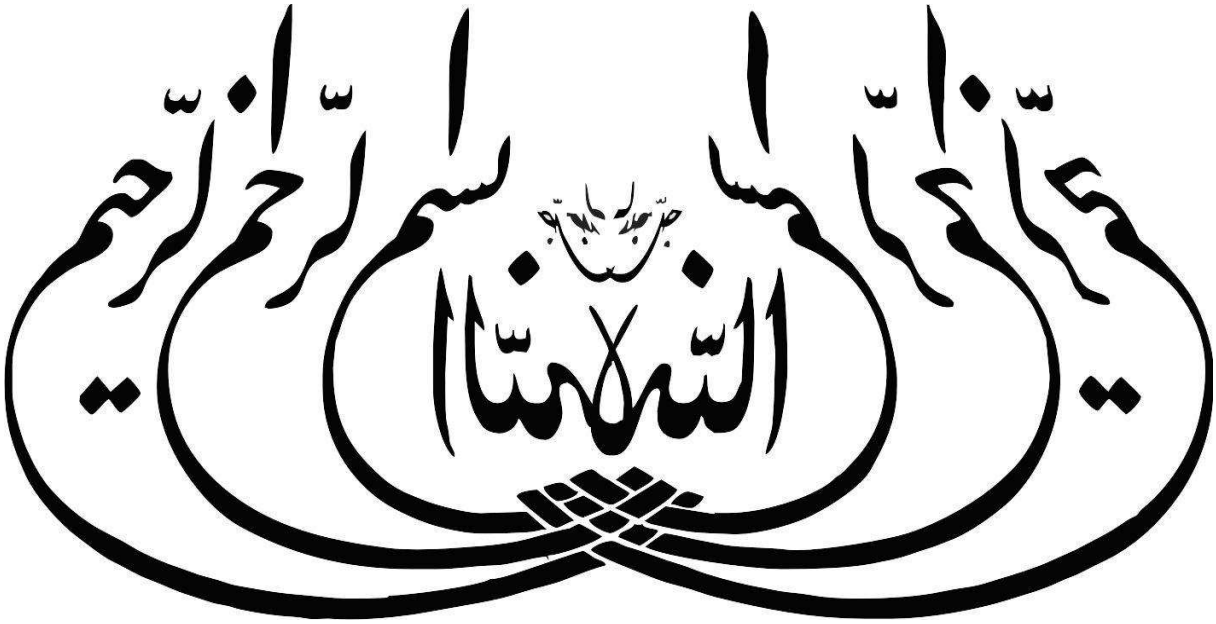

بسم الله الرحمن الرحيم

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 کوواالانسی شکسته می شوند.

که در این صورت الکترون جدا شده و جای خالی آن یعنی حفره داریم که نیمه هادی ذاتی را تشکیل می دهد. $e = P$

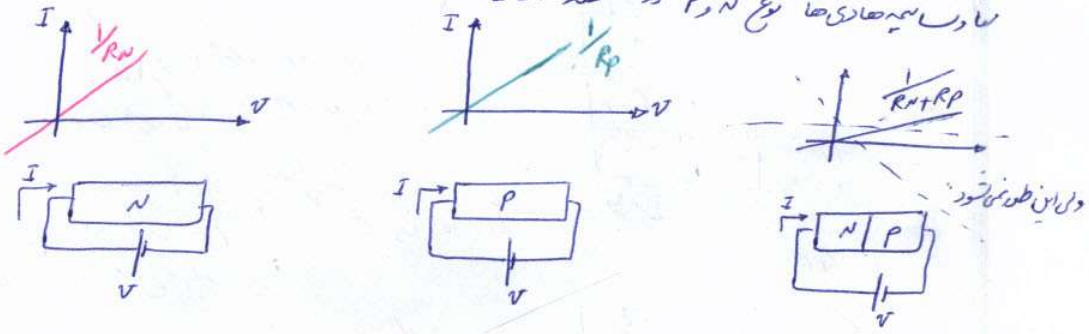
- وقتی نیمه هادی Si در کنار یکی از عناصر گروه پنج مثل فسفر قرار می گیرد، یک الکترون فسفر در پیوند کوواالانسی قرار نمی گیرد ⟸ نیمه هادی نوع N (غیر ذاتی)

$e > P$

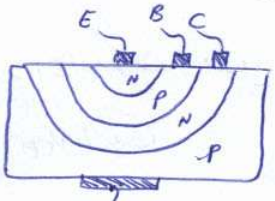
- وقتی نیمه هادی Si در کنار یکی از عناصر گروه سه مثل بور قرار می گیرد، یک حفره اضافه می آید ⟸ نیمه هادی نوع P

$P > e$

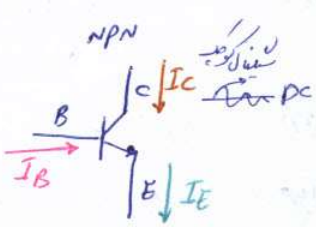
تفاوت نیمه هادی های نوع N و P در مشخصه I-V :

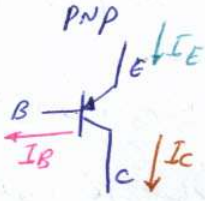


• ترانزیستور BJT :



ترانزیستور در واقع چهار تا پایه دارد که در نیمه داخل به پایه امیتر وصل است ولی در مدارات مجتمع پایه ی Body را به پایین ترین ولتاژ مدار و یا به کمترین ولتاژ وصل می کنیم.





- نمادگذاری جریان های DC و سیگنال کوچک :

DC :	I_C	I_B	I_E
سیگنال کوچک :	i_c	i_b	i_e
جمع DC و سیگنال کوچک :	i_C	i_B	i_E

(بایاس بزرگ، بایاس کوچک)

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

$i_C = I_C + i_c$ ← اثر اعمال سیگنال
I_C ← اثر بایاس کردن

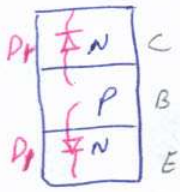
توجه!! جریان های DC (بایاس) حتماً باید در جهت های مشخص شده در ترانزیستور باشند وگرنه ترانزیستور قطع است.

- اما جریان های سیگنال کوچک می توانند در جهت و یا در خلاف جهت جریان های I_D باشند.

* سیگنال بزرگ، سیگنالی است که نقطه ای کار را عوض می کند ولی سیگنال کوچک نقطه کار را عوض نمی کند بلکه روی آن سوار می شود.

جریان برآیند DC و سیگنال کوچک هم باید در ناحیه فعال های رو شکل باشد.

- نواحی عملکرد ترانزیستور:

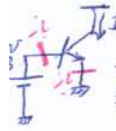


E-C ← خروجی
B ← ورودی
همیشه

C همیشه می‌تواند ورودی، B همیشه می‌تواند خروجی باشد.

ورودی B ≈ خروجی C همیشه خروجی

حالتهای کار ترانزیستور: قطع - فعال - اشباع - معکوس (چون در تماس دیود داریم و هر دیود دو حالت)

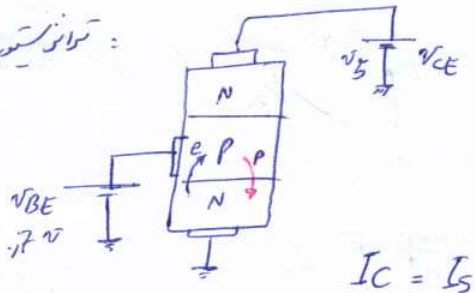


در این حالت با وصل Ic ≈ 0 (مدار کلید باز)

- ترانزیستور:
  - خاموش: اگر کلکتور پایه‌های E و B وصل نباشند (یک پایه باز باشد) D_1, D_2: off و $V_{BE} < V_{BE(ON)}$
  - روشن:
    - فعال: $V_{BE} > V_{BE(ON)}$ و D_1: ON، D_2: off و $V_{CE} > V_{CE(sat)}$
    - اشباع: $V_{BE} > V_{BE(ON)}$ و D_1: ON، D_2: ON و $V_{CE} \leq V_{CE(sat)}$

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

ترانزیستور در ناحیه فعال:



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

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

خاصیت تقویت‌کنندگی ترانزیستور: I_C با توان‌های زیاد V_{BE} دارد با افزایش کمی در V_{BE}، I_C بسیار افزایش می‌یابد.

رابطه‌ی ناحیه‌ی فعال:

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

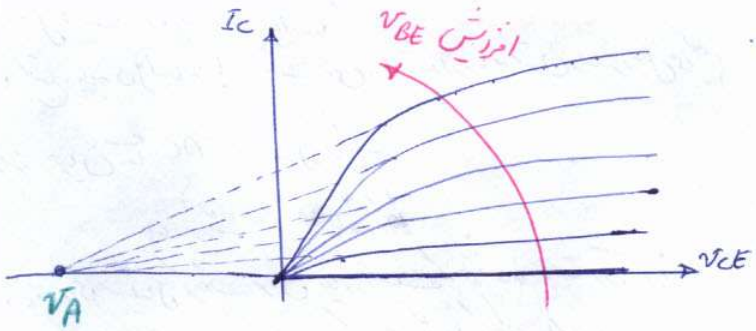
مدول سیلی V_A (ولتاژ اِرلی) می‌توانیم میزان وابستگی I_C را به V_{CE} تغییر دهیم.

در ترانزیستورهای BJT، V_A بزرگ است در حد ۱۰۰ ولی در FETها کوچک است.

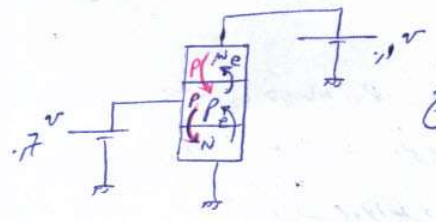
V_A: تعیین کننده‌ی تغییر جریان کلکتور در مقابل تغییرات ولتاژ V_{CE} است

↓

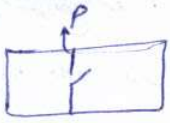
به ذات ترانزیستور و ساخت آن بستگی دارد.



- عملکرد ترانزیستور در ناحیه‌ی اشباع:



مثل اینکه در سالبر دارید یعنی P بسیار ضعیف می‌شود و دیگر هیچ سدی برای نفوذ حرکت الکترون و حفره نداریم.



دهگانی جوابی $I_E = I_B + I_C$

نقطه‌ی کار : I_C و V_{CE}

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

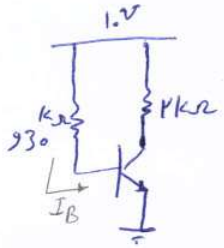
$I_C = \frac{\beta}{\beta+1} I_E$

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

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

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

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

$V_{CE} = 10 - 2K \times 1\ mA = 8\ V > V_{CE(sat)}$ ← فرض فعال بودن ✓

↳ مقادیر I_C و V_{CE} صحیح بدست آمده است.

↳ KVL در خروجی

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

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

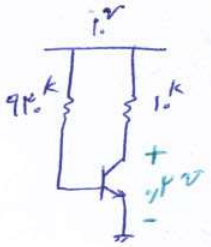
اگر ثابت بگیریم :

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

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 جواب‌مان همگرا می‌شود ولی راه حل دقیق‌تر بدست آوردن همین است.

چرا $V_{BE} = 0.7$ می‌گیریم ؟ برای اینکه جواب‌مان در همان مرحله‌ی 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

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

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

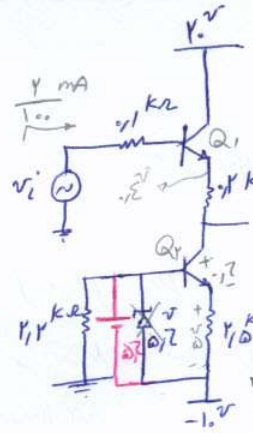
$I_E = I_B + I_C = 0.99\ mA$

$I_B = 0.01\ mA$ همان I_B قبلی است زیرا مستقل است.

چرا I_C در حالت اشباع خیلی با I_C قبلی فرق نمود ← زیرا هنوز ترانزیستور خیلی وارد ناحیه‌ی اشباع نشده هنوز V_{CE} نزدیک ۰.۲ است.

خیلی از ناحیه‌ی فعال هنوز دور نشدیم.

مثال ۳)



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

$v_{BE(ON)} = ۰٫۶\ V$

$\beta = ۱۰۰$

تحلیل دیود زنر: $\begin{cases} v_A = -۱۰ \\ v_K = ۰ \end{cases} \leftarrow v_{AK} > v_Z \leftarrow$ ناحیه‌ی شکست $r_Z = ۰$

$\hookrightarrow v_{AK} = v_Z$

سپس به جای دیود زنر یک منبع ولتاژ ۵٫۶ قرار می‌دهیم.

چرا ترانزیستور Q_2 را فعال گرفتیم: زیرا $v_E = -۵٫۶$, $v_{out} = ۰$ است $\leftarrow v_{CE} > ۰٫۲$

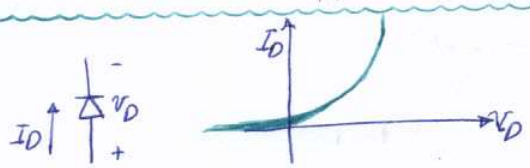
$I_C = I_E \frac{\beta}{\beta+1} \longrightarrow I_C \simeq I_E$

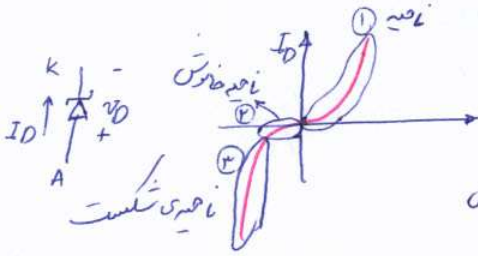
$v_{out} = ۰ \longrightarrow v_{E_1} = ۰٫۲ \times ۲ = ۰٫۴\ V \longrightarrow v_{CE} = ۱۹٫۶\ V \longrightarrow Q_1$ ناحیه‌ فعال است

$\longrightarrow I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{۲}{۱۰۰}\ mA$

$v_i - ۰٫۱k \times \frac{۲}{۱۰۰}mA - ۰٫۶ - ۰٫۲k \times ۲m = ۰ \longrightarrow v_i \simeq ۱\ V$

یادآوری دیود:





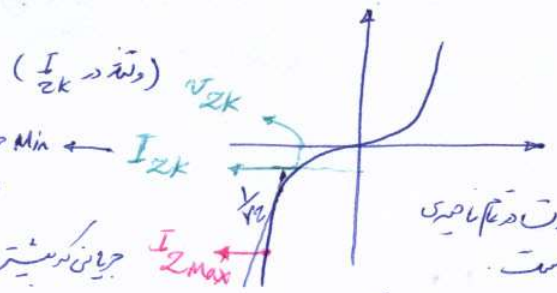
دیود زنر در بایاس مستقیم مانند دیود معمولی است.

آنا در ناحیه‌ی بایاس معکوس رفتار متفاوتی دارد.

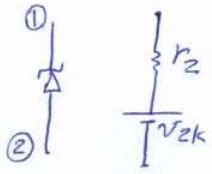
در بایاس معکوس دیود معمولی تنها دارای یک ناحیه است ولی

دیود زنر دارای دو زیر ناحیه است.

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



اگر شیب خط ∞ باشد به این صورت در تمام ناحیه‌ی شکست v_{ZK} داریم که ثابت است. $\longrightarrow$ حالت ایده‌آل $r_Z = ۰$

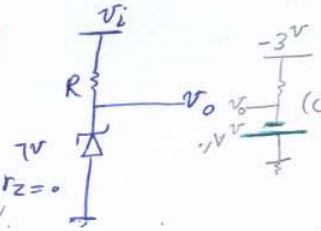


شیب خط $= \frac{۱}{r_Z} \leftarrow$ مدل دیود زنر در ناحیه‌ی شکست:

اگر ولتاژی که دو سر دیود زنر می‌افتد بیشتر از v_{ZK} باشد $\leftarrow$ ناحیه‌ی شکست

کمتر از v_{ZK} باشد $\leftarrow$ ناحیه‌ خاموش

مثال)

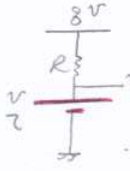


$v_k = -۳$, $v_A = ۰$ $\leftarrow$ دیود ON (در ناحیه‌ فعال)

!! به جهت منابع ولتاژ توجه شود !!

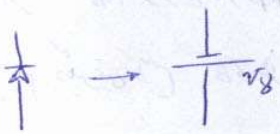
v_i	v_o
ناحیه ① -۳^V	$-۰٫۷^V$
ناحیه ① -۱^V	$-۰٫۷^V$
ناحیه ② ۰	۰
۲	۲
۴	۲
ناحیه ③ ۷	۲
۸	۲

$v_{out} = v_i \leftarrow$ چون I_Z خیلی کم $\ll$ است $\leftarrow$ ناحیه‌ خاموش $\leftarrow v_{KA} < ۲٫۷ < v_Z$, $v_k = ۲$, $v_A = ۰$ $\leftarrow$ بایاس معکوس



ناحیه ③ $\leftarrow$ شیب ∞ است. $\leftarrow$ چون $r_Z = ۰$

• مدل سازی دیود در ناحیه‌ی فعال:



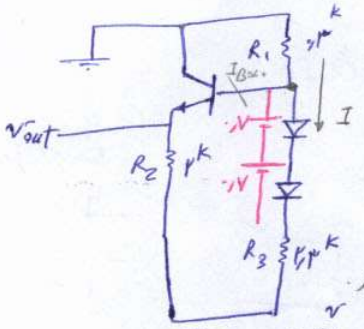
مدل ۱

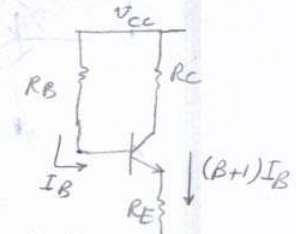
مثال)

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

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

می‌توان از I_B صرف نظر کرد. ← یعنی β خیلی بزرگ است.





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

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

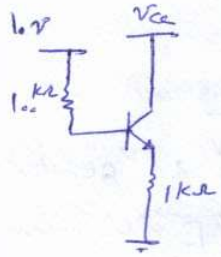
دیودها روشن‌اند ← جایگزین با منبع ولتاژ می‌شوند.

$I = \dfrac{0 - (-5.22) - 2 \times 0.7}{2.2\ k\Omega} = 1.479\ mA$

$V_B = 0 - 0.7 \times 1.479\ k = -0.33\ V$

$V_O = V_B - 0.7 = -0.33 - 0.7 = -1.04\ V$

مثال)



می‌خواهیم به ازای β های مختلف I_C را بیابیم:

$\beta = 50 \longrightarrow I_C = 2.079\ mA$

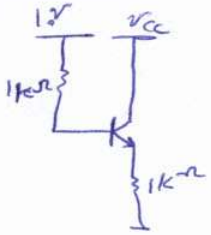
$\beta = 100 \longrightarrow I_C = 4.262\ mA$

$\beta = 150 \longrightarrow I_C = 5.055\ mA$

$\beta = 200 \longrightarrow I_C = 7.179\ mA$

دراینجا می‌توانیم از I_B صرف نظر کنیم زیرا با تغییر β، I_C خیلی تغییر می‌کند.

$I_B = \dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{(1+\beta)R_E + R_B} \longrightarrow I_C = \beta\left[\dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{(\beta+1)R_E + R_B}\right] = \beta\left[\dfrac{9.3}{1\ k \times (\beta+1) + 100\ k}\right]$



$\beta = 50 \longrightarrow I_C = 8.432\ mA$

$\beta = 100 \longrightarrow I_C = 9.11\ mA$

$\beta = 150 \longrightarrow I_C = 9.177\ mA$

$\beta = 200 \longrightarrow I_C = 9.202\ mA$

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

پس می‌توانیم از جریان I_B صرف نظر کنیم.

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

$I_C = \beta\left[\dfrac{9.3}{1\ k \times (\beta+1) + 1\ k}\right] =$

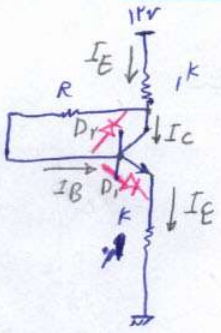
10 برابر

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

$I_B \approx 0$

اگر R_E نداشتیم دیگر نمی‌توانستیم I_B را صفر بگیریم و جریان بیس حتماً داریم با توجه به مقدار β می‌توانیم صرف نظر کنیم. $\beta I_B \ll$

مثال)



اگر ترانزیستور در حد اشباع باشد می‌توانیم از روابط ناحیه فعال هم استفاده کنیم.

$\beta = 100$

$R = ?$ ← ترانزیستور اشباع باشد

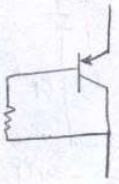
$12 - 1k \times I_E - R \times \frac{I_E}{101} - 0.7 - 0.1 \times I_E = 0$ ← روابط فعال

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

$V_{CE(sat)}$

$R < 0$ ← ترانزیستور نمی‌تواند اشباع باشد.

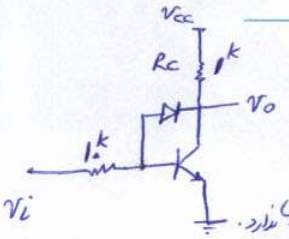
همیشه فعال است:



حالتهای دیگر که همیشه ترانزیستور در آنها فعال است:

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

مثال)



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

هرگاه ولتاژ ورودی به 5 برسد، V_o را می‌خواهیم بدست بیاوریم.

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

دیود سریع است: تا فیز روشن شدن ندارد.

$V_D < 0.7$

$V_D = 0.2V$

ابتدا دیود را باز می‌کنیم و ولتاژ V_A را V_E می‌یابیم:

$V_A = 0.7V$

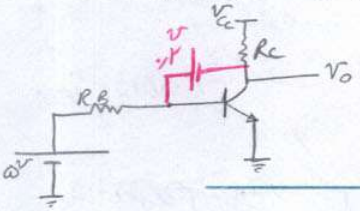
با فرض فعال بودن ترانزیستور:

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

$V_i = 5V$,

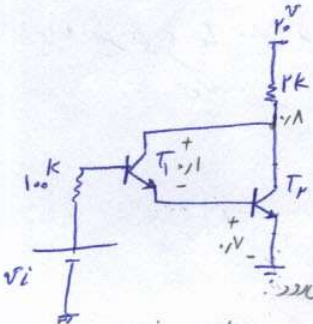
$V_A > V_k$ ← دیود روشن است.

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



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

زیرا هرگاه خود هد ترانزیستور اشباع شود دیود روشن می‌شود و V_{CE} را افزایش می‌دهد.



$I_{CBo} = 0$, $I_C \cong I_E$, $V_{BE} = 0.7$, $V_{BEsat} = 0.8$, $V_{CEsat} = 0.1$

V_i را آنقدر افزایش می‌دهیم تا یکی از ترانزیستورها به اشباع برود، کدام ترانزیستور سریع‌تر به اشباع می‌رود و V_o را بیابیم.

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

T_1 زودتر به اشباع می‌رود.

اگر T_1 اشباع شود ولتاژ V_{CE_2} ، 0.8 ثابت می‌ماند ← T_2 هیچگاه اشباع نمی‌شود.

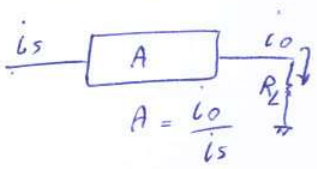
• اهمیت نوع دارلینگتون در این است.

$V_o = 0.8V$

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

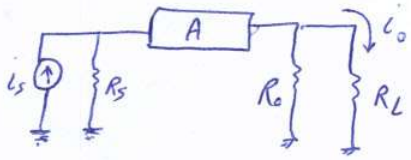
• تقویت کننده : چهار نوع تقویت کننده داریم : $\frac{v_o}{v_i}$, $\frac{i_o}{i_i}$, $\frac{i_o}{v_i}$, $\frac{v_o}{i_i}$

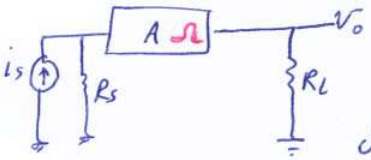
تقویت کننده جریان :



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

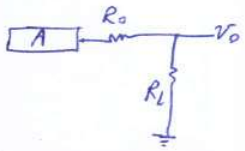
حالت ایده آل : $\begin{cases} R_i \to 0 \\ R_o \to \infty \end{cases}$

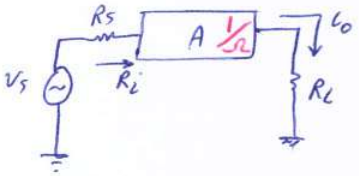




$A = \frac{v_o}{i_s}$ (مقاومتی)

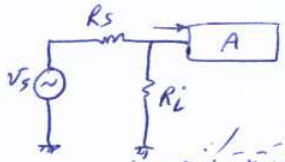
ایده آل $\begin{cases} R_i \to 0 \\ R_o \to 0 \end{cases}$



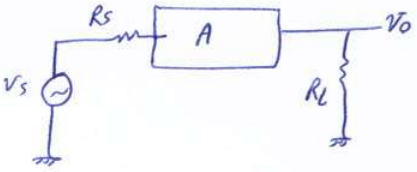


$A = \frac{i_o}{v_s}$ (امپدانسی)

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

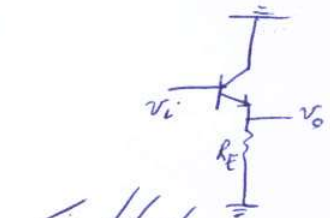


هرچه R_L بزرگتر باشد جریان بیشتری دارد تقویت کننده می شود.

