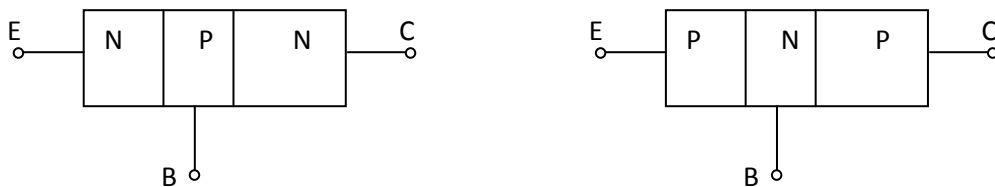


Les transistors bipolaires

I. Introduction: Définitions:

Le transistor bipolaire est un composant à 3 électrodes comportant 2 jonctions PN. C'est un cristal de semi-conducteur dans lequel on peut distinguer 3 segments dopés soit N, soit P, selon l'une des deux configurations suivantes (Structures de principe):



Les trois segments sont nommés Base, Emetteur et Collecteur et sont munis d'électrodes métalliques.

- B = Base, très mince et très peu dopée
- E = Emetteur, fortement dopé
- C = collecteur, volume important et moins dopé que l'émetteur.

Représentation symbolique:



Remarque: La flèche sur l'émetteur indique le sens passant de la jonction base émetteur.

Régimes de fonctionnement:

Chacune des jonctions PN peut être polarisée en direct ou en inverse. Il existe donc 4 régimes de fonctionnement du transistor:

1. Quand la jonction d'émetteur est polarisée en direct et la jonction de collecteur en inverse, le transistor fonctionne en régime normal.
2. Quand les 2 jonctions sont polarisées en direct, le transistor est saturé.
3. Quand les 2 jonctions sont polarisées en inverse, le transistor est bloqué.
4. Quand la jonction d'émetteur est polarisée en inverse et la jonction de collecteur en direct, le transistor fonctionne en régime inverse.

En régime normal, le transistor est utilisé comme amplificateur de la puissance du signal.

En saturation, le transistor joue le rôle d'un interrupteur fermé (résistance entre émetteur et collecteur faible).

Quand il est bloqué, il représente un interrupteur ouvert.

S'il devient alternativement bloqué et saturé, on dit qu'il fonctionne en commutation. C'est un commutateur électrique commandé par le signal envoyé sur la base.

Le régime inverse est rarement utilisé.

II. Caractéristiques statiques:

Convention sens des courants:

Remarque: Pour la suite, on étudiera seulement le transistor NPN. C'est le plus utilisé

On peut caractériser le transistor par 2 coefficients de transfert :

α = Coefficient de transfert du courant d'émetteur

β = Coefficient de transfert du courant de base.

La jonction Base émetteur est polarisée en direct (régime normal). Les e^- de l'émetteur vont donc traverser facilement cette jonction, et vont se retrouver dans la base, qui est très peu dopée \Rightarrow Peu de recombinaison e^- /trous.

De plus, la base est mince. Les e^- venant de l'émetteur se retrouvent donc majoritairement à la jonction base collecteur qui est polarisée en inverse. Les e^- vont alors facilement traverser cette jonction. Le courant de collecteur sera donc presque entièrement constitué par les e^- venant de l'émetteur.

$$\Rightarrow \boxed{I_c = \alpha I_E} \quad \text{avec } \alpha \in [0,95; 0,995]$$

Or, on a aussi

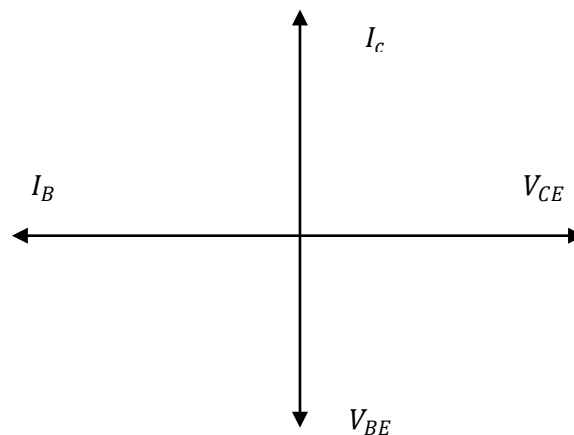
$$I_B + I_c = I_E$$

$$\alpha I_B + \alpha I_c = \alpha I_E = I_c$$

$$I_c (1 - \alpha) = \alpha I_B$$

$$I_c = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B, \text{ soit } \boxed{I_c = \beta I_B} \quad (\beta \in [15; 500])$$

