

Chapitre 7

Amplificateurs à émetteur commun

1. Introduction

La réalisation de tout amplificateur à transistor nécessite deux précautions essentielles:

- 1) la polarisation du transistor: il faut alimenter le transistor avec un courant de telle façon que le point de repos du système soit situé sur les parties linéaires des caractéristiques du transistor.
- 2) Il faut ensuite superposer à la composante continue (obtenue à l'aide du circuit de polarisation) une composante alternative à l'aide d'un générateur, placé à l'entrée du système, qui délivre une tension alternative.

Conditions du bon fonctionnement de l'amplificateur:

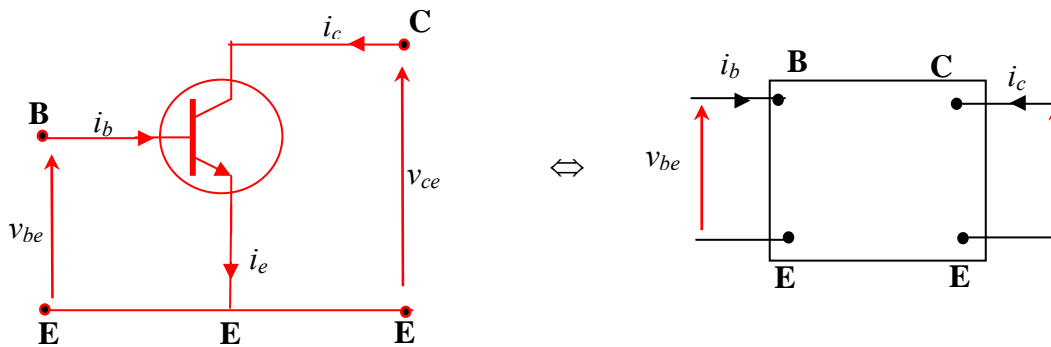
- i) La composante alternative doit être suffisamment petite devant la composante continue de façon à ce que l'on reste dans le domaine de linéarité (des caractéristiques du transistor) autour du point de repos défini par la polarisation.
- ii) Une fois le transistor placé, le branchement de la source alternative d'entrée se fait par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison placé entre la source et le point d'entrée du montage à transistor. Ce condensateur évite le passage du courant continu dans la source alternative, ce qui peut l'endommager dans le cas contraire.

De la même manière, on doit isoler la charge à la sortie de l'amplificateur en utilisant un condensateur de liaison (qui empêcherait tout passage du courant continu dans la charge).

2. Schéma équivalent en alternatif du transistor (petits signaux et basses fréquences < 1MHz)

D'une façon générale, le transistor est considéré comme un quadripôle: il a deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (une patte du transistor sera donc commune à l'entrée et à la sortie).

Pour le montage émetteur commun et en ne s'intéressant qu'aux composantes alternatives, le transistor peut être représenté dans son domaine de fonctionnement linéaire par le quadripôle -figure 1-



Il est commode de définir le quadripôle équivalent au transistor par ses paramètres hybrides "h" tels que:

$$(S) \begin{cases} v_{be} = h_{11e} i_b + h_{12e} v_{ce} \\ i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce} \end{cases} \quad \text{écriture matricielle} \quad \begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$$

[h] s'appelle la matrice hybride.

Le schéma équivalent du transistor en alternatif monté en émetteur commun devient:

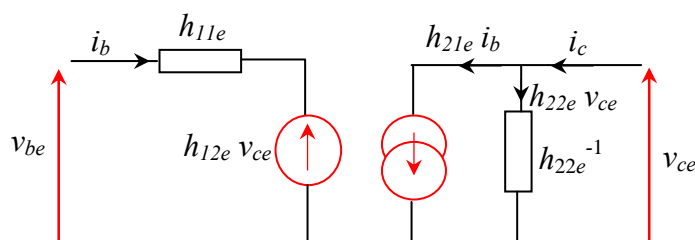


Figure 2

2.1 Signification physique des paramètres hybrides

D'après le système (S), on a:

$$\diamond h_{11e} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=cte} \quad \text{car } V_{CE} = V_{CE0} + v_{ce}$$

h_{11e} n'est autre que la résistance dynamique de la jonction base-émetteur.

