

ECUE n° 1 : **Electronique Générale****Chapitre 6****Transistor Bipolaire en Régime Variable: Les principaux montages**

Nombre d'heures/chapitre : 8h

Cours intégré

Système d'évaluation : **Continu**

OBJECTIFS DE L'ENSEIGNEMENT :

- Connaître les composants élémentaires de l'électronique et leurs applications dans les fonctions de base
- Prendre en compte les limitations et des caractéristiques d'un composant réel,
- Savoir exploiter un document constructeur.

CONTENU THEORIQUE :

Dans ce chapitre on étudie l'aspect dynamique d'un transistor bipolaire tout en trouvant ses paramètres schématiques et l'effet de chaque élément sur le bon fonctionnement de transistor.

En premier lieu on détermine les éléments hybrides du transistor ainsi que son schéma équivalent en dynamique ou pour les petits signaux.

En second lieu on démontre l'effet et les conditions d'installé plusieurs étages d'amplifications en cascade ainsi que les paramètres à vérifiés pour amélioré le rendement de chaque étage et par la suite de tout le montage.

En fin on détaille les trois montages fondamentaux qui sont le montage émetteur commun, Le montage collecteur commun et Le montage base commune

Chapitre 6

Transistor Bipolaire en Régime Variable: Les principaux montages

1. Schéma équivalent et paramètres dynamiques d'un amplificateur :

1.1. Description :

La figure (VI-1) représente le schéma synoptique d'un amplificateur. C'est un circuit électronique à transistors destiné à amplifier la puissance d'un signal. Le signal est appliqué à l'entrée d'un amplificateur par une source représentée par un générateur de tension e_g ayant une résistance interne R_g . La source peut être, par exemple, une antenne, un capteur ou un circuit électronique qui fournit un signal analogique. Le générateur d'entrée (e_g, R_g) est appelé générateur de commande ou générateur d'attaque.

La charge est représentée par la résistance R_u (résistance de charge ou d'utilisation). Elle peut être, par exemple, un haut parleur, un système de déviation du faisceau d'électrons d'un oscilloscope ou un circuit électronique.

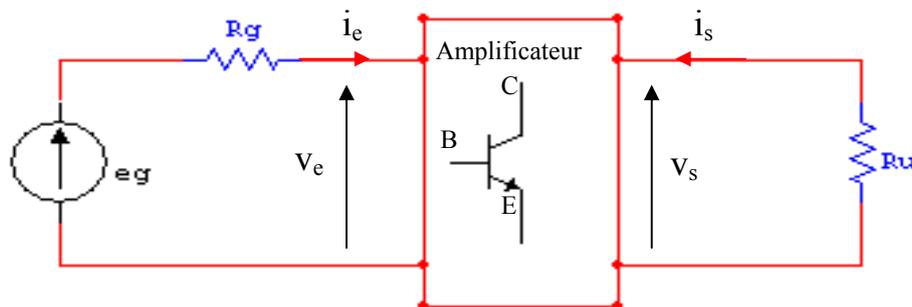


Figure VI- 1

L'amplification est nécessaire quand la puissance du générateur d'entrée n'est pas suffisante pour inciter la charge. Elle peut être réalisée en amplifiant la tension d'entrée v_e ou le courant d'entrée i_e ou les deux.

L'amplification est une fonction linéaire. En augmentant l'amplitude du signal, il faut conserver sa forme, si non, il y a distorsion de l'information portée par le signal. La distorsion est due à la non linéarité des caractéristiques des transistors. Pour la réduire à un niveau raisonnable, il faut utiliser les parties linéaires des caractéristiques des transistors.

1.2. Schéma équivalent :

L'amplificateur est donc un circuit linéaire qui fonctionne en régime petits signaux. C'est un quadripole linéaire qui, par analogie avec le transistor, peut être substitué par un schéma équivalent. Figure VI-2 et figure VI-3.

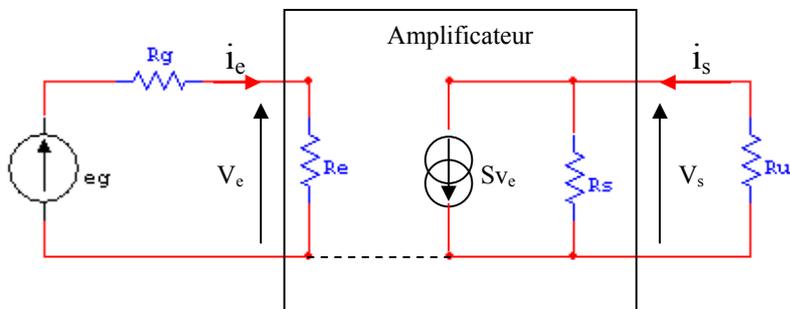


Figure VI- 2

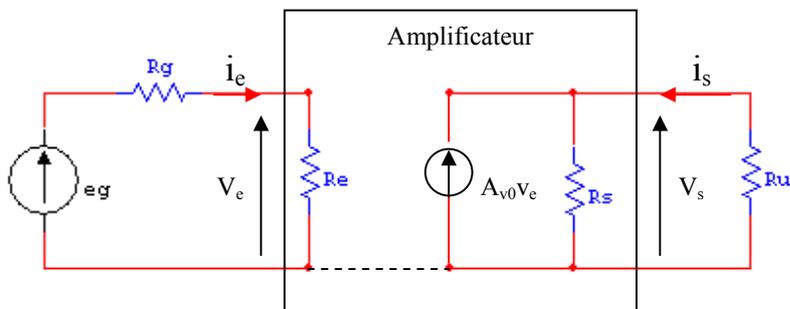


Figure VI-3

1.3. Les paramètres dynamiques d'un amplificateur :

- La résistance d'entrée : $R_e = \frac{v_e}{i_e}$
- L'amplification (le gain) en tension : $A_v = \frac{v_s}{v_e}$. Quand $R_u \rightarrow \infty, v_s = A_{v0} v_e$. Le paramètre A_{v0} est alors le gain en tension à vide: $A_{v0} = A_{v_{R_u \rightarrow \infty}}$
- L'amplification (le gain) en courant : $A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{i_s}{v_s} \cdot \frac{v_s}{v_e} \cdot \frac{v_e}{i_e} = -\frac{1}{R_u} \cdot A_v \cdot R_e = -A_v \frac{R_e}{R_u}$
- L'amplification (le gain) en puissance : $A_p = \frac{P_u}{P_e} = \frac{v_s (-i_s)}{v_e i_e} = -A_v A_i = A_v^2 \frac{R_e}{R_u}$ avec P_u est la puissance absorbée par la charge R_u et P_e est la puissance fournie par le générateur de commande à l'entrée de l'amplificateur.
- La résistance de sortie : c'est la résistance vue par la charge R_u quand tous les générateurs indépendants sont éliminés (les générateurs de tension court-circuités et générateurs de courant coupés) : $R_s = \left(\frac{v_s}{i_s}\right)_{eg=0}$.