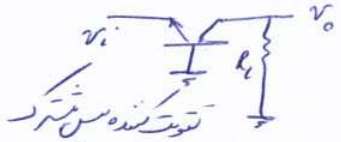


$A = \frac{v_o}{v_s}$

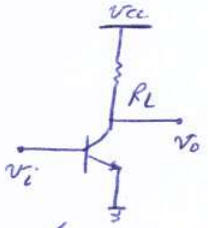
$\begin{cases} R_i \to \infty \\ R_o \to 0 \end{cases}$



تقویت کننده طبقه مشترک



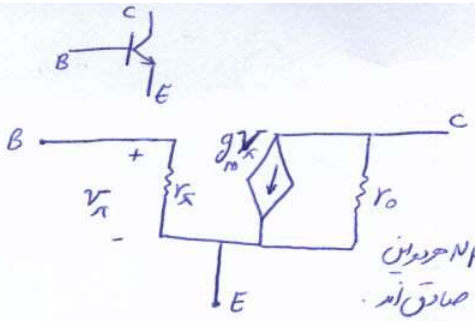
تقویت کننده سل مشترک



تقویت کننده امیتر مشترک

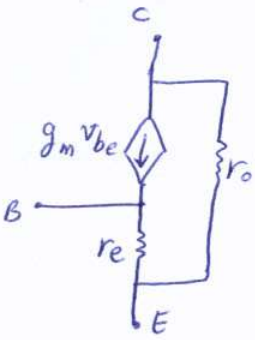
در تحلیل سیگنال کوچک مقاومت ورودی و خروجی دارای اهمیت زیادی است. برای ما اهمیت دارد.
ابتدا نیاز نداریم که یک مدل سیگنال کوچک برای ترانزیستور تعریف کنیم.

۱) مدل π



در PNP و NPN هردوی این مدل‌ها صادق اند. (فرقی ندارند)

۲) T مدل



در حالت DC و ac برقرار است.

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

r_π و r_e و g_m در واقع وابستگی جریان I_C به دو متغیر V_{BE} را نشان می‌دهند:

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

(برای مدل سازی تغییرات وابستگی I_C به V_{BE} در رابطه‌ی کلی جریان این g_m و r_π و r_e را در مدل استفاده کردیم)

با فرض نادیده اثر V_{CE} را در نظر نگرفتیم.

$$r_e = \frac{V_T}{I_C} \text{ یا } I_E \quad \rightarrow \quad r_e = \frac{1}{g_m}$$

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

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

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 پرید h:

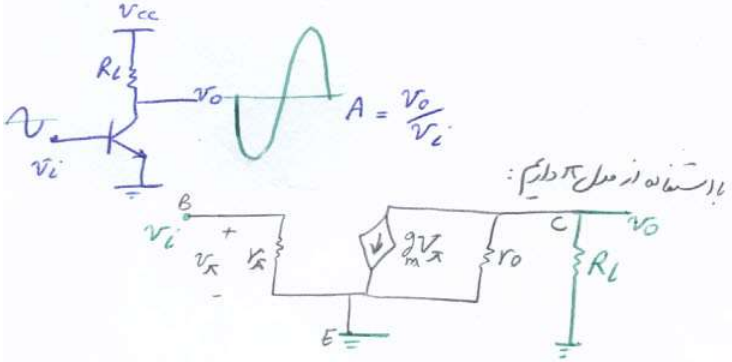
$$\begin{cases} h_{fe} \rightarrow \beta \\ h_{ie} \rightarrow r_\pi \\ h_{oe} \rightarrow \frac{1}{r_o} \end{cases}$$

تحلیل سیگنال کوچک

- تحلیل کلاسیک
- تحلیل نظری

محاسبه‌ی گین

۱) تحلیل کلاسیک:



با استفاده از مدل π داریم:

مدل تقویت کننده امیتر مشترک به وسیله تحلیل کلاسیک:

$$V_\pi = V_i$$

$$V_o = (R_L \parallel r_o)(-g_m V_\pi) \quad \Big\} \rightarrow A = \frac{V_o}{V_i}$$

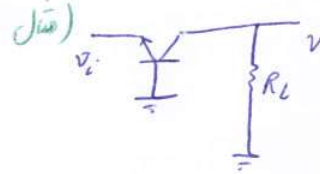
توجه!!

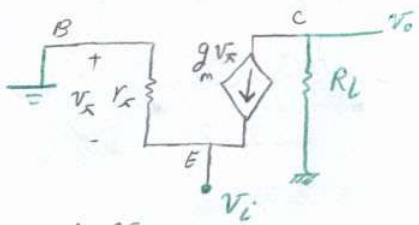
$$A = \ominus g_m (R_L \parallel r_o)$$

در تحلیل نظری نیاز به حفظ روابط نداریم

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

مثال) $r_o \to \infty$, $A = ?$





توجه!! تنها تقویت کننده امیتر مشترک بیس مشترک دارد

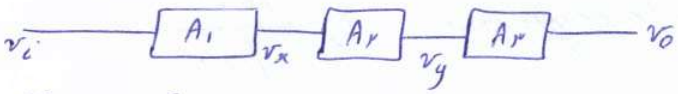
یا به اصطلاح تغییر فاز در ورودی ایجاد می‌کند.

$//.cE$

گین تقویت کننده بیس مشترک دقیقا مثل مشترک مثبت است.

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

خلاصه‌ای از تحلیل کلاسیک :

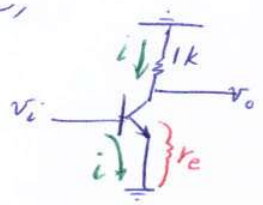


$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_y} \times \frac{v_y}{v_x} \times \frac{v_x}{v_i} = A_3 \times A_2 \times A_1$$

مدارها در حالت سیگنال کوچک (بدون بایاس DC) رسم شوند.

* ۲) تحلیل نظری :

تحلیل تقویت کننده امیتر مشترک با استفاده از تحلیل نظری :



$v_T = 25\,mV$

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

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

* 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!! هرچقدر I_C بیشتر باشد قدرت تقویت کنندگی ترانزیستور بیشتر و r_e آن کمتر می‌باشد.

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

از مقاومت r_e جریان i_e می‌گذرد.

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

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

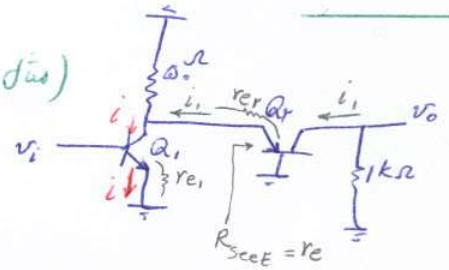
$$v_{be} = r_e i_e$$

- 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.

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

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.

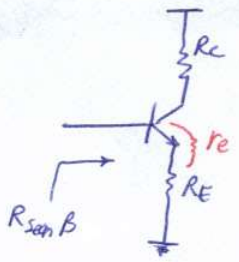
$$i_1 = \frac{50}{50 + 25} \times i = \frac{2}{3} i$$

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

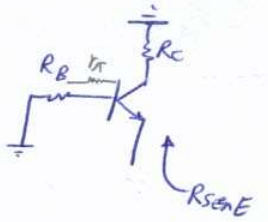
$$v_i = v_{be} = 25\,\Omega\, i$$

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

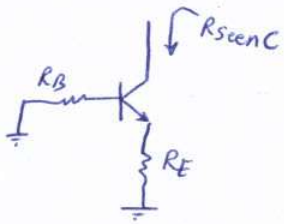
★ مقاومت های دیده شده از پایه های مختلف ترانزیستور:



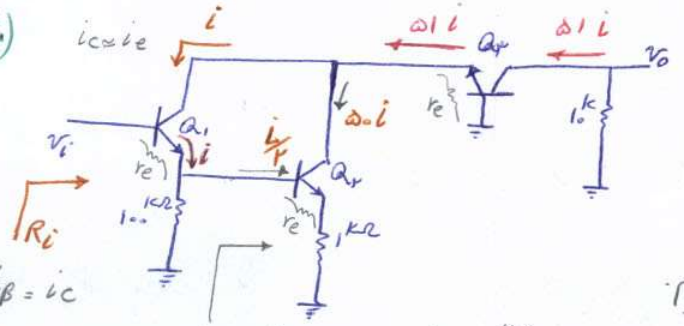
مقاومت دیده شده از امیتر: $R_{seen\,E} = \dfrac{R_B + r_x}{\beta+1} = \dfrac{R_B}{\beta+1} + r_e$



مقاومت دیده شده از کلکتور: $R_{seen\,C} = r_o\left(1 + \dfrac{\beta R_E}{R_E + R_B + r_x}\right)$



مثال)



$r_{e1} = 25\,\Omega$
$r_{e2} = 12.5\,\Omega$
$r_{e3} = 2\,\Omega$
$\beta = 100$, $A = ?$ $R_i = ?$

• اگر مقداری $\frac{1}{10}$ دیگری بودیم می‌توانستیم از آن صرف نظر کنیم.

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

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

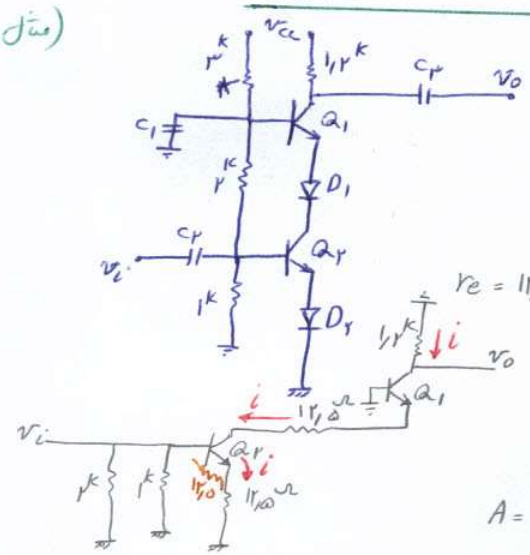
$v_i = 25\,\Omega\, i + 100\,k \times \frac{i}{2} \simeq 50\,k\Omega\, i$

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

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

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

مثال)



$I_C = I_D = 2\,mA$ $\quad V_A \to \infty$

$V_T = 25\,mV$

$\beta = 120$

$n = 1$

$A = ?$

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

خازن ها در حالت ac اتصال کوتاه و در حالت dc باز می‌شوند.

★ مرجع: جریان امیتر Q_2 است $= i$

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

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

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

ابتدا تحلیل DC :

$V_A \to \infty$

$\beta = 100$

$V_T = 25^m$

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

$I_{C4} = 0.69 \simeq 0.5\ mA$

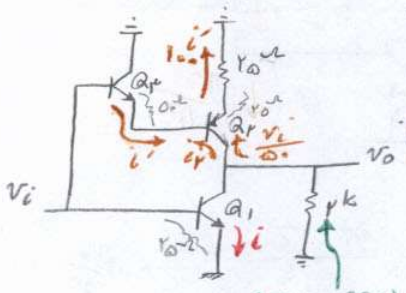
$A_V = ?$

توجه!! چون سین را خود سنده یعنی عمداً ترانزیستور در حالت فعال است پس می‌توانیم از رابطه $I_C = \beta I_B$ استفاده کنیم و...

$r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$, $r_{e4} = 50\Omega$

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

مدار در حالت ac :



$i = \frac{v_i}{2.5k\Omega}$

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

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

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

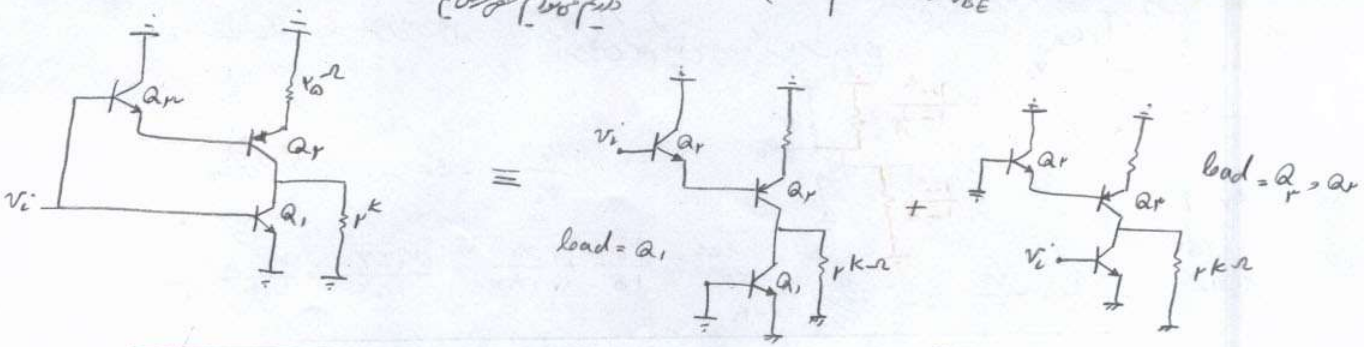
$\left(\frac{v_i}{50} + \frac{v_i}{25}\right)$

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

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

در مدارات خطی کاربرد دارد

چون ما سیگنال کوچک را حول نقطه کار دایم می‌توانیم خطی در نظر بگیریم



Source

* در همه‌ی مدارای ما ترانزیستور سورس (منبع) داریم و یکسری ترانزیستور بار (load) جریان را حمل می‌کند. سیگنال به آن تحمیل می‌شود.

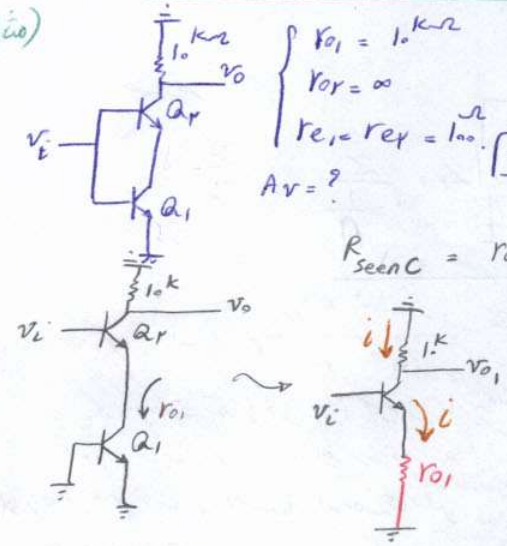
توجه!!

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

* هر ترانزیستوری از طریق خودش می‌تواند load باشد.

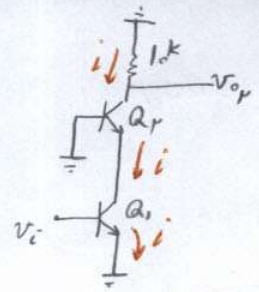
حل مسئله از طریق جمع آثار :

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



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

$v_i = 10.1^k \times i$ $\longrightarrow$ $A_{V1} = \frac{v_{o1}}{v_i} \simeq -1$



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

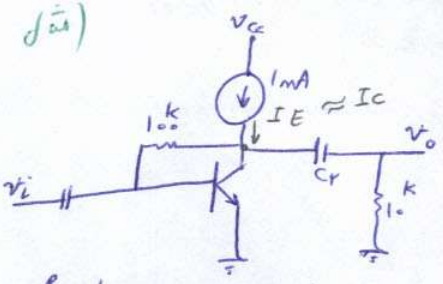
$v_i = 100^{\Omega} \times i = 0.1^{k\Omega} i$

$v_{o_1} = -100\, v_i \longrightarrow A v_1 = -100$

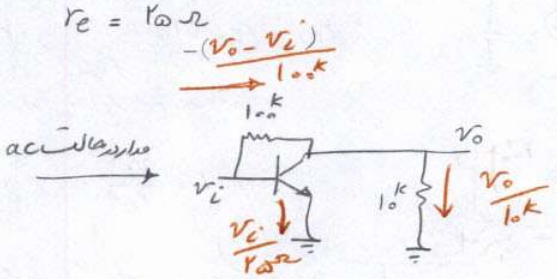
$A_V = -101$

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

الف)



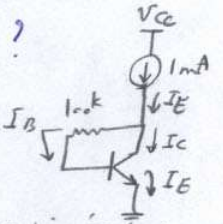
$r_e = 25\Omega$



$\beta = 100$

$V_T = 25^{mV}$

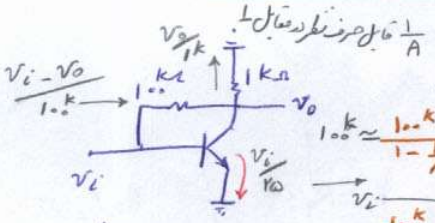
A_V , R_i = ?



مدار معادل DC :

این مدار همیشه فعال است.

$\frac{v_o}{10k} + \frac{v_i}{25\Omega} = \frac{v_o - v_i}{100k} \longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -400$



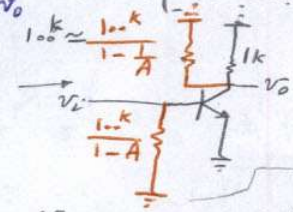
A_V = ?

$r_e = 25\Omega$

$\beta = 100$

با استفاده از قضیه میلر حل می‌کنیم :

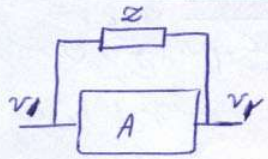
اگر فرض کنیم گین خیلی بزرگ باشد داریم :



$\longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -40$ ← فرض گین A بزرگ گرفتیم ✓ صحیح است.

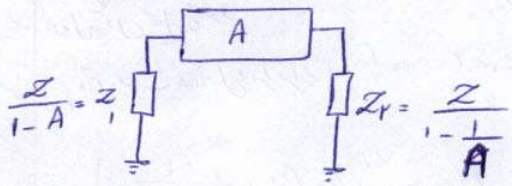
$\frac{v_i}{25\Omega} = -\frac{v_o}{1k} \longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -40$

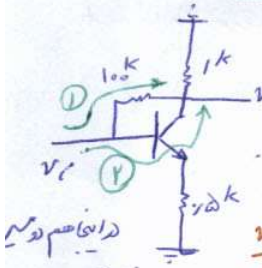
راه حل دیگر : KCL در خروجی : $\frac{v_i}{25\Omega} + \frac{v_o}{1k\Omega} = \frac{v_i - v_o}{100k} = \frac{v_i}{100k} - \frac{v_o}{100k}$



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

● قضیه میلر :





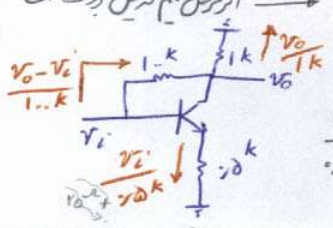
دو اینجا هم دو میدانیم تقویتی داریم.

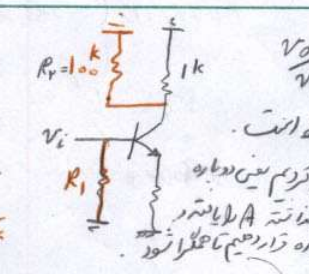
$r_e = 25\Omega$

$\beta = 100$

A_V = ?

اگر فرض کنیم گین بزرگ است ←





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

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

اگر می‌خواستیم با همین روش ادامه دهیم باید از روش تکرار حل می‌کردیم یعنی دوباره در رابطه میلر گذاشته A را پیدا کنیم و دوباره فرض را تا همگرا شود.

* راه حل بعد : بدون استفاده از قضیه میلر

KCL در خروجی

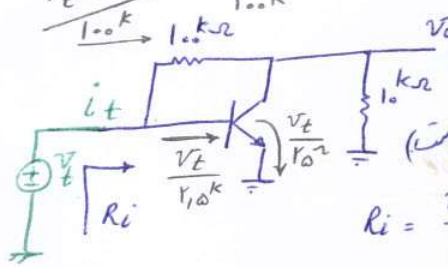
$\frac{v_i}{25k} + \frac{v_o}{1k\Omega} = \frac{v_i - v_o}{100k} \longrightarrow \frac{v_o}{v_i} = -2$

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.

(V تست و ناتست) [loop در جایی که می خواهیم R را حساب کنیم و مراجع است]

در همه حال V تست و ناتست راه حل جمعی است.

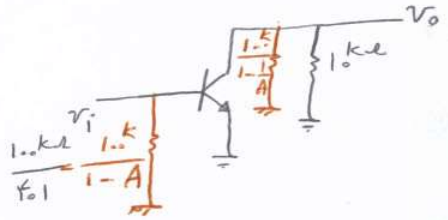


$$R_i = \frac{V_t}{i_t}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_t} = -40$$

$$i_t = \frac{V_t}{1.05^k} + \frac{40.1}{100^k} V_t \longrightarrow R_i = \frac{V_t}{i_t} = \frac{1}{\frac{1}{1.05^k} + \frac{1}{\frac{100\,k\Omega}{40.1}}} = 1.05^{k\Omega} \parallel \frac{100^k}{40.1}$$

— حل با استفاده از قضیه میلر:

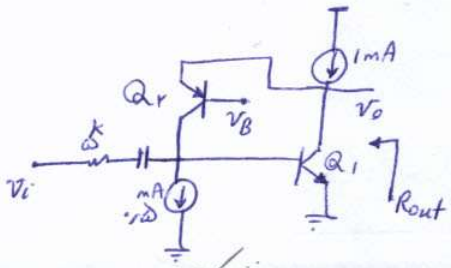


با فرض بزرگ بودن گین:

$$\frac{V_o}{V_i} = -\mathcal{E}_{00}$$

$$R_i = \underbrace{r_e(1+\beta)}_{r_x} \parallel \frac{100^k}{\mathcal{E}_{0.1}}$$

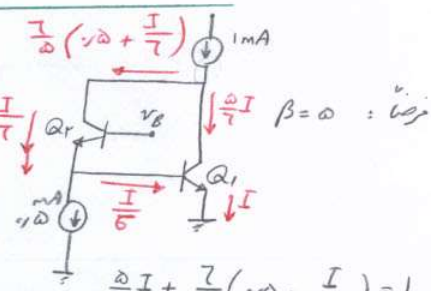
مثال) تستر ۸۷



$\beta = 100$

$V_T = 25^{mV}$

مدار معادل در حالت DC



فرضا: $\beta = 5$

$$\frac{5}{7}I + \frac{7}{5}\left(0.05 + \frac{I}{7}\right) = 1$$

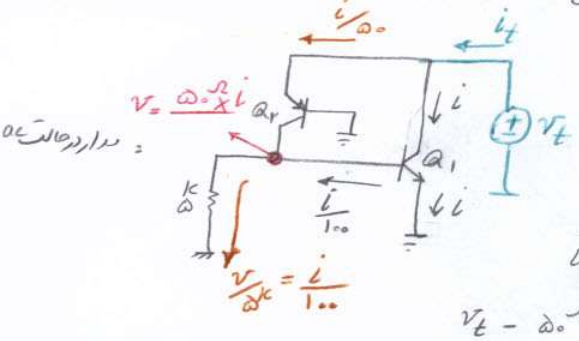
$$\frac{I(7+25)}{30} = 0.4 \longrightarrow I = \frac{12}{31}$$

چون β بزرگ است از I_B صرف نظر می کنیم.

$\hookrightarrow I_{C1} = I_{C2} = 0.5\ mA \longrightarrow r_{e1} = r_{e2} = 50\Omega$

برای یافتن Rout تنها راه حل استفاده از V_t و i_t می باشد:

(میلر تنها برای مقاومت است.)



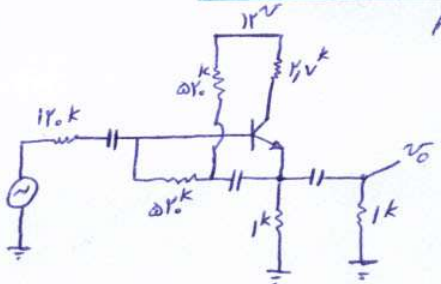
چون V_t و i_t را در اختیار داریم پس بقیه مقادیر را صفر می گیریم حتی V_i.

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

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

$$R_{out} = \frac{V_t}{i_t} = 1^{\Omega}$$

مثال)



$A_S = \frac{V_o}{V_S} = ?$

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

$\beta = 100$

$V_T = 26^{mV}$

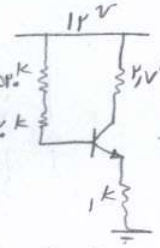
$V_A \longrightarrow \infty$

برای بدست آوردن پارامترهای سیگنال کوچک باید I_C را بیابیم.

ولی چون گین را خواسته پس حتماً ترانزیستور در حالت فعال است

پس نیازی به محاسبه‌ی V_{CE} نداریم.

مدار در حالت DC:



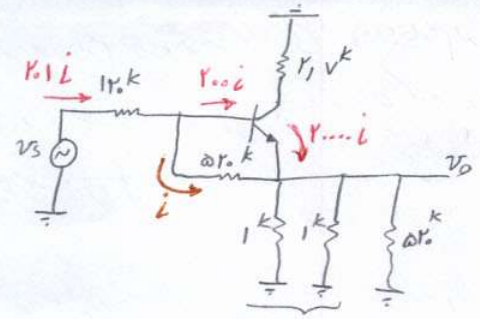
توجه!! چون $R_E(1+\beta)$ از R_B خیلی بزرگتر است پس می توان از I_B صرف نظر کرد.

$$12 - (0.5^k + 0.5^k) \times \frac{I_C}{100} - 0.7 - 1^k \times I_C = 0$$

$$11.4 = 11.4\ k\, I_C \longrightarrow I_C = 1\ mA \longrightarrow r_e = 26\Omega$$

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

مدار در حالت ac :

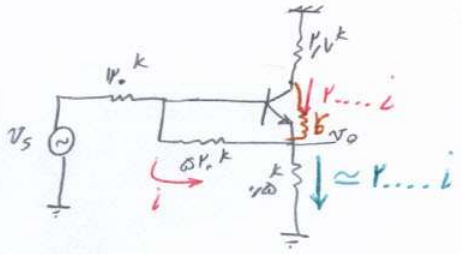


$1^k \parallel 520^k \simeq 1^k \longrightarrow 1^k \parallel 1^k = 0.5^k\,\Omega$

$V_{be} = r_e i_e = 50^k \times i$: از طرف دیگر

$i_e = \frac{52000}{26} = 2000\, i$

$i_B = \frac{i_e}{100} = 20\, i$



$V_o = 0.5^k \times 2000\, i = 1000^k\, i$

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

$\frac{V_o}{V_S} = 0.29$

اگر در این سؤال $V_A \to \infty$ نبود ← اگر 2.7^k نباشد ← r_o موازی 0.5^k می‌شود.

