وقتی که $V_{BC}$ در $0/5^{volt}$ هادی می‌شود به این معنی است تقریباً پیوند مستقیم شده، جریان Base زیاد خواهد شد

چون $I_C$ کم در این ناحیه اشباع است [illegible] تا [illegible] ثابت است خواهد ماند

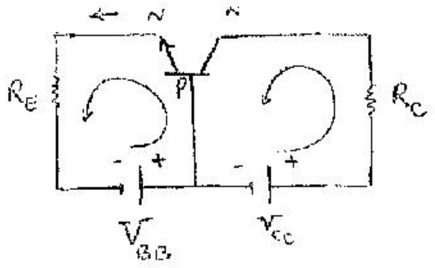
مرز اشباع جایی است که BE=F ، $V_{BC}=0^{volt}$ است

مرز اشباع : $V_{BE\,on}$ ، $V_{BC}=0$

$$V_{CE\,sat} = V_{BE\,on} - V_{BC\,on} \cong 0/2^{Volt}$$

* ترانزیستورها باید نقطه کار را طوری [illegible] تا یک نقطه کار [illegible] داشته باشد که بهترین نقطه کاری را داشته باشد .

روش‌های بایاس « Biasing » : هدف تأمین ولتاژهای مورد نیاز است



آرایش CB :

ترانزیستور فعال $\left(\begin{array}{l} BE: F \\ BC: R \end{array}\right)$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE\,on}}{R_E}$$

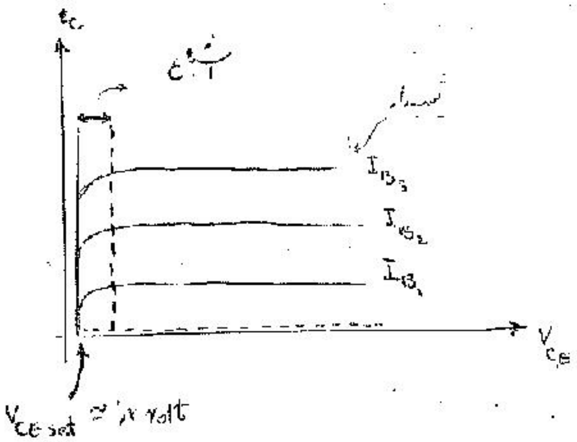
$$I_C = \alpha I_E + \overset{\simeq 0}{I_{C_0}}$$

تا این حالات زمانی صادق است که ترانزیستور در ناحیه فعال باشد

$$V_{CB} = V_{CC} - R_C I_C$$

همچنین این شرط که $V_{CB} \geq 0$ .

$Q(V_{CB}, I_C)$ نقطه کار

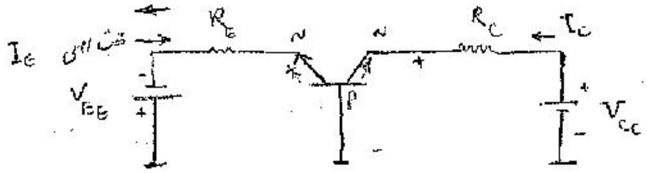


روش گرافیکی :

* اگر از نقطه [illegible] ، $I_B = I_{B_1}$ [illegible]

روشن است که [illegible] $I_{B_1}$ [illegible]

آرایش بیس مشترک CB :

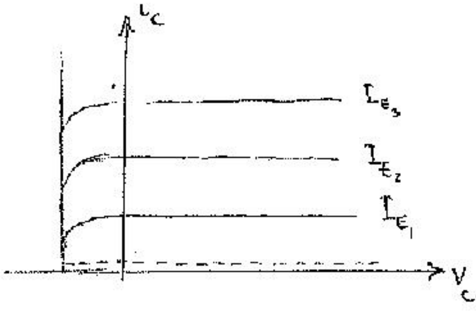


مثال : در شکل فوق

$V_{EE} = ۱٫۷$ volt ، $V_{BE\,on} = ۰٫۷$ volt

$\alpha = ۰٫۹۹$ ، Si $(\eta \approx 1)$ ، $V_{CC} = ۱۰$ volt ، $R_E = 1k\Omega$ ، $R_C = ۴٫۷\ k\Omega$

or $R_C = 4k7 \xRightarrow{\text{یعنی}} ۴٫۷\ k\Omega$ ، $4\Omega7 = 4{,}7\ \Omega$



$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE\,on}}{R_E} = 1^{mA}$$

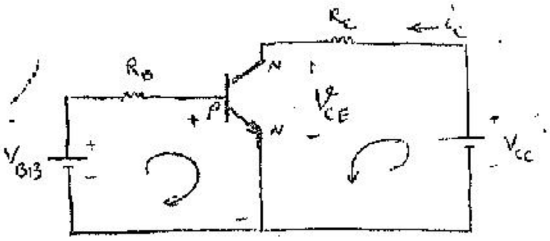
فرض فعال : $I_C = \alpha I_E + \cancel{I_{C_0}}^{0} = ۰٫۹۹ \times 1^{mA} = ۰٫۹۹^{mA}$

$$V_{CB} = V_{CC} - R_C I_C = ۱۰ - ۴٫۷^{k} \times ۰٫۹۹^{mA} \cong ۵٫۳\ \text{volt}$$

$V_{CB} > 0 \Rightarrow$ CB ، [illegible] فعال [illegible]
درست است .

$$\Rightarrow Q\ (V_{CB} \cong ۵٫۳\ \text{volt}\ ,\ I_{EQ} = ۰٫۹۹^{mA})$$

آرایش امیتر مشترک CE :



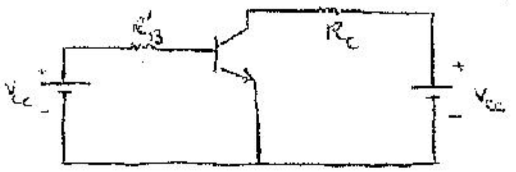
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE\,on}}{R_B}$$

فرض فعال $I_C = \beta I_B + 0$

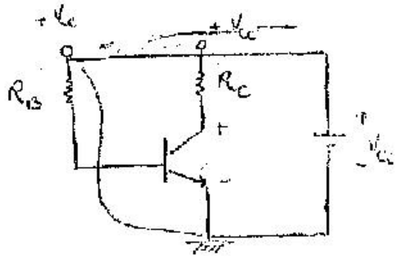
$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C$

if $V_{CE} > ۰/۲$ $\longrightarrow$ فرض فعال بودن درست است

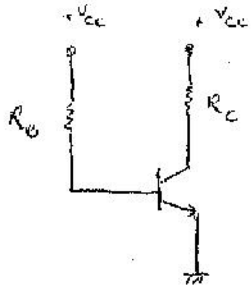
if $V_{CE} < ۰/۲$ $\rightarrow$ فرض فعال بودن درست نیست



⇒



مثال: در مدار شکل زیر نقطه کار را بیابید



$R_B = ۱\,M\Omega$

$R_C = ۱\,K\Omega$

$V_{CC} = +۱۰$ , $\beta = 200$ , Si

$$I_{B_Q} = \frac{V_{CC} - V_{BEon}}{R_B} = \frac{۱۰ - ۰/۷}{۱^{M\Omega}} = ۹/۳\,\mu A$$

فرض فعال : $I_{C_Q} = \beta\, I_{B_Q} = ۱/۸۶^{\,mA}$

$V_{CEQ} = V_{CC} - R_C I_{C_Q} = ۱۰ - ۱^{k} \times ۱/۸۶^{m} = ۸/۱۴$ volt $> ۰/۲$

$Q : ( 8,14^{\,volt} , 1,86^{\,mA} )$

بنابراین فرض درست است

مثال: در مدار فوق با فرض $R_C = ۲۰\,K\Omega$ مسئله را حل نمائید

$I_{BQ} = ۹/۳\,\mu A$

$I_{CQ} = ۱/۸۶^{\,mA}$

$V_{CEQ} = V_{CC} - R_C I_{CQ} = ۱۰ - ۲۰^{k} \times ۱/۸۶^{mA} \cong -۲۷$ Volt

فرض فعال بودن غلط است .

saturation $\longrightarrow V_{CEQ} = V_{CEsat} = ۰/۲^{\,Volt}$

باید KVL خروجی را بنویسیم

$V_{CC} = R_C I_{CQ} + V_{CEsat} \Rightarrow$

$۱۰ = ۲۰^{k} I_{CQ} + ۰/۲ \Rightarrow I_{CQ} \cong ۰/۵^{\,mA}$

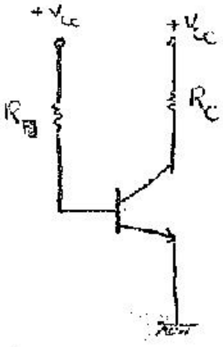
① $\beta$ فقط برای ناحیه فعال است بنابراین در ناحیه اشباع نمی‌توان $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta}$ را بکار گرفت ، $I_{BQ}$ همان مقدار قبلی خواهد بود

وقتی ترانزیستور در ناحیه اشباع قرار گیرد $\beta$ کاهش می‌یابد

$$\beta_{dc} \triangleq \frac{I_{CQ}}{I_{BQ}} = \frac{۲۸^{m}}{۹٫۳^{\mu}} \simeq ۵۰ = \beta_{sat}$$

برای اینکه از حالت اشباع درآییم باید $I_{BQ}$ را کاهش دهیم (کم) تا $\beta$ به ۲۰۰ برسد.

پایداری حرارتی :



$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - V_{BEon}}{R_B}$$

فرمول : $I_{CQ} = \beta I_{BQ} + (1+\beta) I_{C_0}$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - R_C I_{CQ} = V_{CC} - R_C\left[\beta I_{BQ} + (1+\beta) I_{C_0}\right]$$

تأثیرات :

۱- $\beta$ تقریباً تغییر می‌کند

۲- $V_{BE}$ $\qquad \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} = -۲ \ mV/C^{\circ}$ یا $^{\circ}K$

۳- $I_{C_0}$ $\qquad I_{C_0}(T) = I_{C_0}(T_0)\ ۲^{\frac{T-T_0}{۱۰}}$

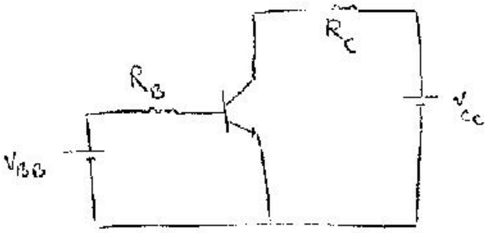
توان تلفاتی $\qquad P_d = P_{dissipation} = V_{BEon} I_B + V_{CEQ} I_{CQ} \Rightarrow$ [illegible] $I$ CE [illegible]

$$P_d \simeq V_{CEQ} I_{CQ}$$

$I_B$
$I_C$
+
$V_{BE}$
−
+
$V_{CE}$
−

گرایش شدن از β (حرارت)

* معادلات خط بار
تعیین نقطه کار به روش گرافیکی

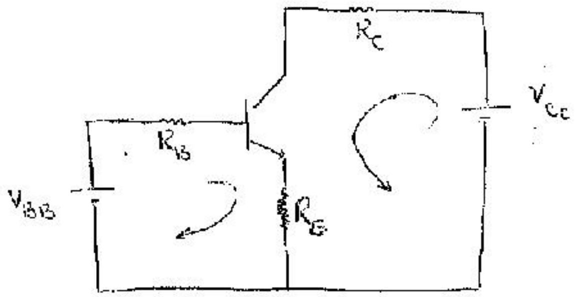


$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE\,on}}{R_B}$$

$$I_{CQ} \simeq \beta I_{BQ} = \beta \left( \frac{V_{BB} - V_{BE\,on}}{R_B} \right)$$

$$\begin{cases} \text{برای مثال: } \beta_{T=25^\circ} \simeq 150 \\ \beta_{T=75^\circ} \simeq 350 \end{cases}$$

باید کاری کنیم $V_{BE}$ کم شده $I_{CQ}$ کمتر به β بستگی داشته باشد از $R_E$ استفاده کنیم
تا اثر حرارت را از بین ببریم



بنابراین: $I_{EQ} = I_{BQ} + I_{CQ} \simeq (1+\beta) I_{BQ}$

$$V_{BB} = R_B I_{BQ} + V_{BE\,on} + R_E (1+\beta) I_{BQ}$$

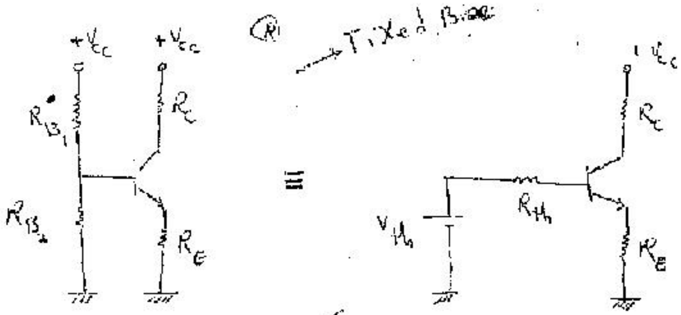
$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE\,on}}{R_B + (1+\beta) R_E}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = \frac{\beta (V_{BB} - V_{BE\,on})}{R_B + (1+\beta) R_E}$$

فرض $(1+\beta) R_E \gg R_B$

$$\Rightarrow I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE\,on}}{R_E}$$

® → Fixed Bias

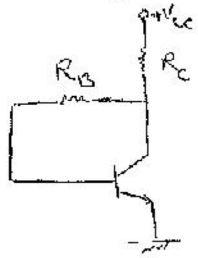


$R_{th} = R_{B_1} \| R_{B_2}$

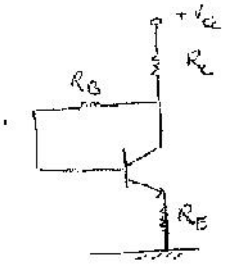
چون $V_{CC}$ یا $V_{BB}$ بزرگ است بنابراین چون $I_B$ تقریباً ثابت است بنابراین $R_B$ مقدار بزرگ خواهد بود و شرط $(1+\beta)R_E \gg R_B$ نخواهیم توانست برقرار کنیم. بنابراین به جای $R_B$ از دو مقاومت $R_{B_1}$ و $R_{B_2}$ استفاده می‌کنیم چون $R_{th} = R_{B_1} \| R_{B_2}$ بنابراین میتوان استفاده داشت. $R_{th}$ که کمتر از $R_B$ خواهد بود تا بتوانیم شرط فوق را برقرار کنیم

توجه: برای هر مدار * تنها از مدار ساده‌ترین استفاده کنید چون به جز ساده‌ترین، هر مداری یک مدل معادل خواهد داشت.

