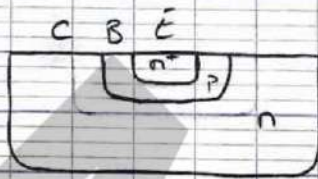


Chapitre III: Transistor Bipolaire à Jonction:

I) Structure et Effet Transistor:



E: Emetteur dopée n^+ ($\sim 10^{18}$)

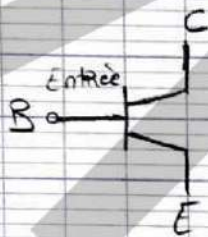
B: base du transistor

C: collecteur du transistor

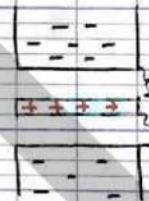
→ Reservoir riche en electron, bloqué par la zone "p" de B.



On a des transistors NPN, ou PNP.



IP aura 2 zones de déplétion



zones de déplétion

2 barrières de potentiel de 0,7V chacune

Le transistor a 4 possibilités:

- | | | |
|---------------|---------------|------------------|
| ★ B-E Directe | , BC Directe | } + intéressants |
| ★ B-E Directe | , B-C Inverse | |
| ★ B-E Inverse | , B-C Directe | } sans intérêt |
| ★ B-E Inverse | , B-C Inverse | |

Pour que le transistor fonctionne:

$$V_{BE} > 0 \quad ; \quad V_{CE} > 0$$

⚠ IP ne faut pas que $V_{CB} < -V_{BE}$ car $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$.

lorsque $V_{BE} > 0$, on fait passer les e^- de l'émetteur à la base. Pour les faire passer à la base, il faut que $V_C > V_B \Rightarrow$ la jonction est branchée en inverse

Conditions de fonctionnement optimal :

$$V_d < V_{BE} \ll V_{CE}$$

B-E direct
B-C inverse

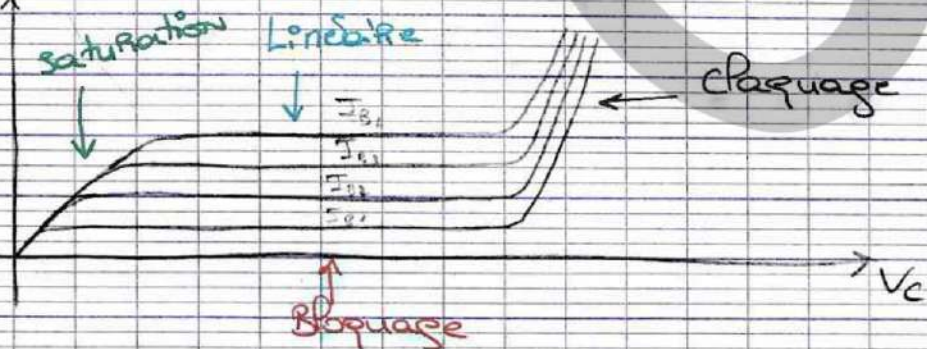
En écrivant les équations de I_C et I_B , on trouve que $\frac{I_C}{I_B} \approx \frac{N_E}{N_B} \gg 1$.

ID sert à faire un fort gain en courant

$$\frac{I_C}{I_B} = \beta_{DC} \gg 1 ; I_C + I_B = I_E$$

V_B décide combien d' e^- passent de la base
 V_C décide d'arrêter ou de freiner ceux de la base

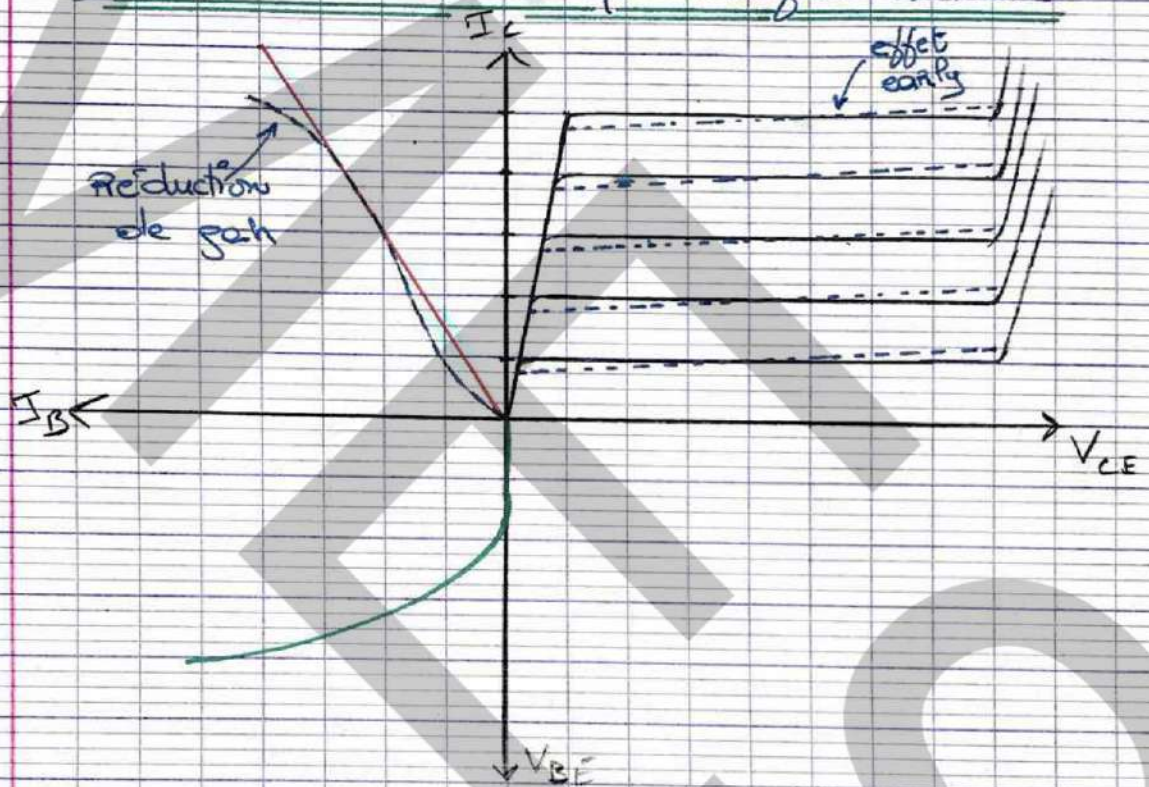
Dans la base \leftarrow donc si $V_C \gg V_B$, il n'y aura plus suffisamment d' e^- donc le courant se stabilise



