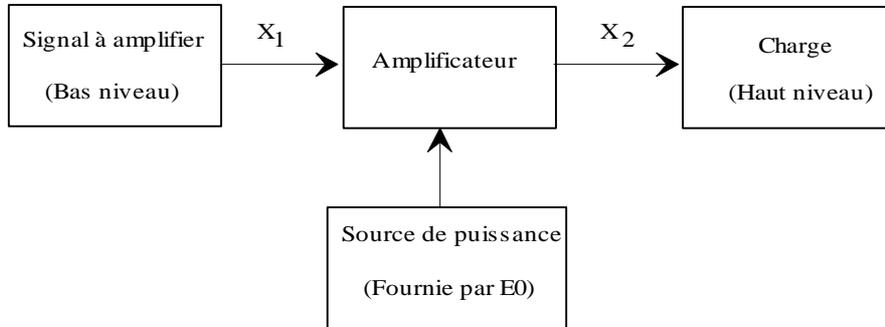


Amplification Linéaire à Transistor Bipolaire

1 - Structure générale d'un circuit d'amplification :



$$X \begin{cases} v \\ i \end{cases} \text{ L'amplification ne concerne que le signal alternatif.}$$

Signal continu : **POLARISATION** (point de repos)

Signal alternatif : **AMPLIFICATION** (point de fonctionnement qui se déplace autour de sa position de repos)

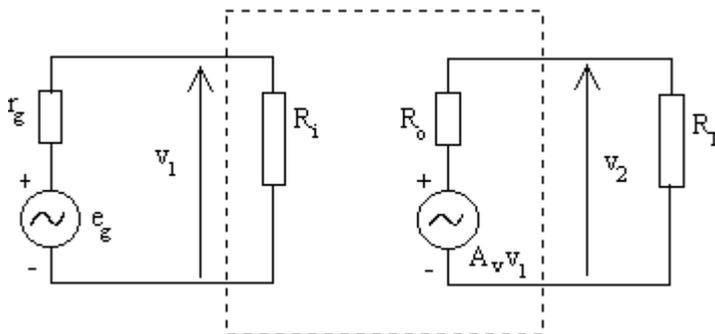
L'amplification est **LINEAIRE** si A, le gain de l'amplificateur se met sous la forme : $A = \frac{X_2}{X_1}$.

On parle de **SATURATION** si X_1 augmente mais X_2 reste constant, dans ce cas $A \neq \frac{X_2}{X_1}$.

2 - Différents types d'amplificateurs :

Ces types sont fonction de la nature de X_1 et X_2 . Il existe quatre types d'amplificateurs

2-1 Amplificateur de tension $X_1 = v_1$; $X_2 = v_2$ et $A = A_v$.



L'amplificateur de tension est idéal si :

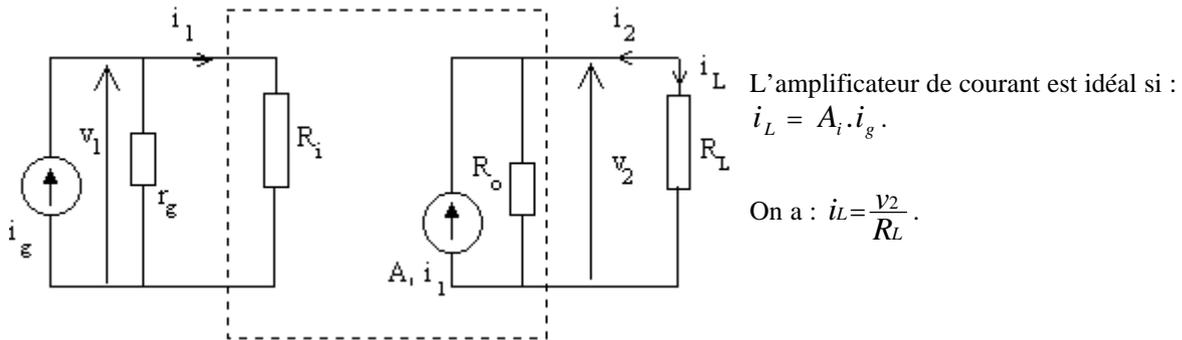
$$v_2 = A_v \cdot e_g$$

$$v_1 = \frac{e_g R_i}{r_g + R_i} \approx e_g \text{ si } r_g \ll R_i$$

$$v_2 = \frac{A_v v_1 R_L}{R_o + R_L} \approx A_v v_1 \text{ si } R_o \ll R_L$$

Donc $v_2 = A_v \cdot e_g$ si les deux conditions précédentes sont respectées.

2-2 Amplificateur de courant $X_1 = i_1$; $X_2 = i_2$ et $A = A_i$.

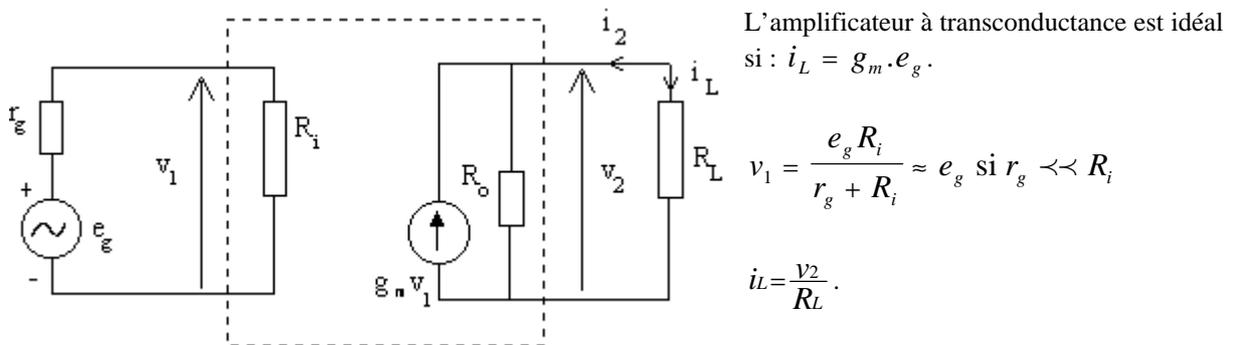


Donc : $i_g = \frac{v_1}{r_g} + \frac{v_1}{R_i} = \frac{v_1}{R_i} \left(1 + \frac{R_i}{r_g} \right) = i_1 \left(1 + \frac{R_i}{r_g} \right) \approx i_1$ si $r_g \gg R_i$.

$A_i \cdot i_1 = \frac{v_2}{R_o} + \frac{v_2}{R_L} = \frac{v_2}{R_L} \left(1 + \frac{R_L}{R_o} \right) = i_L \left(1 + \frac{R_L}{R_o} \right) \approx i_L$ si $R_o \gg R_L$

Donc $i_L = A_i \cdot i_g$ si les deux conditions précédentes sont respectées.

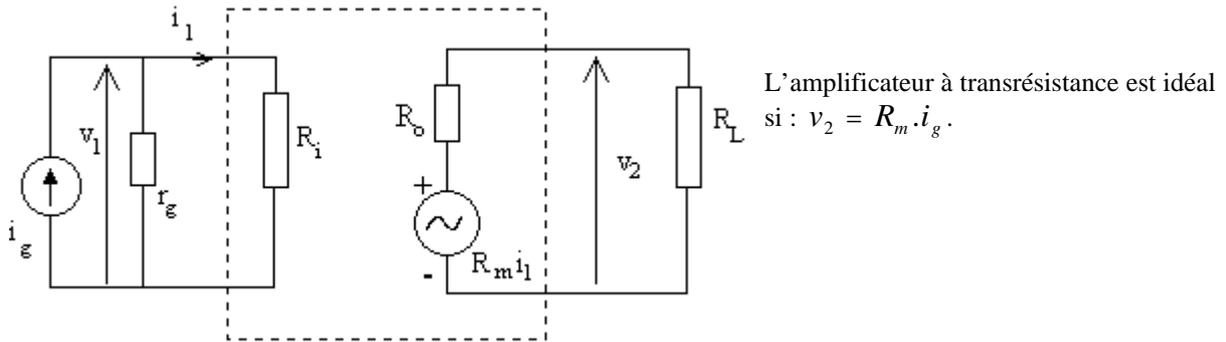
2-3 Amplificateur à transconductance $X_1 = v_1$; $X_2 = i_2$ et $A = g_m$ (La TRANSCONDUCTANCE).



$g_m \cdot v_1 = \frac{v_2}{R_o} + \frac{v_2}{R_L} = \frac{v_2}{R_L} \left(1 + \frac{R_L}{R_o} \right) = i_L \left(1 + \frac{R_L}{R_o} \right) \approx i_L$ si $R_o \gg R_L$

Donc $i_L = g_m \cdot e_g$ si les deux conditions précédentes sont respectées.

2-4 Amplificateur à transrésistance $X_1 = i_1$; $X_2 = v_2$ et $A = R_m$. (La TRANSRESISTANCE).



$$i_g = \frac{v_1}{r_g} + \frac{v_1}{R_i} = \frac{v_1}{R_i} \left(1 + \frac{R_i}{r_g} \right) = i_1 \left(1 + \frac{R_i}{r_g} \right) \approx i_1 \text{ si } r_g \gg R_i.$$

$$v_2 = \frac{R_m i_1 R_L}{R_o + R_L} \approx R_m i_1 \text{ si } R_o \ll R_L.$$

Donc $v_2 = R_m \cdot i_g$ si les deux conditions précédentes sont respectées.

3 - Paramètres à considérer pour l'utilisation d'un Transistor Bipolaire en alternatif:

3-1 Les capacités de jonction

Si la jonction est polarisée en sens direct C_D : Capacité de diffusion.

