

Faculté Polytechnique de Mons

Service d'électronique et
Microélectronique

1009-02 Electronique Physique

Le transistor Bipolaire

Solutions des exercices

Prof. C. Valderrama



Exercices d'électronique physique

Exercices d'électronique physique	2
Transistor Bipolaire	3
Solution des Exercices	3
Exercice 1	3
Exercice 2	7
Exercice 3	9
Exercice 4	9
Exercice 5	11
Exercice 6	11
Exercice 7	13
Exercice 8	13
Exercice 9	20
Exercice 10	21
Exercice 11	22
Exercice 12	23
Exercice 13	23
Exercice 14	26
Exercice 15	27
Exercice 16	27
Exercice 17	31
Exercice 18	34
Exercice 19	37

Transistor Bipolaire

Solution des Exercices

Exercice 1

Pour les circuits de la Figure 1,

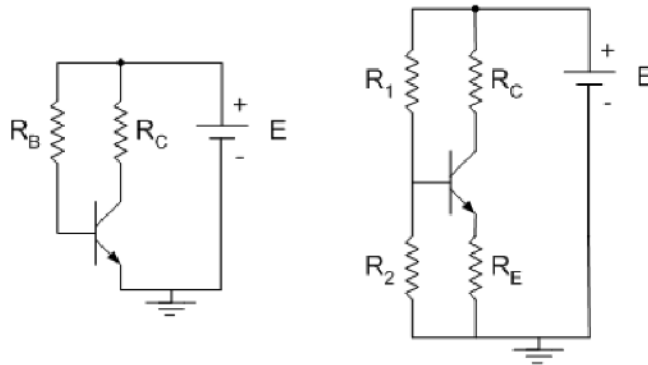


Figure 1 : Schémas de l'exercice 1

- a. Calculez les éléments du circuit pour avoir $I_{CQ} = 10 \text{ mA}$, $V_{CEQ} = 5 \text{ V}$. Calculez les résistances des montages (R_C et R_B) si $E = 12 \text{ V}$, $\beta = 200$ et si $R_C > 470 \Omega$, $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ à $T = 300^\circ \text{K}$.

Solution : 1^{er} Schéma : $R_B = 226 \text{ k}\Omega$, $R_C = 700 \Omega$. 2^e schéma: $R_C = 470 \Omega$, $R_E = 230 \Omega$, $R_1 = 18,4 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 6,1 \text{ k}\Omega$.

- b. L'instabilité de β provoque une variation du point de fonctionnement. Calculez les coordonnées du point de fonctionnement avec les paramètres du circuit calculés au point précédent mais avec $\beta = 400$.

Solution : 1^{er} schéma : transistor sature, $V_{CEQ} = 0,2 \text{ V}$, $I_{CQ} \approx 16,8 \text{ mA}$. 2^e Schéma : $I_{CQ} \approx 10 \text{ mA}$, $V_{CEQ} \approx 5 \text{ V}$.

- c. Des variations de température provoquent également une instabilité du point de fonctionnement. Calculez les coordonnées du point de fonctionnement en considérant une variation de la température de 300°K à 400°K sachant que V_{BE} diminue de 2 mV par $^\circ \text{Kelvin}$ et que le coefficient β ($\beta = 200$ à $T = 300^\circ \text{K}$) augmente de $0,6\%$ par $^\circ \text{Kelvin}$ (les paramètres du circuit sont les mêmes qu'aux points précédents).

Solution : 1^{er} Schéma : $V_{CEQ} = 0,6 \text{ V}$, $I_{CQ} = 16,2 \text{ mA}$. 2^e schéma: $I_{CQ} \approx 10 \text{ mA}$ et $V_{CEQ} \approx 4,8 \text{ V}$.

a)

Schéma 1 :

Calculer la résistance R_B avec la tension base-émetteur de polarisation V_{BEQ} et le courant de la base I_B (déduire le courant I_B à partir du courant du collecteur I_C et le gain en émetteur commun β):

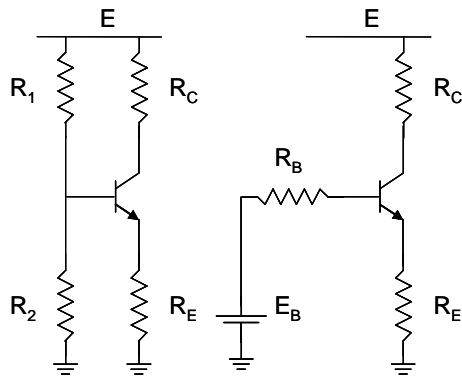
$$\left. \begin{array}{l} E = I_B R_B + V_{BE} \\ I_B = \frac{I_C}{b} \end{array} \right\} R_B = \frac{E - V_{BE}}{I_B} = b \frac{E - V_{BE}}{I_C} = 200 \frac{12 - 0,7}{10 \times 10^{-3}} = 226 k\Omega$$

Calculer la résistance R_C avec la tension collecteur-émetteur de polarisation V_{CEQ} et le courant de collecteur I_C :

$$E = I_C R_C + V_{CE} \rightarrow R_C = \frac{E - V_{CE}}{I_C} = \frac{12 - 5}{10 \times 10^{-3}} = 700 \Omega$$

Schéma 2:

Transformer le circuit :



$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E$$

On calcule la résistance R_E avec le courant I_C , la tension de polarisation de collecteur-émetteur et en supposant $R_C = 470 \Omega$ (valeur initiale):

$$\begin{aligned} E &= I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C \\ I_E &= I_B + I_C = \frac{I_C}{b} + I_C = \frac{1+b}{b} I_C \approx I_C \\ R_E &\approx \frac{E - V_{CE}}{I_C} - R_C = \frac{12 - 5}{10 \times 10^{-3}} - 470 = 230 \Omega \end{aligned}$$

On peut exprimer I_{CQ} par rapport à R_B et R_E :

$$\left. \begin{aligned} E_B &= I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E \\ I_E &\approx I_C \\ I_B &= I_C / b \end{aligned} \right\}$$

$$E_B = \frac{I_C}{b} R_B + V_{BE} + I_C R_E \rightarrow I_C = \frac{E_B - V_{BE}}{\frac{1}{b} R_B + R_E} = b \frac{E_B - V_{BE}}{R_B + b R_E}$$

On constate que avec $R_B \ll b R_E$, I_C devient indépendant de b :

$$\left. \begin{aligned} R_B &\ll b R_E \\ I_C &= \frac{E_B - V_{BE}}{\frac{1}{b} R_B + R_E} \end{aligned} \right\} \rightarrow I_C \approx \frac{E_B - V_{BE}}{R_E}$$

Donc :

$$R_B = b R_E / 10 = 200 * 230 / 10 = 4,6 k\Omega$$

$$I_C \approx \frac{E_B - V_{BE}}{R_E} \rightarrow E_B \approx I_C R_E + V_{BE} = 10 \times 10^{-3} * 230 + 0,7 = 3V$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow \frac{R_B}{R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{R_B}{R_1} E \rightarrow R_1 = \frac{R_B}{E_B} E = \frac{4,6 \times 10^3}{3} 12 = 18,4 k\Omega$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow R_2 = \frac{R_B R_1}{R_1 - R_B} = \frac{4,6 \times 10^3 * 18,4 \times 10^3}{18,4 \times 10^3 - 4,6 \times 10^3} = 6,1 k\Omega$$

b)

Schéma 1 :

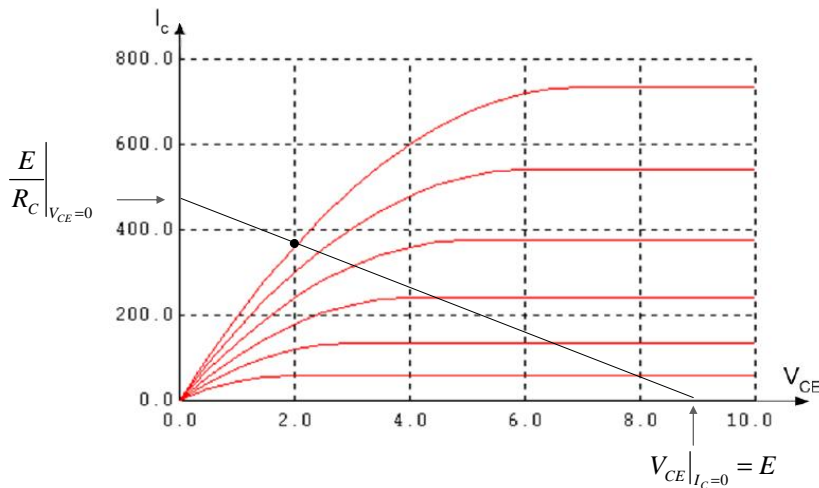
Avec $\beta = 400$ le courant I_{CQ} et la tension V_{CE} deviennent:

$$\left. \begin{aligned} E &= I_B R_B + V_{BE} \\ I_B &= \frac{I_C}{b} \end{aligned} \right\} R_B = \frac{E - V_{BE}}{I_B} = b \frac{E - V_{BE}}{I_C} \rightarrow I_C = b \frac{E - V_{BE}}{R_B} = 400 \frac{12 - 0,7}{226 \times 10^3} = 20 mA$$

$$E = I_C R_C + V_{CE} \rightarrow V_{CE} = E - I_C R_C = 12 - 20 \times 10^{-3} * 700 = -2V$$

La tension $V_{CE} < 0V$ n'est pas correcte, le transistor est saturé est dans ce cas il faut prendre V_{CE} entre 0,1V et 0,3V et il faut recalculer I_C :

$$\left. \begin{aligned} V_{CE} &= 0,2V \\ E &= I_C R_C + V_{CE} \end{aligned} \right\} \rightarrow I_C = \frac{E - V_{CE}}{R_C} = \frac{12 - 0,2}{700} = 16,8 mA$$



Le montage avec la résistance de base R_B est très sensible aux variations du gain de courant en émetteur commun β .

Schéma 2 :

$$E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{6,1 \times 10^3}{18,4 \times 10^3 + 6,1 \times 10^3} 12 = 3V$$

$$I_C \approx \frac{E_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{3 - 0,7}{230} = 10mA$$

$$E = I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C$$

$$I_E \approx I_C$$

$$V_{CE} \approx E - I_C (R_C + R_E) = 12 - 10 \times 10^{-3} (470 + 230) = 5V$$

Un point de fonctionnement très stable (I_C et V_{CE} varient très peu avec β). On peut augmenter la stabilité en prenant $R_B \ll R_E$.

c) les deux éléments qui varient avec la température sont la tension $V_{BE} = 0,7V$ à $T = 300^\circ K$ (V_{BE} diminue de 2 mV par $^\circ Kelvin$) et $\beta = 200$ à $T = 300^\circ K$ (augmente de 0,6% par $^\circ Kelvin$).

On calcule les valeurs de la tension V_{BE} et du gain β à $400^\circ K$:

$$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{T_2 - T_1} \rightarrow V_{BE2} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} (T_2 - T_1) + V_{BE1} = -2 \times 10^{-3} * (400 - 300) + 0,7 = 0,5V$$

$$\frac{\Delta b\%}{\Delta T} = \frac{b_2 - b_1}{b_1} * 100 * \frac{1}{T_2 - T_1} \rightarrow b_2 = \left(\left(\frac{\Delta b\%}{\Delta T} \right) * \frac{T_2 - T_1}{100} + 1 \right) b_1 = \left(\frac{0,6}{100} * (400 - 300) + 1 \right) * 200 = 320$$

Schéma 1 :

$$\left. \begin{aligned} E &= I_B R_B + V_{BE} \\ I_B &= \frac{I_C}{b} \end{aligned} \right\} R_B = \frac{E - V_{BE}}{I_B} = b \frac{E - V_{BE}}{I_C} \rightarrow I_C = b \frac{E - V_{BE}}{R_B} = 320 * \frac{12 - 0,5}{226 \times 10^3} = 16,2 \text{mA}$$

$$E = I_C R_C + V_{CE} \rightarrow V_{CE} = E - I_C R_C = 12 - 16,2 \times 10^{-3} * 700 = 0,6 \text{V}$$

Le transistor n'est pas encore saturé, mais le point de fonctionnement est très proche de la saturation, donc risque de distorsion. Le point de fonctionnement du circuit est très sensible aux variations de température.