2. Amplificateurs à plusieurs étages :

Un amplificateur peut être composé d'un ou de plusieurs étages branchés en cascade

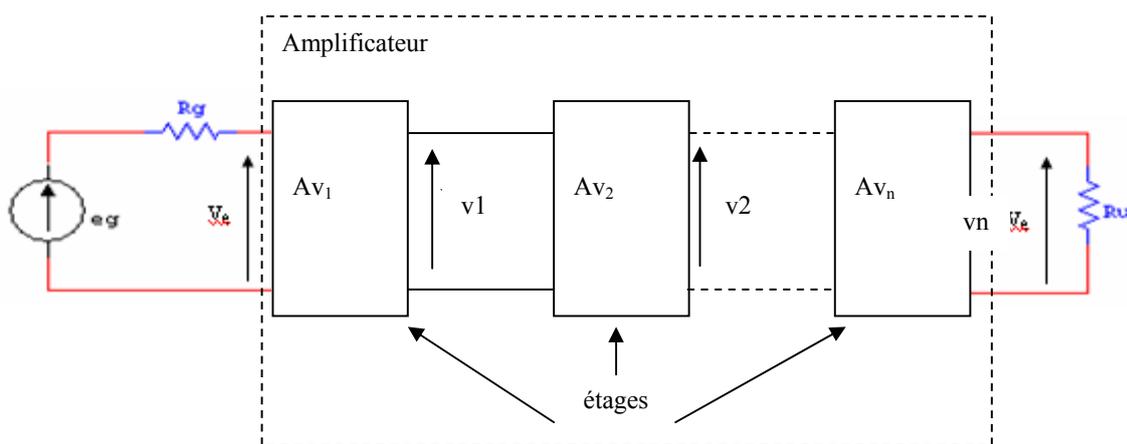


Figure VI - 4

Soient les gains en tension des étages :

$$A_{v1} = \frac{v_1}{v_e}, A_{v2} = \frac{v_2}{v_1}, \dots, A_{vn} = \frac{v_s}{v_{n-1}}$$

Le gain en tension de l'amplificateur est égal au produit des gains des étages :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = \frac{v_1}{v_e} \frac{v_2}{v_1} \dots \frac{v_s}{v_{n-1}} = A_{v1} A_{v2} \dots A_{vn}$$

Les gains en courant et en puissance peuvent être calculés par la même démarche que pour un seul amplificateur où R_e est la résistance d'entrée du premier étage.

Remarque :

- La résistance de sortie R_s de chaque étage intermédiaire joue le rôle de résistance de générateur R_g pour l'étage suivant.
- La résistance d'entrée R_e de chaque étage intermédiaire joue le rôle de résistance charge R_u pour l'étage précédent.

Les gains sont souvent exprimés en décibels :

$$A_p(dB) = 10 \log A_p$$

$$A_v(dB) = 20 \log A_v$$

$$A_i(dB) = 20 \log A_i$$

Le gain A_v d'un amplificateur en décibels est alors la somme des gains de ces étages en décibels :

$$20 \log A_v = 20 \log A_{v1} + 20 \log A_{v2} + \dots + 20 \log A_{vn}$$

$$A_v(dB) = A_{v1}(dB) + A_{v2}(dB) + \dots + A_{vn}(dB)$$

3. Les trois montages fondamentaux :

3.1. Le montage émetteur commun :

Le schéma correspondant est représenté sur la figure (VI-5) Les condensateurs C_1 et C_2 sont appelés des condensateurs de liaison. Ils servent à séparer l'étage de la source d'entrée et de la charge en continu. S'ils n'existaient pas, il y aurait changement de la polarisation initiale du transistor.

Par contre, les condensateurs C_1 et C_2 doivent laisser passer les signaux. Pour cela, on choisit les capacités C_1 et C_2 assez grande pour que les signaux d'une fréquence donnée $f_{\min} = \frac{\omega_{\min}}{2\pi}$ passent à travers les condensateurs C_1 et C_2 sans être trop affaiblis.

Le condensateur C_E est un condensateur de découplage. Il sert à lier l'émetteur à la masse par rapport aux signaux, sans changer la polarisation du transistor. Le module de son impédance $\frac{1}{\omega C_E}$ doit être assez petit aux fréquences supérieures à une fréquence déterminée f_{\min} .

Les résistances servent à polariser le transistor dans la zone linéaire de ses caractéristiques, ainsi qu'à assurer les paramètres dynamiques du montage.