$$\diamond h_{12e} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B=cte} \quad h_{12e} \text{ est l'inverse du gain en tension (ou facteur de réaction de la sortie}$$

sur l'entrée). Ce paramètre est négligeable et sera omis dans la suite du chapitre.

$$\diamond h_{21e} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce}=0} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{V_{CE}=cte} \approx \beta. \text{ C'est le gain en courant du transistor. La sortie est en court circuit}$$

pour le signal alternatif.

$$\diamond h_{22e} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b=0} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} \right|_{I_B=cte} \quad \text{C'est l'admittance de sortie du transistor à entrée ouverte pour le signal}$$

alternatif. En pratique, sa valeur est faible. Dans la suite on posera $\rho = \frac{1}{h_{22e}}$.

Remarque: On a souvent $\begin{cases} h_{12e} \text{ très faible de l'ordre de } 10^{-4}; \\ h_{22e} \text{ très faible de l'ordre de } 10^{-5} \Omega. (\text{ou } \rho \text{ très grand}) \end{cases}$

Le schéma équivalent du transistor est réduit alors à:

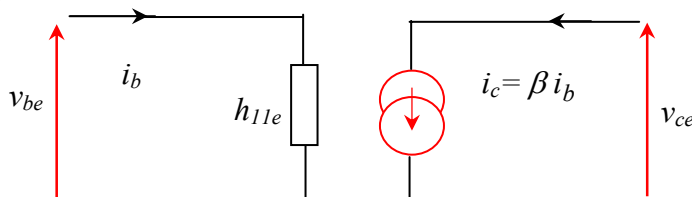


Figure 3

3. Montage émetteur commun

Le montage émetteur commun est l'un des montages fondamentaux à transistor qui réalise la fonction "amplification" de base de l'électronique.

Le principe fondamental de ce circuit repose sur la réalisation d'un montage de polarisation qui impose le courant collecteur I_C aussi indépendant de la température d'échauffement du transistor afin d'éviter:

- ◆ L'écrêtage du signal de sortie dû au déplacement du point de repos;
- ◆ L'emballage thermique du transistor (β augmente avec la température).

3.1. Montages de base de polarisation

3.2.1. Polarisation par résistance de base

C'est le montage le plus élémentaire et le plus économique (utilisant le moins de composants) tout en étant fonctionnel (figure 4).

Le courant I_{B0} est fixé par R_B :

$$I_{B0} = \frac{V_{CC} - V_{BE0}}{R_B} \quad (\text{indépendant de la température})$$

Or V_{CC} (de l'ordre de 15 volt) $\gg V_{BE0}$ (0,4 pour le germanium et 0,7 pour le silicium). D'où $I_{B0} = \frac{V_{CC}}{R_B}$. Comme $I_{C0} = \beta I_{B0}$, si la

température du transistor augmente, β augmente et le courant du collecteur I_{C0} augmente ce qui peut endommager le transistor.

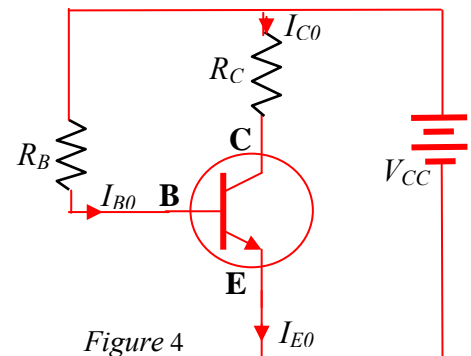


Figure 4

Conclusion: Ce montage a l'inconvénient d'être sensible à la dérive thermique du transistor.

3.2.2 Polarisation par pont de base avec résistance à l'émetteur

Le circuit de polarisation par pont diviseur est donné dans la figure 5-a

La base du transistor est polarisée par la source continue V_{CC} à travers un pont de résistance R_1 et R_2 .