On a coutume de représenter la caractéristique d'un transistor avec les axes suivants :



1. Courbes $V_{BE} = f(I_B)_{V_{CE} = \text{cste}}$:

L'ensemble de ces courbes est appelé réseau d'entrée. Les courbes correspondent à la caractéristique d'une jonction PN en direct

2. Courbes $I_C = f(I_B)_{V_{CE} = \text{cste}}$:

On appelle cette famille de courbes caractéristiques de transfert en courant. Elles sont souvent approximées par une droite et permettent de déterminer β . ($I_C = \beta \cdot I_B$)

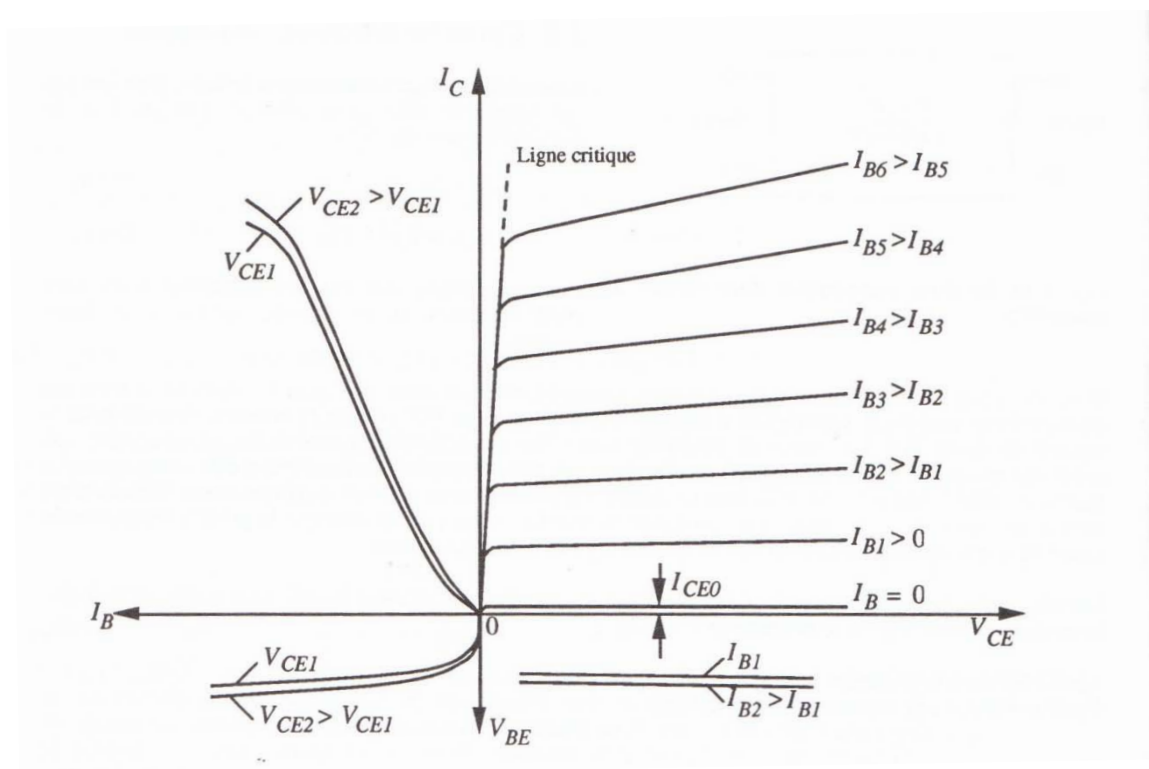
3. Courbes $I_C = f(V_{CE})_{I_B = \text{cste}}$:

On appelle cette famille de courbes caractéristiques de sortie.

4. Courbes $V_{BE} = f(V_{CE})_{I_B = \text{cste}}$:

On appelle cette famille de courbes caractéristiques de transfert en tension.