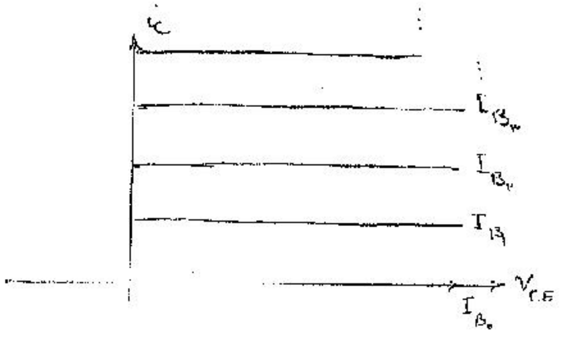
: Self-Bias



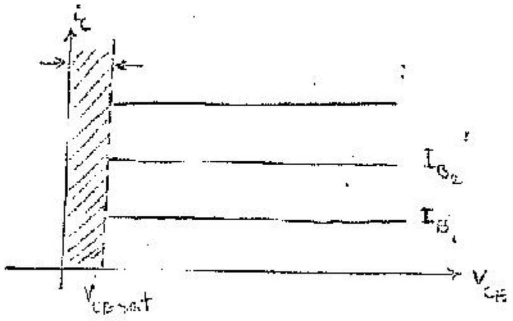
تمرین: نقطه کار را بیابید، در دو مدار.



① مشخصه ترانزیستور ایده‌آل: در آرایش "CE"

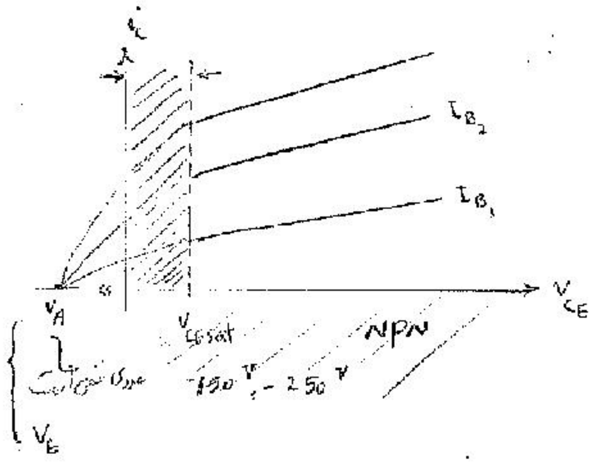


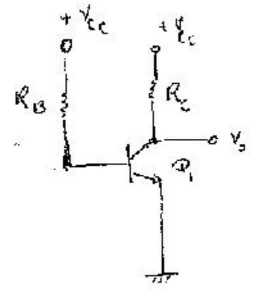
② منحنی مشخصه با اثر $V_{CEsat}$

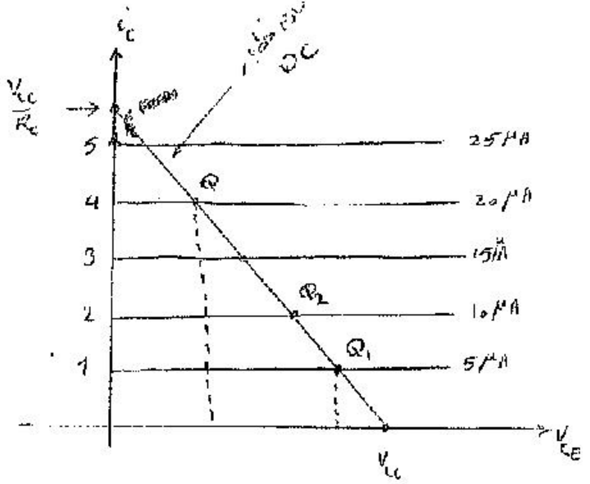


③ منحنی مشخصه با اثر ارلی (رفتار ارلی).

⊕ λ برای منحنی مشخصه ایده‌آل صفر است.





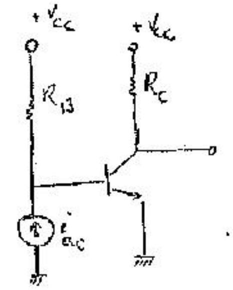


$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE} \qquad I_C = -\frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{V_{CC}}{R_C}$$

$I_B$ را می‌توان با تغییر $R_B$ تغییر داد

⊙ هر نقطه کار بر حسب ابتدای اشباع است. اما در ناحیه فعال است: اشتباه نکن: در ناحیه اشباع نیست

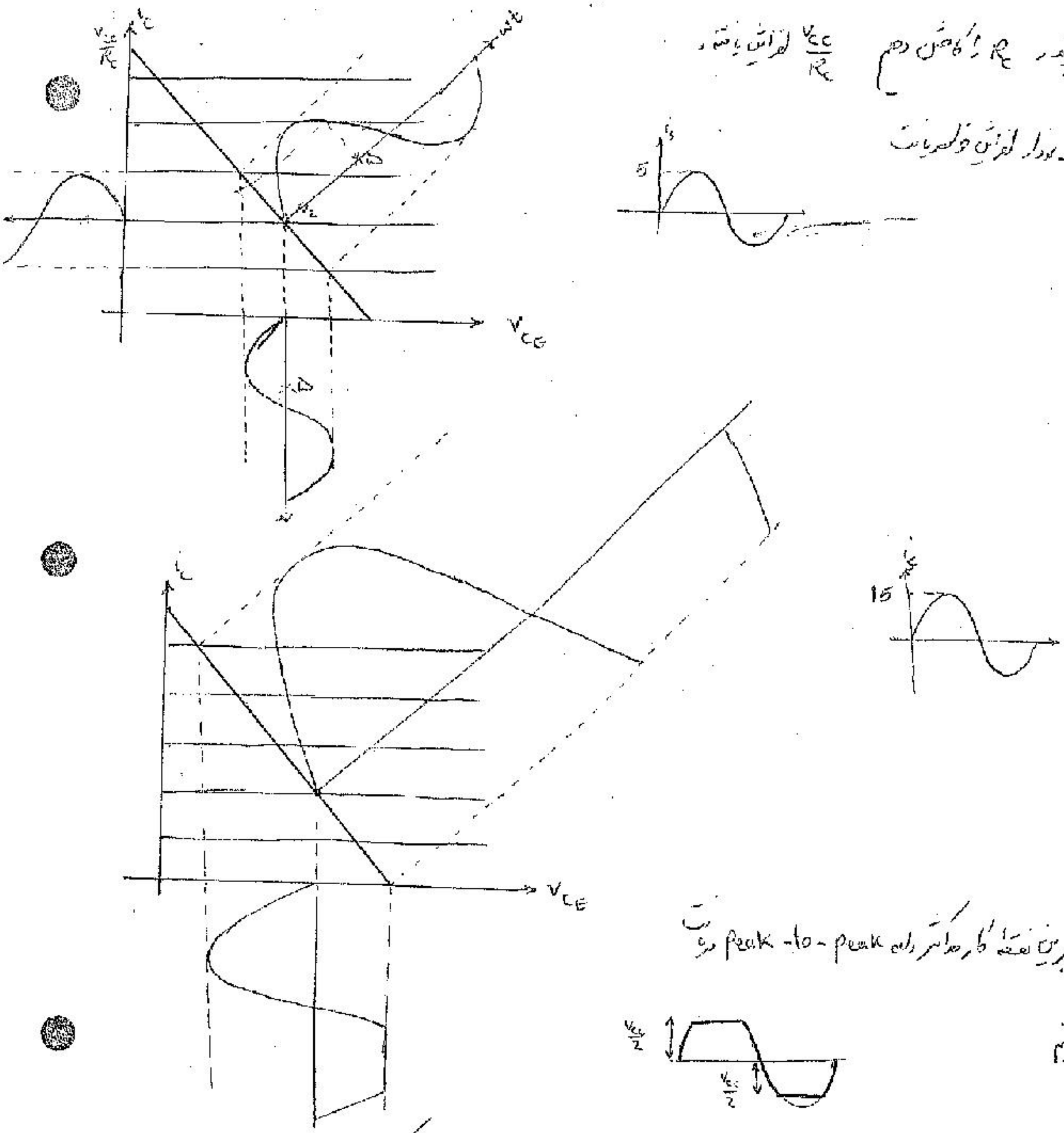
⊕ ترانزیستور یک نقطه کار دارد. ما می‌خواهیم نشان دهیم که تنها یک نقطه کار بهینه است.



تحلیل DC مقدم بر تحلیل ac است

تعیین بهینه در انتها صورت می‌گیرد. نقطه‌ی بهینه $Q_2$ است

با اعمال ac نقطه کار روی خط بار نوسان می‌کند.


$\frac{V_{cc}}{R_c}$
$i_c$
$\omega t$
$V_{CE}$
5
15
$\frac{V_{cc}}{2}$
$\frac{V_{cc}}{2}$

هرچقدر $R_C$ را کاهش دهم $\frac{V_{CC}}{R_C}$ افزایش یابد

شیب نمودار افزایش خواهد یافت

✓ در بهترین نقطه کار حداکثر دامنه peak-to-peak است

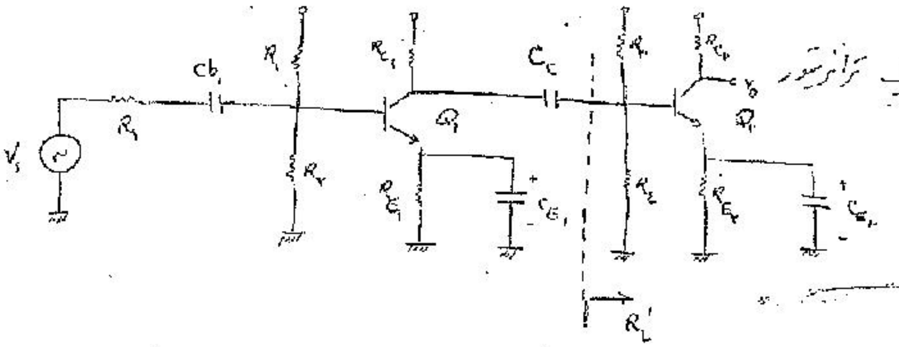
کم

✓ برای مدارهایی که اگر $V_{CEsat}$ دهیم از بهترین نقطه کار به سمت [illegible] نقطه قطع میل خواهد کرد

* اگر اری تأثیری در تعیین بهترین نقطه کار نخواهد داشت

۱- اثر بارگذاری

۲- مدارهای سیگنال کوچک ترانزیستور

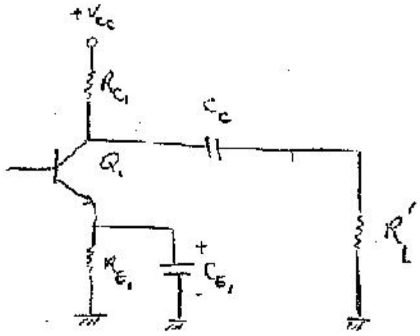

$V_s$
$R_s$
$Cb_1$
$R_1$
$R_2$
$R_{C_1}$
$R_{E_1}$
$C_{E_1}$
$Q_1$
$C_c$
$R_3$
$R_4$
$R_{C_2}$
$R_{E_2}$
$C_{E_2}$
$Q_2$
$V_o$
$R_L'$

مدل ترانزیستور ایده‌آل

⊛ از اینها هم ابتدا صرف‌نظر می‌شود.

