

UNIVERSITE DE TUNIS

INSTITUT SUPERIEUR DE L'EDUCATION ET DE LA
FORMATION CONTINUE

COURS D'ELECTRONIQUE II
(Code : PC209/GE116)

Enseignant : Rached GHARBI

40^{ème} Semestre :Septembre 2002/ Mars 2003

Table des matières

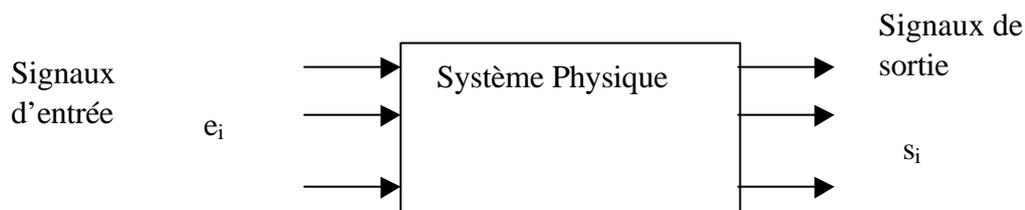
| | | |
|---------------------|---|----|
| <i>Chapitre 1.</i> | Analyse fréquentielle et temporelle d'un système linéaire..... | 3 |
| <i>Chapitre 2 .</i> | Transistor bipolaire | 18 |
| <i>Chapitre 3.</i> | Transistor unipolaire à effet de champ..... | 29 |
| <i>Chapitre 4 .</i> | Amplification à transistor..... | 34 |
| <i>Chapitre 5.</i> | Amplificateur opérationnel et ses applications..... | 49 |
| <i>Chapitre 6</i> | L'amplificateur opérationnel en instrumentation..... | 63 |
| <i>Chapitre 7.</i> | Exercices d'application..... | 74 |

Analyse fréquentielle et temporelle d'un système linéaire

1. Etude d'un système linéaire analogique

1.1 Systèmes linéaires continus ou analogiques :

Un système physique est dit linéaire si les grandeurs d'entrée $e_i(t)$ et de sortie $s_i(t)$ sont liées par un système différentiel linéaire homogène à coefficients constants. Ce système est dit analogique ou continu si toutes les grandeurs qui le caractérisent sont continues par intervalle, au sens mathématique du terme. Physiquement il faut définir à chaque fois un domaine de linéarité.



Un système linéaire autorise donc toute superposition d'états, l'hypothèse de linéarité permettant d'appliquer le théorème de superposition : La grandeur de sortie $s_i(t)$ correspondant à l'excitation de plusieurs grandeurs d'entrée $e_1(t) \dots e_i(t) \dots e_n(t)$ indépendantes et agissant simultanément, est égale à la somme algébrique des grandeurs de sortie $s_1(t) \dots s_i(t) \dots s_n(t)$ correspondant respectivement à chacune des entrées agissant séparément.

Le théorème de superposition permet donc de réduire l'étude d'un système linéaire à une seule grandeur d'entrée $e(t)$ correspondant à une action extérieure sur le système, et une seule grandeur de sortie $s(t)$ comme l'indique le schéma bloc suivant :



Les grandeurs d'entrée $e(t)$ et de sortie $s(t)$ sont liées par une équation différentielle de type :

$$a_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} + \dots + a_1 \frac{ds(t)}{dt} + a_0 s(t) = b_m \frac{d^m e(t)}{dt^m} + \dots + b_1 \frac{de(t)}{dt} + b_0 e(t)$$

avec a_i et b_i sont des constantes.

1.2. Analyse d'un système linéaire analogique :

L'analyse peut se classer en deux types :

-Analyse temporelle , on s'intéresse à la réponse transitoire du système lorsque l'on applique à l'entrée un échelon(de tension ou de courant) ou une impulsion de dirac. La réponse à un échelon est appelée réponse indicielle du système, alors que la réponse à une impulsion est appelée réponse impulsionnelle. Mathématiquement les deux méthodes d'analyse sont équivalentes, mais physiquement , appliquer un signal d'amplitude élevée pendant un temps très court risque de faire sortir le système du domaine de linéarité, c'est pourquoi on se étudiera principalement la réponse indicielle.

-Analyse fréquentielle, on s'intéresse à la réponse permanente sinusoïdale, on se place dans le cas où l'on applique à l'entrée une fonction sinusoïdale du temps, de pulsation ω , et on s'intéresse au régime permanent sinusoïdal du système : la grandeur de sortie $s(t)$ est alors une fonction sinusoïdale, de même pulsation w que celle imposée par l'entrée. En régime sinusoïdal permanent, le système étant linéaire, la représentation complexe s'impose. Le rapport $H(j\omega) = S/E$ est appelé fonction de transfert harmonique du système.

Il existe un lien entre l'analyse temporelle et fréquentielle par la représentation du système à l'aide d'une fonction de transfert symbolique à l'aide de la transformée de Laplace.

1.3. Transformation de Laplace et calcul symbolique.

a/ Définitions et propriétés

Soit $f(t)$ une fonction de variable t , causale (nulle lorsque $t < 0$). La transformée de Laplace TL de la fonction causale $f(t)$ est la fonction $F(p)$ de la variable complexe p

définie par la relation:
$$F(p) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-pt} dt$$

nous pouvons citer les propriétés suivantes :

- Linéarité: Si $F(p) = \text{TL}[f(t)]$ et $G(p) = \text{TL}[g(t)]$.

$\text{TL}[a f(t)] + \text{TL}[b g(t)] = a F(p) + b G(p)$. a et b sont des constantes.

