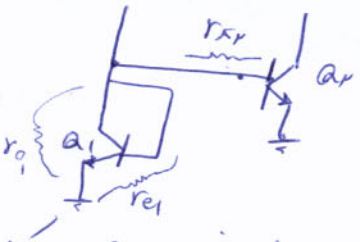

$V_{min} = 0.2 = V_{CE\,sat}$ یا



$$R_o = r_{o2} = r_o\left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_B + r_x}\right) = r_o$$

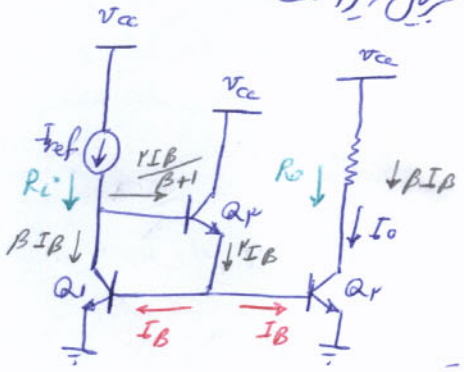
$$R_i = (r_{o1} \parallel r_{e1}) \parallel r_{x2} \simeq r_{e1}$$

چون از بیس داریم مقاومت بین BE را می‌خواهیم.




یکی از تکنیک‌هایی که می‌توانند نسبت $\frac{I_o}{I_{ref}}$ را بهتر کند استفاده از آینه‌ی جریان زیر است:

۴)




در واقع در جلسه‌ی هفتم کاری کردیم که نسبت $\frac{I_o}{I_{ref}}$ به $\beta$ وابسته نباشد:

مطابق با فرضیات قبلی داریم:

$$I_o = \beta I_B$$

$$I_{ref} = \left(\beta + \frac{2}{\beta+1}\right) I_B \Bigg\} \rightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\beta(\beta+1)}{\beta(\beta+1)+2}$$

دقت کنید که با $\beta$ یکسان نسبت جدید نسبت به قبلی به 1 نزدیک‌تر است.

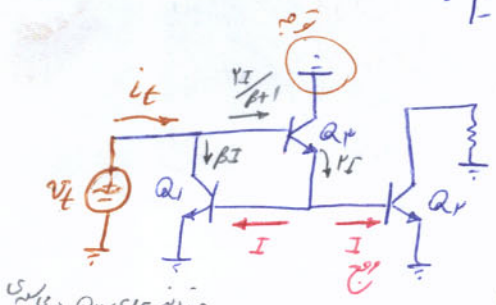
مثلاً: $\beta = 20 \rightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{20 \times 21}{20 \times 21 + 2} = 0.995$

یعنی در این منبع جریان به ازای $\beta = 20$ نسبت بسیار دقیق‌تری داریم که حتی از $\beta = 200$ قبلی هم بهتر است.

$R_o = r_{o2}$ $\rightarrow$ از نظر مقاومت خروجی هر دو مدار یکی‌اند.

با حالت قبل برابر است. $V_{min} = V_{CE,sat} = 0.2$

- برای محاسبه‌ی $R_i$ از $V_t$ و $i_t$ استفاده می‌کنیم زیرا در محاسبه‌ی آن loop داریم:




$$i_t = \left(\beta + \frac{2}{\beta+1}\right) I \approx \beta I$$

$$V_t = r_{e2} \times 2I + r_{e1} \times \beta I = \frac{\beta}{2} r_{e1} \times 2I + r_{e2} \beta I = 2\beta r_{e1} I$$

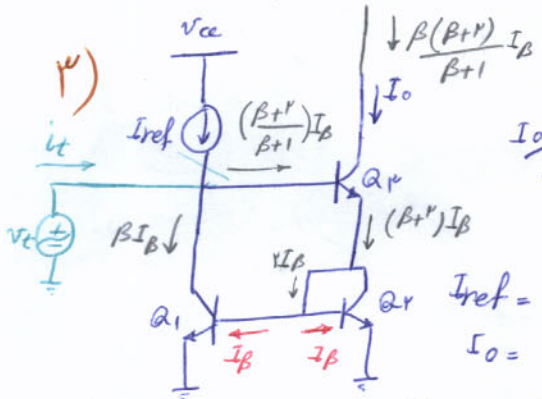
می‌توانیم بای $Q_2$ در بای‌سی $r_{E2}$ و $R_i$ وارد کنیم.

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{V_T}{\beta I_B}, \quad r_{e2} = \frac{V_T}{2I_B} \rightarrow r_{e2} = \frac{\beta}{2} r_{e1}$$

$$\rightarrow R_i = \frac{V_t}{i_t} = \frac{2\beta r_{e1} I}{\beta I} = 2r_{e1}$$

یعنی اینکه مقاومت ورودی نسبت به طراحی قبلی بهتر شده است که مطلوب است.

۴)




$$\frac{I_o}{I_{ref}} = ?$$

- آینه‌ی جریان ویلسون:

با توجه به فرضیات اولیه داریم:

$$I_{ref} = \left(\beta + \frac{\beta+2}{\beta+1}\right) I_B = \left(\frac{\beta(\beta+2)+2}{\beta+1}\right) I_B$$

$$I_o = \frac{\beta}{\beta+1}(\beta+2) I_B$$

$$\Bigg\} \rightarrow \frac{I_o}{I_{reff}} = \frac{\beta(\beta+2)}{\beta(\beta+2)+2}$$

$R_o$ در این طراحی نسبت به مدار قبل افزایش یافته است: $R_o = r_o\left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_B + r_x}\right) = \frac{\beta}{2} r_o$ که مطلوب است.

$V_{o,min}$ بیشتر شده که مطلوب نیست: $V_{o,min} = 0.2 + 0.7 = 0.9$ $\rightarrow$

برای محاسبه‌ی $R_i$ هم باید حتماً از $V_t$ و $i_t$ استفاده کنیم چون loop در ورودی داریم:

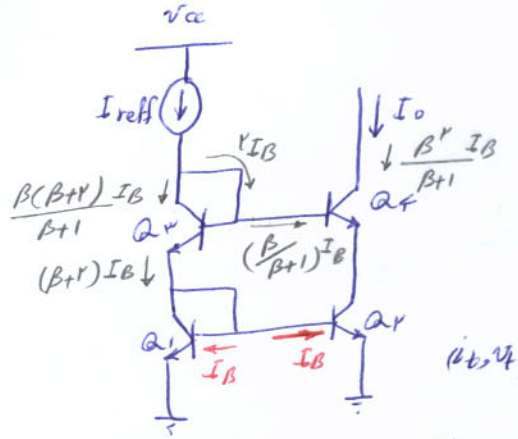
$$i_t = \left(\beta + \frac{\beta+2}{\beta+1}\right) i \simeq (\beta+1) i$$

$$V_t = r_{e2} \times (\beta+2) i + r_{e1} \times \beta i \simeq \frac{r_{\beta 2}}{r_{e2} \simeq r_{e1}} \rightarrow \frac{V_t}{i_t} = R_i = 2r_e$$

$$\left(r_{e2} = \frac{V_T}{(\beta+2) I_B}, \; r_{e1} = \frac{V_T}{\beta I_B} \rightarrow r_{e2} \simeq r_{e1}\right)$$

(برای محاسبه‌ی مقاومت خروجی چون loop داریم باید از $V_t$ و $i_t$ استفاده کنیم. صفحه‌ی ۲۷ کتاب)

۱۴) آینه‌ی جریان کسکود :
Cascode




$$I_o = \frac{\beta^2}{\beta+1} I_B$$

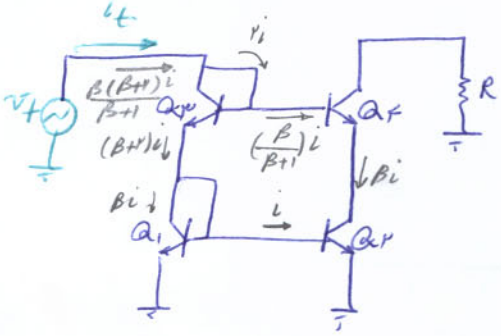
$$r_{ref} = \left[\frac{\beta(\beta+2)}{\beta+1} + 2\right] I_B$$

$$\Big\} \rightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\beta^2}{\beta^2+4\beta+2}$$

از نظر دقت تقریباً شبیه مدار قبلی است.

$(i_t, v_t, i)$ $R_o = \frac{\beta r_o}{2}$ از نظر مقاومت خروجی از هر سه مدار قبلی بهتر است.

$V_{omin} = 0.2 + 0.2 = 0.4$ ⟵ نسبت به مدار قبلی بهتر شده است




$$i_t = \left[\frac{\beta(\beta+2)}{\beta+1} + 2\right] i \simeq (\beta+2) i$$

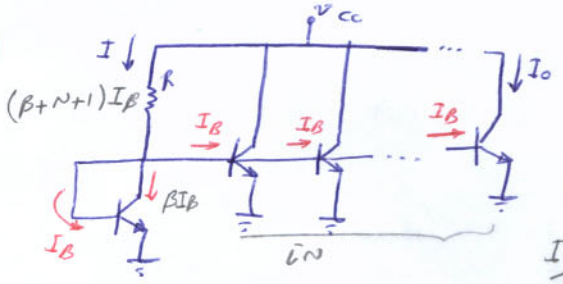
$$v_t = r_{e4} \times (\beta+2) i + r_{e1} \times \beta i = \left[r_e(\beta+2) + \beta r_e\right] \times i \simeq 2\beta r_e i$$

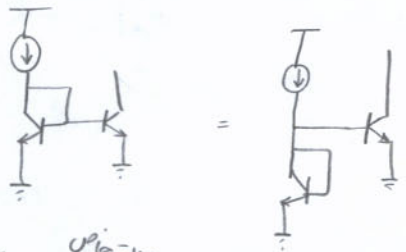
$$r_{e4} \simeq r_{e1} = r_e$$

$$\rightarrow R_i = \frac{v_t}{i_t} \simeq 2r_e$$ ⟵ از نظر مقاومت ورودی از مدار قبلی بهتر است.

---

۱۵) (ادامه)

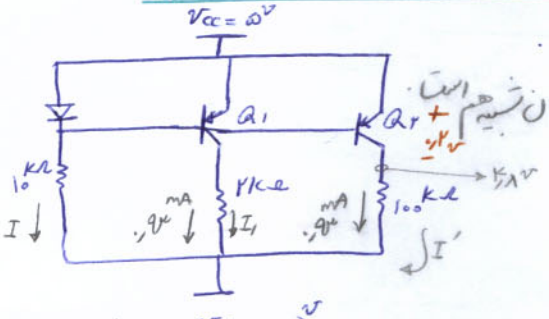


$$\frac{I_o}{I} = \frac{\beta}{\beta+N+1} \xrightarrow[N=1]{\text{حالت خاص}} \frac{I_o}{I} = \frac{\beta}{\beta+2}$$

---

۱۶) ★

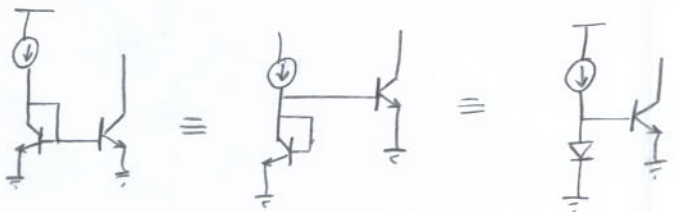



$\beta$ بزرگ است و پیوند $V_{BE}$ تراز ترانزیستور شبیه پیوند دیود است.

$I_1$ و $I'$ را بیابید.

توجه!! چون پیوند بیس امیتر ترانزیستورها و دیود شبیه هم اند یعنی $I_S$ هایشان شبیه هم است.

$$V_{BE_1} = V_{BE_2} \longrightarrow I_{S1} = I_{S2}$$



چون $\beta$ بی نهایت است از $I_{B1}$ صرف نظر می کنیم.

$I = \frac{10 - 0.7}{10k\Omega} = 0.93\,mA$ روابط همان $I_{ref}$ است

فرض ما در آینه‌ی جریان این است که همه‌ی ترانزیستورها در ناحیه‌ی فعال باشند.

پس باید حساب کنیم که $Q_1$ و $Q_2$ در ناحیه‌ی فعال هستند یا خیر؟

$V_{C1} = -5 + 0.93^m \times 2^k = -3V$

$V_{EC1} \approx 8^V > 0.2$ ⟵ $Q_1$ در ناحیه‌ی فعال است.

$V_{C2} = -5 + 10^k \times 0.93^m = 8.8^V$

$V_{EC2} = 5 - 8.8 = -3.8 < -2$ ⟵ $Q_2$ در ناحیه‌ی اشباع است

در روابط آینه‌ی جریانی نگنجد

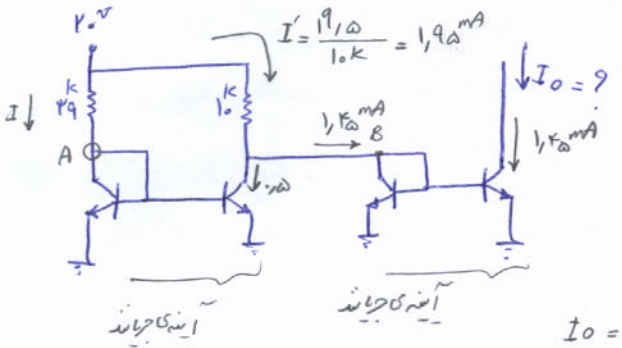
$\rightarrow I' = \frac{5 - 0.8}{100k} = 0.042\,mA$

مدل PNP :

**نکته**

---

الف)




$\beta \to \infty$ , $V_{BE} = 0.7$

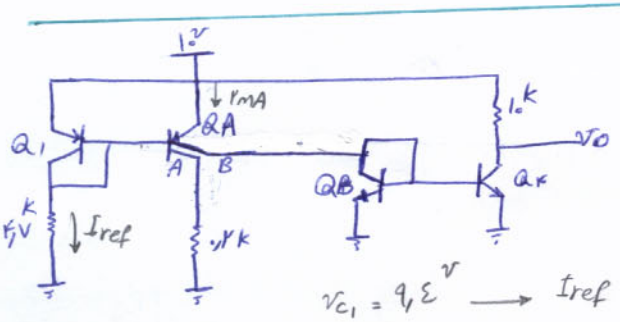
$V_A = 0.7\ V \longrightarrow I = \frac{19.3}{29\ k\Omega} = 0.7\ mA$

$V_B = 0.7\ V$

$I_O = 1.25\ mA$

---

ب)

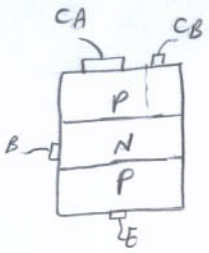



$\beta \gg 1$ , $|V_{BE}| = 0.7$

$A_{Q_2}(\beta) = \frac{1}{2} A_{Q_2}(A)$

$A_{Q_2} = 2$

$V_{C_1} = 9.3\ V \longrightarrow I_{ref} = \frac{9.3\ V}{3.7\ k} = 2\ mA$



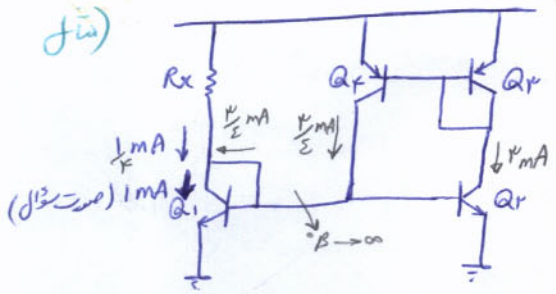

$I_{CA} + I_{CB} = 2\ mA \longrightarrow I_{CA} = 1.5\ mA$

(جریان تقسیم) $I_{CA} = 2 I_{CB}$ $\qquad I_{CB} = 0.5\ mA$

$V_O(DC) = 10 - 10\ k \times 0.5\ mA = 5\ V$

---

ج)