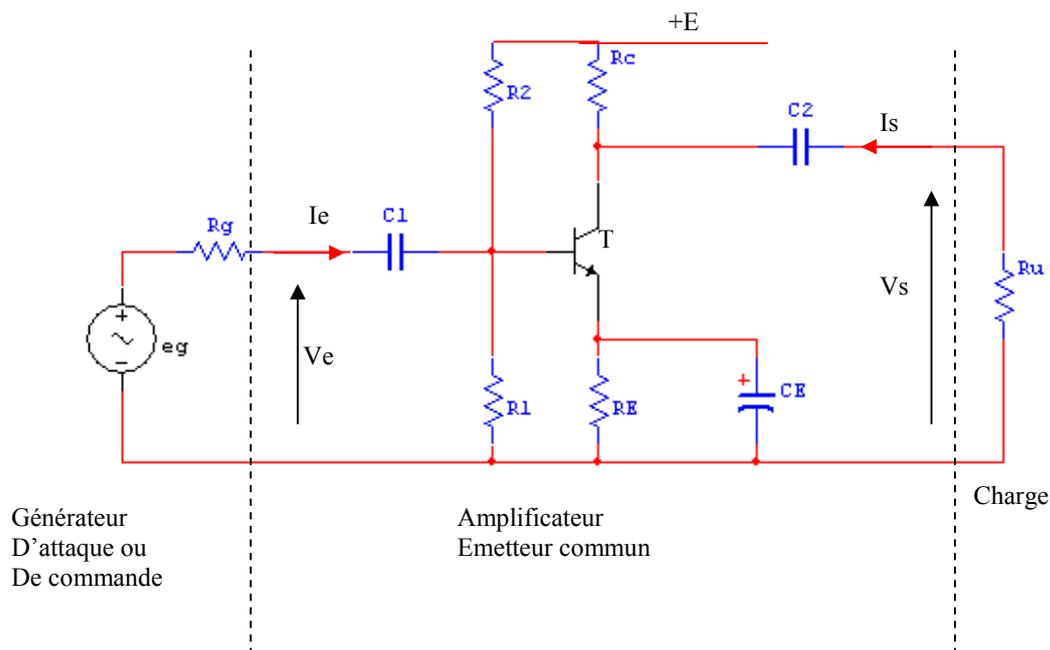


Figure VI -5

3.1.1. Schéma équivalent pour les petites variations :

Le schéma équivalent dynamique de l'étage E C est tracé ci-dessous (figure VI.6). Les condensateurs sont considérés comme des court- circuits pour les signaux. Il en est de même pour

la source d'alimentation E (le potentiel E est lié à la masse par rapport aux signaux)

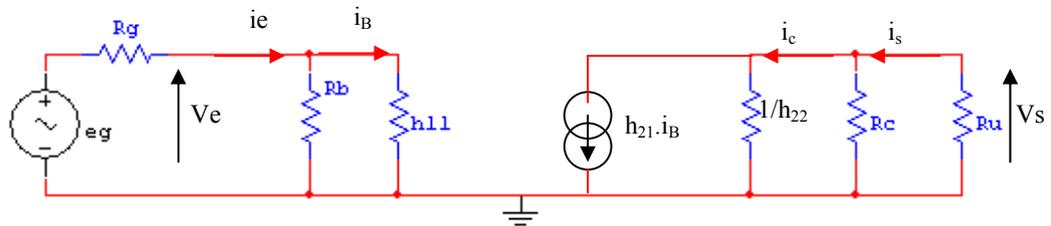


Figure VI- 6

Avec $R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

3.1.2. Résistance d'entrée :

C'est la résistance vue par le générateur :

La loi des nœuds donne :

$$i_e = \frac{v_e}{R_B} + i_B$$

Or $i_B = \frac{v_e}{h_{11}}$ donc $i_e = \frac{v_e}{R_B} + \frac{v_e}{h_{11}}$

Soit $R_e = \frac{h_{11} R_B}{R_B + h_{11}}$

3.1.3. Ordre de grandeur :

Cette résistance est faible (de l'ordre du KΩ) et dépend du courant de polarisation.

➤ Gain en tension

Posons :

$$R_c' = \frac{R_c}{1 + h_{22} R_c}$$

D'après les équations :

$$v_e = h_{11} \cdot i_B$$

$$v_s = -h_{21} \frac{R_c' \cdot R_u}{R_c' + R_u} \cdot i_B$$

Il vient :
$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{R_c' \cdot R_u}{R_c' + R_u}$$

Les tensions d'entrée et de sortie sont en opposition de phase.

3.1.4. Gain en courant :

On se basant sur les expressions trouver du gain en tension, on trouve l'expression du gain en courant comme indiqué dans l'équation qui suit :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e} = -\frac{R_e}{R_u} A_v$$

$$A_i = -\frac{R_B}{h_{11} + R_B} \frac{R_c'}{R_c' + R_u} h_{21}$$

Un ordre de grandeur de ce gain est $A_i=100$

3.1.5. Résistance de sortie :

C'est la résistance du générateur de Thévenin équivalent. On la détermine à partir du schéma de la figure (VI-7), sur le quel :

- La charge est déconnectée,
- La force électromotrice e_g est remplacée par un court circuit.

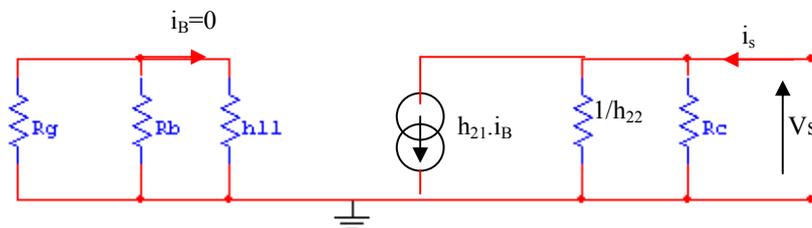


Figure VI- 7

De l'équation $i_B=0$, il vient :

$$h_{21} \cdot i_B = 0$$

$$R_s = \frac{v_s}{i_s} = R_c' = R_c // \frac{1}{h_{22}}$$

3.2. Le montage collecteur commun :

Le schéma correspond est donné à la figure (VI-8). Les condensateurs C_1 et C_2 sont les condensateurs de liaison.