5. Le réseau de caractéristique complet :



6. Valeurs limites absolues :

Les valeurs limites absolues sont données dans les catalogues constructeurs. Elles délimitent sur les caractéristiques de sortie du transistor un domaine en dehors duquel l'utilisation du transistor est dangereuse :

- $I_{C\max}$ = Valeur du courant du collecteur maximale.
- $V_{ce\max}$ = Valeur de la tension V_{ce} maximale
- P_{\max} : Valeur maximale de la puissance supportée par le transistor.

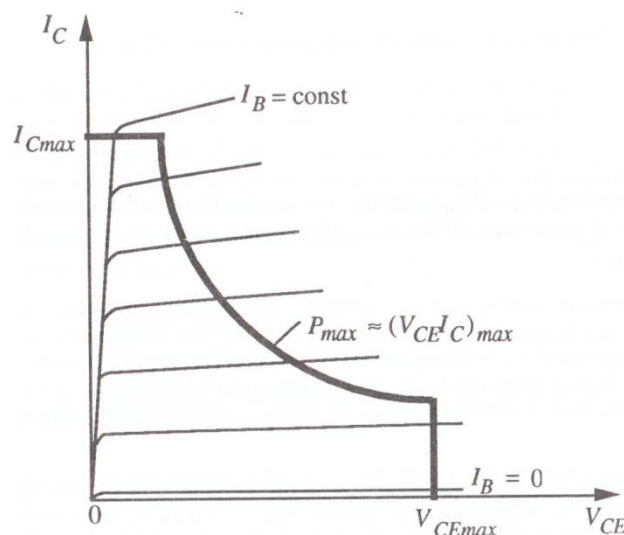
La puissance délivrée par le transistor est maximum quand il fonctionne en régime normal.

En régime saturé, elle est relativement faible à cause de la petite valeur de V_{ce} .
En régime bloqué, elle est petite à cause de la faible valeur de I_E .

La puissance dissipée par le transistor est déterminée par $P = V_{ce} I_c$

Le constructeur donne P_{\max}

$$I = \frac{P_{\max}}{V_{ce}}$$



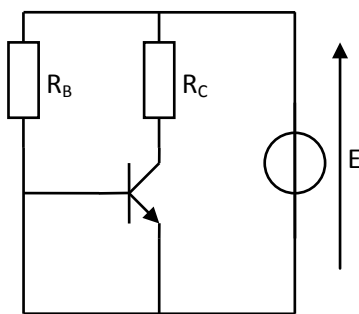
On peut aussi avoir sur les documentations-constructeur :

- $I_{B\max}$
- $V_{CB\max}$
- $V_{BE\max}$

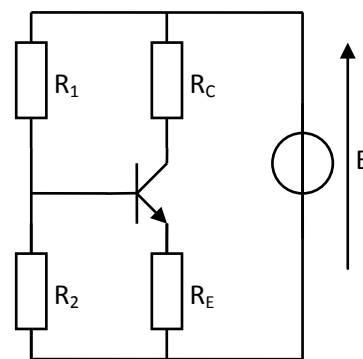
III. La polarisation des transistors :

Les équations du transistor et ses caractéristiques ne sont pas linéaires. Mais, comme pour le diode, elles peuvent être considérées comme telles par de petits signaux. Les amplitudes des petits signaux peuvent être d'autant plus grandes que les sections linéaires des caractéristiques utilisées sont larges.

Avant même que le petit signal soit appliqué, le point de fonctionnement du transistor doit être placé dans la zone linéaire de ses caractéristiques. C'est le rôle du circuit de polarisation. La polarisation s'effectue avec une source d'alimentation. Ci-dessous, 2 types de circuits de polarisation :



a. Montage à résistance de base.



b. Montage à résistance d'émetteur

Pour calculer le point de polarisation, il faut déterminer les caractéristiques externes (lors des mailles et des nœuds) et les caractéristiques internes (propres au transistor). On obtient ainsi un système à 5 inconnus (I_{B0} , I_{C0} , I_{E0} , V_{BE0} , V_{CE0}). L'indice zéro signifie qu'il s'agit des valeurs au point de fonctionnement. Des conditions supplémentaires liées au cahier des charges permettent de trouver la valeur des résistances et du générateur.