Si la jonction est polarisée en sens inverse C_T : Capacité associée à la charge d'espace.

Avec $C_D \gg C_T$.

Dans le Transistor Bipolaire :

J_{BE} est polarisée en sens direct donc présence d'une capacité C_{be}

J_{BC} est polarisée en sens inverse donc présence d'une capacité C_{bc}

Donc on aura : $C_{be} \gg C_{bc}$ avec pour ordre de grandeur : $C_{be} \approx 100 pF$ et $C_{bc} \approx 2 \text{ à } 3 pF$.

Ces capacités ont une impédance $\frac{1}{Cw}$.

En continu : $\frac{1}{Cw} \Rightarrow \infty$, et en B.F, $\frac{1}{Cw}$ est très élevée.

Ces capacités sont en parallèle sur des résistances plus faibles et de ce fait peuvent être négligées, sauf dans le cas d'une utilisation à haute fréquence ($F > 1 \text{ Mhz}$), où elles prennent une réelles importance.

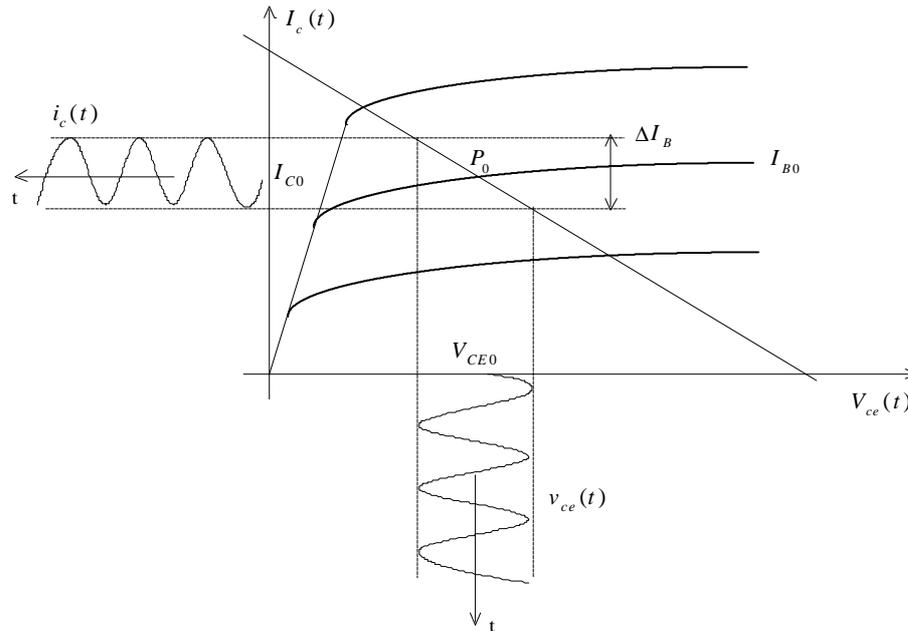
3-2 La transconductance g_m du transistor.

Pour avoir une amplification linéaire, on considère dans le cas général des signaux alternatifs de faible amplitude par rapport aux valeurs de repos.

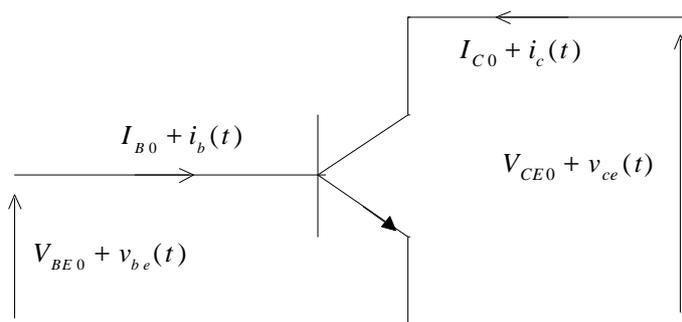
Dans chaque branche du circuit, il existera un signal composite :

$$I_c(t) = I_{C0} + i_c(t) = I_{C0} + \Delta I_c(t) = I_{C0} + dI_c(t).$$

$$V_{ce}(t) = V_{CE0} + v_{ce}(t) = V_{CE0} + \Delta V_{ce}(t) = V_{CE0} + dV_{ce}(t).$$



Montage fondamental pour amplification à Transistor Bipolaire :



Pour l'amplification, on ne considérera que les grandeurs alternatives, ici :

Tension d'entrée $v_{be}(t)$ et Courant de sortie $i_c(t)$.

Par définition la transconductance g_m du transistor Bipolaire est égale à : $g_m = \frac{i_c(t)}{v_{be}(t)} = \frac{\Delta I_c}{\Delta V_{be}} = \frac{dI_c(t)}{dV_{be}(t)}$

g_m est déterminée graphiquement à partir de la tangente au point de repos de la caractéristique $I_c(t) = f(V_{be}(t))$.

Remarque :

La valeur de g_m dépend de la position du point de repos, donc de I_{C0} .

On admet que pour la polarisation $I_{C0} = I_{E0}$.

J_{BE} est polarisée en sens direct donc $I_c(t) \approx I_e(t) = I_S \cdot e^{\frac{V_{be}(t)}{V_T}}$

$$I_{C0} \approx I_S \cdot e^{\frac{V_{BE0}}{V_T}} \text{ et comme } dI_c(t)|_{\text{repos}} = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE0}}{V_T}} \frac{dV_{be}(t)}{V_T} \Big|_{\text{repos}} \Rightarrow g_m = \frac{dI_c(t)}{dV_{be}(t)} \Big|_{\text{repos}} = \frac{I_{C0}}{V_T}$$

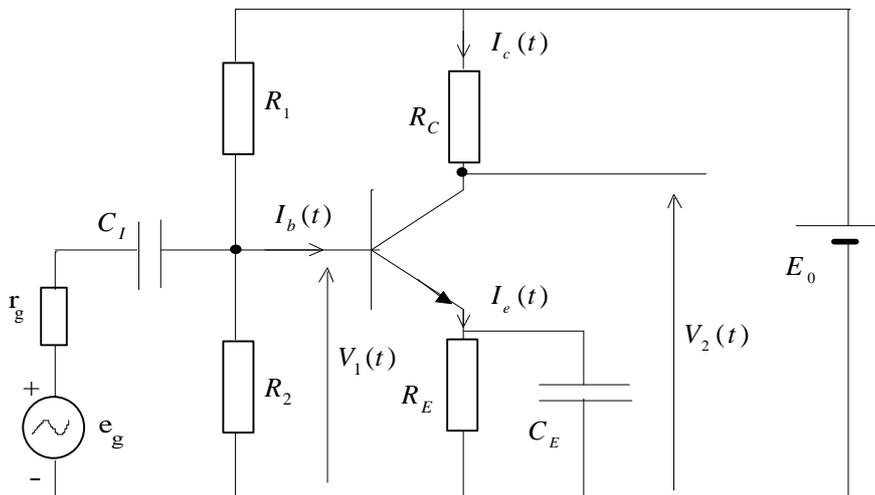
On ne peut pas utiliser g_m pour faire un calcul de polarisation ; cette grandeur est seulement utilisable avec des grandeurs alternatives.

4 - Etude des généralités sur le montage Emetteur Commun :

4-1 Circuit type

$I_c(t) = I_{C0} + i_c(t) = I_{C0} + I_M \sin \omega t$ avec $I_M \ll I_{C0}$ Pour amplification linéaire.

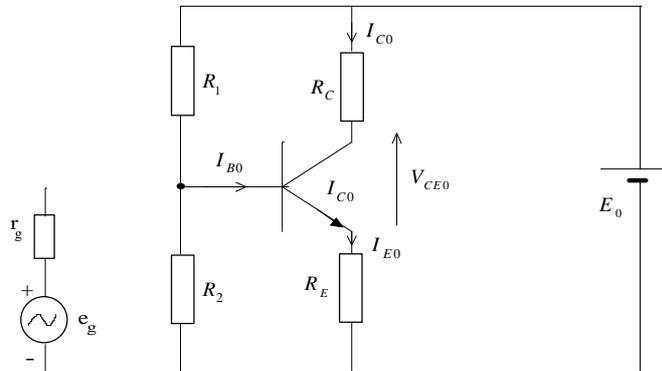
$V_{ce}(t) = V_{CE0} + v_{ce}(t) = V_{CE0} + V_M \sin \omega t$ avec $V_M \ll V_{CE0}$ Pour amplification linéaire.



4-2 Les deux circuits à considérer pour les calculs :

L'amplification étant linéaire, on peut utiliser le théorème de superposition. On traite d'une part la composante continue, et d'autre part la composante alternative. Il faut donc considérer deux circuits, et deux schémas équivalents différents.

4-2-1 Schéma équivalent pour la composante continue :

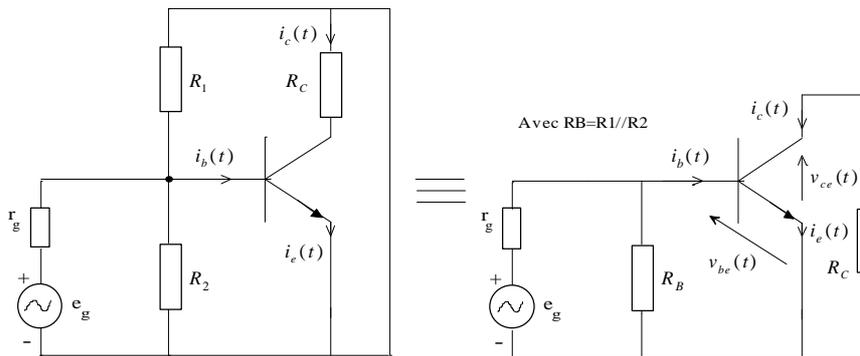


C'est le circuit à considérer pour faire le calcul de la polarisation. On remplace tous les condensateurs par des circuits ouverts ($\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{0} \rightarrow \infty$).