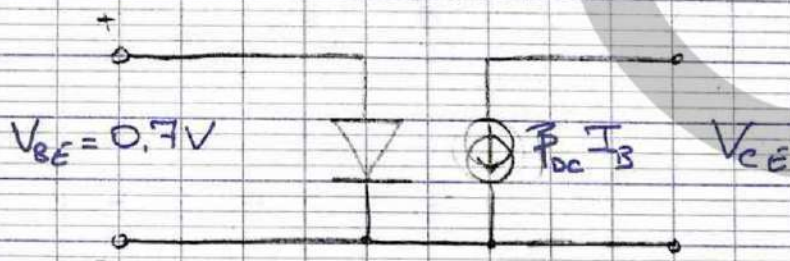
$$\Rightarrow (\beta + 1) I_B = I_E \Rightarrow I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E \approx I_E$$

- V_{BE} contrôle cb d'e de l'émetteur j'envoie ds la base.
- V_{CE} contrôle cb d'e de la base j'envoie ds le collecteur.

I) 1) Caractéristique unifiée Idéale:



I) 2) Modèle Équivalent



I] 3) Effets Indésirables:

a/ Effet Early: lorsque $V_{CE} \nearrow$, la zone de déplétion s'épaissit et comprime les e^- de la base, ce qui favorise leur passage ds le collecteur.

la zone linéaire aura une petite pente
On aura: $I_C = f(I_B, V_{CE})$
 I_C dépend donc de V_{CE} ds la zone linéaire.

b/ Influence de la Température: $\beta \nearrow$ avec la température car cela crée des paires $e^-/trous$

c/ Influence de I_B : lorsque I_B prend de très grandes valeurs, le transistor n'est plus capable de donner un gain.

$$V_{CC} = V_{BE} + V_{CB}$$

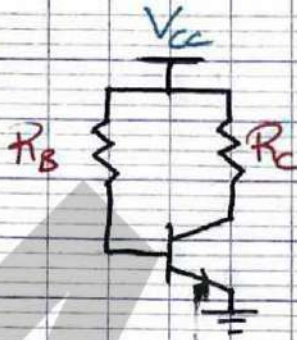
de collecteur attire moins les e^- de la base.

III] Polarisation et Modélisation:

de circuit de polarisation permet de fixer le point de fonctionnement.

III] 1/ Polarisation par la Base:

On fixera $I_B \Rightarrow$ 1 seule courbe caractéristique.



• l'émetteur est connecté à la masse

$$V_{BE} + R_B \cdot I_B = V_{CC}$$

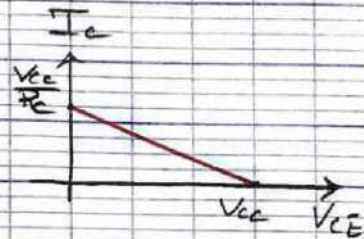
fixe grâce à V_{CC} et R_B

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \approx 0,7 \Rightarrow I_B = \text{cste}$$

fixe grâce à R_C

$$V_{CE} + R_C \cdot I_C = V_{CC}$$

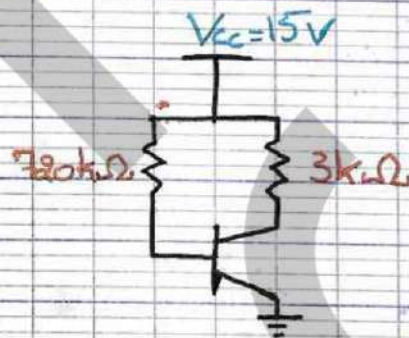
$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C}$$



la droite de charge d'un transistor est la relation entre le courant collecteur et le courant collecteur émetteur.

le point de fonctionnement est l'intersection de la droite de charge avec la caractéristique du transistor.

Exemple:



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = 20 \mu\text{A}$$

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

$$\beta = 100 \text{ (à } 25^\circ\text{C)}$$

$$S(0, \frac{V_{CC}}{R_C}) \rightarrow \beta(V_{CC}, 0)$$

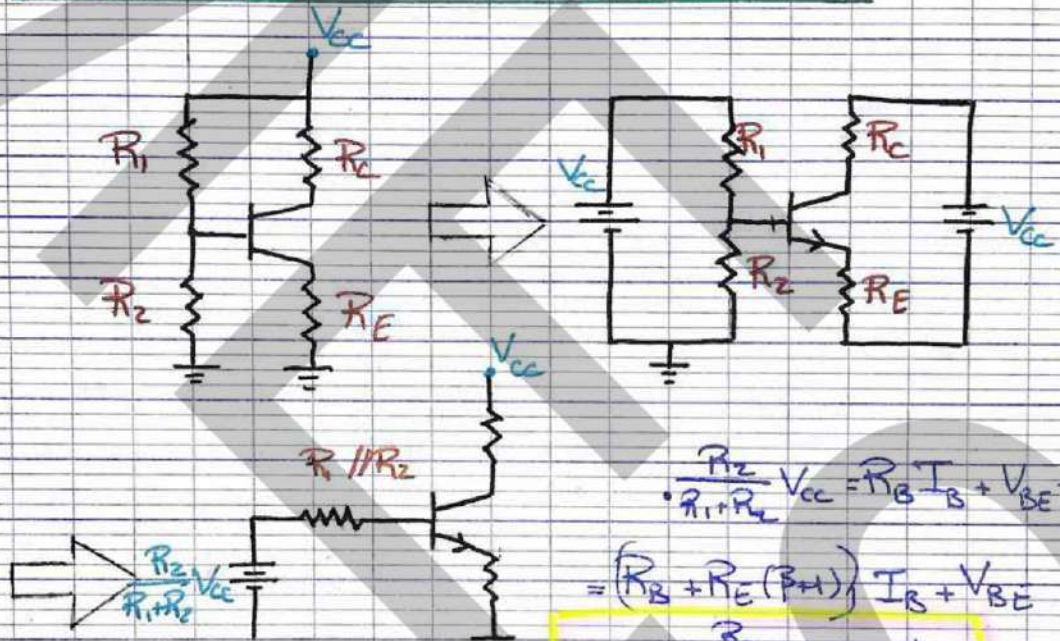
① $I_C = \beta I_B$, donc si $\beta(50^\circ) = 150$
 et $\beta(25^\circ) = 100$

Donc I_C varie et Q bouge ??

la polarisation par la base ne permet pas d'obtenir un pt de fonctionnement stable

depend de la T°
 et du dopage du transistor

II) 2/ Polarisation par l'Emetteur:



$$\begin{aligned} \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} &= R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \\ &= (R_B + R_E(\beta+1)) I_B + V_{BE} \\ \Rightarrow I_B &= \frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta+1)R_E} \end{aligned}$$

$$I_C = \frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} - V_{BE}}{\frac{R_1||R_2}{\beta} + R_E}$$

Si on a $R_E \gg \frac{R_1||R_2}{\beta}$,

$$I_C = \frac{\frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} - V_{BE}}{R_E}$$

On prendra alors $(R_1 \parallel R_2) < 0,02 \beta R_E$

On peut aussi dire que $I_E \approx I_C$

et $V_{CE} \approx V_{CC} - (R_C + R_E) I_C$ $V_B \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$

- ★ On fixe V_B en modifiant R_1 et R_2 , V_{CC}
- ★ On fixe I_C en modifiant R_E .
- ★ On fixe V_{CE} en modifiant R_C .

→ Afin de polariser le transistor

Exemple: $R_E = 1k\Omega$, $R_C = 3,6k\Omega$, $R_1 = 10k\Omega$
 $V_{CC} = 10V$, $\beta = 100$, $R_2 = 2,2k\Omega$

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 2,2}{10 + 2,2} \approx 1,9 \ll 1000 \quad \checkmark$$

$$I_C = \frac{\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE}}{R_E} = \frac{\frac{2,2}{12,2} \times 10 - 0,7}{1000} = 1,1 \text{ mA}$$

OR $V_{CE} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_C = 10 - (1 + 3,6) \times 1,06$
 $V_{CE} \approx 5V$

Q(5, 1,1)

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times 10 = 1,64V$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \Rightarrow V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} = 4,3$$

OR $V_{CB} = V_C - V_B \Rightarrow V_C = 2,66V$

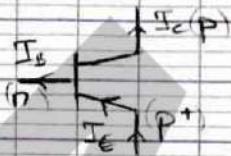
Pour les dispositifs de classe A, le point de fonctionnement se situe aux alentours de $V_{CE} \approx \frac{V_{CC}}{2}$.

choisie $0 < V_{CE} < V_{CE(sat)} < V_{CC}$

Si on a Q et on veut trouver les autres variables, $R_E = \frac{V_E}{I_E}$, $R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C} - R_E$

$$R_2 = \beta Q R_E, R_1 = \dots$$

III) 3/ Transistor PNP:



$$V_{BE} < -V_D$$

$$V_{CE} < 0$$

$$\Rightarrow V_{CE} < V_{BE} < -V_D$$

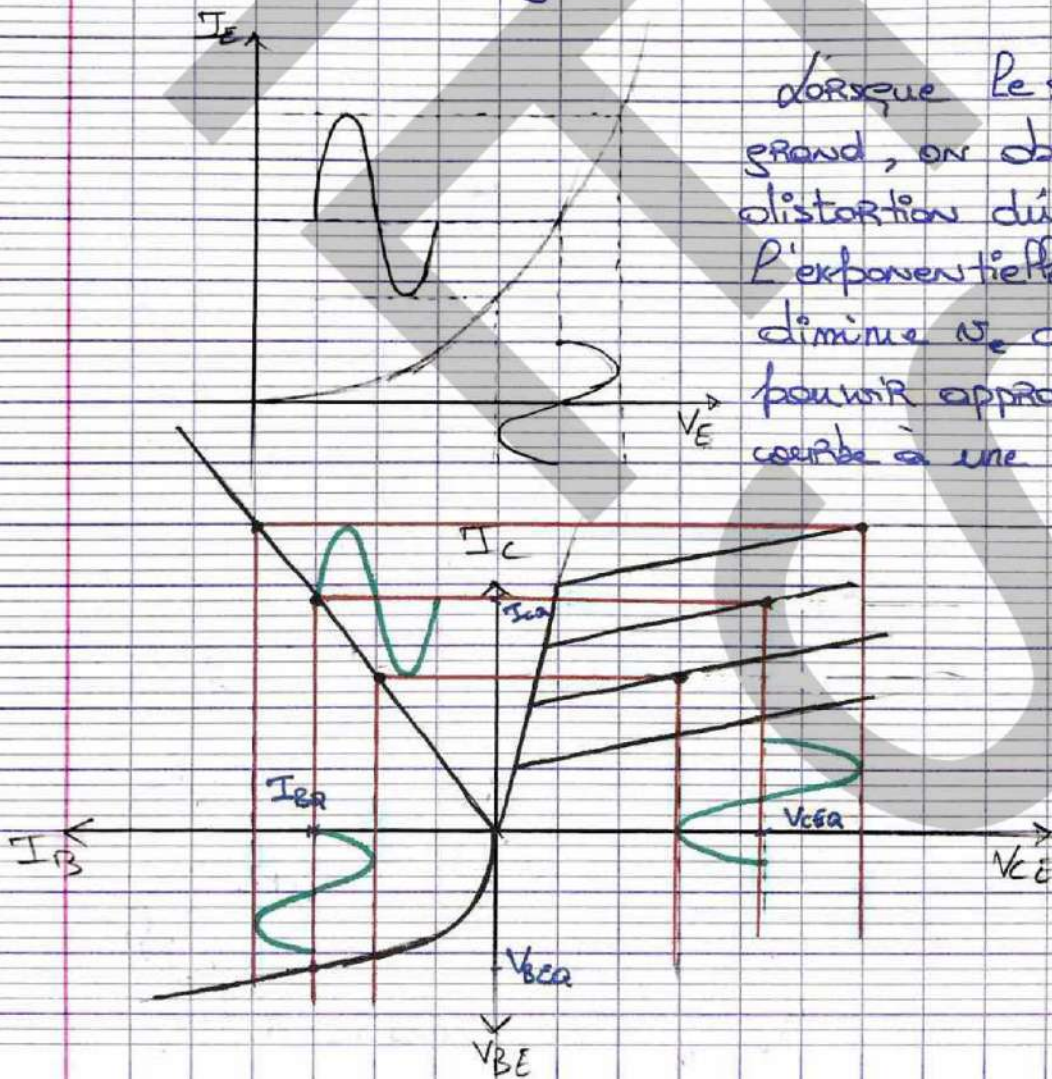
III) Amplificateur Bipolaire à un seul étage:

$$v_E = V_E + v_c$$

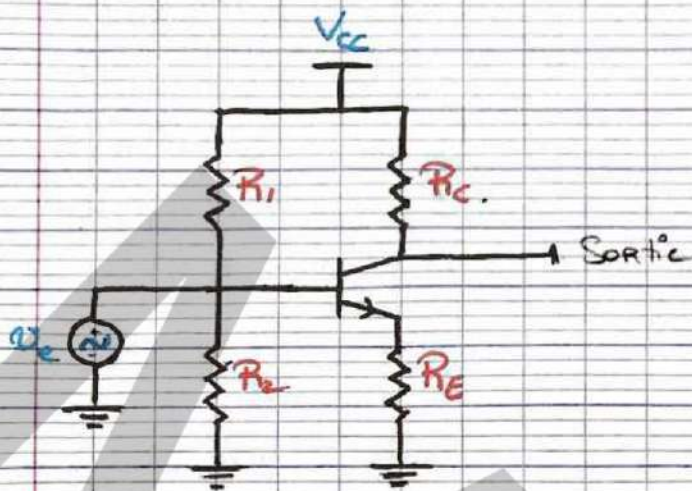
$\begin{matrix} \text{AC} \rightarrow & & \text{DC} & & \text{AC} \\ & \nearrow & & \nwarrow & \\ & v_E & & v_c & \end{matrix}$

IP faut ts que $v_{e\text{pic}} < V_E$
 On prendra $v_{e\text{pic}} < 0.1V_E$

$\Rightarrow v_E \equiv$ petit signal



dorsque le signal est grand, on observe une distorsion due à l'exponentielle. On diminue v_e afin de pouvoir approximer la courbe à une droite.



$$i_B = i_b + I_B$$

$$\Delta i_B = i_b$$

$$i_b = \frac{\Delta i_B}{\Delta v_{BE}} \cdot \Delta v_{BE}$$

$$= \frac{\Delta i_B}{\Delta v_{BE}} \cdot v_{BE}$$

$$= \left. \frac{di_B}{dv_{BE}} \right|_Q \cdot v_{be}$$

$$\text{Or } i_B = f(v_{BE}) = I_S \left(e^{\frac{v_{BE}}{kT}} - 1 \right)$$

$$\Rightarrow \left. \frac{di_B}{dv_{BE}} \right|_Q \cdot v_{be} = \frac{q}{kT} I_S e^{\frac{v_{BE}}{kT}} \cdot v_{be}$$

$$i_b \approx \frac{q I_S}{kT} \cdot v_{be}$$

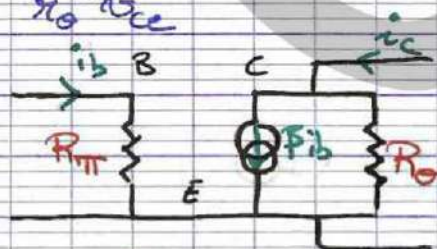
$$\text{Donc } i_b = R_{\pi}^{-1} v_{be} \quad \text{ou } R_{\pi} = \frac{kT}{q I_S}$$

$$i_b = f(v_{be}) \quad \text{et} \quad i_c = g(v_{be}, v_{ce})$$

$$i_c = \frac{\partial i_c}{\partial v_{BE}} \Delta v_{BE} + \frac{\partial i_c}{\partial v_{CE}} \Delta v_{CE}$$

$$= \frac{q I_C}{kT} v_{be} + \alpha_0^{-1} v_{ce}$$

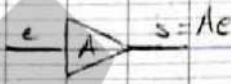
$$= \underbrace{\beta}_{\beta_{ib}} v_{be} + \alpha_0^{-1} v_{ce}$$