⊛ ترانزیستور $Q_2$ نقش تقویت کنندگی دارد max دامنه را دارد چون $Q_1$ سیگنال کوچک است و دامنه‌اش max نیست

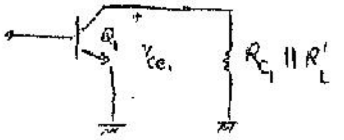
اثر بارگذاری: اثری که طبقات بعدی روی طبقات قبلی دارند.


$+V_{CC}$
$R_{C_1}$
$C_c$
$Q_1$
$R_L'$
$R_{E_1}$
$C_{E_1}$

DC:

$$V_{CC} = V_{CEQ_1 opt} + (R_{C_1} + R_{E_1}) I_{CQ_1 opt} \quad (1)$$

ac:


$Q_1$
$v_{ce_1}$
$R_{C_1} \| R_L'$

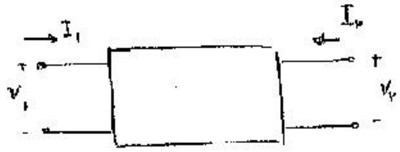
$$i_{c_1} = -\frac{v_{ce_1}}{R_{C_1} \| R_L'}$$

$$AC \Rightarrow \quad I_{CQ_1 opt} = \frac{V_{CEQ_1 opt}}{R_{C_1} \| R_L'} \quad \boxed{2}$$

مدار معادل :

۱- ریاضی (از معادلات) ⟵ تعبیر

۲- فیزیکی ( مدار معادل )



مدار معادل امپدانسی

$$① \begin{cases} V_1 = f(I_1, I_2) \\ V_2 = g(I_1, I_2) \end{cases}$$

⟵ مدار معادل امپدانسی

$$② \begin{cases} I_1 = f(V_1, V_2) \\ I_2 = g(V_1, V_2) \end{cases}$$

⟵ مدار معادل ادمیتانسی

$$③ \begin{cases} V_1 = f(I_1, V_2) \\ I_2 = g(I_1, V_2) \end{cases}$$

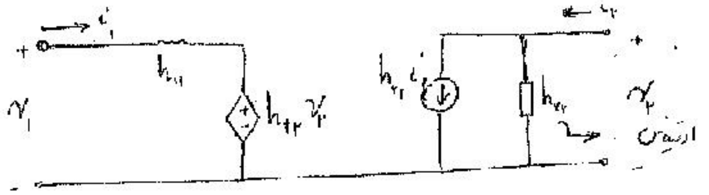
⟵ مدار معادل هیبرید

$$\begin{cases} \overset{ac}{\boxed{dV_1}} = \dfrac{\partial f}{\partial I_1}\Big|_{V_2=cte} dI_1 + \dfrac{\partial f}{\partial V_2}\Big|_{I_1=cte} dV_2 \\[2ex] dI_2 = \dfrac{\partial g}{I_1}\Big|_{V_2=cte} dI_1 + \dfrac{\partial g}{\partial V_2}\Big|_{I_1=cte} dV_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} v_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2 \\[2ex] i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2 \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

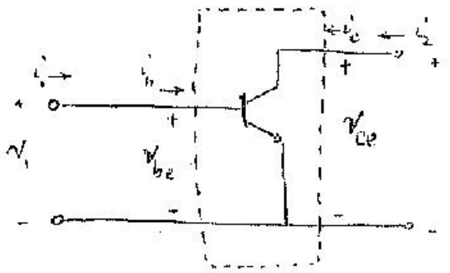
[illegible] . آن را از ترانزیستور با [illegible]

if $v_2 = 0 \Rightarrow v_1 = h_{11} i_1 \Rightarrow [h_{11}] = \Omega$ , $[h_{12}] = [h_{21}] = \frac{V}{V} \cdot \frac{I}{I}$ , $[h_{22}] = \Omega^{-1} = \mho$



تمرین: برای ① ، ② مدار معادل را بنویسید.

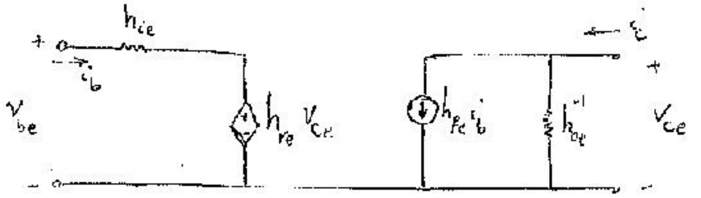
پارامترهای مدار آرایش CE



$$\Rightarrow \begin{cases} v_{be} = \underset{\text{input}}{h}_{i\underset{\text{emitter}}{e}} \, i_b + \underset{\text{reverse}}{h_{re}} v_{ce} \\[2ex] i_c = \underset{\text{forward}}{h_{fe}} \, i_b + \underset{\text{output}}{h_{oe}} v_{ce} \end{cases}$$

$h_{oe}$ ، $h_{re}$ ناچیز و کوچک هستند

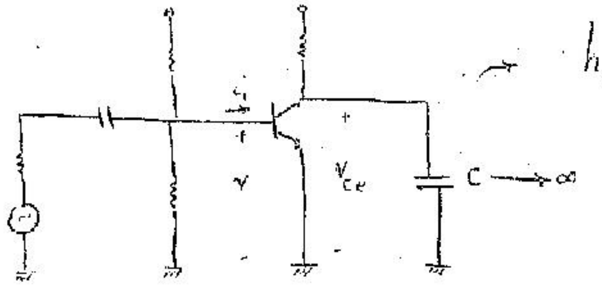
$h_{fe}$ تقریباً برابر $\beta$ است



تمرین: مدار معادل CB ، CC را بنویسید

$$\begin{cases} I_c = I_0 \left[ \exp\left( \dfrac{v_{be}}{\eta V_t} \right) - 1 \right] \left(1 + \dfrac{V_{ce}}{V_A}\right) \\[2ex] I_b = I_0' \left[ \exp\left( \dfrac{v_{be}}{\eta V_t} \right) - 1 \right] \left(1 + \dfrac{V_{ce}'}{V_A}\right) \end{cases}$$

$$h_{11} = \frac{\partial f}{\partial I_1}\Big|_{V_2=cte} = \frac{\partial V_1}{\partial I_1}\Big|_Q = \frac{v_1}{i_1}\Big|_Q$$



← $h_{ie}$ مدار لازم برای

تمرین : مدارهای لازم را برای سایر پارامترها رسم کنید

$$I_e = \frac{I_c}{\alpha} = I_o\left[\exp\left(\frac{V_{be}}{\eta V_t}\right)-1\right]\left(1+\frac{V_{CE}}{V_A}\right)$$

$$h_{oe} = \frac{\partial I_c}{\partial V_{CE}}\bigg|_Q = \frac{1}{V_A}\cdot \alpha I_o\left[\exp\left(\frac{V_{be}}{\eta V_t}\right)-1\right]\bigg|_Q = \frac{1}{|V_A|}\,\frac{I_{CQ}}{1+\frac{V_{CEQ}}{|V_A|}} = \frac{I_{CQ}}{|V_A|+V_{CEQ}} \simeq \frac{I_{CQ}}{|V_A|}$$

EX. $I_{CQ} = ۲^{mA}$ , $|V_A| = ۲۰۰$ Volt $\Rightarrow h_{oe} = \frac{۲}{۲۰۰}{}^{m} = ۱۰^{-۵}\ ℧$

مقاومت بین C صدها kΩ است و از 10kΩ بزرگتر است.

$$h_{ie} = \frac{\partial V_{be}}{\partial I_b}\bigg|_Q = \frac{1}{\left(\frac{\partial I_b}{\partial V_{be}}\right)\Big|_Q} = \frac{1}{\frac{1}{\eta V_t}I'_o\exp\left(\frac{V_{be}}{\eta V_t}\right)\Big|_Q} = \frac{\eta V_t}{I_{BQ}} = \left(\frac{\eta V_t}{I_{EQ}}\right)(\beta+1)$$

$\frac{\eta V_t}{I_{EQ}}$ → $r_e$ ← مقاومت دینامیکی

$$I_b \simeq I'_o \exp\left(\frac{V_{be}}{\eta V_t}\right)$$

$h_{ie}$ از اردر kΩ است ،

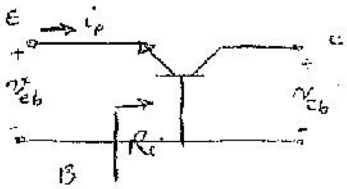
$h_{re} \simeq 10^{-5} - 10^{-6} \simeq 0 \Rightarrow$ نمی‌شود اندازه‌گیری دقیق کرد

$$\begin{cases} h_{fe} \simeq \beta \simeq 100-300 \\ I_c = \beta I_B + (1+\beta) I_{C} \end{cases}$$

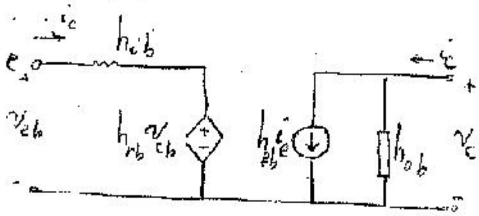
⊛ با تغییر نقطه کار h ها نیز عوض می‌شوند

۱- مدار معادل ss آن CB

۲- کار با مدار معادل CE



E
$i_e$
$v_{eb}$
C
$v_{cb}$
$R_i$
B



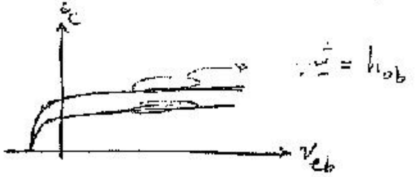
$i_e$
$h_{ib}$
e
$v_{eb}$
$h_{rb} v_{cb}$
$h_{fb} i_e$
$h_{ob}$
$v_{cb}$
$i_c$

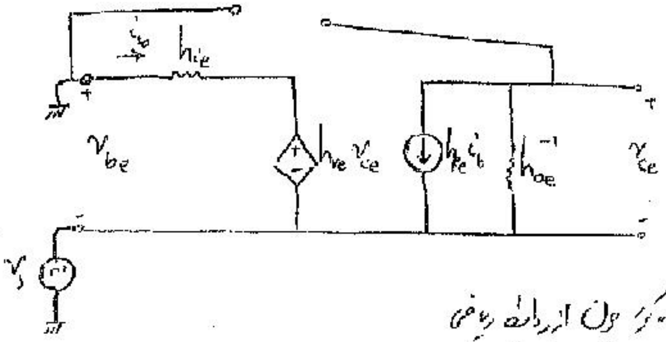
$$v_{eb} = h_{ib}\, i_e + h_{rb}\, v_{cb}$$

$$h_{ib} = \frac{\partial v_{eb}}{\partial I_e}\Big|_{V_{cb}=cte} = \frac{1}{\left(\frac{\partial I_e}{\partial V_{eb}}\right)_Q} = \frac{1}{\frac{I_{EQ}}{\eta V_t}} = \frac{\eta V_t}{I_{EQ}} = r_e = \frac{h_{ie}}{1+\beta}$$

[illegible]

$$h_{fb} \simeq \alpha$$



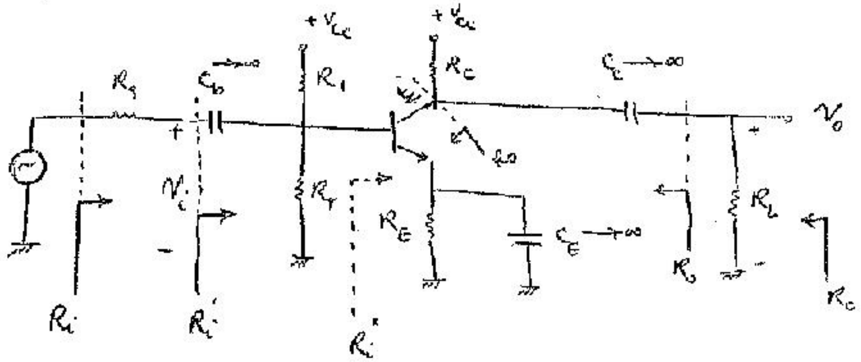


$i_b$
$h_{ie}$
$v_{be}$
$h_{re} v_{ce}$
$h_{fe} i_b$
$h_{oe}^{-1}$
$v_{ce}$
$v_s$

نکته: به مدار معادل بالا می‌توان از مدل پایین استفاده کرد چون از رابطه ریاضی بدست آمده است و با این ترانزیستور نمی‌توان فقط به بیرون مدار خروجی توجه داشت.

$$h_{ob} = \frac{\partial i_c}{\partial v_{cb}}\Big|_{\substack{I_E=cte\\ i_e=0}}$$

مثال:



$+V_{cc}$
$+V_{cc}$
$R_s$
$C_b \to \infty$
$R_1$
$R_C$
$C_c \to \infty$
$v_o$
$v_s$
$v_i$
$R_2$
$R_E$
$C_E \to \infty$
$R_L$
$R_o$
$R_o$
$R_i$
$R_i'$
$R_i''$