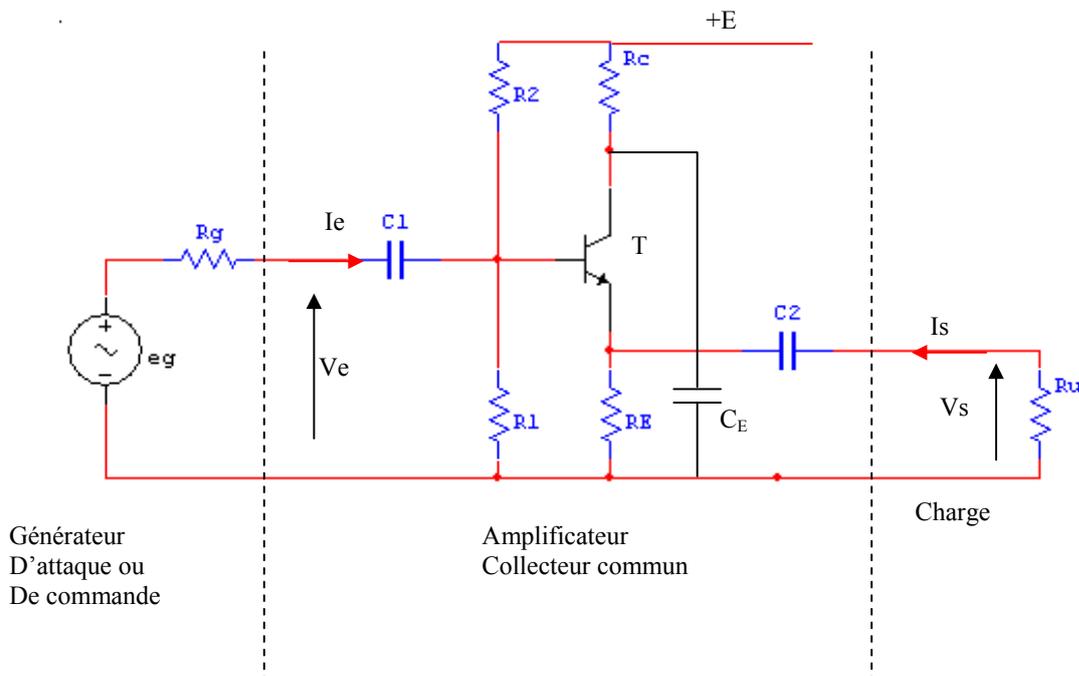


Figure VI- 8

3.2.1. Schéma équivalent pour les petites variations :

Les condensateurs sont considérés comme des court circuits pour les signaux. Il en est de même pour la source d'alimentation E.

Posons : $R_B = R_1 // R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

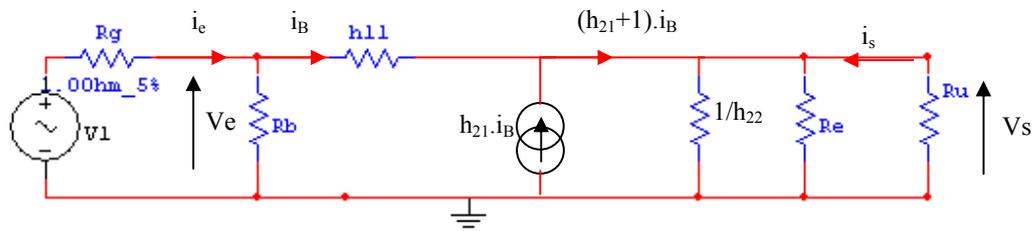


Figure VI- 9

Posons : $R_E' = \frac{R_E}{1 + h_{22} R_E}$

3.2.2. Résistance d'entrée :

C'est la résistance vue par le générateur. On exprime v_e et v_s en fonction de i_B , on a :

$$v_s = (h_{21} + 1)i_B \frac{1}{h_{22}} // R_E // R_u = (\beta + 1)i_B R_E' // R_u$$

$$v_e = h_{11}i_B + v_s$$

$$= i_B [h_{11} + (\beta + 1)(R_E' // R_u)]$$

La loi des nœuds à l'entrée donne :

$$i_e = \frac{v_e}{R_B} + i_B = \frac{v_e}{R_B} + \frac{v_e}{r_e}$$

avec $r_e = h_{11} + (\beta + 1)(R_E' // R_u)$

Donc $R_e = R_B // r_e$

L'ordre de grandeur de la résistance d'entrée résulte de la mise en parallèle de la résistance R_B et de la résistance ' r_e '. Elle est très grande, de l'ordre de plusieurs centaines de kilos ohms, voire de plusieurs mégas ohms.

3.2.3. Gain en tension :

A partir du schéma équivalent, nous écrivons les équations :

$$v_s = \frac{R'_E R_u}{R'_E + R_u} (h_{21} + 1) i_B$$

$$v_e = \left[h_{11} + (h_{21} + 1) \frac{R'_E R_u}{R'_E + R_u} \right] i_B$$

Soit :

$$A_v = \frac{(h_{21} + 1) \frac{R'_E R_u}{R'_E + R_u}}{h_{11} + (h_{21} + 1) \frac{R'_E R_u}{R'_E + R_u}} : \text{La tension d'entrée et de sortie sont en phase.}$$

✓ Ordre de grandeur :

h_{21} est grande devant 1. Le gain est inférieur à 1, mais d'autant plus voisin de l'unité que

$$h_{21} \frac{R'_E R_u}{R'_E + R_u} \text{ est grande devant } h_{11}.$$

3.2.4. Gain en courant :

Il peut être déterminé à partir de la formule générale : $A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{R_e}{R_u} A_v$

✓ Ordre de grandeur :

A_v est de l'ordre de l'unité,

$$R_e \text{ est de l'ordre de } h_{21} \frac{R'_E R_u}{R'_E + R_u}$$

$$A_i \text{ est donc de l'ordre } \frac{h_{21} R'_E}{R'_E + R_u}$$

Ce gain en courant est grand, de l'ordre de 100.

3.2.5. Résistance de sortie :

Pour la déterminer, traçons le schéma de la figure (VI-10) obtenu à partir du schéma équivalent, en remplaçant le générateur e_g par un court circuit et en déconnectant la résistance R_u .

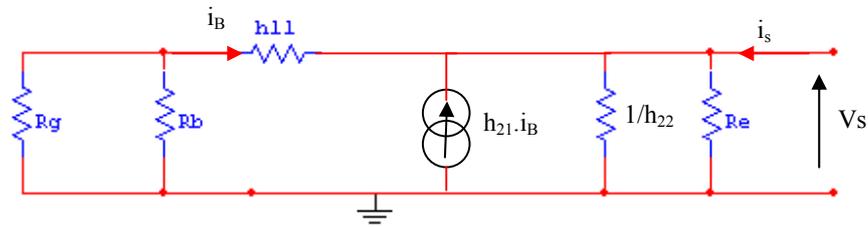


Figure VI-10

$$i_s = \frac{v_s}{R_E} + \frac{v_s}{1/h_{22}} - h_{21}i_B - i_B$$

$$i_B = \frac{v_s}{h_{11} + \frac{R_B R_g}{R_B + R_g}}$$

$$d'ou' R_s = \frac{v_s}{i_s} = \left(h_{11} + \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} \right) \frac{1}{h_{21} + 1} // R_E // \frac{1}{h_{22}}$$

✓ **Ordre de grandeur :**

La résistance de sortie est faible et dépend du courant de polarisation I_c (présence du terme h_{11}).

3.3. Le montage base commune :

Le montage correspondant est donné à la figure (VI-11)

- Le signal qui impose les petites variations attaque l'amplificateur par l'émetteur du transistor.
- La charge est connectée au collecteur du transistor.
- Le condensateur CB est un condensateur de découplage de la base. Il sert à lier l'émetteur à la masse par rapport aux signaux, sans changer la polarisation du transistor.