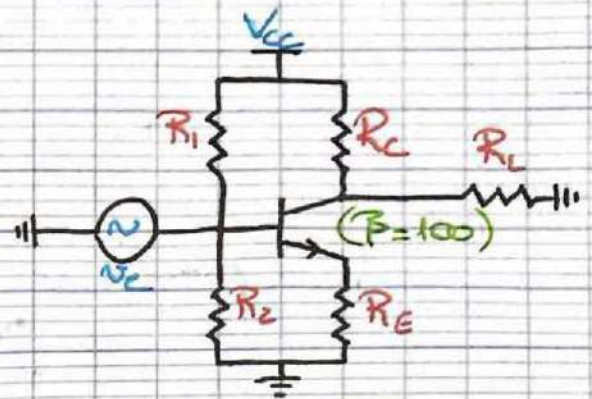
$$i_c = \beta i_b + \alpha_0^{-1} v_{ce}$$

Modèle AC

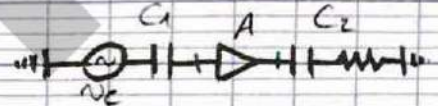
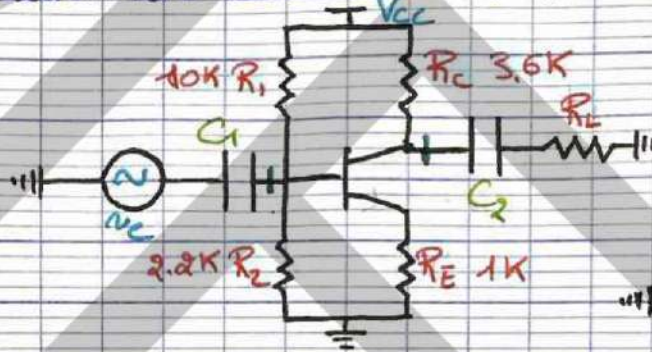
$$g_m = \frac{I_{CQ}}{\frac{kT}{q}} \quad r_{\pi} = \frac{\frac{kT}{q}}{I_{BQ}} \quad g_m \cdot r_{\pi} = \beta$$



III | 1 / Amplificateur Emetteur Commun



Pour empêcher Q d'être affecté par v_e et R_L , on introduit un condensateur en entrée et en sortie



⇒ Condensateur de Liaison: Bloque les signaux DC et laisse passer les signaux AC.

$$V_B = \frac{\beta_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = 1.8V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1.1V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = 1.1mA$$

$$I_C \approx I_E = 1.09mA$$

$$V_C = V_{CC} - R_C I_C = 6V$$

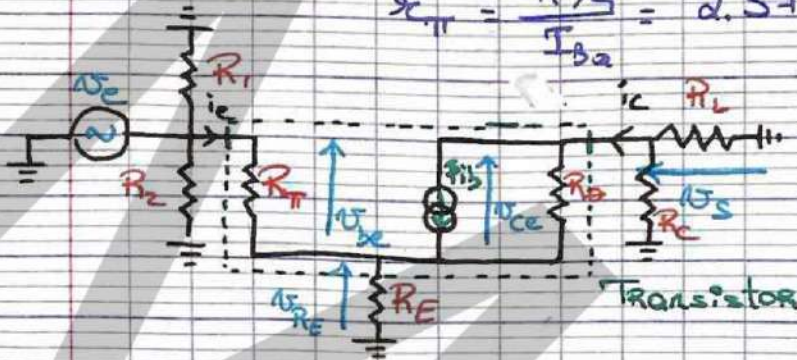
$$\Rightarrow V_{CE} = 4.9V$$

Noté Q (1.1 mA, 4.9V)

$$\text{à } 300\text{K}, \frac{kT}{q} = 26\text{ mV.}$$

$$\text{On obtient } g_m = \frac{I_{cQ}}{\frac{kT}{q}} = 0.042\text{ S} = 42\text{ mS}$$

$$r_{\pi} = \frac{kT/q}{I_{BQ}} = 2.37\text{ k}\Omega$$



$$v_o = -(R_C \parallel R_L) i_c$$

$$v_e = v_{be} + v_{RE} \Rightarrow v_{be} = v_e - R_E i_c$$

$$v_{ce} = v_s - R_E i_c$$

$$i_c = g_m (v_e - R_E i_c) + r_{\pi}^{-1} (v_s - R_E i_c)$$

$$i_c = \frac{g_m v_e + r_{\pi}^{-1} v_s}{1 + g_m R_E + r_{\pi}^{-1} R_E}$$

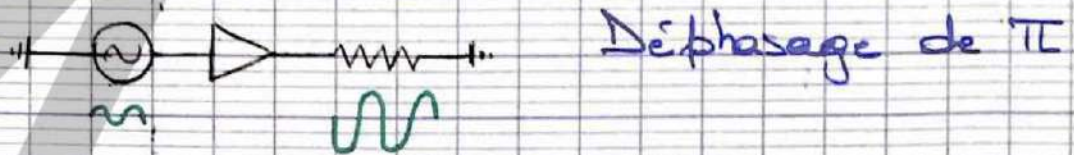
$$v_o = -(R_C \parallel R_L) \cdot \frac{g_m v_e + r_{\pi}^{-1} v_s}{1 + g_m R_E + r_{\pi}^{-1} R_E}$$

$$\Rightarrow A_{v0} = -(R_C \parallel R_L) \cdot \frac{g_m + r_{\pi}^{-1} A_v}{1 + g_m R_E + r_{\pi}^{-1} R_E}$$