1.5V $\qquad A_{E_2} = 2 A_{E_1}$ , $A_{E_4} = 4 A_{E_3}$ , $\beta$ بزرگ , $V_{BE} = 0.7V$

(مساحت امیتر)

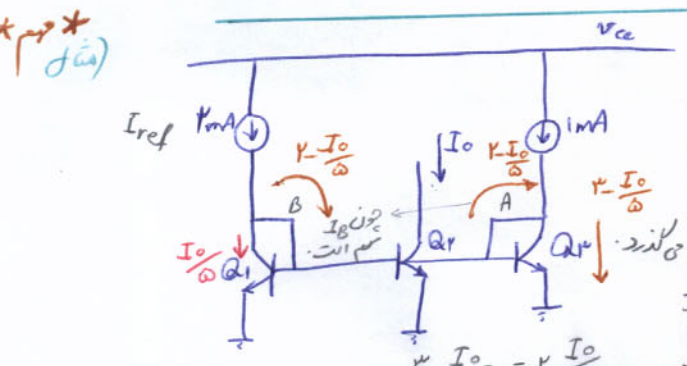
$V_{BE_1} = V_{BE_2} \longrightarrow I_{S_2} = 2 I_{S_1} \longrightarrow I_{C_2} = 2 I_{C_1}$

$V_{EB_3} = V_{EB_4} \longrightarrow I_{S_3} = 4 I_{S_4} \longrightarrow I_{C_3} = 4 I_{C_4}$

$V_{C_1} = 0.7\ V$ $\qquad Rx = \frac{1.5 - 0.7}{\frac{1}{4}\ mA} = 3.2\ k\Omega$

---

د)




$A_{E_3} = 2 A_{E_1}$ , $A_{E_2} = 3 A_{E_1}$ , $\beta \to \infty$

$I_{S_3} = 2 I_{S_1} \longrightarrow I_{C_3} = 2 I_{C_1}$ ①

$I_{S_2} = 3 I_{S_1} \longrightarrow I_{C_2} = 3 I_{C_1}$ ②

اگر فرض کنیم گرشاخه‌های A و B جریان نکشند

$I_{C_1} = 2\ mA$ , $I_{C_2} = 1\ mA$

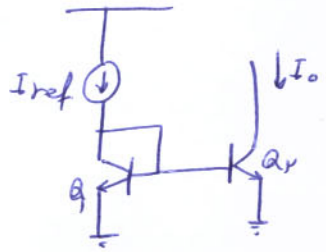
کیرشهف را طبق ① نقض می‌کند ← از شاخه‌های A و B جریان می‌گیرند

$I_{C_1} = \frac{I_O}{3}$ $\qquad$ $I_O$ را به عنوان مجهول حل می‌گیریم با توجه به رابطه‌ی ② داریم

$2 - \frac{I_O}{3} = 2\frac{I_O}{3} \longrightarrow I_O = 3\ mA$

$\frac{I_{S_2}}{I_{S_3}} = \frac{3}{2}$

$\beta \gg 1 \longrightarrow I_{B_{ok}}$



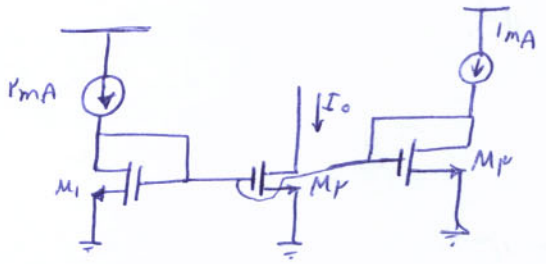

$I_{S2} = k I_{S1}$ $\quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$

$\beta \gg 1$ $\quad I_o = I_{C2}$, $I_{ref} = I_{C1}$ $\Rightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = k$

$I_S \propto A_{BE}$

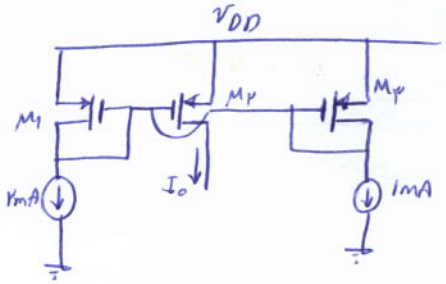
" جریان $I_S$ متناسب است با مساحت بین امیتر "

ب)

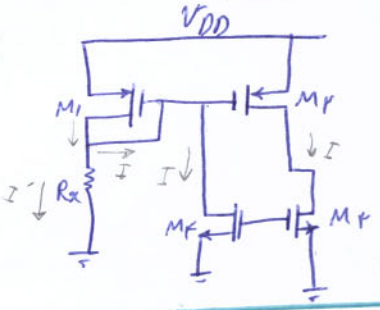



$k_3 = 2k_1$ , $k_2 = 5k_1$ , $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3}$

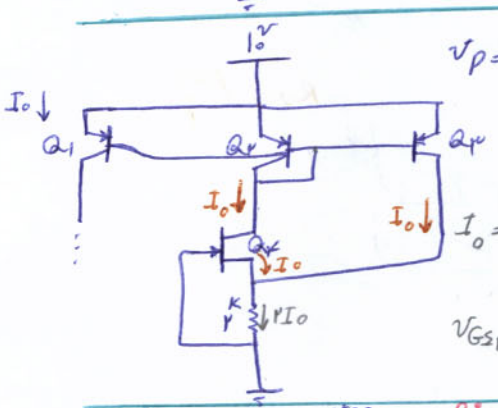
ج)




د)




ه)




$V_P = -2V$ , $I_{DSS\,Q2} = 4mA$ , بزرگ $\beta$ ، $Q_1$ ، $Q_2$

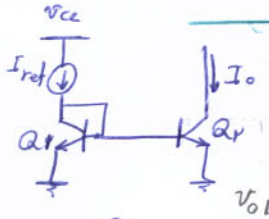
$\beta \gg 1 \longrightarrow I_{C1} = I_{C2}$

چون DC داریم حل می‌کنیم پس باید به جهت‌ها دقت شود.

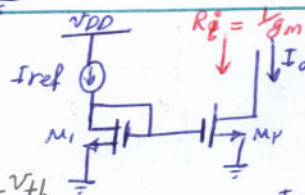
$I_o = I_{D2} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS2}}{V_P}\right)^2 = 4\left(1 - \frac{-2I_o}{-2}\right)^2 \Longrightarrow I_o = 0.686\,mA$

$V_{GS2} = V_{G2} - V_{S2} = 0 - 2K \times 2I_o = -4I_o$

و)




$V_{OD2} = V_{GS2} - V_{th}$

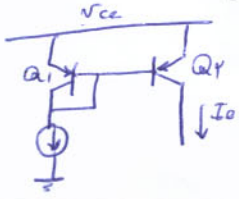


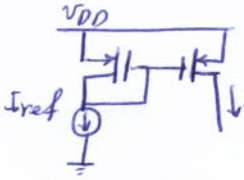

$R_i = \frac{1}{g_m}$ $\quad R_o \equiv r_o$ : توجه $V_A \to \infty$ ، $V_{th1} = V_{th2}$ فرض

$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{th}\right)^2 = k\left(V_{GS} - V_{th}\right)^2$

$I_{D1} = k_1\left(V_{GS1} - V_{th1}\right)^2 = k_1\left(V_{GS} - V_{th}\right)^2 = I_{ref}$

$I_{D2} = k_2\left(V_{GS2} - V_{th2}\right)^2 = k_2\left(V_{GS} - V_{th}\right)^2 = I_o$ $\Big\} \rightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{k_2}{k_1}$




$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \times \left(\frac{W}{L}\right)_2}{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \times \left(\frac{W}{L}\right)_1} = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)_2}{\left(\frac{W}{L}\right)_1}$

$V_A$ (ولتاژ اولی) را این نهایت فرض کردیم درحالی که این نهایت نیست پس $V_{DS}$ مطرح می‌شود که $V_{DS_1} \neq V_{DS_2}$ است پس

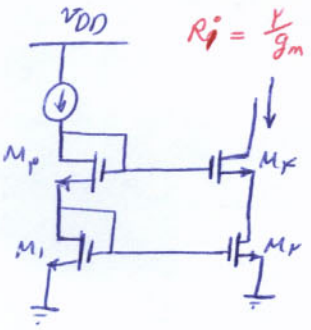
اگر ما بیاد ما بالا درجه دقت تر باشد برابر نیستند $I_{ref}$ با $I_o$ برابر می‌شود.

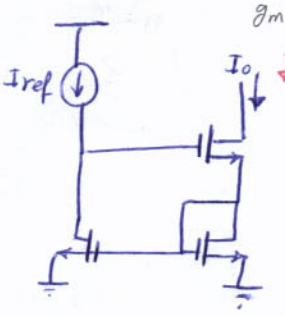
پس دلیلی ندارد که دقیقاً $I_{ref}$ با $I_o$ برابر باشد.

$V_{omin} = \overrightarrow{V_{OD}}$ (voltage overdrive) $V_{OD_2} + V_{OD_4}$

$R_o = g_m r_o^2$

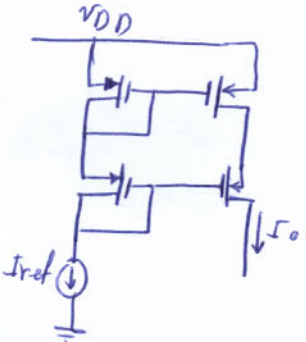
$R_i = \frac{2}{g_m}$

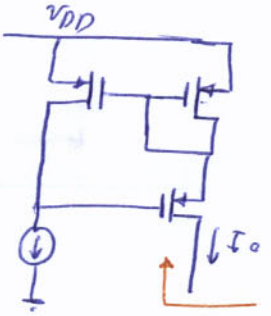



$g_m r_o^2$ $R_o = g_m r_o^2$ $R_i = \frac{2}{g_m}$

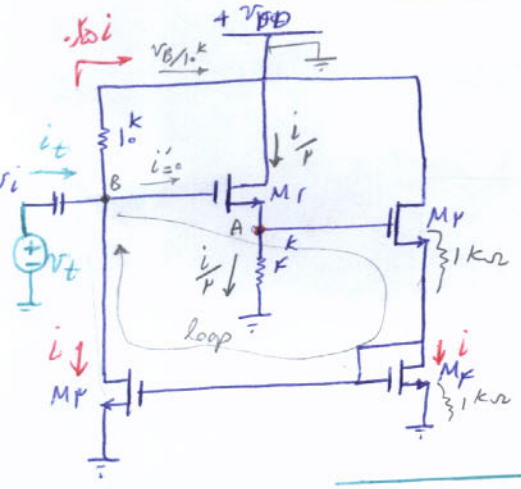
$V_{omin} = V_{GS_2} + V_{OD_3}$




$R_o = g_m r_o^2$

---




$r_d = \infty$ , $g_m = 1\ mA/V$

چون loop داریم باید حتماً از راه $v_t$ و $i_t$ برویم:

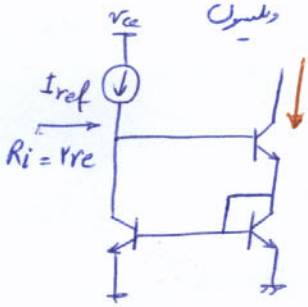
$$v_A = 1k \times i + 1k \times i = 2k\,i$$

$$v_B = v_t = 2k\Omega \times i + 1k \times \frac{i}{2} = 2.5k\,i$$

$$i_t = i + \frac{i}{2} = \frac{3}{2} i$$

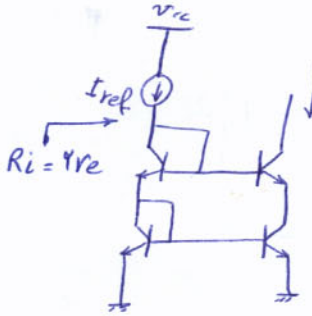
$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{2.5k\,i}{\frac{3}{2} i} = 2\ k\Omega$$

---




دیفرانسیل

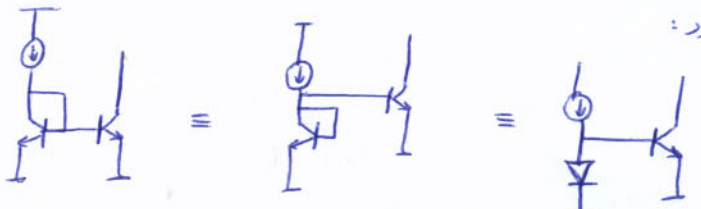
$R_o = \frac{\beta r_o}{2}$



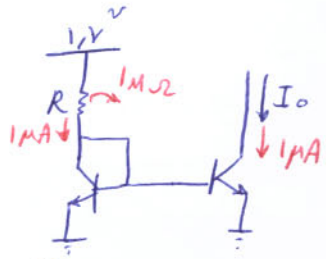

کسکود

$R_o = \frac{\beta r_o}{2}$

نکته!! ★ دقت شود:



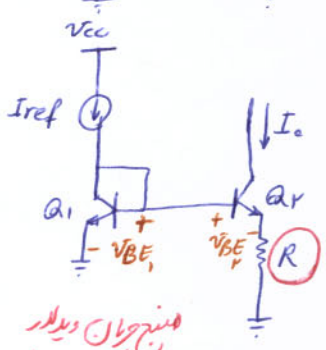
## * آینه‌ی جریان ویدلار: widlar current source




ما می‌خواهیم مداری داشته باشیم که توان مصرفی کمی داشته باشد پس نیازیم جریان 1mA داریم مشکل این مدار این است که مقاومت 1MΩ (مگا اهم) خیلی بزرگ است و در مدارات مجتمع قابل استفاده نیست، پس برای تولید $I_o$ کم باید چه کنیم؟

چون فضای زیادی به خود اختصاص می‌دهد.

مقاومت R را به پایین می‌آوریم ← باید از مدار ویدلار برای استفاده کنیم:




$\frac{I_o}{I_{ref}} = ?$ $V_A \to \infty$ $Q_2$ و $Q_1$ مشابه‌اند، $\beta \gg 1$ فرض

چون $\beta \gg 1$ است پس جریان بیس‌ها صفر است پس جریان کلکتور $Q_1$ همان $I_{ref}$ است.

منبع جریان ویدلار

$I_o \neq I_{ref}$

توجه!! در منبع جریان ویدلار $V_{BE}$ دو ترانزیستور باید با هم برابر باشند وگرنه $I_o$ صفر می‌شود.