- Dérivation:

* Si $f(t)$ causale a pour transformée $F(p)$ alors: $\text{TL}[df(t)/dt] = pF(p)$.

* Si $f(t)$ est une fonction non causale, continu en 0 alors: $\text{TL}[df(t)/dt] = pF(p) - f(0)$.

En général:

$\text{TL}[d^n f(t)/dt^n] = p^n F(p) - p^{n-1} f(0) - p^{n-2} f'(0) \dots$

- Intégration:

Si $f(t)$ causale a pour TL $F(p)$ alors $\text{TL}\left[\int_0^t f(u) du\right] = \frac{F(p)}{p}$

- Translation:

$F(p) = \text{TL}[f(t)]$. $\text{TL}[f(t - t_0)] = F(p) e^{-pt_0}$; $t_0 > 0$. $\text{TL}[f(t) e^{-at}] = F(p+a)$; a complexe.

- Transformée d'une fonction périodique:

Soit $g(t)$ une fonction nulle en dehors de l'intervalle $[0, T]$ et soit $G(p)$ sa TL et soit $f(t)$ fonction causale, périodique de période T et confondue sur $[0, T]$ avec $g(t)$. Sa TL $F(p)$ avec:

$$F(p) = \frac{G(p)}{1 - e^{-pT}}$$

- Changement de l'échelle des temps: si $f(t)$ causale a pour TL $F(p)$: $\text{TL}[f(t/a)] = aF(ap)$; $a > 0$.

- Table de transformées de Laplace de quelques fonctions usuelles :

| $F(p)$ | $f(t) = \text{TL}^{-1}[F(p)]$ |
|-----------------------------|-------------------------------|
| 1 | $\delta(t)$ |
| $e^{-\tau p}$ | $\delta(t-\tau)$ |
| $1/p$ | $u(t)$ |
| $1/p^2$ | $t.u(t)$ |
| $1/(p+a)$ | $u(t).e^{-at}$ |
| $\omega/(p^2+\omega^2)$ | $\sin(\omega t).u(t)$ |
| $p/(p^2+\omega^2)$ | $\cos(\omega t).u(t)$ |
| $\omega/[(p+a)^2+\omega^2]$ | $e^{-at}.\sin\omega t.u(t)$ |
| $p/[(p+a)^2+\omega^2]$ | $e^{-at}.\cos\omega t.u(t)$ |

b/. Circuit initialement au repos:

Le circuit étant initialement au repos, toutes les fonctions du temps considérés seront causales.

- Résistance: $v(t) = R i(t) \implies V(p) = R. I(p)$. avec $V(p) = \text{TL}[v(t)]$ et $I(p)=\text{TL}[i(t)]$.

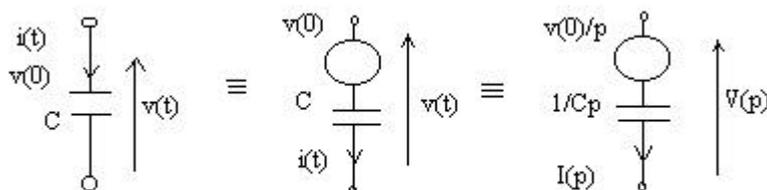
- Inductance propre: $v(t) = L di(t)/dt \implies V(p) = Lp I(p)$.

- Condensateur: $v(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(\mathbf{t}) d\mathbf{t} \implies V(p) = 1/Cp I(p)$.

c/ Circuits avec conditions initiales:

- Résistance: La relation $v(t) = R i(t)$ a pour TL $V(p) = R I(p)$. Cette relation est identique à celle obtenue dans le cas d'un circuit initialement au repos.

- Condensateur:



$$v(t) = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(\mathbf{t}) d\mathbf{t} = \frac{1}{C} \int_{-\infty}^0 i(\mathbf{t}) d\mathbf{t} + \frac{1}{C} \int_0^t i(\mathbf{t}) d\mathbf{t}$$

$$v(t) = v(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i(\mathbf{t}) d\mathbf{t}$$

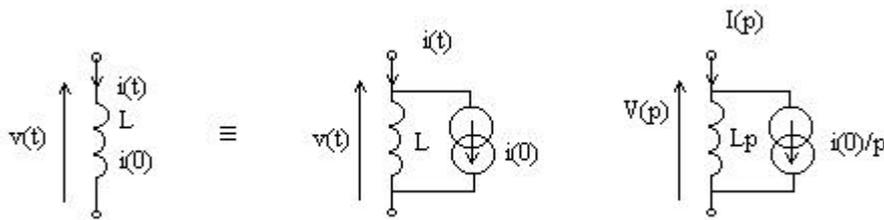
Après multiplication par $u(t)$: échelon unitaire on aura:

$$u(t)v(t) = u(t)v(0) + \frac{1}{C} u(t) \int_0^t i(\mathbf{t}) d\mathbf{t}$$

$$V(p) = \frac{v(0)}{p} + \frac{1}{Cp} I(p)$$

Un condensateur initialement chargé sous une tension $v(0)$ est équivalent à un condensateur non chargé en série avec une source de tension.