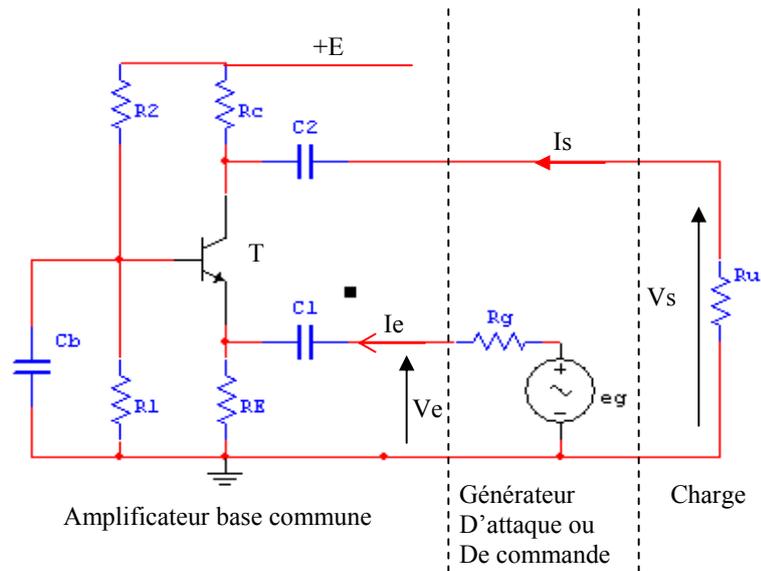


Figure VI- 11

3.3.1. Schéma équivalent pour les petites variations :

Les condensateurs sont considérés comme des court circuits pour les signaux. Il en est de même pour la source d'alimentation E. On obtient le schéma de la figure (VI-12).

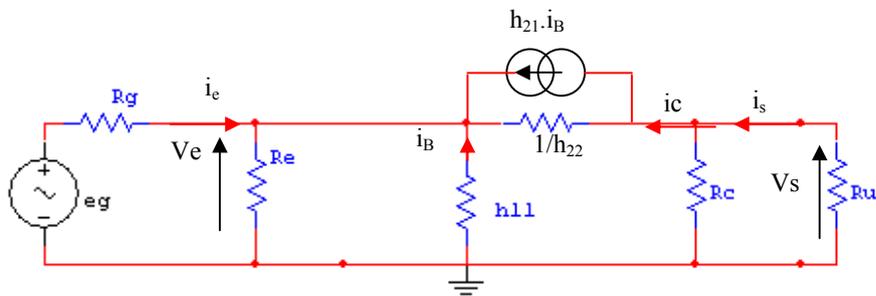


Figure VI-12

Par transformation du générateur de Norton $(h_{21}i_B, \frac{1}{h_{22}})$ en son générateur de Thévenin équivalent, nous obtenons le schéma de la figure (VI-13)

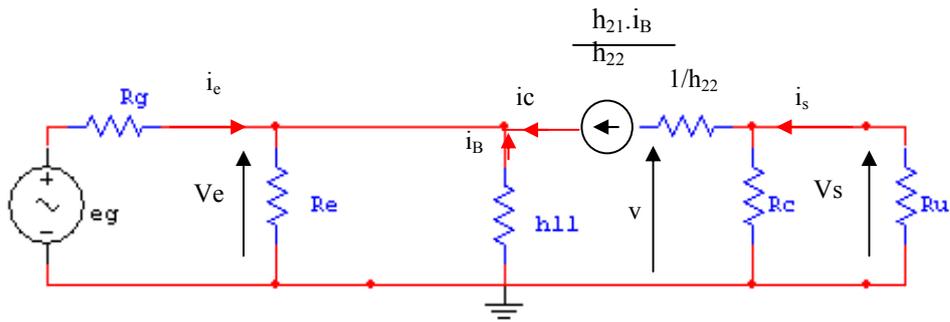


Figure VI-13

3.3.2. Résistance d'entrée :

C'est la résistance vue par le générateur d'entrée. Posons :

$$R_0 = \frac{R_c R_u}{R_c + R_u}$$

Appliquons la loi des nœuds à l'entrée de l'amplificateur, on obtient :

$$i_e = \frac{v_e}{R_E} + \frac{v_e}{h_{11}} - i_c$$

$$\text{avec } i_c = -\frac{v}{\frac{1}{h_{22}} + R_0}$$

D'autre part, on a :

$$v = v_e - \frac{h_{21} i_B}{h_{22}}$$

Or

$$i_B = -\frac{v_e}{h_{11}}$$

Donc :

$$v = \left(1 + \frac{h_{21}}{h_{22} h_{11}}\right) v_e$$

D'où la résistance d'entrée :

$$R_e = \frac{v_e}{i_e} = R_E // h_{11} // \frac{\frac{h_{21} + 1}{h_{22}} + 1}{\frac{1}{h_{22}} + R_0}$$

3.3.3. Gain en tension :

A partir du schéma de la figure (VI-13), on a :

$$v_s = \frac{R_0}{\frac{1}{h_{22}} + R_0} v = \frac{h_{22} R_0}{1 + h_{22} R_0} v$$

$$v + \frac{h_{21} i_B}{h_{22}} = v_e$$

$$v_1 = -h_{11} i_B$$

Soit

$$v_s = \frac{h_{22} R_0}{1 + h_{22} R_0} \left(1 + \frac{h_{21}}{h_{22} h_{11}}\right) v_e$$

Le gain en tension s'écrit :

$$A_v = \frac{h_{22} R_0}{1 + h_{22} R_0} \left(1 + \frac{h_{21}}{h_{22} h_{11}}\right)$$

Les tensions d'entrée et de sortie sont en phase.

✓ **Ordre de grandeur** : Le gain en tension dépend du courant de polarisation I_c .

3.3.4. Gain en courant ;

Sachant que :

$$v_1 = R_e i_1 ; v_2 = R_u i_2$$

Il vient :

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{R_e}{R_u} A_v$$

Ordre de grandeur :

Sachant que :

$$A_v \approx \frac{h_{21}R_0}{R_e} ; R_e \approx \frac{h_{11}}{h_{21}}$$

Il vient :

$$A_i \approx \frac{R_c}{R_c + R_u}$$

Le gain de courant est donc inférieur à 1 et ne dépend que du rapport entre la résistance de collecteur et la résistance de charge.