$V_{BE_1} = V_{BE_2} + RI_{C_2}$

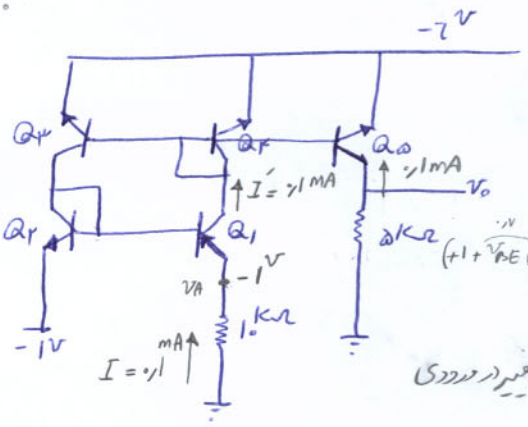
$V_T \ln \frac{I_{C_1}}{I_{S_1}} = V_T \ln \frac{I_{C_2}}{I_{S_2}} + RI_{C_2}$ $\xrightarrow{I_{S_1}=I_{S_2}=I_S}$ $V_T \ln \frac{I_{ref}}{I_S} - V_T \ln \frac{I_o}{I_S} = RI_{C_2}$ $\xrightarrow{I_{C_2}=I_o}$

$\to V_T \ln \frac{I_o}{I_{ref}} = RI_o$ به شرطی که $Q_1$ و $Q_2$ مشابه باشند

توجه!! * در صورتی می‌توانیم بگوییم $V_{BE}$ دو ترانزیستور یکسان به هم اند که جریان‌های گذرنده از آن‌ها با هم برابر باشد.

---

(مثال)




با فرض اینکه همه‌ی ترانزیستورها مشابه‌اند $V_o$ را بیابید.

به خاطر وجود $Q_4$ و $Q_3$ که آینه‌ی جریانند پس جریان $Q_2$ و $Q_1$ که منبع جریان ویدلار است با هم برابر می‌شود پس $V_{BE}$ آن‌ها با هم برابر می‌شود.

$(+1 + \frac{-V_A}{20} + \frac{-V_A}{10} + V_A = 0)$ ← $V_A = -1\ V$

↳ $I = 0.1mA$

در این مدار پس جریان‌ها ورودی و خروجی $I_o$ و $I$ فیدبک منفی داریم پس تغییر در ورودی سبب تغییر در خروجی شده ولی خروجی دوباره ورودی را اصلاح می‌کند.

$V_o = -25\ V$ ← جریان $0.1mA$

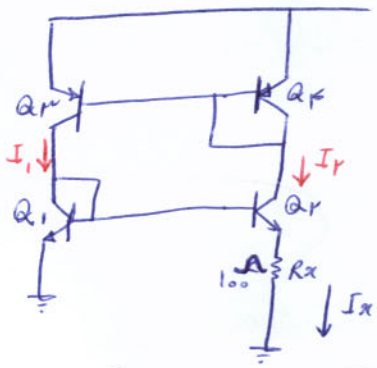
$Q_4$ و $Q_5$ هم آینه‌ی جریانند

دو ترانزیستور $Q_1$ و $Q_2$ که مشابه‌اند با هم تشکیل منبع جریان ویدلار داده‌اند پس $V_{BE}$ آن‌ها باید با هم برابر باشد ولی چون جریان آن‌ها از آینه‌ی جریان $Q_4$ و $Q_3$ تأمین شده به همین علت $V_{BE}$ هایشان با هم برابر است.

آیا $Q_2$ و $Q_5$ هم آینه ویدلارند؟

---

(مثال)




$A_{E_2} = 2A_{E_1}$ , $A_{E_3} = 2A_{E_4}$ , $V_T = 25mV$

$V_A \to \infty$ $\beta \gg 1$ $\ln 2 \simeq 0.7$

$V_{BE_1} \neq V_{BE_2}$ ← جریان ← $I_{C_1} \neq I_{C_2}$ است.

دو معادله دو مجهول داریم ؛ معادله‌ی بالا از $Q_3$ و $Q_4$: جریان $Q_4$ / جریان $Q_3$

$I_1 = 2I_2$ $(A_{E_3} = 2A_{E_4})$

معادله‌ی دوم: $V_{BE_1} = V_{BE_2} + R_x I_2$ (منبع جریان ویدلار)

$V_T \ln \frac{I_1}{I_{S_1}} - V_T \ln \frac{I_2}{I_{S_2}} = 0.1^k \times I_2$

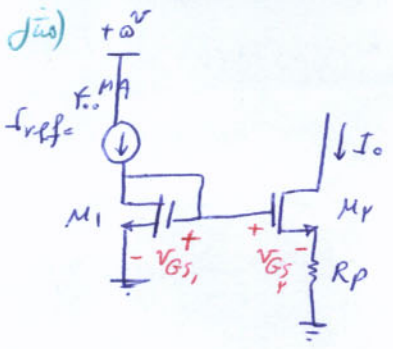
$V_T \ln \left( \frac{I_1}{I_2} \times \frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \right) = 0.1^k I_x$ ($\frac{I_1}{I_2}$: ۲ از $A_{E_3} = 2A_{E_4}$ ، $\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}}$: ۲ از $A_{E_2} = 2A_{E_1}$)

$\to 25^{mV} \times \ln 2 = 0.1^k I_x \to 50^m \ln 2 = 1^k I_x$

$I_x = 350\ \mu A$

الف) تشکیل دهنده یک منبع جریان ویدلار MOSFET می‌باشد $I_o = 100\mu A$ از

$V_A \to \infty$




$R_p$ را بیابید.

فرض: $k' = k'_n \frac{\omega}{L} = 0.1 \frac{mA}{V^2}$

$k = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{\omega}{L} \longrightarrow I_D = k(V_{GS} - V_{th})^2(1 + \lambda V_{DS})$

$k' = \mu_n C_{ox} \frac{\omega}{L} \longrightarrow I_D = \frac{k'}{2}(V_{GS} - V_{th})^2\underbrace{(1 + \lambda V_{DS})}_{1}$ $V_A \to \infty$

$\longrightarrow V_{GS} = \sqrt{\frac{2I_D}{k'}} + V_{th}$

$V_{GS1} = V_{GS2} + R_p \times I_o$

$\sqrt{\frac{2I_{D1}}{k'}} + V_{th} = \sqrt{\frac{2I_{D2}}{k'}} + V_{th} + R_p \times I_o$

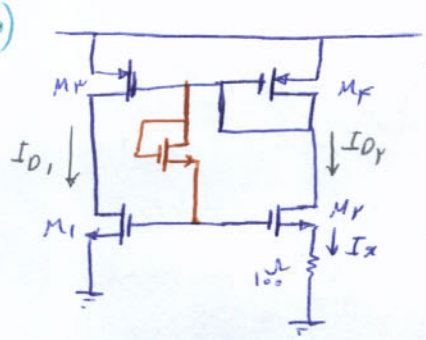
$\longrightarrow \underbrace{\sqrt{\frac{2I_{ref}}{k'}} - \sqrt{\frac{2I_o}{k'}}}_{0.5\ V} = R_p \times I_o \longrightarrow R_p = \frac{0.5\ V}{0.1\ mA} = 5\ k\Omega$

هایلایتری می‌شود

---

$V_{th}$ همگی یکسان است.

ب)




$k_4 = 2k_2$ , $k_3 = 2k_1$

$I_D = k(V_{GS} - V_{th})^2$

$I_x = ?$

$V_{GS1} = V_{GS2} + 0.1^{k}\Omega I_{D2}$

$\sqrt{\frac{I_{D1}}{k_1}} + V_{th} = \sqrt{\frac{I_{D2}}{k_2}} + V_{th} + 0.1^{k}\Omega I_{D2}$ ①

$k_2 = 2k_4 \longrightarrow I_{D1} = 2I_{D2}$ ← در ① هایلایتری می‌شود

$\longrightarrow \sqrt{\frac{2I_{D2}}{k_1}} - \sqrt{\frac{I_{D2}}{2k_1}} = 0.1^{k}\Omega \times I_{D2}$ فرض $k_1 = \frac{1}{2}\frac{mA}{V^2}$

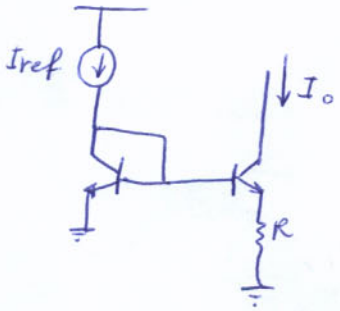
$\longrightarrow \underbrace{2\sqrt{I_{D2}} - \sqrt{I_{D2}}}_{\sqrt{I_{D2}}} = 0.1^{k}\Omega I_{D2} \longrightarrow I_{D2} = 0.1^{k}\Omega (I_{D2})^2 \longrightarrow I_D = 0$

$\rightarrow I_D = A$ یک مقدار

مشکل این مدار این است که ممکن است کار نکند یعنی $I_D$ صفر باشد. به همین دلیل در این مدار از یک startup ایجاد می‌کنند تا در لحظه‌ی اول کار کند که $M_1$ جریان غیر صفر بگیرد و مدار صحیح کار کند.

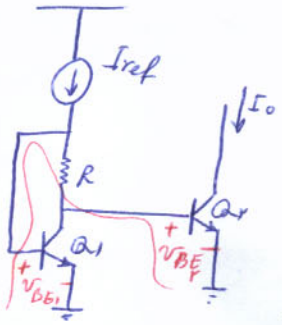
---

## Peaking current source ✱




این یک مدار ویدلار است که جریان در حد mA با مقاومت R در حد kΩ می‌دهد و می‌آید جریان در حد nA داشته باشیم در این صورت باید R را بزرگ کنیم که مطلوب نیست.

سپس از مدار زیر استفاده می‌کنیم:




$\frac{I_o}{I_{ref}} = ?$ $V_A \to \infty$ ، $\beta \gg 1$ ، $Q_1$ و $Q_2$ مشابه

چون $\beta \gg 1$ پس از $I_B$ ها صرف نظر می‌کنیم ←

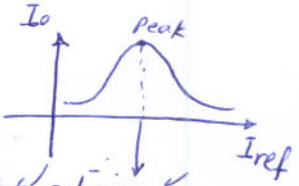
$I_{C1} = I_{ref}$

$I_{C2} = I_o$

$V_{BE1} - RI_{C1} = V_{BE2}$ (چون $Q_1$ و $Q_2$ مشابه‌اند)

$V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{S1}} - RI_{C1} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \longrightarrow V_T \ln \underbrace{\frac{I_{C1}}{I_{C2}}}_{\frac{I_{ref}}{I_o}} \times \underbrace{\frac{I_{S2}}{I_{S1}}}_{1} = RI_{C1}$

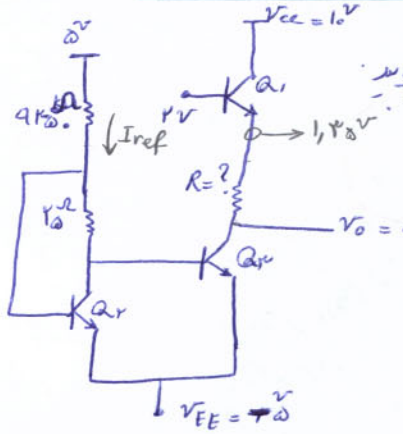
$$V_T \ln\frac{I_{ref}}{I_o} = RI_{ref} \longrightarrow \text{«}\ I_o = I_{ref}\, e^{\frac{-RI_{ref}}{V_T}}\ \text{»}$$




آیا نقطه‌ی کاری را انتخاب کردیم در این صورت مدار حالت stable تری دارد و نسبت به نقاط دیگر خیلی بهتر است.

---

ب)




$Q_1$ و $Q_2$ مشابه هم‌اند. $V_{BE_1} = V_{BE_2} = 0{,}6\ V$ ، $R = ?$ را بیابید.

$V_T = 25\ mV$ و $\beta = 100$

چون $\beta = 100$ پس از جریان پس از $Q_2$ صرف نظر می‌کنیم.

ابتدا باید $I_{ref}$ را بیابیم:

$$I_{ref} = \frac{5 - (-5) - 0{,}6}{9{,}4\ k} = 1\ mA$$

از $Q_2$

لازم نیست رابطه را حفظ باشیم زیرا ممکن است $Q_1$ و $Q_2$ را مشابه ندهند:

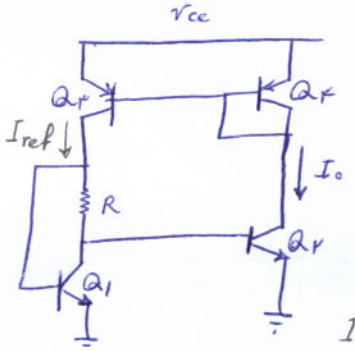
$$I_o = I_{ref}\, e^{\frac{-RI_{ref}}{V_T}} = 1\ mA\, e^{\frac{-25\Omega \times 1\ m}{25\ mV}} = \frac{1}{e}\ mA$$

به واحدها دقت شود!!

$$R = \frac{1{,}25 - 0}{\frac{1}{e}} = 1{,}25 \times e$$

---

ج)




تا جریان خروجی مستقل از $V_{cc}$ باشد. $\frac{I_{S4}}{I_{S3}} = ?$

$I_{S1} = I_{S2}$

رضا: $\frac{I_{S4}}{I_{S3}} = k \longrightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{I_{S4}}{I_{S3}} = k$

- $I_o = kI_{ref}$

برای اینکه مستقل از $V_{cc}$ باشد باید در یک مختی قطع کنیم:

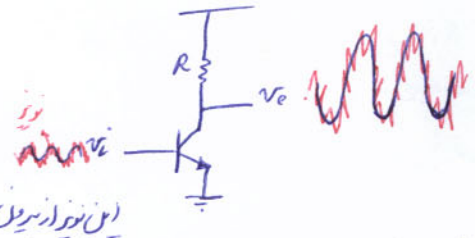
$$I_o = I_{ref}\, e^{\frac{-RI_{ref}}{V_T}} \quad (1)$$

سپس باید نقطه‌ی کار را در یک بدست آوریم از رابطه‌ی (1) مشتق می‌گیریم و نقطه بدست آمده را در معادله‌ی خطی می‌گذاریم:

مشتق: $e^{\frac{-RI_{ref}}{V_T}} + \left(-\frac{R}{V_T}\right) e^{\frac{-RI_{ref}}{V_T}} \times I_{ref} = 0 \longrightarrow 1 - \frac{R}{V_T} I_{ref} = 0 \longrightarrow I_{ref} = \frac{V_T}{R} \longrightarrow \frac{V_T}{R} e^{-1} = k \frac{V_T}{R} \longrightarrow k = \frac{1}{e}$

---

## * تقویت کننده تفاضلی:




(این نویز از بیرون می‌آید)
و این نویز روی سیگنال اصلی سوار می‌شود.

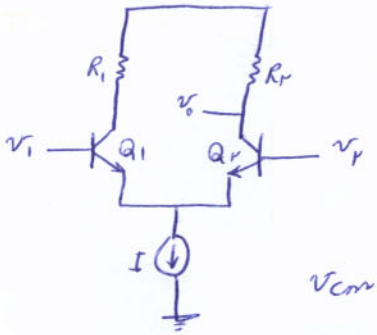
بهترین و بزرگی تقویت کننده‌های تفاضلی حذف نویز است.

سیگنال همراه با نویز مطلوب ما نیست پس باید به گونه‌ای اثر نویز را برطرف کنیم.

وقتی سیگنال اصلی (پایه) تقویت می‌شود نویز همراه با آن هم تقویت می‌شود.

راه حل حذف این نویز استفاده از تقویت کننده‌ی تفاضلی است.