Equation de la Droite de Charge Statique (DCS) :

$$E_0 = (R_C + R_E)I_C + V_{CE} \Rightarrow I_C = -\frac{1}{R_C + R_E}V_{CE} + \frac{E_0}{R_C + R_E}$$

4-2-2 Schéma équivalent pour la composante alternative :



On remplace les condensateurs par des courts-circuits (Attention à la valeur de l'impédance à la fréquence de travail), et la source de tension continue E_0 par ses variations dE_0 . Le cas échéant, on tiendra compte de la résistance interne. Si la source de tension continue est

convenablement découplée pour la fréquence de travail, alors $dE_0 = 0$.

Le signal alternatif ne voit pas la même maille en sortie que le signal continu. R_E à disparu.

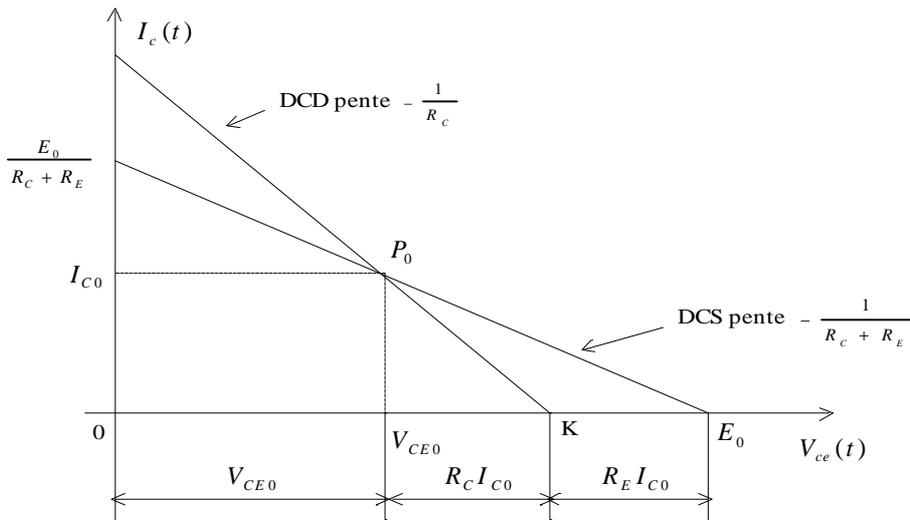
Equation de la Droite de Charge Dynamique (DCD) :

L'écriture de la loi d'Ohm dans la maille de sortie conduit à :

$$dV_{ce}(t) = R_C \cdot dI_c(t), \text{ donc } v_{ce}(t) = -R_C \cdot i_c(t).$$

La droite de charge dynamique passe par le point de repos P_0 et a pour pente $\frac{dI_c(t)}{dV_{ce}(t)} = -\frac{1}{R_C}$

Pour tracer la DCD, on détermine K qui est l'intersection avec l'axe V_{CE} .



On passe de P_0 à K par une variation $\Delta I_c(t) = -I_{C0}$,

variation correspondant à

$$\Delta V_{ce}(t) = -R_C \Delta I_c(t) = R_C I_{C0}$$

Equation complète :

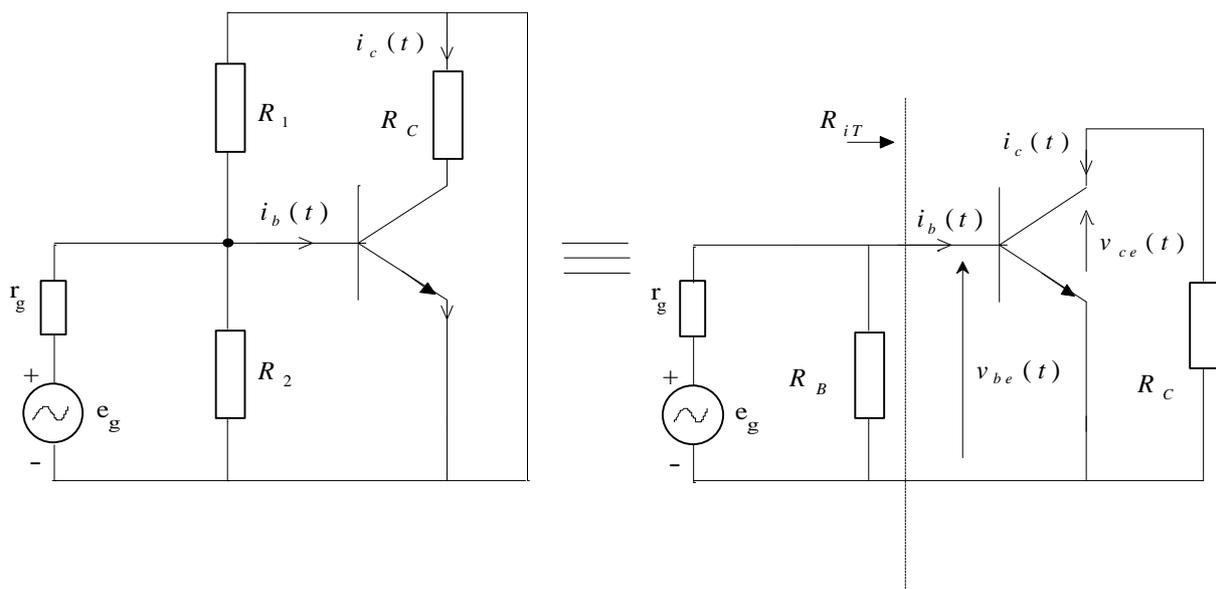
$$\frac{dI_c(t)}{dV_{ce}(t)} = -\frac{1}{R_C} \text{ donc } dI_c(t) = -\frac{1}{R_C} dV_{ce}(t), \text{ d'où } I_c(t) = -\frac{1}{R_C} V_{ce}(t) + cte$$

Détermination de la constante :

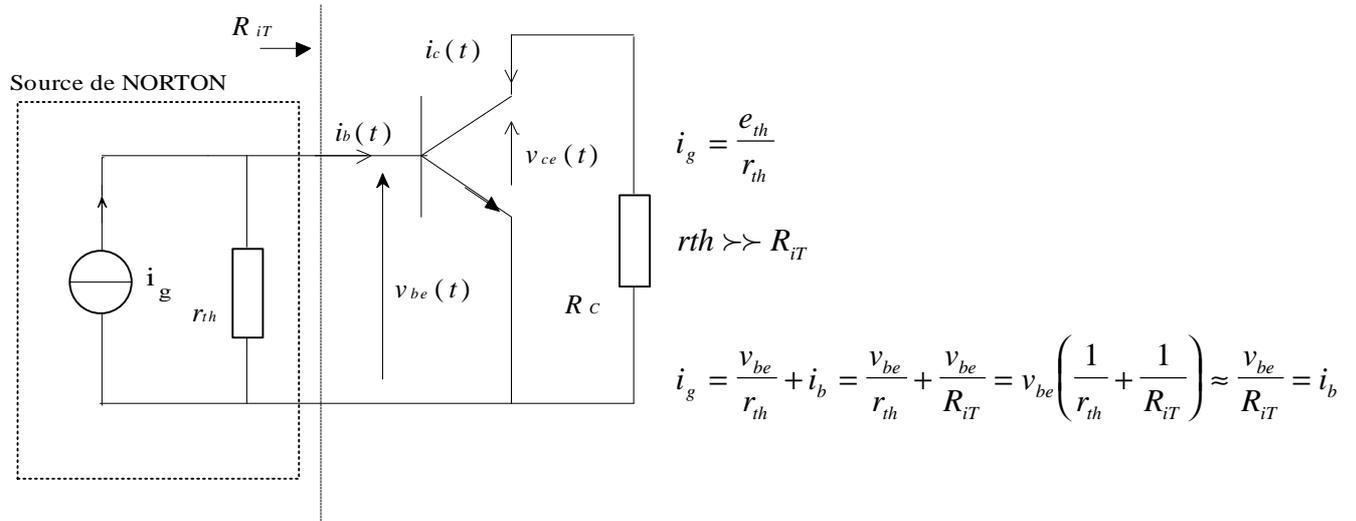
On écrit que la DCD passe par $R_0 \left| \frac{I_{C0}}{V_{CE0}} \right.$, c'est à dire $I_c(t) = -\frac{1}{R_C} V_{ce}(t) + \left(I_{C0} + \frac{V_{CE0}}{R_C} \right)$

4-3 Attaque en courant - Attaque en tension :