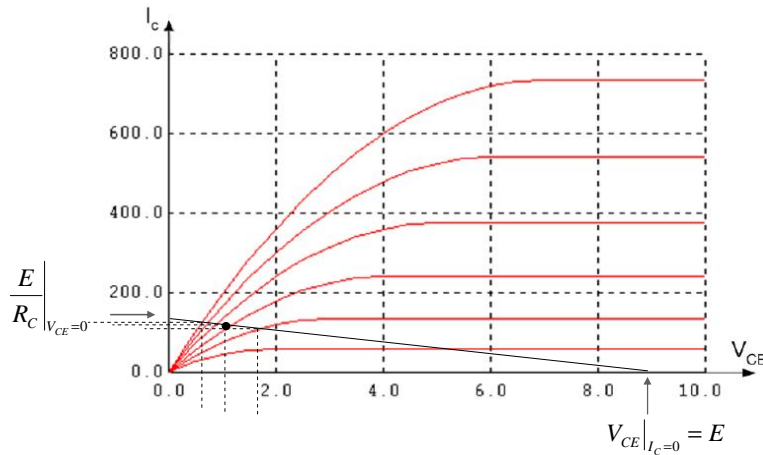


Schéma 2 :

$$E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{6,1 \times 10^3}{18,4 \times 10^3 + 6,1 \times 10^3} 12 = 3 \text{V}$$

$$I_C = \frac{E_B - V_{BE}}{\frac{1}{b} R_B + R_E} = \frac{3 - 0,5}{\frac{1}{320} 4,6 \times 10^3 + 230} = 10,2 \text{mA}$$

$$E = I_E R_E + V_{CE} + I_C R_C$$

$$I_E \approx I_C$$

$$V_{CE} \approx E - I_C (R_C + R_E) = 12 - 10,2 \times 10^{-3} (470 + 230) = 4,8 \text{V}$$

Le point de polarisation est très stable.

Exercice 2

Calculez le point de fonctionnement (I_{C1} et I_{C2}) du circuit de la Figure 2 ($\beta_{F1} = \beta_{F2} = 100$). Vérifier que les transistors ne sont pas saturés.

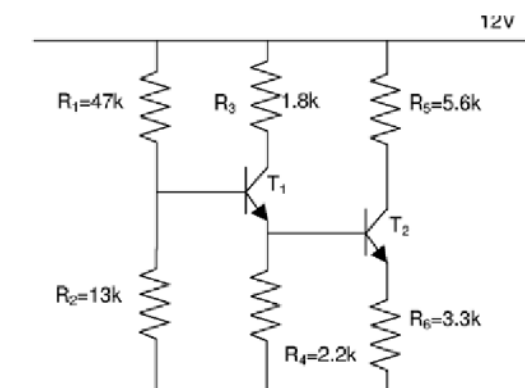


Figure 2 : Schéma exercice 2

Solution : $I_{C1} = 859\mu A$ et $I_{C2} = 360\mu A$.

Hypothèse I_{B1} négligeable par rapport à I_{R2} :

$$V_{B1} = E \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \frac{13 \times 10^3}{47 \times 10^3 + 13 \times 10^3} = 2,6V$$

$$V_{E1} = 2,6 - 0,7 = 1,9V$$

$$V_{E2} = 1,9 - 0,7 = 1,2$$

$$I_{E2} = I_{R6} = \frac{V_{E2}}{R_6} = \frac{1,2}{3,3 \times 10^3} = 364 \mu A$$

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = \frac{I_{C2}}{b} + I_{C2} = \frac{b+1}{b} I_{C2} \rightarrow I_{C2} = \frac{b}{1+b} I_{E2} = \frac{100}{1+100} * 364 \times 10^{-6} = 360 \mu A$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{b} = \frac{360 \times 10^{-6}}{100} = 3,6 \mu A$$

$$I_{E1} = I_{R4} + I_{B2} = \frac{V_{E1}}{R_4} + I_{B2} = \frac{1,9}{2,2 \times 10^3} + 3,6 \times 10^{-6} = 867 \mu A$$

$$I_{E1} = \frac{b+1}{b} I_{C1} \rightarrow I_{C1} = \frac{b}{1+b} I_{E1} = \frac{100}{1+100} 867 \times 10^{-6} = 859 \mu A$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{b} = \frac{859 \times 10^{-6}}{100} = 8,6 \mu A$$

On doit encore vérifier que les transistors ne sont pas saturés :

$$E = I_{C2} * R_5 + V_{CE2} + I_{E2} * R_6 \rightarrow$$

$$V_{CE2} = E - I_{E2} * R_6 - I_{C2} * R_5 = 12 - 364 \times 10^{-6} * 3,3 \times 10^3 - 360 \times 10^{-6} * 5,6 \times 10^3 = 8,78V$$

$$V_{E1} = I_{E2} R_6 + V_{BE2} = 364 \times 10^{-6} * 3,3 \times 10^3 + 0,7 = 1,9V$$

$$E = I_{C1} R_3 + V_{CE1} + V_{E1} \rightarrow V_{CE1} = E - V_{E1} - I_{C1} R_3 = 12 - V_{E1} - 859 \times 10^{-6} * 1,8 \times 10^3 = 8,56V$$

$$V_{CB2} = E - I_{C2} R_5 - (I_{E2} R_6 + V_{BE2}) = 12 - 360 \times 10^{-6} * 5,6 \times 10^3 - (364 \times 10^{-6} * 3,3 \times 10^3 + 0,7) = 8V$$

$$V_{CB1} = E - I_{C1} R_3 - (V_{E1} + V_{BE1}) = 12 - 859 \times 10^{-6} - (1,9 + 0,7) = 7,85V$$

Les jonction BC des deux transistors sont bloquée ($V_{CB} > 0V$) et les transistors ne sont pas saturés ($V_{CE} > 0$)

Exercice 3

Calculez le schéma de la Figure 3, présentant une partie réduite d'un montage, le potentiel au collecteur du transistor a pour valeur $V_C = 4V$, $V_{CC} = 10V$. Les résistances ont pour valeur $R_B = 10k\Omega$ et $R_C = 100\Omega$. Calculez le potentiel V_E de l'émetteur du transistor, celui-ci supposé polarisé dans sa zone de fonctionnement linéaire actif. Le gain en courant du transistor est $\beta = 200$. Obtenir I_C , puis I_B et par la suite V_B et V_E . Vérifier V_{CE} .

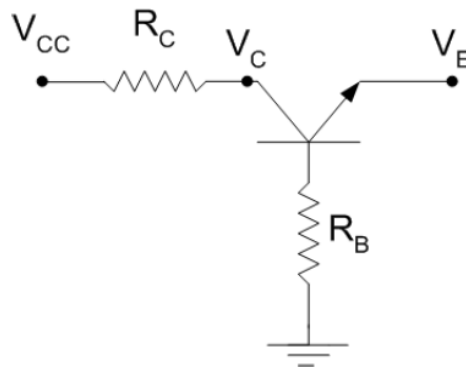


Figure 3 : Schéma exercice 3

Solution : $V_E = -3,7 V$.

Exercice 4

Examen juin 2003. Les deux transistors de la Figure 4, ont un β de 200. Pour une tension d'entrée V_1 de 5 V. Calculez la valeur des courants I_1 et I_2 ainsi que l'état de

fonctionnement des transistors. La tension d'alimentation est de 5 V. Les résistances valent respectivement 500 Ω et 6 k Ω . $V_{BE} = 0,7V$.

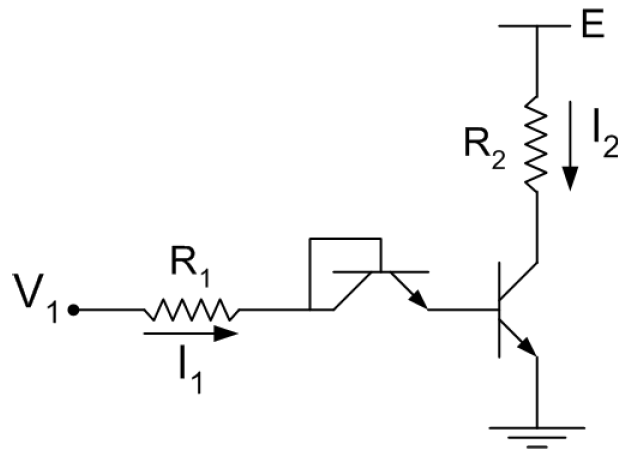


Figure 4: Schéma exercice 4

Solution : $I_1 = 7,2$ mA et $I_2 = 0,8$ mA.

Exercice 5

Examen janvier 2003. Pour la Figure 5, $V_{DD} = 15\text{ V}$, $V_{SS} = -15\text{ V}$, $R = 27,6\text{ k}\Omega$, $\beta_N = \beta_P = 100$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$. $V_{DD} = 15\text{ V}$, $V_{SS} = -15\text{ V}$, $R = 27,6\text{ k}\Omega$, $\beta_N = \beta_P = 100$, $R_L = 1\text{ k}\Omega$ et $R_2 = 300\Omega$.

- Donnez la valeur de V_{out} lorsque $R_1 = 600\Omega$.
- Quelle doit être la valeur de la résistance R_2 afin d'obtenir $V_{out} = 0\text{ V}$ avec $R_1 = 600\Omega$?
- Que se passe-t-il si la diode D_4 est déconnectée avec $R_1 = R_2 = 600\Omega$? recalculez V_{out} .

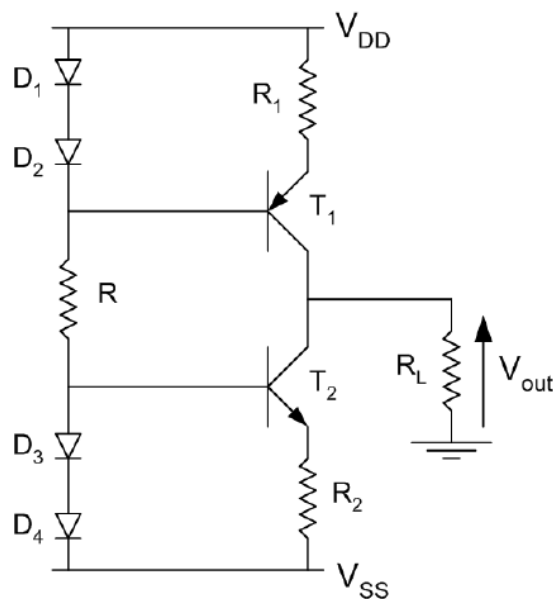


Figure 5: Schéma exercice 5

Solution :

- $V_{out} = -1,1\text{ V}$.
- $R_2 = 600\Omega$.
- T_2 est saturé et $V_{out} = -8,7\text{ V}$.

Exercice 6

Examen janvier 2003. Déterminez les valeurs de R_1 et R_2 dans le miroir de courant de la Figure 6 dans le but d'avoir les caractéristiques suivantes : $I_1 = 0,3\text{ mA}$, $I_2 = 2,4$

mA, $\beta = 200$, $I_{S1} = I_{S2} = 10^{-15}$ A, $n = 2$ (facteur d'idéalité de la jonction pn).

$$I_B = I_S \left(\exp\left(\frac{V_{BE}}{nV_T}\right) - 1 \right)$$

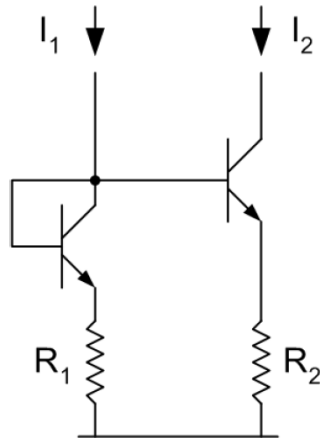


Figure 6: Schéma exercice 6

Solution : $R_1 = 3604 \, \Omega$, et $R_2 = 450 \, \Omega$.