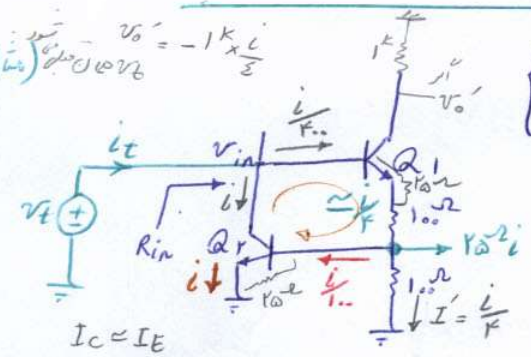
← اگر 2.7^k باشد ← باز تأثیر r_o روی امپدانس کم است و روی مقاومت دیده شده از طلتور تأثیری ندارد.

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

چون loop ما دو گیر در ورودی است پس برای محاسبه R_{in} نیاز به V_t و i_t داریم.

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

پس ناچاریم حتماً برای محاسبه‌ی R_{in} از V_t و i_t استفاده کنیم.



$\begin{cases} \beta_1 = \beta_2 = 100 \\ I_{C_1} = I_{C_2} = 1\,mA \end{cases}$

$V_{be_2} = r_e i_e = 25\,i$

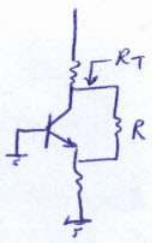
$I' = \frac{25\,i}{100} = \frac{i}{4}$ چون $\frac{1}{4}$ بیشتر از $\frac{1}{100}$ برابر است بزرگتر است.

$\longrightarrow i_t = i + \frac{i}{200} \simeq i \longrightarrow i_t \simeq i$

$V_t = \underbrace{V_{be_1}}_{25\,i} + 100 \times \frac{i}{4} + 100 \times \frac{i}{4} = 56.25\,i$ (چون دیتا نداریم پس امپدانس را برحسب i داریم از این کمک می‌گیریم)

$\longrightarrow R_i = \frac{V_t}{i_t} \simeq 56.25\,\Omega$

با اینکه چون V_t ورودی است دوست ورودی KVL می‌زنیم.



$R_T = r_o \parallel R$

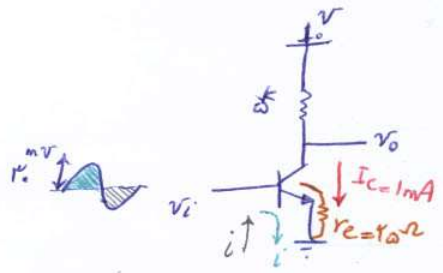
توجه!! سوئینگ مربوط به حالت ac است.

★ ماکزیمم سوئینگ :

ماکزیمم نوسان متغیر خروجی قبل از اینکه قطعه آخر خروجی به قطع یا اشباع برود چون در این صورت روابط سگنال کوچک و مدل آن در ناحیه فعال برقرار نیست.

هرچه مدار تقویت کننده ما را به ترانزیستور تقویت کننده می تواند بیشتر سوئینگ داشته باشد. (مثل طولی)

و فاصله ی قطع و اشباع ترانزیستور با میزان تغییرات V_{CE} روی سوئینگ مؤثر است. (تغییرات V_{CE} خود و خروجی آن مثل دیود است)



$I_c = 1mA$

بررسی رابطه ی افزایش I_c و افزایش سوئینگ :

I_c را زیاد می کند ← جهت رو به پایین : $i = \frac{V_i - ۰}{۲۵Ω}$ ↓ : در سیکل مثبت V_i

I_c را کم می کند ← جهت رو به بالا : i ↑ : در سیکل منفی V_i

فرض کنیم $V_i = ۲۵^{mV}$ باشد داریم : برآیند سگنال ac و DC ترانزیستور صفر می شود :

جریان کل عبوری از ترانزیستور = $I_c + i = ۰$ ← ترانزیستور قطع می شود. ← هر مقداری می توانیم در ورودی به عنوان V_i قرار دهیم

با افزایش I_c می توانیم دامنه ی ولتاژ ورودی را بیشتر کنیم یعنی می توانیم با دامنه ی بیشتری به ورودی اعمال کنیم و دیرتر ترانزیستور به قطع می رود.

● توجه !! : I_c بر روی قطع ترانزیستور و V_{CE} بر روی اشباع آن تاثیر می گذارد.

$V_i = ۲۵^{mV}$ ← $i = 1mA$ ← جریان کل $= I_c + i = ۲mA$

$V_o = ۱۰ - ۵ \times ۲mA = ۰$ ← $V_{CE} = ۰$ ✗ یعنی ترانزیستور وارد ناحیه اشباع شده

★ مراحل حل مسئله ی سوئینگ : (محدودیت ها مربوط به ترانزیستور خروجی)

۱) ی سه ی I_c و V_{CE}

۲) ی سه ی رابطه ی : $\hat{V_o} = R_L I_c$ (دامنه) پیک تو پیک نیست. (مقاومتی که V_o روی آن قرار دارد) ← مقاومت بار

۳) ی سه ی رابطه ی : $\hat{V_o}$ (دامنه) $= \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L$

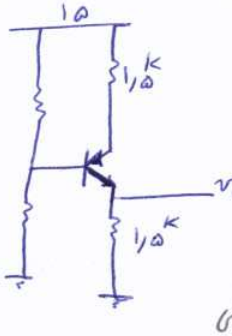
۴) انتخاب کوچکترین مقدار بین مراحل ۲ و ۳

R_{ac} ← طبق ی مقاومت های مسیر کلکتور - امیتر در حالت ac ← مجهول

مقاومت خارجی (مقاومت هایی که واقعی نه مقاومت های دیده شده مثل r_e، r_d، r_{π} و ...)

مطلوبست حداکثر سوئینگ متقارن خروجی : داریم : $\begin{cases} I_c = ۳mA \\ V_{CE} = ۴^V \end{cases}$

(مثال)



سوئینگ قطع شدن ← $R_L = ۱٫۵^k$ ← $V_o = ۱٫۵^k \times ۳^{mA} = ۴٫۵^V$

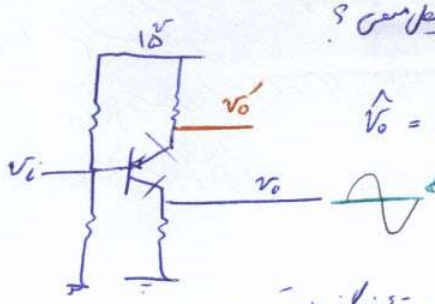
سوئینگ اشباع شدن ← $V_o = \frac{۶ - ۰}{۱۵^k + ۱٫۵^k} \times ۱٫۵^k = ۳^V$

هرکدام از سوئینگ های قطع یا اشباع شدن تنها روی نیم سیکل ورودی اتفاق می افتند.

ماکزیمم سوئینگ متقارن خروجی $= ۳^V$

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 :

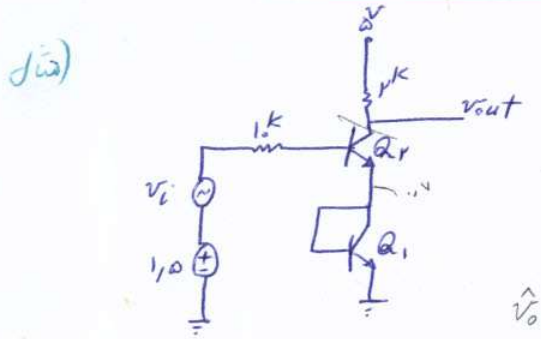


$\hat{v}_o = R_L I_c$

در این مثال مقدار DC در خروجی مقداری مثبت است وقتی ترانزیستور قطع می شود ($v_o = 0$ می شود (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 $15V$ 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)



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

$I_C = 1mA$

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

V_{CE_1} را بدست آورید.

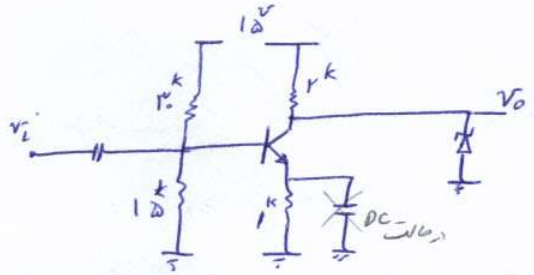
$\hat{v}_o = R_L \times I_C = 2k \times 1mA = 2V$ ← سیکل (+)

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

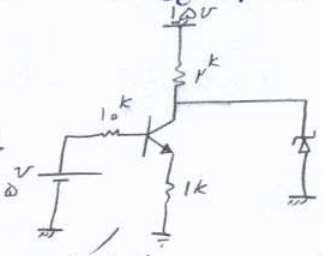
تأثیر Q_1 روی مابقی V_{CE} است.

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.

$(1+\beta)R_E = 10R_B$ ← $(1+\beta)R_E > R_B$

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

$4.3V = 1.1k\, I_C$ ← $I_C = 4mA$

V_A : صفر ولت ، $V_k = 15 - 2k \times 4mA = 7V$

$V_k - V_A < 9V$ ← (دیود زنر ناحیه خاموش) ← I_Z سیکم

Rail to Rail

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

مجموع مقاومت های DC در C و E

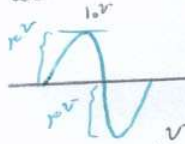
$V_o = R_L \times I_C = 2k \times 4 = 8V$

$V_o = \frac{V_{CE} - V_{CE(sat)}}{R_{ac}} \times R_L = \frac{3 - 0}{2k\Omega} \times 2k\Omega = 3V$

محدودیت های مربوط به ترانزیستور است.

اگر بجای ۳ ولت عنوان کردیم سوئینگ در نظر گیریم.

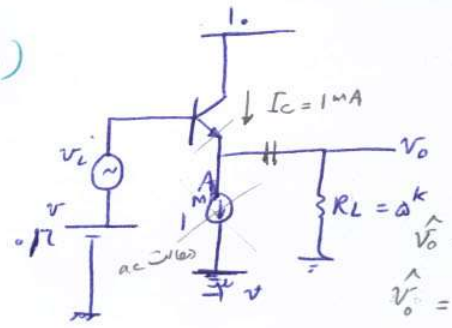
توجه!! زمانی که V_o به 9 ولت رسید دیود زنر وارد ناحیه ی شکست می شود و V_o به $9V$ محدود می شود



مقدار DC خروجی

ماکزیمم سوئینگ خروجی = $2V$

مثال)



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

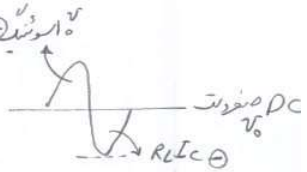
$\longrightarrow I_C = 1\ mA$

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

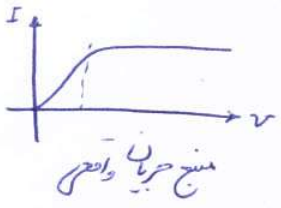
$\hat{V_o} = R_L I_C = 5k \times 1mA = 5\ V$ سوئینگ ⊖

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

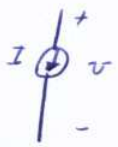
سوئینگ متقارن خروجی از نظر ترانزیستور $5\ V$



منحنی جریان ایده آل :



منحنی جریان واقعی



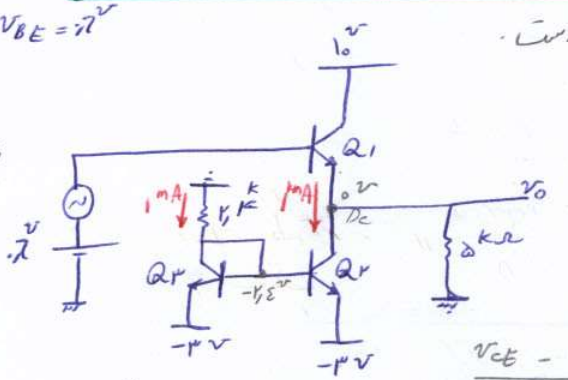
مثال)

$V_{BE} = 0.7\ V$

از نظر DC :

$0.7 - 0.7 = V_o$

$0 = V_o$



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

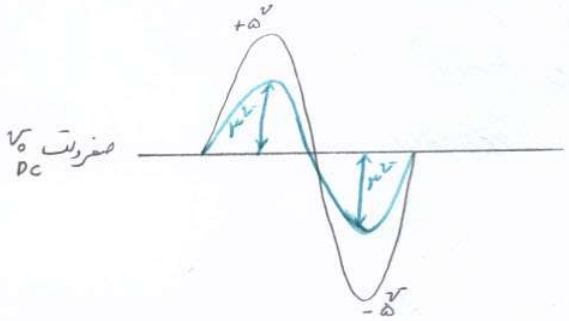
$I_{C2} = I_{C1} = 1\ mA$

$V_{CE_1} = 10\ V$

$R_L I_C = 5k \times 1mA = 5\ V$ ✓

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

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 $V_{CE_2(sat)}$

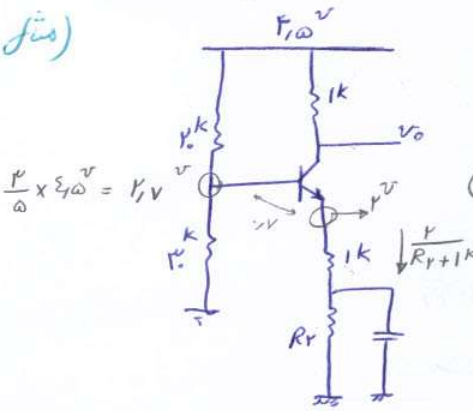
اگر $V_{CE_2(sat)}$ را صفر در نظر گیریم پس محدودیت $3\ V$ از نظر Q_2 داریم.

$-5 - (-3) = -2$

$V_{C2} - V_{E2} = -2$ ✗ ← Q_2 اشباع می‌شود

مثال)

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



$\beta \gg 1$

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

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

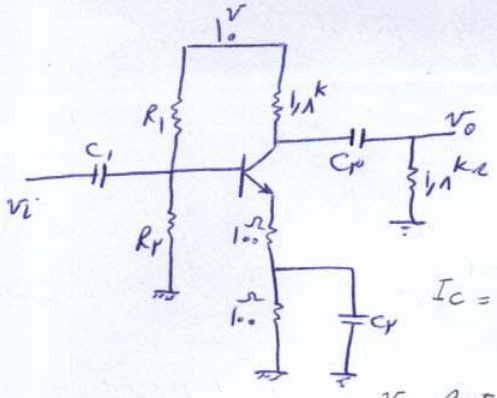
$R_{ac} = 2k\Omega$ ، $R_L = 1k\Omega$ ، $V_{CE(sat)} = 0.2$

$V_{CE} = V_{CC} - R_{DC} I_C = 4.5 - (2k\Omega + R_2) \times \frac{2}{R_2 + 1k} = 2.2\ V$

$R_2 = ?$

حل در جلسه‌ی ۲۲ تا آخر

مکرر هم سوئینگ خروجی در بهترین نقطه‌ی کار مدار چه‌قدر است؟



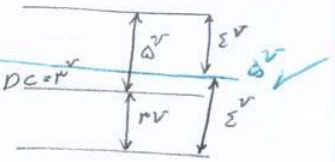
$V_{BE} = 0.7\,V$

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

$$I_C = \frac{10 - 1^V}{2\,k\Omega + 1\,k} = 3\,mA$$

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

بهترین حالت وقتی است که مقدار ولتاژ دو سری که طول ضلع دیوارها ایجاد می‌کنند با هم برابر باشد.



مدار در بهترین نقطه‌ی کار طراحی شده است.

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

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

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

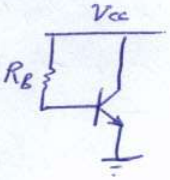
$$\Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_{ac} + R_{DC}}$$

در انتخاب بهترین نقطه کار برای سوئینگ:

V_{BE} و V_T و β و I_S به دما وابسته‌اند.

★ پایداری حرارتی:

دیود و ترانزیستور (عناصر نیمه‌هادی) المان‌هایی هستند که نتیجه نسبت به دما تغییر بسیار زیادی دارند. پس در طراحی آنها نیاز به پایداری حرارتی داریم و یا جبران سازی حرارتی که در واقع یعنی اینکه نقطه کار ترانزیستور را نسبت به تغییر دما بی‌تفاوت کنید یا بهینه کنید.



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

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

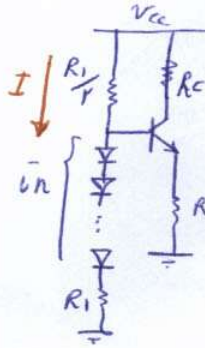
$$I_C = \beta\left[\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}\right]$$

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

پس 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. با فرض β بزرگ باشد.

$\beta \to \infty$ با تغییر دما باز هم $\beta \to \infty$ می‌شود پس تغییرات دمایی β اهمیت ندارد. V_T و I_S هم در رابطه‌ها نداریم.

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

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

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

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

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

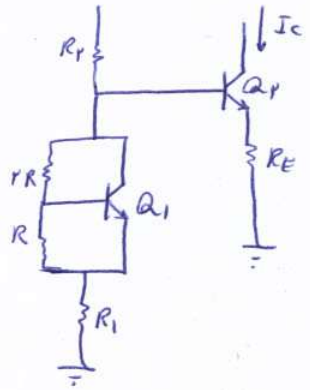
$$I_C = \frac{V_E}{R_E} = \frac{\frac{2}{3} V_{CC} + \frac{nV_D}{3} - V_{BE}}{Re}$$

اگر $V_{BE} \simeq V_D$ باشد داریم ↓

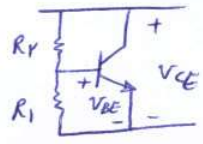
$$\frac{\partial I_C}{\partial T} = 0 \longrightarrow \frac{\frac{n}{3}\frac{\partial V_D}{\partial T} - \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}}{R_E} = 0 \longrightarrow \frac{n}{3}\frac{\partial V_D}{\partial T} - \frac{\partial V_D}{\partial T} = 0 \longrightarrow \left(\frac{n}{3} - 1\right)\frac{\partial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

$n \simeq 3$

مثال)



• مدار ضرب کننده‌ی V_{BE} :



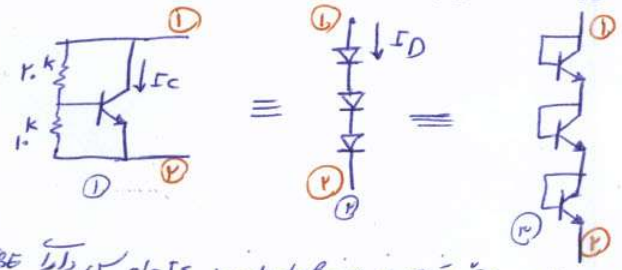
$$V_{BE} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CE}$$

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

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

اگر $\begin{cases} R_2 = 20\,k\Omega \\ R_1 = 10\,k\Omega \end{cases} \longrightarrow V_{CE} = 3 V_{BE}$ ⟵

هر V_{BE} معادل یک دیود است :



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

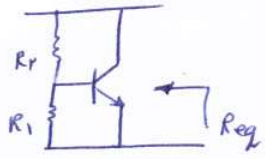
④ معلوم است که ترانزیستورها حتماً شبیه هم اند یعنی هم‌دما هستند یا I_S برابر دارند پس دارای V_{BE} مساوی اند :

دراین مدار داشتن حرارتی نسبت به مدار ① بیشتر است. $\gg 1$

از لحاظ ac چون دیودها معادل مقاومت هستند پس مدار به صورت مقاومتی درمی‌آید.

r_d

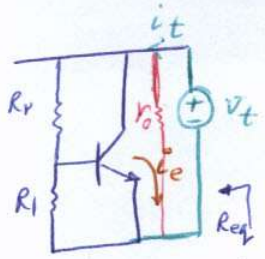
✓ بررسی از لحاظ ac :



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

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

- ادامه تحلیل ضریب کننده‌ی v_{BE} :



$\beta \gg 1$

با صرف نظر کردن از I_B :

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

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

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

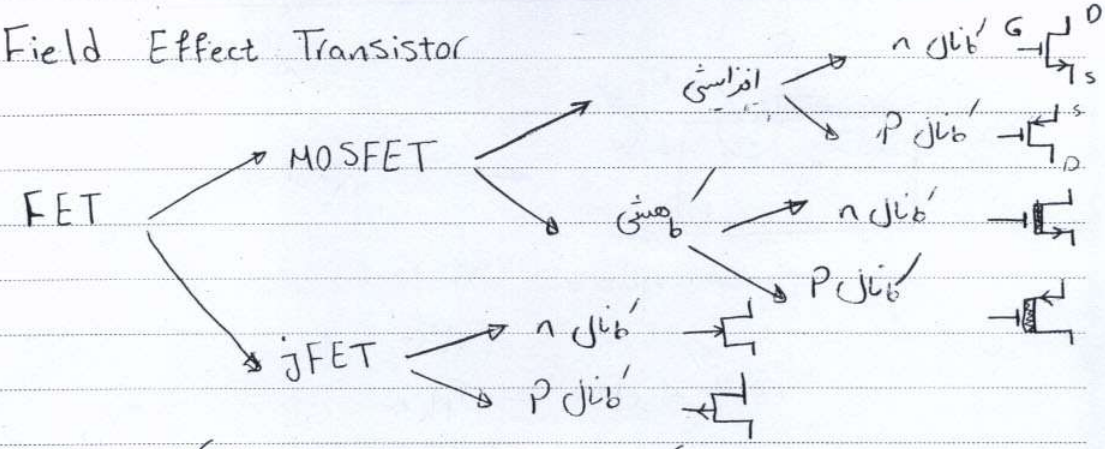
با صرف نظر کردن از r_o :

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

Subject:

Year. Month. Date. ( )

Field Effect Transistor



* همواره پایهٔ S همان پایه‌ای است که فلش دارد (برای MOSFET) درصورتی که برای JFET ها هر پایه‌ای به G نزدیک باشد، پایهٔ S است ولی اگر پایهٔ 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.

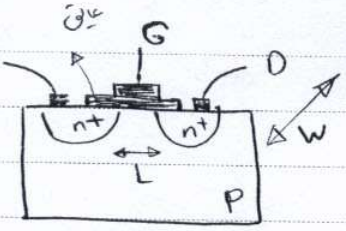
* در کانال n ها، جهت جریان از D به سمت S است درصورتی که این جهت برای کانال P ها برعکس است.

V_{Th} : ولتاژ آستانه، $V_{Threshold}$ 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



← انداسیونی

$V_{th} > 0$ ← کانال n اندازه‌ی

$V_{th} < 0$ ← کانال p اندازه‌ی

$V_{th} < 0$ ← کانال n هشی

$V_{th} > 0$ ← کانال p هشی

$V_p > 0$ $V_p < 0$

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. این به p یا مقدار مثبت و یا

وصل کنیم و S را به زمین متصل کنیم جریانی از D به سمت S می‌رود.

نواحی عملکرد ترانزیستور FET

روشن ← $V_{GS} > V_{th}$

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

خاموش ← $V_{GS} < V_{th}$ که در آن یا G یا S بر روی هوا باشد، FET خاموش است ولی وقتی

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 (رابطه با حفظ علامت) خلاف رابطه‌های بالا است

مثلاً

n ← خاموش → p

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

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 — K' — $K' = \mu_n C_{ox}$ — $K' = 2K$

فعال

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

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

μ_n بیشتر از μ_p

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

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

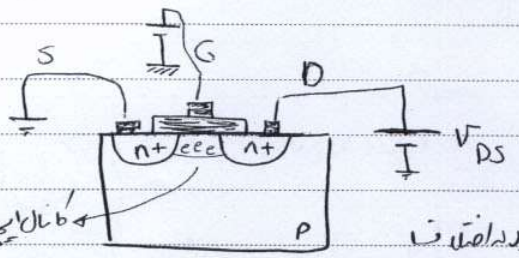
تأثیر این سمت کم است.

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 توسط 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 ، f_{max} است)

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



$$V_{DS} > \underbrace{V_{GS}-V_{th}}_{+}$$

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

اگر 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

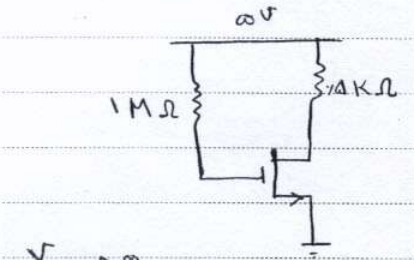
ولی اگر V_{DS} مقداری بدهیم در ناحیه اشباع باشد، کانال ایجاد شده به صورت می‌شود.

Subject:
Year. Month. Date. ( )

در ناحیه خطی یا تریود:

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

تحلیل DC & (I_D, V_{DS})



$V_A \to \infty$

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

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

$I_D, V_{DS} = ?$

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 5V است.

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

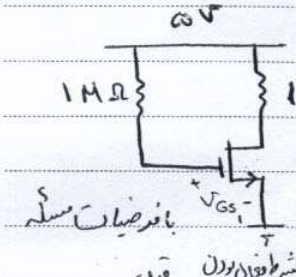
$$V_{DS} = V_{DD} - R_{DS} \times I_D = 5 - 7.5 \times \frac{9}{4} = 3.125V$$

Rail-to-Rail

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

$V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$ فعال

فرض صحیح



فرض فعال است.

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

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

با 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

P4PCO

Subject:
Year. Month. Date. ( )

برابر V

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

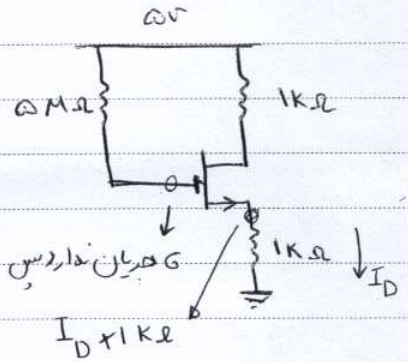
? W ✓ ? ? ? → رابطه خطی

مقاومت R_D — 2 معادله 2 مجهول نیاز به معادله دیگر داریم

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

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

چون مقدار V_{DS} حتی از $V_{GS}-V_{th}$ کوچکتر نبود بنابراین هر یک از حالت اول یا دوم حتی با مقاومت صفر نبود.