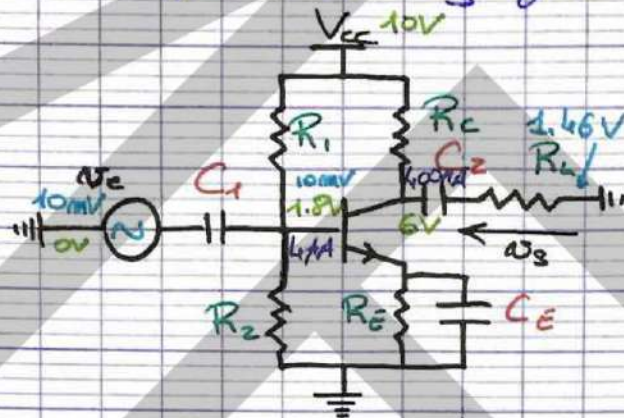
$$A_{v0} = \frac{-g_m (R_C \parallel R_L)}{1 + R_E (g_m + r_{\pi}^{-1}) + r_{\pi}^{-1} (R_C \parallel R_L)}$$

Or $\frac{R_E}{R_o} \ll 1$, $\frac{(R_C \parallel R_L)}{R_o} \ll 1$

$\Rightarrow A_{vo} \approx \frac{-g_m (R_C \parallel R_L)}{1 + g_m R_E} = -3.4$



-3.4 \rightarrow pas très significatif



En AC, la résistance R_E ne sera plus visible, on aura alors: $A_{vo} = -g_m (R_C \parallel R_L) = -14.6$

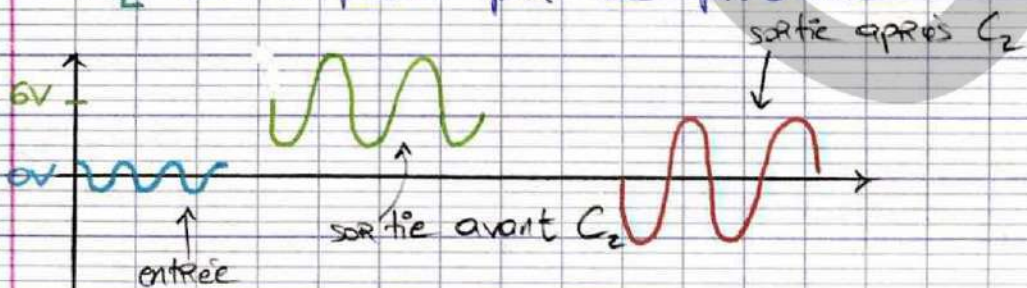
$A_{vo} = -g_m R_C$

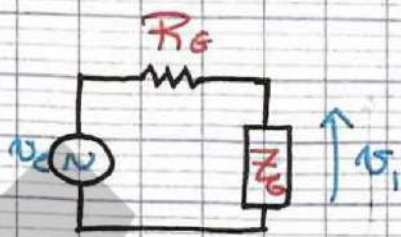
C_1 et C_2 sont les condensateurs de liaison

C_E est le condensateur de découplage.

R_1 , R_2 , R_C et R_E imposent β et ne peuvent pas être grandement changés.

R_L est imposée par le problème.





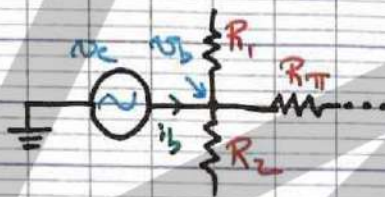
$$v_i = v_e \cdot \frac{Z_G}{Z_G + R_G}$$

Si $Z_G \rightarrow +\infty$, $v_i = v_e$.

On a donc intérêt à augmenter Z_G pour ne plus ressentir les effets de R_G .

on la

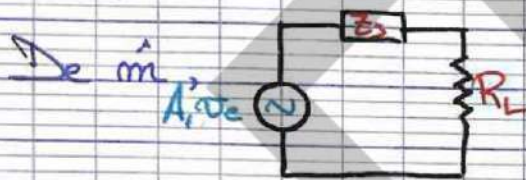
voit grande $Z_e = \frac{v_b}{i_b} = (R_1 \parallel R_2) \parallel R_{TP} \approx 1 \text{ k}\Omega$



On a pas intérêt à utiliser ce montage lorsque R_G est grande.

Il faudra que $(R_1 \parallel R_2) \parallel R_{TP} \gg R_G$.

On aura: $S_{mc}(R_1 \parallel R_2) \cdot \frac{Z_e}{Z_e + R_G} = A_{vo}$



Pour trouver Z_s , on annule v_e . On obtient $Z_s = (R_s \parallel R_L)$.
On la voit petite $Z_s \approx R_s$

le montage EC est un excellent Amplificateur de Tension, mais l'amplification réelle dépend de Z_e et Z_s , ce qui le rend impossible à utiliser pour de petites charges.