Exercice 7

Pour la Figure 7, en considérant qu' $I_{C1} = I_{C2}$ est connu et $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$. V_{bias} : tension DC de polarisation.

- a) Calculez A_{v1} et A_{v2} .
- b) Calculez Z_{in} , Z_{out1} , et Z_{out2} .

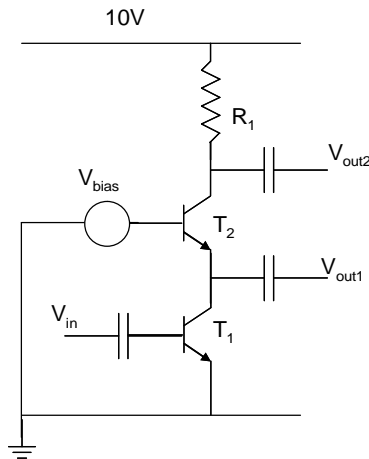


Figure 7: Schéma exercice 7

Solution :

- a) $A_{v1} = -1$ et $A_{v2} = \frac{R_1 I_C}{V_T}$
- b) $Z_{\text{in}} = \frac{b V_T}{I_C}$, $Z_{\text{out1}} \approx \frac{V_T}{I_C}$ et $Z_{\text{out2}} \approx R_1$

Exercice 8

Pour le circuit de la Figure 8 :

- a) Calculez les paramètres statiques (I_{C1} , I_{C2} , β_1 , β_2) et dynamiques R_{in} et R_{out} du montage Darlington à la température de 25°C pour $I_C = 5 \text{ mA}$ et $V_{\text{CE}} = 5 \text{ V}$, si les deux transistors sont de type BC547A avec $|V_A| = 70 \text{ V}$, en connaissant la dépendance de leur β en fonction du courant I_C (Figure 9).
- b) Recalculez les paramètres statiques du circuit mais pour un point de fonctionnement ($I_C = 0,2 \text{ mA}$, $V_{\text{CE}} = 2 \text{ V}$, si les transistors dont on dispose ont les caractéristiques suivantes : $|V_A| = 50 \text{ V}$, le courant inverse du transistor vaut $I_{\text{CB}} =$

0,1 nA à 25°C, sa variation en fonction de la température à l'expression suivante : $I_{CB} = I_S(T^\circ) = I_S(T_0)e^{0,1(T-T_0)}$, la température d'utilisation est de 80°C, la dépendance de β en fonction du courant I_C est repris à la Figure 10. Comparez le courant de base du montage au courant inverse du transistor. Quel est le problème ?

- c) Le circuit de la Figure 11 tente de résoudre le problème (b). En quoi ? Calculez I_{C1} , β_1 , I_{RE} , R_E et déduisez-en les paramètres dynamiques du circuit R_{in} et R_{out} . R_{in} est calculé pour $V_{out}=0V$. R_{out} est calculé pour $i_{in}=0A$. $V_T = 26\text{ mV}$.

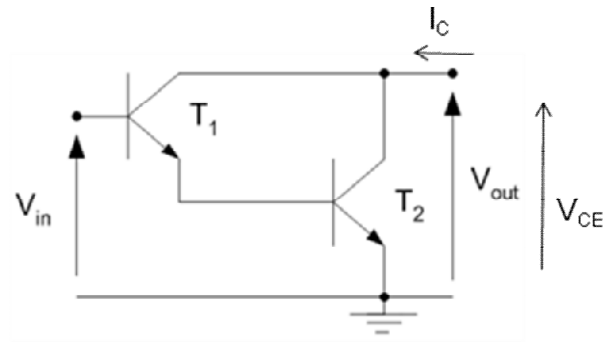


Figure 8: montage Darlington de l'exercice 8

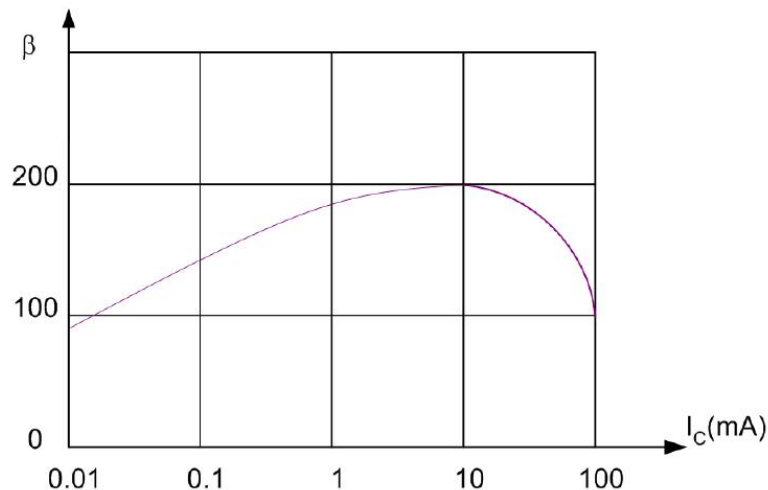


Figure 9 : Dépendance de β du transistor BC547A en fonction du courant I_C ($V_{CE} = 5\text{ V}$, $T = 25^\circ\text{C}$)

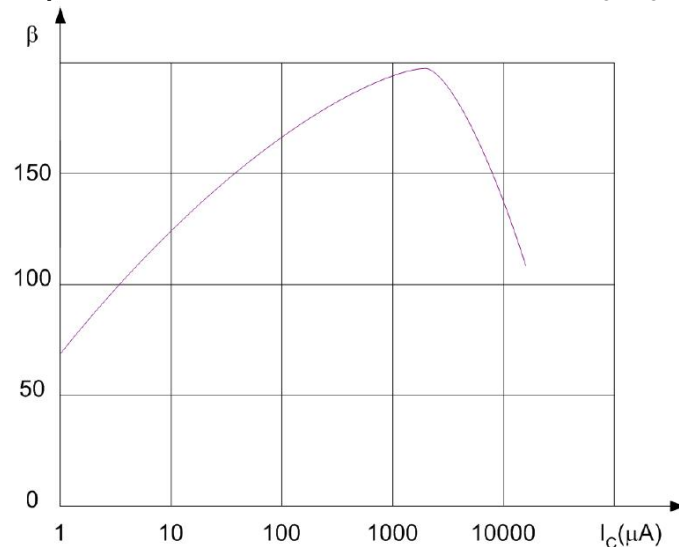


Figure 10 : Dépendance de β en fonction du courant I_C ($V_{CE} = 2 \text{ V}$, $T = 80^\circ\text{C}$).

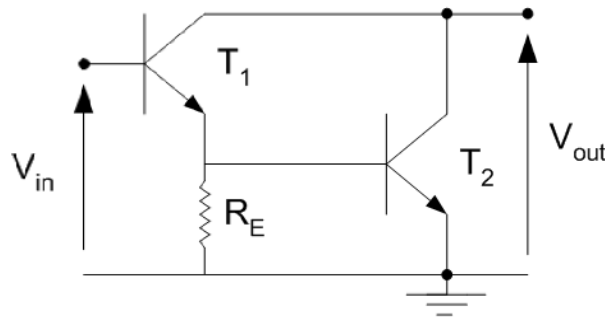


Figure 11 : Montage Darlington à résistance supplémentaire de l'exercice 8

Solution :

- Paramètres statiques : $I_{C2} = 5 \text{ mA}$, $I_{C1} = 26,3 \text{ }\mu\text{A}$, $\beta_1 = 190$, $\beta_2 = 110$. Paramètres dynamiques : $R_{in} = 221 \text{ k}\Omega$, et $R_{out} = 7 \text{ k}\Omega$.
- Paramètres statiques : $I_{B2} = 1,14 \text{ }\mu\text{A}$ et $I_{B1} = 16 \text{ nA}$.
- $I_{C1} = 20 \text{ }\mu\text{A}$ (valeur imposée), $\beta_1 = 140$, $I_{RE} = 18,86 \text{ }\mu\text{A}$ et $R_E = 31,8 \text{ k}\Omega$. Paramètres dynamiques $R_{in} = 2 \text{ M}\Omega$ et $R_{out} = 33,5 \text{ k}\Omega$.

a)

Paramètres statiques :

Pour le circuit de la Figure 8 on calcule le courant de collecteur I_C en fonction du courant de la base I_B et du gain de courant du circuit β :

$$I_C = I_{C2} = b_2 I_{B2} \approx (1 + b_2) b_1 I_B \approx b_2 b_1 I_B = b I_B$$

$$I_{B2} = I_{E1} = I_B + I_{C1} = I_B + b_1 I_B = (1 + b_1) I_B \approx b_1 I_B$$

$$I_{C1} \ll I_{C2} = I_C = 5 \text{ mA}$$

Avec I_{C2} et le graphique (I_C, β) du transistor (Figure 9) on obtient la valeur de $\beta_2 = 190$.

On calcule I_{C1} avec β_2 et I_{C2} :

$$I_{C2} = b_2 I_{B2} \approx b_2 I_{C1} \rightarrow I_{C1} \approx I_{C2} / b_2 = 5 \times 10^{-3} / 190 = 26,3 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{B2} \approx I_{C1}$$

Avec I_{C2} et le graphique (I_C, β) du transistor (Figure 9) on obtient la valeur de $\beta_2 = 110$.

Avec β_1 et β_2 on calcule β :

$$b \approx b_1 b_2 = 190 * 110 = 20900$$

Avec le courant du collecteur $I_C = I_{C2}$ et le gain β on calcule le courant de la base I_B :

$$I_C = I_{C2} \approx b I_B \rightarrow I_B \approx I_C / b = 5 \times 10^{-3} / 20900 = 0,24 \text{ }\mu\text{A}$$

Paramètres dynamiques :

On calcule les résistances R_{in} , R_{out} et le gain de tension A_v (Figure 12).

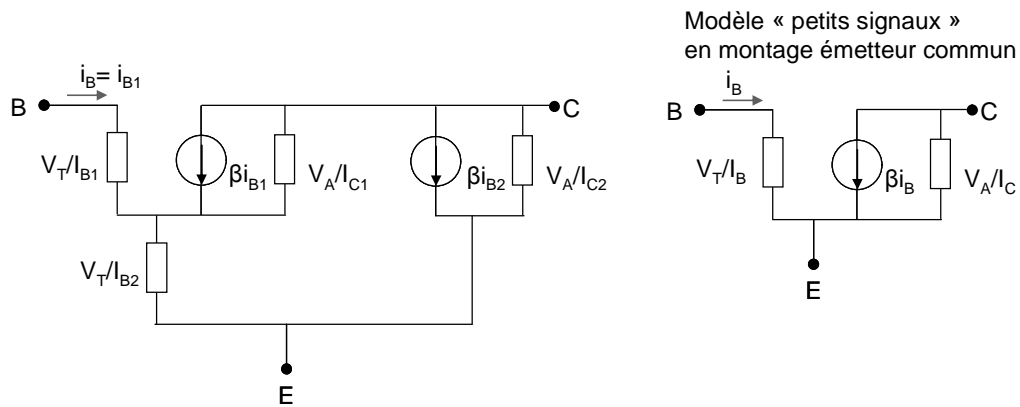


Figure 12 : Modèle petits signaux du transistor Darlington en montage émetteur commun

On calcule la résistance d'entrée R_{in} :

$$R_{in} = v_{in} / i_{in} \big|_{v_{out}=0}$$

Pour calculer R_{in} on court-circuite la sortie (Figure 13) :