Exemple de calcul pour le schéma du montage à résistance de base :

Conditions externes :

On prend deux mailles :

$$\begin{cases} V_{BE} + R_B I_B = E & (1) \\ V_{CE} + R_C I_C = E & (2) \end{cases}$$

Conditions internes:

$$\begin{cases} I_C = \beta I_B & (3) \\ I_C + I_B = I_E & (4) \end{cases}$$

Cahier des charges: $I_C = 10 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5 \text{ V}$

On prend un transistor ayant $\beta = 100$ et $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$

On remplace par les valeurs numériques

$$\begin{cases} V_{BE} + R_B \frac{I_C}{\beta} = E & (1) \text{ Avec } (3) \\ V_{CE} + R_C I_C = 0 & (2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} 0,6 + R_B \frac{10 \cdot 10^{-3}}{100} = E \\ 5 + 5 + R_C 10 \cdot 10^{-3} = E \end{cases}$$

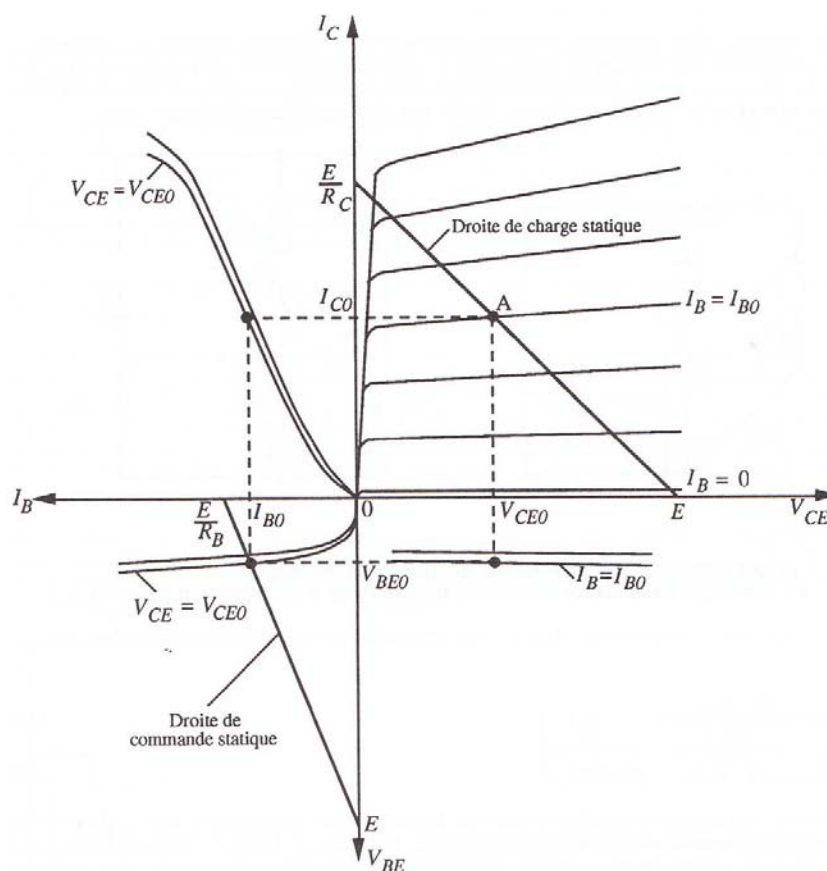
2 équations, 3 inconnues, on ne peut donc pas trouver de solution au système.

On choisit alors $E = 10 \text{ V} \Rightarrow \begin{cases} R_B = 94 \text{ K}\Omega \\ R_C = 500 \Omega \end{cases}$

Remarque: Avec ce cahier des charges initial, on peut obtenir une infinité de solutions.

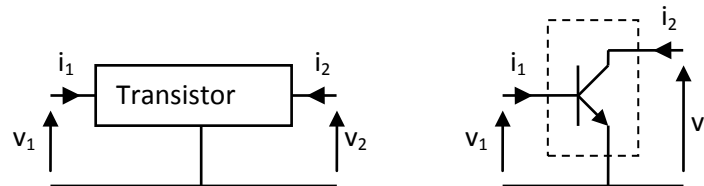
Solution graphique:

À partir des conditions externes, on peut superposer le tracé de ces droites au tracé du réseau de caractéristiques.



IV. Modèle dynamique (petits signaux)

En régime linéaire, par rapport aux petits signaux, le transistor peut être considéré comme un quadripôle linéaire (voir schéma ci-dessous). Or, le transistor ne comporte que 3 pôles. Une de ses bornes sera donc commune à l'entrée et à la sortie du quadripôle.