- Bobine d'inductance:



$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad \text{avec}$$

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t v(\mathbf{t}) d\mathbf{t}$$

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_{-\infty}^0 v(\mathbf{t}) d\mathbf{t} + \frac{1}{L} \int_0^t v(\mathbf{t}) d\mathbf{t}$$

$$u(t)i(t) = i(0)u(t) + u(t) \frac{1}{L} \int_0^t v(\mathbf{t}) d\mathbf{t}$$

$$I(p) = \frac{i(0)}{p} + \frac{1}{Lp} V(p)$$

Une bobine d'inductance initialement parcourue par un courant $i(0)$ est équivalente au dipôle composé d'une bobine parcourue par un courant initial nul en parallèle avec une source de courant.

d/ Fonction de transfert ou transmittance:

On considère un circuit linéaire soumis à une excitation $e(t)$. appelons $s(t)$ la réponse du circuit à une excitation $e(t)$.

$S(p) = H(p) \cdot E(p)$. avec $H(p)$ est la fonction de transfert ou transmittance:

$$H(p) = \frac{b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + \dots + a_1 p + a_0}$$

On appelle réponse impulsionnelle la réponse $s(t)$ lorsque l'excitation est $e(t) = \delta(t)$; $h(t)$ étant l'original de $H(p)$ et $\delta(t)$ est l'impulsion de dirac.

2. Fonction de transfert harmonique

Dans ce cas où l'excitation est sinusoïdale, on remplace p par $j\omega$ on aura :

$$H(j\omega) = \frac{S}{E} = \frac{b_m (j\omega)^m + \dots + b_1 (j\omega) + b_0}{a_n (j\omega)^n + \dots + a_1 (j\omega) + a_0}$$

où S et E sont les représentations complexes respectivement de $s(t)$ et $e(t)$.

Cette fonction de transfert apparaît donc comme un rapport de deux polynômes, dont on peut définir le module $G(\omega)$ et l'argument $\varphi(\omega)$.

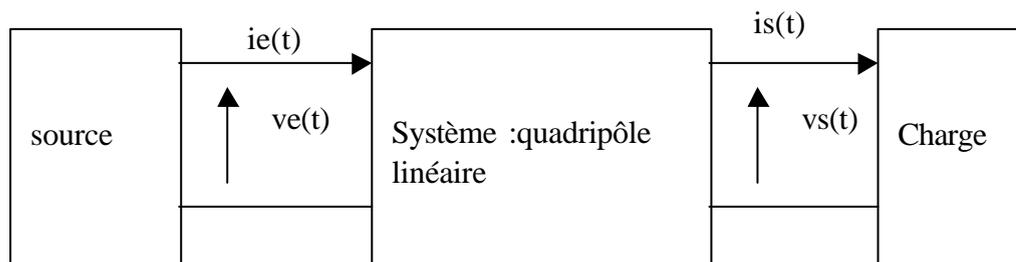
$$H(j\omega) = \frac{S}{E} = G(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$$

avec $G(\omega) = |H(j\omega)|$: module de la fonction de transfert .

$\varphi(\omega) = \arg[H(j\omega)]$: représente l'avance de phase de la sortie par rapport à l'entrée.

Donc si $e(t) = E_m \sin(\omega t)$ $s(t) = G(\omega) E_m \sin(\omega t + \varphi)$.

Le signal d'entrée, comme le signal de sortie, possède en fait deux composantes (tension et courant pour un signal électrique) et qu'il faut représenter un système à une seule variable d'entrée et une seule variable de sortie par un quadripôle.



La fonction de transfert harmonique d'un quadripôle passif ou actif peut être définie, suivant le cas, comme le rapport des amplitudes complexes V_s/V_e ; ou V_s/I_e ; ou I_s/V_e ; ou encore I_s/I_e . Le module de la fonction de transfert correspondante s'appellera :

$$G_v = \frac{|V_s|}{|V_e|} : \text{gain en tension}$$

$$G_z = \frac{|V_s|}{|I_e|} : \text{module de l'impédance de transfert.}$$

$$G_y = \frac{|I_s|}{|V_e|} : \text{module de l'admittance de transfert.}$$

$$G_i = \frac{|I_s|}{|I_e|} : \text{gain en courant.}$$

2.2. Exemples de fonctions de transfert harmoniques

a/ Systèmes de premier ordre fondamental:

dans ce cas on ne trouve pas de dérivée de l'entrée dans l'équation et où la sortie $s(t)$ n'intervient que par les deux termes en $s(t)$ et ds/dt .

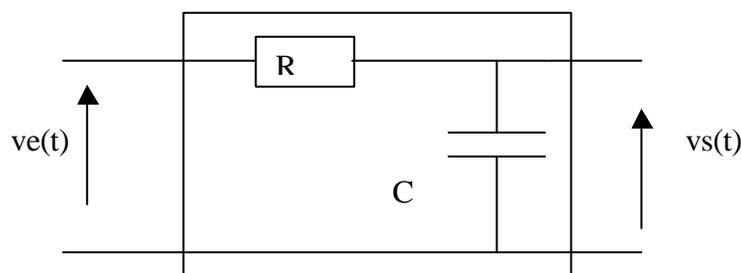
$$a_1 \frac{ds(t)}{dt} + a_0 s(t) = b_0 e(t) \quad \Longrightarrow \quad H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{b_0}{a_0 + a_1 p}$$

dans le cas harmonique $H(j\omega) = \frac{b_0}{a_0 + a_1 j\omega} = \frac{A}{1 + j\tau\omega}$ en posant : $A = b_0/a_0$ et

$$\tau = a_1/a_0.$$

Le rapport a_1/a_0 étant positif pour les systèmes stables, τ est une constante de temps positive dans ce cas .