$R_i = R_s + R_i'$ $\qquad R_i' = R_1 \| R_2 \| R_i'' \qquad \Rightarrow R_i = R_s + R_1 \| R_2 \| R_i''$

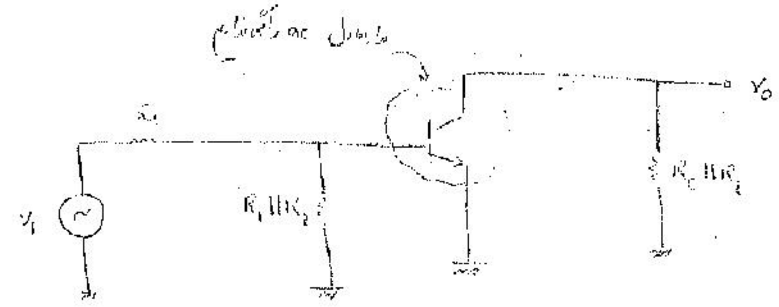
$A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} \qquad A_{v_i} = \frac{v_o}{v_i}$

نکته: کوپلینگ فقط به مقادیر ac تعلق دارد

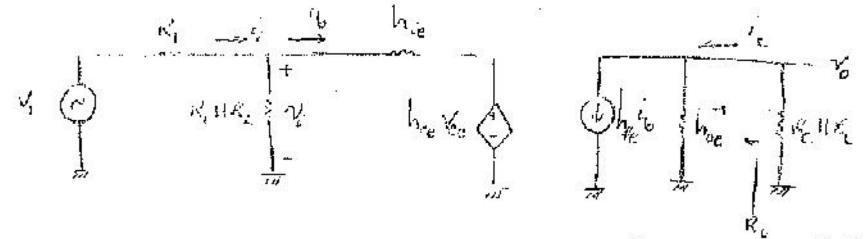
تنها $v_o$ ، $v_i$ را بررسی هستند

تحلیل DC : انجام شده و نقطه Q در ناحیه فعال است. :

تحلیل ac :



مدل ac ترانزیستور
$v_o$
$R_C \| R_L$
$v_i$
$R_1 \| R_2$



$v_i$
$R_1 \| R_2$
$v_i$
$i_b$
$h_{ie}$
$h_{re} v_{ce}$
$h_{fe} i_b$
$h_{oe}^{-1}$
$R_C \| R_L$
$i_c$
$v_o$
$R_L$

چون جهت $h_{fe}\, i_b$ نشان داده شده [illegible] $v_o$ با $v_i$ [illegible] $i_b$ [illegible]

$$v_o = -h_{fe}\, i_b\, (h_{oe}^{-1} \| R_C \| R_L)$$

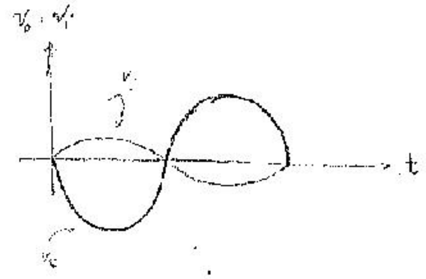
$$v_i = h_{ie}\, i_b + h_{re}\, v_{ce} = (h_{ie} - h_{fe}(h_{oe}^{-1} \| R_C \| R_L))\, i_b$$

$$\Rightarrow A_{v_i} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-h_{fe}(h_{oe}^{-1} \| R_C \| R_L)}{h_{ie} - h_{fe}(h_{oe}^{-1} \| R_C \| R_L)\cdot h_{re}} \simeq -\frac{h_{fe}(h_{oe}^{-1} \| R_C \| R_L)}{h_{ie}}$$

$$h_{oe}^{-1} \| R_C \| R_L \simeq R_C \| R_L$$

$$\Rightarrow A_{v_i} = -\frac{h_{fe}(R_C \| R_L)}{h_{ie}} \simeq -\frac{R_C \| R_L}{r_e}$$

$r_e$ در حدود 25Ω است اگر $R_C = R_L = 1k\Omega$ ، $A_{v_i} \simeq -20$



علامت منفی نشاندهنده این است که بین سیگنال ورودی و خروجی اختلاف فاز [illegible] داریم.

$R_1$ ، $R_2$ ، $R_E$ مقادیر بزرگی هستند تا سیگنال [illegible] $R_E$ [illegible]

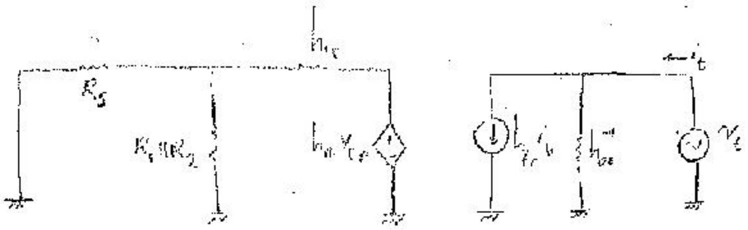
[illegible]

$$A_{i_i} = \frac{i_c}{i_i}$$

$$i_c = h_{fe}\, i_b \cdot \frac{h_{oe}^{-1}}{h_{oe}^{-1} + R_C \| R_L} \qquad i_i = \frac{v_i}{R_1 \| R_2} + i_b = \frac{[h_{ie} - h_{fe} h_{re}(h_{oe}^{-1} \| R_C \| R_L)]\, i_b}{R_1 \| R_2} + i_b$$

$$\Rightarrow A_{i_i} = A_{I_i} = \frac{i_c}{i_i} = \frac{+h_{fe}}{1 + (R_C \| R_L) h_{oe}} \times \frac{1}{1 + \frac{h_{ie} - h_{re} h_{fe}(R_C \| R_L)}{R_1 \| R_2}} \simeq +h_{fe}$$

تمرین: $A_{V_s}$ ، $A_{I_s}$ را بیابید.


$h_{ie}$
$R_S$
$R_1 \| R_2$
$h_{re} v_{ce}$
$h_{fe} i_b$
$h_{oe}^{-1}$
$i_t$
$v_t$

می خواهیم $R_o$ را بیابیم

$$R_o = \frac{v_t}{i_t}\Bigg|_{\substack{v_s = 0 \\ I_s = 0}}$$

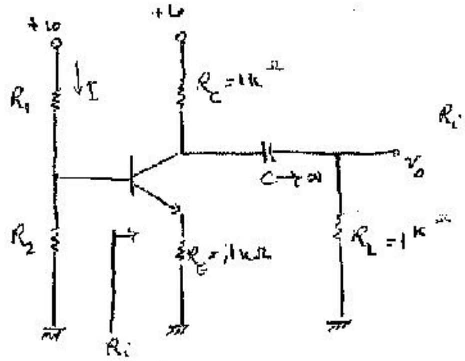
$$\text{if} \quad h_{re} = 0 \longrightarrow R_o = h_{oe}^{-1}$$

$$\text{if} \quad h_{re} \neq 0 \longrightarrow v_{ce} = v_t$$

$$\Rightarrow i_t = \frac{v_t}{h_{oe}^{-1}} + h_{fe} i_b \qquad i_b = -\frac{h_{re} v_t}{h_{ie} + R_s \| R_1 \| R_2}$$

ترانزیستور Darlington :

مثال: در مدار شکل زیر ترانزیستور در بهترین نقطه کار آن تنظیم شده است مقدار مقاومت های $R_1$ ، $R_2$ را تعیین کنید.



$V_{CEsat} = ۰٫۳^{Volt}$  $\beta = 100$  $V_{BEon} = ۰٫۷^{Volt}$

$R_i = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_E$

۰ $R_1$ ، $R_2$ مقادیر استاندارد $E_{12}$ باشند .

استاندارد $E_{12}$ شامل ۱۲ مقاومت با ±۱۰ درصد تلرانس [illegible] $۱^{\Omega}$

مقادیر: $1,2$ مضرب های $1$ ، $1,2$ ، $1,5$ ، $1,8$ ، $2,2$ ، $2,7$ ، $3,3$ ، $3,9$ ، $4,7$ ، $5,6$ ، $6,8$ ، $8,2$

برای مثال $E_6$ [illegible] $۱^{\Omega} \longrightarrow ۱٫۱^{\Omega}$ ، $۱^{\Omega}$ ، $۱۰^{\Omega}$ ، ... ، $۱۰^{M\Omega}$

$(I_{CQ} , V_{CEQ})$

$$\begin{cases} DC: & V_{CC} = (R_C + R_E) I_{CQ} + V_{CEQ} \\ AC: & V_{CEQ} = (R_C \| R_L + R_E) I_{CQ} + V_{CEsat} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{CQ} \simeq 5,7^{mA} \\ V_{CEQ} \simeq 3,72^{Volt} \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{R_2} = V_{BEon} + ۰٫۱ \times 10^3 \times 5,7 \times 10^{-3} = ۰٫۷ + ۰٫۵۷ = 1,27^{Volt} \\ V_{R_1} = V_{CC} - V_{R_2} = ۱۰ - ۱٫۲۷ = ۸٫۷۳^{Volt} \end{cases}$$

اگر $I_B$ را در نظر نگیریم خواهیم داشت : $\dfrac{V_{R_2}}{V_{R_1}} \simeq \dfrac{R_2}{R_1}$ ، $\dfrac{V_{R_1}}{V_{R_2}} \simeq \dfrac{R_1}{R_2} = ۶٫۸V$

برای این منظور باید مقادیری را انتخاب کنیم که نسبت آنها ۶٫۸ باشد ($۱^K$، $۶٫۸^{K\Omega}$) یا ($۱^{\Omega}$، $۶٫۸^{\Omega}$) ... کدام را باید انتخاب کرد؟

برای اینکه سیگنال ac به ترانزیستور برسد باید $R_1$ و $R_2$ ، max مقدار را داشته باشند تا در مسیر زمین بیشتر سیگنال تلف نشود و به BASE برسد.

[illegible]

$$\begin{cases} I_{BQ} = \dfrac{I_{CQ}}{\beta} = ۵۷^{\mu A} \\ I \gg I_{BQ} \Rightarrow I > ۱۰ \times ۵۷^{\mu A} \end{cases} \Rightarrow \boxed{I \geqslant ۰٫۵۷^{mA}}$$

ضریب اطمینان ۱۰

$I \simeq \dfrac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_1 + R_2 \leq \dfrac{V_{CC}}{۰٫۵۷} \simeq ۲۰^{k\Omega}$

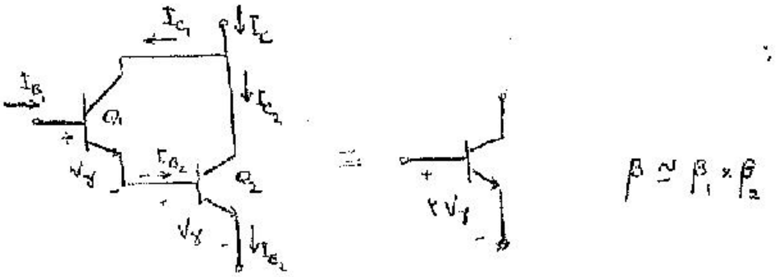
$\Rightarrow R_1 = ۶٫۸^{k\Omega}$ , $R_2 = ۱^{k\Omega}$  $R_1 + R_2 = ۷٫۸^{k\Omega} \leq ۲۰^{k\Omega}$ ✓

اگر مقاومت ورودی تقویت کننده ۵۰kΩ باشد $R_1 \| R_2 \simeq 12k$ مشکل ترانزیستور را حل ... راه حل

این است که β را تغییر دهیم $R_1 + R_2 \le 10^{M\Omega}$ و نیز $R_1$ , $R_2$ را نمی‌توان خیلی بزرگ ... β را تغییر دهیم:

راه حل این است: استفاده از ترانزیستور $\boxed{\text{Darlington}}$

ترانزیستور Darlington :



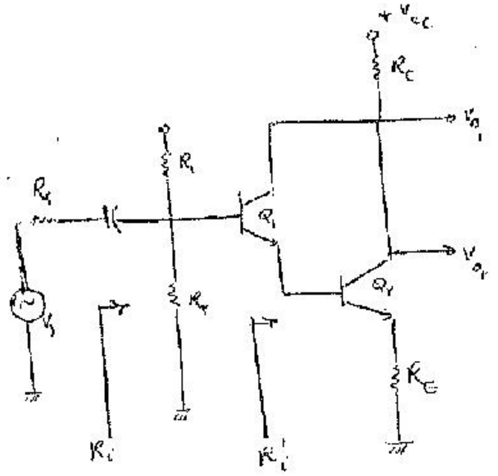
$I_{C_1}$
$I_C$
$I_B$
$Q_1$
$I_{E_2}$
$V_\gamma$
$I_{B_2}$
$Q_2$
$V_\gamma$
$I_{E_2}$
$2V_\gamma$