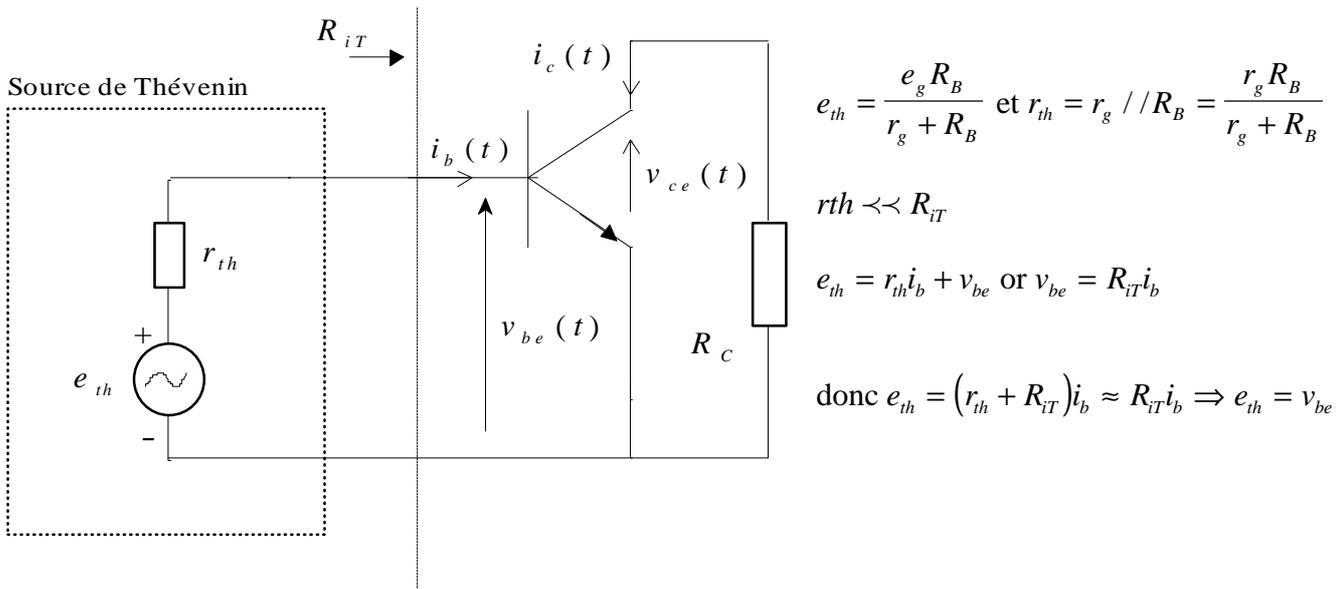
On travaille sur le circuit « vu » par le signal alternatif.



Attaque en courant :

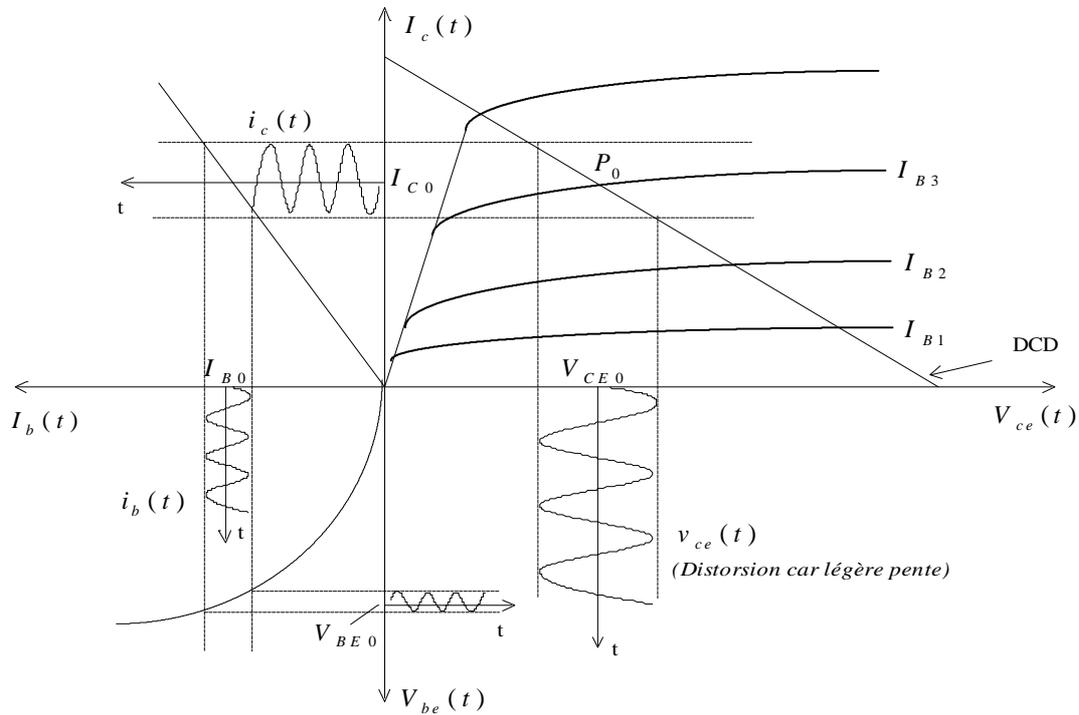


Attaque en tension :

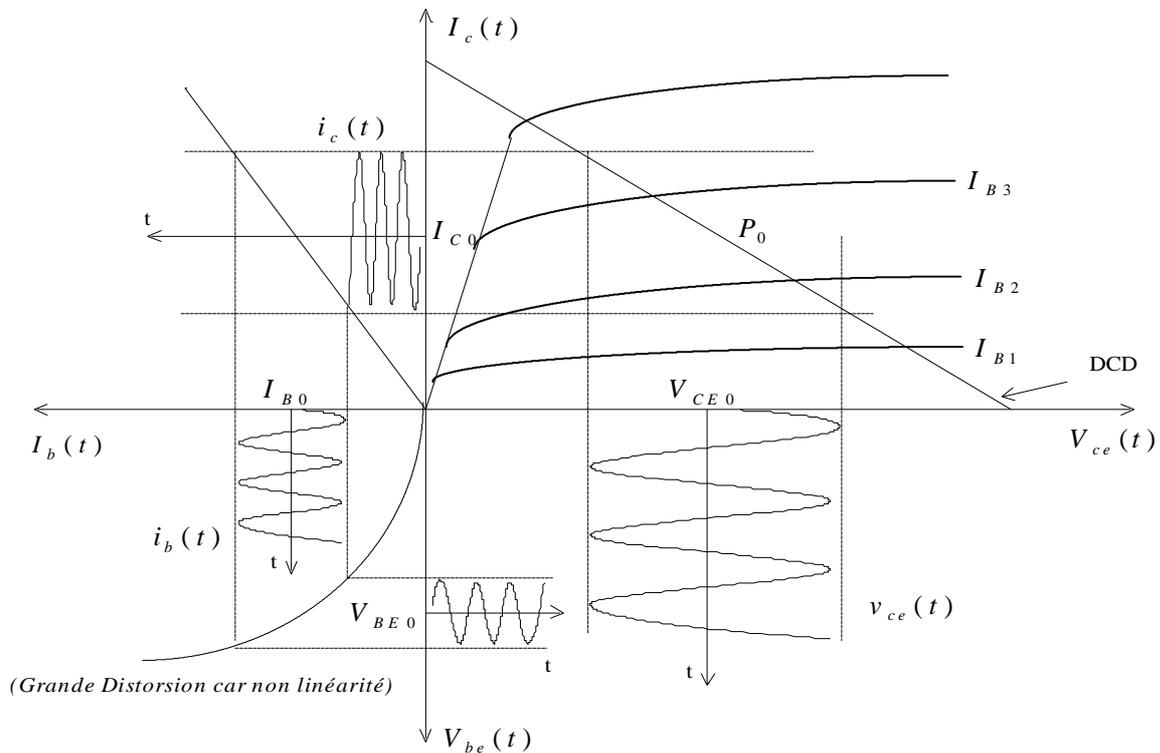


Comparaison :

Pour l'attaque en courant, on considère i_b qui introduit une faible distorsion sur la tension de sortie v_{ce} .



Pour l'attaque en tension, on considère v_{be} qui introduit une distorsion notable par le passage de v_{be} à i_b , et qui s'ajoute à celle de l'attaque en courant.



4-4 Ecrêtage :

Tension de sortie TOTALE : $V_{ce}(t) = V_{CE0} + v_{ce}(t)$

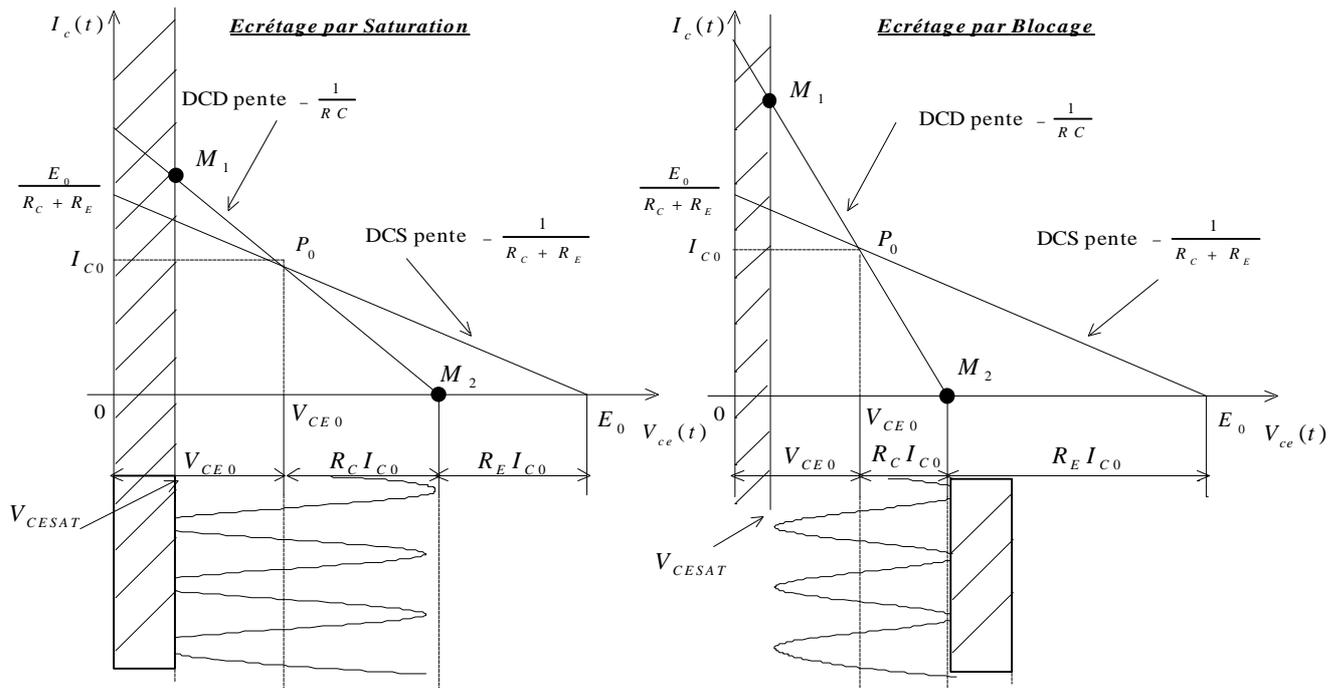
Sous l'influence du signal alternatif, le point de fonctionnement quitte sa position de repos P_0 et se déplace sur

la DCD, de pente $-\frac{1}{R_C}$.