Donnons un exemple d'un circuit du premier ordre , il s'agit d'un filtre RC passe bas, la sortie étant ouverte :



$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + jRC\omega}.$$

Evidemment, si la sortie n'est pas ouverte, la fonction de transfert dépendra de la charge également et non du quadripôle seul.

b/Système de second ordre fondamental :

C'est la cas où l'on trouve pas de dérivée de l'entrée dans l'équation et où la sortie $s(t)$ n'intervient que par les termes $s(t)$, ds/dt et d^2s/dt^2 .

$$a_2 \frac{d^2 s(t)}{dt^2} + a_1 \frac{ds(t)}{dt} + a_0 s(t) = b_0 e(t)$$

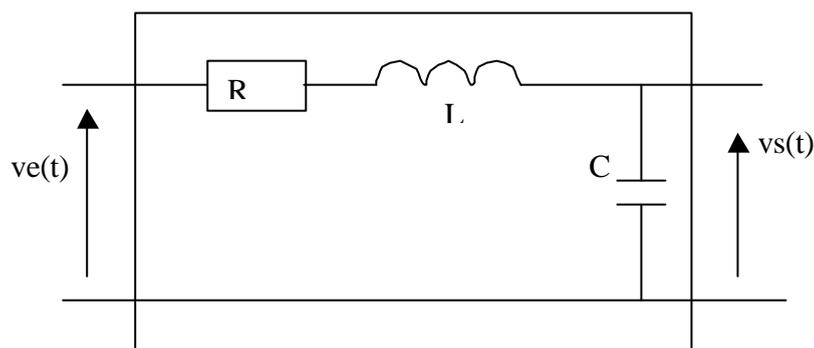
$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{A}{\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + 2m \frac{1}{\omega_0} p + 1} \text{ avec } A = b_0/a_0 ; 1/\omega_0^2 = a_2/a_0 \text{ et } 2m/\omega_0 = a_1/a_0.$$

m est appelé coefficient d'amortissement et ω_0 pulsation propre du système.

en régime harmonique

$$H(j\omega) = \frac{A}{1 + 2mj \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

Donnons un exemple de circuit du second ordre, il suffit de considérer un circuit RLC série alimenté par une source de tension et de s'intéresser à la tension aux bornes de la capacité C .



Puisque la sortie du circuit est ouverte, nous pouvons appliquer la formule du pont diviseur de tension :

$$H(p) = \frac{Vs(p)}{Ve(p)} = \frac{\frac{1}{Cp}}{R + Lp + \frac{1}{Cp}}$$

En régime harmonique :

$$H(j\omega) = \frac{Vs}{Ve} = \frac{1}{1 + jRC\omega - LC\omega^2}$$

Posons $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $2m = RC\omega_0 = \frac{R}{L\omega_0}$ on aura

$$H(j\omega) = \frac{A}{1 + 2mj \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} = G(\omega) e^{j\phi(\omega)}$$

On peut remarquer que pour $\omega = \omega_0$;

$$H(j\omega_0) = 1/(2jm) = -jQ_0.$$

$$\text{En posant } Q_0 = \frac{1}{2m} = \frac{L\omega_0}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Q_0 est appelé coefficient de qualité du circuit.

Si Q_0 est supérieur à l'unité, l'amplitude de la tension aux bornes de la capacité à la pulsation ω_0 est supérieure à l'amplitude de la tension d'entrée imposée par la source, il y a un phénomène de surtension et Q_0 apparaît comme le facteur de surtension aux bornes de la capacité de pulsation ω_0 .

c/ Forme générale des fonctions de transfert :

D'une façon générale une fonction de transfert harmonique d'un système linéaire se présente sous la forme d'un rapport de deux polynômes de la variable complexe $p=j\omega$. Si z_k représentent les racines du numérateur et qui sont les zéros de $H(p)$ et si p_l les racines du dénominateur et qui sont les pôles de $H(p)$. Cette fonction $H(p)$ peut s'écrire :

$$H(p) = K p^m \frac{\prod_k \left(1 - \frac{p}{z_k}\right)}{\prod_l \left(1 - \frac{p}{p_l}\right)} \quad m \text{ un entier positif ou négatif}$$

le numérateur et le dénominateur de $H(p)$ peuvent s'écrire sous la forme de produits de termes du type :

$$p^m \quad (\text{racine } p = 0)$$

$$(1 + p\tau)^n \quad (\text{racine } p = -1/\tau)$$

$$(1 + 2mp/\omega_0 + p^2/\omega_0^2)^q \quad (\text{racines } p = -m\omega_0 \pm j\omega_0\sqrt{1-m^2})$$

Pour les systèmes stables, les racines réelles sont négatives ou nulles ($\tau > 0$) ou deux à deux complexes conjuguées à parties réelles négatives ($m > 0$ et $\omega_0 > 0$).

Une fonction de transfert harmonique d'un système stable peut se mettre sous la forme d'un produit de termes du type :

$$A \quad : A \text{ étant une constante réelle positive ou négative.}$$

$$(j\omega/\omega_0)^m \quad : \omega_0 \text{ étant une constante réelle positive.}$$

$$(1 + j\omega\tau)^n \quad : \tau \text{ étant une constante réelle positive}$$

$$(1 + 2jm\omega/\omega_0 - \omega^2/\omega_0^2)^q \quad : m \text{ et } \omega_0 \text{ étant deux constantes réelles positives.}$$

m, n et q pouvant être des entiers positifs (cas d'un zéro) ou négatifs (cas d'un pôle).