$\beta \simeq \beta_1 \times \beta_2$

تمرین: از اینکه ترانزیستورهای $Q_1$ و $Q_2$ که یک ترانزیستور تشکیل شده β آن که Darlington است استخراج کنید؟

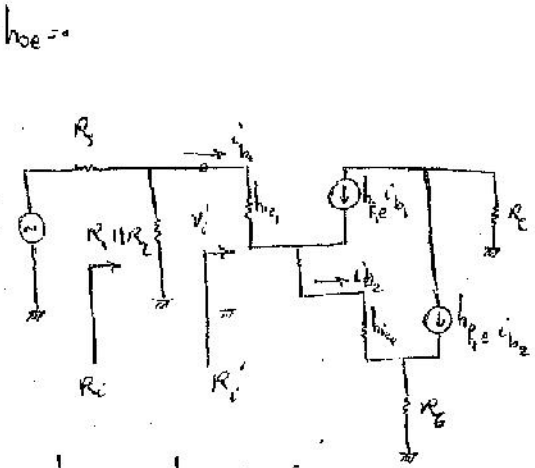
$$\beta_{tot} = \frac{I_C}{I_{B_1}} \qquad , \quad I_C = I_{C_1} + I_{C_2} = \beta_1 I_{B_1} + \beta_2 I_{B_2} = \beta_1 I_{B_1} + \beta_2 I_{E_1}$$

$$\Rightarrow I_C = \beta_1 I_{B_1} + (1+\beta_1)\beta_2 I_{B_1} \quad \Rightarrow \quad \beta_{tot} = \frac{I_C}{I_{B_1}} = \frac{\beta_1 + (1+\beta_1)\beta_2}{1} \simeq \beta_1 \beta_2$$



$+V_{CC}$
$R_C$
$v_{o_1}$
$R_1$
$R_s$
$Q_1$
$v_{o_2}$
$Q_2$
$v_s$
$R_2$
$R_E$
$R_i$
$R_i'$

$h_{re} = h_{oe} = 0$



$R_s$
$i_{b_1}$
$h_{ie_1}$
$h_{fe_1} i_{b_1}$
$R_C$
$v_s$
$R_1 \| R_2$
$v_i'$
$i_{b_2}$
$h_{ie_2}$
$h_{fe_2} i_{b_2}$
$R_i$
$R_i'$
$R_E$

$$R_i' = \frac{v_i'}{i_{b_1}} \qquad v_i' = h_{ie_1} i_{b_1} + (1+h_{fe_1}) i_{b_1} h_{ie_2} + (1+h_{fe_2})(1+h_{fe_1}) i_{b_1} R_E$$

$$\Rightarrow R_i' = h_{ie_1} + (1+h_{fe_1}) h_{ie_2} + (1+h_{fe_1})(1+h_{fe_2}) R_E \simeq (1+h_{fe_1})(1+h_{fe_2}) R_E$$

$R_i'$ در حدود $\underline{10}^{M\Omega}$ است

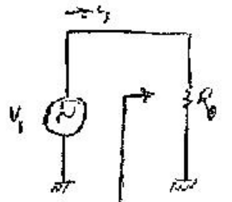
$$R_i = (R_1 \| R_2) \| R_i' \simeq R_1 \| R_2$$

دیدیم که $R_i$ در حدود ... kΩ است که با این حال ... تقویت هم بزرگ تشکیل شده $R_1$ , $R_2$ ... باید تا

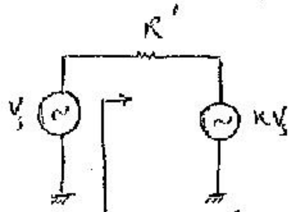
... در حدود ... تقویت ترانزیستور $R_2$ ... اضافه ... بالای ... شکل زیر تشکیل ...

$$\left|\frac{V_{o2}}{V_i'}\right| = ? \; \frac{(1+h_{fe_1})(1+h_{fe_2})R_E}{h_{ie_1}+(1+h_{fe_1})h_{ie_2}+(1+h_{fe_1})(1+h_{fe_2})R_E} \simeq 1$$

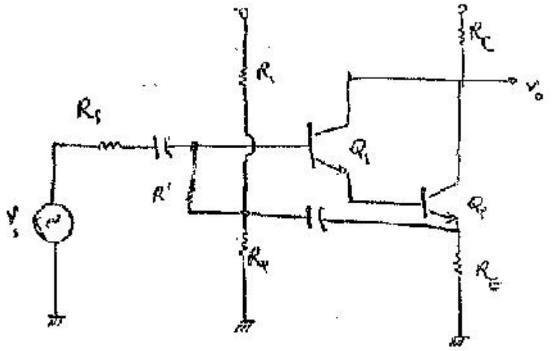
آرایش CC ، Emitter Follower می‌توان یک سیستم ایجاد کنیم، مقاومت ورودی را زیاد کنیم.



$$R_i = \frac{V_s}{i_s} = \frac{V_s}{\frac{V_s}{R}} = R$$



$$R_i = \frac{R'}{1-K}$$



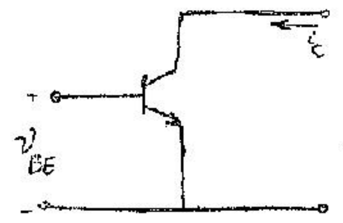
R
$R_C$
$v_o$
$R_s$
$Q_1$
$R'$
$Q_2$
$V_s$
$R_2$
$R_E$

$$R_i = R' \parallel R_i' \simeq R_i'$$

۱- تقریب سیگنال کوچک (SS)

۲- تقویت کننده های چند طبقه ای

۳- پاسخ فرکانسی ~~قطع پایین~~ $f_{L\,3dB}$



$$i_c \simeq I_0\left(\exp\left(\frac{v_{BE}}{\eta V_t}\right)-1\right)$$

برای اینجا میتوان ضریب ایده‌آل را ۱ فرض کرد

$$I_{CQ}+i_c = I_0\left[\exp\left(\frac{V_{BEQ}+v_{be}}{\eta V_t}\right)-1\right] \simeq I_0\exp\left(\frac{V_{BEQ}+v_{be}}{\eta V_t}\right)$$

$$\text{if } v_{be}=0 \Rightarrow i_c=0 \Rightarrow I_{CQ}=I_0\left[\exp\left(\frac{V_{BEQ}}{\eta V_t}\right)-1\right] \simeq I_0\exp\left(\frac{V_{BEQ}}{\eta V_t}\right)$$

$$I_{CQ}+i_c = I_0\exp\left(\frac{V_{BEQ}}{\eta V_t}\right)\exp\left(\frac{v_{be}}{\eta V_t}\right) = I_{CQ}\exp\left(\frac{v_{be}}{\eta V_t}\right) = I_{CQ}\left(1+\frac{v_{be}}{\eta V_t}+(\quad)^2+\cdots\right)$$

$$\Rightarrow i_c = I_{CQ}\left[\frac{v_{be}}{\eta V_t}+(\quad)^2+\cdots\right]$$

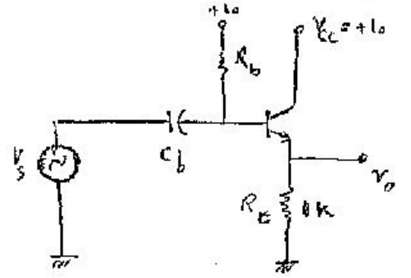
رابطه فوق هنگامی خطی است که عبارت دوم و سوم و ... نسبت به جمله اول قابل صرف نظر باشند بنابراین خواهیم داشت :

$$\frac{(\quad)^2}{(\quad)} \ll 1 \Rightarrow (\quad) \ll 1 \Rightarrow \frac{v_{be}}{\eta V_t} \ll /1 \Rightarrow \boxed{v_{be} \ll /1\,\eta V_t}$$

$v_{be}$ مقدار سیگنال اعمالی ؟ بسیار کمتر است

$$\Rightarrow i_{c\,max} = /1\, I_{CQ} \qquad \boxed{i_c \le /1\, I_{CQ}}$$

مثال : در مدار شکل زیر ترانزیستور در بهترین نقطه کار است که ماکزیمم دامنه ورودی چقدر شود تا شرط مدل سیگنال کوچک برقرار باشد



$V_{CEsat}=0$ ; $\beta=100$

آرایش کلکتور مشترک است

$$\begin{cases} V_{cc}=V_{CEQ}+1^{k}\times I_{CQ}\ \text{mA} \\ V_{CEQ}=R_E I_{CQ} \end{cases}$$

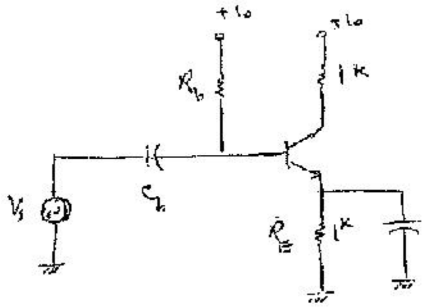
$I_{CQ} = \frac{10^{V}}{4^{K}} = 2.5^{mA}$

از رابطه $v_{be} \leq 0.2 V_t$ می توان استفاده کرد

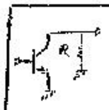
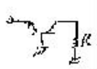
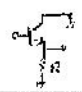
$v_{sp} = v_{bep} + v_{ep} = 0.2 V_t + R_E\, i_{cp} \quad 0.2 \times 25m + 1^{K} \times 0.2 \times 2.5m$

[illegible] $\Rightarrow v_{sp} = 5m + 500m \cong 505 mV$

$$\boxed{v_{sp} \cong 505 mV}$$

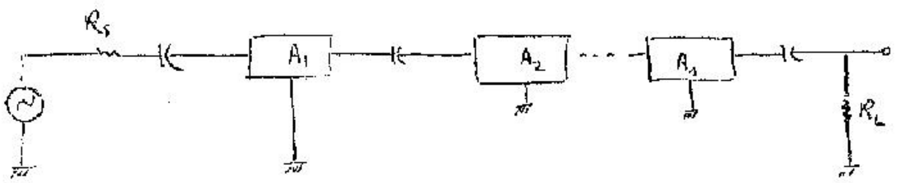


تمرین، مسئله فوق را برای مدار زیر حل کنید

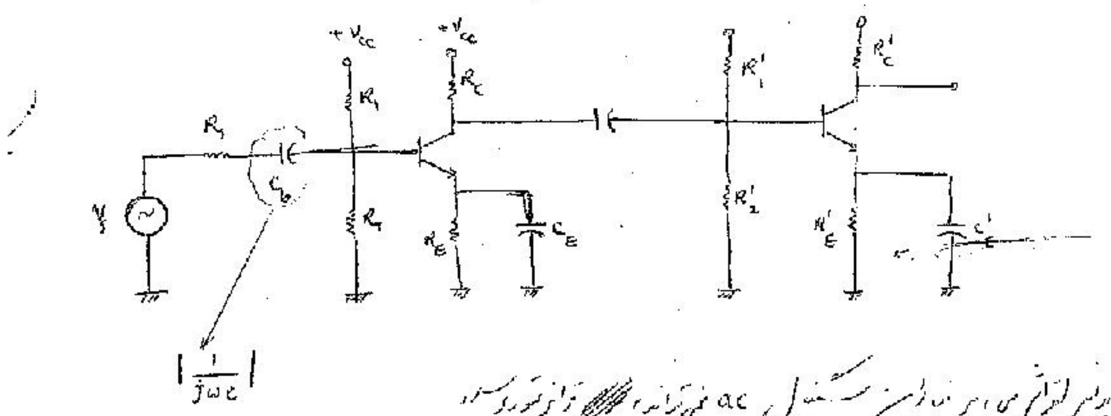
| | پارامتر / آرایش | $A_v$ | $A_i$ | $R_i$ | $R_o$ |
|---|---|---|---|---|---|
|  | CE | $-\frac{\sum R_{ac_o}}{\sum R_{ac_E}} = -\frac{R}{r_e}$ | $h_{fe}$ | $h_{ie}$ | $R$ |
|  | CB | $+\frac{\sum R_{ac_o}}{\sum R_{ac_E}} = \frac{R}{r_e}$ | $\simeq -1$ | $r_e$ | $R$ |
|  | CC | $+\frac{R}{R + r_e}$ | $h_{fe}$ | $h_{ie} + (1 + h_{fe})R$ | $R \parallel \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \simeq r_e$ |

* اگر بخواهیم gain مدار زیاد شود یکی از راه حل های این است مقدار R را افزایش دهیم اما با افزایش R جریان ما را هم افزایش دهیم

مگر ترانزیستور منبع تغذیه بزرگتر نیاز داشته باشیم. راه حل دیگر که داده ام استفاده از ترانزیستورهای چند طبقه است



طبقه اول بین تقویت کننده باشد ، طبقه دوم هم تقویت کننده باشد ، سوم عنوانی تا بهره های مورد نیاز .