ساختار یک تقویت کننده تفاضلی ساده:




$$V_1 = \underbrace{\frac{V_1 + V_2}{2}}_{V_{cm}} + \underbrace{\frac{V_1 - V_2}{2}}_{V_d} = V_{cm} + \frac{V_d}{2}$$

$$V_2 = \underbrace{\frac{V_1 + V_2}{2}}_{V_{cm}} - \frac{V_1 - V_2}{2} = V_{cm} - \frac{V_d}{2}$$

سیگنال تفاضلی

سیگنال مشترک

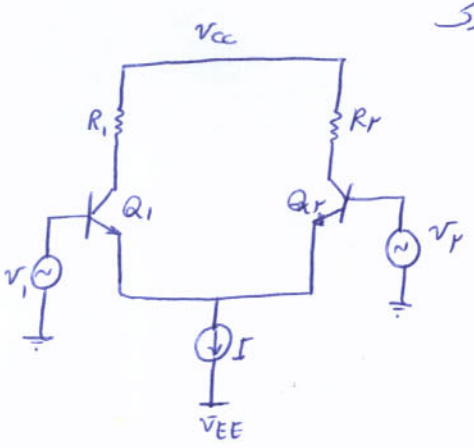
* وقتی تقویت کننده‌ی تفاضلی داریم در حالت ایده‌آل تمایل داریم که $V_{cm} = 0$ باشد و تنها سیگنال $V_d$ تقویت شود.

نویز روی سیگنال های ورودی $v_1$ و $v_2$ دارای حالت Common mode می باشند زیرا در صورت شرایط متقارن و شبیه بودن نویز ها تفاضلشان صفر است $= v_d$ نویز است.

پس نویز ها به صورت سیگنال $v_{cm}$ وارد می شوند و چون تقویت کننده ی تفاضلی $A_{cm}$ را می خواهد از بین ببرد پس نویز حذف می شود.

در هر سیستمی که می خواهیم سیگنالی را از محیط بگیریم باید در ابتدا در طراحی از تقویت کننده ی تفاضلی برای حذف نویز محیط استفاده کنیم.

* تحلیل تقویت کننده ی تفاضلی
  - تحلیل سیگنال بزرگ (سیگنالی که نقطه کار را تغییر می دهد)
  - تحلیل سیگنال کوچک ← بین تفاضلی / بین مشترک




تحلیل سیگنال بزرگ:

فرض بر این است که $v_1$ و $v_2$ سیگنال بزرگ هستند.

$$\begin{cases} I_{C1} = ? \\ I_{C2} = ? \end{cases}$$ $Q_1$ و $Q_2$ شبیه به هم اند یعنی $I_S = I_{S1} = I_{S2}$ و $V_A \to \infty$

$$\begin{cases} I_{C1} = I_S e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \\ I_{C2} = I_S e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \end{cases} \to \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = e^{\frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{V_T}} = e^{\frac{V_{B2} - V_{B1}}{V_T}}$$

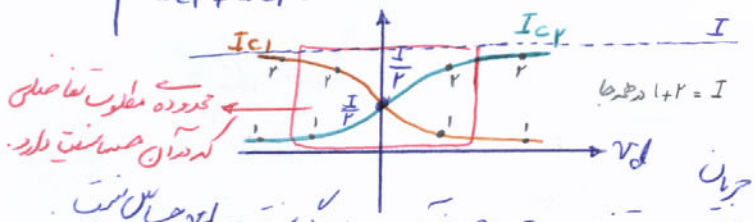
اگر ترتیب علامت تفاضلی اهمیت داشته باشد خود صورت سوال $v_d$ را تعریف می کند.

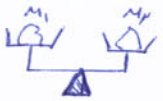
$$I_{C1} + I_{C2} = I$$

$$\to \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = e^{\frac{V_2 - V_1}{V_T}} = e^{\frac{V_d}{V_T}}$$

$$V_d = V_2 - V_1$$

$$\begin{cases} I_{C2} = I_{C1} e^{\frac{V_d}{V_T}} \\ I_{C1} + I_{C2} = I \end{cases} \to I_{C1} + I_{C1} e^{\frac{V_d}{V_T}} = I \to \begin{cases} I_{C1} = \dfrac{I}{1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}} \\ I_{C2} = \dfrac{I}{1 + e^{-\frac{V_d}{V_T}}} \end{cases}$$



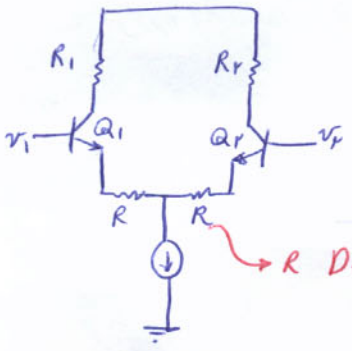



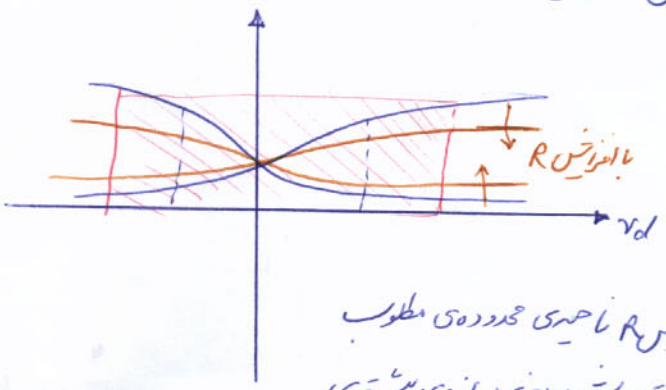

اگر $v_2$ و $v_1$ را بگیریم $\Leftarrow v_d \to \infty$ می شود پس همه ی جریان $I$ از $Q_1$ می گذرد و از $Q_2$ جریانی نمی گذرد ← تغییری در $v_1$ یا $v_2$ تغییری در $I_C$ به وجود نمی آورد و مدار دیگر نسبت به $v_d$ حساس نیست.

حال اگر $v_2 = v_1$ بگیریم جریان $Q_1$ و $Q_2$ برابر و نصف $I$ می شود.

مدار وقتی به تغییرات $v_1$ و $v_2$ حساسیت نشان می دهد که $Q_1$ و $Q_2$ در حال استیاع نباشند.

بیشترین حساسیت تفاضلی نسبت به هر دوی $v_1$ و $v_2$ در نقطه ی $\frac{I}{2}$ می باشد. (نقطه تقاطع هر دو نمودار)

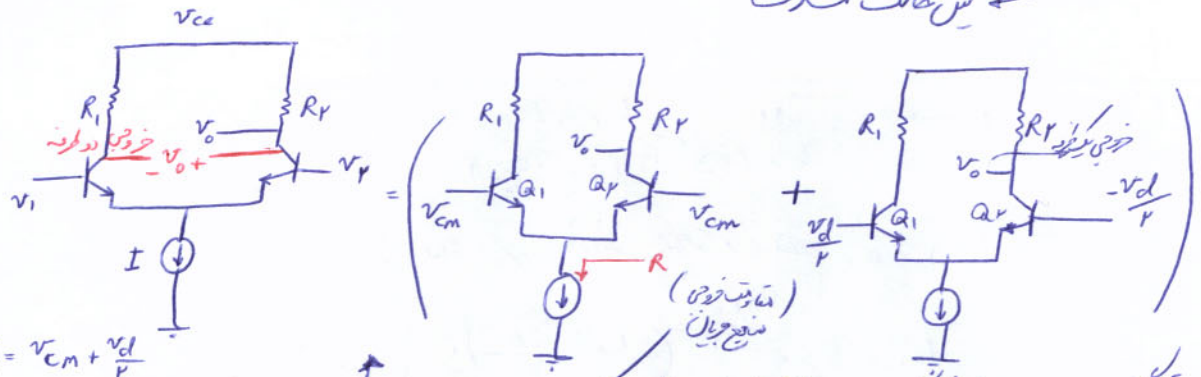



با افزایش $R$ ناحیه ی محدوده ی مطلوب بیشتر می شود یعنی در بازه ی بیشتری همچنان حساسیت مطلوب نسبت به تغییرات $v_1$ و $v_2$ داریم.

## تحلیل سیگنال کوچک:

کانس تفاضلی
کانس حالت مشترک




$V_d = V_1 - V_2$

$\begin{cases} V_1 = V_{cm} + \frac{V_d}{2} \\ V_2 = V_{cm} - \frac{V_d}{2} \end{cases}$ ← جمع آثار

سپس برای محاسبه‌ی کانس مدار اصلی می‌توانیم کانس در مدار خود را پیدا کنیم و با هم جمع کنیم.

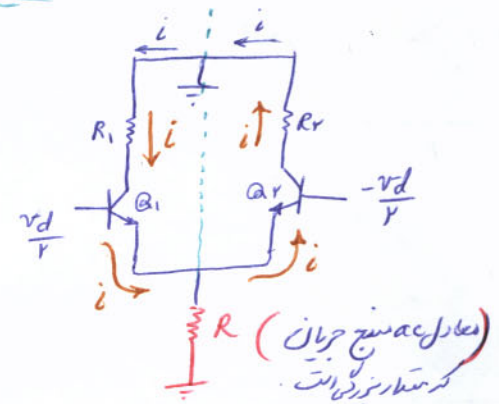
سپس برای محاسبه‌ی کانس تقویت کننده‌ی تفاضلی ۴ حالت داریم:

$\frac{\text{خروجی تفاضلی}}{\text{ورودی تفاضلی}}$ ①، $\frac{\text{خروجی تفاضلی}}{\text{ورودی مشترک}}$ ②، $\frac{\text{خروجی یک طرفه}}{\text{ورودی تفاضلی}}$ ③، $\frac{\text{خروجی یک طرفه}}{\text{ورودی مشترک}}$ ④

$\begin{bmatrix} ① & ② \\ ③ & ④ \end{bmatrix}$

در کتاب‌ها دو کانس تفاضلی و مشترک را تعریف می‌کنند.

### خط هم پتانسیل (زمین مجازی)




— محاسبه‌ی کانس تفاضلی:

چون سیگنال کوچک است پس قطب جریان‌ها اهمیت ندارد.

چون $\left|\frac{V_d}{2}\right|$ برابرند پس جریان‌ها برابرند و خلاف جهت هم.

توجه!! ✱ در حالت تفاضلی جریان در مداری چرخد.

- اگر دو طرف کاملاً شبیه هم باشند زمین مجازی داریم. (هم دو طرف نه تنها شکل اجزا) مثلاً $R_2, R_1$

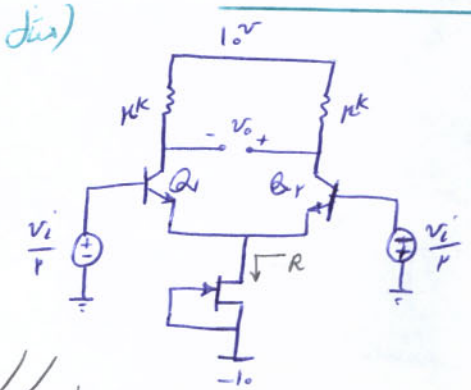
باید بر آیند دو طرف شبیه هم باشد.

اگر $Q_1$ و $Q_2$ شبیه هم باشند، $R_1 > R_2$ باشد ← $I_{C2} > I_{C1}$ زیرا $\left(I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}\left(1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right)\right)$ پس می‌توانیم با تنظیم $I_S$ها بیشتر بیاید

یا در دو طرف به وجود آوریم مثلاً $I_{S1}$ را بیشتر از $I_{S2}$ اختیار کنیم.

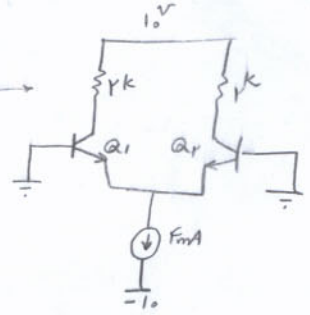
---

مثال)




$A_d = ?$ $\quad |V_p| = 2^V$ ، $I_{DSS} = 4mA$ ، $V_{BEQ} = 1V$ ، $V_T = 25^{mV}$ ، $\beta = 100$

$V_A \to \infty$ $\quad r_{ds} = 100\,k\Omega$

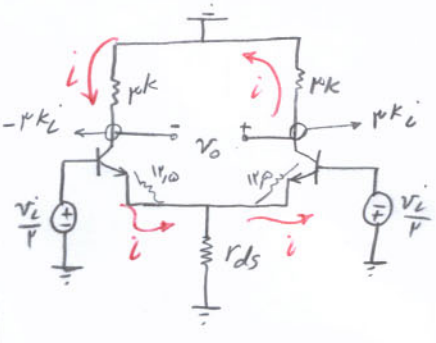



حل DC و محاسبه‌ی نقطه کار:

$I_{C1} = I_{C2} = 2mA$

$r_{e1} = r_{e2} = \frac{V_T}{I_C} = 12.5\,\Omega$

مدار در حالت سیگنال کوچک:

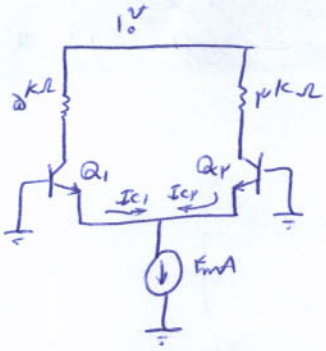



$V_o = 6k\,i$

$\frac{V_i}{2} - 12.5\,i - 12.5\,i = -\frac{V_i}{2} \rightarrow V_i = 25\,i$

$\frac{V_o}{V_i} = \frac{6000\,i}{25\,i}$

در واقع چون از دو مقاومت $3k$ یک جریان می‌گذرد پس با هم سری‌اند.



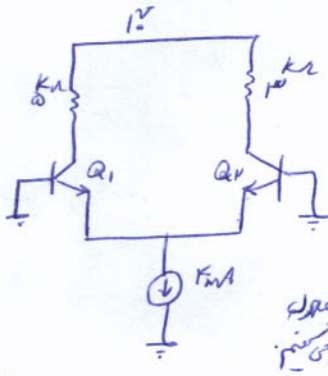

وقتی ولتاژ اولی بی نهایت باشد این عدم تقارن در Rc ها اهمیتی در تقسیم جریانها ندارد زیرا Rc ها در $V_{CE}$ تأثیری نگذارند.