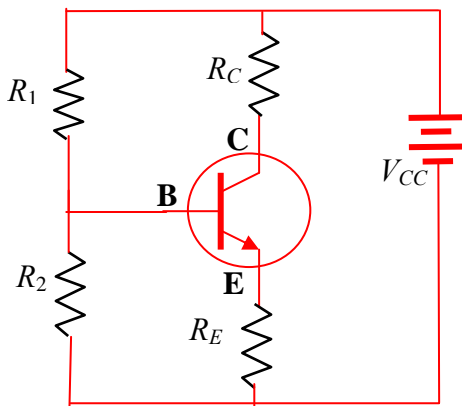


Figure 5-a

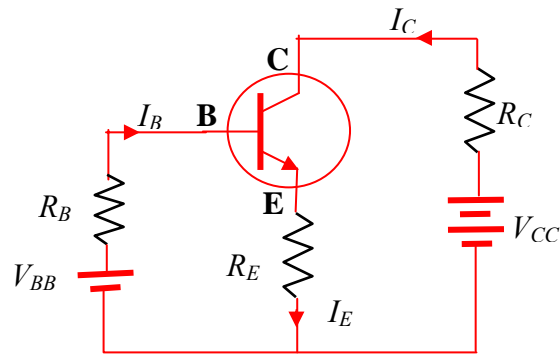


Figure 5-b

A l'aide du théorème de Thévenin, le circuit de polarisation de la base peut être remplacé par une source de tension V_{BB} et une résistance de base R_B (figure 5-b):

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \text{ et } R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

On se ramène ainsi à un circuit similaire à celui étudié dans le chapitre 5 (transistor en régime continu). Seule une résistance R_E a été ajoutée sur l'émetteur du transistor.

Rôle de R_E :

Elle permet de maintenir la tension de l'émetteur aussi stable que possible. En effet si l'émetteur E n'est plus à la masse, le potentiel de la base est : $V_B = V_{BE} + V_E$.

Comme $V_{BE} \ll V_E$ (condition vérifiée si r_d (résistance dynamique E-B) $\ll R_E$) on a alors $V_B \approx V_E$ et V_E n'est pas influencée par les fluctuations de V_{BE} dues aux variations de la température du transistor.

Autrement dit, R_E permet de rendre le gain en tension A_v moins dépendant en température. Elle stabilise le gain A_v .

Remarque:

- ◆ La polarisation par pont de base est indispensable pour le transistor au germanium sensible aux fluctuations thermiques.
- ◆ Pour les transistors au silicium, la polarisation par simple résistance de base peut suffire à la température ambiante.

Dans la suite, on utilisera le montage de polarisation par pont de base.

4. Etude du montage amplificateur à émetteur commun

Le montage est donné dans la figure 6:

- ◆ C_e est placé entre la source alternative et le point d'entrée du montage amplificateur à transistor. C_e évite le passage du courant continu dans la source alternative, ce qui peut l'endommager dans le cas contraire.
- ◆ C_s élimine la composante continue à la sortie. On recueille uniquement le signal alternatif amplifié.
- ◆ C_E sert à découpler R_E en régime alternatif.

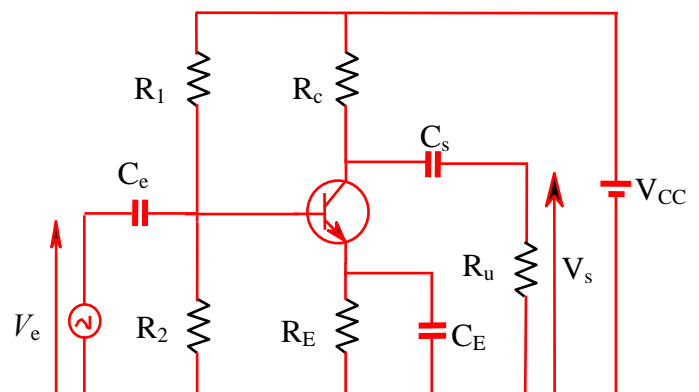


Figure 6

Ces capacités s'appellent "*capacités de découplage*". Elles sont choisies suffisamment grandes pour que l'on puisse négliger leur impédances aux fréquences de travail.

Remarque: on étudiera en travaux pratiques l'amplificateur à émetteur commun avec rétroaction par résistance d'émetteur (R_E non découplée).

4.1. Schéma équivalent du montage amplificateur en continu et en alternatif

Appliquons le théorème de superposition à l'amplificateur, on a:

1) circuit équivalent en continu (régime statique):

- ◆ on annule (court-circuite) la source alternative;
- ◆ on ouvre tous les condensateurs (qui sont en effet des circuits ouverts en continu).