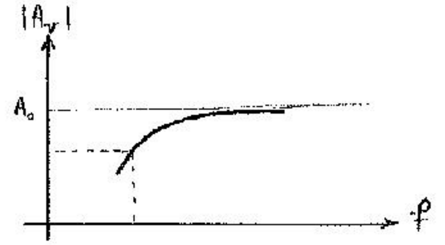

$+V_{cc}$
$+V_{cc}$
$R_1$
$R_C$
$R_s$
$C_b$
$v_s$
$R_2$
$R_E$
$C_E$
$R'_1$
$R'_2$
$R'_C$
$R'_E$
$C'$
$\left|\frac{1}{j\omega c}\right|$

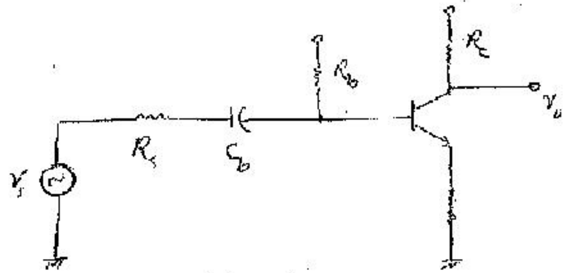
* با کاهش فرکانس امپدانس خازن زیاد می‌شود بنابراین سیگنال ac نمی‌تواند تا ترانزیستور برسد

تقویت شود به این دلیل بهتر است خازن‌ها را انتخاب کنیم تا با این مشکل برنخوریم

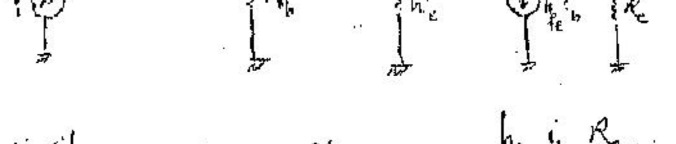
* همچنین اگر خازن 10μF نیاز داشتیم ولی به جای آن از خازن 100μF بخواهیم استفاده کنیم اولاً اندازه خازن بزرگ

خواهد بود ثانیاً از لحاظ اقتصادی مقرون به صرفه نخواهد بود



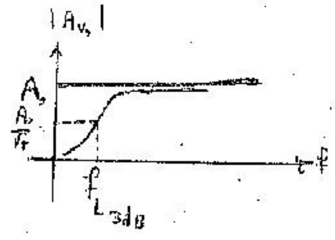

$R_b$
$R_c$
$v_o$
$R_s$
$C_b$
$v_s$

$h_{re} = h_{oe} = 0$


$R_s$
$C_b$
$v_s$
$R_b$
$h_{ie}$
$h_{fe} i_b$
$R_c$
$v_o$

بدون خازن
$C_b \to \infty$

$$A_{V_s} = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{h_{fe}\, i_b\, R_c}{i_b\left[h_{ie} + R_s\left(1+\frac{h_{ie}}{R_b}\right)\right]}$$



$$v_o = \frac{-v_s}{R_s + \frac{1}{j\omega C_b} + R_b \parallel h_{ie}} \times \frac{R_b}{R_b + h_{ie}} \times h_{fe} \times R_c$$

$\Delta\omega \propto \frac{\Delta S}{S} \longrightarrow \omega \propto \log$

$P_i = \frac{V_i^۲}{R_i} \qquad P_o = \frac{V_o^۲}{R_o} \qquad \{ R_o = R_i$

$\text{Bell} = \log \frac{P_۲}{P_۱} \qquad dB = ۱۰ \log \frac{P_۲}{P_۱} \qquad dB_m = ۱۰ \log \frac{P_۲}{۱\,mW}$

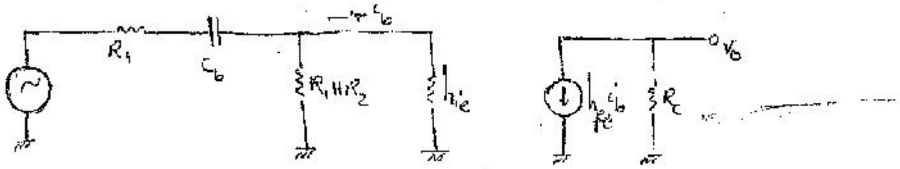
$\Rightarrow dB = ۱۰ \log \frac{V_o^۲}{V_s^۲} = ۲۰ \log \frac{V_o}{V_s} = ۲۰ \log |A_{V_s}|$

هرگاه $\frac{۱}{۲}$ ، $\frac{P_۲}{P_۱}$ تغییر شدیدی رخ می‌دهد

تغییر نسبی $= ۱۰ \log \frac{P_۲}{P_۱} - ۱۰ \log \frac{P_۲}{۲P_۱} = ۱۰ \log ۲ = ۳\, d_B$

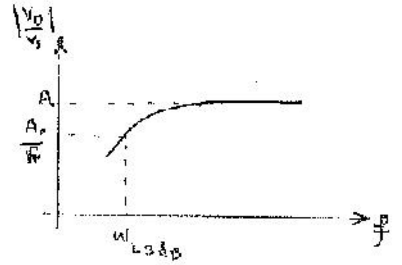
محاسبه فرکانس 3dB

ترانزیستورهای آبشاری :



$R_s$
$C_b$
$i_b$
$R_1 \| R_2$
$h_{ie}$
$h_{fe} i_b$
$R_C$
$v_o$

$$\frac{v_o}{v_s}(j\omega) = -h_{fe} R_C \cdot \frac{R_1 \| R_2}{h_{ie} + R_1 \| R_2} \cdot \frac{1}{R_s + \frac{1}{j\omega C_b} + R_1 \| R_2 \| h_{ie}}$$

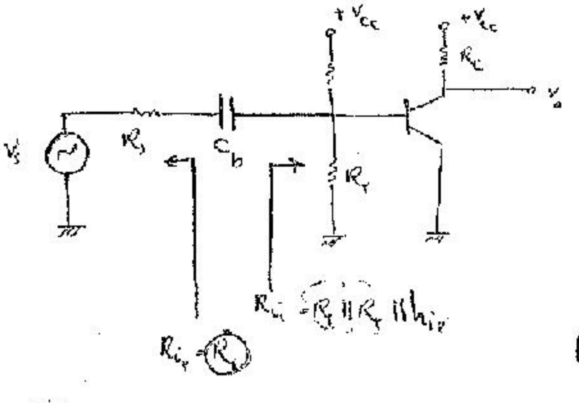


$$\left.\frac{v_o}{v_s}\right|_{\omega \gg} = A_o = -h_{fe} R_C \frac{R_1 \| R_2}{h_{ie} + R_1 \| R_2} \times \frac{1}{R_s + R_1 \| R_2 \| h_{ie}}$$

$$|A_{v_1}|^2_{j\omega} = h_{fe}^2 R_C^2 \left(\frac{R_1 \| R_2}{h_{ie} + R_1 \| R_2}\right)^2 \times \frac{1}{(\omega^2 C_b^2)^{-1} + (R_s + h_{ie} \| R_1 \| R_2)^2}$$

$$\text{if} \quad \omega = \omega_{L3dB} \Rightarrow |A_{v_1}|^2 = \frac{A_o^2}{2}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{\omega_L C_b} = R_s + R_1 \| R_2 \| h_{ie} \longrightarrow \omega_{L3dB} = \frac{1}{C_b(\boxed{R_s} + R_1 \| R_2 \| h_{ie})}$$

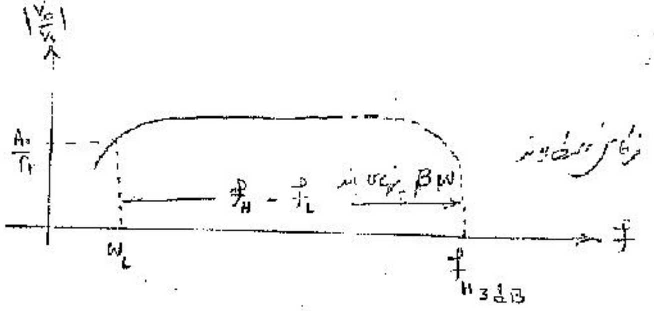


$+V_{CC}$
$+V_{CC}$
$R_C$
$v_o$
$v_s$
$R_s$
$C_b$
$R_2$
$R_{i_1} = R_1 \| R_2 \| h_{ie}$
$R_{i_2} = R_s$

$$\omega_{L3dB} = \frac{1}{C_x \, R_{eq_{cx}}}$$

از دید خازن ، مدار را نگاه می‌کنیم ، مقاومت را می‌بینیم جمع می‌کنیم

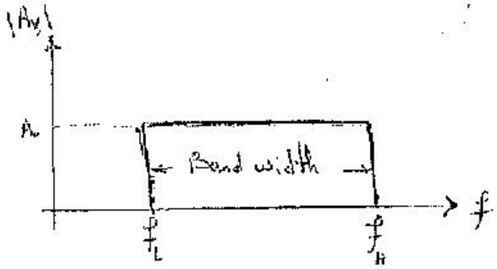
اگر [illegible] برای چند ترانزیستور داشته باشیم واضح است :



فرکانس قطع بالا

فرض ⇓

هرگاه ما می‌شد از [illegible] مدارات تماماً :

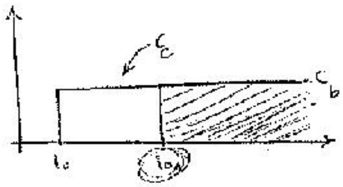


با فرض $f_{L_{C_b}} = 100\ Hz$ ، $f_{L_{C_c}} = 10\ Hz$

(?)

دو خازن $C_b$ و $C_c$ که از مدارات تقویت می‌کنیم خازن کوچک را

دارا باشیم که از لحاظ اقتصادی مقرون به صرفه باشد



ترانزیستورهای اثر میدانی : FET ، J-FET ، MOSFET

FET: field effect Transistor

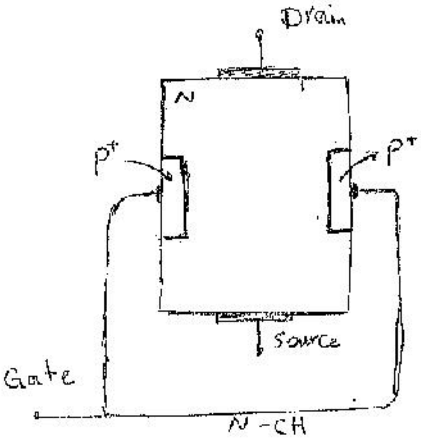
J-FET: junction

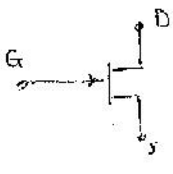
MOSFET: metal oxid Semiconductor

* المان‌های اثر میدانی فقط فقط با یک نوع حامل اکثریت عمل می‌کنند به همین خاطر آن‌ها را unit-polar می‌گویند

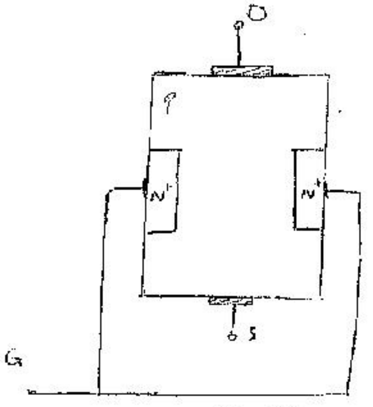
FET ، J-FET دارای نوع N و نوع P می‌باشند

Mos دارای نوع N و نوع P می‌باشند که به دلیل سرعت بیشتر نوع N را انتخاب می‌کنیم

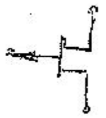


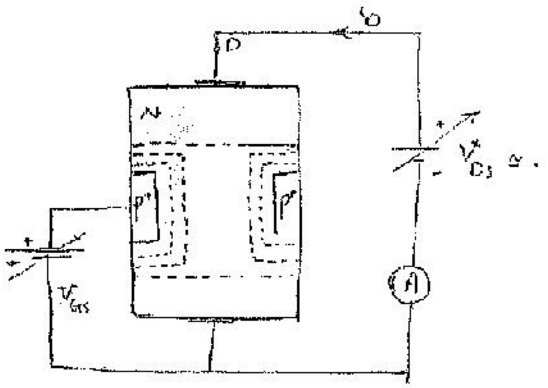


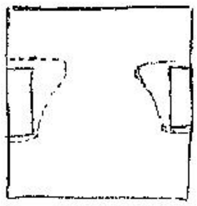
* جریان Gate همیشه در حد اشباع معکوس است

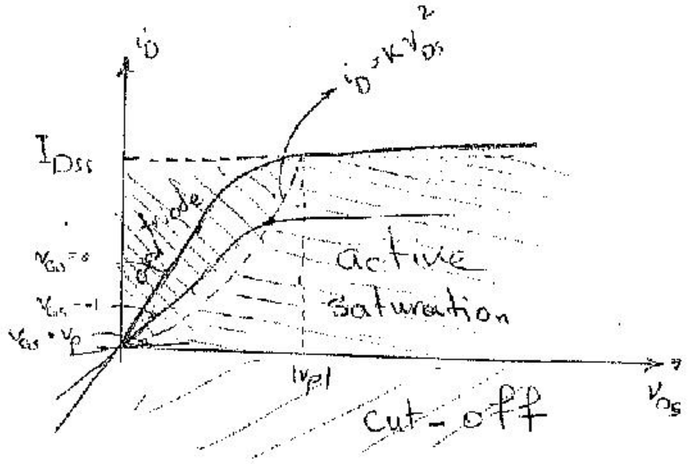


P - CH




$i_D$
D
N
P⁺
P⁺
$V_{DS} \approx 0$
$V_{GS}$
A





ابتدا فرض می‌شود که $v_{DC} \approx 0$

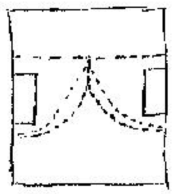
ولتاژ تنگش $v_p = v_{Pinch}$

در $v_{DC}$ اگر چه با تغییر شدید $v_{DS}$ تغییری

بوجود می‌آید ولی در این منطقه تقریباً جریان

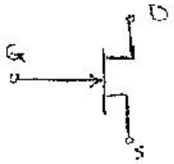
ثابت خواهد بود.