$V_A \longrightarrow \infty$

DC حل: $I_{C1} = I_{C2} = 2mA$

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

حالا اگر ولتاژ اولی بی نهایت نباشد، مثلاً $V_A = 5$




$$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}\right)$$

$$I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}\right)$$

$$\rightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}}$$

دو معادله دو مجهول

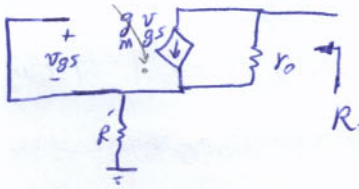
حل می کنیم.

$$\begin{cases} I_{C1} + I_{C2} = 4\,mA \\ V_{CE2} = 10 - 4 I_{C2} - (-0.7) \\ V_{CE1} = 10 - 5 I_{C1} - (-0.7) \end{cases}$$

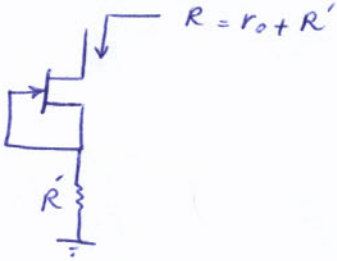
از روش تکرار

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 1 \longrightarrow \begin{matrix} I_{C1} = 2mA \longrightarrow V_{CE1} = 0.7V \\ I_{C2} = 2mA \longrightarrow V_{CE2} = 4.1V \end{matrix} \longrightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{4.1}{5}}{1 + \frac{0.7}{5}} = 1.1V \longrightarrow I_{C2} = 1.1 I_{C1}, \ldots$$

---

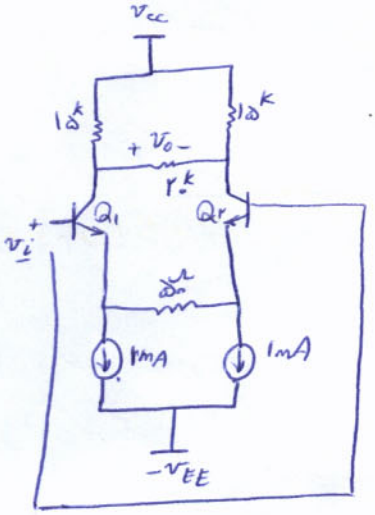



$R = r_o + R'$




---

مثال)

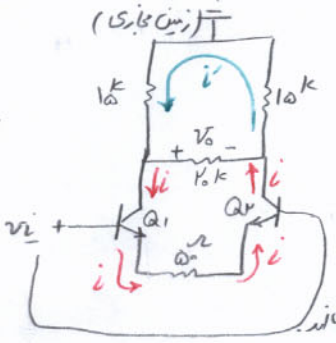



$V_T = 25mV$ $\quad \frac{V_o}{V_i} = ?$

$V_{B1} = V_{B2}$ ، $V_{BE1} = V_{BE2} \longleftarrow V_{E1} = V_{E2}$ ← از مقاومت ۵۰Ω جریان DC نمی گذرد.

$I_{C1} = I_{C2} = 1mA$ $\quad r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$

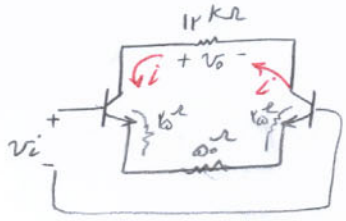
مدار در حالت تفاضلی




در حالت تفاضلی از مقاومت ۵۰Ω جریان نمی گذرد.

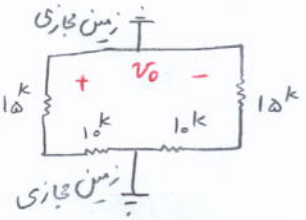
زمین مجازی زمینی است که ولتاژ صفر دارد ولی جریان ندارد.

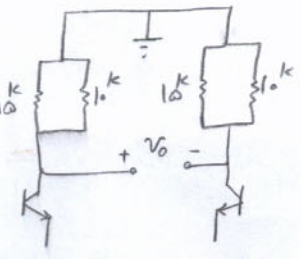
دو مقاومت ۱۵k سری اند و با ۲۰k موازی اند.

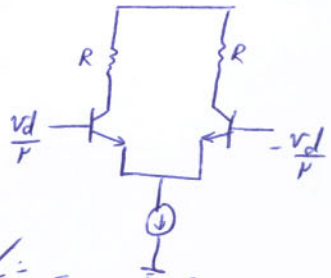



$V_o = -12k\,i$

$V_i = 100\Omega\, i$



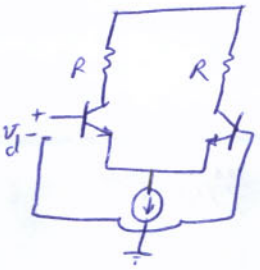





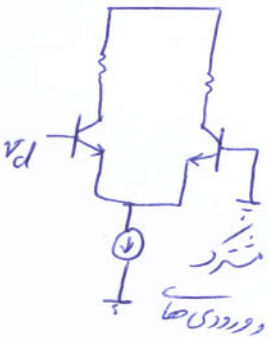

ورودی این دو مدار تفاضلی خالص است و این حالت مشترک نداریم

چون سیگنال حالت مشترک نداریم.

$$v_{cm} = \frac{\frac{v_d}{2} + (-\frac{v_d}{2})}{2} = 0$$




✓ وقتی می‌خواهیم کسی تفاضلی بدهیم فقط باید ورودی‌ها مانا تفاضلی باشند.



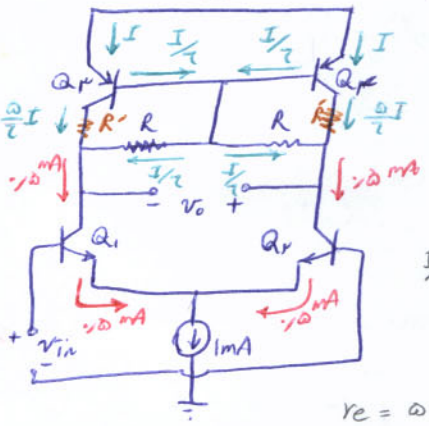

ولی در این مدار هم کسی مشترک داریم و هم تفاضلی و ورودی‌ها مانا تفاضلی خالص نیستند.

$$\frac{v_d}{2} = \frac{v_d + 0}{2}$$

---

مثال)

$A_v = ?$, $R = 10^k$, $V_T = 25^{mV}$, $V_A = \infty$, $\beta = 100$




چون در $Q_1$ و $Q_2$ تقارن داریم و $V_A \to \infty$ پس جریان DC، $Q_1$ و $Q_2$ برابر است و برابر $0.5^{mA}$ است.

اگر از جریان بیس صرف نظر کنیم از مقاومت‌ها R جریان DC نمی‌گذرد.

- ولی اگر از جریان بیس صرف نظر نکنیم مثلاً $\beta = 5$ باشد داریم:

$$\frac{I}{2} + \frac{\frac{5}{6}I}{2} = 0.5^{mA}$$

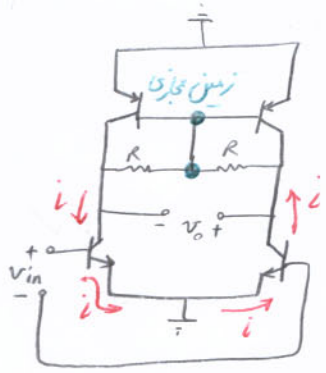
$$I = 0.5^{mA}$$

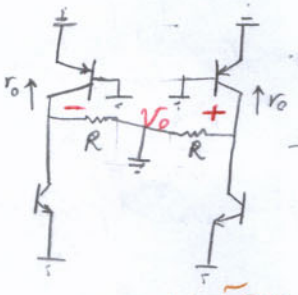
در این صورت جریان $I_{C1}$ و $I_{C2}$ هم برابر نیستند.

فرض می‌کنیم در مسئله یکی R و دیگری 2R باشد حل کنیم:

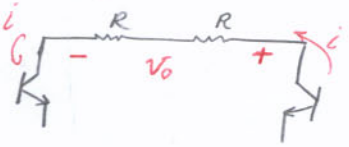
در حال سیگنال کوچک: $r_e = 50^{\Omega}$, $r_o = \infty$

ورودی مانا تفاضلی خالص است.



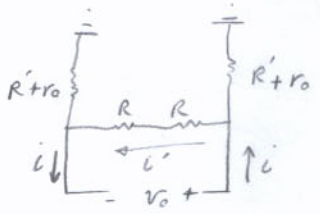

چون $r_o$ زیاد است پس مثل مدار باز است.




مسئله را با فرض $R'$ و فرض اینکه $r_o = 100^{k\Omega}$ باشد به دست آورید.

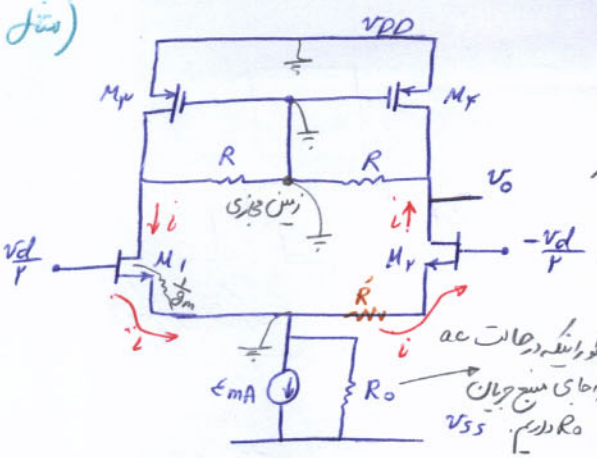
$$\rightarrow v_o = 2R \times i$$

$$v_i = 100\, i$$




$$i' = \frac{R'+r_o}{R'+r_o+2R} \times i \longrightarrow v_o = 2R \times i'$$

مثال)




$R = 20k$ , $V_A = 100V$ , $g_m = \frac{4mA}{V}$ , $R_0 = 100\ k\Omega$

$g_{mb} = 0$ $\qquad \frac{v_o}{v_d} = ?$

برای بدست آوردن $r_d$ نیازیه یافتن $I_D$ داریم به علت تقارن در مدار و تقارن دو سر R ها هم پتانسیل اند پس در حالت DC از R ها جریان نمی‌گذرد.

* ترانزیستور pMOS همیشه کمتر از nMOS است.

$V_{A\,pMOS} < V_{A\,nMOS}$ در صورت سوال اشتباه داده شده است.

$4mA = I_{D_{M4}} = I_{D_{M3}} = I_{D_{M2}} = I_{D_{M1}}$

* $\mu_n C_{ox} = 2.5\,\mu_p C_{ox}$ برای $k_p = k_n$ دقیق $\longrightarrow \left(\frac{W}{L}\right)_p = 2.5\left(\frac{W}{L}\right)_n$

$I_D = k\left(V_{GS} - V_{th}\right)^2$

$r_d = \frac{V_A}{I_D} = 50\ k\Omega$

* به شرطی زمین مجازی داریم که در دو طرف مدار تقارن باشد.

- پس در نتیجه به علت وجود زمین مجازی loop نداریم.

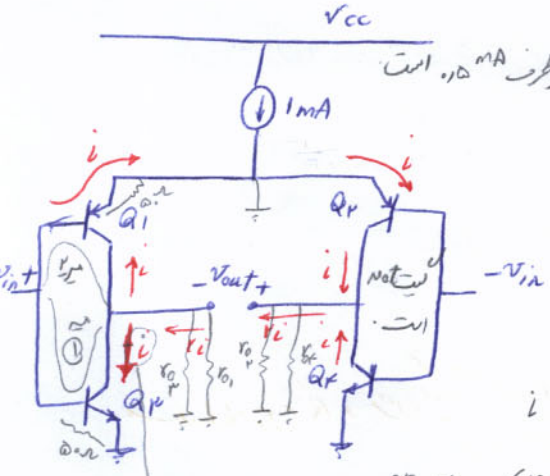
$v_o = \left(r_{d4} \parallel r_{o4} \parallel R\right) i = 12.5\ k\Omega\ i$

$r_{d4}(1 + g_m R')$

$\frac{v_d}{2} - \frac{1}{4}\ k\Omega \times i = 0 \longrightarrow v_d = \frac{1}{2}\ k\Omega\ i$ $\Big\} \longrightarrow A_d = 25$

* هرگاه بار به صورت ترانزیستوری بود بار فعال است.

---




$\beta = 100$ , $V_T = 25\ mV$, $V_A = 10\ V$

جریان دو طرف به حالت تساوی مثل هم است و جریان DC هر طرف $0.5\ mA$ است.

$r_o = \frac{V_A}{I_D} = \frac{10\ V}{0.5\ mA} = 20\ k\Omega$

$r_e = \frac{25\ mV}{0.5\ mA} = 50\ \Omega$

✓ چون دو مسیر از ورودی به خروجی داریم پس می‌توانیم مسئله را با جمع آثار حل کنیم.

حل بدون جمع آثار:

$i = \frac{(v_{in+}) - 0}{50\ \Omega}$

$v_{out^+} = \left(r_{o4} \parallel r_{o2}\right) \times 2i$

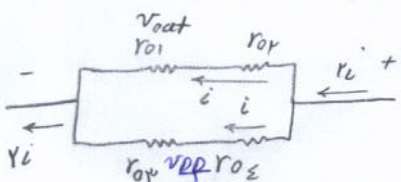
$v_{out^-} = -\left(r_{o1} \parallel r_{o3}\right) \times 2i$ به علت ثبت جریان

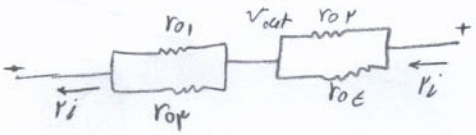
$\Big\} \longrightarrow v_{out} = \left[\left(r_{o1} \parallel r_{o3}\right) + \left(r_{o2} \parallel r_{o5}\right)\right] \times 2i = 20\ k \times 2i$

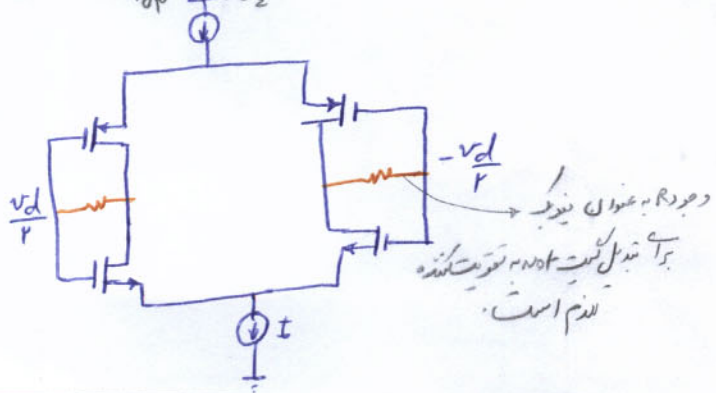
$i = \frac{v_{in-} - 0}{50\ \Omega}$

$v_{in+} - v_{in-} = 100\ \Omega\ i$

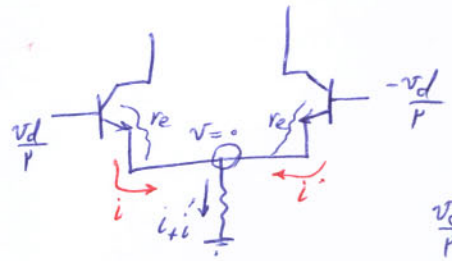
روش‌های دیگر:




وجود R به عنوان نیروی برای تبدیل کننده ۲ به تقویت کننده لازم است.



$$\frac{v_d}{2} - r_{ei} + r_{ei}' = -\frac{v_d}{2}$$

$$v_d = r_{ei} - r_{ei}'$$

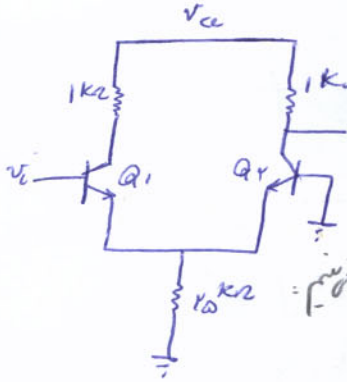
$$\frac{v_d}{2} - r_{ei} - R(i+i') = 0$$

$$v_d = 2r_{ei} + 2R(i+i') = 0$$

$$\left.\begin{array}{l}\\\\\end{array}\right\} \rightarrow i = -i'$$

---

مثال)



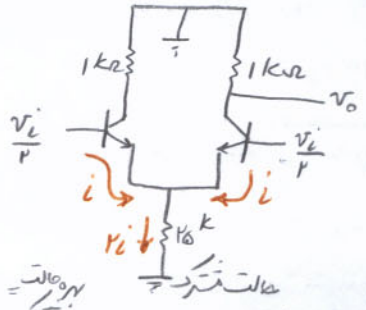
$r_o = \infty$ $\quad r_e = 25\,\Omega$ $\quad \frac{v_o}{v_i} = ?$

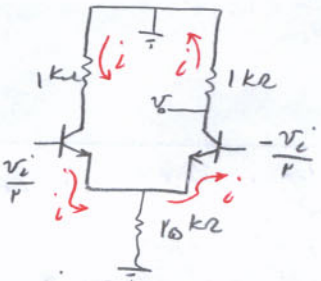
سیگنال تفاضلی: $v_d = v_i - 0$

سیگنال مشترک: $v_{cm} = \frac{v_i + 0}{2}$

این ورودی‌ها، ورودی‌های تفاضلی نیستند زیرا ورودی‌ها تفاضلی باید دو طرف ورودی هم اندازه و قرینه‌ی هم باشند.