Le transistor comme quadripôle, cas du montage EC

Rq : Les courants i_1 et i_2 , et les tensions v_1 et v_2 sont des petits signaux.

Tout quadripôle est caractérisé par deux équations linéaires liant les quatre signaux d'entrée et de sortie. Le transistor, en petits signaux sera caractérisé par les paramètres hybrides.

$$\begin{cases} v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2 \\ i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2 \end{cases}$$

h_{11} , h_{12} , h_{21} et h_{22} sont les paramètres dynamiques du quadripôle, donc dans le cas considéré, ceux du transistor en montage EC.

Pour le montage EC, on a : $v_1 = v_{BE}$, $i_1 = i_B$, $v_2 = v_{CE}$, $i_2 = i_C$

Le système devient alors :

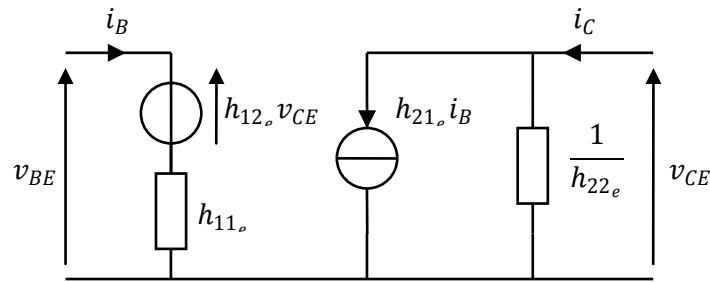
$$\begin{cases} v_{BE} = h_{11e}i_B + h_{12e}v_{CE} \\ i_C = h_{21e}i_B + h_{22e}v_{CE} \end{cases}$$

L'indice e signifie qu'il s'agit des paramètres dynamiques du transistor en montage EC.

$$\text{Pour } v_{CE} = 0 \text{ on obtient : } \begin{cases} h_{11e} = \frac{v_{BE}}{i_B} \\ h_{21e} = \frac{i_C}{i_B} \end{cases}$$

$$\text{Pour } i_B = 0 \text{ on obtient : } \begin{cases} h_{12e} = \frac{v_{BE}}{v_{CE}} \\ h_{22e} = \frac{i_C}{v_{CE}} \end{cases}$$

On obtient donc le schéma petits signaux suivant :



Calcul des paramètres dynamiques

1. Calcul de h_{12_e}

h_{12_e} est le « coefficient de transfert inverse ». Il peut être négligé parce que sa valeur est très faible.

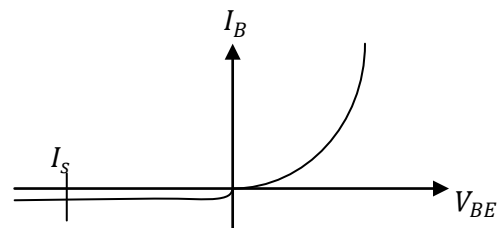
$$h_{12_e} = 10^{-3} \text{ à } 10^{-4} \approx 0$$

Rq : On a déjà vu que V_{CE} a très peu d'influence sur V_{BE} (Chapitre I, 1)

2. Calcul de h_{11_e}

h_{11_e} est la résistance d'entrée du transistor. Comme $v_{BE} = dV_{BE}$ et $i_b = dI_B$, $h_{11_e} = \left(\frac{dV_{BE}}{dI_B} \right)_{v_{CE}=0}$

En reprenant la caractéristique $V_{BE} = f(I_B)$ du chapitre I) 1), on voit que la caractéristique est celle d'une jonction PN. On peut donc l'approximer par l'équation d'Ebers et Moll : $I_B = I_S \left(e^{\frac{V_{BE}}{mV_T}} - 1 \right)$ (voir chapitre diodes)



$$\frac{dI_B}{dV_{BE}} = \frac{I_S}{mV_T} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{mV_T}} = \frac{1}{mV_T} \left(I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{mV_T}} \right) \approx \frac{1}{mV_T} I_{B0} \quad \text{car } I_S \ll I_{B0} \quad (I_S \approx 10^{-15} \text{ A})$$

Donc $\boxed{h_{11_e} = \frac{mV_T}{I_{B0}} = r}$, avec : m : coefficient empirique, $m = 2$

$V_T = 26 \text{ mV}$ (potentiel thermique)

I_{B0} : courant de base de polarisation.