بزنی $v_p = -8$ volt

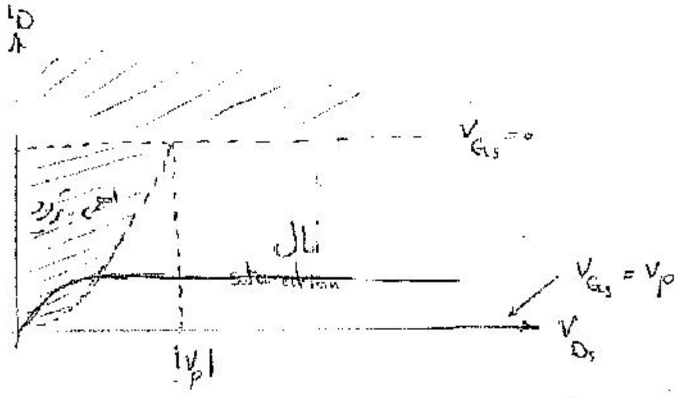


$$i_D = K V_{DS}^2 = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} V_{DS}^2$$

تمرین: منحنی مشخصه Gate ترک را رسم نمایید



## ترانزیستورهای اثر میدانی :

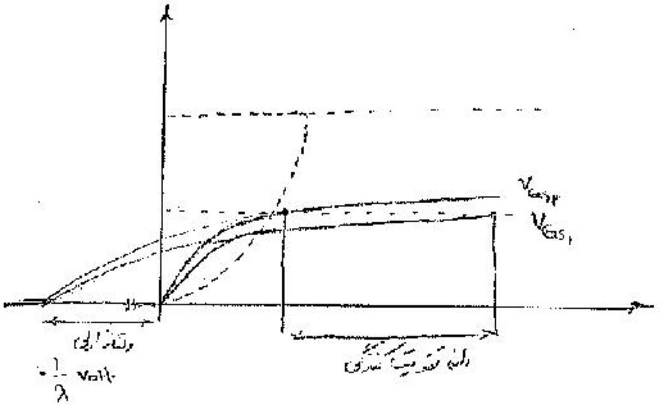


شرط کار در ناحیه اهمی یا تریود این است که $V_{GD} \geq V_p$ که معادل این شرط به صورت زیر می‌شود

$$|V_{ds}| \leq |V_{GS}-V_p| \rightarrow i_D \simeq I_{DSS}\left[2\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)\left(\frac{-V_{DS}}{V_p}\right)-\left(\frac{V_{DS}}{V_p}\right)^2\right] \quad ⊛$$

$$R_{ds} \triangleq \frac{V_{DS}}{I_D}\bigg|_Q = \frac{V_{DS}}{I_{DSS}\left[2\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)\left(\frac{-V_{DS}}{V_p}\right)-\cancel{\left(\frac{V_{DS}}{V_p}\right)^2}^{0}\right]}\Bigg|_Q$$

یکی از شرط‌های رابطه ⊛ همین این است که $i_D$ نمی‌تواند بزرگتر از $I_{DSS}$ باشد.



$\lambda \simeq 0/01 - 0/001 \ \text{volt}^{-1}$

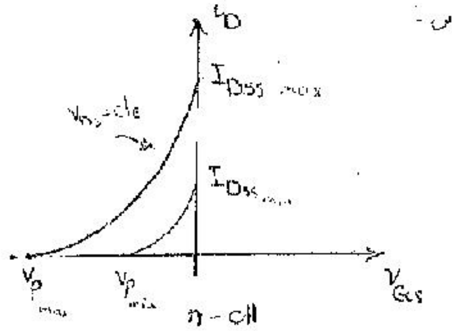
برای ناحیه اشباع : $V_{GD} \geq V_p \Rightarrow |V_{ds}| \geq |V_{GS}-V_p| \Rightarrow i_D \simeq I_{DSS}\left(1-\frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2(1+\lambda V_{DS})$

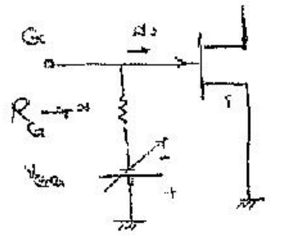
چون λ خیلی کم است معمولاً آن را در نظر نمی‌گیریم، $i_D$ تابعی از $V_{GS}$ است

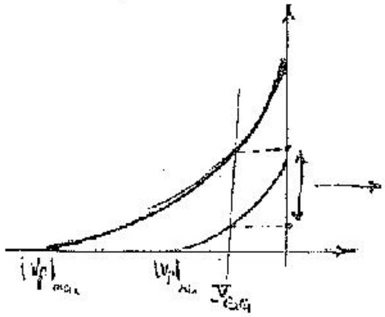
چون جریان G همواره صفر است نیازی به مشخصه ورودی نداریم به همین علت مشخصه انتقالی تعریف می‌شود

منحنی مشخصه انتقالی: این منحنی را فقط برای ناحیه اشباع می‌خواهیم.

برای هر ترانزیستوری $I_{DSS}$ max باشد $|V_p|$ هم max خواهد بود:





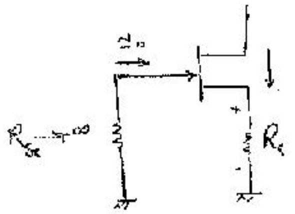


$2^v \le |V_p| \le 6^v$

$20^{mA} \le I_{DSS} \le 60^{mA}$

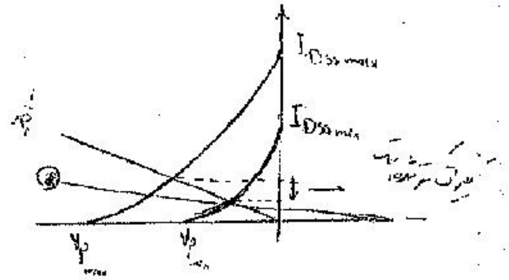
تغییرات جریان زیاد است

⊛ این روش قابل قبول نیست

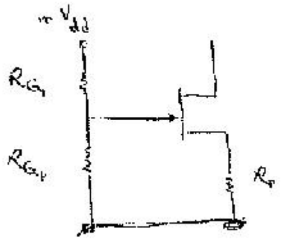


$$V_{GS} = -R_s I_{DQ} \quad ⊛$$

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



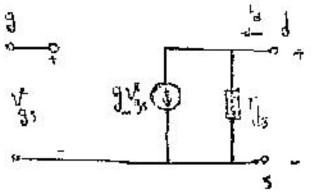
هر چه قدر خط را ماکزیمم به دور مبدا به سمت افقی نزدیک می‌کنیم که تغییرات کمتر شده می‌شود بنابراین سعی می‌کنیم خط افقی‌تر شود. برای اینکه خط افقی شود باید $R_s$ را بزرگ در نظر بگیریم ولی جریان صفر شده و یا بسیار کم می‌شود بنابراین همراه با یک منبع ولتاژ استفاده می‌کنیم تا خط ⊛ آن ترک کند



مدار معادل سیگنال کوچک: ([illegible])

$$\begin{cases} i_G = 0 = g(V_{GS}, V_{DS}) \\ i_D = f(V_{GS}, V_{DS}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_g = 0 \\ i_d = \underbrace{\left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_Q}_{g_m} v_{gs} + \underbrace{\left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_Q}_{r_{ds}^{-1} = g_{ds}} v_{ds} = g_m v_{gs} + g_{ds} v_{ds} \end{cases}$$



تمرین: ترارسانایی سیگنال کوچک برای ترانزیستور JFET را بیابید

$$g_m \triangleq \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_Q = \left.\frac{-2 I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)(1 + \lambda v_{DS})\right|_Q$$

فرض: $V_P = -4\,\text{Volt}$ / $I_{DSS} = 40\,\text{mA}$ / $V_{GSQ} = -2\,\text{Volt}$ / $\lambda \cong 0$

$$\Rightarrow g_m = 10\ \text{mS}$$

ترانزیستور JFET را بخاطر مقاومت ورودی خیلی زیاد در مدارهای ورودی استفاده می‌شود که نمونه این نوع ترانزیستور [illegible] است در ۲،۳،۰،۱

$$g_m = \frac{-2}{V_P}\frac{I_{DQ}}{1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}} = \frac{-2 I_{DQ}}{V_P - V_{GSQ}}$$

* می‌خواهیم $g_m$ تا حد امکان زیاد باشد با توجه به رابطه بالا به نظر می‌رسد $V_P$ اطراف $V_{GSQ}$ باشد که درست نیست چون $I_{DQ}$ خودش بستگی به $(V_P - V_{GSQ})^2$ دارد.

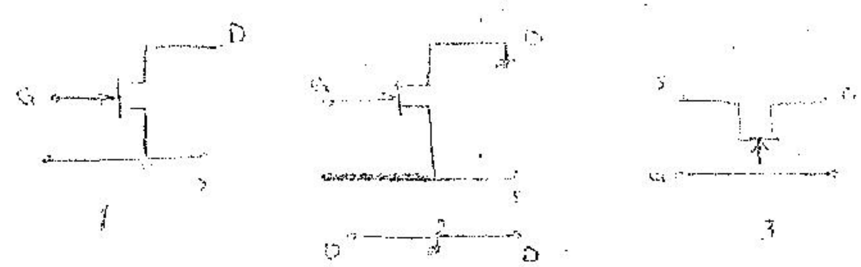
$$r_{ds} = \frac{1}{\left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_Q} = \left.\frac{1}{\lambda I_{DSS}\left(1 - \frac{v_{GS}}{V_P}\right)^2}\right|_Q = \frac{1 + \lambda V_{DSQ}}{\lambda I_{DQ}} = \frac{\frac{1}{\lambda} + V_{DSQ}}{I_{DQ}} \cong \frac{1}{\lambda I_{DQ}}$$

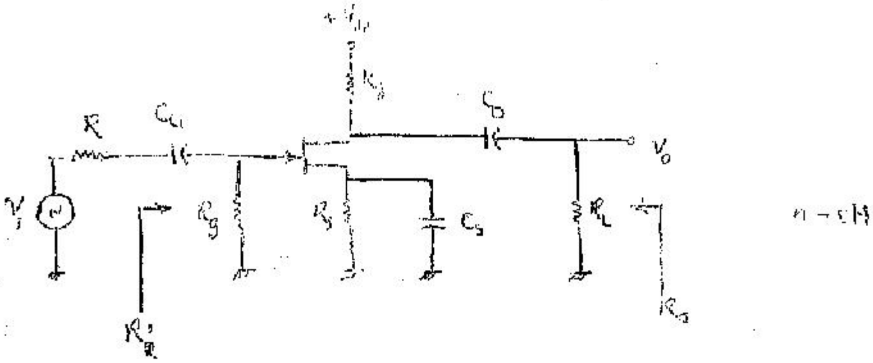
ترکیب‌های JFET .