پس برای حل یک بار با ورودی‌های تفاضلی و یکبار با ورودی مشترک حل می‌کنیم و جوابها را با هم جمع می‌کنیم:





$v_o = 1\,k\Omega \times i$

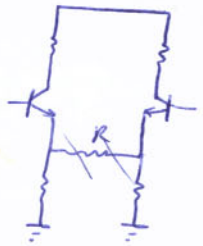
$\frac{v_i}{2} - 25\,\Omega\, i = 0 \rightarrow v_i = 50\,\Omega\, i$ $\left.\begin{array}{l}\\\end{array}\right\} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 20$

بهره تفاضلی $\frac{v_o}{v_i} = 20 \rightarrow v_o = 20\, v_i$

بهره حالت مشترک $= \frac{v_o}{\frac{v_i}{2}}$

حالت مشترک

حالت تفاضلی



$v_o = -1\,k\Omega\, i$

$\frac{v_i}{2} - 25\,\Omega\, i - 25\,k \times 2i = 0 \rightarrow v_i \simeq 100\,k\, i$ $\left.\begin{array}{l}\\\end{array}\right\} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} \simeq \frac{-1}{100}$

$v_o = \frac{-1}{100} v_i$

در حالت مشترک R حذف می‌شود زیرا در طرف آن هم پتانسیل است.

$\rightarrow v_o = 20\, v_i - \frac{1}{100} v_i$

$$v_o = \underbrace{A_{cm}}_{-\frac{1}{50}} \times \underbrace{v_{cm}}_{\frac{v_i}{2}} + \underbrace{A_d}_{20} \times \underbrace{v_d}_{v_i}$$

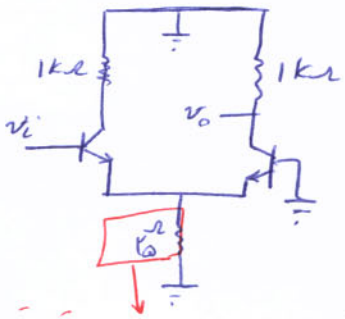
$CMMR = 100$

---

چون ورودی‌ها فاقد تفاضلی اند نه مشترک:

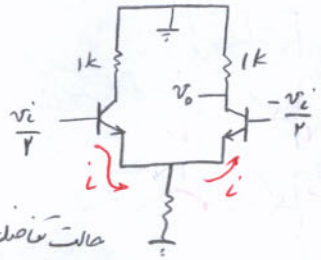
۱) بهره تفاضلی مثل حالت قبل است چون از $25\,\Omega$ جریان نمی‌گذرد.

سپس باید در هر دو حالت حل کنیم:



CMRR با این مقاومت رابطه‌ی مستقیم دارد.

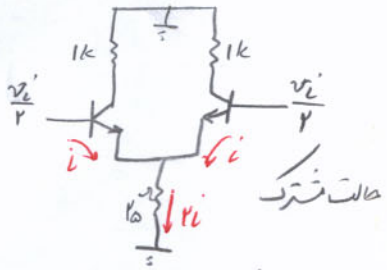
$\uparrow CMRR \leftarrow \uparrow R$



$v_o = 1k \times i$

$\frac{v_i}{2} - 25\,\Omega\, i = 0$ $\left.\begin{array}{l}\\\end{array}\right\} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 20$

حالت تفاضلی



$v_o = -1k\, i$

$\frac{v_i}{2} - 25\,\Omega\, i - 25\,\Omega \times 2i = 0 \rightarrow v_i \simeq 150\,\Omega\, i$

حالت مشترک

$CMRR = 1/5$

$v_o = 20\, v_i - 7,22\, v_i$

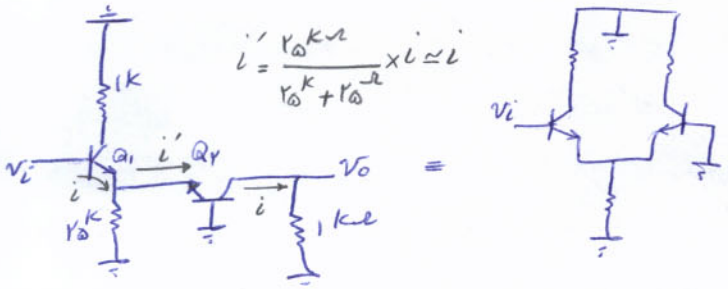
$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-1000}{150} = \frac{-20}{3} = -7,22$

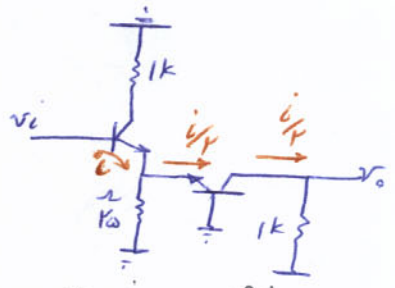
$v_o = -7,22\, v_i$

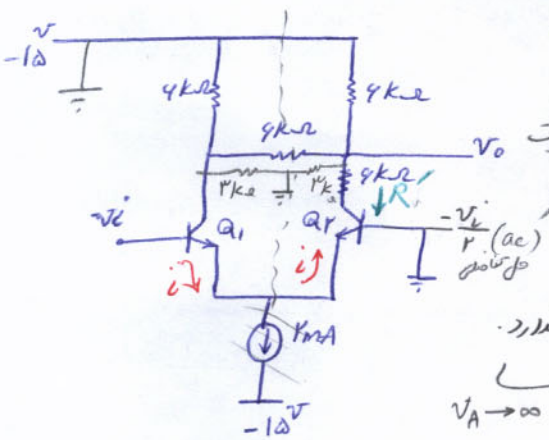
* مقدار بهره‌ی تفاضلی نمی‌تواند معیار مناسبی برای تفاضلی بودن مدار باشد در دو مدار قبل مدار اول نسبت به مدار دوم تفاضلی‌تر است با اینکه گین تفاضلی هر دو برابر است. پس معیار مناسب برای تعیین تفاضلی بودن یک مدار معیار CMMR می‌باشد.

$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{cm}} \right|$$

هرچه CMRR بزرگتر باشد مدار تفاضلی‌تر است و بهره‌ی کلی مدار به بهره‌ی تفاضلی نزدیکتر است.




$\beta = 100$ , $V_A = \infty$ , $V_{BE} = 0.7^V$ , $V_T = 25mV$

در اینجا ورودی‌ها نه مشترک‌اند و نه تفاضلی پس باید مدار را در دو حالت حل کنیم

ولی چون در حالت ac جای منبع جریان مدار باز است پس در واقع R بی‌نهایت

داریم پس CMRR ما بسیار بزرگ است پس گین تفاضلی را حساب کنیم هم صحیح است.

توجه!! چون $V_A \to \infty$ است پس عدم تقارن در $R_C$ها تأثیری در جریان DC ندارد.

$V_A \to \infty \hookrightarrow I_{C1} = I_{C2} = 1mA$

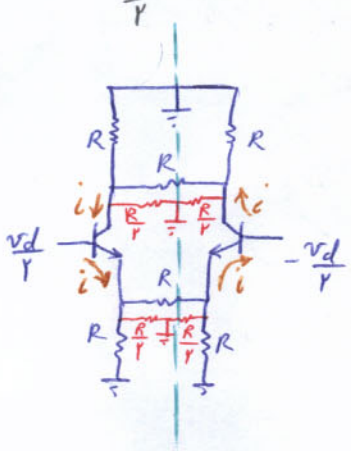
$v_o = (2^k \parallel 4^k \parallel R')\, i$

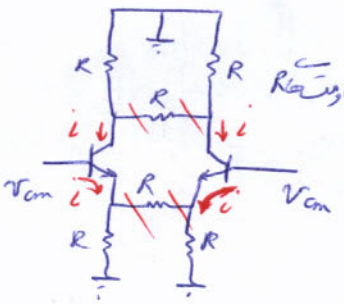
$R' = 4^k + r_o$ , $V_A \to \infty \Rightarrow r_o \to \infty \Rightarrow R' \to \infty$

$\Rightarrow v_o = (2^k \parallel 4^k)\, i = 2^k i$

$\frac{v_i}{2} - 2\Omega\, i = 0 \longrightarrow v_i = 50 \times i$

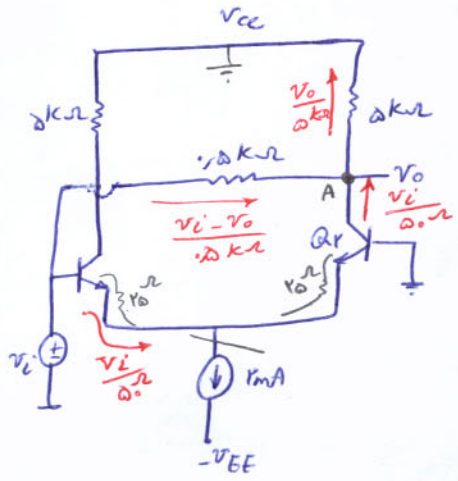
$\longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = 4$




در حالت مشترک هر دو مقاومت $R_E$ مسطی جریان می‌گذرد چون اختلاف پتانسیل دو سرآنها یکی است.

$Q_1$ و $Q_2$ یکسان، $\beta = 100$ ، $V_T = 25mV$ ، $V_A = \infty$




چون $V_A \to \infty$ ⟸ $I_{C1} = I_{C2} = 1mA$ ⟵ $r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$

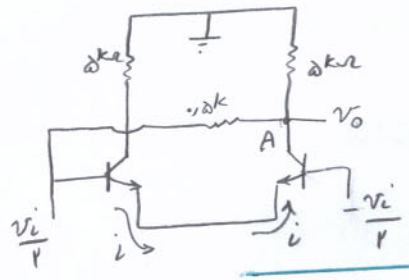
$$\text{KCL A)}\quad \frac{v_i - v_o}{500\Omega} + \frac{v_i}{50\Omega} = \frac{v_o}{5000\Omega}$$

$$10v_i - 10v_o + 100v_i = v_o \longrightarrow 110v_i = 11v_o$$

$$\frac{v_o}{v_i} = 10$$

حل از روش تفاضلی :

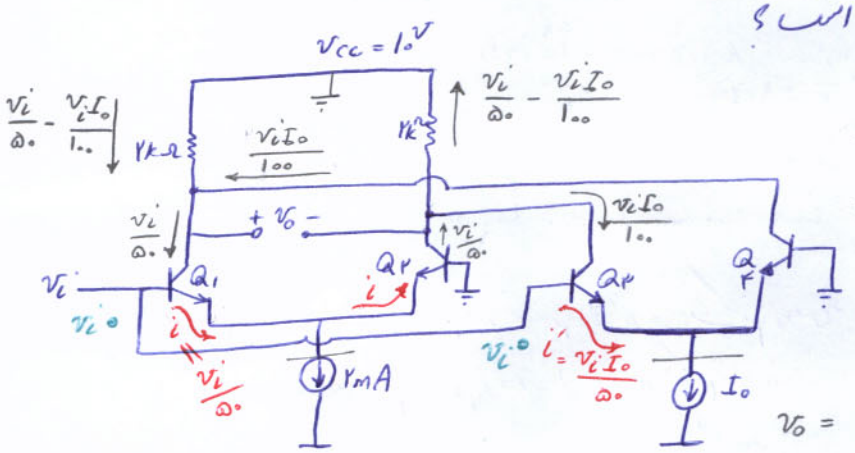
در این مدار فقط کافی است بهره‌ی تفاضلی را بیابیم.




باز هم باید در نقطه‌ی A، KCL بزنیم.

---

برای چه مقداری از $I_o$ بهره $\frac{v_o}{v_i}$ برابر $-40$ است؟




تحلیل DC :

$$I_{C1} = I_{C2} = 2mA \longrightarrow r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_o}{2} \longrightarrow r_{e3} = r_{e4} = \frac{50}{I_o}\Omega$$

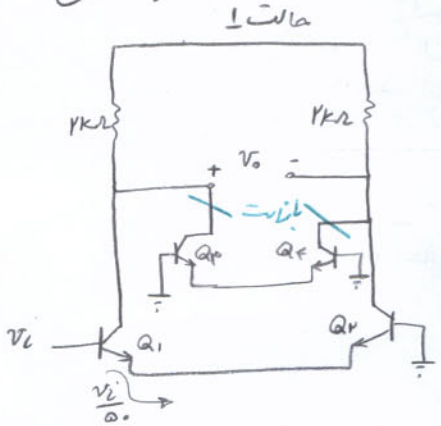
خروجی $V_o$ حاصل جمع هر دو دسته تقویت کننده است.

$$v_o = -\left(2k\Omega + 2k\Omega\right) \times \left(\frac{v_i}{50} - \frac{v_i I_o}{100}\right)$$

$$\longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -4k\Omega\left(\frac{1}{50\Omega} - \frac{I_o}{100\Omega}\right) = -40 \longrightarrow I_o = 0.5\,mA$$

حل با جمع آثار :

حالت ۱

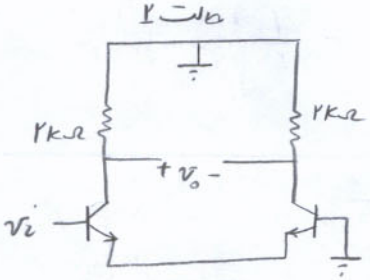



چون $V_A \to \infty$ پس $r_{o4} = r_{o2} \longrightarrow \infty$

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = -80$$

$Q_3$ و $Q_4$ در نقش load هستند

حالت ۲

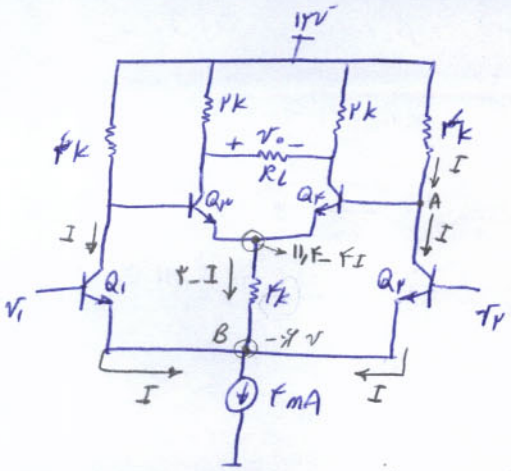



$Q_1$ و $Q_2$ در نقش load هستند

$r_{o1}$ و $r_{o2}$ ⟵ $\infty$

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{4k\Omega}{2 \times \frac{50}{I_o}} = 40 I_o = 20 \longrightarrow I_o = 0.5\,mA$$

حل با جمع آثار که چون ورودی $v_i$ به هر دو جفت تقویت کننده وارد شده است کافیست یک بار به یک جفت $v_i$ را اعمال کرده و ورودی جفت دیگر را صفر می‌کنیم و در حالت ۲ بالعکس عمل می‌کنیم و در نهایت این‌ها را باید جمع کنیم.