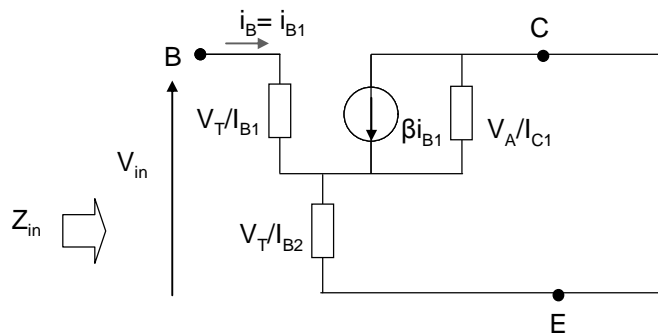


Figure 13 : calcul de l'impédance d'entrée Z_{in} pour le modèle "petits signaux" du transistor Darlington

$$R_{in} = v_{in} / i_{in} \Big|_{v_{out}=0}$$

$$v_{in} = \frac{V_T}{I_{B1}} i_{in} + \frac{V_T}{I_{B2}} i_{B2}$$

$$i_{B2} = i_{B1} + b i_{B1} + i_{RO1}$$

$$i_{RO1} = \frac{V_{RO1}}{V_A / I_{C1}} = \frac{-\frac{V_T}{I_{B2}} i_{B2}}{V_A / I_{C1}} = -\frac{V_T}{I_{B2}} i_{B2} \frac{I_{C1}}{V_A} = -i_{B2} \frac{V_T}{V_A}$$

$$i_{B2} = i_{B1} + b i_{B1} - i_{B2} \frac{V_T}{V_A} \rightarrow i_{B2} \left(1 + \frac{V_T}{V_A} \right) = i_{B1} (1 + b) \rightarrow \frac{i_{B2}}{i_{B1}} = \frac{1 + b}{1 + \frac{V_T}{V_A}} \approx b_1$$

$$i_{B2} \approx b_1 i_{B1}$$

$$v_{in} \approx \frac{V_T}{I_{B1}} i_{in} + \frac{V_T}{I_{B2}} b_1 i_{B1}$$

$$i_{in} = i_{B1}$$

$$\frac{V_T}{I_{B2}} = \frac{V_T}{I_{C1}} = \frac{V_T}{b_1 I_{B1}} \rightarrow v_{in} \approx 2 \frac{V_T}{I_{B1}} i_{in}$$

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} \Big|_{v_{out}=0} \approx 2 \frac{V_T}{I_{B1}} = 2 \frac{26 \times 10^{-3}}{0,24 \times 10^{-6}} = 221 k\Omega$$

L'impédance d'entrée est deux fois plus grande que celle d'un seul transistor.

On calcule la résistance de sortie R_{out} (Figure 14):

$$R_{out} = v_{out} / i_{out} \Big|_{i_{in}=0}$$

Pour le montage « petits signaux » on devra tenir compte d' $i_{in} = 0$:

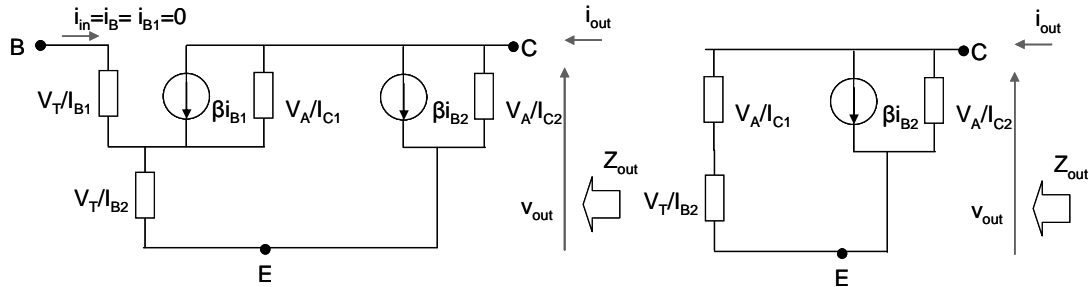


Figure 14 : montage « petits signaux » pour le calcul de l'impédance de sortie R_{out}

$$R_{out} = v_{out} / i_{out} \big|_{i_{in}=0}$$

$$i_{out} = b i_{B2} + \frac{v_{out}}{V_A / I_{C2}} + \frac{v_{out}}{V_T / I_{B2} + V_A / I_{C1}}$$

$$i_{B2} = \frac{v_{out}}{V_T / I_{B2} + V_A / I_{C1}}$$

$$V_T / I_{B2} \ll V_A / I_{C1} \rightarrow i_{B2} \approx \frac{v_{out}}{V_A / I_{C1}}$$

$$i_{out} = b \frac{v_{out}}{V_A / I_{C1}} + \frac{v_{out}}{V_A / I_{C2}} + \frac{v_{out}}{V_A / I_{C1}} = (b+1) \frac{v_{out}}{V_A / I_{C1}} + \frac{v_{out}}{V_A / I_{C2}} \approx b \frac{v_{out}}{V_A / I_{C1}} + \frac{v_{out}}{V_A / I_{C2}}$$

$$I_{C2} = b I_{C1} \rightarrow \frac{V_A}{I_{C2}} = \frac{V_A}{b I_{C1}} \rightarrow \frac{V_A}{I_{C1}} = b \frac{V_A}{I_{C2}}$$

$$i_{out} \approx b \frac{v_{out}}{V_A / I_{C1}} + \frac{v_{out}}{V_A / I_{C2}} \rightarrow i_{out} \approx b \frac{v_{out}}{b \frac{V_A}{I_{C2}}} + \frac{v_{out}}{V_A / I_{C2}} = 2 \frac{v_{out}}{V_A / I_{C2}}$$

$$\frac{V_A / I_{C2}}{2} \approx \frac{v_{out}}{i_{out}}$$

$$R_{out} = v_{out} / i_{out} \big|_{i_{in}=0} \rightarrow R_{out} i_{out} \approx \frac{V_A / I_{C2}}{2} = \frac{70/5 \times 10^{-3}}{2} = 7 k\Omega$$

L'impédance de sortie R_{out} est encore élevée, si bien inférieure à celle d'un seul transistor ($V_A / I_{C2} = 14 k\Omega$).

b)

Recalculez les paramètres statiques du circuit mais pour un point de fonctionnement ($I_C = 0,2\text{mA}$, $V_{CE} = 2\text{V}$, si les transistors dont on dispose ont les caractéristiques suivantes : $|V_A| = 50\text{V}$, le courant inverse du transistor vaut $I_{CB} = 0,1\text{nA}$ à 25°C , sa variation en fonction de la température à l'expression suivante : $I_S(T^\circ) = I_S(T_0)e^{0,1(T-T_0)}$, la température d'utilisation est de 80°C , la dépendance de β en fonction du courant I_C est reprise à la Figure 10. Comparez le courant de base du montage au courant inverse du transistor. Quel est le problème ?

c)

Le circuit de la Figure 11 tente de résoudre le problème (b). En quoi ? Calculez I_{C1} , β_1 , I_{RE} , R_E et déduisez-en les paramètres dynamiques du circuit R_{in} et R_{out} .

On recalcule les courants du transistor (I_C , I_{C1} , I_{C2} , I_{B1} , I_{B2}):

$$I_C = I_{C2} = 200\mu\text{A} \rightarrow b_2(I_{C2}) = 175$$

$$I_{B2} = I_{C1} = \frac{I_{C2}}{b_2} = \frac{200 \times 10^{-6}}{175} = 1,14\mu\text{A} \rightarrow b_1(I_{C1}) = 70$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{b_1} = \frac{1,14 \times 10^{-6}}{70} = 16\text{nA}$$

Le courant inverse du transistor I_{CB} (ou I_S) à 80°C ($I_{CB} = 0,1\text{nA}$ à 25°C) devient :

$$I_S(T^\circ) = I_S(T_0)e^{0,1(T-T_0)}$$

$$I_{CB}(80^\circ) = I_{CB}(25^\circ)e^{0,1(80-25)} = 0,1 \times 10^{-9} e^{0,1(80-25)} = 24\text{nA}$$

Le courant inverse du transistor ($I_{CB} = 24\text{nA}$) est plus grand que le courant de la base ($I_B = 16\text{nA}$). Dans cette situation le bruit sera plus important que le signal à amplifier. Une solution serait d'augmenter le courant de collecteur I_{C1} , pour ainsi augmenter β et I_{B1} . Cependant, le fait d'augmenter I_{C1} augmentera aussi I_{C2} (on veut garder $I_{C2} = 0,2\text{mA}$).

Le deuxième Schéma (Figure 11) tiens compte de la résistance R_E entre la base et l'émetteur du deuxième transistor. En effet, grâce à R_E on peut augmenter $I_{C1} = I_{RE} + I_{B2}$ sans changer le point de fonctionnement du deuxième transistor :

$$V_{RE} = V_{BE2} = 0,6\text{V}$$

Le courant I_{B2} sera 10 fois plus grand que le courant inverse du transistor I_{CB} pour ainsi contrecarrer le bruit.

Cependant, la relation entre i_B et i_C ne sera pas linéaire (β varie en fonction de I_C). On devra augmenter I_{C1} mais sa grandeur devra être négligeable par rapport à I_{C2} (qui restera plus ou moins constant). Avec $I_{C1} = I_{C2}/10 = 20\mu\text{A}$ on calcule le gain β_1 et courant I_{B1} , ainsi que I_{RE} et la valeur de la résistance R_E :

Exercice 9

Examen de juin 2003. Calculez le gain A_v , la résistance d'entrée R_{in} et la résistance de sortie R_{out} du circuit de la Figure 15. Concevez le circuit avec une tension d'amplitude 100 mV et de fréquence 100 kHz dans le but de répondre aux spécifications suivantes :

Gain $A_v = -10$, $R_{out} < 2,5 \text{ k}\Omega$, $R_{in} > 10 \text{ k}\Omega$, alimentation 12 V, approximation de V_{BE} à 0,7 V et β à 150 (valeur à vérifier), dynamique de sortie la plus grande possible, résistance de précision de 10%, $C_1 = C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$. Calculez les résistances R_C , R_E , R_1 et R_2 .

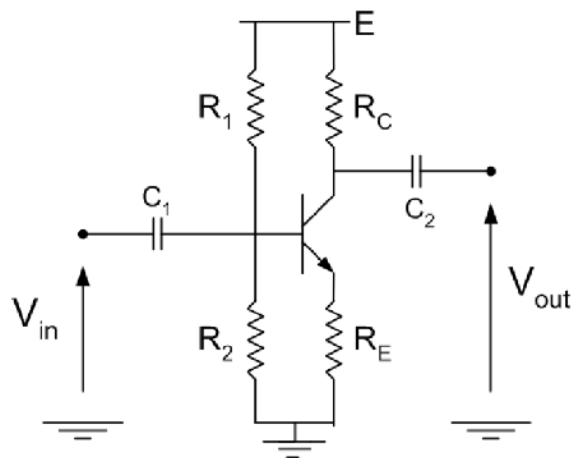


Figure 15: Schéma Exercice 9

Solution : $A_v = -\frac{R_C}{R_E}$, $R_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel \beta R_E$, $R_{out} = R_C$, $R_C = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_E = 220 \text{ }\Omega$, $R_1 = 140 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 14 \text{ k}\Omega$.

Exercice 10

Examen juin 2003. Calculez le gain du circuit de la Figure 16 en fonction de R_C . Avec le matériel du laboratoire, concevez le schéma de la Figure 16 en choisissant R_C en vue d'obtenir un gain en tension de -7 pour une fréquence de 100 kHz. Quelle gamme de tension d'entrée maximale pouvez-vous injecter (justification) ? Les caractéristiques du circuit sont les suivantes : $R_1 = 100\text{ k}\Omega$, $R_2 = 10\text{ k}\Omega$, $R_E = 1\text{ k}\Omega$, $E = 15\text{ V}$, $C_1 = C_2 = 1\text{ }\mu\text{F}$, approchez β à une valeur de 150.