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

$V_t = 2V$

$V_A \to \infty$

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

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

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

$I_D \longrightarrow I_D = 1mA \longrightarrow V_{GS} = 5 - I_D = 4V \quad \sim\!\!> 4V > 2V$ ✓ (V_{th} قبلی)

$\longrightarrow I_D = 9mA \quad V_{GS} = 5 - 9 = -4V \quad \sim\!\!> -4V < 2V$

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

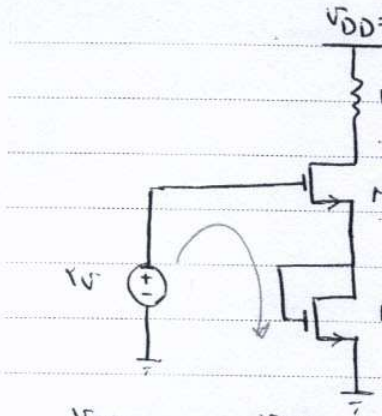
$V_{GS} - V_{th} = 4 - 2 = 2$

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

لذا فرض فعال صحیح است.

Subject:
Year. Month. Date. ( )

۳ حذوه ← FET



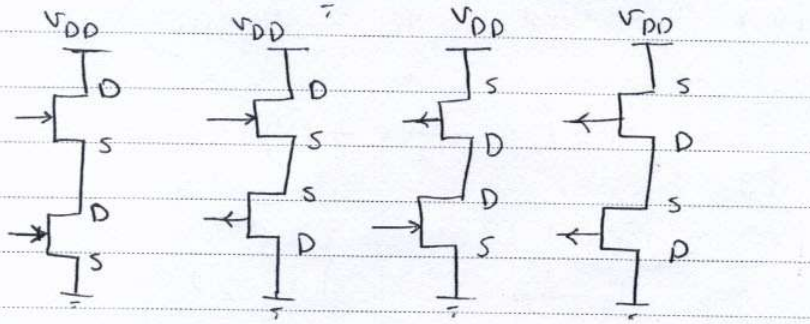
$V_{th}=۱/۵V$

$\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}\Big|_{۱,۲} = ۴ \frac{mA}{V^۲}$

$V_A=\infty$

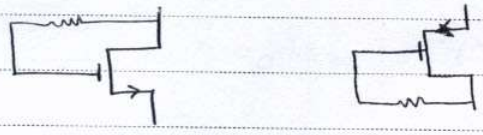
هدانشر R_D تا M_1، $M_۲$ فعال بمانند؟

یادآوری:



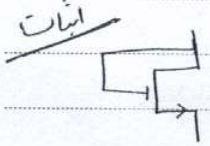
$V_{DD}>۰$

* $M_۲$ در این حالت همواره فعال است زیرا مانند دیود عمل می‌کند. در FETها اگر به صورت زیر



باشد، همواره فعال است.

اثبات



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

$V_{DS}=V_{GS}$

← 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}، K به دلیل ساختار FET هایشان

برابر است ($V_{th_1}=V_{th_۲}$) و $I_{D_۲}$، I_{D_1} به دلیل مسیر مولد باهم برابرند ⟸ $V_{GS_1}=V_{GS_۲}$

PAPCO

$-۲ + V_{GS_1} + V_{GS_۲} = ۰ \longrightarrow V_{GS} = ۱\ V$

Subject: چرا $V_{GS}=1$ شد؟ $V_{GS}=1$ $V_{G_1}=2 \to V_{S_1}=2-1=1$

Year. Month. Date. ( )

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

V_{DS_1} را حساب می‌کنیم چون مطمئن هستیم M_2 همواره فعال است.

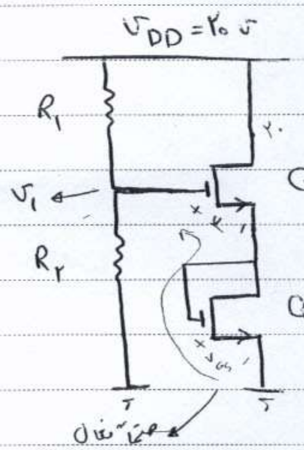
$V_{DS_1}=V_{D_1}-V_{S_1}$

$3-\underbrace{\frac{R_D}{2}}_{R_D\times I_D}-\underbrace{1}_{V_{S_1}} = 2-\frac{R_D}{2}$ $V_{OD_1}=V_{GS_1}-V_{th}=0.5$

$V_{GD}<V_t$

$2-\frac{R_D}{2} > \frac{1}{2} \to R_D < 3K\Omega$ ← $2-(4-R_D\times\frac{1}{2}) < \frac{1}{2}$

جزوه ۴ FET



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

$V_{th}=2V$

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

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

$V_{GS_1}=0$ غ ق ق , $V_{GS_1}=4$ ق ق $> V_{th} \to V_{GS_2}=4V$

$20-4=16$

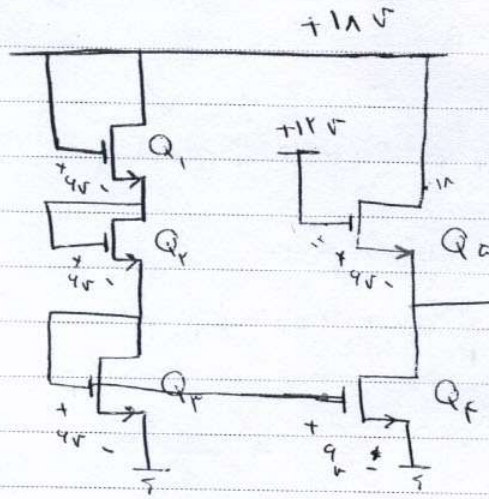
$V_{DS}=16 > V_{GS}-V_{th}=4-2$ Q_2 فعال است چون $V_{DS}=16$

$V_1=\underbrace{4}_{V_{GS_1}}+\underbrace{4}_{V_{GS_2}}=8V \to \frac{R_2\times 2}{R_1+R_2}=8$

$5R_2=2R_1+2R_2 \to 3R_2=2R_1$

Subject:

Year. Month. Date. ( )

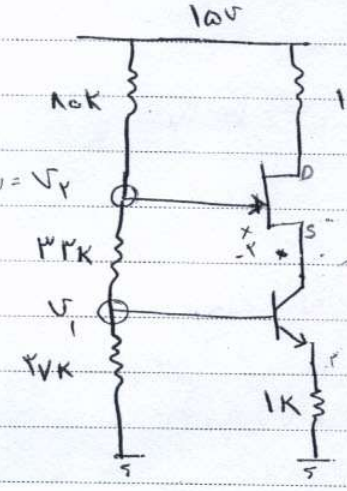


Q_1 تا Q_5 شناخته ؟

$V_o = ?$

$V_o = ۱۲ + V_{GS} = ۱۲ - ۳ = ۹ V$

۸ جزوه



BJT: $V_{BE} = ۰.۷ V$ بزرگ β

FET: $I_{DSS} = ۱۲ mA$ $V_P = -۴$

$V_{CE_Q} = ?$

چون β بزرگ است بنابراین I_B در تقریبی میزنیم

$$V_1 = \frac{۲۷ \times ۱۵}{۸۰ + ۳۳ + ۲۷} = ۲.۷ V \Rightarrow V_{E_1} = ۲ V \rightarrow I_E = ۲ mA$$

چون فرض فعال است بنابراین $I_C = ۲ mA \leftarrow ۲ mA = I_D$

$$V_2 = \frac{(۳۳ + ۲۷)}{۳۳ + ۲۷ + ۸۰} \times ۱۵ = ۷ V$$

PdPCO

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 $\Leftarrow$ کانال n FET $\Leftarrow V_p < 0$ باید باشد.

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

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

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

$V_D = 15 - 1K\Omega \times 2mA = 13$
$V_S = 9V$
$\Big\} V_{DS} = 4$

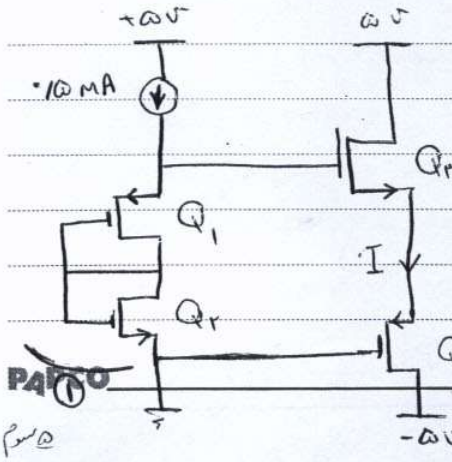
$V_{GS} - V_p = -2 - (-4) = 2 \quad V_{DS} > V_{GS} - V_p$ ✓

$V_{CE} = 9 - 2 = 9V$ مدار بایاس ترانزیستور (ضعف)

$\rightarrow I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}(V_p - V_{GS})^2$ 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 { $|V_t| = 2$, $K = 2$ } $\quad Q_3, Q_4$ { $|V_t| = 2$, $K = 14$ }

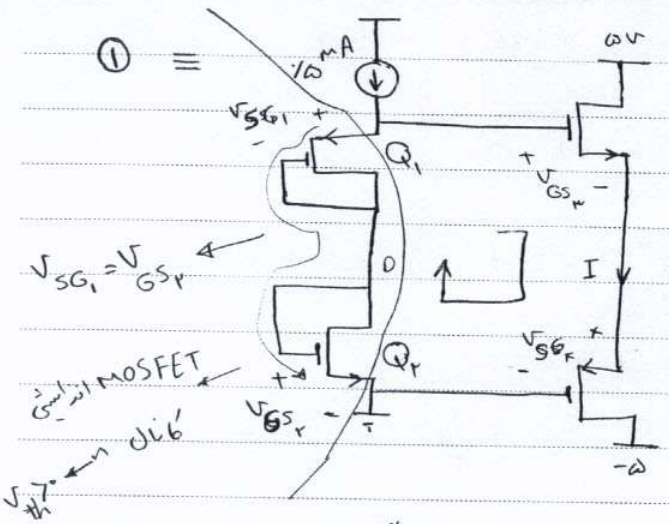
۹ جزوه

$I = ?$

شکل ۵

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؟ $V_{GS_2} = V_{SG_4}$

$V_{SG_1} = V_{GS_2}$

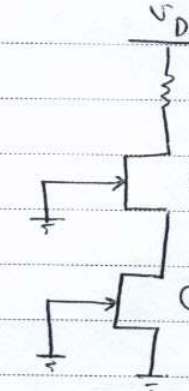
$I_{D_3} = 1(V_{GS_3} - 2)^2 = I$

$I_{D_2} = 4(V_{GS_2} - 2)^2 = 10mA$

$\rightarrow I = 4 \times 10mA$

$I = 2mA$

ماجوده FET



Q_1, Q_2 : pich_off

مقال در حالت اول Q_1 و Q_2 در pich-off

هستند Q_1 با یک JFET با I_{DSS} آن کمتر از

قبل است جایگذاری کنیم در اینصورت Q_1 و Q_2 در چه حالتی هستند؟

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

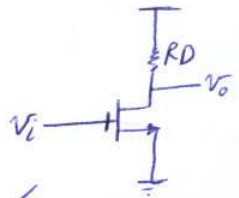
حالت اول Q_2 $\quad V_{D_2} > -V_{P_2}$

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

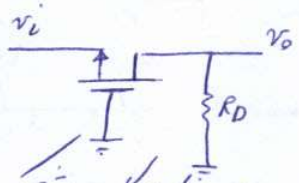
P4PCO

$V'_D > V_D$ چون افت ولتاژ کمتر شده جریان عبوری از مقاومت کمتر میشه V_D بیشتر شده

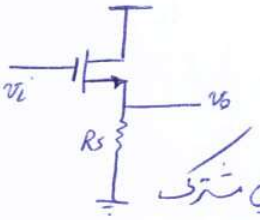
★ تحلیل سیگنال کوچک FET :



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



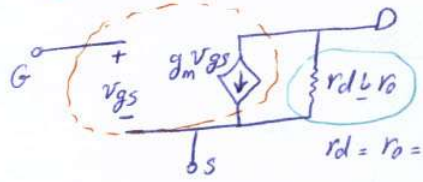
تقویت کننده گیت مشترک



تقویت کننده درین مشترک

● مدل سیگنال کوچک FET :

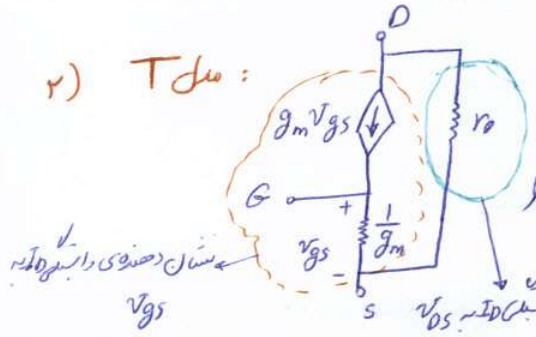
۱) مدل π :



$r_d = r_o = r_{ds}$

اگر در ترانزیستور BJT ، r_π بی‌نهایت باشد یعنی I_B صفر باشد در این صورت BJT تبدیل به FET می‌شود.

۲) مدل T :



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

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

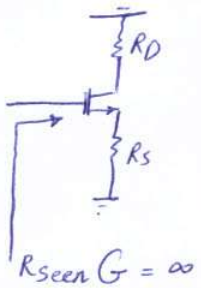
$$g_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial v_{GS}}\right|_{v_{DS}=0} = \frac{2I_D}{v_{GS} - v_{th}} \rightarrow \text{MOSFET}, \quad g_m = \frac{2}{|v_p|}\sqrt{I_D I_{DSS}} \rightarrow \text{JFET}$$

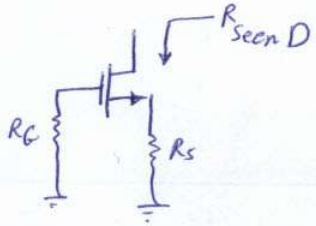
JFET ⇒ $I_D = K(v_{GS} - v_{th})^2$

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

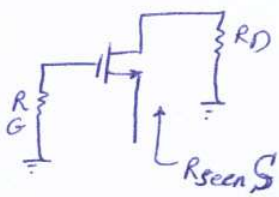
$$r_o = \left.\frac{\partial v_{DS}}{\partial I_D}\right|_{v_{GS}=0} = \frac{V_A}{I_D}$$

- بدست آوردن مقاومت‌های دیده شده در FET :





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

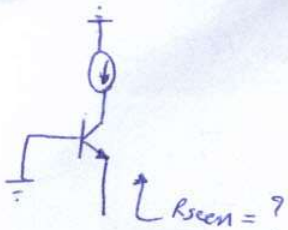


$$R_{seen}S = \frac{r_o + R_D}{1 + g_m r_o}$$

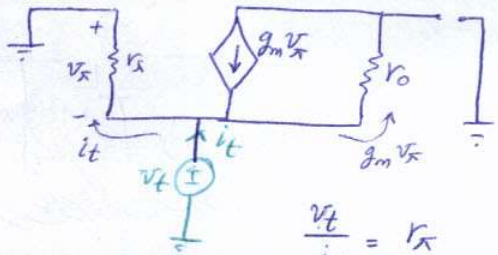
FET ⇒ : $r_o \underset{(R_S=0)}{\lessapprox} R_{seen}D < \underset{(R_S\to\infty)}{+\infty}$ $\quad \underset{(R_D=0)}{\frac{1}{g_m}} \lessapprox R_{seen}S < +\infty \rightarrow (R_D \to +\infty)$

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

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



مدار معادل ac :



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

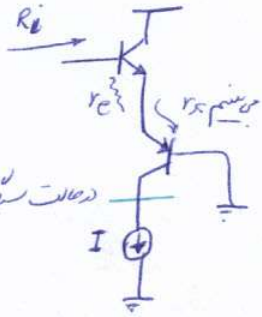
مقاومت دیده شده از امیتر در BJT : $\dfrac{r_o + R_C}{1 + g_m r_o} \parallel r_x$

اگر در رابطه r_x را صفر قرار دهیم ($BJT\ r_x \to \infty = FET$) رابطه در FET می‌شود.

$r_o \gg R_C$ اگر $\to R_{out} = r_e$

اگر R_C را خیلی زیاد بگیریم ممکن است ترانزیستور وارد اشباع شود.

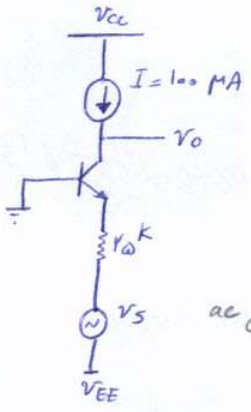
مثال)



$R_i = ?$

$$R_i = (\beta+1)(r_e + r_x) = (1+\beta) r_e + (1+\beta) r_x = (\beta+2) r_x$$

مثال)

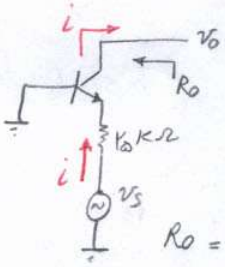


$|V_A| = 20\ V$, $\beta = 100$, $V_T = 25\ mV$ $\qquad \dfrac{v_o}{v_s} = ?$

$I_C = 0.1\ mA$

$$r_e = \frac{25\ mV}{0.1\ mA} = 250\ \Omega \quad , \quad r_o = \frac{V_A}{I_C} = \frac{20\ V}{0.1\ mA} = 200\ k\Omega$$

مدار معادل ac :



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

$$v_o = R_o \times i$$

$$R_o = 200^{k} \left[1 + \frac{100 \times 20\ k\Omega}{200^{k} + 20^{k} + 0}\right] = 50 \times 200^{k}\ k\Omega$$

$$v_o = 200^{k} \times 50 \times i$$

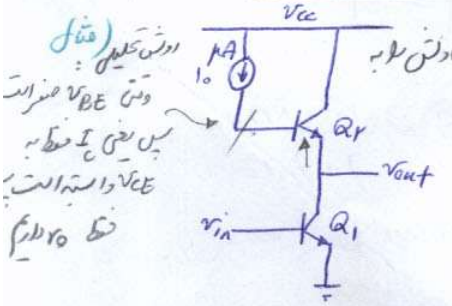
$$v_i = v_s = 20^{k}\, i + 200\, i \simeq 20^{k}\, i$$

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

راه صحیح $\to$ $v_i = 20\ k\Omega \times i + 20^{k}\, i = 50\ k\Omega \longrightarrow \dfrac{v_o}{v_i} = 200$

چون امپدانس در حالت کلکتور باز r_x می‌شود.

مثال)



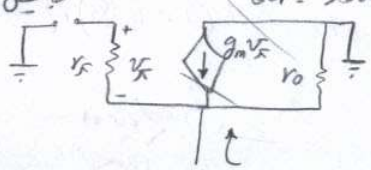
$V_T = 25\ mV$, $V_A = 10\ V$ $\quad \beta = 100$ $\qquad \dfrac{V_{out}}{V_{in}} = ?$

روش تحلیل: وقتی V_{BE} ثابت است پس یعنی I_C ثابت است و V_{CE} دارای تغییرات است فقط r_o داریم.

هر ترانزیستوری که load باشد مقاومت معادلش برابر جایگزین قرار می‌دهیم Q_2

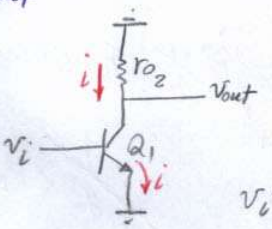
Q_2: load , Q_1 : Source

مدار معادل ac :



$v_x = 0 \longrightarrow g_m v_x = 0$

فقط r_o را می‌بینیم.

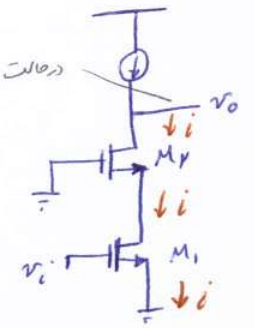


$$v_{out} = (r_{o1} \parallel r_{o2})(-i) = \frac{-r_{o2}}{2}\, i$$

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

دقت !! فقط مقاومت دیده شده از طرف درین که خروجی های ترانزیستور هستند باید load محسوب شوند.

مثال)



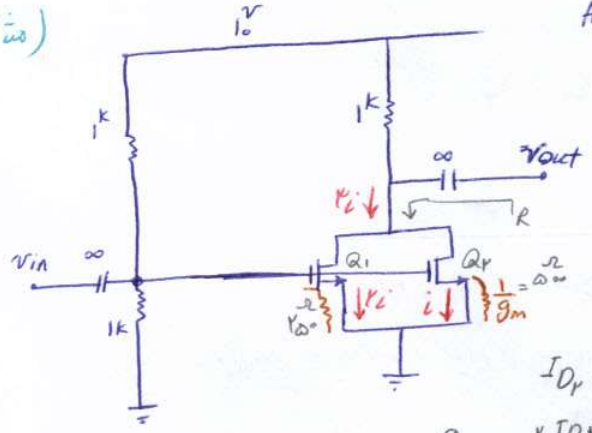
$v_{out} = -R_{out}\, i$

$R_{out} = r_{o2}(1+g_m R_S) + R_S$
$R_S = r_{o1}$
$\Big\} \longrightarrow R_{out} \approx g_m r_{o1} r_{o2}$

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)



$A_V = ?$

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

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

$I_{D_1} = \frac{k_1}{2}(V_{GS_1} - V_{th_1})^2 = \frac{1mA}{2^2}(8-4)^2 = 4mA$

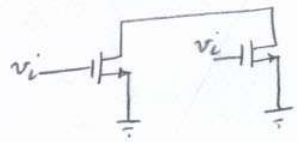
$g_{m1} = \frac{2ID_1}{V_{GS} - V_{th1}} = \frac{2 \times 4}{2} = 4\,ms$

$I_{D_2} = \frac{k_2}{2}(V_{GS2} - V_{th2})^2 = \frac{1mA}{2^2}(6-4)^2 = 1\,mA$

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

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

حل با جمع آثار :



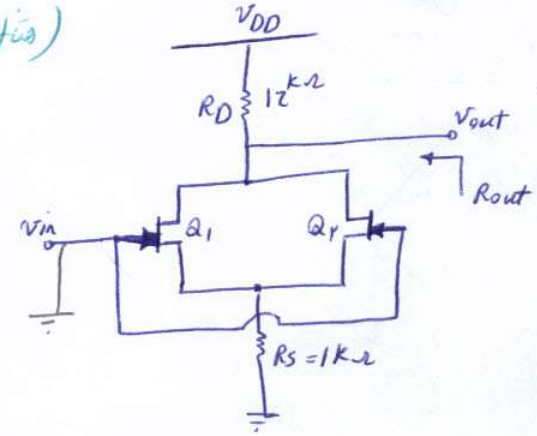
حل به روش دیگر :

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

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

$R \to \infty \Longrightarrow$
$v_{out} = -1000\Omega \times 2i$
$v_i = 500\Omega \times i$
$\Big\} \longrightarrow A_V = -2$

مثال)

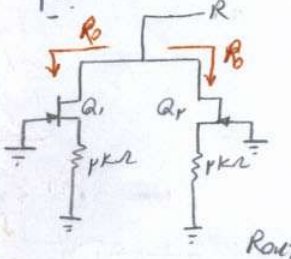


$g_m = 1\ \frac{mA}{V}$, $r_d = 10k\Omega$, $R_{out} = ?$

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 :

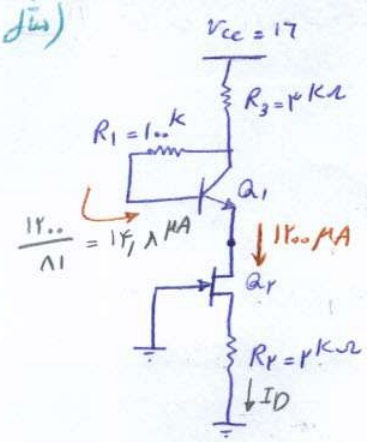


$R_D = r_o(1 + g_m R_S) + R_S = 32\,k\Omega$

$R = R_D \| R_D = 16\,k\Omega$

$R_{out} = 16k \| 12k = 8\,k\Omega$

مثال)



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

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

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

$$I_D = \frac{9 \pm \sqrt{17}}{4} \rightarrow \begin{cases} 1,28 \checkmark \\ 4,72 \end{cases}$$

چون n channel است باید دبتا V_{GS} بیشتر باشد. V_p

$1,28 \times (-2I_D) > 4,72\,(-2I_D)$ نیست

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

$V_{DS} > V_{GS} - V_p$ باید $V_{DS} \simeq 12\,V$ بیاییم و $V_{GS} - V_p$ را هم بیاییم.

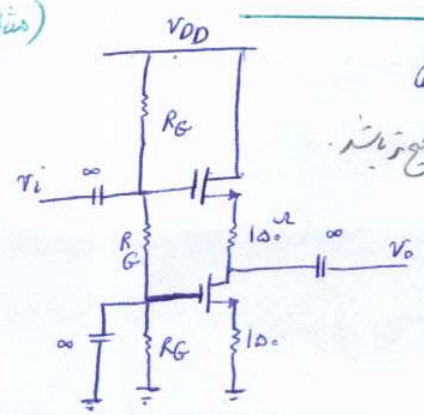
$-2,4 - (-4) = 1,6\,V$

Q_2 اشباع است

$I_{R_1} = 14,8\,\mu A$

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

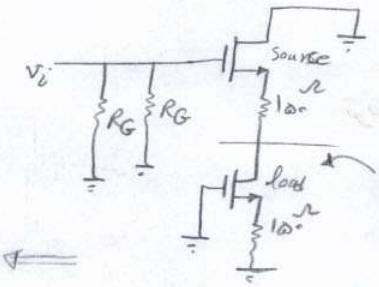
مثال)



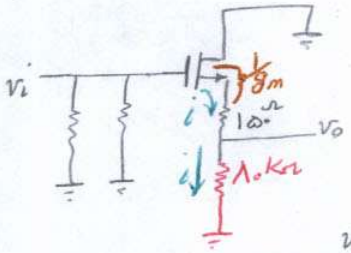
Q_1 شناسه ، $g_m = 4\,\frac{mA}{V}$ ، $r_o = r_{ds} = 50\,K$ ، $\frac{v_o}{v_i} = ?$

به دلیل وجود خازن C بین مدار DC ندارد پس می‌گوییم تحلیل در حالت ac نه سئوال کوچک گرفتیم تا باشد.