3.3.5. Résistance de charge :

Pour la déterminer, traçons le schéma de la figure (VI-14) obtenu à partir du schéma de la figure (VI-13), en remplaçant le générateur e_g par un court circuit et en déconnectant la résistance R_u .

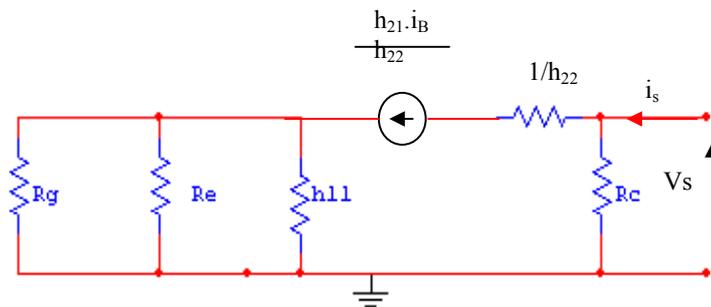


Figure VI-14

Ou encore :

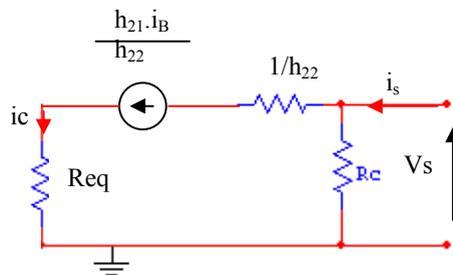


Figure VI-15

Avec :

$$\frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{R_g} + \frac{1}{R_E}$$

L'équation du nœud de sortie est :

$$i_s = \frac{v_s}{R_c} + i_c$$

D'autre part, on a :

$$v_s = \frac{1}{h_{22}} i_c - \frac{h_{21}}{h_{22}} i_B + u$$

Or

$$u = R_{eq} \cdot i_c = -h_{11} i_B$$

En éliminant u et i_B , on trouve :

$$v_s = \frac{1}{h_{22}} i_c + \frac{h_{21} R_{eq}}{h_{11} h_{22}} i_c + R_{eq} i_c$$

D'où

$$i_c = \frac{v_s}{\frac{1}{h_{22}} + \left(\frac{h_{21}}{h_{11} h_{22}} + 1\right) R_{eq}}$$

Soit la résistance de sortie :

$$R_s = R_c // \left[\frac{1}{h_{22}} + \left(\frac{h_{21}}{h_{11} h_{22}} + 1\right) R_{eq} \right]$$

7. Tableau comparatif des différents montages :

	Emetteur commun : montage inverseur	Collecteur commun : montage suiveur	Base commune : montage non inverseur
Gain en tension □ Av □	Elevé (environ 100) $A_v = -\frac{(R_c / R_u) * \beta}{h_{11}}$	$A_v \approx 1$	Elevé (environ 100) $A_v = \frac{(R_c / R_u) * \beta}{h_{11}}$
Impédance d'entrée Ze	Moyenne (jusqu'à quelques dizaines de kΩ) $Z_e = h_{11} // R_B$	Elevée (jusqu'à quelques centaines de kΩ) $Z_e = R_b // [h_{11} + (\beta + 1)(R / R_u)]$	Faible (jusqu'à quelques centaines d'ohms) $Z_e \approx R_E // \frac{h_{11}}{\beta}$
Impédance de sortie Zs	Elevée $Z_s = R_c$	Très faible $Z_s \approx \frac{(R_b / R_g) + h_{11}}{\beta} // R_E$	Elevée $Z_s = R_c$

8. Application :

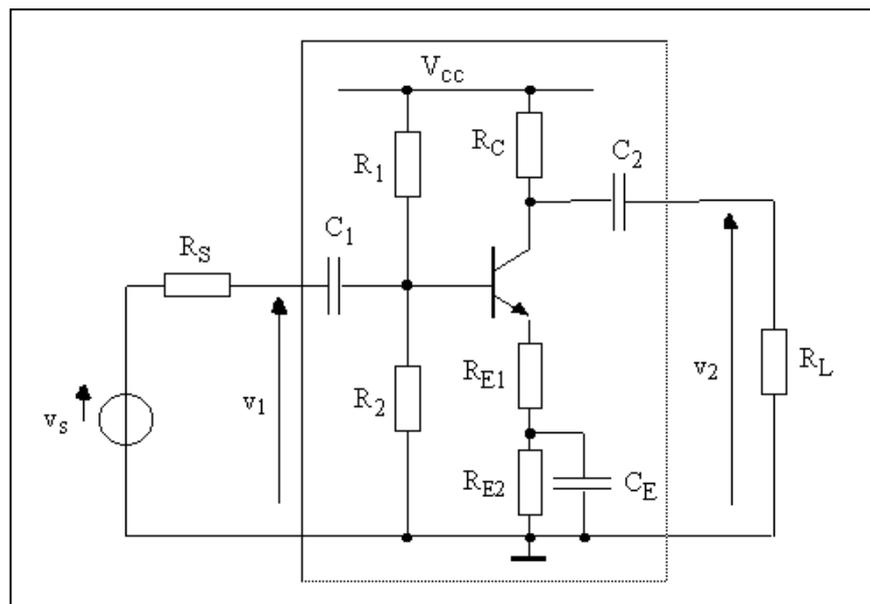
Exercice 1 :

Soit l'amplificateur à un transistor ci-dessous :

$$V_{cc} = 9 \text{ V} \quad T = \text{BC307} (\beta \text{ typique} : 150)$$

$$R_{E1} = 470 \, \Omega \quad R_{E2} = 1 \text{ k}\Omega \quad R_C = 3.3 \text{ k}\Omega \quad R_1 = 220 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 68 \text{ k}\Omega \quad R_s = 10 \text{ k}\Omega \quad R_L = 10 \text{ k}\Omega$$

- Calculer le courant de polarisation I_{C0} .
- Dessiner le circuit équivalent pour petits signaux en bande passante.
- Calculer $A'_v =$ dans la bande passante en négligeant l'effet de g_{ce} .
- Dimensionner C_1 , C_2 et C_E pour avoir une fréquence de coupure basse à -3 dB égale ou inférieure à 20 Hz en négligeant l'effet de g_{ce} .