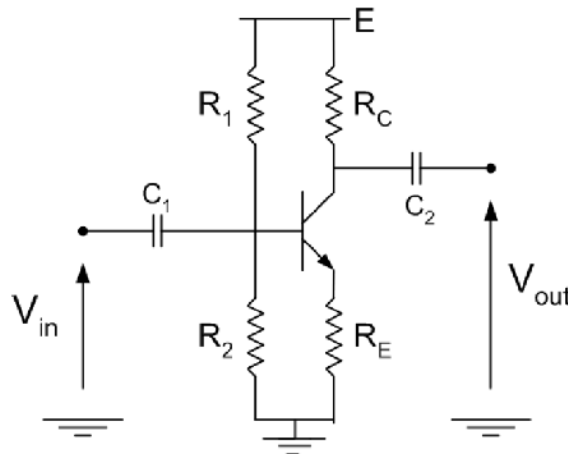


Figure 16: Schéma Exercice 10

Solution : $A_v = -\frac{R_C}{R_E}$, $R_C = 7\text{ k}\Omega$.

Calculer le point de polarisation (point DC) :

$$V_B = \frac{E}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{15}{100k + 10k} 10k = 1,36V$$

$$V_E = V_B - V_{BE} = 1,36 - 0,7 = 0,66V$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{0,66}{1k} = 0,66mA \approx I_C$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{0,66mA}{150} = 4,4\mu A$$

Obtenir les valeurs pour le modèle « petits signaux »:

$$r_{BE} = \frac{V_T}{I_B} = \frac{26mV}{4,4\mu A} =$$

Designer le montage petits signaux :

Expresion de la relation de tensions V_{out}/V_{in} :

Exercice 11

Examen juin 2005. Pour le Schéma de la Figure 17, calculez les courants DC passant à travers les deux transistors. Calculez les caractéristiques petits signaux de chaque transistor. Dessinez le schéma petits signaux du circuit (et ses éventuelles simplifications). Calculez le gain en tension v_y/v_{in} du montage à vide ainsi que l'impédance d'entrée $R_{in} = (v_{in}/i_{in})_{i_{out}=0}$ (pour ces deux derniers calculs, considérez que $r_0 \rightarrow \infty$). Les caractéristiques du circuit sont les suivantes : $V_{DD} = 6\text{ V}$, $R_1 = 200\text{ k}$, $R_2 = 50\text{ k}\Omega$, $R_4 = 100\Omega$, $R_5 = 150\Omega$, $R_C = 600$, $C_2 = 100\text{ nF}$, $C_4 = 100\text{ nF}$, $V_{EA1} = V_{EA2} = 50\text{ V}$, $\beta_1 = \beta_2 = 200$, $V_{T1} = V_{T2} = 26\text{ mV}$.

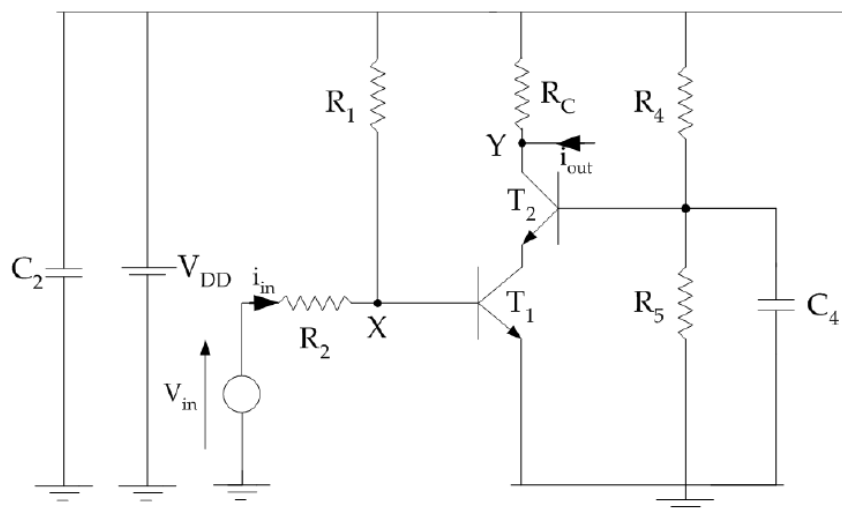


Figure 17: Schéma Exercice 11

Solution : $I_{C1} = I_{C2} = 2,5\text{ mA}$, $I_{B1} = I_{B2} = 12,5\text{ }\mu\text{A}$, $A_v = -R_C b_{F1}/R_2 = -2,4$,
 $R_{in} = R_2 + V_T/I_{B1} \approx 50\text{ k}\Omega$.

Exercice 12

Examen juin 2005 : Pour le schéma de la Figure 18, calculez les courants DC passant à travers les deux transistors. Calculez les caractéristiques "petits signaux" de chaque transistor. Dessinez le schéma "petits signaux" du circuit (et ses éventuelles simplifications). Calculez le gain en tension v_{out}/v_{in} du montage ainsi que l'impédance d'entrée $R_{in} = (v_{in}/i_{in})_{i_{out}=0}$. Les caractéristiques du circuit sont les suivantes : $V_{DD} = 10$ V, $R_1 = 2k\Omega$, $R_2 = 2k$, $R_3 = 1k\Omega$, $R_4 = 1k\Omega$, $C_1 = 100$ nF, $V_{EA1} = V_{EA2} = 100$ V, $\beta_1 = \beta_2 = 200$, $V_{T1} = V_{T2} = 26$ mV. En petits signaux négliger i_{R3} si possible. R_3 n'a pas de rôle en AC car on a intérêt à faire passer un maximum de courant dans la base pour obtenir l'effet transistor.

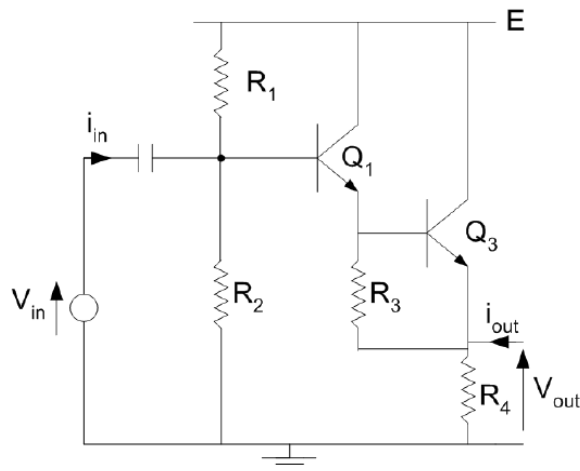


Figure 18: Schéma Exercice 12

Solution : $I_{C1} = 0,7$ mA, $I_{B1} = 3,5$ μ A, $I_{C2} = 2,5$ mA, $I_{B2} = 14,5$ μ A, $A_V \approx 1$,

$$R_{i_n} = R_1 \parallel R_2 \parallel \frac{b_F^2 (R_4 \parallel r_{o2})}{I + \frac{V_T}{I_{B2}}} \approx 1k\Omega.$$

Exercice 13

Examen juin 2005 : Pour le schéma de la Figure 18, calculez les courants DC passant à travers les deux transistors. Calculez les caractéristiques "petits signaux" de chaque transistor. Dessinez le schéma "petits signaux" du circuit (et ses éventuelles

simplifications). Calculez le gain en tension v_{out}/v_{in} du montage ainsi que l'impédance d'entrée $R_{in} = (v_{in}/i_{in})_{i_{out}=0}$. Les caractéristiques du circuit sont les suivantes : $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$, $V_{EA1} = V_{EA2} = 50 \text{ V}$, $\beta_1 =$

$$\beta_2 = 200, V_{T1} = V_{T2} = 26 \text{ mV}.$$

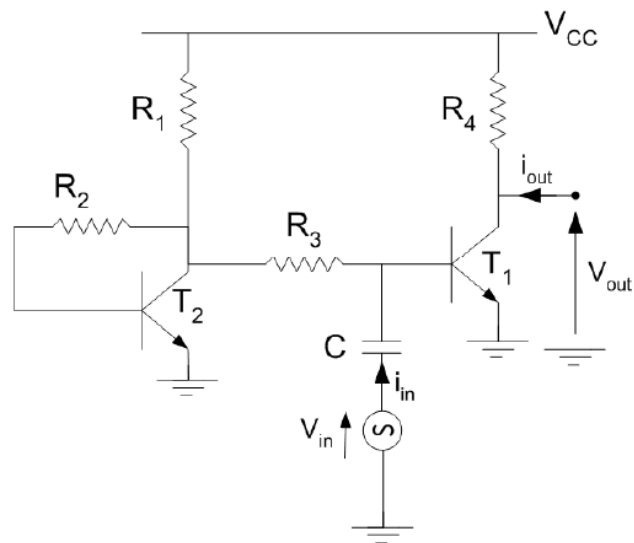


Figure 19: Schéma Exercice 13

Solution : $I_{C1} = 0,461 \text{ mA}$, $I_{B1} = 2,3 \text{ } \mu\text{A}$, $I_{C2} = 0,461 \text{ mA}$, $I_{B2} = 2,3 \text{ } \mu\text{A}$,

$$A_v = -\frac{(r_{o1} \parallel R_4) b_F}{V_T / I_{B1}} = -162, R_{in} = R_3 \parallel \frac{V_T}{I_{B1}} = 5305 \Omega.$$

Exercice 14

Examen juin 2006 : L'amplificateur de la Figure 20 est un amplificateur bipolaire. Ses caractéristiques sont les suivantes : $R_1 = 240\Omega$, $R_2 = 52k\Omega$, $R_3 = 360\Omega$, $R_4 = 250\Omega$, $E = 5V$, $R_L = 1000\Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = 1\mu F$, $\beta_F = 200$, $V_{EA} \rightarrow \infty$, $V_T = 26\text{ mV}$.

- Calculez le courant DC passant dans les deux transistors en supposant que tous les transistors soient en mode actif et que le courant de base du transistor 2 soit négligeable par rapport au courant passant à travers R_3 .
- Dessinez le schéma "petits signaux" du circuit ainsi que ses différentes simplifications commentées (l'impédance des capacités peut être négligée aux fréquences utilisées).
- Calculez le gain en tension v_{out}/v_{in}

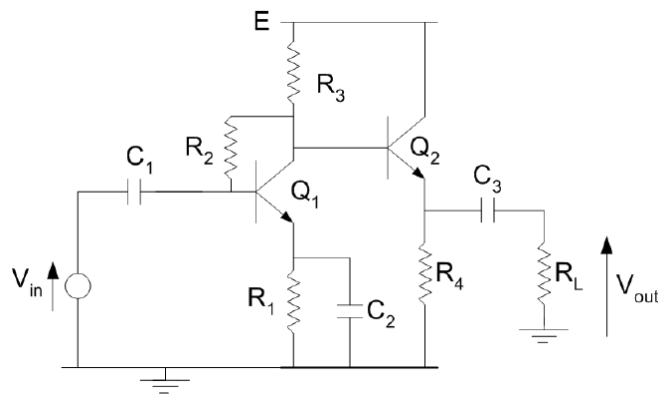


Figure 20: Schéma Exercice 14

Solution : $I_{C1} = 5,59\text{ mA}$, $I_{C2} = 8,8\text{ mA}$, $A_v = -80$.

Exercice 15

Examen juin 2006 : L'amplificateur de la Figure 21 est un amplificateur bipolaire. Ses caractéristiques sont les suivantes : $R_1 = 1,3 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 2700\Omega$, $R_4 = 1\text{k}\Omega$, $E = 10\text{V}$, $R_L = 220 \Omega$, $C_1 = C_2 = C_3 = 1\mu\text{F}$, $\beta_F = 200$, $V_{EA} \rightarrow \infty$, $V_T = 26 \text{ mV}$.

- a) Calculez le courant DC passant dans les deux transistors en supposant que tous les transistors soient en mode actif et que le courant de base du transistor 2 soit négligeable par rapport au courant passant à travers R_2 .
- b) Dessinez le schéma "petits signaux" du circuit ainsi que ses différentes simplifications commentées (l'impédance des capacités peut être négligée aux fréquences utilisées).
- c) Calculez la valeur de R_3 dans le but d'obtenir le gain en tension v_{out}/v_{in} de -15 (attention, R_3 doit être plus petit que 3500 pour éviter de saturer le transistor).