3. Représentations des fonctions de transfert harmoniques :

On utilise d'une manière générale deux types de représentation : le diagramme de Nyquist qui est le lieu décrit dans un plan affine attaché à un plan euclidien muni d'un repère cartésien, du point image M du nombre complexe $H(j\omega)$, fonction de transfert du système considéré : le point M a donc pour affixe la fonction de transfert du système considéré : le point M a donc pour affixe la fonction de transfert d système pour une pulsation ω donnée. Ce lieu est gradué en pulsations.

En électronique, on utilise d'habitude la représentation dans le plan de Bode qui consiste à tracer l'ensemble des deux diagrammes suivants :

-Une courbe donnant le module de la fonction de transfert en décibels

$GdB = 20 \log G(\omega)$. Avec $G(\omega)$ représente le module de la fonction de transfert $H(j\omega)$.

-Une courbe donnant l'argument $\varphi(\omega)$ de la fonction de transfert en échelle linéaire, en fonction de la pulsation ω en échelle logarithmique, appelée courbe de phase.

$\varphi(\omega) = \arg[H(j\omega)]$.

On emploie donc du papier semi-logarithmique pour tracer ces deux diagrammes de Bode.

Si la fonction de transfert s'exprime comme le produit de deux ou plusieurs fonctions

de transfert : $H(j\omega) = \prod_i H_i(j\omega)$

$GdB = \sum_i G_i dB$ et $\varphi(\omega) = \sum_i \varphi_i(\omega)$

Une fonction de transfert harmonique d'un système pouvant se mettre sous la forme d'un produit d'un terme constant et de termes du type :

$(j\omega/\omega_0)^n ; (1 + j\tau\omega)^m ; (1 + 2j\omega/\omega_0 - \omega^2/\omega_0^2)^q$.

Il suffit d'étudier séparément chacun de ces termes. A titre d'exemple, nous présentons le tracé du diagramme de Bode d'une fonction de transfert de premier et de second ordre fondamentale .

a / fonction de transfert fondamentale de premier ordre:

$H(j\omega) = 1 / (1 + j\omega/\omega_0)$.

$$G(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \text{ et } \varphi(\omega) = -\arctg(\omega/\omega_0)$$

$$\text{GdB} = 20 \log G(\omega) = -10 \log(1 + \omega^2/\omega_0^2)$$

Etude asymptotique :

-si $\omega \rightarrow 0$; $\text{GdB} \rightarrow 0$; $\varphi(\omega) \rightarrow 0$

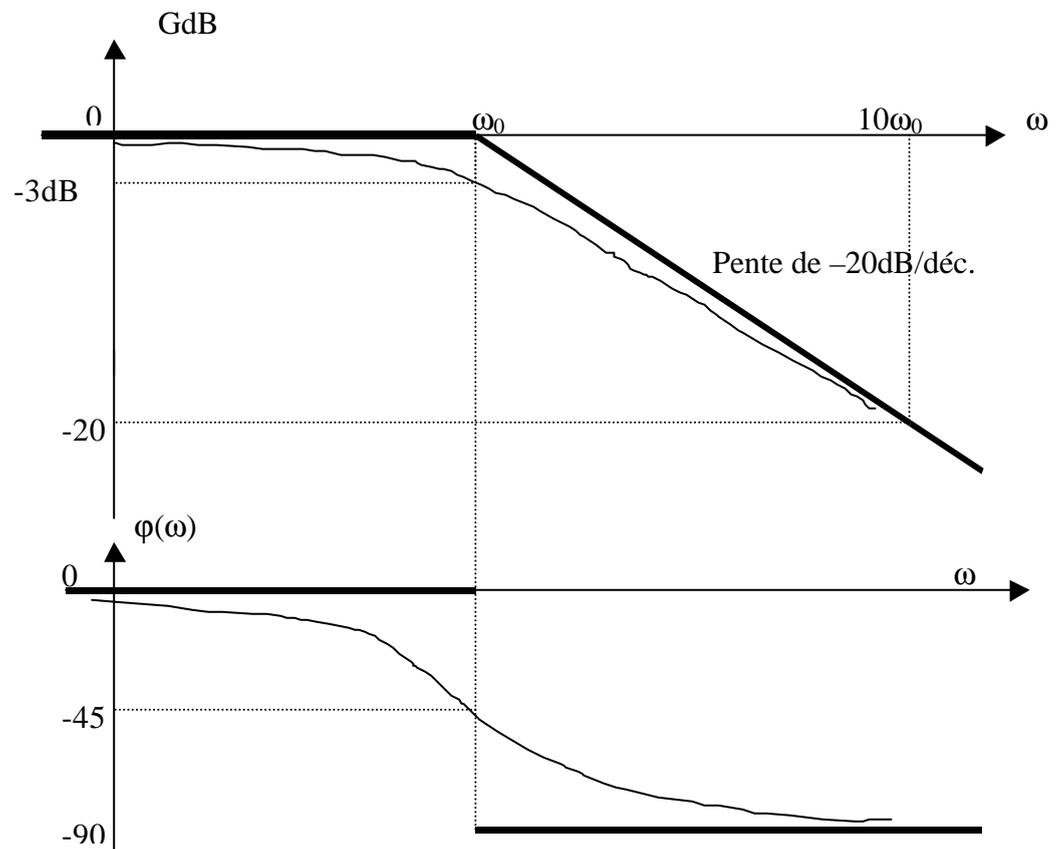
-si $\omega \rightarrow \infty$, c'est à dire $\omega \gg \omega_0$; $\text{GdB} \approx -10 \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 = -20 \log \omega + 20 \log \omega_0$: c'est

l'équation d'une droite de pente -20dB/décade .

$\varphi(\omega) \rightarrow -90^\circ$.