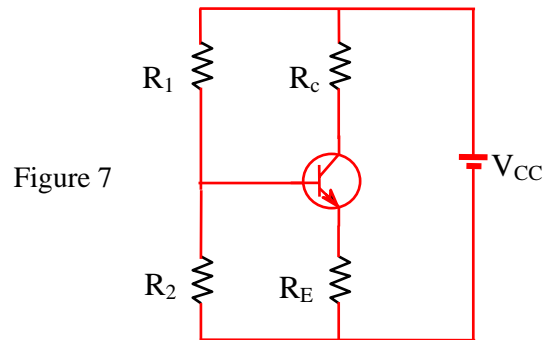


Figure 7

2) circuit équivalent en alternatif (régime dynamique):

- ◆ on annule (ou court-circuite) la source continue tout en conservant leurs résistances internes;
- ◆ on court-circuite tous les condensateurs de couplage et de découplage;
- ◆ on remplace le transistor par son schéma hybride.

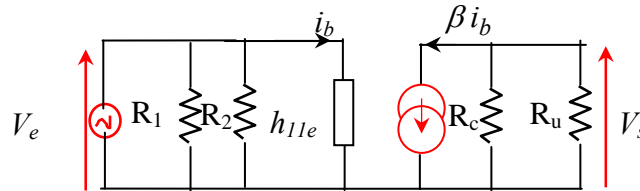


Figure 8

4.2. Calcul des caractéristiques de l'amplificateur

4.2.1 Gain en tension

Le gain en tension est défini par $A_v = \frac{V_s}{V_e}$. Il peut être établi dans ce cas selon deux manières:

- ◆ le gain en tension à vide: on enlève la charge R_u à la sortie;
- ◆ le gain en charge.

1) **Gain à vide:** On remplace $R_p = R_1 // R_2$, on obtient:

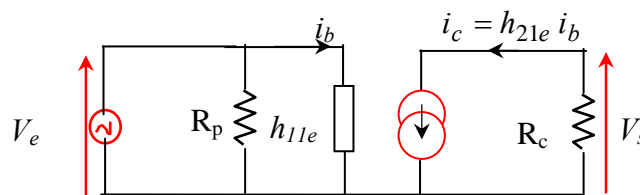


Figure 9

On a les équations suivantes :
$$\begin{cases} V_e = h_{11e} i_b & \text{et} & i_c = h_{21e} i_b \\ V_s = -R_c i_c \end{cases}$$
 ; D'où $V_s = -R_c h_{21e} i_c$.

Si on pose $\beta \approx h_{21e}$ on a : $A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\beta \frac{R_c}{h_{11e}}$

Le gain en tension dépend :

- ◆ du gain en courant β ;
- ◆ et de la résistance dynamique d'entrée h_{11e} .

Remarque: A priori, pour augmenter le gain en tension, on pourrait se dire qu'il faut augmenter R_c (donc diminuer I_{C0} pour garder V_{CE0} constante).

Ceci est une erreur !!!! Si on diminue I_{C0} , on diminue automatiquement I_{B0} , et par conséquent, la résistance dynamique h_{11e} d'entrée (jonction B-E) augmente (on s'approche du coude). Le gain n'augmente pas.

1) Gain en charge:

On reprend le schéma équivalent de la figure 9, et on rajoute R_u en parallèle avec R_c . On obtient :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = -\beta \frac{R_c // R_u}{h_{11e}}$$

4.2.2 Gain en courant $A_i = \frac{i_c}{i_b}$. On a : $i_c = h_{21e} i_b \Rightarrow A_i = \frac{i_c}{i_b} = h_{21e} = \beta$

4.2.3 Impédance d'entrée et de sortie

Le schéma équivalent du montage amplificateur peut être représenté comme suit :

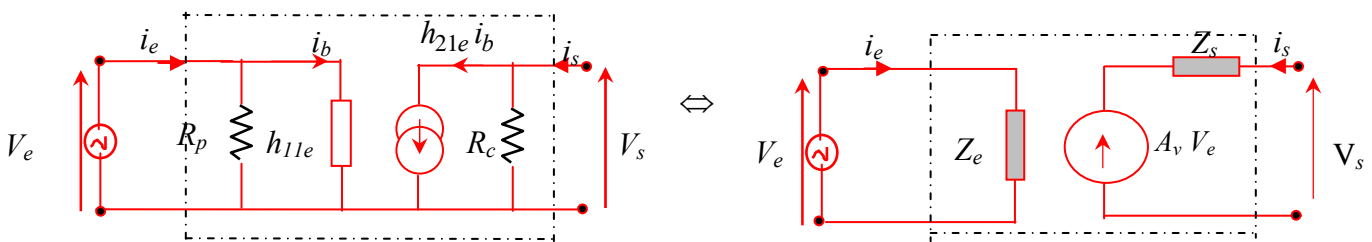


Figure 10

En entrée, le générateur alternatif "voit" l'impédance d'entrée de l'amplificateur Z_e .