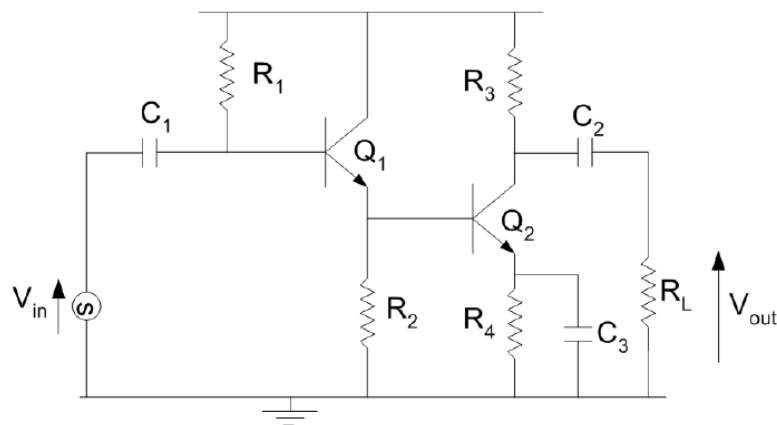


Figure 21: Schéma Exercice 15

Solution : $I_{C1} = 1 \text{ mA}$, $I_{C2} = 2 \text{ mA}$, $R_3 = 1716\Omega$.

Exercice 16

Examen juin 2007: pour le schéma de la Figure 22, ou E et V_{CC} sont des tensions continues et V_i une tension sinusoïdale alternative (aussi appelée source « petits signaux ») :

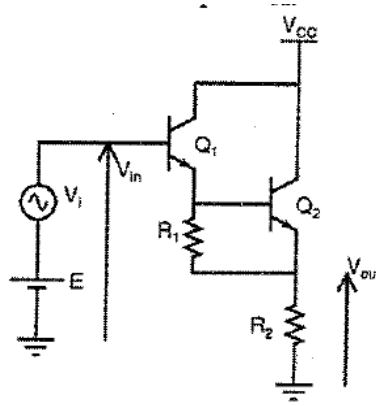


Figure 22: Exercice 16

- Déterminez les courants et tensions continues dans le circuit c.à.d. les valeurs des courants de base et de collecteur des transistors Q1 et Q2 ainsi que les courants dans la résistance R1 et R2 et la valeur de la tension Vout.
- Déterminez l'expression et la valeur de la résistance dynamique d'entrée calculée lorsque Vout est mise à 0. L'effet Early sera négligé.

Tension d'alimentation $E = 5V$, tension $V_{CC} = 10V$, résistances $R_1 = 1k\Omega$ et $R_2 = 50\Omega$, gain de courant $\beta_1 = \beta_2 = 200$, $r_0 = \infty$ et tension thermique $V_T = 26mV$.

Solution :

1) Déterminez I_{R1} I_{R2} I_{B1} I_{B2} I_{C1} I_{C2} et V_{out} :

Il faut calculer les valeurs DC :

$$V_{B1} = E = 5V$$

$$V_{E1} = V_{B2} = E - V_{BE1} = 5 - 0,7 = 4,3V$$

$$V_{E2} = V_{B2} - V_{BE2} = 4,3 - 0,7 = 3,6V = V_{OUT}$$

La résistance R1 est en parallèle avec la jonction base-émetteur du transistor Q2 :

$$I_{R1} = \frac{V_{BE2}}{R_1} = \frac{0,7}{1^{E3}} = 0,7mA \quad (1)$$

$$I_{R2} = I_{E2} + I_{R1} = \frac{V_{OUT}}{R_2} = \frac{3,6}{50} = 72mA \quad (2)$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{b_2} \quad (3)$$

$$I_{E2} = I_{C2} + I_{B2} \quad (4)$$

$$(2)(3)(4) \rightarrow I_{R2} = I_{C2} + I_{B2} + I_{R1} = I_{C2} \left(1 + \frac{1}{b_2} \right) + I_{R1} \quad (5)$$

$$(5) \rightarrow I_{C2} = \frac{I_{R2} - I_{R1}}{\left(1 + \frac{1}{b_2} \right)} = \frac{72^{E-3} - 0,7^{E-3}}{\left(1 + \frac{1}{200} \right)} = 71mA \quad (6)$$

$$(6) \rightarrow I_{B2} = \frac{I_{C2}}{b_2} = \frac{71^{E-3}}{200} = 0,36mA \quad (7)$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{b_1} \quad (8)$$

$$I_{E1} = I_{B2} + I_{R1} \quad (9)$$

$$(8)(9) \rightarrow I_{C1} = I_{E1} - I_{B1} = (I_{B2} + I_{R1}) - I_{B1} = I_{B2} + I_{R1} - \left(\frac{I_{C1}}{b_1} \right) \quad (10)$$

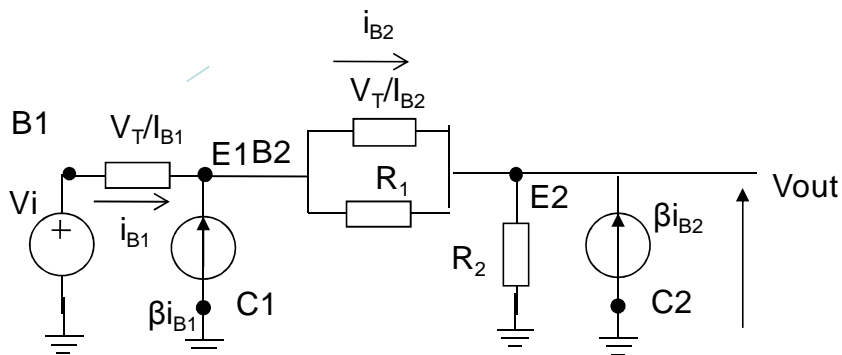
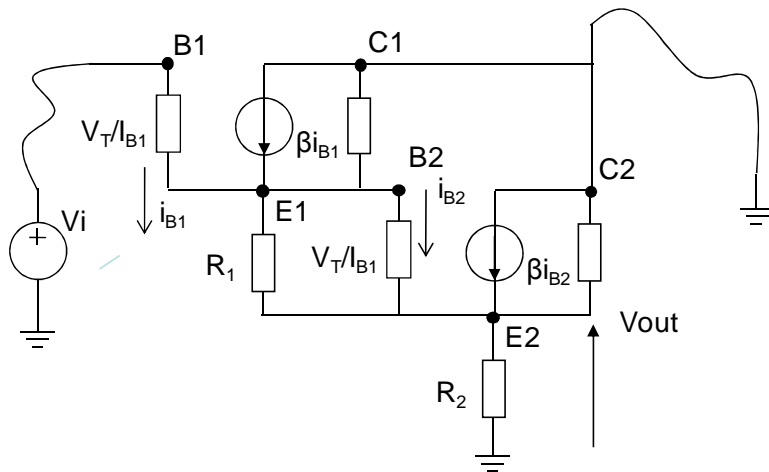
$$(10) \rightarrow I_{C1} = \frac{I_{B2} + I_{R1}}{\left(1 + \frac{1}{b_1} \right)} = \frac{3,6^{E-4} + 7^{E-4}}{\left(1 + \frac{1}{200} \right)} = 1,1mA \quad (11)$$

$$(8) \rightarrow I_{B1} = \frac{I_{C1}}{b_1} = \frac{1,1^{E-4}}{200} = 5,3mA \quad (12)$$

2) Dessinez le schéma petits signaux du circuit.

Attention :

- Spécifiez-y clairement la position des nœuds B1 C1 E1 B2 C2 E2 Vin Vout
- Spécifiez-y clairement les expressions des éléments ainsi que leurs valeurs



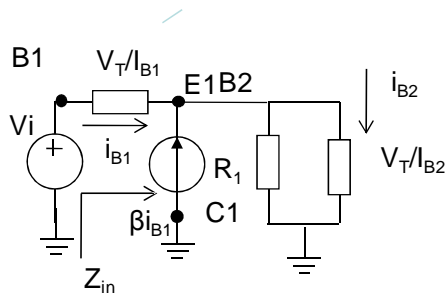
$$R_{B1} = \frac{V_T}{I_{B1}} = \frac{26^{E-3}}{5,3^{E-6}} = 4,9k\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{V_T}{I_{B2}} = \frac{26^{E-3}}{3,6^{E-4}} = 72\Omega$$

Remarque : 2 pouts pour le schéma + 2 points pour le court circuit de VDD et E + 1 point pour les simplifications (relier vers la masse) + 1 point pour la position des nœuds = 6 points. 1 point pour les expressions et valeurs de r_{B1} , r_{B2} , β_1 et β_2 = 4 points.

- 3) Dessinez le schéma petits signaux relatif au calcul de $R_{in} = V_{in}/I_{in}|_{v_{out}=0}$ et déterminez l'expression et la valeur de R_{in} :

Avec V_{out} mise à 0, R_2 et βI_{B2} sont court-circuités.



Remarque : 2 pouts pour le schéma, 2 points pour les 2 expressions (V_{in} et R_{in}) et 1 point pour la combinaison et l'expression finale.

$$R_{B1} = \frac{V_T}{I_{B1}} \quad (1)$$

$$V_{in} = R_{B1}i_{in} + V_2 \quad (2)$$

$$i_{in} = i_{B1} \quad (3)$$

$$R_{B2} = \frac{V_T}{I_{B2}} \quad (4)$$

$$V_2 = (bi_{in} + i_{in})(R_1 \parallel R_{B2}) = i_{in}(b+1)(R_1 \parallel R_{B2}) \quad (4)$$

$$(2)(4) \rightarrow V_{in} = R_{B1}i_{in} + i_{in}(b+1)(R_1 \parallel R_{B2}) \quad (5)$$

$$R_{in}|_{V_{out}=0} = \frac{V_{in}}{i_{in}} \Big|_{V_{out}=0} = R_{B1} + (b+1)(R_1 \parallel R_{B2}) = 4,9E3 + (200+1)(1E3 \parallel 72) = 18,4k\Omega \quad (6)$$

Exercice 17

Examen septembre 2007 : Pour le montage de la Figure 23 où E et V_{cc} sont des tensions continues et V_i une tension sinusoïdale alternative (aussi appelée source « petits signaux »):

- déterminez les courants et tensions continues dans le circuit c.à.d. les valeurs des courants de base et de collecteur des transistors Q1 et Q2 ainsi que les courants dans les résistances R1 et R2 et la valeur de la tension V_{out} .
- déterminez l'expression et la valeur de la résistance dynamique d'entrée calculée lorsque V_{out} est mise à 0. L'effet Early sera négligé.