En particulier :

Pour $\omega = \omega_0$; $\text{GdB} = -3\text{dB}$ et $\varphi(\omega_0) = -45^\circ$.



b/ fonction de transfert fondamentale de second ordre :

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2mj \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

Recherchons les pôles de la fonctions de transfert, ce sont les racines de l'équation écrite en p :

$$1 + 2mp/\omega_0 + p^2/\omega_0^2 = 0 \text{ ou } p^2 + 2m\omega_0 p + \omega_0^2 = 0$$

Différents cas sont à étudier suivant le signe du discriminant réduit $\Delta' = (m^2 - 1) \omega_0^2$ donc suivant la valeur de m.

- $m > 1, (\Delta' > 0)$; il existe deux pôles réels négatifs ($-\omega_1$ et $-\omega_2$) avec :

$$\begin{cases} \omega_1 = [m - \sqrt{m^2 - 1}] \omega_0 = \frac{1}{t_1} \\ \omega_2 = [m + \sqrt{m^2 - 1}] \omega_0 = \frac{1}{t_2} \end{cases}$$

la fonction de transfert fondamentale du second ordre s'écrit alors :

$$H(j\omega) = \frac{1}{(1 + j\omega t_1)(1 + j\omega t_2)}$$

la fonction de transfert s'écrit comme produit de deux fonctions de transfert du premier ordre.

- $m = 1, (\Delta' = 0)$; il existe un pôle réel négatif de multiplicité 2.

La fonction de transfert du second ordre fondamental s'écrit dans ce cas :

$$H(j\omega) = \frac{1}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \text{ c'est le carré de la même fonction de premier ordre de}$$

pulsation propre ω_0 .

- $m < 1, (\Delta' < 0)$; il y a deux pôles complexes conjuguées à parties réelles négatives

$$p = [-m \pm j\sqrt{1 - m^2}] \omega_0$$

Il faut étudier cette fonction de transfert dans le cas particulier où :

$0 < m < 1$. On peut remarquer que $H(j\omega_0) = 1/(2jm) = -jQ_0$.

La quantité Q_0 est appelée coefficient de qualité du système. En électronique, on utilise souvent ce coefficient de qualité plutôt que m comme paramètre, alors qu'en automatisme des systèmes linéaires asservis on garde le paramètre m. Plus le coefficient de qualité sera élevé, plus la résonance sera aiguë.

Le module de la fonction de transfert s'écrit :

$$G(\omega) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + 4m^2 \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$$

$G(\omega)$ présente un extremum pour $\begin{cases} \omega = 0 \\ \omega^2 = \omega_0^2(1-2m^2) \end{cases}$

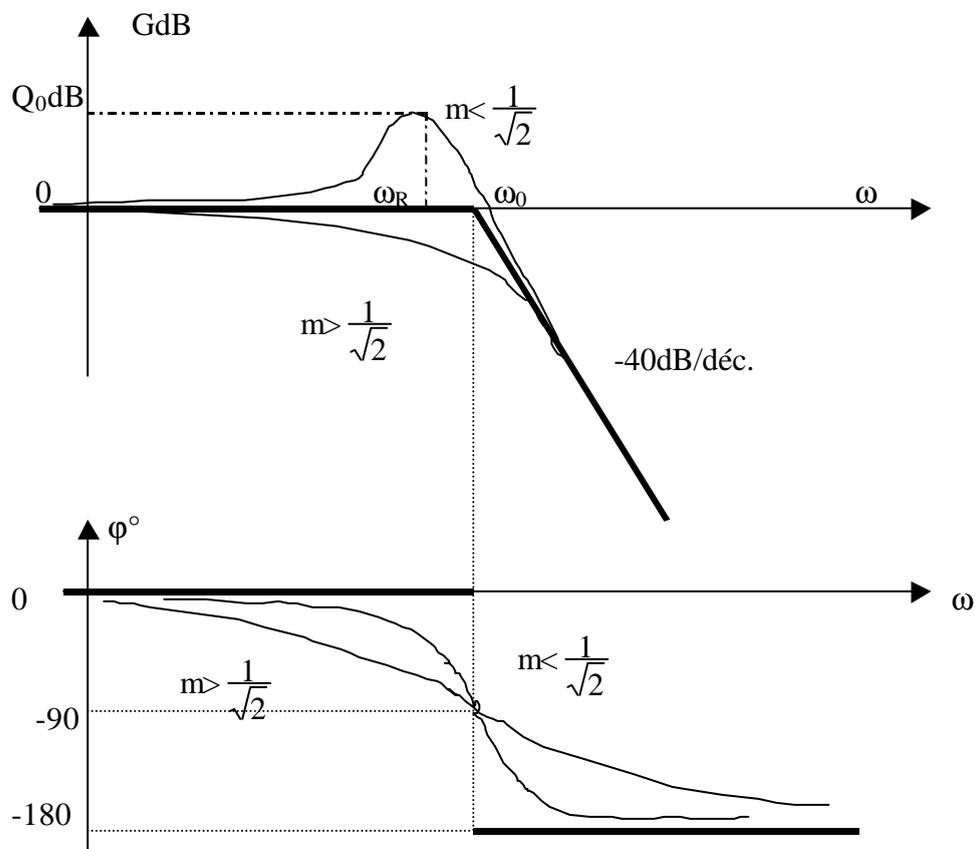
- Si $m < \frac{1}{\sqrt{2}}$, $G(\omega)$ présente un maximum pour $\omega_R = \omega_0 \sqrt{1-2m^2}$, ce maximum vaut : $G_{\max} = \frac{1}{2m\sqrt{1-m^2}} > Q_0 = \frac{1}{2m}$.
- Si $m > \frac{1}{\sqrt{2}}$, $G(\omega)$ est maximum pour $\omega = 0$. Ce maximum vaut 1.