En sortie, on a un générateur de tension commandé (la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le gain A_v de l'étage à vide) en série avec sa résistance interne Z_s qui représentera la résistance de sortie de l'étage.

- ◆ **Impédance d'entrée** : $Z_e = \frac{V_e}{i_e}$

Le générateur d'entrée débite dans deux résistances en parallèles

$$R_p \text{ et } h_{11e} : Z_e = R_p // h_{11e}$$

R_p (résistance en pont de base) prise très grande devant h_{11e} . D'où $Z_e \approx h_{11e}$

Avec une telle faible valeur de Z_e , l'amplificateur à émetteur commun réjouit d'un bon fonctionnement en temps qu'amplificateur de tension.

- ◆ **Impédance de sortie** : $Z_s = \frac{V_s}{i_s}$

La transformation du montage de la sortie Norton/Thévenin permet de déterminer directement l'impédance de sortie Z_s : On identifie Z_s comme étant la résistance du générateur de Thévenin équivalent ; $Z_s = R_c$

Z_s est souvent élevée et ne pourra être connectée qu'à une charge.

Conclusion

Le montage émetteur commun présente les particularités suivantes :

- ◆ Bonne amplification en tension (de l'ordre de plusieurs centaines) ;
- ◆ Une impédance d'entrée h_{11e} suffisamment faible (de l'ordre de quelque $k\Omega$) ;
- ◆ Une impédance de sortie R_c assez élevée.

5. Variation du gain en fonction de la fréquence (pour les basses fréquences)

Le gain de l'amplificateur "émetteur commun" varie en fonction de la fréquence sous l'influence de plusieurs paramètres:

- ◆ Les paramètres hybrides du transistors. On notera que pour les basses fréquences (<100kHz), leurs variation reste négligeable;
- ◆ Les capacités de liaisons C_e et C_s : pour les basses fréquences, ces dernières ne peuvent plus être considérées comme des court-circuit et leur impédances ne peuvent ainsi être négligées;
- ◆ La capacité de découplage C_E .

5.1. Influence des capacités de liaison C_e et C_s

Reprenons le schéma de la figure 8 en tenant compte des capacités de liaison C_e et C_s

$$A'_v = \frac{V'_s}{V'_e} = \frac{V'_s}{V_s} \frac{V_s}{V_e} \frac{V_e}{V'_e}$$

Or on a:

$$\frac{V_s}{V_e} = A_v = -\beta \frac{R_c // R_u}{h_{11e}} \quad (\text{gain avec } C_e \text{ et } C_s \text{ comme liaisons parfaites})$$

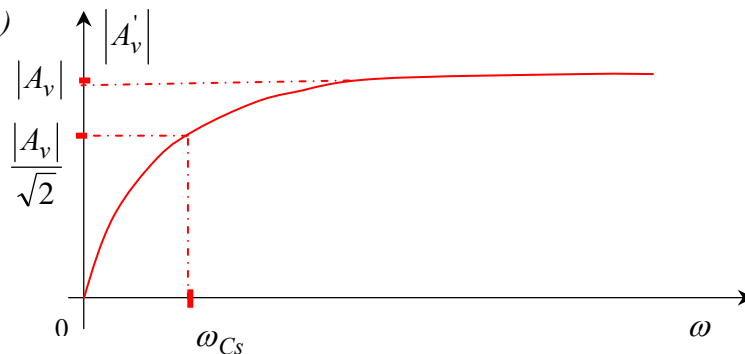
$$\frac{V_e}{V'_e} = \frac{Z_e}{Z_e + Z_{C_e}} \quad \text{et} \quad \frac{V'_s}{V_s} = \frac{R_u}{R_u + Z_{C_s}}$$