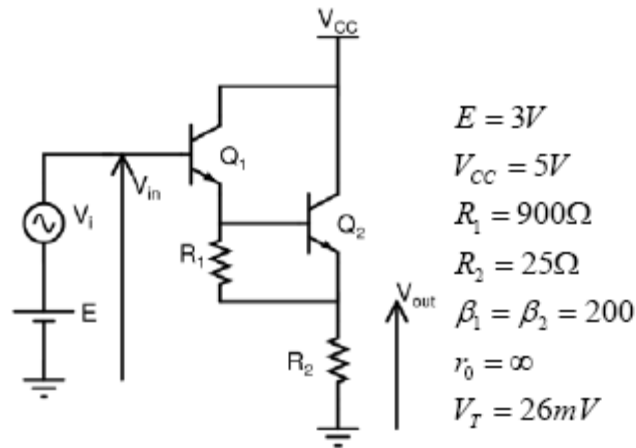


Figure 23 : Exercice 17

- Déterminez I_{R1} I_{R2} I_{B1} I_{B2} I_{C1} I_{C2} et V_{out} . (/14)
- Dessinez le schéma petits signaux du circuit. Attention :
 - spécifiez-y clairement la position des nœuds B1 C1 E1 B2 C2 E2 V_{in} V_{out} . (/6)
 - spécifiez-y clairement les expressions des éléments ainsi que leurs valeurs. (/4)
- Dessinez le schéma petits signaux relatif au calcul de $R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \Big|_{V_{out}=0}$ et déterminez l'expression et la valeur de R_{in} . (/6)

Solution :

- Déterminez I_{R1} I_{R2} I_{B1} I_{B2} I_{C1} I_{C2} et V_{out} . (/14)

$$V_{E2} = V_{out} = E - V_{BE1} - V_{BE2} = 3 - 0,7 - 0,7 = 3 - 1,4 = 1,6V$$

$$I_{R2} = \frac{V_{out}}{R_2} = \frac{1,6}{25} = 64mA$$

$$I_{R1} = \frac{V_{BE1}}{R_1} = \frac{0,7}{900} = 7,78E^{-4} A$$

$$I_{R2} = I_{R1} + I_{E2} = I_{R1} + I_{C2} + I_{B2} = I_{R1} + I_{C2} \left(1 + \frac{1}{b_2} \right)$$

$$I_{C2} = \frac{I_{R2} - I_{R1}}{1 + \frac{1}{b_2}} = \frac{64E^{-3} - 7,78E^{-4}}{1 + \frac{1}{200}} = 62,9mA$$

$$I_{C2} = b_2 I_{B2}$$

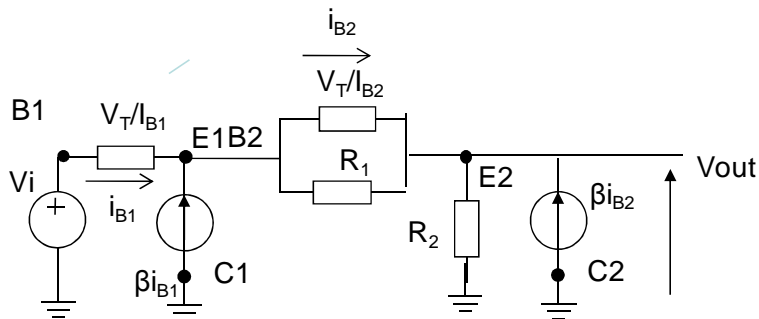
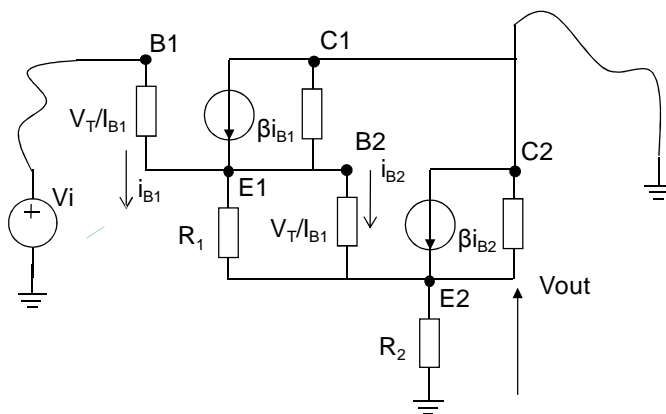
$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{b_2} = \frac{62,9E^{-3}}{200} = 3,145E^{-4} A$$

$$I_{E1} = I_{R1} + I_{B2} = I_{C1} + I_{B1} = I_{C1} \left(1 + \frac{1}{b_1} \right)$$

$$I_{C1} = \frac{I_{R1} + I_{B2}}{1 + \frac{1}{b_1}} = \frac{7,78E^{-4} + 3,145E^{-4}}{1 + \frac{1}{200}} = 1,1mA$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{b_1} = \frac{1,1E^{-3}}{200} = 5,46E^{-6} A$$

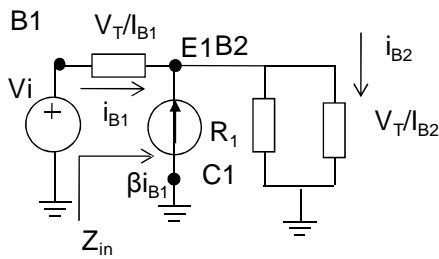
2. Dessinez le schéma petits signaux du circuit. Attention :
- spécifiez-y clairement la position des nœuds B1 C1 E1 B2 C2 E2 V_{in} V_{out} . (/6)
 - spécifiez-y clairement les expressions des éléments ainsi que leurs valeurs. (/4)



$$r_{B1} = \frac{V_T}{I_{B1}} = \frac{26E^{-3}}{5,46E^{-6}} = 4,76k\Omega$$

$$r_{B2} = \frac{V_T}{I_{B2}} = \frac{26E^{-3}}{3,145E^{-6}} = 82,7\Omega$$

3. Dessinez le schéma petits signaux relatif au calcul de $R_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} \bigg|_{V_{out}=0}$ et déterminez l'expression et la valeur de R_{in} . (/6)



$$R_1 \parallel r_{B2} = \frac{R_1 r_{B2}}{R_1 + r_{B2}} = \frac{900 * 82,7}{900 + 82,7} = 75,7 \Omega$$

$$Z_{in} = r_{B1} + (1 + \beta_1) R_1 \parallel r_{B2} = 4,76 E^3 + (1 + 200) * 75,7 = 20 k\Omega$$

Exercice 18

Sachant que l'impédance de sortie d'un miroir de courant est la résistance d'Early r_0 de son transistor non monté en diode (cad celui n'ayant pas de connexion base-collecteur), déterminez l'expression du gain du montage de la Figure 24, dans l'hypothèse où les transistors Q1 et Q2 ont la même taille.

Remarque : il n'y a pas de valeurs numériques à considérer car il vous est demandé de donner l'expression du gain en fonction de I_{REF} et des grandeurs courantes des transistors bipolaires.

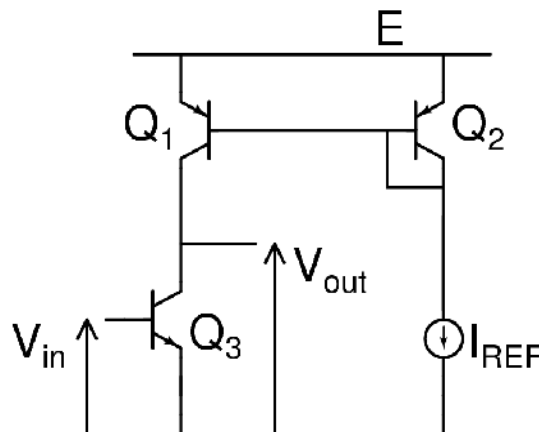


Figure 24 : Exercice 18

Solution .:

$$A_v = -\frac{V_A}{2V_T}$$

On réalise le schéma petits signaux avec les sources DC de tension en court-circuit et les sources DC de courant en circuit ouvert.

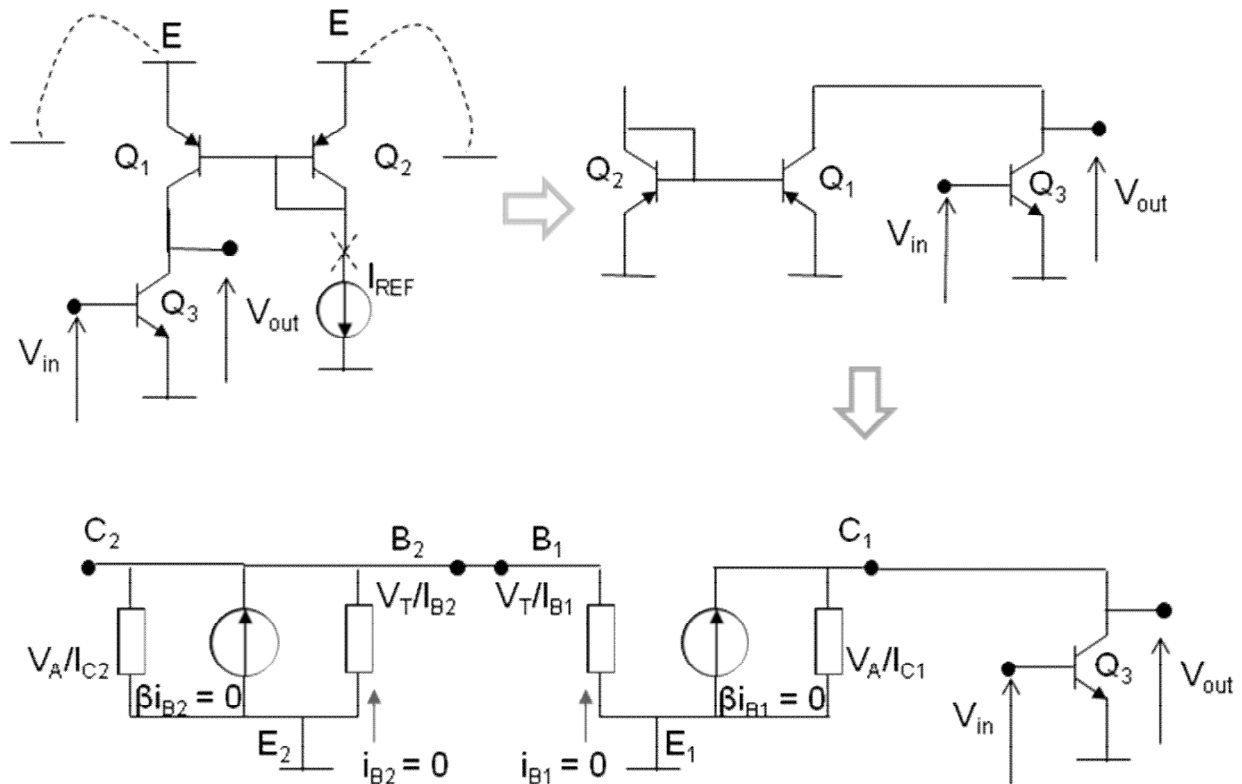


Figure 25 : transformation petits-signaux (Exercice 18)

Le transistor Q2 est monté en diode (son collecteur est relié à la base) et par la base ne circule aucun courant petits signaux ($i_{B2}=i_{B1}=0$), par conséquent, nous ne le considérons pas en petits signaux (Figure 25). Lorsque $i_{B1}=0$, le transistor Q1 se résume à juste une impédance r_o , l'impédance de sortie du miroir de courant. Une autre alternative serait de calculer l'impédance de sortie du miroir de courant.

Le circuit qui résulte, après la transformation petits-signaux du transistor Q3, est représenté par la Figure 26.

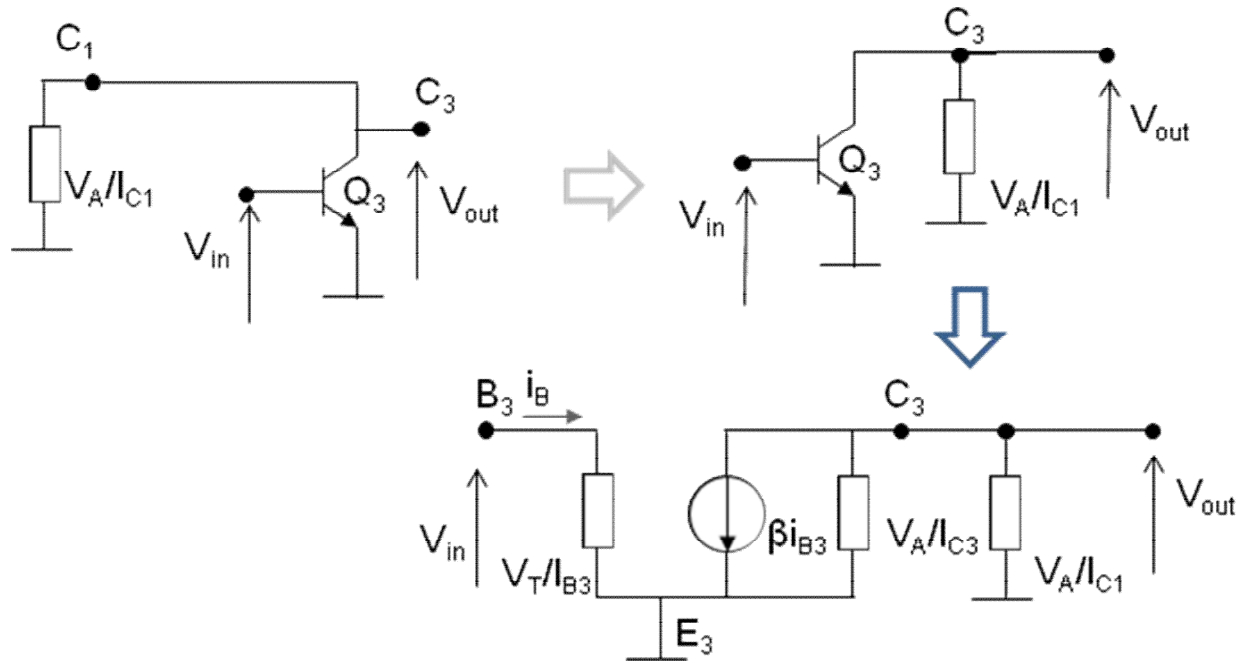


Figure 26 : Transformation petits-signaux du transistor Q3 (Exercice 18)