La courbe du module du gain deux asymptotes : une première asymptote à 0dB pour $\omega \rightarrow 0$, et une asymptote de pente -40dB/décade lorsque $\omega \rightarrow \infty$.

L'argument de la fonction de transfert a pour expression :

$$\mathbf{j}(\omega) = -\arctg \left(\frac{2m \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \right)$$

La courbe de phase possède une asymptote à 0° pour $\omega \rightarrow 0$, et une deuxième asymptote à -180° lorsque $\omega \rightarrow \infty$.



4. Réponse indicielle et régime propre d'un système linéaire :

On appelle réponse indicielle d'un système linéaire la réponse $s(t)$ de ce système à un échelon $e(t) = E_0$ d'amplitude E_0 , les grandeurs $s(t)$ et $e(t)$ étant nulles jusqu'à l'application de l'entrée (conditions initiales nulles). On appelle régime propre (ou régime libre) la réponse temporelle $s(t)$ de ce système lorsque la grandeur de commande d'entrée $e(t)$ est identiquement nulle, les conditions initiales étant non nulles.

a/ Réponse indicielle d'un système de premier ordre fondamental :

Le système de premier ordre fondamental est décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\tau \frac{ds(t)}{dt} + s(t) = e(t) \quad \text{où } \tau \text{ est une constante de temps réelle. En utilisant la}$$

transformée de Laplace on aura :

$$\tau p S(p) + S(p) = E(p). \quad \rightarrow S(p) = E(p) \left(\frac{1}{1 + \tau p} \right).$$

$e(t)$ étant un échelon de valeur E_0 .

- Si $\tau > 0$, la fonction de transfert possède un pôle réel négatif ($p = -1/\tau$)
 $s(t) = E_0 (1 - e^{-t/\tau})$ tend vers une valeur limite E_0 , le système est stable.

- Si $\tau < 0$ la réponse $s(t)$ diverge et ne tend pas la valeur correspondant au régime stationnaire indépendant du temps E_0 .

b/ Réponse indicielle d'un système du second ordre fondamental :

Un système de second ordre fondamental est décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{1}{\omega_0^2} \frac{d^2 s(t)}{dt^2} + \frac{2m}{\omega_0} \frac{ds(t)}{dt} + s(t) = e(t)$$

En utilisant la transformée de Laplace on aura :

$$S(p) \left(\frac{p^2}{\omega_0^2} + \frac{2mp}{\omega_0} + 1 \right) = E(p) \quad \text{avec } E(p) = E_0/p.$$

$$S(p) = \frac{E_0 \omega_0^2}{(p^2 + 2m \omega_0 p + \omega_0^2)p}$$

Après décomposition en éléments simples de $S(p)$ on distingue les cas suivants.

-si $m > 1$ la réponse indicielle s'écrit $s(t) = E_0 \left(1 - \frac{t_1}{t_1 - t_2} e^{-t/t_1} + \frac{t_2}{t_1 - t_2} e^{-t/t_2} \right)$ avec

$$1/t_1 = (m - \sqrt{m^2 - 1}) \omega_0 \quad \text{et} \quad 1/t_2 = (\sqrt{m^2 - 1} + m) \omega_0$$

La réponse du système tend, sans osciller vers la valeur limite E_0 .

- Si $m = 1$ $s(t) = E_0 \left(1 - \left(1 + \frac{t}{t_0} \right) e^{-t/t_0} \right)$ avec $\tau_0 = 1/\omega_0$. c'est la cas limite (physiquement non réalisé) où l'équation possède une racine réelle double négative : la réponse est dite critique. On peut remarquer que pour cette réponse critique le temps de réponse à 5% est le plus petit.

- Si $0 < m < 1$. Les racines sont complexes conjuguées à parties réelles négatives et la réponse est dite pseudo-périodique.. La réponse indicielle du système s'écrit donc :

$$s(t) = E_0 \left(1 - B e^{-m\omega_0 t} \cos(\omega_p t - \mathbf{j}) \right) \quad \text{avec} \quad B = \frac{1}{\sqrt{1-m^2}} ; \quad \mathbf{j} = \arctan \left(\frac{m}{\sqrt{1-m^2}} \right) \quad \text{et}$$

$$\omega_p = \omega_0 \left(\sqrt{1-m^2} \right).$$

Dans ce cas la réponse $s(t)$ du système tend, en oscillant, vers la valeur limite E_0 , correspondant à la réponse en régime stationnaire indépendant du temps : la réponse est dite périodique amortie ou pseudo-périodique de pseudo-période $T = 2\pi/\omega_p$ et le système est stable. Pour $m = 0$ la réponse $s(t)$ est oscillatoire autour de E_0 .