Rq : r est inversement proportionnelle au courant de polarisation de la base.

3. Calcul de h_{21e}

h_{21e} est le coefficient de transfert du courant de base dynamique. Comme $i_c = dI_C$ et $i_B = dI_B$, $h_{21e} = \left(\frac{dI_C}{dI_B} \right)_{V_{CE}=0}$

Or, $I_C = \beta I_B$ donc $dI_C = \beta dI_B + I_B d\beta$

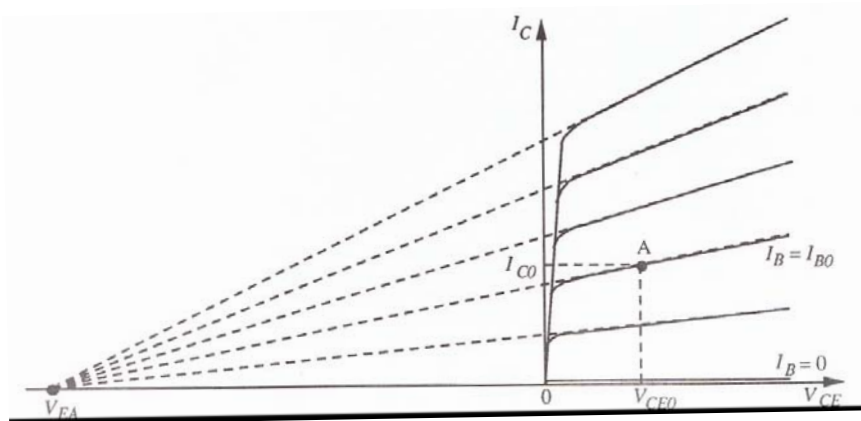
On prend souvent $\beta = \text{constante}$ (ce qui n'est pas tout à fait exact).

Donc $dI_C = \beta dI_B \Rightarrow \frac{dI_C}{dI_B} = \beta$

Donc $\boxed{h_{21e} = \beta}$

4. Calcul de h_{22e}

$1/h_{22e}$ est la résistance de sortie du transistor. Cette résistance est due à l'effet Early.



Comme $i_c = dI_C$ et $v_{CE} = dV_{CE}$, $h_{22e} = \left(\frac{dI_C}{dV_{CE}} \right)_{I_B=0}$

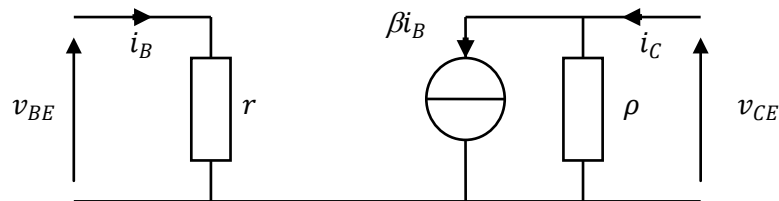
Donc h_{22e} représente la pente de la courbe au point de polarisation. On appelle ρ la résistance de sortie du transistor $\rho = \frac{1}{h_{22e}}$.

Connaissant le point de polarisation (I_{C0} , V_{CE0}) et la tension d'Early, on peut calculer ρ puisque ρ correspond à la pente de la courbe.

On obtient $\rho = \frac{|V_{EA}| + V_{CE0}}{I_{C0}}$

Rq : ρ est inversement proportionnel au courant de polarisation. De plus, sa valeur est très grande ($\rightarrow \infty$). On la négligera donc souvent

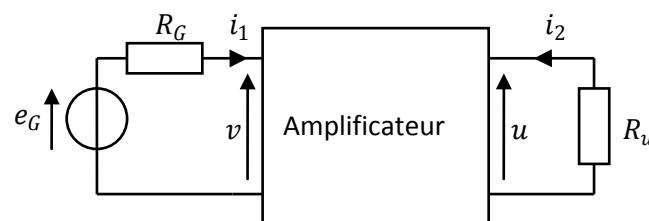
On obtient le schéma dynamique suivant :