$R_L = 4\,k\Omega$ ، $V_T = 25\,mV$ ، $V_{BE} = 0.7\,V$ ، $\beta = 140$

$v_d = v_1 - v_2$

حل DC :

در حالت DC می‌توانیم از جریان بیس $Q_3$ و $Q_4$ صرف نظر کنیم زیرا

$(1+\beta)(R_E) \gg R_B$

$R_E = 1\,k$ $\qquad R_B = 3\,k$

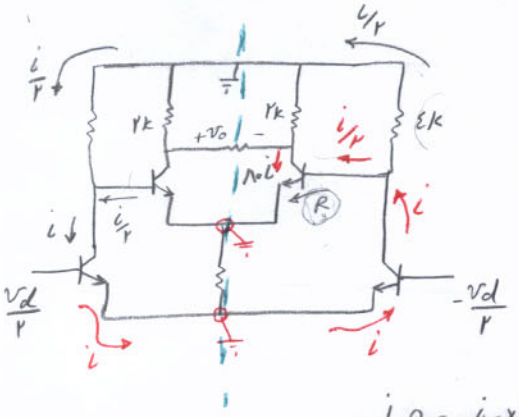
$1\,k \times 140 \gg 3\,k$

$V_A = 12 - 3I$

$V_B = -0.6\,V$ (زیرا حل DC است و $v_1$ و $v_2$ صفر اند)

$2-I+2I = 4 \longrightarrow I = 1mA \rightsquigarrow 2-I = 2mA \longrightarrow I_{C3} = I_{C4} = 1mA$

از $R_L$ در حالت DC و در حالت کلی مشترک ac جریان نمی‌گذرد، حذف می‌شود:




$v_d = v_1 - v_2$

این مدار بهره‌ی حالت مشترک ندارد.

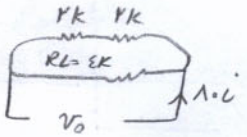
توجه!! اگر صورت سوال $v_d = v_2 - v_1$ می‌گرفت در این صورت جای $\frac{v_d}{2}$ و $-\frac{v_d}{2}$ برعکس آن بود.

در حالت ac تفاضلی چون مقاومت $4k$ حذف می‌شود پس می‌توانیم از $R_B$ صرف نظر کنیم. $R = r_e \times \beta = 25\,\Omega \times 140 = 3.5\,k$

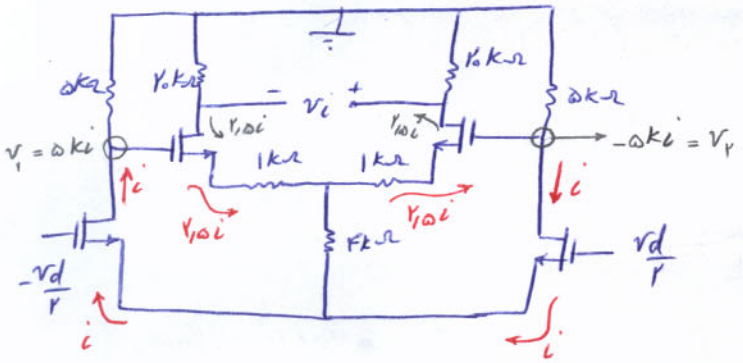
$i_{cQ_4} = \frac{i_1}{2} \times \beta = 140 \times \frac{i}{2} = 70\,i$

$v_o = 2\,k\Omega \times 70\,i$

$v_d = 50\,\Omega\, i$




توجه!! وقتی به بیس می‌رسیم باید تقسیم جریان را حساب کنیم و وقتی به کلکتور می‌رسیم تقسیم و تقویت را حساب می‌کنیم.

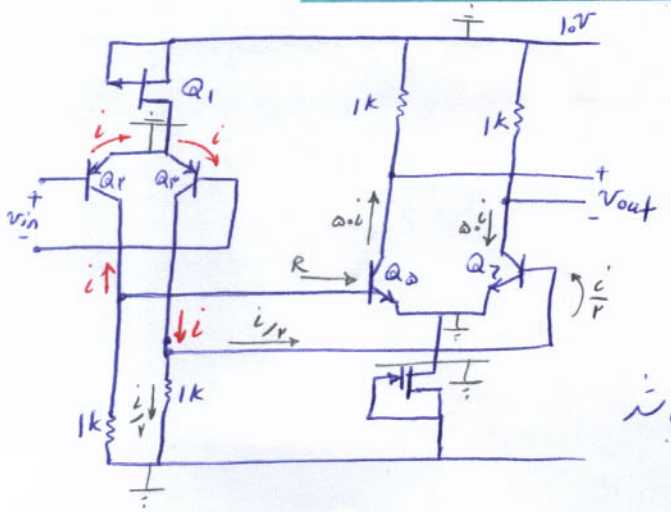



$g_m = 1mS$

$\frac{10k\,i}{4k} = 2.5i$

$\frac{v_1 - v_2}{4 \times 1k} = \frac{5k\,i - (-5k\,i)}{4 \times 1k} = 2.5i$

---




$R = r_e \beta$

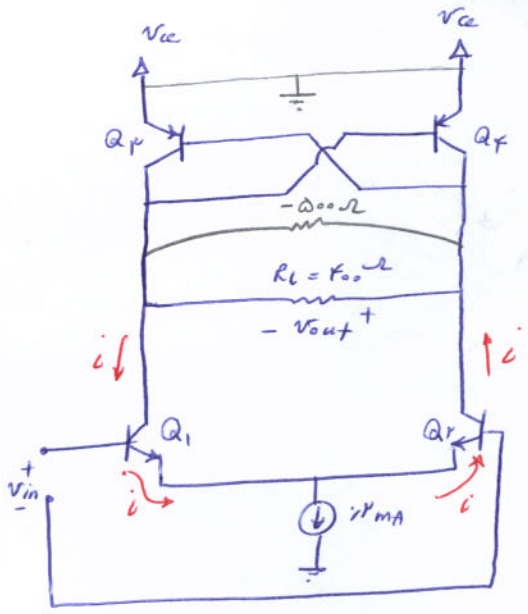
$r_d \to \infty$ به همین دلیل در تحلیل ac تفاضلی حذف می‌شود.

$v_{out} = 50i \times 2k\Omega$

$v_{in} = 20\,\Omega\, i$

$A_d = \frac{50 \times 2000}{20} = 5000$

در حل dc و ac باید جهت جریان بیس و کلکتور مطابقت داشته باشد و واقع باید جمع شونده باشند.



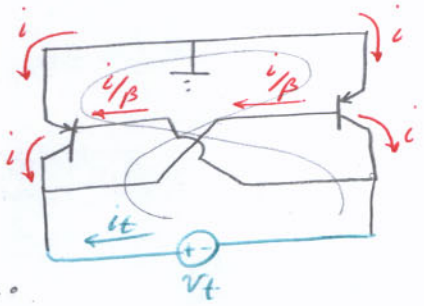

$\beta = 100$ ، $V_T = 25\,mV$ ، $V_A = \infty$

$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = 0.1\,mA \longrightarrow r_e = 250\Omega$

$Q_3$ و $Q_4$ تنش بار را دارند و کافی است مقاومت دیده شده

را بدست آوریم و جای $Q_3$ و $Q_4$ قرار دهیم:

برای خواندن R معادل چون loop داریم از راه $v_t$ و $i_t$ می‌رویم:



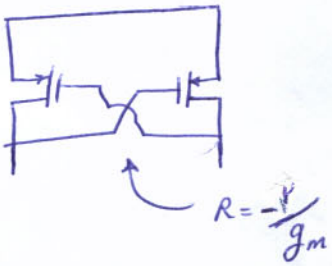

$i_t \simeq i$

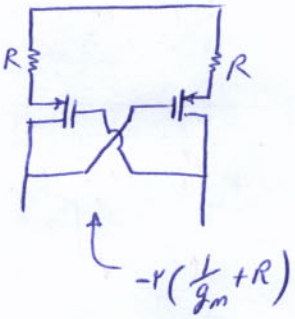
$$kcl)\ v_t + r_e i + r_e i = 0$$

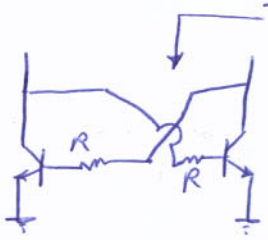
$$v_t = -2r_e\, i \longrightarrow \frac{v_t}{i_t} = -2r_e$$

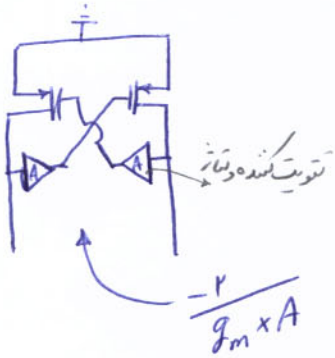
$$v_o = (400\Omega \parallel -500\Omega) \times i = 2000\Omega \times i$$

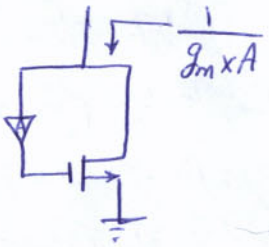
$$v_{in} = 500\Omega\, i$$

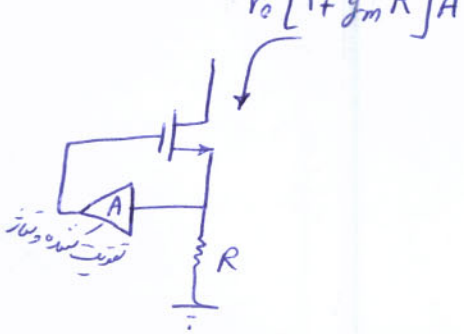


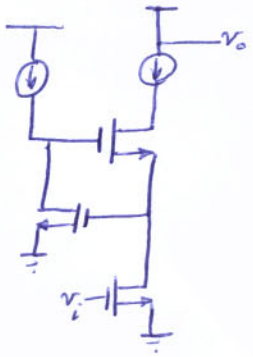



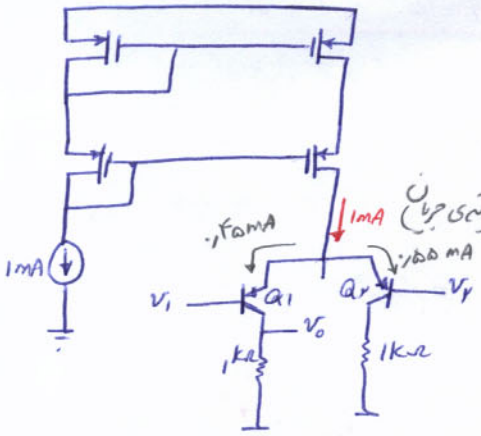




$\frac{v_o}{v_i} = ?$




$V_1 = 2\,V$

$V_2 = 1.995\,V$

$V_A \to \infty$

مقدار $V_o$ DC را بیابید:

اگر $V_1 = V_2$ می‌بود جریان $I_{C_1} = I_{C_2} = 0.5\,mA$ می‌بود.

ولی چون $V_1 \neq V_2$ در هر ترانزیستوری که $V_{BE}$ آن بیشتر باشد (از آزمایشی جریان) $I_C$ بیشتری دارد.

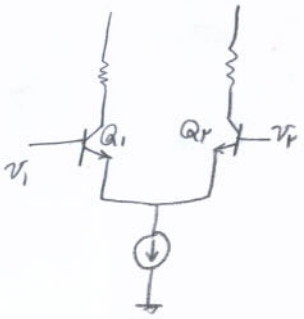
$V_{BE_1} < V_{BE_2} \longleftarrow I_{C_1} < I_{C_2}$

$V_{EB_1} = V_{E_1} - V_{B_1}$

$V_{EB_2} = V_{E_2} - V_{B_2}$

$\longrightarrow V_{EB_1} < V_{EB_2} \longrightarrow I_{C_1} < 0.5\,mA$

توضیح بیشتر:




$V_d = V_1 - V_2 \xrightarrow{V_d \uparrow} I_{C_1} \uparrow\ ,\ I_{C_2} \downarrow$

$$I_{C_1} = \frac{I}{1 + e^{-\frac{V_d}{V_T}}}$$

$$I_{C_2} = \frac{I}{1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}}$$

$V_d = V_1 - V_2$ $\qquad I_{C_1} = \dfrac{I}{1 + e^{+\frac{V_d}{V_T}}}$ , $I_{C_2} = \dfrac{I}{1 + e^{-\frac{V_d}{V_T}}}$

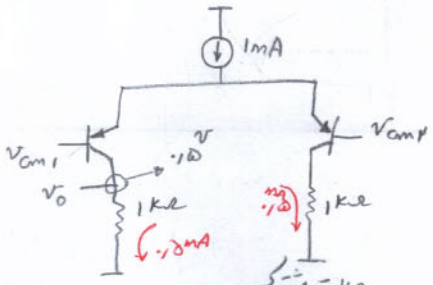
$$I_{C_1} = \frac{1\,mA}{1 + e^{\frac{5\,mV}{25\,mV}}} = \frac{1\,mA}{1 + e^{1/5}} = \frac{1\,mA}{1 + \frac{7}{5}} = \frac{5}{11}\,mA \simeq 0.45\,mA$$

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \cdots$$

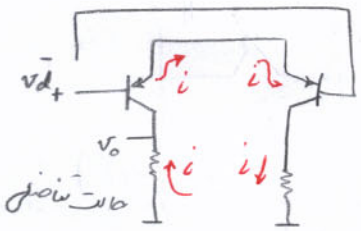
$$e^{1/5} = 1 + \frac{1}{5} = \frac{7}{5}$$

چون اختلاف $V_1$ و $V_2$ بسیار کم است می‌توانیم از تحلیل سیگنال کوچک حل کنیم.

$V_1$ و $V_2$ یک سیگنال cm و یک سیگنال تفاضلی دارند پس می‌توانیم به دو مدار تقسیم کنیم.




$V_{cm} = \left(\dfrac{1.995 + 2}{2}\right) \simeq 2\,V$




$V_o = -1K\,i = -1000\,i$

$V_d = 2re\,i = 100\,i$

$re = \dfrac{25\,mV}{0.5\,mA} = 50\,\Omega$

$\dfrac{V_o}{V_d} = -10 \longrightarrow V_o = -50\,mV$

$V_o = 500\,mV$

توجه!! هروقت تفاضلی ما ($V_d$) سیگنال کوچک باشد می‌توانیم از راه تفاضلی حل کنیم.

بنابراین $V_o = 500 - 50 = 450\,mV$

در ترتیب زدن باید سیگنال کوچک داشته باشیم چه ac و چه DC.

در مثال فوق dc است ولی چون سیگنال کوچک است از راه ac (سیگنال کوچک) حل می‌کنیم.