Le courant DC du transistor Q3 (I_{C3}) et le même que celui du transistor Q1 (I_{C1}), fixé par I_{REF} . La tension d'Early V_A n'est pas spécifiée, et donc on la considère identique pour tous les transistors. Le gain de tension A_V :

$$V_{out} = -b i_{B3} (r_{o3} \parallel r_{o1})$$

$$i_{B3} = \frac{v_{in}}{\frac{V_T}{I_{B3}}} \rightarrow V_{out} = -b \frac{v_{in}}{\frac{V_T}{I_{B3}}} (r_{o3} \parallel r_{o1})$$

$$A_V = \frac{V_{out}}{v_{in}} \rightarrow A_V = -b \frac{I_{B3}}{V_T} (r_{o3} \parallel r_{o1})$$

$$r_{o3} = \frac{V_A}{I_{C3}}$$

$$r_{o1} = \frac{V_A}{I_{C1}}$$

$$I_{C1} = I_{C3} = b I_{B3} \rightarrow A_V = -b \frac{I_{B3}}{V_T} \frac{V_A}{2I_{C3}} = -\frac{V_A}{2V_T}$$

.

Exercice 19

Sachant que l'impédance de sortie d'un miroir de courant est la résistance d'Early r_0 de son transistor non monté en diode (cad celui n'ayant pas de connexion drain-grille), déterminez l'expression de l'impédance de sortie du montage de la Figure 27 lorsque son entrée est laissée ouverte.

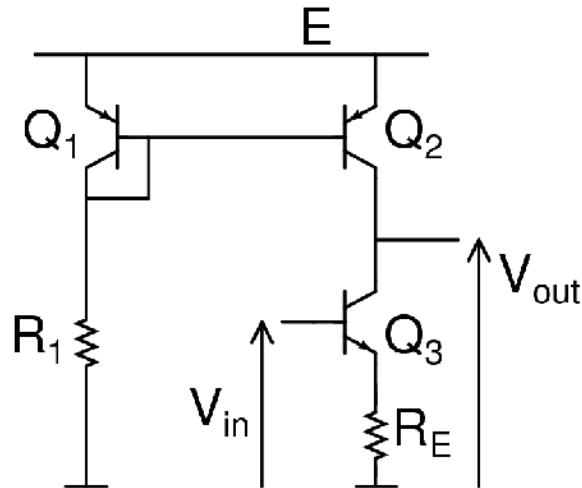


Figure 27 : Exercice 19

Solution .:

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = \frac{(r_{o3} + R_E) * Z_{out-miroir}}{r_{o3} + R_E + Z_{out-miroir}} = \frac{\frac{V_A}{I_{C3}} * \left(R_E + \frac{V_A}{I_{C3}} \right)}{R_E + 2 \frac{V_A}{I_{C3}}}$$

On remplace d'abord le miroir de courant, un circuit de polarisation (DC), et donc uniquement la résistance de sortie du miroir sera considérée dans le montage petits-signaux. La Figure 28 montre les pas à suivre pour obtenir le schéma petits-signaux :

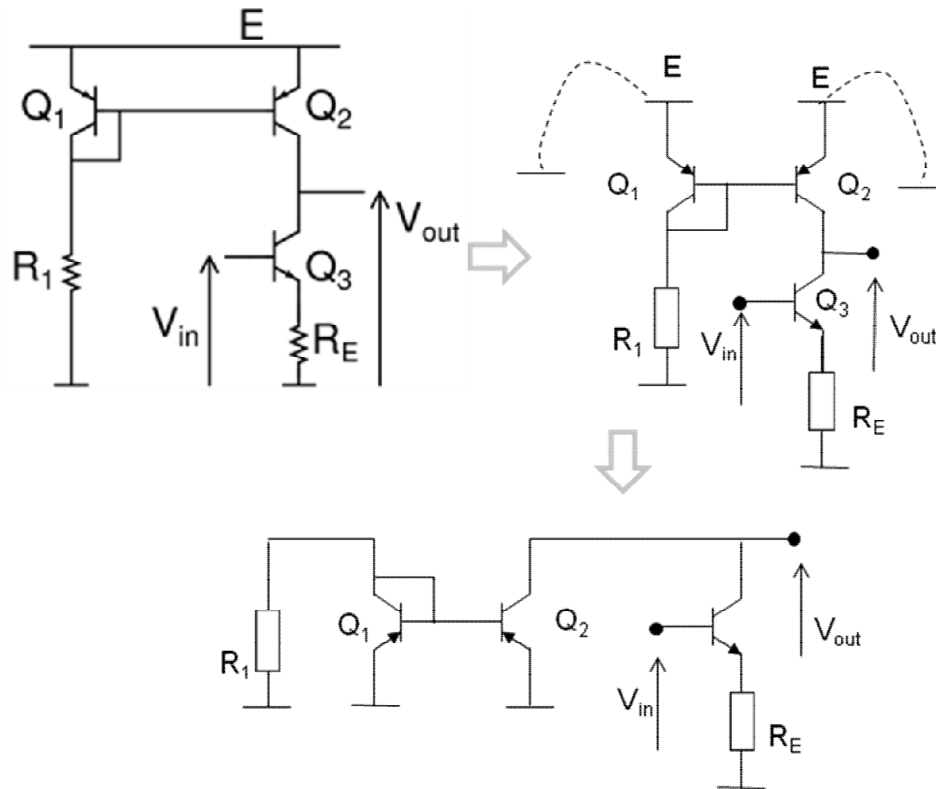


Figure 28 : Exercice 19

La Figure 29 montre que le miroir de courant est remplacé par son impédance de sortie $Z_{\text{out-miroir}}$, laquelle est effectivement la résistance de sortie du transistor Q2. En effet, lorsqu'on applique la source de tension V_{out} à la sortie du miroir, les sources de courant dépendent d' i_{B1} et d' i_{B2} respectivement, qui sont tous les deux nuls:

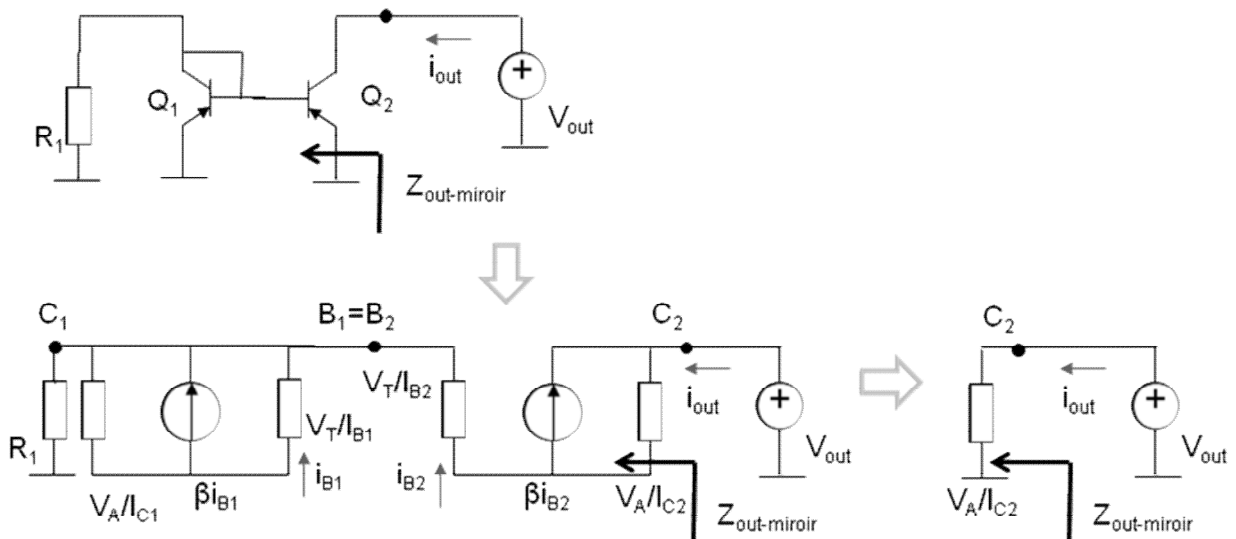


Figure 29 : impédance de sortie du miroir de courant (Exercice 19)

La Figure 30 montre que le miroir de courant est remplacé par son impédance de sortie $Z_{\text{out-miroir}}$. Le transistor Q3 est remplacé par son schéma petits-sinaux. Pour calculer l'impédance de sortie, on applique une source de tension à la sortie v_{out} et on mesure le courant i_{out} . Lorsque il n'a pas de signal à l'entrée, le courant de base du transistor Q3 est nulle, $i_{B3}=0$, ce qu'annule la source de courant:

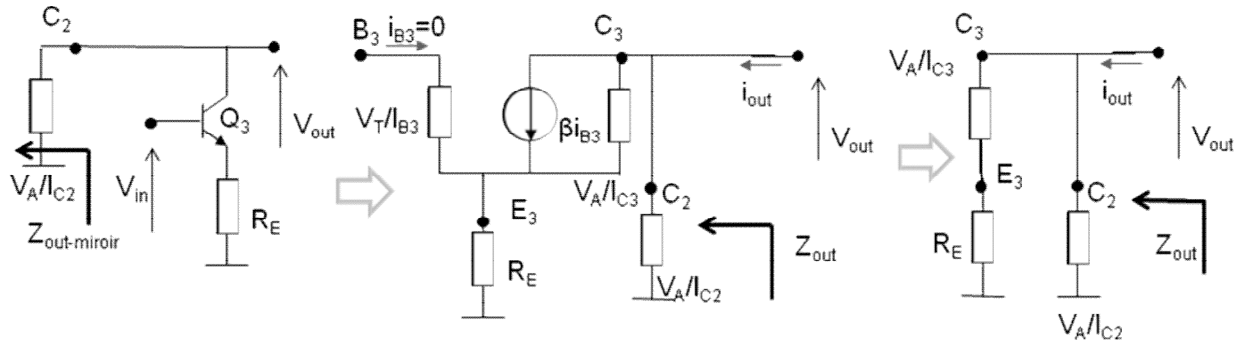


Figure 30 : calcul de l'impédance de sortie du montage (Exercice 19)

La Figure 30 montre que le miroir de courant est remplacé par son impédance de sortie $Z_{out-miroir}$. Le transistor Q3 est remplacé par son schéma petits-signaux. Pour calculer l'impédance de sortie, on applique une source de tension à la sortie v_{out} et on mesure le courant i_{out} . Lorsque il n'a pas de signal à l'entrée, le courant de base du transistor Q3 est nulle, $i_{B3}=0$, ce qu'annule la source de courant:

$$Z_{out} = \frac{v_{out}}{i_{out}} = (r_{o3} + R_E) \parallel Z_{out-miroir} = \frac{(r_{o3} + R_E) * Z_{out-miroir}}{r_{o3} + R_E + Z_{out-miroir}}$$

$$Z_{out-miroir} = \frac{V_A}{I_{C2}}$$

$$r_{o3} = \frac{V_A}{I_{C3}}$$

$$I_{C3} = I_{C2} \rightarrow Z_{out} = \frac{\frac{V_A}{I_{C2}} * \left(\frac{V_A}{I_{C2}} + R_E \right)}{R_E + 2 \frac{V_A}{I_{C2}}}$$