مدار معادل ac :



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



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

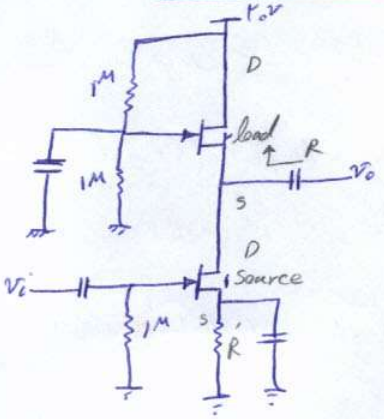
$$V_o = 80^k \times i$$

$$V_i = \left(\frac{1}{g_m}\right) i + 150\,\Omega \times i + 80^k \times i \simeq 80^k i$$ ($\frac{1}{g_m} \simeq 250\,\Omega$)

$$\left.\begin{matrix} \\ \end{matrix}\right\} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} \simeq 1$$

هر ترانزیستور BJT از خودش همیشه بزرگتر است چون طبقه همیشه خروجی است، در FET از دین دلی از امیتر در BJT و سورس در FET در مورد هر ترانزیستور سورس Source می‌نامیم.

مثال)

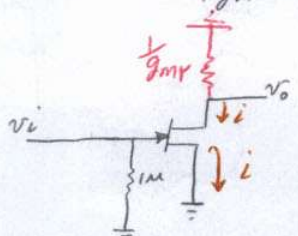


$|V_p| = 2\,V$ ، $I_{DSS} = 8$ ، $\frac{v_o}{v_i} = ?$

چون R را نداریم پس نمی‌توانیم تحلیل DC کنیم.

پس تحلیل ac می‌کنیم و جای ترانزیستور load مدار معادل آن را با خروجی هم می‌گذاریم:

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



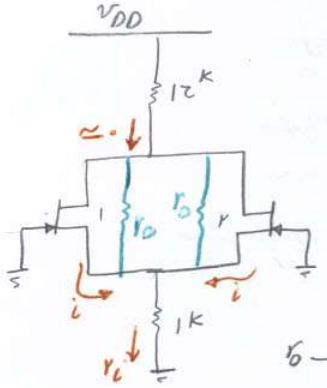
$r_{o_1} = \infty \rightarrow V_o = \frac{-1}{g_{m_2}} \times i$

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

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

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

راه حل دوم :



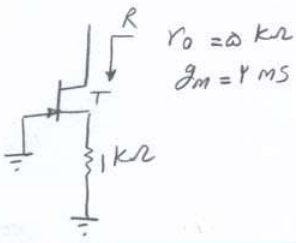
پس اگر خود هم این دو ترانزیستور را با یک ترانزیستور مدل کنیم باید به ازای ولتاژ ثابت و برابر جریان دو برابر ایجاد کند پس g_m ترانزیستور معادل ما باید دو برابر g_m ترانزیستورهای 1 و 2 باشد.

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

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

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

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

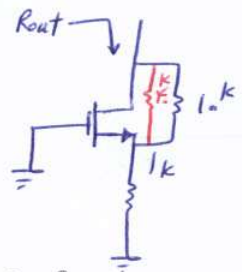


سطر مقاومتی که پس دیدن دسورس قرار دارد.

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

$R_{out} = 12k \parallel 12k = 8\ k\Omega$

ج)



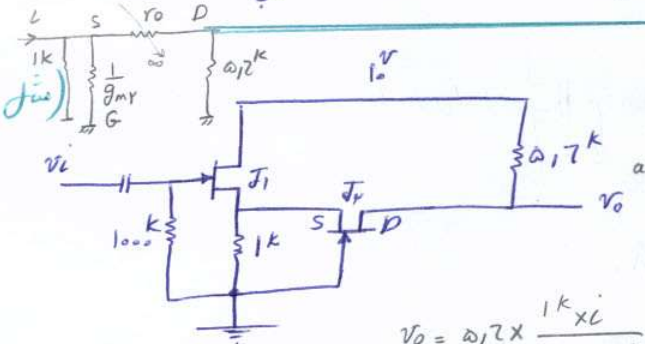
$r_o = 40\ k\Omega$

$g_m = 1\ mS$

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

$40k \parallel 10k$

د)



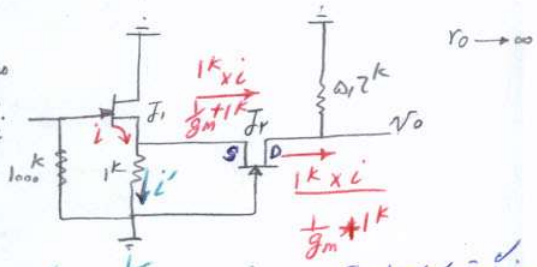
$A_v = ?$, $g_m = 1.8\ \frac{mA}{V} = mS$, n-ch

$V_o = 5.2 \times \frac{1k \times i}{\frac{1}{g_m} + 1k}$

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

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

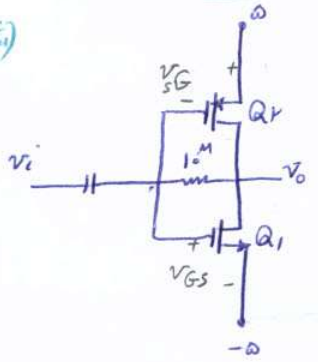
مدار در حالت ac



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

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

ب)



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

$A_v = ?$

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

جریان گیت صفر است ← جریان مقاومت 10^M هم صفر است.

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

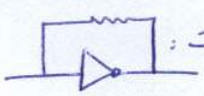
$V_{GS_1} = 5V$, $V_{th} = 2$ $\Big\} \longrightarrow I_{D_1} = \frac{50}{2}(5-2)^2 = 225\ \mu A$

$V_{SG_2} = 5 \longrightarrow V_{GS_2} = -5$, $V_{th_2} = -2$ $\Big\} \longrightarrow I_{D_2} = \frac{50}{2}(-5-(-2))^2 = 225\ \mu A$

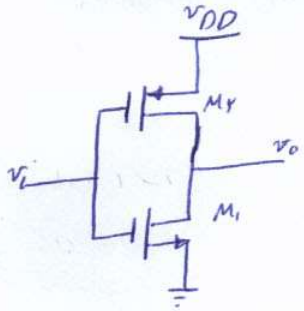
$g_{m_1} = g_{m_2} = \frac{2ID}{V_{GS} - V_{th}} = \frac{2 \times 225}{3} = 150\ \mu S = 0.15\ mS$

$\frac{1}{R}$

در این صورت از گیت Not می‌توان تقویت کننده ساخت :



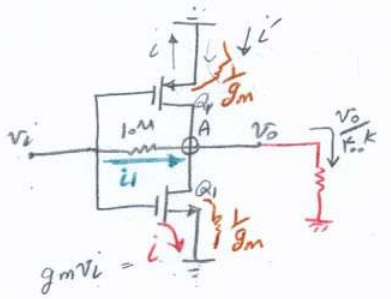
مدار داخلی تقویت کننده Not :



$V_i = V_{DD} \rightarrow M_1$ روشن ، M_2 قطع $\rightarrow V_o = 0$

از r_o جریان را نمی‌گذرد، چون باید $g_m v_{gs}$ را هم در نظر بگیریم

مدار معادل ac :



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

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

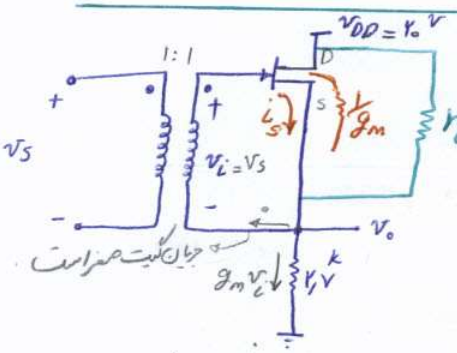
$$i_1 = \frac{v_i - v_o}{10M}$$

KCL A) $\quad \frac{v_o}{2.2k} + 2 g_m v_i = \frac{v_i - v_o}{10M\Omega} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = -800^{k} \times g_m$

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

---

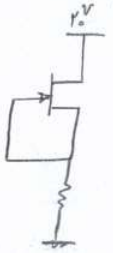
*



$r_d = 25^{k}$, $V_p = -2$, $I_{DSS} = 4mA$, $A_V = ?$

حل مدار در حالت DC :

در حالت DC ترانزیستور اتصال کوتاه می‌شود :



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

$V_{GS} = 0$

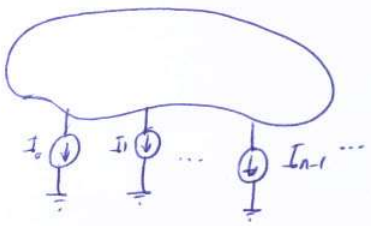
$$g_m = \frac{2}{|V_p|}\sqrt{I_{DSS} I_D} = \frac{2}{2}\sqrt{4 \times 4} = 4mS$$

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

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

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

★ آینه‌های جریان - منابع جریان :



گاهی یک طبقه به r_e و r_o و ... وابسته است پس در نتیجه گاهی یک طبقه به نقطه‌ی کار وابسته است پس برای آن ثابت ، نیاز است تا جریان منبع جریان تغییر نکند و ثابت باشد.

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

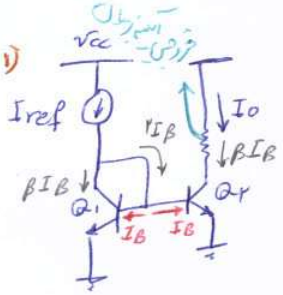
طراحی مدار ← با استفاده از مقاومت‌های بزرگ (هزینه بر است.)

← با استفاده از طراحی الکترونیکی و تکنیک‌های دیگر

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

● معرفی آینه‌های جریان پایه :

۱)



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

فرض می‌کنیم Q_1 و Q_2 مشابه ایده‌آل یعنی دارای β و I_S یکسان.

و فرض می‌کنیم $V_A \to \infty$ باشد.

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

Q_1 همگی 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 $V_A \to \infty$ $\Rightarrow$ $I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{nV_T}}$

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

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

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

I_B را به عنوان جریان مرجع در نظر می‌گیریم :

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

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

$\beta = 20 \longrightarrow \frac{I_0}{I_{ref}} = 0.909$

$\beta = 50 \longrightarrow \quad " \quad = 0.961$

$\beta = 100 \longrightarrow \quad " \quad = 0.980$

$\beta = 150 \longrightarrow \quad " \quad = 0.987$

$\beta = 200 \longrightarrow \quad " \quad = 0.990$

$\beta \to \infty \Rightarrow \frac{I_0}{I_{ref}} \to 1$

پس خطا در آینه‌ی جریان این گونه تعریف می‌شود :

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

هدف این است که حتی با β کوچک بتوانیم دقت مناسبی طراحی کنیم.

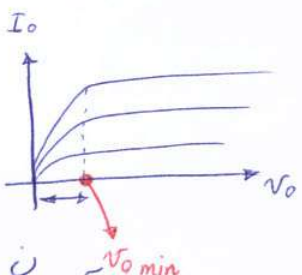
✓ نکات مهم در طراحی آینه‌های جریان

۱) دقت آن بالا باشد.

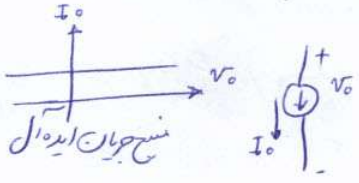
۲) مقاومت خروجی بزرگ باشد. $R_o \to \infty$

۳) مقاومت ورودی کوچک باشد. $R_i \to 0$

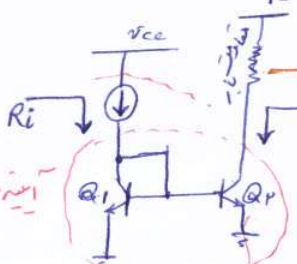
۴) تعیین میکنیم ولتاژ خروجی که هرچه قدر این مینیمم ولتاژ خروجی کمتر باشد آینه‌ی جریان بهتری داریم.



که هرچه قدر کمتر باشد آینه‌ی جریان بهتری طراحی کرده‌ایم.



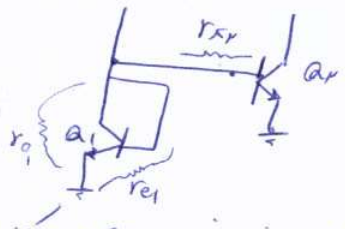
به $V_{min} = 0.2 = V_{CE\,sat}$



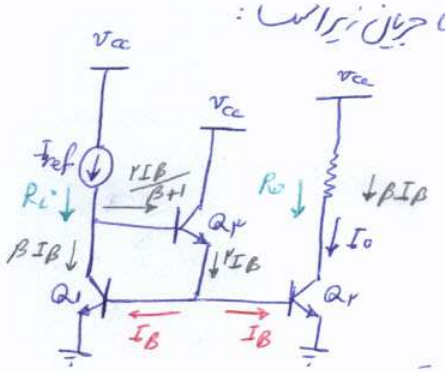
$$R_o = r_{o2} = r_o\left(1 + \frac{\beta R_E}{R_E + R_B + r_\pi}\right) = r_o$$

$$R_i = (r_{o1} \parallel r_{e1}) \parallel r_{\pi 2} \simeq r_{e1}$$

چون از بین داریم مقاومت بین BE را می‌خواهیم.



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



در واقع ما خودمان کاری می‌کنیم که نسبت $\frac{I_o}{I_{ref}}$ به β وابسته نباشد:

مطابق با فرضیات قبلی داریم:

$$I_o = \beta I_B$$

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

$$\Rightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{\beta(\beta+1)}{\beta(\beta+1)+2}$$

دقت کنید که با β یکسان نسبت جدید نسبت به نسبت قبلی به 1 نزدیک‌تر است.

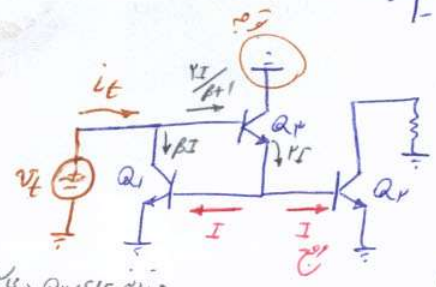
مثلاً: $\beta = 20 \longrightarrow \frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{20 \times 21}{20 \times 21 + 2} = 0.995$

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

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

با حالت قبل برابر است. $V_{min} = V_{ctsat} = 0.2$

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



ترانزیستور جای Q_2 در آینه‌ی $r_{\pi 2}$ و R_i وارد شده.

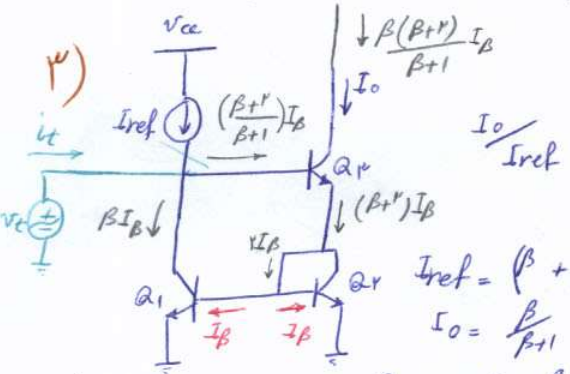
$$i_t = \left(\beta + \frac{2}{\beta+1}\right) I \approx \beta I$$

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

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

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

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



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

- آینه‌ی جریان ویلسون:

با توجه به فرضیات اولیه داریم:

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

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

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

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

که مطلوب است.

V_{omin} بیشتر شده که مطلوب ماست: $V_{omin} = 0.2 + 0.7 = 0.9$

(برای محاسبه‌ی مقاومت خروجی چون loop داریم باید از V_t و i_t استفاده کنیم. صفحه ۲۵ نکات)

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

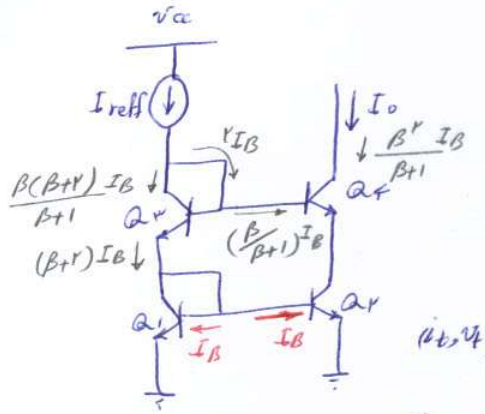
$$i_t = \left(\beta + \frac{\beta+2}{\beta+1}\right) i = (\beta+1) i$$

$$V_t = r_{e2} \times (\beta+2) i + r_{e1} \times \beta i = \frac{r_{\pi 2}}{\beta} \beta i + r_{e1} \times \beta i$$

$$r_{e2} \simeq r_{e1} \longrightarrow \frac{V_t}{i_t} = R_i = 2r_e$$

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

۱۴) آینه‌ی جریان کسکود : Cascode



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

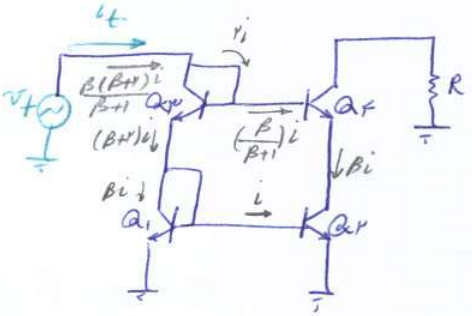
$$I_{ref} = \left[\frac{\beta(\beta+2)}{\beta+1} + 2\right] I_B$$

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

از نظر دقت تقریبا شبیه مدار قبلی است.

$$(R_o \text{ مدار}) \; R_o = \frac{\beta r_o}{2}$$ 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.



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

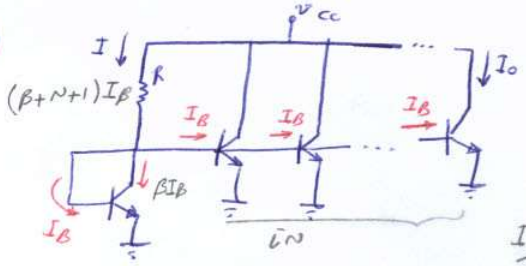
$$v_t = r_{e4} \times (\beta+2) i + r_{e1} \times \beta i = \left[r_e(\beta+2) + \beta r_e\right] \times i \simeq 2\beta r_e i$$

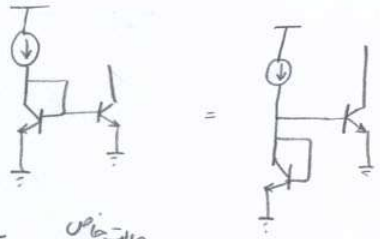
$$r_{e4} \simeq r_{e1} = r_e$$

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

---

۱۵) (ادامه)

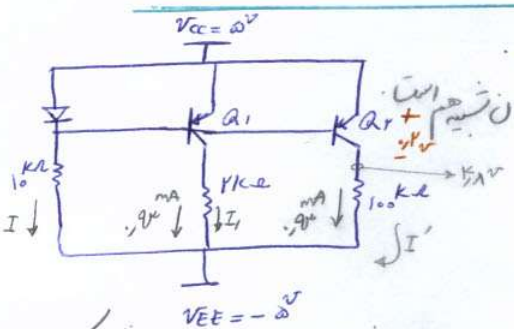




$$\frac{I_o}{I} = \frac{\beta}{\beta+N+1}$$ حالت خاص $N=1$ اگر $\frac{I_o}{I} = \frac{\beta}{\beta+2}$

---

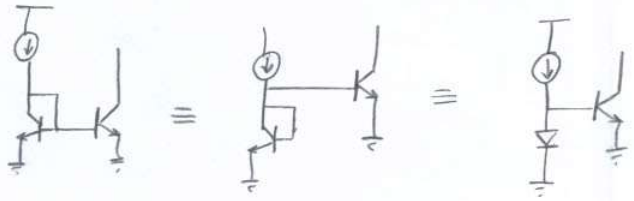
۱۶) ★



I_1 و I_2 را بیابید. β بزرگ است و پیوند V_{BE} تراز ثبت شبیه پیوند دیود است.

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

$$V_{BE_1} = V_{BE_2} \rightarrow I_{S_1} = I_{S_2}$$



چون β بی نهایت است از I_{B_1} صرف نظر می کنیم.

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

فرض ما در آینه‌ی جریان این است که حتما هر دی ترانزیستورها در ناحیه‌ی فعال باشند.

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

$$V_{C_1} = -5 + 0.93^m \times 2^k = -3V$$

$$V_{EC_1} \approx 8V > 0.2$$ $\rightarrow$ Q_1 در ناحیه‌ی فعال است.

$$V_{C_2} = -5 + 10^k \times 0.93^m = 8.3V$$

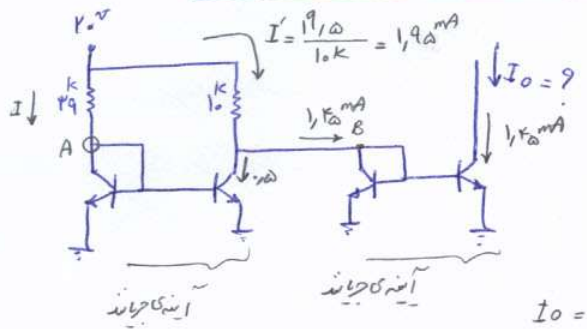
$$V_{EC_2} = 5 - 8 = -3 < -0.2$$ $\rightarrow$ Q_2 در ناحیه‌ی اشباع است

در روابط آینه‌ی جریانی نگنجد

$$\rightarrow I' = \frac{5 + 0.8}{100k} = 0.058\,mA$$

مدل PNP :

ب)



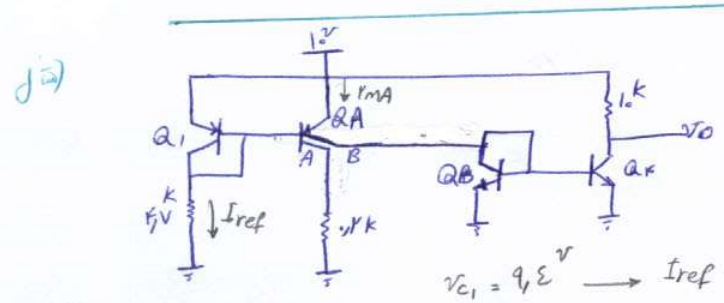
$\beta \to \infty$, $V_{BE} = 0.5$

$V_A = 0.5\,V \longrightarrow I = \frac{19.5}{39k\Omega} = 0.5\,mA$

$V_B = 0.5\,V$

$I_o = 1.45\,mA$

ج)

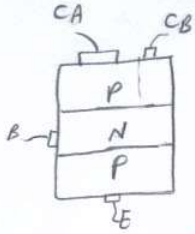


$\beta \gg 1$ $\quad |V_{BE}| = 0.7$

$A_{Q_2}(\beta) = \frac{1}{4} A_{Q_2}(A)$

$A_{Q_2} = 4$

$V_{C_1} = 9.3\,V \longrightarrow I_{ref} = \frac{9.3}{1.2k} = 2\,mA$

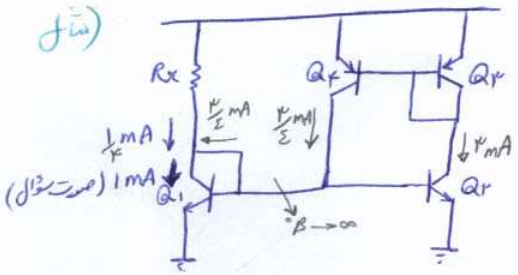


$I_{CA} + I_{CB} = 2\,mA \longrightarrow I_{CA} = 1.5\,mA$

(جریان کلکتور A) $I_{CA} = 4 I_{CB} \qquad I_{CB} = 0.5\,mA$

$V_o(DC) = 10 - 1.5k \times 0.5\,mA = 5\,V$

د)



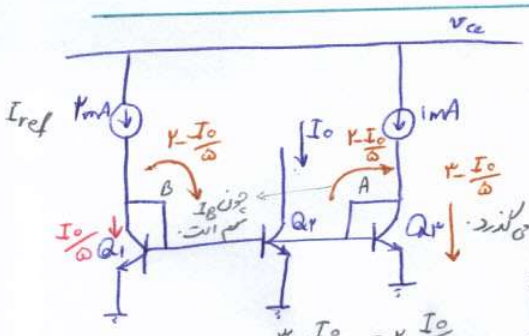
$1.5\,V$ $\quad A_{E_2} = 2A_{E_1}$, $A_{E_3} = 4A_{E_4}$ (مساحت امیتر) , β بزرگ , $V_{BE} = 0.7\,V$

$V_{BE_1} = V_{BE_4} \longrightarrow I_{S_4} = 2 I_{S_1} \longrightarrow I_{C_4} = 2 I_{C_1}$

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

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

د) حل دوم



$\beta \to \infty$

$A_{E_3} = 2A_{E_1}$, $A_{E_4} = 5A_{E_1}$

$I_{S_3} = 2I_{S_1} \longrightarrow I_{C_3} = 2I_{C_1}$ (۱)

$I_{S_4} = 5I_{S_1} \longrightarrow I_{C_4} = 5I_{C_1}$ (۲)

اگر فرض کنیم گذشته‌های A و B جریان نکشند

$I_{C_1} = 2\,mA$, $I_{C_4} = 1\,mA$

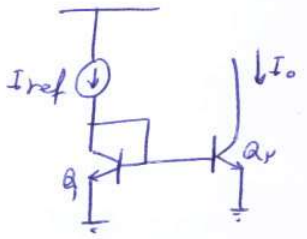
$\frac{I_{S_3}}{I_{S_4}} = \frac{5}{2}$

کیرشهف را با بالایی ① به تناقض می‌رسیم ✗ ← گذشته‌های A و B جریان می‌گذرند

$I_{C_1} = \frac{I_o}{5}$ I_o را به عنوان مجهول حل می‌گیریم با توجه به بالایی ② داریم

$2 - \frac{I_o}{5} = 2\frac{I_o}{5} \longrightarrow I_o = 5\,mA$

$\beta \gg 1 \longrightarrow I_{Base} \approx 0$

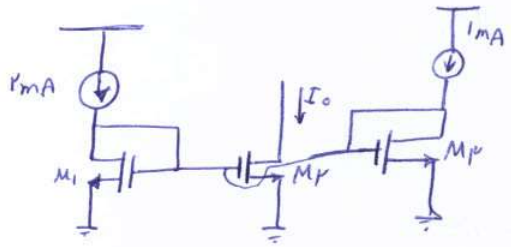


$I_{S2} = k I_{S1}$ $\quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$

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

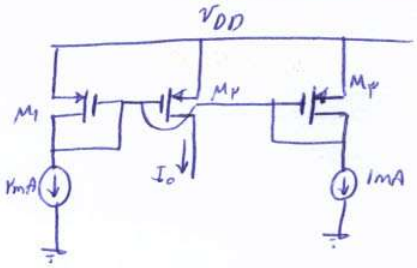
$I_S \propto A_{BE}$ ← جریان I_S متناسب است با مساحت بین امیتر

(الف)

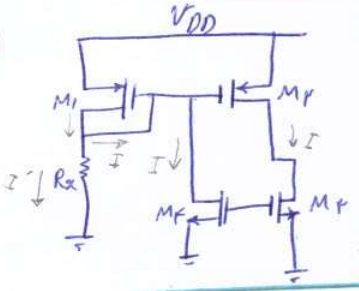


$k_3 = 2k_1$, $k_2 = 5k_1$, $V_{T1} = V_{T2} = V_{T3}$

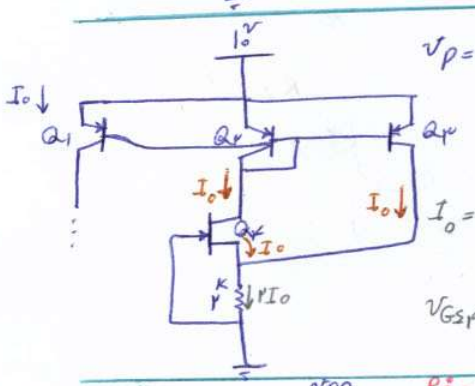
(ب)



(ج)



(د)



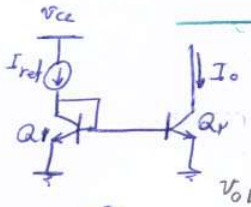
$V_P = -2V$, $I_{DSS\,Q2} = 4mA$, ترانزیستورهای Q_1, Q_2 یکسان

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

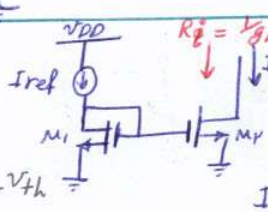
چون DC داریم حل می‌کنیم پس باید به جهت‌ها دقت شود.