Corrigé :

a) Etant donné que le gain en courant β du transistor est $\gg 1$, on admet que :

$$I_C = \frac{\beta}{1+\beta} I_E \approx I_E \text{ et donc : } I_{C0} = \frac{V_{B0}}{R_{E1} + R_{E2}}$$

Si le courant au travers R_1 et R_2 est $\gg I_{B0}$ (à vérifier a posteriori) alors :

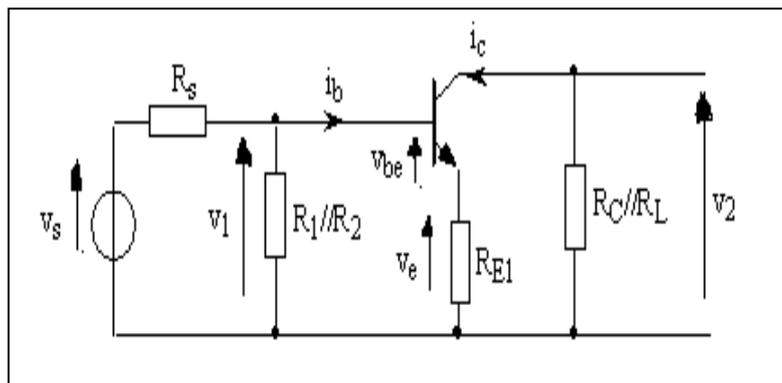
$$I_{C0} = \frac{1}{R_{E1} + R_{E2}} \cdot \left(\frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2} - U_j \right) = 0.97 \text{ mA}$$

et l'on peut vérifier que $\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = 31 \mu\text{A}$ est bien $\gg I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta} = 6.5 \mu\text{A}$

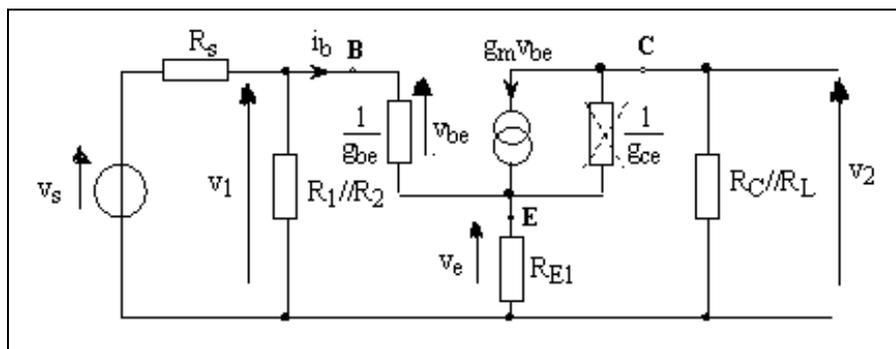
De la valeur de I_{C0} on tire :

$$g_m = \frac{I_{C0}}{U_T} = 37 \text{ mA/V}, \quad \frac{1}{g_m} = 27 \Omega \text{ et } \frac{1}{g_{be}} = \frac{\beta}{g_m} = 4 \text{ k}\Omega$$

b) Le schéma équivalent pour petits signaux en bande passante est le suivant :



Ou encore en remplaçant le transistor par son modèle pour petits signaux :



c) $v_1 = v_{be} + v_e$

$$v_2 = -i_c(R_L // R_C) = -g_m v_{be}(R_L // R_C)$$

$$v_e = (i_c + i_b)R_{E1} = (g_m + g_{be})v_{be}R_{E1}$$

En éliminant v_{be} et en considérant que $\beta \gg 1$ ($\Leftrightarrow g_m + g_{be} = g_m$) on obtient :

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = -\frac{g_m(R_L // R_C)}{1 + (g_m + g_{be})R_{E1}} \approx -\frac{g_m(R_L // R_C)}{1 + g_m R_{E1}} = -4.99 A_v$$

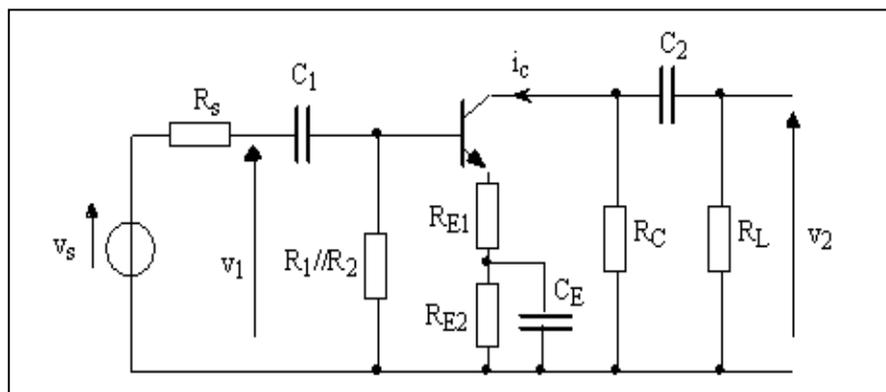
Si $g_m R_{E1} \gg 1$, c'est-à-dire si $I_{C0} R_{E1} \gg U_T$, on peut utiliser l'approximation :

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} \approx -\frac{R_L // R_C}{R_{E1}} = -5.3$$

$$R_i = \frac{v_1}{i_b} = \frac{1}{g_{be}} + \beta R_{E1} = 74.5 K\Omega$$

$$A'_v = \frac{v_2}{v_s} = \frac{v_1}{v_s} \cdot \frac{v_2}{v_1} = -\frac{R_1 // R_2 // R_i}{(R_1 // R_2 // R_i) + R_s} \cdot \frac{g_m(R_L // R_C)}{1 + g_m R_{E1}} = -3.8$$

d) Le schéma équivalent pour petits signaux avec les éléments déterminant la fréquence de coupure basse est le suivant :



Les pôles sont donnés par (en négligeant g_{ce}) :

$$f_E = [2p \cdot C_E (R_{E2} // (R_{E1} + \frac{1}{g_m} + \frac{R_1 // R_2 // R_s}{\beta}))]^{-1}$$

$$f_1 = [2p \cdot C_1 (R_s + R_1 // R_2 // (\beta R_{E1} + \frac{1}{g_{be}}))]^{-1}$$

$$f_2 = [2p \cdot C_2 (R_C + R_L)]^{-1}$$

En choisissant par exemple $f_E = 17$ Hz et $f_1 = f_2 = 1.5$ Hz, on aura une fréquence de coupure basse $f_L \gg (f_1 + f_2 + f_E) = 20$ Hz.