۱- سورس مشترک CS

۲- درین مشترک CD

۳- گیت مشترک CG

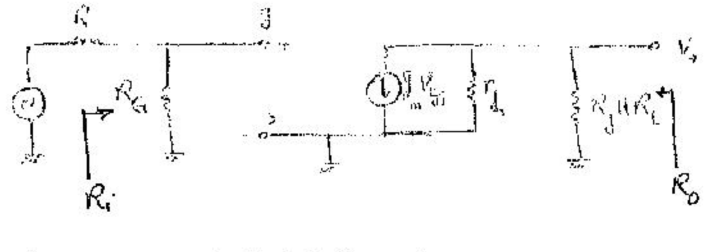

G
D
S
1
G
D
S
D
D
2
S
G
G
3


$+V_{DD}$
$R_d$
$C_D$
$R$
$C_G$
$v_o$
$v_s$
$R_g$
$R_s$
$C_s$
$R_L$
$R_i'$
$R_o$
n-CH

$$\left\{\begin{array}{ll} I_{DQ_1}, V_{GSQ_1} & 0 \le I_{DQ} \le I_{DSS} \\ I_{DQ_2}, V_{GSQ_2} & V_p \le V_{GSQ} \le 0 \\ |V_{dsQ}| \ge |V_{GSQ} - V_p| & \end{array}\right.$$

شرایط

$g_m, r_{ds}$ $\qquad \mu \triangleq g_m r_{ds}$


$R$
$g$
$v_o$
$R_G$
$g_m v_{gs}$
$r_d$
$R_d \| R_L$
$s$
$R_i$
$R_o$

$$v_o = -g_m (r_{ds} \| R_d \| R_L) \cdot v_{gs}$$

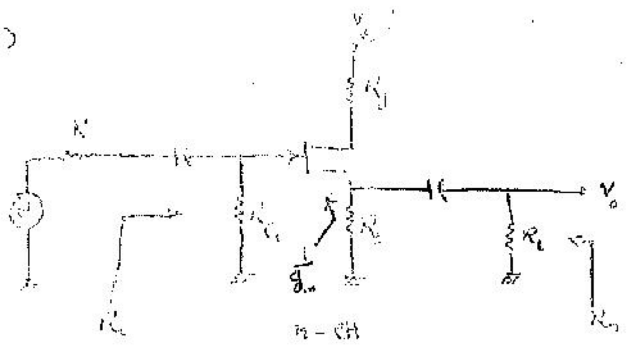
$$v_{gs} = \frac{R_G}{R_G + R} v_s \qquad A_{v_s} = \frac{v_o}{v_s} = -g_m (r_{ds} \| R_d \| R_L) \cdot \frac{R_G}{R_G + R} \simeq -g_m (R_d \| R_L)$$

* اگر از $h_{re}$ صرفنظر کنیم ترانزیستور JFET مانند ترانزیستور bipolar است

$R_i = R_G$ : R مؤثر نیست

$R_o = R_d \| R_L \| r_{ds}$ $\qquad$ * امپدانس خروجی مانند حالت ترانزیستور دو قطبی است

(1)



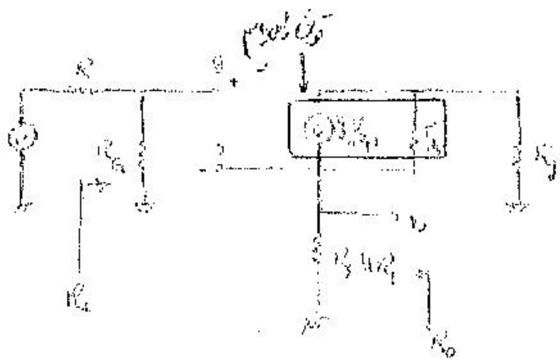
$V_{DD}$
$R_d$
R
$V_s$
$R_G$
$R_s$
$g_m$
$C$
$v_o$
$R_L$
$R_i$
$R_o$
n - CH

[illegible] $R_L$ [illegible]

[illegible]

* [illegible] Source Follower [illegible]

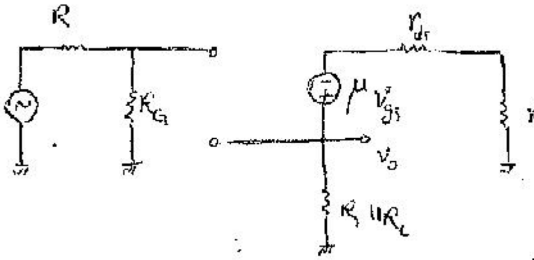
* اتصال تغذیه DC ، [illegible]



R
g
+
-
$R_G$
$r_{ds}$
$R_d$
$v_o$
$R_s \| R_L$
$R_i$
$R_o$

* چون مدل را برای منبع [illegible] ایدال گرفتن

استفاده کنیم [illegible] μ ظاهر می‌شود



R
$R_G$
$r_{ds}$
$\mu v_{gs}$
$R_d$
$v_o$
$R_s \| R_L$

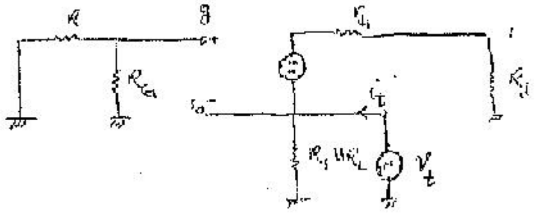
$$v_o = \mu v_{gs} \cdot \frac{R_s \| R_L}{R_s \| R_L + R_d + r_{ds}}$$

μ [illegible] $r_{ds}$ [illegible] $g_m$ [illegible]

$$\frac{R_G}{R+R_G} v_s = v_{gs} - v_o \Rightarrow \frac{R_G}{R+R_G} v_s = \frac{v_o}{\mu \frac{R_s \| R_L}{R_s \| R_L + R_d + r_{ds}}} + v_o$$

$$\boxed{R_G \gg R}$$

$$\Rightarrow \frac{v_o}{v_s} = \frac{\frac{R_G}{R+R_G}}{1 + \left(\mu \frac{R_s \| R_L}{R_s \| R_L + R_d + r_{ds}}\right)^{-1}} \simeq \frac{1}{1 + \frac{r_{ds}}{(g_m r_{ds})(R_s \| R_L)}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_m (R_s \| R_L)}} \simeq 1$$



R
g
$R_G$
$r_{ds}$
$R_d$
$v_o$
$i_t$
$R_s \| R_L$
$v_t$

$$\Rightarrow v_{gs} = -v_t$$

$$\Rightarrow R_o = R_s \| R_L \| \frac{R_d + r_{ds}}{1+\mu} \simeq R_s \| R_L \| \frac{1}{g_m}$$

ترانزیستور اثر میدانی

MOS FET

metal — oxid — Semi

n-CH: افزایشی — تخلیه‌ای

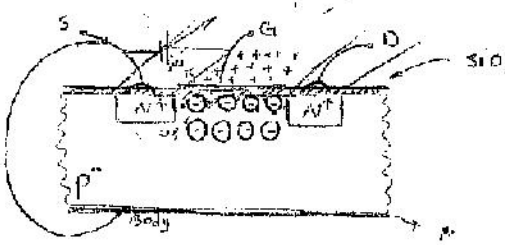
P-CH: افزایشی — تخلیه‌ای

Enhancement — Depletion

تکمیل‌شونده — تهی‌شونده

افزایشی: [illegible] کانال [illegible] تا کانال ایجاد شود

تخلیه‌ای: کانال از قبل ایجاد شده است [illegible] که کانال از بین برود

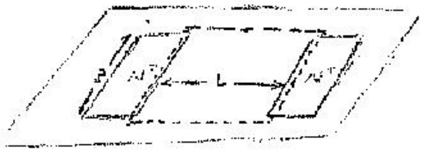


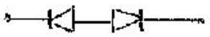
n-CH

افزایشی:

n-CH

Enh



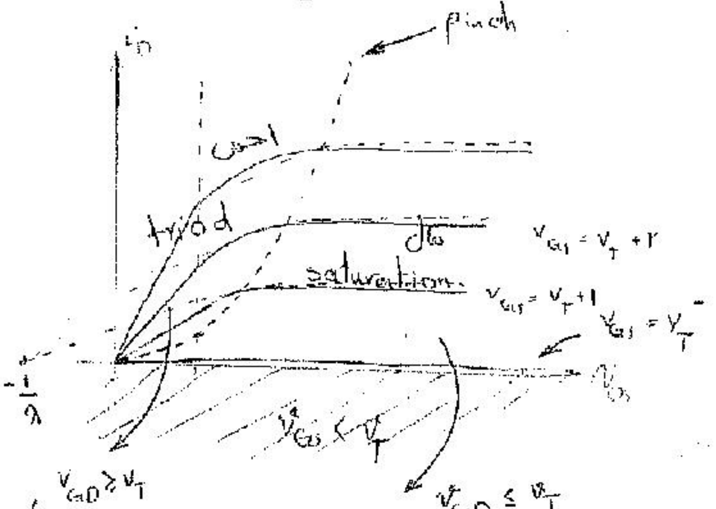


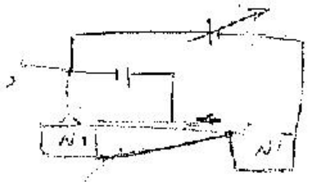
قبل از اینکه پتانسیل G افزایش یابد بین سورس و درین هیچ جریانی عبور نمی‌کند. با افزایش پتانسیل G، میدانی ایجاد شده و با افزایش بیشتر [illegible] [illegible] نیمه‌هادی از نوع P به نوع n تبدیل شود [illegible] عبور جریان داده می‌شود [illegible] ولتاژ آستانه می‌گویند

$V_T = V_{Threshold} = V_{\text{آستانه}}$

در محدوده [illegible] هیچ تفاوتی [illegible] با JFET.

$\boxed{V_T > 0}$





Pinch-off $V_{GD} \le V_T$

channel shortening*

$V_{GD} \ge V_T \rightarrow |V_{DS}| \le |V_{GS} - V_T|$

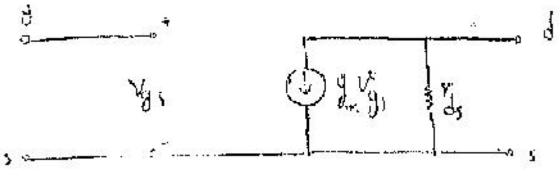
$V_{GD} \le V_T \rightarrow |V_{DS}| \ge |V_{GS} - V_T|$

اهمی $i_D = K\left[2(v_{GS} - v_T) \cdot v_{DS} - v_{DS}^2\right]$ $\qquad |v_{DS}| \le |v_{GS} - V_T|$

اشباع $i_D = K(v_{GS} - v_T)^2(1 + \lambda v_{DS})$ $\qquad |v_{DS}| \ge |v_{GS} - v_T|$

$i_G = 0$

مدار معادل کاملا شبیه JFET است.



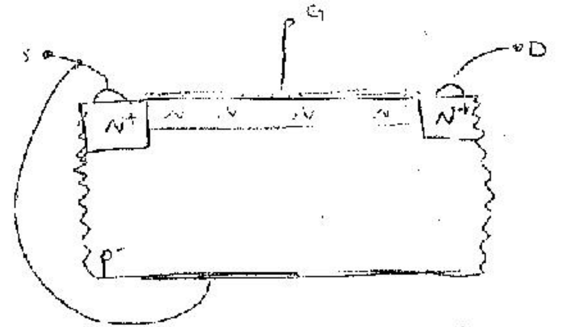
$$g_m \triangleq \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_Q$$

$$r_{ds} = \frac{1/\lambda + v_{DSQ}}{I_{DQ}} \simeq \frac{1}{\lambda I_{DQ}}$$

$$K = \frac{1}{2} \mu C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right) \qquad [K] = \frac{mA}{V^2}$$

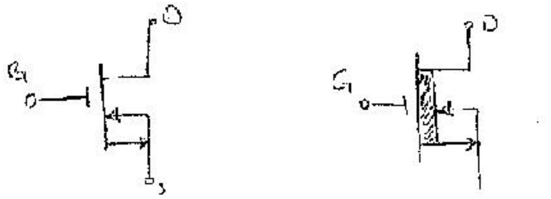
n-CH EnH شرط برقراری $\boxed{V_{GS} \geq V_T}$ حوزه تریود

$\frac{n-CH}{Dep}$



$V_{GS} = V_T \qquad V_T < 0 \Rightarrow$ تا $V_{GS} < V_T$ کانال تشکیل می‌شود

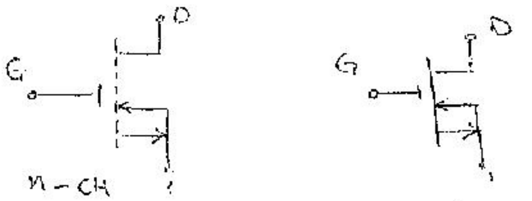
در این‌جا کانال از ابتدا وجود دارد.



n-CH EnH

n-CH - Dep

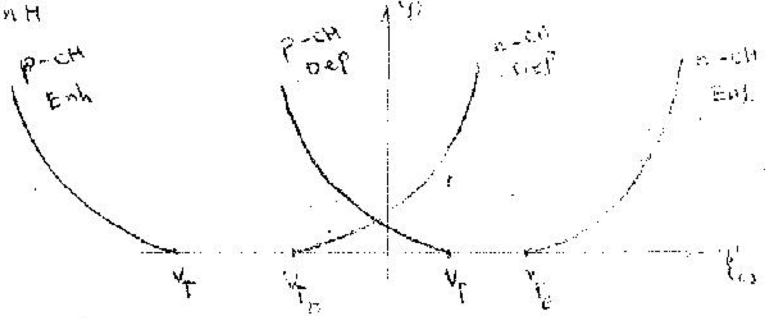
روش نوع اول



n-CH EnH

n-CH Dep

روش نمایش آن

منحنی مشخصه انتقالی [illegible].