$I_o = I_{D2} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS2}}{V_P}\right)^2 = 4\left(1 - \frac{-4I_o}{-2}\right)^2 \Longrightarrow I_o = 0.44\,mA$

$V_{GS4} = V_{G4} - V_{S4} = 0 - 2K \times 2I_o = -4I_o$



$V_{OD} = V_{GS} - V_{th}$

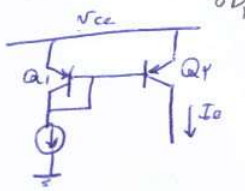


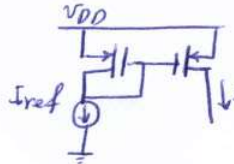
$R_i = \frac{1}{g_m}$ $\quad R_o \equiv r_o$: ایده‌آل $V_A \to \infty$, $V_{th1} = V_{th2}$ فرض

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

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

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





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

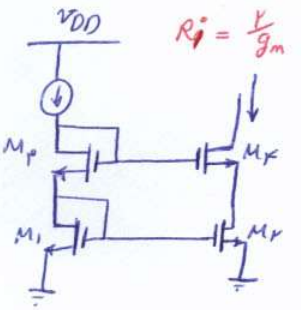
با V_A (ولتاژ اولی) را بی نهایت فرض کردیم در حالی که بی نهایت نیست پس V_{DS} مطرح می شود که $V_{DS_1} \neq V_{DS_2}$ است پس

اگر با ساده تر بخواهد ترانزیستور برابر بگیریم I_o با I_{ref} برابر نمی شود.

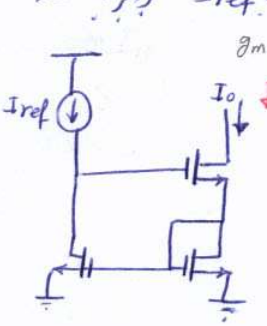
پس دلیل ندارد که دقیقاً I_o با I_{ref} برابر باشد.

$V_{omin} = V_{OD_2} + V_{OD_4}$ ← ولتاژ overdrive

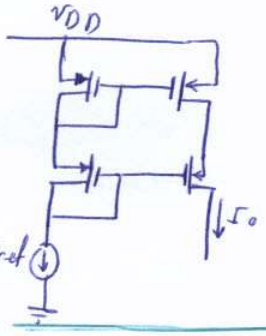
$R_o = g_m r_o^2$

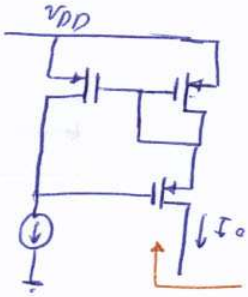


$R_i = \frac{2}{g_m}$

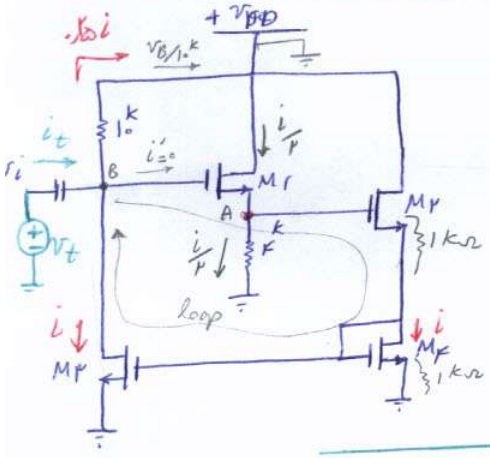


$V_{omin} = V_{GS_2} + V_{OD_3}$





$R_o = g_m r_o^2$



$r_d = \infty$ ، $g_m = 1\,\frac{mA}{V}$

چون loop داریم باید حتماً از رابطه v_t ، i_t بزنیم:

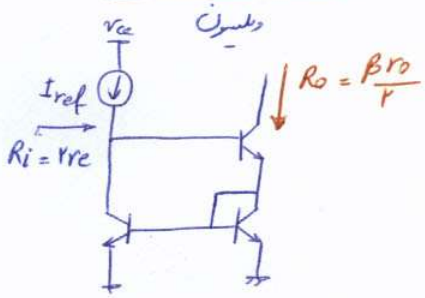
$$v_A = 10k \times i + 10k \times i = 20k\,i$$

$$v_B = v_t = 20k\Omega \times i + 10k \times \frac{i}{2} = 25k\,i$$

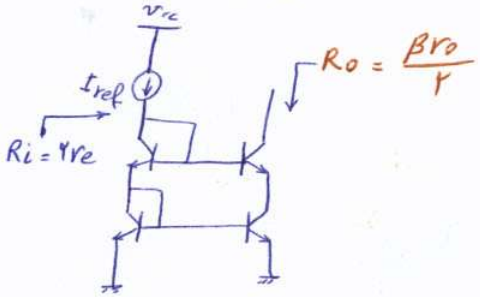
$$i_t = i + \frac{i}{4} = \frac{5}{4} i$$

$$R_i = \frac{v_t}{i_t} = \frac{25k\,i}{\frac{5}{4} i} = 20k\Omega$$

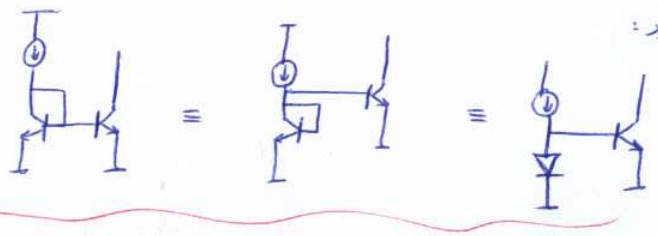
دلیرون



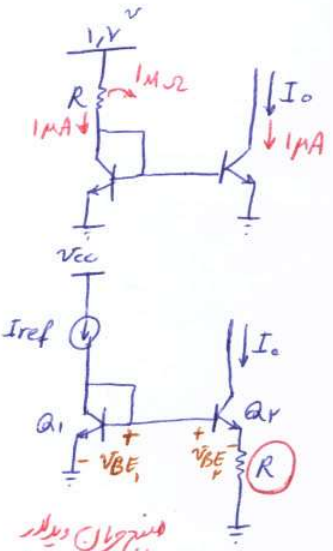
کسکود



نکته !! ★ دقت شود:



* آینه‌ی جریان ویدلار: widlar current source



ماهی خواهیم مداری داشته باشیم که تقریبا مصرفی نداشته باشد پس نیازیم جریان ۱mA داریم مشکل این مدار این است که مقاومت ۱MΩ (تقریبا هم) 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 دیود 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 کلکتور Q_1 همان I_{ref} است.

منبع جریان ویدلار

$I_o \neq I_{ref}$ توجه!! در منبع جریان ویدلار، V_{BE} دو ترانزیستور نباید با هم برابر باشند و اگر نه I_o صفر می‌شود.

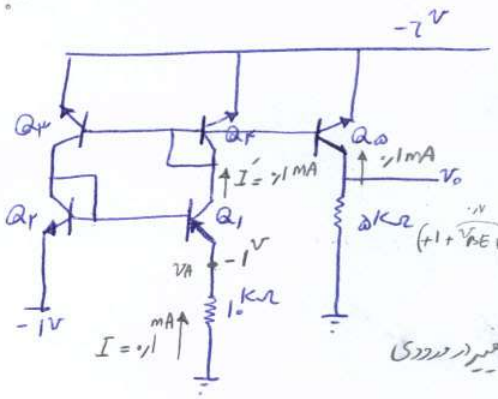
$V_{BE_1} = V_{BE_2} + RI_{C_2}$

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

$I_o \neq I_{ref}$ ⟶ $V_T \ln \frac{I_o}{I_{ref}} = RI_o$

توجه!! در صورتی می‌توانیم بگوییم V_{BE} دو ترانزیستور تقریبا هم‌اند که جریان‌های گذرنده از آن‌ها با هم برابر باشد.

مثال)



با فرض اینکه همه‌ی ترانزیستورها مشابه‌اند V_o را بیابید.

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

$(+1 + \overbrace{V_{BE_2}}^{-0/7} + \overbrace{V_{BE_1}}^{-0/7} + V_A = 0)$ ← $V_A = -1\ V$

↳ $I = 0/1mA$

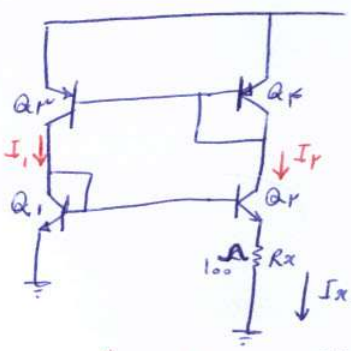
در این مدار بین جریان‌ها ورودی و خروجی I و I' هیچ منفی داریم پس تغییر در ورودی سبب تغییر در خروجی شده ولی خروجی دوباره ورودی را اصلاح می‌کند.

Q_4 و Q_5 هم آینه‌ی جریانند ← جریان ۰/۱mA ← $V_o = -5\ V$

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_3 و Q_4 تأمین شده به همین علت V_{BE} ها شان با هم برابر است.

آیا Q_3 و Q_5 هم آینه ویدلارند؟

مثال)



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

$V_A \to \infty$ $\beta \gg 1$ $\ln 2 \simeq 0/7$

$V_{BE_1} \neq V_{BE_2}$ ← جریان Q_1 و Q_2 ← $I_{C_1} \neq I_{C_2}$ 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)

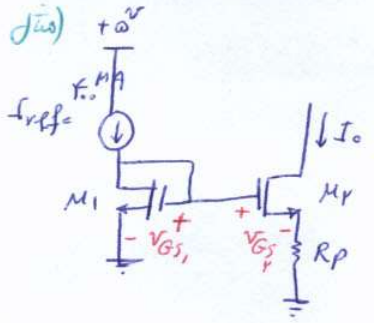
$V_T \ln \frac{I_1}{I_{S_1}} - V_T \ln \frac{I_2}{I_{S_2}} = 0/1^{k\Omega} \times I_2$

$V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_2} \times \frac{I_{S_2}}{I_{S_1}} \right) = 0/1^k I_2$ ⟶ $25^{mV} \times \ln 2 = 0/1^k I_x$ ⟶ $25^m \ln 2 = 0/1^k I_x$

$I_x = 250\ \mu A$

($A_{E_3} = 2A_{E_4}$ از $\frac{I_1}{I_2}$ ، $A_{E_2} = 2A_{E_1}$ از $\frac{I_{S_2}}{I_{S_1}}$)

مثال) شکل روبرو یک منبع جریان ویلدلار MOSFET می‌باشد اگر $I_o = 100\mu A$ باشد R_p را بیابید. فرض: $V_A \to \infty$



$k' = k'_n \frac{W}{L} = 0.1 \frac{mA}{V^2}$

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

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

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

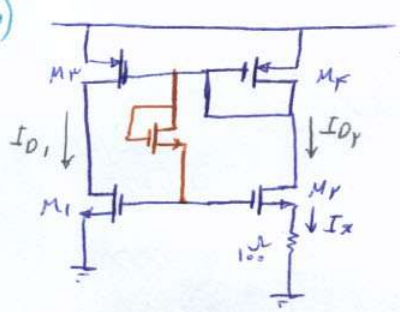
$V_{GS1} = V_{GS2} + R_p \times I_o$

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

$\to \underbrace{\sqrt{\frac{2I_{ref}}{k'}} - \sqrt{\frac{2I_o}{k'}}}_{0.2} = R_p \times I_o \to R_p = \frac{0.2}{0.1\,mA} = 5\,k\Omega$

حاشیه‌نویسی می‌کنیم

مثال) V_{th} همگی یکی است.



$k_4 = 2k_3$ ، $k_2 = 2k_1$

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

$I_x = ?$

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

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

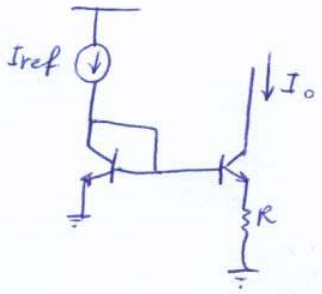
$k_4 = 2k_3 \to I_{D1} = 2I_{D2}$ → در ① جایگزین می‌کنیم

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

$\to 2\sqrt{I_{D2}} - \sqrt{I_{D2}} = 0.1^k I_{D2} \to I_{D2} = 0.1^k (I_{D2})^2 \to I_D = 0$ یا $I_D = A$ یک مقدار

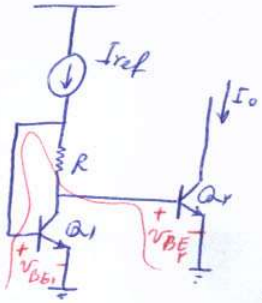
مشکل این مدار این است که ممکن است کار نکند یعنی I_D صفر باشد. به همین دلیل در این مدار از یک startup ایجاد می‌کنند تا در لحظه‌ی اول کاری کند که M_1 جریان غیرصفر بگیرد و مدار صحیح کار کند.

Peaking current source ✱



این یک مدار ویلدلار است که جریان در حد mA با شمارش R در حد kΩ می‌دهد ولی اگر بخواهیم جریان در حد nA داشته باشیم در این صورت باید R را بزرگ کنیم که مطلوب نیست.

پس از مدار زیر استفاده می‌کنیم:



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

فرض Q_1 و Q_2 مشابه، $\beta \gg 1$، $V_A \to \infty$

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

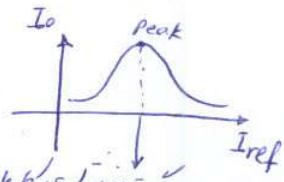
$I_{C1} = I_{ref}$

$I_{C2} = I_o$

$V_{BE1} - RI_{C1} = V_{BE2}$

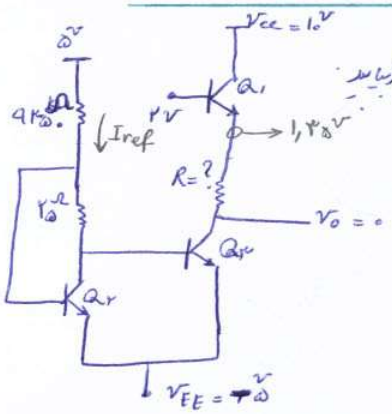
$V_T \ln\frac{I_{C1}}{I_{S1}} - RI_{C1} = V_T \ln\frac{I_{C2}}{I_{S2}} \to V_T \ln \underbrace{\frac{I_{C1}}{I_{C2}}}_{\frac{I_{ref}}{I_o}} \times \underbrace{\frac{I_{S2}}{I_{S1}}}_{1} = RI_{C1}$ (چون Q_1 و Q_2 مشابه‌اند)

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



آزتوپیم نقطه‌ی کاریان را اینجا در نظر بگیرید در این صورت مدار حالت stable تری دارد و نسبت به نقاط دیگر خیلی بهتر است.

مثال)



$R = ?$ را بیابید ، $V_{BE1} = V_{BE2} = 0.65\ V$ ، Q_2 و Q_4 یکسان هستند.

$V_T = 25\ mV$ ، $\beta = 100$

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

ابتدا باید I_{ref} را بیابیم:

$$I_{ref} = \frac{5 - (-5) - 0.65}{9.35\ k} = 1\ mA$$

از Q_2

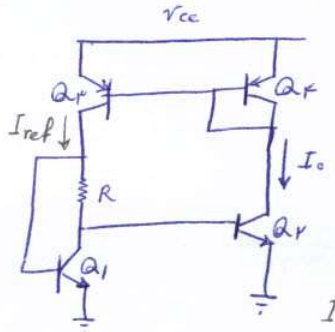
لازم نیست رابطه را حفظ باشیم زیرا ممکن است Q_1 و Q_2 را وارد نکنند:

$$I_o = I_{ref}\, e^{\frac{-RI_{ref}}{V_T}} = 1mA\, e^{\frac{-2.5 \times 1M}{25mV}} = \frac{1}{e}\ mA$$

به واحدها دقت شود!!

$$R = \frac{1.25 - 0}{\frac{1}{e}} = 1.25 \times e$$

مثال)



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

$I_{S3} = I_{S1}$

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: $\frac{-RI_{ref}}{V_T}$

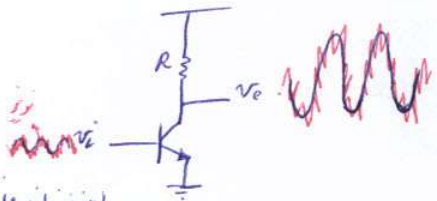
$$I_o = I_{ref}\, e^{\frac{-RI_{ref}}{V_T}} \quad (1)$$

سپس باید نقطه کار را در یک بدست آوریم از رابطه (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 است.

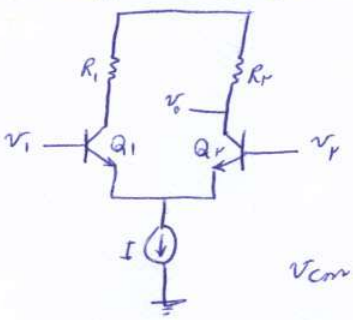
بهترین دیزاین تقویت کننده‌ها تفاضلی حذف نویز است.

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:



$$V_{i1} = \underbrace{\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}}_{V_{cm}} + \underbrace{\frac{V_{i1} - V_{i2}}{2}}_{V_d} = V_{cm} + \frac{V_d}{2}$$

$$V_{i2} = \underbrace{\frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}}_{V_{cm}} - \frac{V_{i1} - V_{i2}}{2} = V_{cm} - \frac{V_d}{2}$$

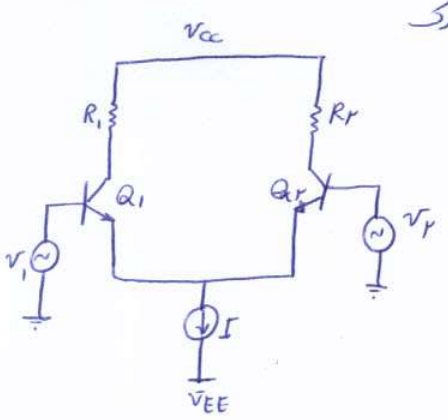
سیگنال تفاضلی

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 مشابه و شبیه بودن نویز ها تفاضلشان صفر است $= v_d$ نویز است.
پس نویز ها به صورت سیگنال cm وارد می شوند و چون تقویت کننده ی تفاضلی cmrr دارد 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 (سیگنالی که نقطه کار را تغییر نمی دهد)



• تحلیل سیگنال بزرگ:

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

$$\begin{cases} I_{C1} = ? \\ I_{C2} = ? \end{cases} \quad Q_1, Q_2 \text{ شبیه هم اند یعنی } I_{S1} = I_{S2} = I_S \quad , \quad v_A \to \infty$$

$$\left.\begin{aligned} I_{C1} &= I_S e^{\frac{v_{BE1}}{v_T}} \\ I_{C2} &= I_S e^{\frac{v_{BE2}}{v_T}} \end{aligned}\right\} \longrightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = e^{\frac{v_{BE2} - v_{BE1}}{v_T}} = e^{\frac{v_{B2} - v_{B1}}{v_T}}$$

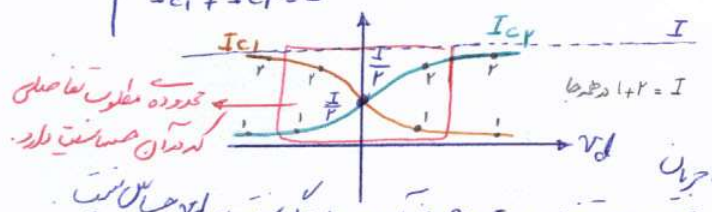
$$I_{C1} + I_{C2} = I$$

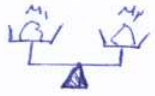
اگر ترتیب علامت تفاضلی اهمیت داشته باشد خود صورت سوال v_d را تعریف می کند.

$$\longrightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = e^{\frac{v_2 - v_1}{v_T}} = e^{\frac{v_d}{v_T}}$$

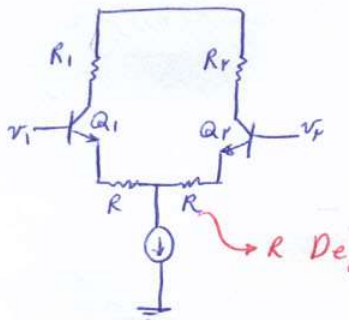
$$v_d = v_2 - v_1$$

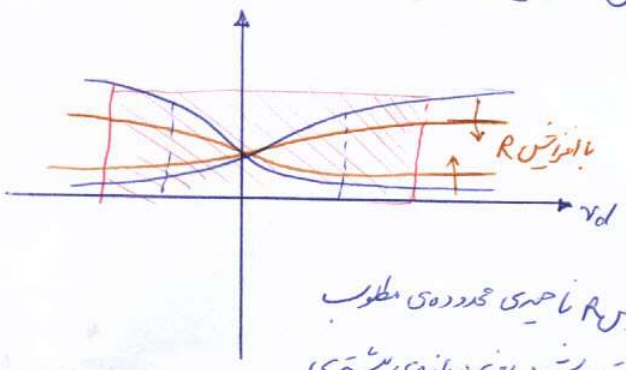
$$\begin{cases} I_{C2} = I_{C1} e^{\frac{v_d}{v_T}} \\ I_{C1} + I_{C2} = I \end{cases} \longrightarrow I_{C1} + I_{C1} e^{\frac{v_d}{v_T}} = I \longrightarrow \begin{cases} I_{C1} = \dfrac{I}{1 + e^{\frac{v_d}{v_T}}} \\ I_{C2} = \dfrac{I}{1 + e^{-\frac{v_d}{v_T}}} \end{cases}$$





اگر $v_2 \ll v_1$ بگیریم $\Longleftarrow v_d \to \infty$ می شود پس همه ی جریان I از Q_1 می گذرد و از Q_2 جریانی نمی گذرد $\longrightarrow$ 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 استیاج نباشند.
بیشترین حساسیت تفاضلی نسبت به هر دوی v_1 و v_2 در نقطه ی $\frac{I}{2}$ می باشد. (نقطه تلاقی هر دو نمودار)

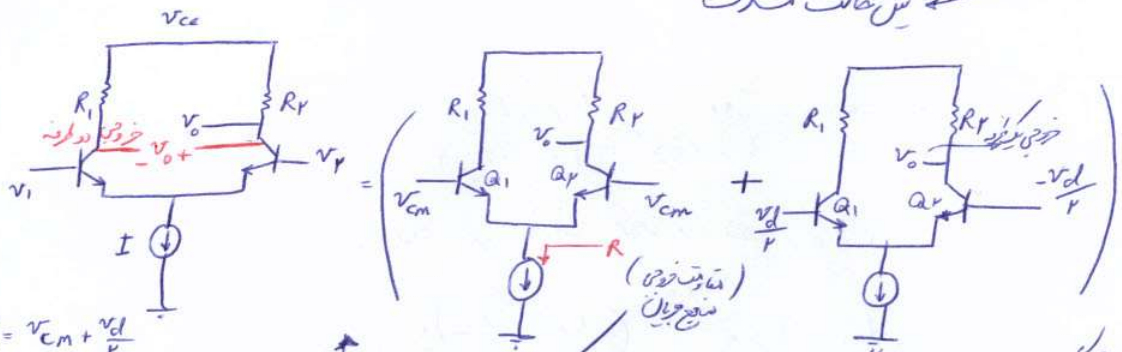




با افزایش R ناحیه ی محدوده ی مطلوب بیشتر می شود یعنی در بازه ی بیشتری همچنان حساسیت مطلوب نسبت به تغییرات v_1 و v_2 داریم.

تحلیل سیگنال کوچک :

کمین تفاضلی
کمین حالت مشترک



$V_d = V_1 - V_2$

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

پس برای محاسبه‌ی کمین مدار را به صورت تفاضلی می‌توانیم کمین در مدار فوق را بیابیم و با هم جمع کنیم.