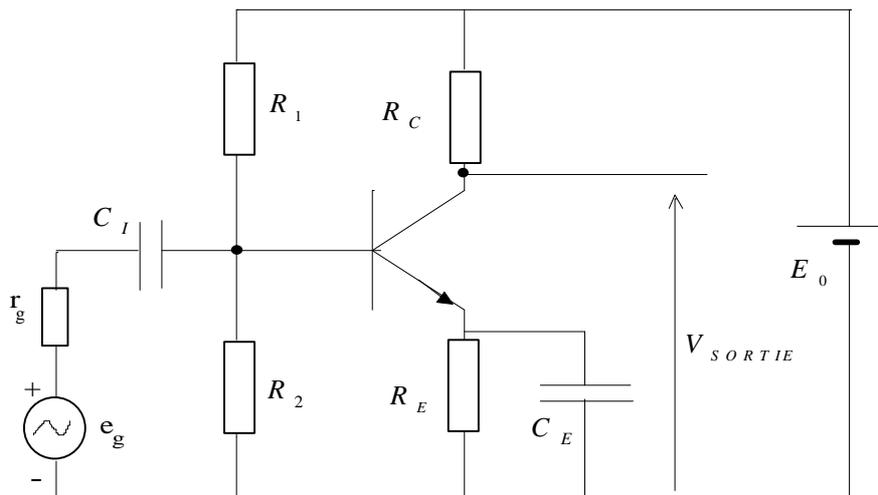
Les limites de son déplacement (pour une amplification) sont M_1 et M_2 .

Pour éviter le phénomène d'écrêtage, il faut choisir le point de repos P_0 au milieu du segment M_1M_2 .

Il y a deux types d'écrêtages :



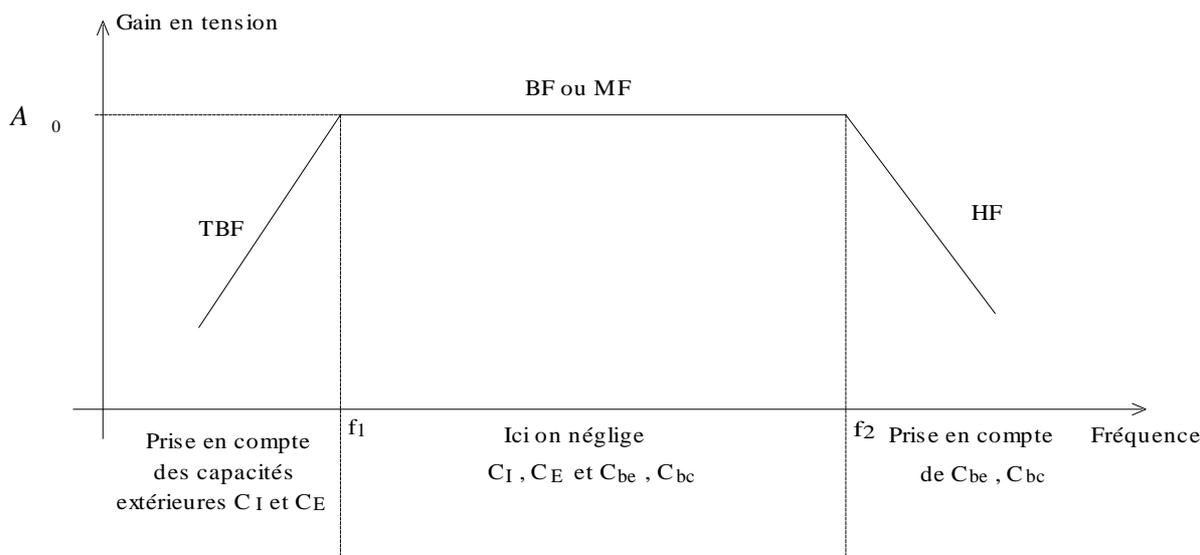
4-5 Influence de la fréquence d'utilisation :



Dans un montage à Transistor Bipolaire, on trouve :

Les capacités des jonctions du transistor : C_{be} et C_{bc} .

Les capacités du montage : C_E et C_I . (On a le choix de la valeur)



f_1 et f_2 : fréquences de coupure.

En Basse Fréquence (B.F) : $f_1 \leq f \leq f_2 \Rightarrow \frac{1}{C_{be} \omega}$ et $\frac{1}{C_{bc} \omega} \rightarrow \infty$ et $\frac{1}{C_E \omega}$ et $\frac{1}{C_I \omega} \rightarrow$ très faibles .

En Très Basse Fréquence (T.B.F) :

$f \leq f_1 \Rightarrow \frac{1}{C_{be} \omega}$ et $\frac{1}{C_{bc} \omega} \rightarrow$ reste très grands, et $\frac{1}{C_E \omega}$ et $\frac{1}{C_I \omega}$ ne sont plus très faibles.

En Haute Fréquence (H.F) :

$f \geq f_2 \Rightarrow \frac{1}{C_{be} \omega}$ et $\frac{1}{C_{bc} \omega} \rightarrow$ ne sont plus très grands , et $\frac{1}{C_E \omega}$ et $\frac{1}{C_I \omega}$ restent très faibles.

4-6 Etablissement d'un Schéma équivalent BF (ou MF) du Transistor Bipolaire :

4-6-1 Paramètres Hybrides (En alternatif)

Equation de fonctionnement du transistor en alternatif :

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \quad (1)$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} \quad (2)$$

Il existe donc par définition 4 paramètres hybrides :

$$h_{11} = h_{ie}, h_{21} = h_{fe}, h_{12} = h_{re}, h_{22} = h_{oe}$$

Détermination des paramètres hybrides : On peut les déterminer en fonction du point de repos.

☞ Si $v_{ce} = 0$, alors $\Delta V_{ce}(t) = 0$ donc $V_{ce}(t) = Cte = V_{CE0}$ (Point de repos)

De (1) on tire : $h_{ie} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta V_{be}(t)}{\Delta I_b(t)} \right|_{V_{ce}=V_{CE0}}$: h_{ie} est donc analogue à une résistance.

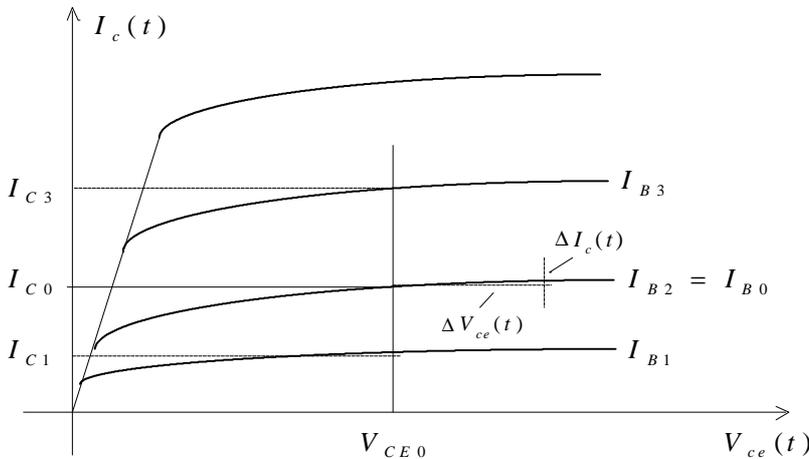
De (2) on tire : $h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta I_c(t)}{\Delta I_b(t)} \right|_{V_{ce}=V_{CE0}}$: h_{fe} est donc sans unité c'est le GAIN en COURANT.

⇒ Si $i_b = 0$, alors $\Delta I_b(t) = 0$ donc $I_b(t) = Cte = I_{B0}$ (Point de repos)

De (1) on tire : $h_{re} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta V_{be}(t)}{\Delta V_{ce}(t)} \right|_{I_b=I_{B0}}$: h_{re} est donc sans unité.

De (2) on tire : $h_{oe} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta I_c(t)}{\Delta V_{ce}(t)} \right|_{I_b=I_{B0}}$: h_{oe} est donc analogue à une admittance. $\left(\frac{1}{h_{oe}} \right)$ est la résistance de sortie.