En remplaçant Z_{C_e} et Z_{C_s} par leurs expressions, on obtient:

$$A'_v = \frac{A_v}{\left(1 - j \frac{\omega C_e}{\omega}\right) \left(1 - j \frac{\omega C_s}{\omega}\right)} \quad \text{où} \quad \omega_{C_e} = \frac{1}{Z_e C_e} \quad \text{et} \quad \omega_{C_s} = \frac{1}{R_u C_s}$$

D'une façon générale, on a $\omega_{C_e} < \omega_{C_s}$

Tracer de $|A'_v| = f(\omega)$



- ◆ Pour des fréquences inférieures à ω_{C_s} (appelée fréquence de coupure pour laquelle $|A'_v| = \frac{|A_v|}{\sqrt{2}}$), le gain en tension de l'amplificateur diminue considérablement pour tendre vers zéro.

- ◆ Pour $\omega \gg \omega_{C_s}$, $|A'_v| \approx |A_v|$. Les liaisons sont parfaites et C_e , C_s sont considérées comme des court-circuit.

En définitive, l'amplificateur se comporte comme un filtre passe haut.

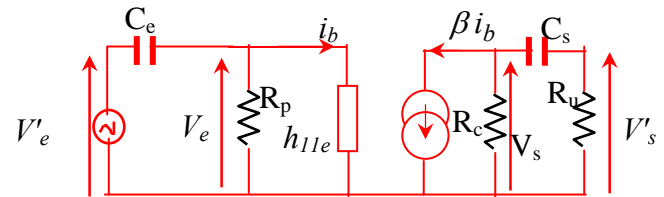


Figure 11

5.2. Influence de la capacité C_E

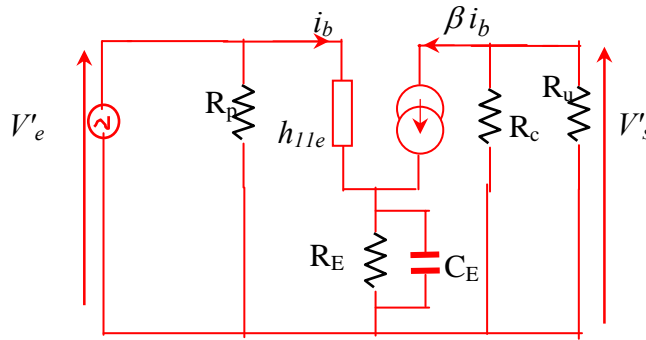


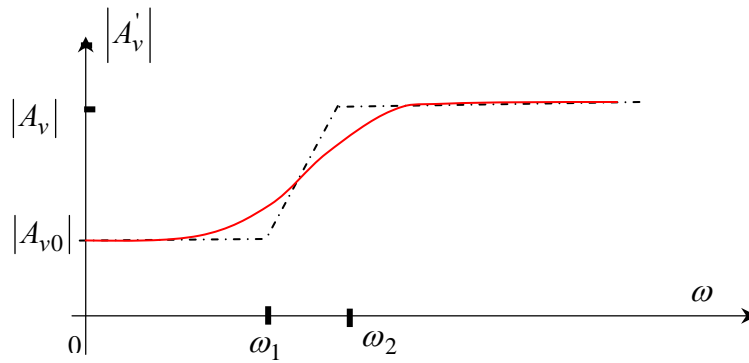
Figure 12

$$A'_v = \frac{V'_s}{V'_e} = -\beta \frac{R_c // R_u}{h_{11e} + (1 + \beta)Z_E} \text{ où } Z_E = R_E // C_E = \frac{R_E}{1 + jR_EC_E\omega}$$

On trouve

$$A'_v = A_{v0} \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}} \text{ où } A_{v0} = -\frac{\beta R_c}{h_{11e} + (\beta + 1)R_E}; \omega_1 = \frac{1}{R_EC_E} \text{ et } \omega_2 = \frac{h_{11e} + (1 + \beta)R_E}{R_EC_E h_{11e}} = \frac{1}{R_EC_E} + \frac{1 + \beta}{C_E h_{11e}}$$

Tracer de $|A'_v| = f(\omega)$



NB. Le découplage de l'émetteur (par C_E) sera meilleur si $\omega_1 \sim \omega_2$ (c'est-à-dire C_E grand).