پس برای محاسبه‌ی کمین تقویت کننده‌ی تفاضلی ۴ تا حالت داریم:

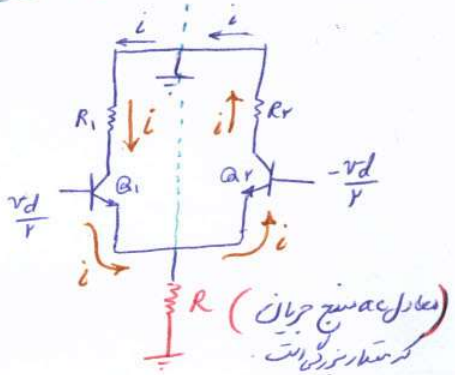
$\frac{\text{خروجی تفاضلی}}{\text{ورودی تفاضلی}}$ ① ، $\frac{\text{خروجی تفاضلی}}{\text{ورودی مشترک}}$ ② ، $\frac{\text{خروجی یک طرفه}}{\text{ورودی تفاضلی}}$ ③ ، $\frac{\text{خروجی یک طرفه}}{\text{ورودی مشترک}}$ ④

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

در کتاب‌ها دو کمین تفاضلی و مشترک را تنها تعریف می‌کنند.

— محاسبه‌ی کمین تفاضلی :

خط هم پتانسیل (زمین مجازی)



چون سیگنال کوچک است پس قدر جریان‌ها اهمیت ندارد.

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

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

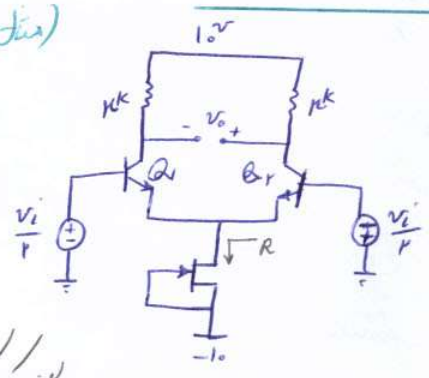
- اگر دو طرف کاملاً شبیه هم باشند زمین مجازی داریم. (هم دو طرف نه تکتک اجزا) مثلاً R_2, R_1

باید برآیند دو طرف شبیه هم باشد.

اگر Q_1 و Q_2 شبیه هم باشند و $R_1 > R_2$ 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_Sها شباهت برآیند

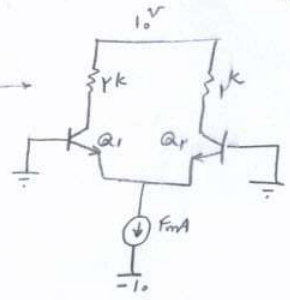
یا در دو طرف به وجود آوریم مثلاً I_{S1} را بیشتر از I_{S2} اختیار کنیم.

مثال)



$A_d = ?$ $\quad |V_p| = 2^V$ ، $I_{DSS} = 1mA$ ، $V_{BEQ} = 0.7V$ ، $V_T = 25^{mV}$ ، $\beta = 100$

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

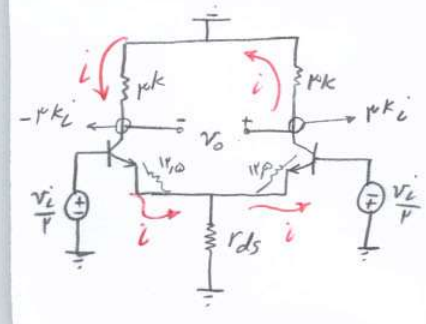


حل DC و محاسبه‌ی نقطه کار:

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

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

مدار در حالت سیگنال کوچک :

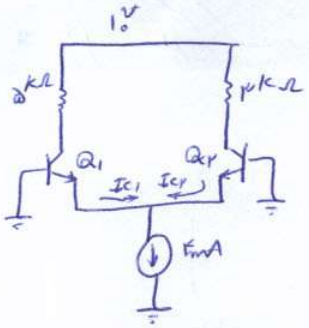


$V_o = 6ki$

$\frac{V_i}{2} - 12.5i - 12.5i = -\frac{V_i}{2} \longrightarrow V_i = 25\Omega i$

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

در واقع چون از دو مقاومت $4k$ یک جریان می‌گذرد پس با هم سری‌اند.

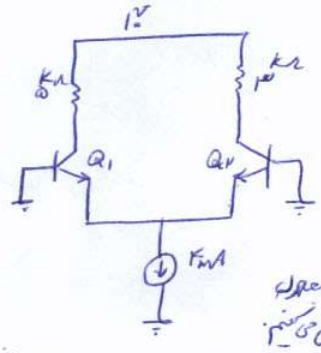


وقتی ولتاژ اولی بی نهایت باشد این عدم تقارن در R_Cها اهمیتی در تقسیم جریانها ندارد زیرا R_Cها در V_{CE} تأثیری ندارند.

$V_A \to \infty$ حل DC: $I_{C1} = I_{C2} = 2mA$

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

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



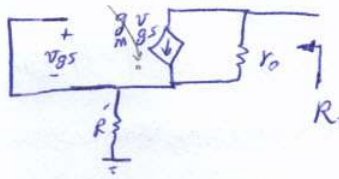
$$I_{C1} = I_{S1} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}\right)$$
$$I_{C2} = I_{S2} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}\right)$$
$$\rightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{V_{CE2}}{V_A}}{1 + \frac{V_{CE1}}{V_A}}$$

دو معادله دو مجهول حل می‌کنیم:

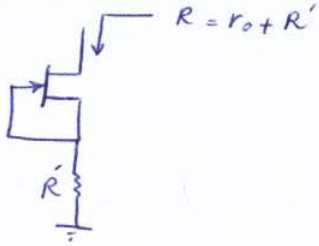
$$\begin{cases} I_{C1} + I_{C2} = 4mA \\ V_{CE2} = 10 - 2I_{C2} - (-0.7) \\ V_{CE1} = 10 - 5I_{C1} - (-0.7) \end{cases}$$

از روش تست:

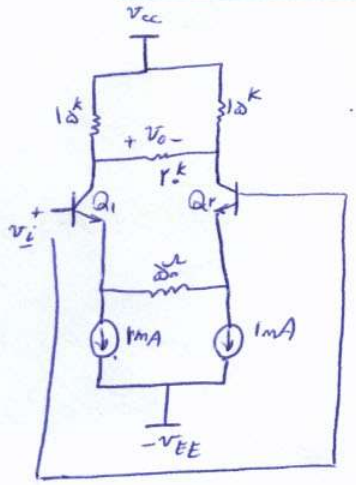
$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 1 \rightarrow \begin{matrix} I_{C1} = 2mA \rightarrow V_{CE1} = 0.7V \\ I_{C2} = 2mA \rightarrow V_{CE2} = 4.7V \end{matrix} \rightarrow \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1 + \frac{4.7}{5}}{1 + \frac{0.7}{5}} = 1.7 \rightarrow I_{C2} = 1.7 I_{C1}, \ldots$$



$R = r_o + R'$



مثال)

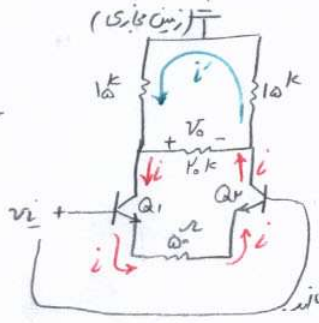


$V_T = 25mV$ $\quad \frac{V_o}{V_i} = ?$

$V_{B1} = V_{B2}$, $V_{BE1} = V_{BE2} \rightarrow V_{E1} = V_{E2}$ ← از مقاومت ۵۰Ω جریان DC نمی‌گذرد.

$I_{C1} = I_{C2} = 1mA$ $\quad r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$

مدار در حالت تفاضلی

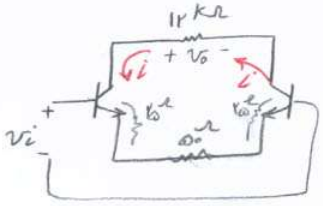


در حالت تفاضلی از مقاومت ۵۰Ω جریان نمی‌گذرد.

نکته!!

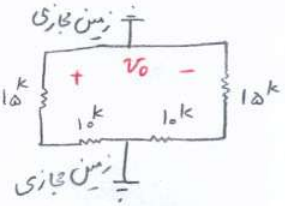
زمین مجازی زمینی است که ولتاژ صفر دارد ولی جریان ندارد.

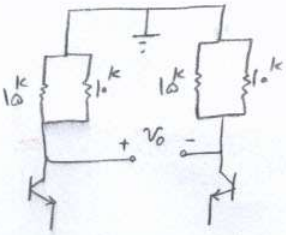
دو مقاومت ۱۵k سری‌اند و با ۲۰k موازی‌اند.

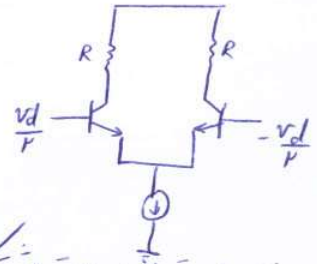


$V_o = -12k\, i$

$V_i = 100\, i$



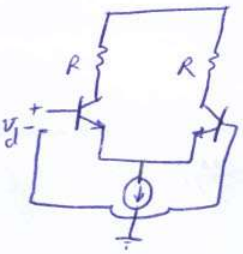




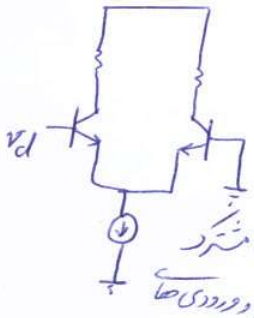
ورودی این دو مدار تفاضلی خالص است و این حالت مشترک نداریم

چون سیگنال حالت مشترک نداریم

$v_{cm} = \frac{\frac{v_d}{2} + (-\frac{v_d}{2})}{2} = 0$



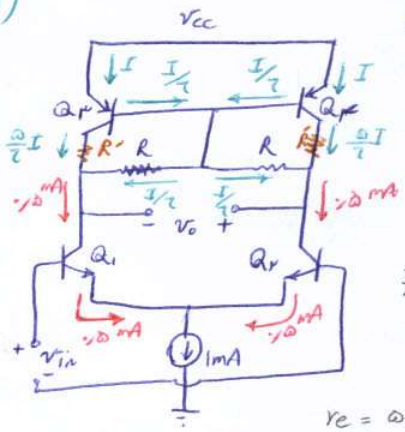
✓ وقتی می‌خواهیم گین تفاضلی بدهی فقط باید ورودی‌ها تفاضلی باشند.



ولی در این مدار هم گین مشترک داریم و هم تفاضلی و ورودی‌ها تفاضلی خالص نیستند.

$\frac{v_d}{2} \neq \frac{-v_d}{2} + 0$

مثال) $A_v = ?$, $R = 10^k$, $V_T = 25^{mV}$, $V_A = \infty$, $\beta = 100$



چون در Q_1 و Q_2 تمام 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 مقاومت‌های R جریان DC نمی‌گذرد.

• ولی اگر از جریان بیس صرف نظر نکنیم مثلاً $\beta = 5$ باشد داریم:

$\frac{I}{2} + \frac{0.5I}{2} = 0.5^{mA}$

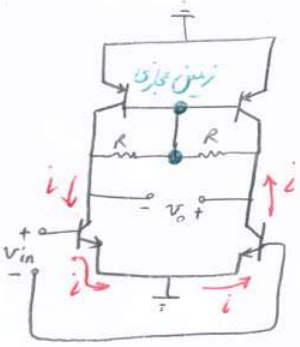
$I = 0.5^{mA}$

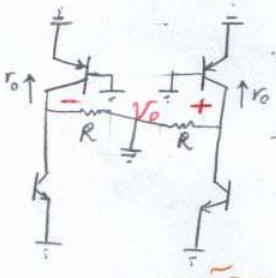
فرض می‌کنیم در مسئله یکی R و دیگری 2R باشد حل کنیم:

در این صورت جریان I_{C_1} و I_{C_2} هم برابر نیستند.

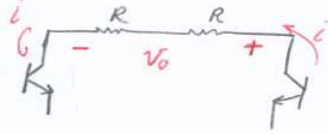
در حال سیگنال کوچک: ورودی تفاضلی خالص است.

$r_e = 50^{\Omega}$, $r_o = \infty$





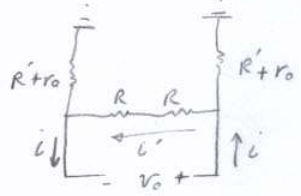
چون r_o زیاد است پس مثل مدار باز است.



مسئله را با فرض R' و فرض اینکه $r_o = 10^{k\Omega}$ باشد به دست آورید.

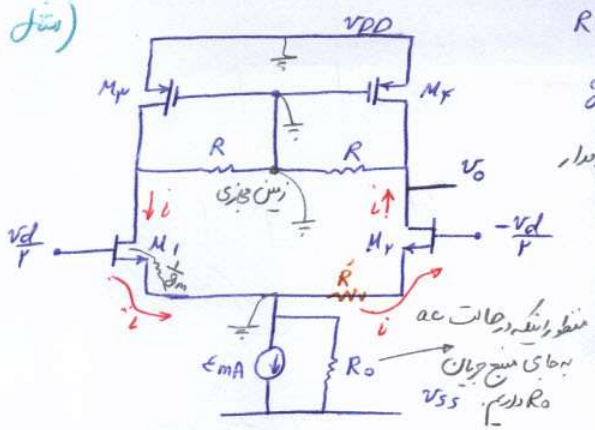
$\rightarrow V_o = 2R \times i$

$V_i = 100\, i$



$i' = \frac{R'+r_o}{R'+r_o+2R} \times i \longrightarrow V_o = 2R \times i'$

مثال)



$R = ۲۵k$, $V_A = ۱۰۰V$ $g_m = \frac{FmA}{V}$, $R_o = ۱۰۰\ k\Omega$

$g_{mb} = ۰$ $\frac{v_o}{v_d} = ؟$

برای بدست آوردن r_d نیاز به یافتن I_D داریم به علت تقارن در مدار ولتاژ دو سر R ها یکسان برابر است پس در حالت DC از R ها جریان نمی‌گذرد.

* ولتاژ روی pMOS همیشه کمتر از nMOS است.

$V_A\ pMOS < V_A\ nMOS$ در صورت سوال اشتباه داده است.

$۲mA = I_{DM۴} = I_{DM۳} = I_{DM۲} = I_{DM۱}$

* $\mu_n C_{ox} = ۲.۳ \mu_p C_{ox}$ $\xrightarrow{k_p = k_n}$ $\left(\frac{\omega}{L}\right)_p = ۲.۳ \left(\frac{\omega}{L}\right)_n$ برای

$I_D = k\left(V_{GS} - V_{HL}\right)^۲$

$r_d = \frac{V_A}{I_D} = ۵۰\ k\Omega$

* به شرطی زمین مجازی داریم که در دو طرف مدار تقارن باشد.

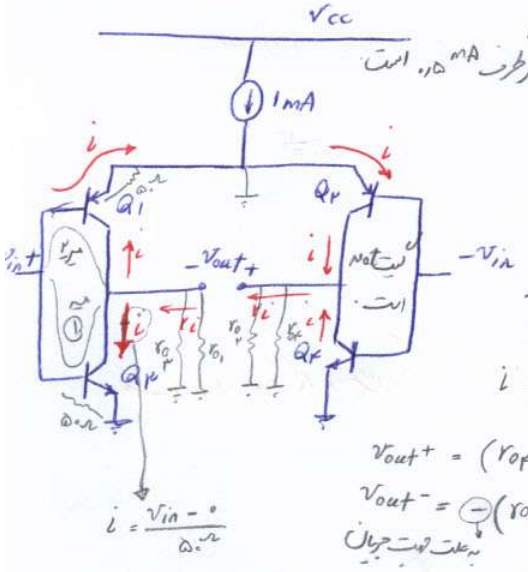
— پس در نقطه به علت وجود زمین مجازی R_{loop} نداریم.

$v_o = \left(r_{d۴} \parallel r_{o۲} \parallel R\right) i = ۱۲.۵\ k\Omega\ i$

$r_{d۲}(۱ + g_m R')$

$\left.\begin{array}{l} \frac{v_d}{۲} - \frac{۱}{۴}\ k\Omega \times i = ۰ \longrightarrow v_d = \frac{۱}{۲}\ k\Omega\ i \end{array}\right\} \longrightarrow A_d = ۲۵$

● هرگاه بار به صورت ترانزیستوری بود بار فعال است.



$\beta = ۱۰۰$, $V_T = ۲۵\ mV$, $V_A = ۱۰\ V$

جریان دو طرف به حالت تساوی مثل هم است و جریان DC هر طرف $۰.۵\ mA$ است

$r_o = \frac{V_A}{I_D} = \frac{۱۰\ V}{۰.۵\ mA} = ۲۰\ k\Omega$

$r_e = \frac{۲۵\ mV}{۰.۵\ mA} = ۵۰\ \Omega$

✓ چون دو مسیر از ورودی به خروجی داریم پس می‌توانیم مسئله را با جمع آثار حل کنیم.

حل بدون جمع آثار :

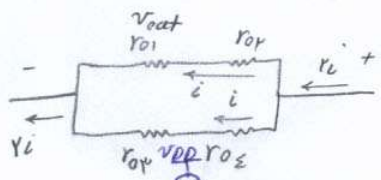
$v_{out^+} = \left(r_{o۴} \parallel r_{o۲}\right) \times ۲i$

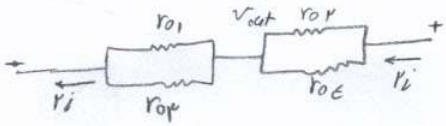
$v_{out^-} = -\left(r_{o۱} \parallel r_{o۲}\right) \times ۲i$ به علت ثبت جریان

$\left.\begin{array}{l} \end{array}\right\} \longrightarrow v_{out} = \left[\left(r_{o۱} \parallel r_{o۲}\right) + \left(r_{o۲} \parallel r_{o۴}\right)\right] \times ۲i = ۲۰\ k \times ۲i$

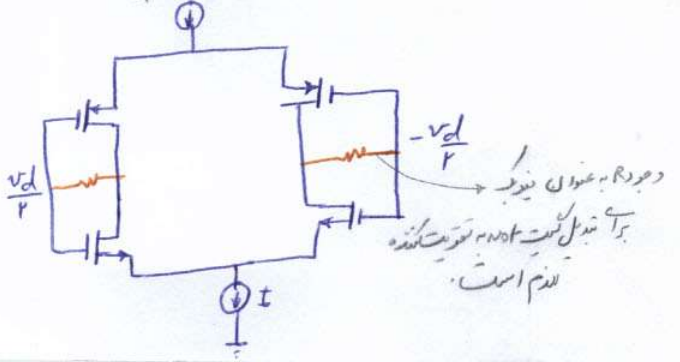
$v_{in+} - v_{in-} = ۱۰۰\ \Omega\ i$

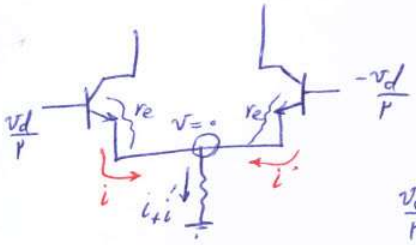
$i = \frac{v_{in} - ۰}{۵۰\ \Omega}$





بررسی های دیگر :





$$\frac{v_d}{2} - r_{ei} + r_{ei}' = -\frac{v_d}{2}$$

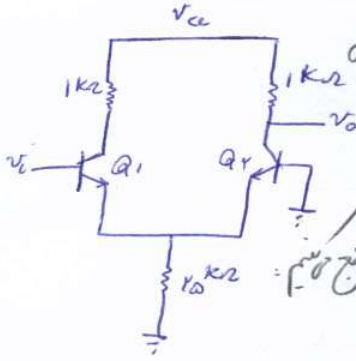
$$v_d = r_{ei} - r_{ei}'$$

$$\frac{v_d}{2} - r_{ei} - R(i+i') = 0$$

$$v_d = 2r_{ei} + 2R(i+i') = 0$$

$$\Big\} \rightarrow i = -i'$$

مثال)



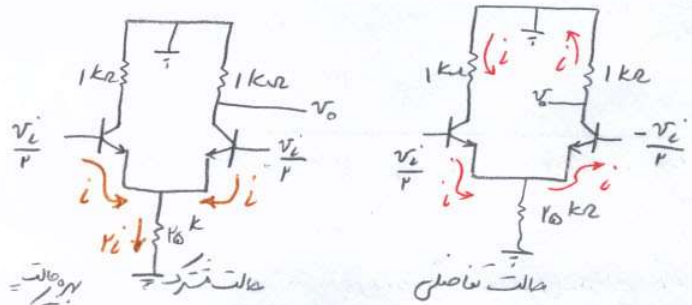
$r_o = \infty$ $\quad r_e = 25\,k\Omega$ $\quad \frac{v_o}{v_i} = ?$

سیگنال تفاضلی: $v_d = v_i - 0$

سیگنال مشترک: $v_{cm} = \frac{v_i + 0}{2}$

این ورودی‌ها، ورودی‌های تفاضلی نیستند زیرا ورودی‌های تفاضلی باید دو طرف ورودی هم اندازه و قرینه‌ی هم باشند.

پس برای حل یک بار با ورودی‌های تفاضلی دیگبار با ورودی مشترک حل می‌کنیم و جوابها را با هم جمع می‌کنیم:



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

$$\frac{v_i}{2} - 25k\,i = 0 \rightarrow v_i = 50k\,i$$

$$\Big\} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 20$$

بهره تفاضلی $\frac{v_o}{v_i} = 20 \rightarrow v_o = 20\,v_i$

حالت مشترک

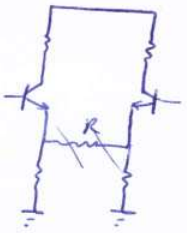
$$v_o = -1k\Omega\, i$$

$$\frac{v_i}{2} - 25k\,i - 25k \times 2i = 0 \rightarrow v_i \simeq 100k\,i$$

$$\Big\} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} \simeq \frac{-1}{100}$$

بهره حالت مشترک $\frac{v_o}{\frac{v_i}{2}}$

$$v_o = \frac{-1}{100} v_i$$



در حالت مشترک R حذف می‌شود زیرا در طرف آن جریان عبور نمی‌کند.

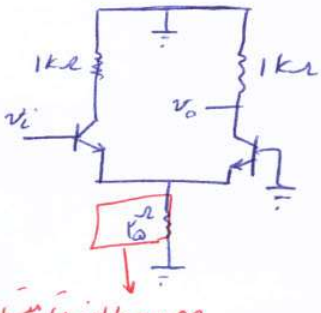
$$\rightarrow v_o = 20\,v_i - \frac{1}{100} v_i$$

$$v_o = \underbrace{A_{cm}}_{-\frac{1}{50}} \times \underbrace{v_{cm}}_{\frac{v_i}{2}} + \underbrace{A_d}_{20} \times \underbrace{v_d}_{v_i}$$

$$CMMR = 100$$

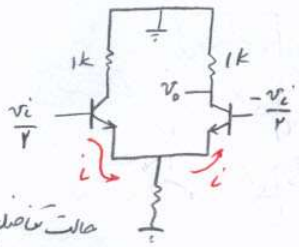
چون ورودی‌ها فاقد تفاضلی اند نه مشترک: ۱) بهره تفاضلی مثل حالت قبل است چون از $25\,k\Omega$ جریان عبور نمی‌کند.

پس باید در هر دو حالت حل کنیم:



CMRR با این مقاومت رابطه‌ی مستقیم دارد.

$\uparrow CMRR \leftarrow \uparrow R$

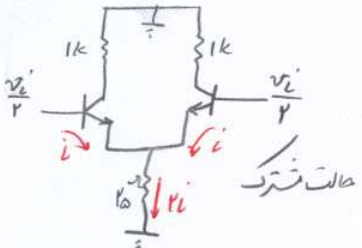


$$v_o = 1k \times i$$

$$\frac{v_i}{2} - 25\,i = 0$$

$$\Big\} \rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 20$$

حالت تفاضلی



$$v_o = -1k\,i$$

$$\frac{v_i}{2} - 25k\,i - 25k \times 2i = 0 \rightarrow v_i \simeq 150\,k\,i$$

حالت مشترک

$$CMRR = 1/5$$

$$v_o = 20\,v_i - 7,22\,v_i$$

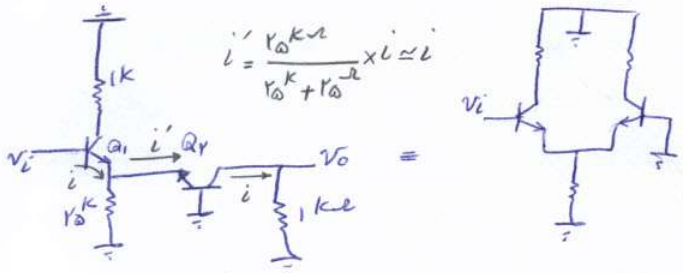
$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-1000}{150} = \frac{-20}{3} = -7,22$$

$$v_o = -7,22\,v_i$$

★ 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.

$$\text{"}CMRR = 20 \log\left|\frac{A_d}{A_{cm}}\right|\text{"}$$

هرچه CMRR بزرگتر باشد مدار تفاضلی‌تر است و بهره‌ی حالت مدار به بهره‌ی تفاضلی نزدیکتر است.

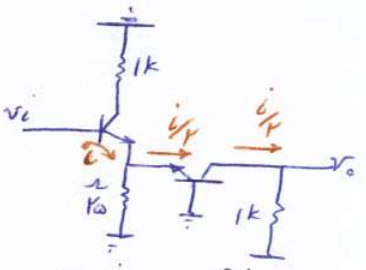


$$i' = \frac{25^k}{25^k + 25^\Omega} \times i \simeq i$$

$$v_o = 1k\, i$$

$$v_i - 25^\Omega \times i - 25^\Omega i = 0 \Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 20$$

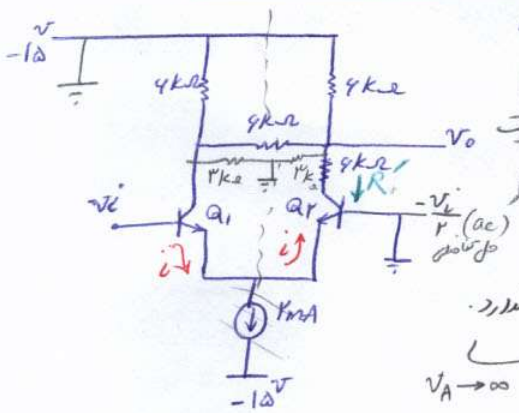
$$v_i = 50^\Omega i$$



$$v_o = 1k \times i/2 = 500^\Omega i$$

$$v_i = 25^\Omega \times i + 25^\Omega \times i/2 = 37.5^\Omega i$$

$$\frac{v_o}{v_i} = 13.34$$



$\beta = 100$, $V_A = \infty$, $V_{BE} = 0.7\,V$, $V_T = 25mV$

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 گرفتن گین تفاضلی را حساب کنیم هم صحیح است.