4-6-1-a : Détermination graphique des paramètres hybrides



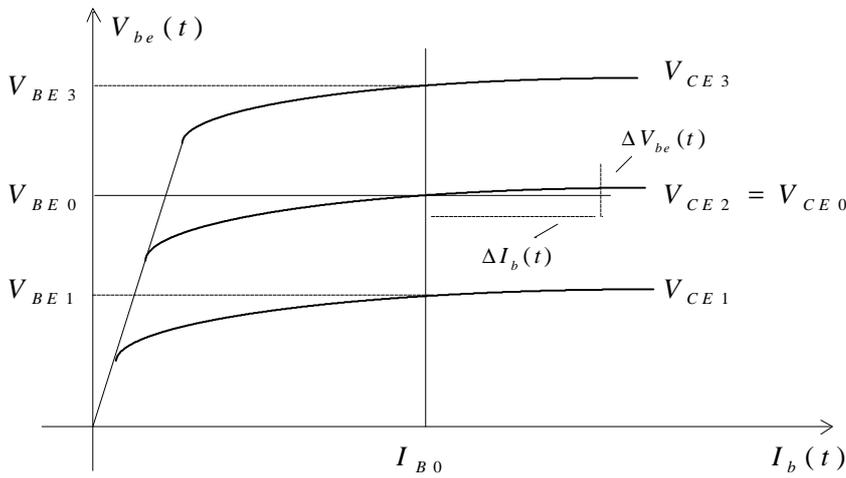
Les paramètres h_{fe} et h_{oe} seront déterminés à partir de la caractéristique de sortie.

$$h_{fe} = \left. \frac{\Delta I_c(t)}{\Delta I_b(t)} \right|_{V_{ce}=V_{CE0}} \quad h_{fe} = \frac{I_{C3} - I_{C1}}{I_{B3} - I_{B1}}$$

$$h_{oe} = \left. \frac{\Delta I_c(t)}{\Delta V_{ce}(t)} \right|_{I_b=I_{B0}} \quad \text{très faible}$$

car $\frac{1}{h_{oe}}$ est élevée.

Les paramètres h_{ie} et h_{re} seront déterminés à partir de la caractéristique d'entrée.



$$h_{ie} = \left. \frac{\Delta V_{be}(t)}{\Delta I_b(t)} \right|_{V_{ce}=V_{CE0}} \quad . \quad h_{ie} \text{ pas très élevé.}$$

$$h_{re} = \left. \frac{\Delta V_{be}(t)}{\Delta V_{ce}(t)} \right|_{I_b=I_{B0}} \quad , \text{ donc}$$

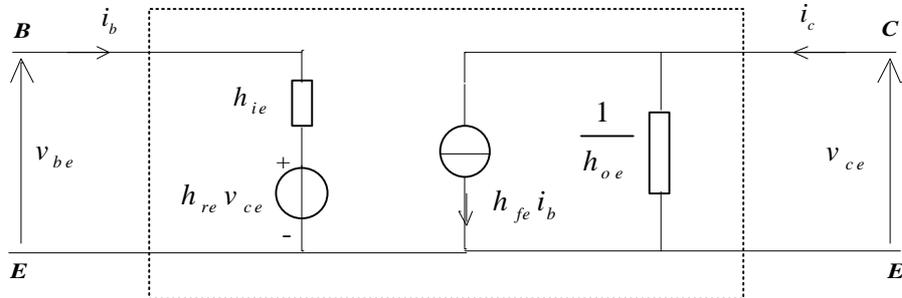
$$h_{re} = \frac{V_{BE3} - V_{BE1}}{V_{CE3} - V_{CE1}} \text{ est très faible si}$$

$$\Delta V_{be}(t) \ll \Delta V_{ce}(t)$$

4-6-1-b : Schéma équivalent du transistor en alternatif

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \quad \text{Source de Thévenin pour le circuit d'entrée.}$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce} \quad \text{Source de Norton pour le circuit de sortie qui se comporte en source de courant.}$$

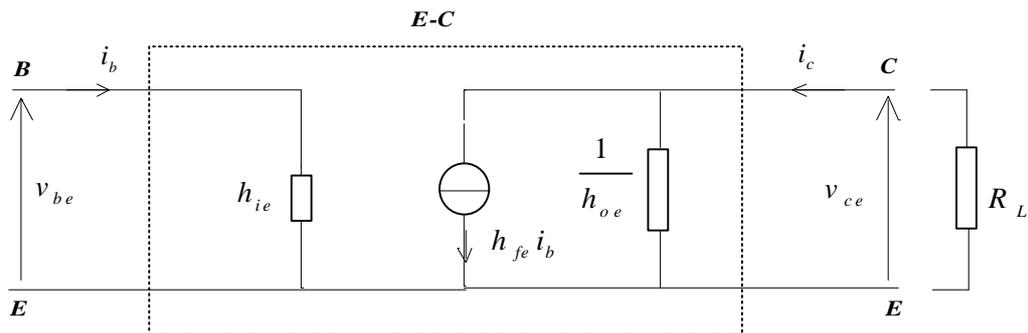


4-6-1-c : Ordre de grandeur des paramètres hybrides :

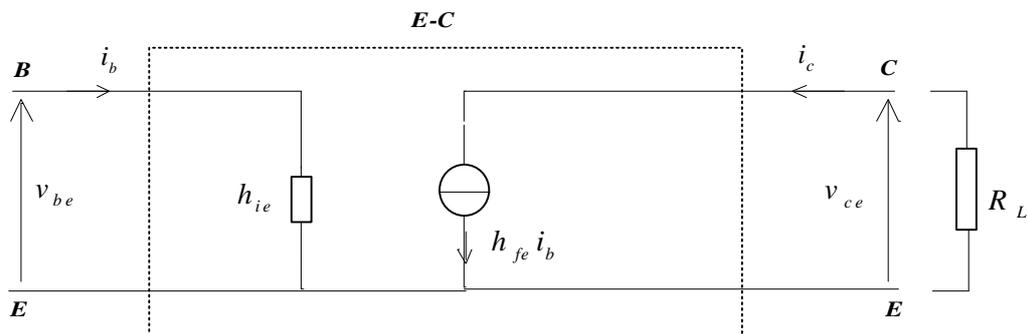
En toute rigueur les paramètres hybrides varient avec le point de repos.

$$h_{re} \approx 10^{-4} \quad \text{donc, } v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce} \approx h_{ie} i_b \quad \text{car } h_{re} v_{ce} \ll h_{ie} i_b$$

D'où le schéma le plus utilisé : (Vrai \forall le type de transistor PNP ou NPN)

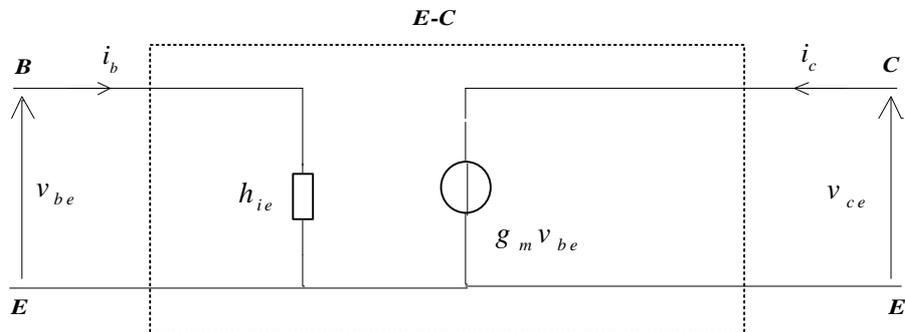


$$\text{Si } R_L \ll \frac{1}{h_{oe}} \quad \text{avec } \frac{1}{h_{oe}} \approx 10^5 \Omega$$



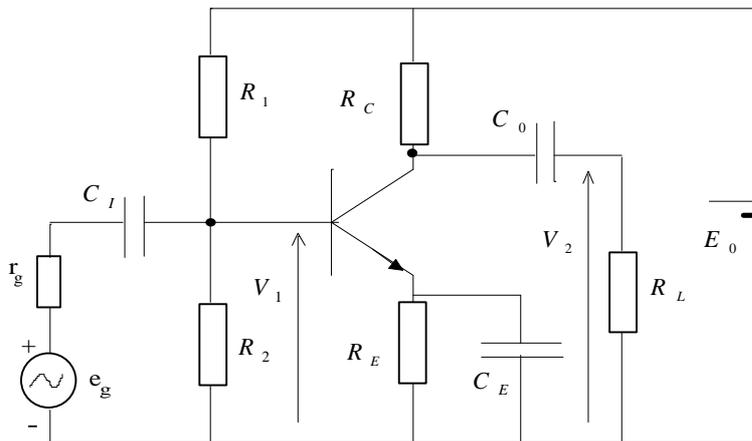
$h_{ie} \approx \beta \beta_0 k \Omega$ (1 à 3 k Ω), $v_{be} = h_{ie} i_b$ et $i_c = h_{fe} i_b$ or comme $i_c = g_m v_{be}$

alors, $g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$, ce qui conduit au schéma suivant :



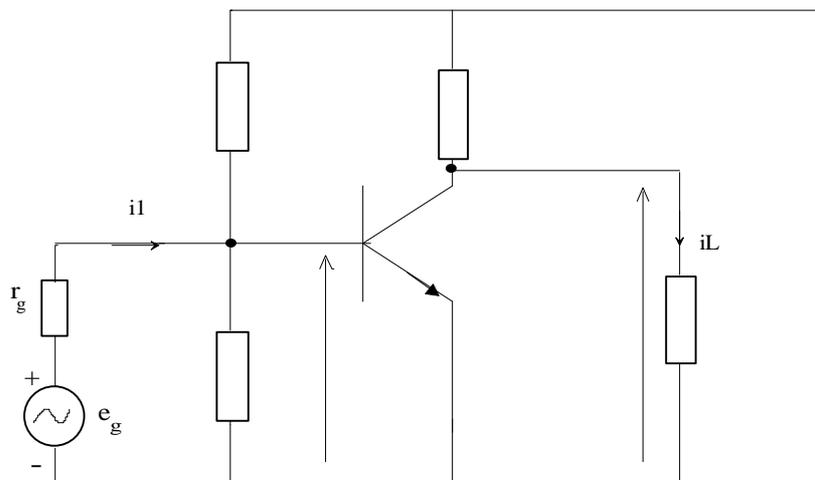
5 - Les Montages Amplificateurs :