Pour rester ds la zone de fonctionnement linéaire,

$$v_{ce} > V_{CE_{sat}} - V_{CE_{a}}$$

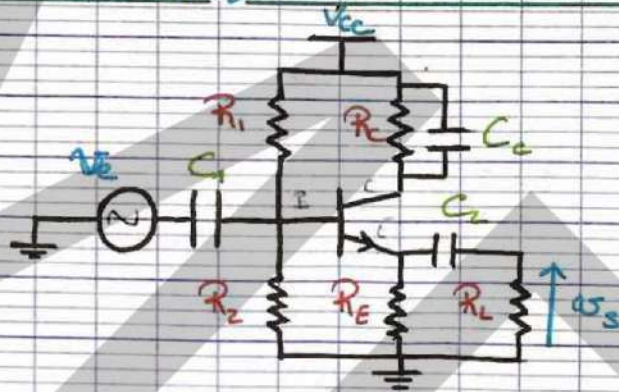
$$\Rightarrow |v_s| < V_{CE_{a}} - V_{CE_{sat}}$$

Excursion du signal en sortie

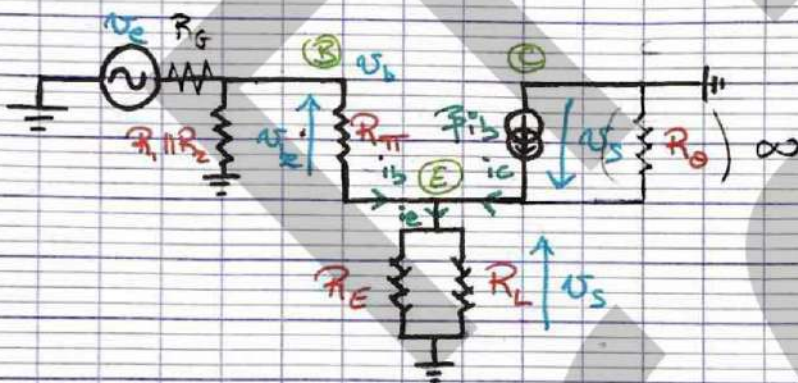
g_m dépend de T . Donc le gain dépend de la température.

Donc si on découpe une partie de R_E , on diminue le gain maximal mais on augmente l'indépendance de la température.

III) 2) Amplificateur Collecteur Commun:



C_1, C_2 : liaison
 C_E : découplage
 $R_E \approx 0$ à cause de C_E



$$v_{be} + v_s = v_b$$

$$\begin{aligned} v_{be} &= R_{\pi} i_b \\ v_s &= (R_E \parallel R_L) i_e \end{aligned}$$

$$v_b = R_{\pi} i_b + (\beta + 1)(R_E \parallel R_L) i_b$$

On cherche $\frac{v_s}{v_b} = ?$

$$\text{OR } v_s = (\beta + 1)(R_E \parallel R_L) \frac{v_b - v_s}{R_{\pi}} i_b$$

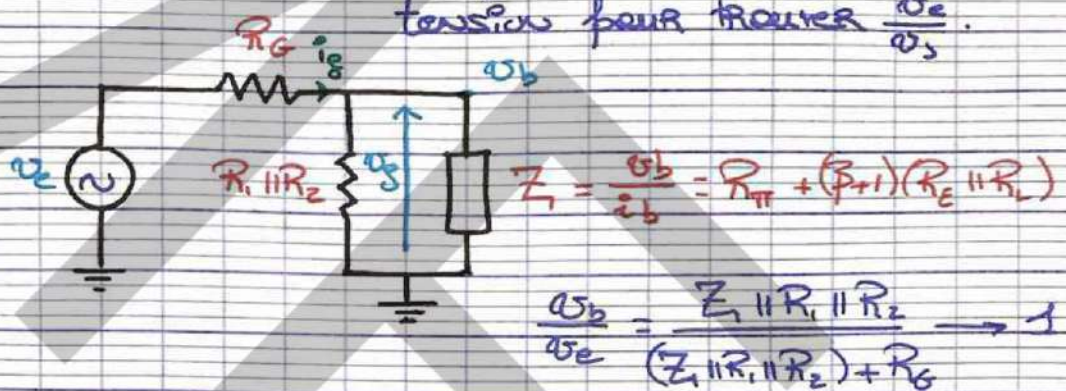
$$v_s \approx \frac{\beta}{R_{\pi}} (R_E \parallel R_L) (v_b - v_e)$$

$$A'_v \approx g_m (R_E \parallel R_L) (1 - A'_v)$$

$$A'_{v0} \approx \frac{g_m (R_E \parallel R_L)}{1 + g_m (R_E \parallel R_L)}$$

Si $R_G = 0$, $A'_{v0} = A_{v0}$ car $v_e = v_b$

Si $R_G \neq 0$, on fait le diviseur de tension pour trouver $\frac{v_e}{v_s}$.



On aura alors $A_{v0} = \frac{v_s}{v_e} = \frac{v_s}{v_b} \cdot \frac{v_b}{v_e}$

$$A_{v0} = A'_{v0} \cdot A''_{v0}$$

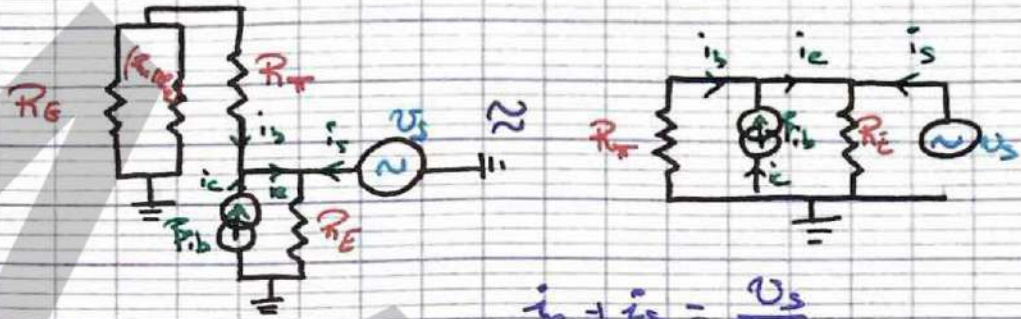
On aura $A_{v0} \approx 1$

$$Z_e = \frac{v_g}{i_g} = (Z_i \parallel R_1 \parallel R_2) \approx (\beta + 1)(R_E \parallel R_L \parallel R_1 \parallel R_2)$$

Si toutes les résistances sont à 1 kΩ, $Z_e \approx 25 \text{ k}\Omega$.