توجه!! چون $V_A \to \infty$ است پس عدم تطابق در R_Cها تأثیری در جریان DC ندارد.

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

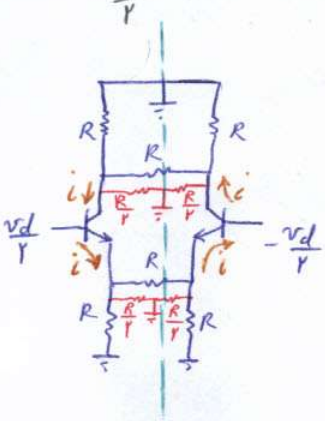
$$v_o = (2^k \parallel 4^k \parallel R') \times i$$

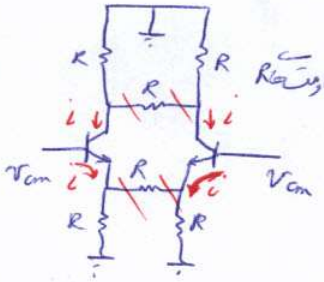
$$R' = 4^k + r_o \xrightarrow{V_A \to \infty} r_o \to \infty \Rightarrow R' \to \infty$$

$$\Rightarrow v_o = (2^k \parallel 4^k)\, i = 2^k i$$

$$\frac{v_i}{2} - 25^\Omega i = 0 \Rightarrow v_i = 50^\Omega \times i$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_i} = 4$$

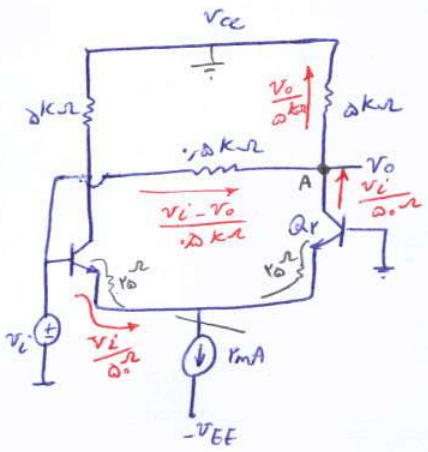




در حالت مشترک هر دو مقاومت R_E در مسیر جریان می‌گذرد و چون اختلاف پتانسیل دو سر آنها یکی است.

Q_1, Q_2 به $\beta = 100$ ، $V_T = 25mV$ ، $V_A = \infty$

چون $V_A \to \infty$ ⟸ $I_{C1} = I_{C2} = 1mA$ ⟵ $r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$



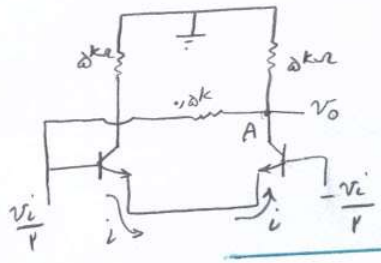
KCL A) $\frac{V_i - V_o}{500} + \frac{V_i}{50} = \frac{V_o}{5000}$

$10V_i - 10V_o + 100V_i = V_o \longrightarrow 110V_i = 11V_o$

$\frac{V_o}{V_i} = 10$

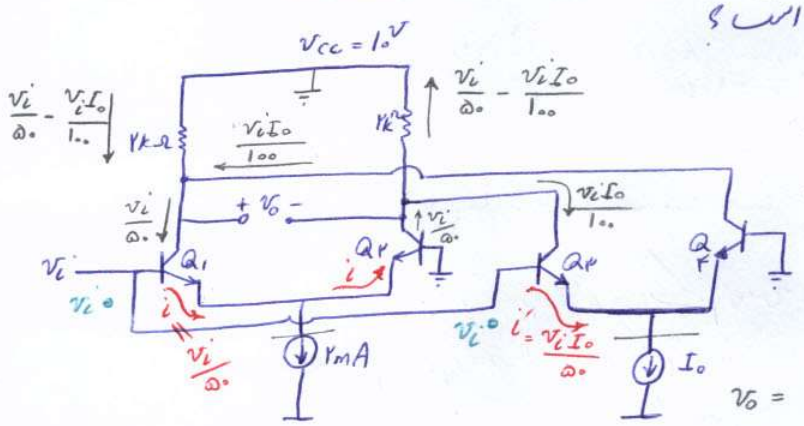
حل از روش تفاضلی :

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 :

$I_{C1} = I_{C2} = 2mA \longrightarrow r_{e1} = r_{e2} = 25\Omega$

$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_o}{2} \longrightarrow r_{e3} = r_{e4} = \frac{50}{I_o}\Omega$

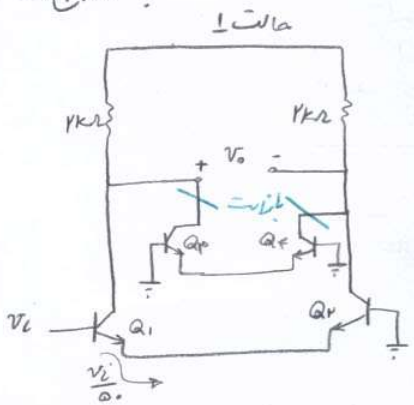
خروجی V_o حاصل جمع هر دو دسته تقویت کننده است .

$V_o = -\left(2k\Omega + 2k\Omega\right) \times \left(\frac{V_i}{50} - \frac{V_i I_o}{100}\right)$

$\longrightarrow \frac{V_o}{V_i} = -4k\Omega\left(\frac{1}{50\Omega} - \frac{I_o}{100\Omega}\right) = -40 \longrightarrow I_o = 0.5\,mA$

حل با جمع آثار :

حالت 1

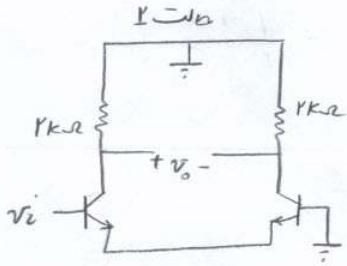


چون $V_A \to \infty$ پس $r_{O4} = r_{O2} \longrightarrow \infty$

$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -80$

Q_3 و Q_4 در نقش load هستند

حالت 2

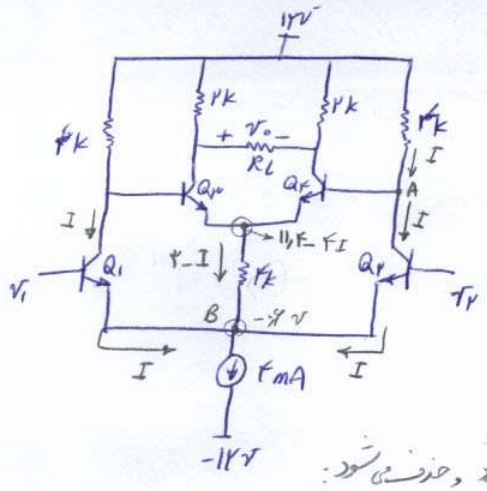


Q_1 و Q_2 در نقش load هستند

r_{O1} و $r_{O2} \longrightarrow \infty$

حل با جمع آثار که چون ورودی V_i به هر دو حالت تقویت کننده وارد شده است یکبار به یک حالت V_i را اعمال کرده و ورودی حالت دیگر را صفر می‌کنیم و در حالت 2 بالعکس عمل می‌کنیم و در نهایت این‌ها را باید جمع کنیم .

$\frac{V_o}{V_i} = \frac{4k\Omega}{2 \times \frac{50}{I_o}} = 20 I_o = 20 \longrightarrow I_o = 1\,mA$



$R_L = 4\,k\Omega$ ، $V_T = 25\,mV$ ، $V_{BE} = 0.7\,V$ ، $\beta = 140$

$V_d = V_1 - V_2$

حل DC : در حالت DC می‌توانیم از جریان بین Q_4 و Q_3 صرف نظر کنیم زیرا

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

$R_E = 8\,k$ $\quad R_B = 4\,k$

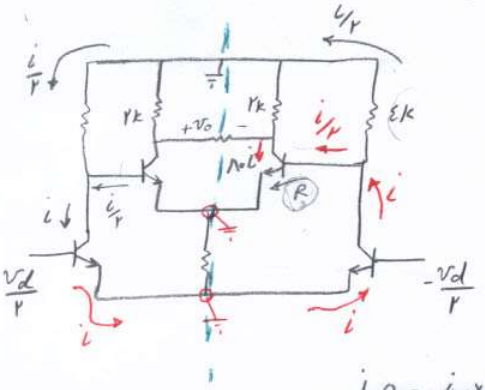
$8\,k \times 140 \gg 4\,k$

$V_A = 12 - 4I$

$V_B = -0.6\,V$ (زیرا حل DC است و V_1 و V_2 صفر اند)

$2 - I + 2I = 4 \longrightarrow I = 1mA \quad \rightsquigarrow \quad 2 - I = 2mA \longrightarrow I_{C3} = I_{C4} = 1mA$

از R_L در حالت DC و در حالت گین مشترک ac جریان عبور نمی‌کند و حذف می‌شود.



$V_d = V_1 - V_2$

این مدار بهره‌ی حالت مشترک ندارد.

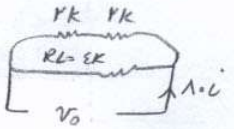
توجه!! اگر صورت سوال $V_d = V_2 - V_1$ می‌گرفت در این صورت جای $\frac{V_d}{2}$ و $-\frac{V_d}{2}$ برعکس آن بود.

در حالت ac تفاضلی چون مقاومت $4k$ حذف می‌شود پس می‌توانیم از R_B صرف نظر کنیم. $R = r_e \times \beta = 25\,\Omega \times 140 = 3.5\,k$

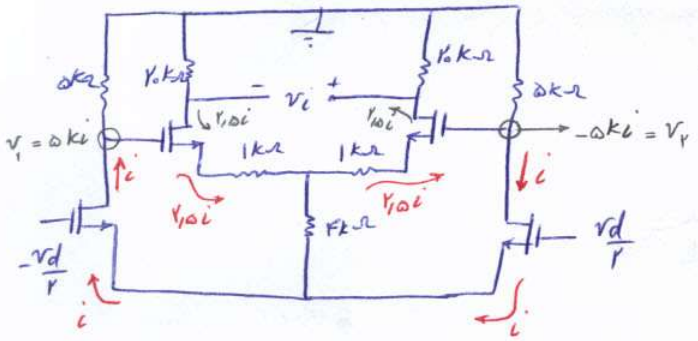
$i_{cQ_4} = \frac{i}{2} \times \beta = 140 \times \frac{i}{2} = 80\,i$

$V_o = 2\,k\Omega \times 80\,i$

$V_d = 50\,\Omega\, i$



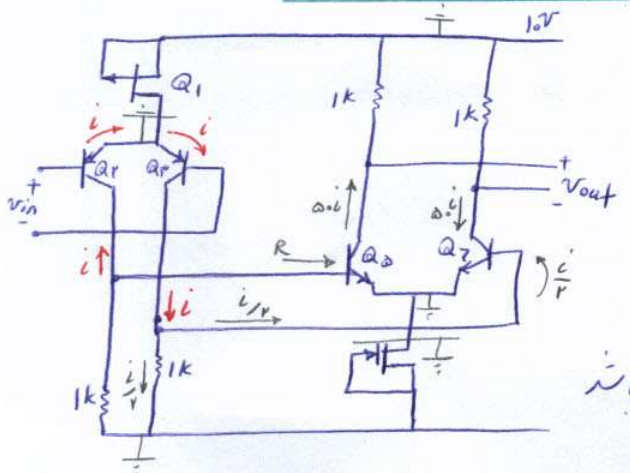
توجه!! وقتی به بین می‌رسیم باید تقسیم جریان را حساب کنیم و وقتی به گیت می‌رسیم تقسیم ولتاژ را حساب می‌کنیم.



$g_m = 1mS$

$\frac{10k\,i}{4k} = 2.5\,i$

$\frac{V_1 - V_2}{4 \times 1k} = \frac{5k\,i - (-5k\,i)}{4 \times 1k} = 2.5\,i$



$R = r_e \beta$

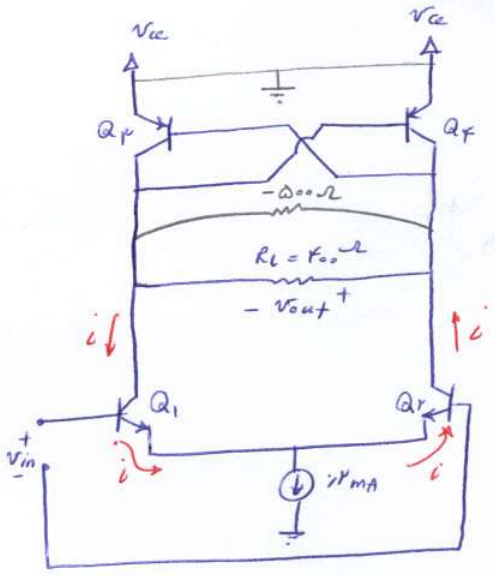
$r_d \to \infty$ به همین دلیل در تحلیل ac تفاضلی حذف می‌شود.

$V_{out} = 50\,i \times 2\,k\Omega$

$V_{in} = 20\,\Omega\, i$

$A_d = \frac{50 \times 2000}{20} = 5000$

در حل dc ، ac باید جهت جریان بین و کلکتور مطابقت داشته باشد و دوتایی باید جمع شونده باشند.

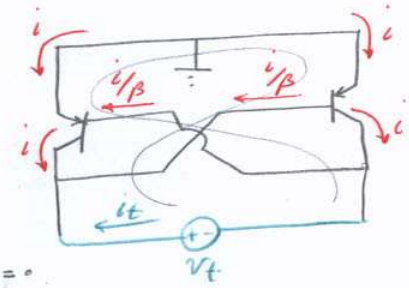


$\beta = 100$ ، $V_T = 25\,mV$ ، $V_A = \infty$

$I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_{C4} = 0.1\,mA \longrightarrow r_e = 250\,\Omega$

Q_3 و Q_4 تنش بار دارند و کافی است مقاومت دیده شده توسط دیود Q_4 و Q_3 حساب کنیم:

برای خواندن R معادل چون loop داریم از راه v_t و i_t می‌زنیم:



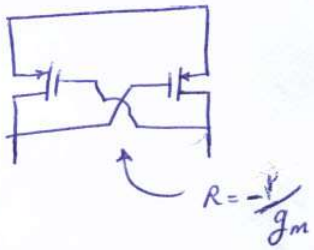
$i_t \simeq i$

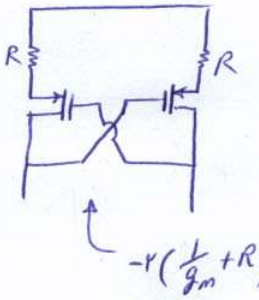
KCL) $v_t + r_e i + r_e i = 0$

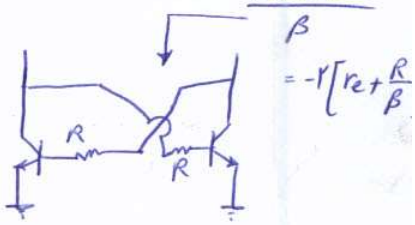
$v_t = -2 r_e\, i \longrightarrow \dfrac{v_t}{i_t} = -2 r_e$

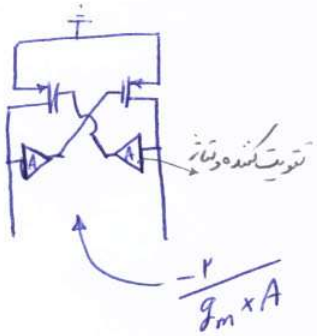
$v_o = \left(400\,\Omega \parallel -500\,\Omega\right) \times i = 2000\,\Omega \times i$

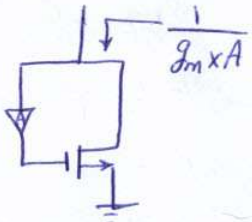
$v_{in} = 500\,\Omega\, i$

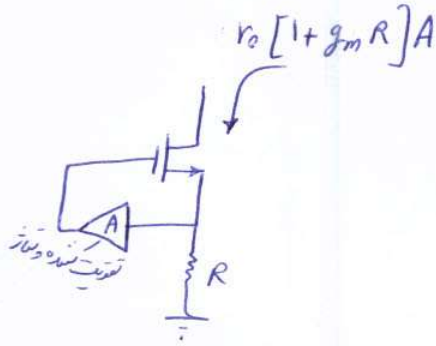


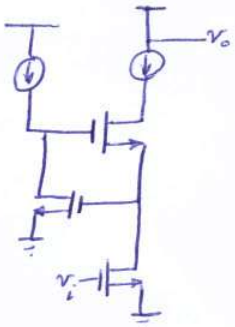




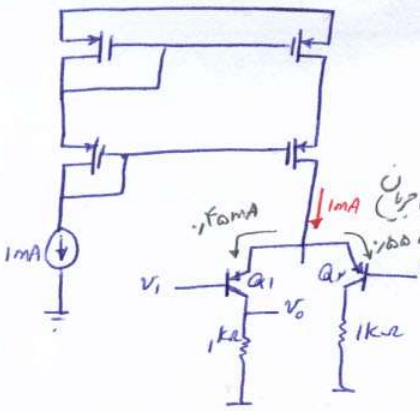








$\dfrac{v_o}{v_i} = ?$



$V_1 = 2\,V$

$V_2 = 1.995\,V$

$V_A \longrightarrow \infty$

مقدار V_o DC را بیابید:

اگر $V_1 = V_2$ می‌بود جریان $I_{C_1} = I_{C_2} = 0.5\,mA$ می‌شد.

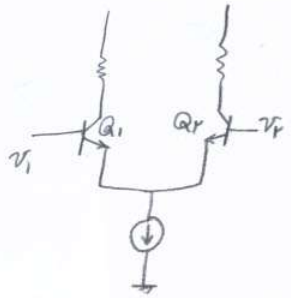
ولی چون $V_1 \neq V_2$ در هر ترانزیستوری که V_{BE} آن بیشتر باشد (از آنجایی جریان بیشتری دارد.) I_C بیشتری دارد.

$I_{C_1} < I_{C_2} \leftarrow V_{BE_1} < V_{BE_2}$

$V_{EB_1} = V_{E_1} - V_{B_1}$

$V_{EB_2} = V_{E_2} - V_{B_2}$

$\longrightarrow V_{EB_1} < V_{EB_2} \longrightarrow I_{C_1} < 0.5\,mA$



توضیح بیشتر:

$V_d = V_1 - V_2 \xrightarrow{V_d \uparrow} I_{C_1} \uparrow \;,\; I_{C_2} \downarrow$

$$I_{C_1} = \frac{I}{1 + e^{-\frac{V_d}{V_T}}}$$

$$I_{C_2} = \frac{I}{1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}}$$

$V_d = V_1 - V_2$ $\qquad I_{C_1} = \dfrac{I}{1 + e^{+\frac{V_d}{V_T}}}$, $I_{C_2} = \dfrac{I}{1 + e^{\frac{V_d}{V_T}}}$

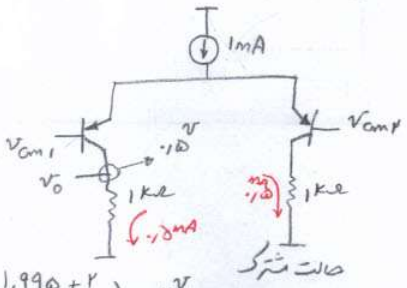
$$I_{C_1} = \frac{1\,mA}{1 + e^{\frac{5\,mV}{25\,mV}}} = \frac{1\,mA}{1 + e^{1/5}} = \frac{1\,mA}{1 + \frac{2}{5}} = \frac{5}{11}\,mA \simeq 0.45\,mA$$

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \cdots$$

$$e^{1/5} = 1 + \frac{1}{5} = \frac{6}{5}$$

چون اختلاف V_1 و V_2 بسیار کم است می‌توانیم از تحلیل سیگنال کوچک حل کنیم.

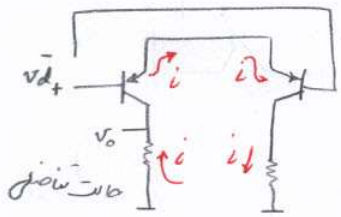
V_1 و V_2 یک سیگنال cm و یک سیگنال تفاضلی دارند پس می‌توانیم به دو قسمت تقسیم کنیم.



حالت مشترک

$= \left(\frac{1.995 + 2}{2}\right) \simeq 2\,V$

$V_o = 0\,mV$



حالت تفاضلی

$V_o = -1K\Omega \cdot i = -1000\,i$

$V_d = 2 \cdot 2r_e \cdot i = 100\,i$

$r_e = \frac{25\,mV}{0.5\,mA} = 50\,\Omega$

$\frac{V_o}{V_d} = -10 \longrightarrow V_o = -50\,mV$

توجه!! هروقت تفاضلی ما (V_d) سیگنال کوچک باشد می‌توانیم از راه تفاضلی حل کنیم و پاسخ $V_o = 500 - 50 = 450\,mV$

در تقریب 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.

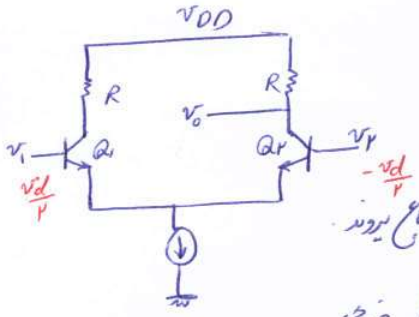
$V_{BE_1} > V_{BE_2}$

* 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 ↓ ← شکل اشباع و کم شدن سوییگ خروجی

I_C ↑

مشکل Head room :

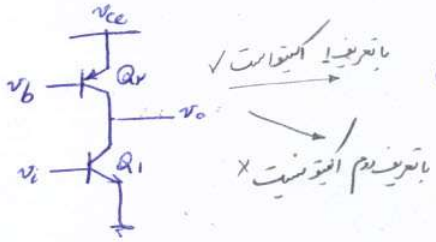
چون خروجی را تک طرفه گرفته‌ایم پس گین ما نصف شده است

این مشکلات سبب به وجود آمدن ایده‌ی بار فعال شکل گرفت

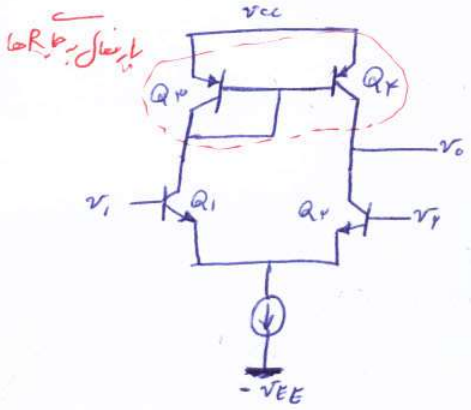
active load - تعریف ۱) از عناصر اکتیو ساخته شده باشد. (دیود و ترانزیستور)

تعریف ۲) جای که هم سیگنال را انتقال دهد و هم تقویت کند.

باتعریف ۱ اکتیو است ✓ ، باتعریف ۲ اکتیو نیست ×



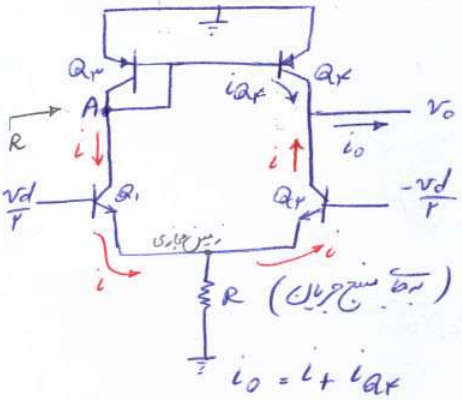
باتعریف دوم بار فعال هم load است و هم Source



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 می‌آید (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 Q4 باید ابتدا دنبال نقطه‌ی A بگردیم.

مقاومت‌های دیده شده از A = $R = r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel r_{\pi 4} \parallel r_{e3}$

$$v_A = -R \times i$$

$$i_{Q4} = \frac{0 - v_A}{r_{e4}} = + \frac{(r_{o1} \parallel r_{o3} \parallel r_{\pi 4} \parallel r_{e3})\, i}{r_{e4}}$$

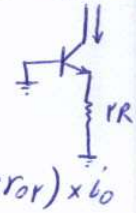
$$v_{out} = (r_{o2} \parallel r_{o4})\, i_o$$

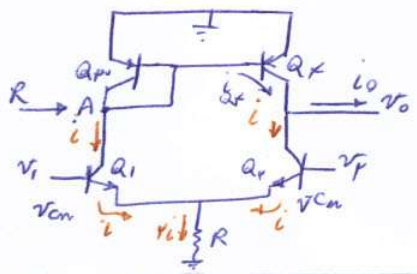
$$v_d = 2 r_e i$$

اگر $r_{\pi 4}$ و r_{o3} و r_{o1} خیلی بزرگتر از r_{e3} باشند $r_{e3} = r_{e4}$ باشد ← $i_{Q4} = i$ ← $i_o = 2i$

$$\beta r_o \Leftarrow r_o \left[1 + \frac{\beta (2R)}{2R + r_\pi}\right]$$

$R \gg 1$





$$R = (r_{o2} \parallel r_{e3} \parallel r_{\pi 4} \parallel \beta r_{o1})$$

$$v_A = -R \times i$$

$$i' = i_{Q4} = \frac{0 - v_A}{r_{e4}}$$

$$i_o = i' - i$$

$$v_o = R_{out} \times i_o = (r_{o4} \parallel \beta r_{o2}) \times i_o$$