5-1 Le montage Emetteur Commun (Vrai)

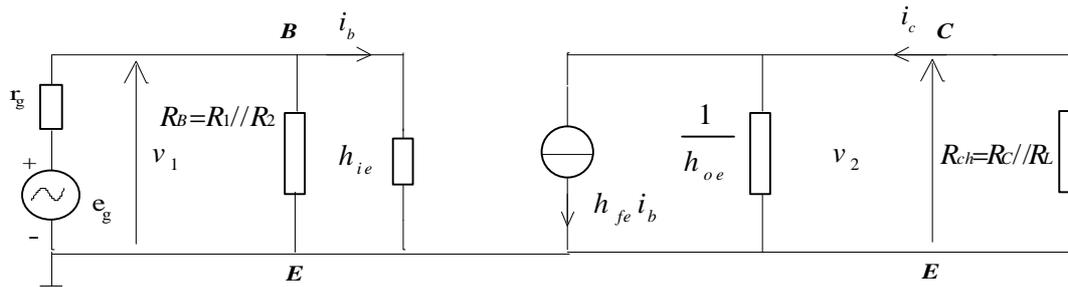


Les trois condensateurs du montage sont choisis de façon à se comporter comme des courts-circuits à la plus basse fréquence de travail de l'amplificateur.

Schéma équivalent du montage en alternatif :



En utilisant les paramètres hybrides on obtient :



Ce circuit permet de calculer la valeur des amplifications en courant et en tension.

Travail demandé :

Calculer l'amplification en tension $A_v = \frac{v_2}{v_1}$; (Réponse : $A_v = -g_m \frac{R_{ch}}{1 + R_{ch}h_{oe}}$)

Calculer l'amplification en tension (composite) $A_{vc} = \frac{v_2}{e_g}$; (Réponse : $A_{vc} = \frac{v_2}{v_1} \times \frac{v_1}{e_g} = A_v \frac{R_B // h_{ie}}{r_g + (R_B // h_{ie})}$)

Calculer l'amplification en courant $A_i = \frac{i_L}{i_b}$; (Réponse : $A_i = \frac{h_{fe} R_{ch}}{R_L(1 + R_{ch}h_{oe})}$)

Calculer l'amplification en courant (composite) $A_{ic} = \frac{i_L}{i_g}$; (Réponse : $A_{ic} = \frac{i_L}{i_b} \times \frac{i_b}{i_g} = A_i \frac{R_B // h_{ie}}{h_{ie}}$)

Calculer la résistance d'entrée du montage $R_{iM} = \frac{v_1}{i}$; (Réponse : $R_{iM} = R_B // h_{ie}$)

Calculer la résistance de sortie du montage $R_{oM} = \frac{v_2}{-i_L} \Big|_{e_g=0}$; (Réponse : $R_{oM} = \frac{R_C}{1 + R_C h_{oe}}$)

En résumé :

Amplification élevée en tension et en courant ; Déphasage de π entre l'entrée et la sortie.

5-2 Le montage Emetteur Commun à charge répartie.

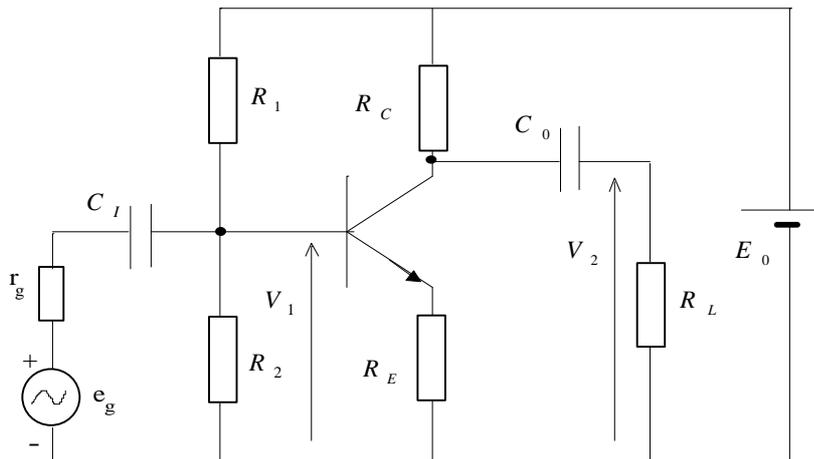
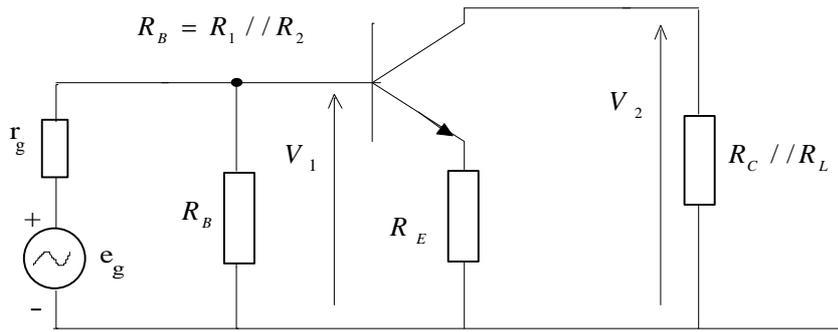
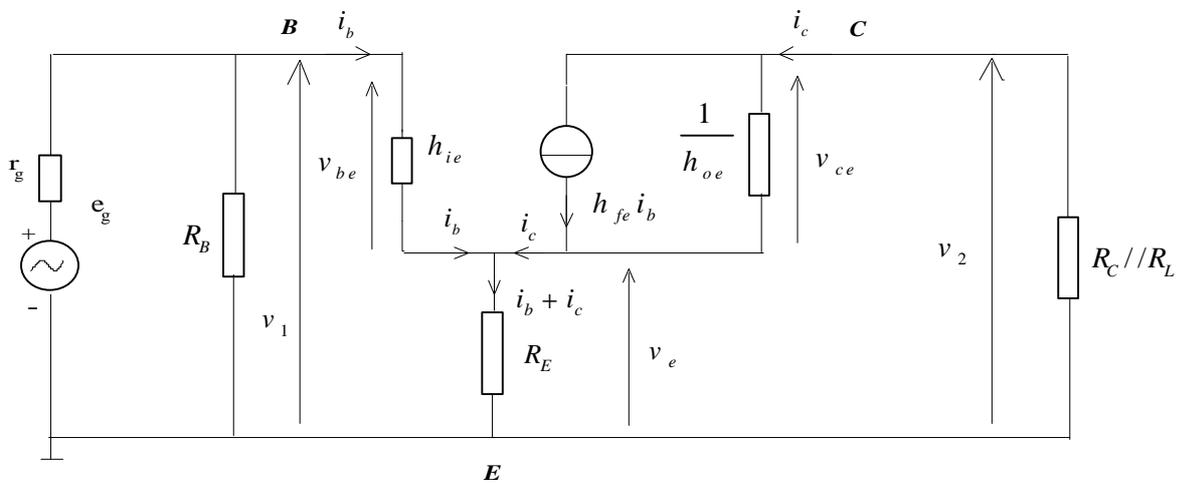


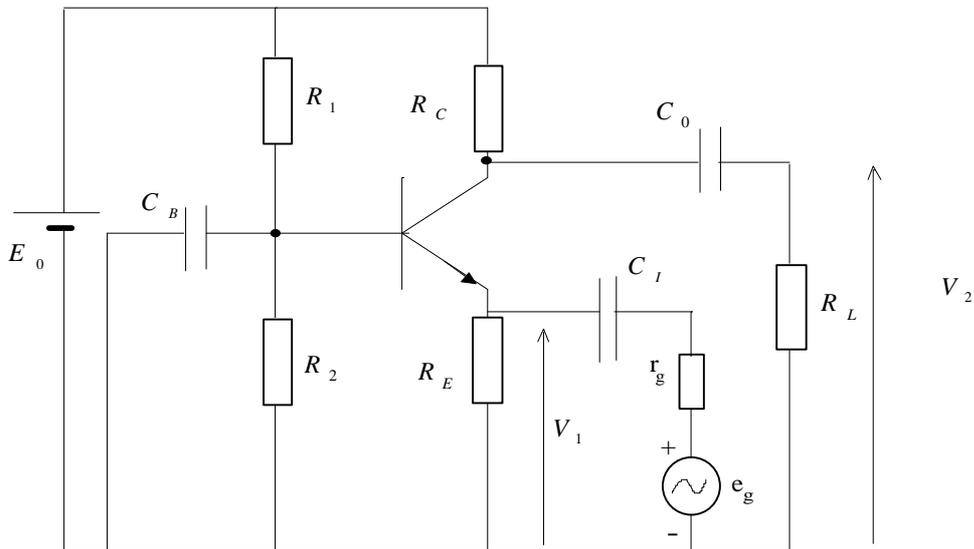
Schéma équivalent du montage en alternatif :



En utilisant les paramètres hybrides on obtient :