Donc R_G devient négligeable.

Pour calculer Z_s , on remplace R_L par ∞
 et on étend v_e :



$$i_e + i_s = \frac{v_s}{R_E}$$

$$\Rightarrow i_s = \frac{v_s}{R_E} - i_e$$

$$= \frac{v_s}{R_E} - (\beta + 1)i_b = \frac{v_s}{R_E} + (\beta + 1) \frac{v_s}{R_B}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{Z_s} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{\frac{R_B}{\beta + 1}}$$

$$Z_s = (R_E \parallel g_m^{-1})$$

$$Z_s \approx g_m^{-1} \rightarrow 0$$

On aura $Z_e \rightarrow \infty$ et $Z_e \searrow$

$$\left. \begin{aligned} |i_{c3}| &< (R_c \parallel R_L) I_{c3} \\ |v_{c3}| &< V_{CE3} - V_{CEsat} \end{aligned} \right\} \text{Inégalités de fonctionnement}$$

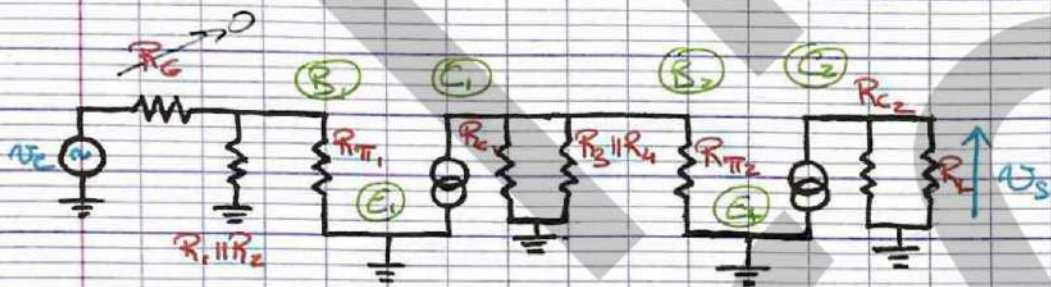
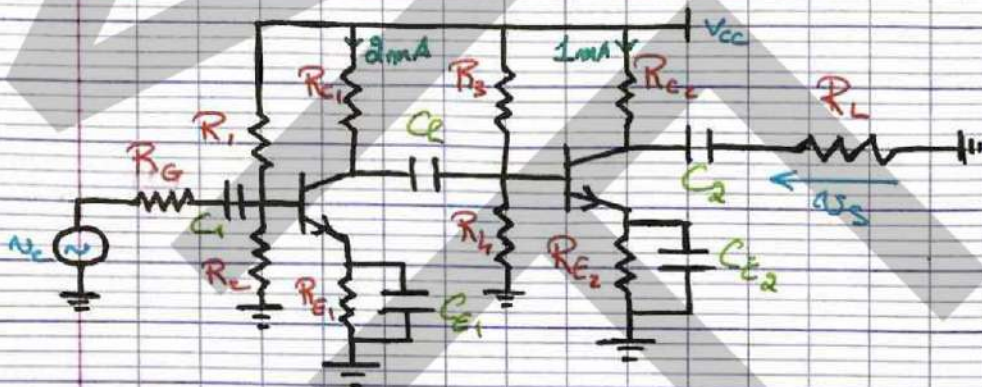
Si on veut amplifier un signal de 1mV jusqu'à 1V, il faut $A_v = -1000$

OR $A_v = -g_m (R_c \parallel R_L)$

Mais si $g_m \rightarrow I_{c2} \rightarrow V_{CE2} \downarrow$
 \Rightarrow On tire vers la saturation!

III] Amplificateur Bipolaire à plusieurs étages:

III] 1/ Grande Amplification:



$$Z_{e2} = R_3 \parallel R_4 \parallel R_{\pi 2}$$

$$A_{v1} = -g_{m1} (R_c \parallel Z_{e2})$$

⚠ da "charge" de A_1 est l'entrée de A_2 .

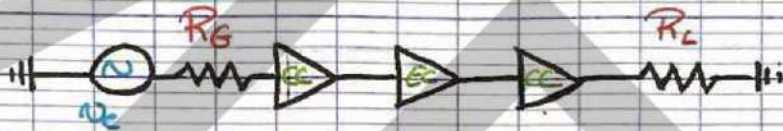
$$A_{v2} = -g_{m2} (R_{c2} \parallel R_L)$$

$$\Rightarrow A_{vt} = A_{v1} \times A_{v2} = g_{m1} g_{m2} (R_c \parallel Z_{e2}) (R_{c2} \parallel R_L)$$

A.N: $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2.2 \text{ k}\Omega$ $\beta_1 = 100$
 $R_{E1} = 500 \Omega$, $R_{C1} = 2 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 15 \text{ k}\Omega$ $\beta_2 = 20$
 $R_{E2} = 4.5 \text{ k}\Omega$ $R_{C2} = 2 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 1.5 \text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 10 \text{ V}$.

$\Rightarrow A_{v1} = 41$, $A_{v2} = 24.5$, $I_{C1} = 2 \text{ mA}$
 $I_{C2} = 1 \text{ mA}$

III.1.2 / Circuit Tampon:



Si R_G est grande, on maximise le rendement grâce au CC.

Si R_C est petite, on maximise le rendement grâce au CC.