Pour cela il faut que :

$$\bullet C_E = [2p \cdot f_E \cdot (R_{E2} // (R_{E1} + \frac{1}{g_m}))]^{-1} = 26 \mu\text{F}$$

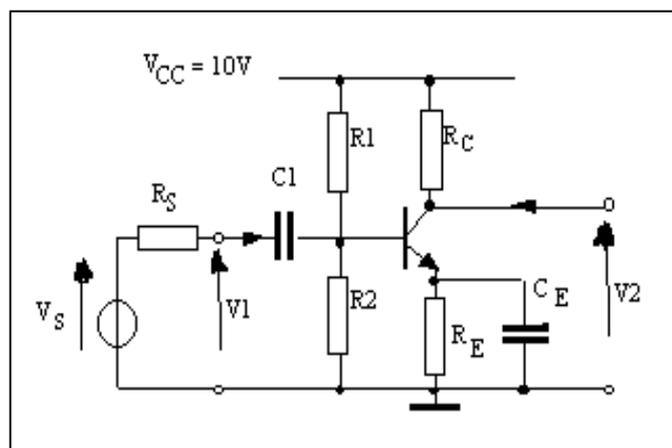
$$C_1 = [2p \cdot f_1 \cdot (R_s + R_1 // R_2 // (\beta R_{E1} + \frac{1}{g_{be}}))]^{-1} = 2.6 \mu\text{F}$$

$$C_2 = [2p \cdot f_2 \cdot (R_C + R_L)]^{-1} = 8 \mu\text{F}$$

Dans la pratique on pourra prendre $C_1 = 4.7 \mu\text{F}$, $C_2 = 10 \mu\text{F}$ et $C_E = 33 \mu\text{F}$.

Exercice 2 :

On considère le montage émetteur commun de la figure suivante :



$$R_1 = 100\text{K}\Omega \quad R_2 = 33\text{K}\Omega \quad R_E = 2.2\text{K}\Omega \quad R_C = 1.8\text{K}\Omega \quad R_S = 1\text{K}\Omega$$

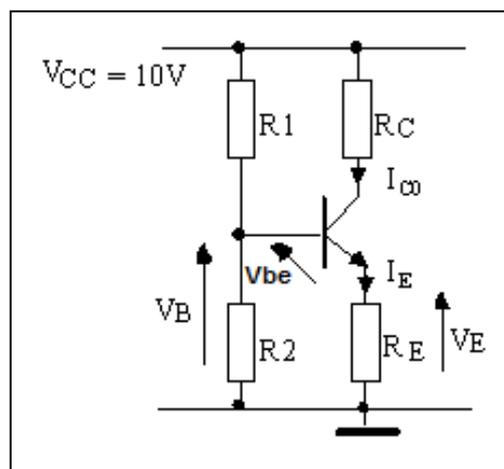
$$C_1 = C_E = \text{infini} \quad \beta = 150 \quad V_{BE} = 0.7\text{V}$$

On demande :

- de calculer le courant de polarisation I_{C0} ,
- de calculer les paramètres petits signaux g_m et g_{be} ,
- de dessiner le circuit équivalent petits signaux,
- de calculer : $A_v = \Delta V_2 / \Delta V_s$ $A_v = \Delta V_2 / \Delta V_1$ $R_{in} = \Delta V_1 / \Delta i_1$ $R_{out} = \Delta V_2 / \Delta i_2$
- pour quelle amplitude du signal V_s obtient-on en sortie (V_2) une amplitude maximale.

Corrigé :

- a) Pour déterminer le courant de repos dans le transistor, on se sert du schéma DC suivant :

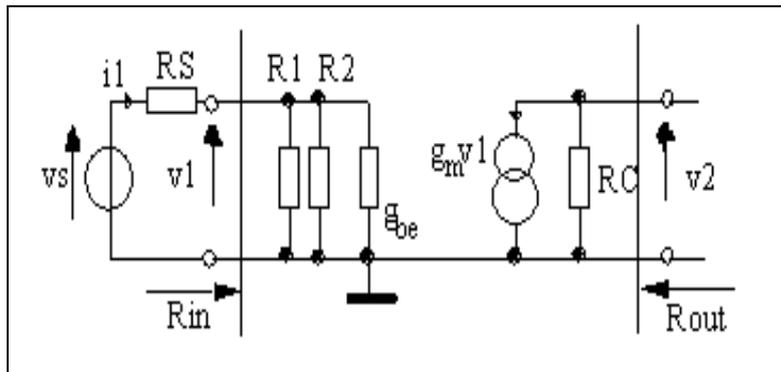


$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = 2,48 \text{ V} \quad V_E = V_B - V_{BE} = 1,78 \text{ V}$$

$$\Rightarrow I_{C0} = I_E = \frac{V_E}{R_E} = 0,81 \text{ mA}$$

$$\text{b) } g_m = \frac{I_{C0}}{U_T} = 31 \text{ mA/V} \quad g_{be} = \frac{g_m}{\beta} = 0,2 \text{ mA/V}$$

- c) Hypothèse : Les capacités C_1 et C_e sont assimilées à des court-circuits (C_1 et $C_e = \infty$).



d) $R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + g_{be} \right)^{-1} = 4,16 \text{ k}\Omega$

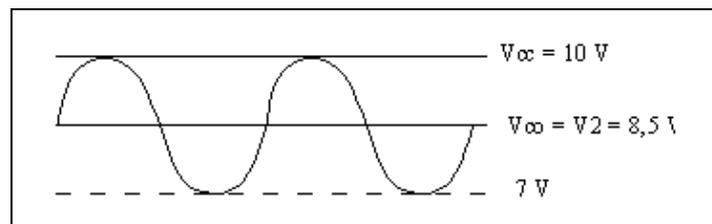
$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} \Big|_{v_1=0} = R_C = 1,8 \text{ k}\Omega$

$A_v = \frac{v_2}{v_1} = -g_m R_C = -55,8$

$A_v = \frac{v_2}{v_s} = \frac{v_1}{v_s} \cdot \frac{v_2}{v_1} = \frac{R_{in}}{R_S + R_{in}} (-g_m R_C) = -45$

e) I_{C0} étant connu, on trouve $V_{C0} = V_{CC} - R_C I_{C0} = 8,5V$

Pour avoir la meilleure dynamique possible, il faut que V_{C0} soit le point central de l'amplitude crête - crête.



$V_{2max} = 1.5V$ donc $V_{smax} = \frac{V_{2max}}{A_v} = 33 \text{ mV}$