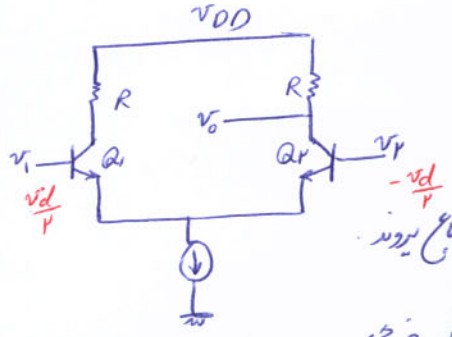
$V_{BE_1} > V_{BE_2}$

## * بار فعال :

برای اینکه در این مدار گین را زیاد کنیم یعنی بهره‌ی تفاضلی را زیاد کنیم

چه باید بکنیم ؟

$$A_d = \frac{R \parallel r_o}{2r_e}$$




۱) افزایش R ← ↓ $V_{CE}$ ← Head room ↑ ← ممکن است ترانزیستور اشباع برود

بزرگی ظاهری R

۲) کم کردن $r_e$ ← ↓ $r_e$ ← ↓ $V_{CE}$ ← Head room ↑ ← سطح اشباع و کم شدن سوئینگ خروجی

$I_C$ ↑

Head room : تلفات

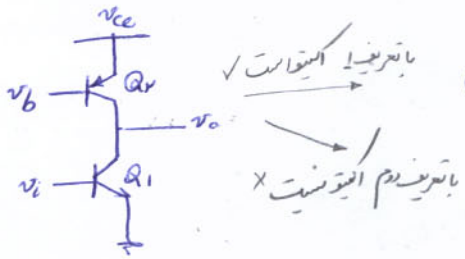
چون خروجی را تک طرفه گرفته‌ایم سیگنال مالصف شده است.

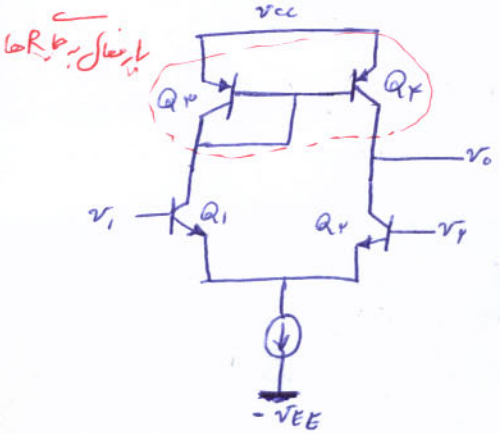
این مشکلات سبب به وجود آمدن ایده‌ی بار فعال شکل گرفت

active load - ← تعریف ۱) از عناصر اکتیو ساخته شده باشد. (دیود و ترانزیستور)

تعریف ۲) بای که هم سیگنال را انتقال دهد و هم تقویت کند.

با تعریف دوم بار فعال هم load است و هم Source

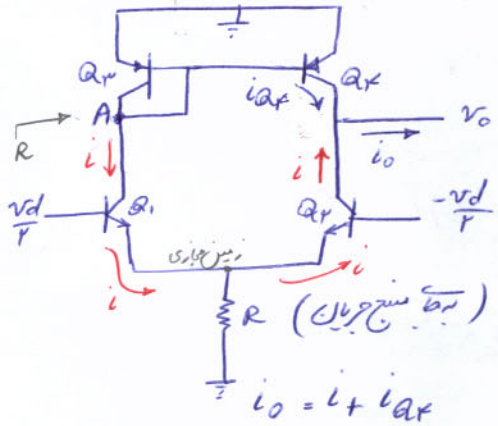



ولی این مدار نسبت به مدار اول یک مشکل بزرگ دارد و آن وجود offset ناشی از مدار است که در خروجی ظاهر می‌شود و مطلوب نیست.

تنها راه تقویت کننده‌ی تفاضلی است که offset به وجود آید (مقدار DC در خروجی) که می‌تواند سبب تغییر نقاط کار طبقه‌های بعدی و مشکلات دیگری در مدار شود پس offset ناشی از تقویت کننده‌ی تفاضلی باید به گونه‌ای حذف شود.

- محاسبه‌ی بهره‌ی تفاضلی مدار فوق :




برای بدست آوردن جریان $Q_4$ باید ابتدا دنبال نقطه‌ی A بگردیم.

مقاومت‌هایی دیده شده از A = $R = r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel r_{\pi 4} \parallel r_{e3}$

$$v_A = -R \times i$$

$$\therefore i_{Q4} = \frac{-v_A}{r_{e4}} = + \frac{(r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel r_{\pi 4} \parallel r_{e4})\, i}{r_{e4}}$$

$$v_{out} = (r_{o4} \parallel r_{o4})\, i_o$$

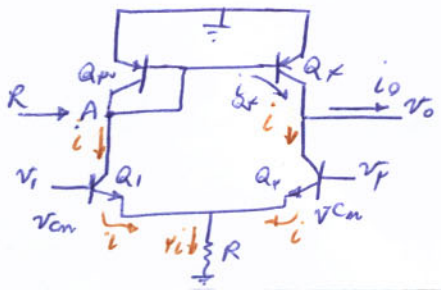
$$v_d = 2 r_e i$$

$$i_o = 2i \leftarrow i_{Q4} = i \leftarrow r_{e3} = r_{e4}$$ باشند

اگر $r_{\pi 4}$ و $r_{o4}$ و $r_{o1}$ خیلی بزرگتر از $r_{e4}$ باشند

$$\beta r_o \leftarrow r_o \left[1 + \frac{\beta(2R)}{2R + r_\pi}\right]$$

$R \gg 1$




$$R = (r_{o4} \parallel r_{e4} \parallel r_{\pi 4} \parallel \beta r_{o1})$$

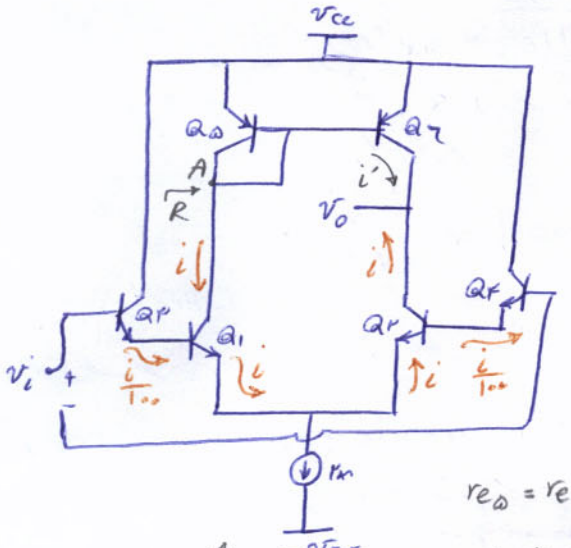
$$v_A = -R \times i$$

$$i' = i_{Q4} = \frac{-v_A}{r_{e4}}$$

$$i_o = i' - i$$

$$v_o = R_{out} \times i_o = (r_{o4} \parallel \beta r_{o4}) \times i_o$$

$v_{cm} = re \times i + R \times 2i \simeq 2Ri$




$\beta_{npn} , V_{A_{npn}} > (\beta , V_A)_{pnp}$

$V_A\ (NPN) = 120$

$V_A (PNP) = 40$

$\beta_{NPN} = 100 \quad , \quad \beta_{PNP} = 90$

$V_T = 25\ mV$

$\frac{v_o}{v_i} = ?$

$I_{C1} = I_{C2} = 1mA \qquad I_{C3} = I_{C4} = 0.1\ mA$

$re_3 = re_2$ به دلیل یکسان بودن $\longrightarrow i' = i$

$v_o = (120k \parallel 40k) \times 2i$

$v_i = 100\Omega \times i = 0.1k\Omega \times i$ $\longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = 200$

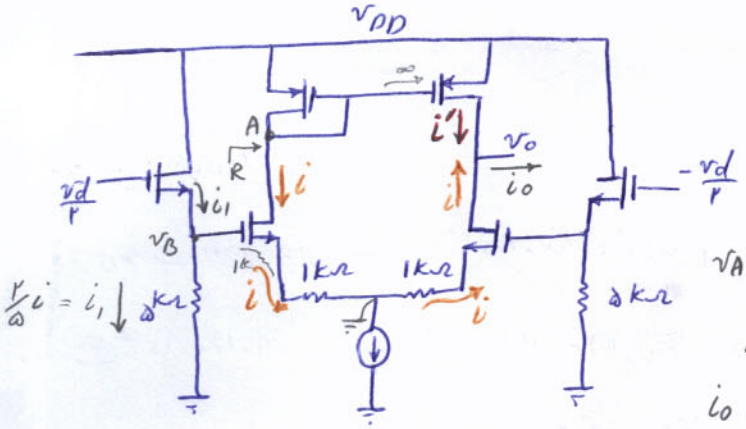
$v_i = re_4 \times \frac{i}{100} + \widehat{re_1} \times i + \widehat{re_2} \times i + \widehat{re_4} \times \frac{i}{100}$

$R = (r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel re_3 \parallel r_{o4}) \simeq 2\Omega$

$120k \quad 40k \quad 2\Omega \quad 90 \times 2\Omega$

$v_A = -2\Omega \, i$

$i' = \frac{0 - v_A}{2\Omega} = \frac{+2\Omega \, i}{2\Omega} = i$




$g_m = 1mS \quad , \quad r_o = 8k\Omega$

از نیت مقاومت $\infty$ می‌بینیم.

$R = 8k \parallel 1k \parallel \left[\underbrace{8k\left(1 + 1mS \times 1k\right)}_{12k}\right] \simeq 0.84k\Omega$

$v_A = -0.84k \times i$

$i' = 0.84i$

$i_o = (1 + 0.84)\, i = 1.84\, i$

$v_o = (8k \parallel 12k) \times i_o = 4.8k \, i$

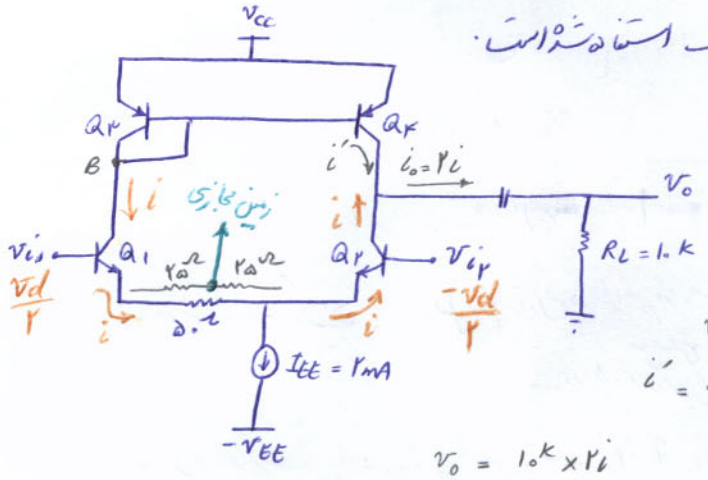
$v_B = \underbrace{2k\Omega}_{(1k+1k)} \times i \qquad i_1 = \frac{v_B}{5k} = \frac{2}{5} i$

$\frac{v_d}{2} - 1k \times \frac{2}{5} i - 2k\, i = 0 \longrightarrow v_d = \frac{24}{5} k\, i$ $\longrightarrow \frac{v_o}{v_d} = \frac{4.8k\, i}{4.8\, i} \simeq 2$

مقاومت ۵۰kΩ برای جبران عدم تطابق دو طرف استفاده شده است.

عدم انطباق می تواند شامل تفاوت در $I_S$ ها باشد.

مقاومت ۵۰kΩ سبب می شود که جریان DC دو طرف یکسان باشد




$V_A \to \infty \Rightarrow r_o \to \infty$

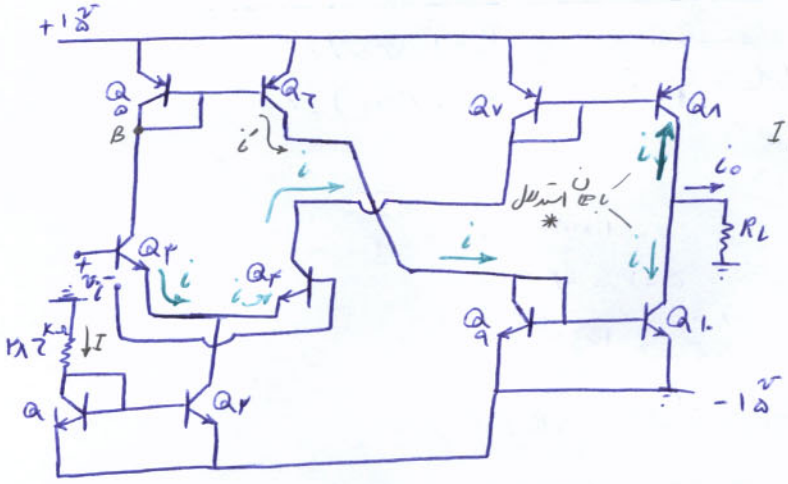
$V_B = -25k\,i$

$i' = \frac{0 - V_B}{25k} = i \longrightarrow i_o = 2i$

$V_o = 1.0k \times 2i$

$\frac{V_d}{2} - 25k \times 2i - 50k \times i + \frac{V_d}{2} = 0 \longrightarrow V_d = 100k\,i = 0.1^k i$

---




برای حل DC ابتدا با بیدار جریان $Q_2$ شروع کنیم.

$I = \frac{12.2 - 0.7}{228k\Omega} = 50\mu A$

$I_{C_2} = 25\,\mu A$

$I_{C_3} = I_{C_4} = 12.5\,\mu A$

$I_{C_5} = \dots = I_{C_{10}} = 12.5\,\mu A$

$V_B = -re\,i$

$* \; i = \frac{0 - V_B}{re} = \frac{-(-re\,i)}{re} = i$

$R_L = 0$

$V_{BE} = 0.7\,V$

$h_{fe} = 100\,V$

سطح مقطع $Q_1$ دو برابر $Q_2$ است. $\longrightarrow I_{C_1} = 2I_{C_2}$

$\frac{i_o}{v_i} = ?$

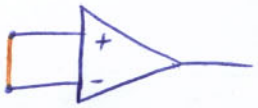
$i_o = -2i$

$v_i = 2re\,i$

$\longrightarrow \frac{i_o}{v_i} = \frac{-1}{re} = \frac{-1}{\frac{25mV}{12.5\mu A}} = -\frac{1}{2}\left(\frac{mA}{V}\right)$

---

## ★ آفست در تقاضلی :




$V_d = A(V_+ - V_-)$

وقتی $V_+$ و $V_-$ را به هم وصل می کنیم باید خروجی صفر باشد ولی این اتفاق به علت وجود offset نمی افتد یعنی با وجود نبود اختلاف در ورودی خروجی DC داریم و مقدار DC خروجی صفر نیست.

در حد mV تا μV

از مقدار DC در خروجی به علت وجود تقویت کننده ی تفاضلی در طبقه ی اول آن آفست است، چون در ورودی آن اختلاف از بیرون است برای از بین بردن نویز ورودی در طبقه ی اول از تقویت کننده تفاضلی استفاده می کنیم.

به علت عدم انطباق در دو طرف تقویت کننده ی تفاضلی مقدار DC خروجی صفر نمی شود. این عدم انطباق می تواند به علت ساختار مدار تقویت کننده ی تفاضلی و یا به علت تفاوت در ساخت ترانزیستورهای استفاده شده به وجود آید.