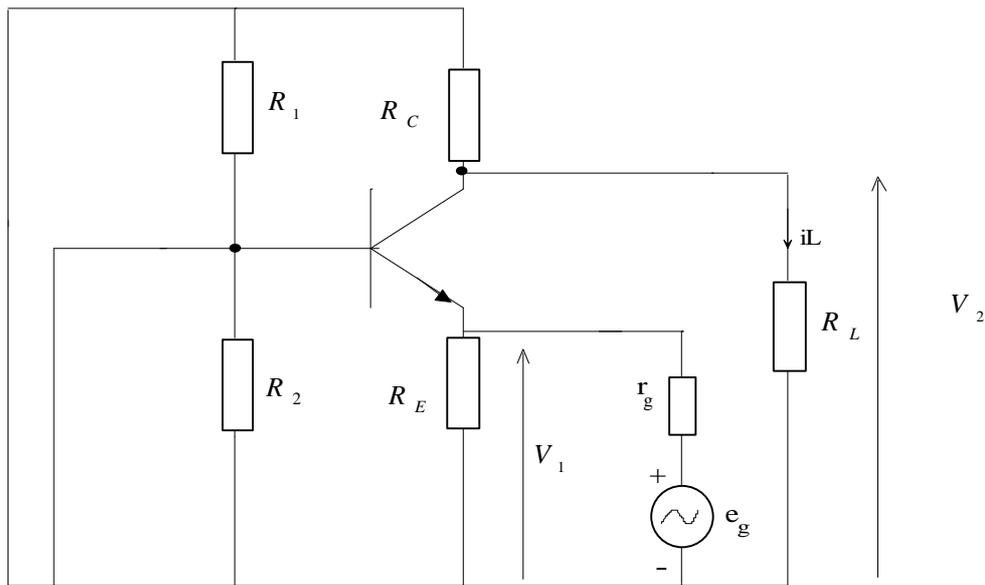


5-3 Le montage Base Commune

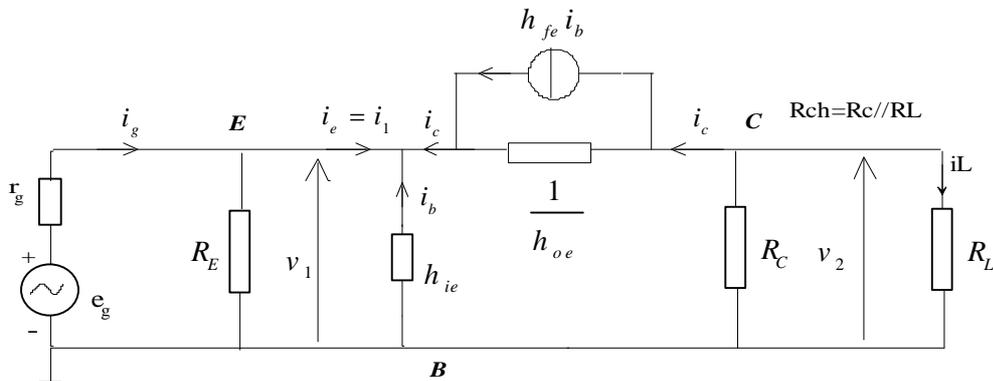


Les trois condensateurs du montage sont choisis de façon à se comporter comme des courts-circuits à la plus basse fréquence de travail de l'amplificateur.

Schéma équivalent du montage en alternatif :



En utilisant les paramètres hybrides on obtient :



Ce circuit permet de calculer la valeur des amplifications en courant et en tension.

Travail demandé :

Si nécessaire, on considérera que $\frac{1}{h_{oe}}$ est suffisamment grand pour pouvoir écrire : $i_c \approx h_{fe} i_b$. Ce qui permet

donc de négliger le courant qui circule dans $\frac{1}{h_{oe}}$.

Calculer l'amplification en tension $A_v = \frac{v_2}{v_1}$; (Réponse : $A_v = g_m R_{ch}$)

Calculer l'amplification en courant $A_i = \frac{i_L}{i_1} = \frac{i_L}{i_e}$; (Réponse : $A_i = \frac{i_L}{i_c} \times \frac{i_c}{i_e} = \frac{R_{ch} h_{fe}}{(R_c + R_L) + (1 + h_{fe})}$)

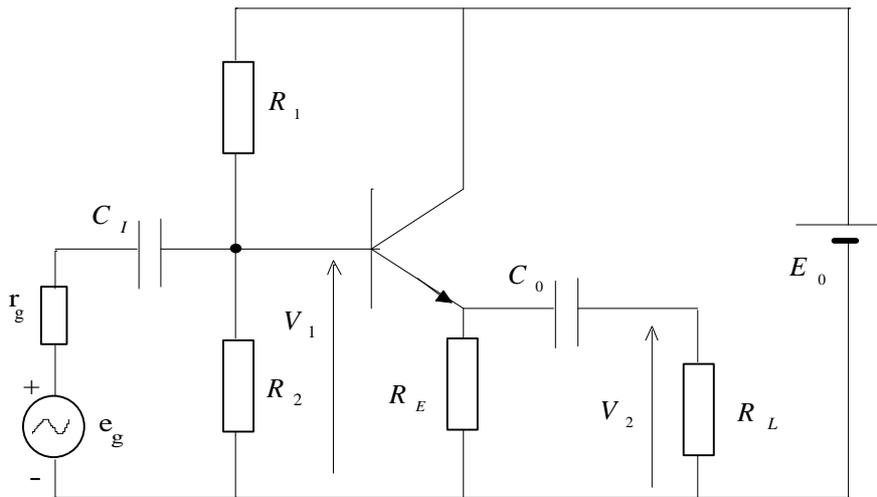
Calculer la résistance d'entrée $R_{iT} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_1}{i_e}$ (sur l'émetteur) ; (Réponse : $R_{iT} = \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$)

Calculer la résistance de sortie $R_{oT} = \frac{v_2}{i_c} \Big|_{e_g=0}$ (sur le collecteur) ; (Réponse : $R_{oT} = \frac{1}{h_{oe}} + \frac{r'_g}{r'_g + h_{ie}} (h_{ie} + \frac{h_{fe}}{h_{oe}})$)

En résumé :

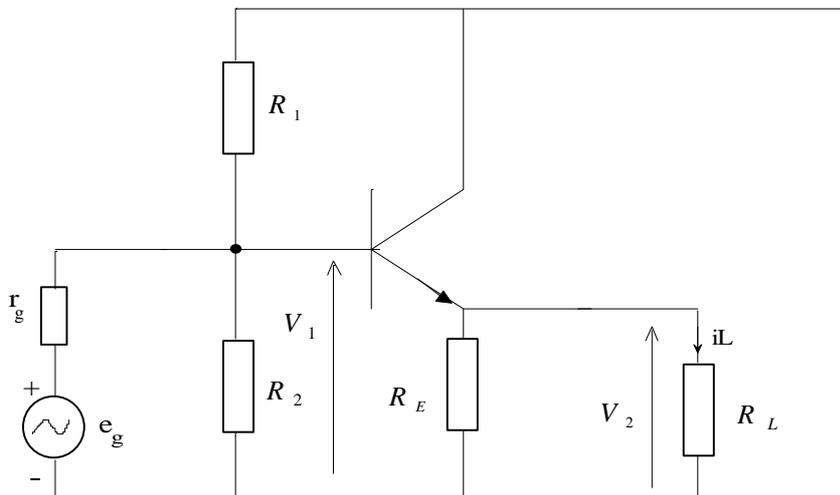
**Amplification élevée en tension, Amplification en courant » 1 ;
Résistance d'entrée faible et de sortie élevée.**

5-4 Le montage Collecteur Commun

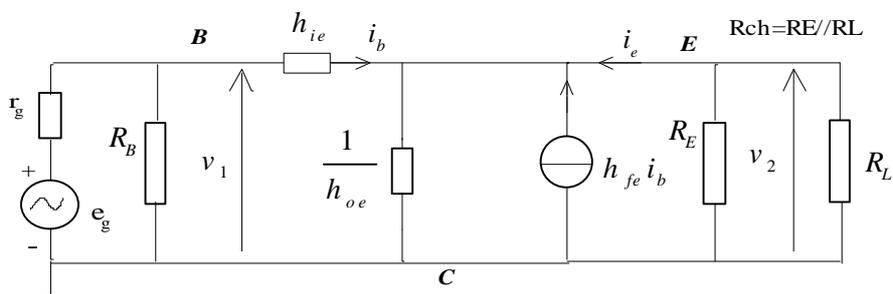


Les deux condensateurs du montage sont choisis de façon à se comporter comme des courts-circuits à la plus basse fréquence de travail de l'amplificateur.

Schéma équivalent du montage en alternatif :



En utilisant les paramètres hybrides on obtient :



Ce circuit permet de calculer la valeur des amplifications en courant et en tension.

Travail demandé :

Si nécessaire, on considérera que $\frac{1}{h_{oe}}$ est suffisamment grand pour pouvoir écrire : $i_c \approx h_{fe} i_b$. Ce qui permet

donc de négliger le courant qui circule dans $\frac{1}{h_{oe}}$.

Calculer l'amplification en tension $A_v = \frac{v_2}{v_1}$; (Réponse : $A_v = 1 + \frac{1}{g_m R_{ch}}$)

Calculer l'amplification en courant $A_i = \frac{i_L}{i_b}$; (Réponse : $A_i = \frac{i_L}{i_e} \times \frac{i_e}{i_b} = \frac{(1+h_{fe})R_E}{(R_E+R_L)}$)

Calculer la résistance d'entrée $R_{iT} = \frac{v_1}{i_b}$ (sur la Base) ; (Réponse : $R_{iT} = h_{ie} + \frac{h_{fe} R_E R_L}{R_E + R_L}$)

Calculer la résistance de sortie $R_{oT} = \frac{v_2}{i_e} \Big|_{e_s=0}$ (Vue sur l'émetteur) ; (Réponse : $R_{oT} = \frac{h_{ie}(r_s // R_B)}{1+h_{fe}}$)

En résumé :

***Amplification en tension » 1 , Amplification en courant élevée ;
Résistance d'entrée élevée et de sortie faible.***