V. Les montages amplificateurs à transistors

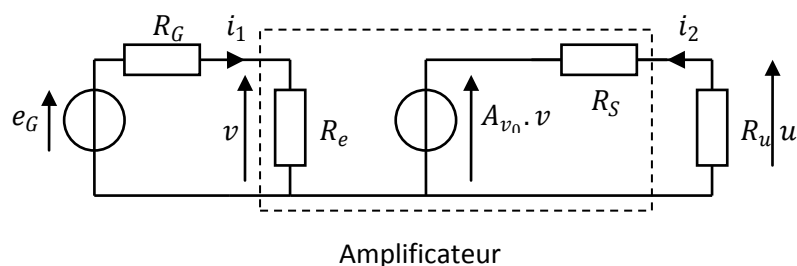
1. Généralités sur les amplificateurs

L'amplificateur est un circuit destiné à amplifier la puissance d'un signal. Le signal est appliqué à l'entrée de l'amplificateur par une source représentée par un générateur de tension e_G ayant une résistance interne R_G . La charge peut être représentée par une résistance R_u . L'amplification peut être réalisée en amplifiant la tension d'entrée v ou le courant d'entrée i_G ou les deux.



L'amplificateur doit être une fonction linéaire. En augmentant l'amplitude du signal, il faut conserver sa forme. Si la forme du signal en sortie de l'amplificateur est différente de la forme du signal d'entrée, il y a une distorsion de l'information portée par le signal. Pour éviter les distorsions, il faut utiliser le transistor dans les sections linéaires des caractéristiques.

Symbolisation des amplificateurs :

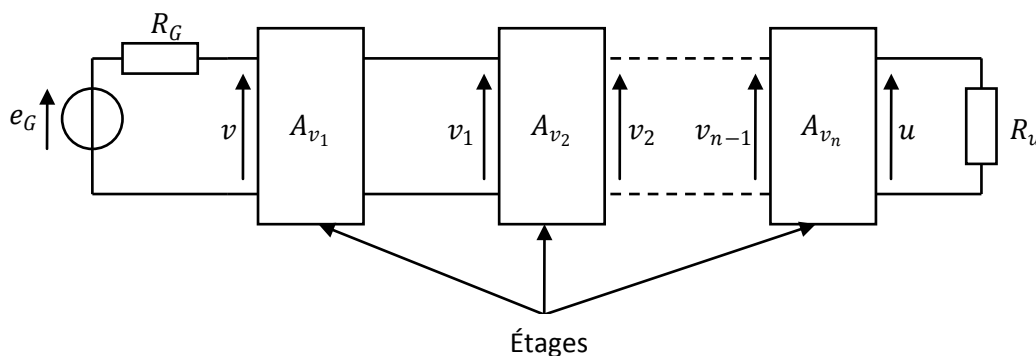


- Résistance d'entrée : $R_e = \frac{v}{i_1}$
- Amplification en tension : $A_V = \frac{u}{v}$
- Rq : Gain à vide : $A_{v0} = \frac{u}{v}$ quand $R_u = +\infty$
- Résistance de sortie : $R_s = \frac{u}{i_2}$ quand $e_G = 0$
- Amplification en courant : $A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{i_2}{i_1} \cdot \frac{u}{u} \cdot \frac{v}{v} = \frac{i_2}{u} \cdot \frac{u}{v} \cdot \frac{v}{i_1} = \left(-\frac{1}{R_u}\right) \cdot A_v \cdot R_e = -A_v \cdot \frac{R_e}{R_u}$
- Amplification en puissance : $A_p = \frac{P_u}{P_e} = \frac{u(-i_2)}{v \cdot i_1} = -A_v \cdot A_i = A_v^2 \cdot \frac{R_e}{R_u}$

où P_u est la puissance absorbée par R_u et P_e est la puissance absorbée à l'entrée de l'amplificateur.

Rq : A partir de R_e , R_s et A_v on détermine tout les autres paramètres.

2. Mise en cascade d'amplificateurs



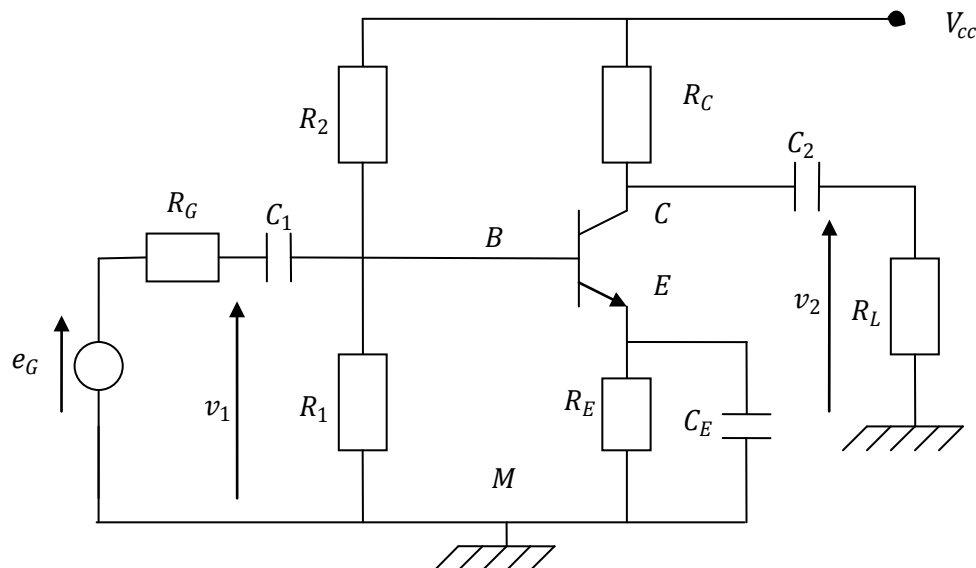
$$A_{v1} = \frac{v_1}{v} \quad A_{v2} = \frac{v_2}{v_1} \quad A_{vn} = \frac{v_n}{v_{n-1}}$$

Amplification en tension totale :

$$A_V = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot \dots \cdot A_{vn} = \prod_{i=1}^n A_i$$

Rq : La résistance de sortie R_s de chaque étage intermédiaire joue le rôle de résistance du générateur R_G pour l'étage suivant. La résistance d'entrée R_e de chaque étage intermédiaire joue le rôle de résistance de charge R_u pour l'étage précédent.

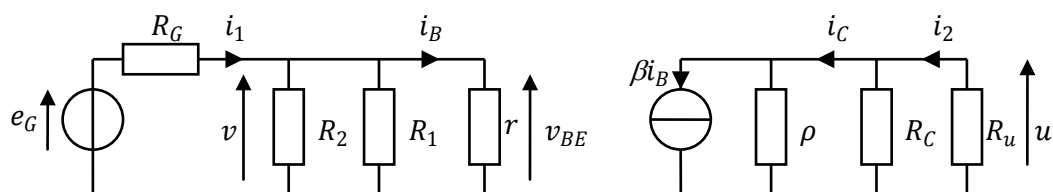
3. Montage émetteur commun



Les condensateurs C_1 et C_2 servent à séparer de la source d'entrée et de la charge du continu. Ce sont des condensateurs de liaison.

Le condensateur C_E sert à "court-circuiter" la résistance R_E par rapport aux petits signaux. En effet, l'impédance du condensateur en régime alternatif sinusoïdal est $Z_{CE} = \frac{1}{jC_E\omega}$ donc plus la fréquence est grande plus l'impédance est faible. L'émetteur est donc relié (du point de vue des petits signaux) à la masse, on a donc un montage émetteur commun.

Schéma équivalent petits signaux :



- Résistance d'entrée : $R_e = \frac{v}{i_1} = R_1 // R_2 // r$
- Résistance de sortie : $R_s = \frac{u}{i_2}$ quand $e_G = 0$, donc $R_s = \rho // R_C$
- Amplification en tension : $A_v = \frac{u}{v}$ et $i_B = \frac{v}{r}$

De plus , $u = -\beta \cdot i_B (\rho // R_C // R_u)$, donc $u = -\beta \cdot \frac{v}{r} (\rho // R_C // R_u)$

$$A_v = -\frac{\beta}{r} (\rho // R_C // R_u)$$

- Amplification en courant : $A_i = \frac{i_2}{i_1} = -A_v \cdot \frac{R_e}{R_u} = \frac{\beta(\rho // R_c // R_u)(R_1 // R_2 // r)}{r \cdot R_u}$
- Amplification en puissance : $A_p = \frac{P_u}{P_e} = -A_v \cdot A_i = \frac{\beta^2(\rho // R_c // R_u)^2(R_1 // R_2 // r)}{r^2 \cdot R_u}$