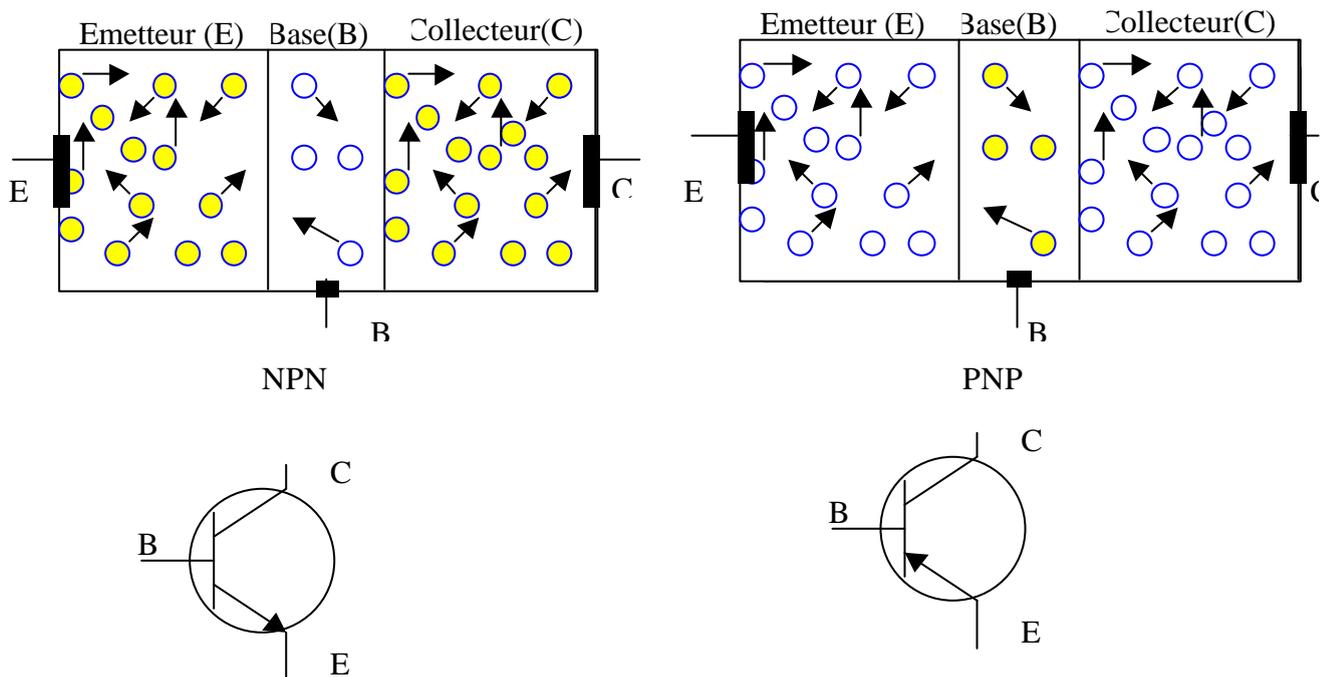
LE TRANSISTOR BIPOLAIRE

1. Généralités:

La juxtaposition de deux jonctions PN donne naissance à une famille de transistors bipolaires. La conduction se fait par des porteurs majoritaires qui deviennent minoritaires au voisinage d'une jonction polarisée en inverse.

1.1. Structure et conventions:

Constitué par la juxtaposition de deux jonctions PN. La partie commune aux deux jonctions peut être soit de type N ou de type P d'où l'existence de deux types de transistors PNP ou NPN.



$$V_{CE} = V_C - V_E.$$

On s'intéresse au transistor NPN le raisonnement serait identique pour un PNP.

1.2. Les courants de fuite:

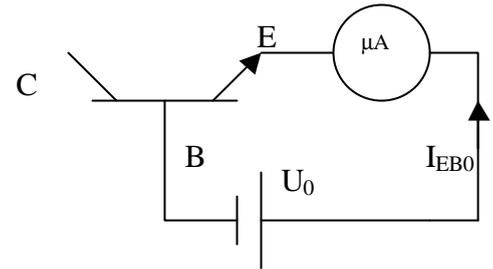
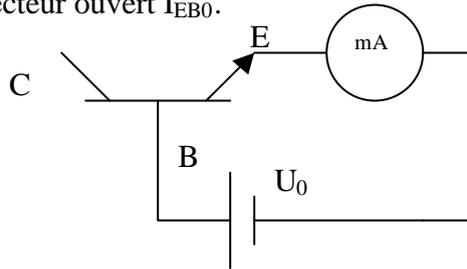
dans le cas ou le transistor est non polarisé (en circuit ouvert) le fonctionnement est analogue à celui de deux jonctions PN non polarisée placées en série. Le courant résultant est nul à travers les deux jonctions Emetteur-Base et Collecteur-Base:

* Une électrode est maintenue "en l'air" (circuit ouvert):

- Collecteur "en l'air" :

* $U_0 < 0$ (jonction émetteur-base polarisée en directe) ==> courant direct important.

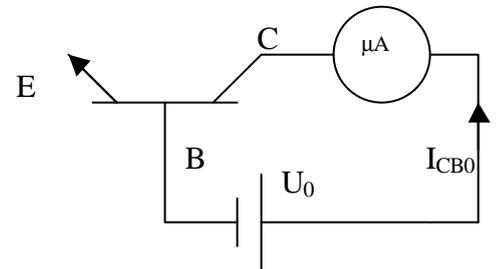
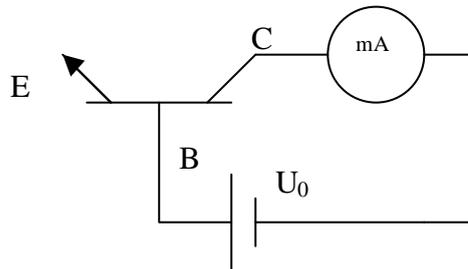
* $U_0 > 0$ (jonction émetteur-base polarisée en inverse) ==> courant de fuite en collecteur ouvert I_{EB0} .



- Emetteur "en l'air":

* $U_0 < 0$ apparition d'un courant direct important.

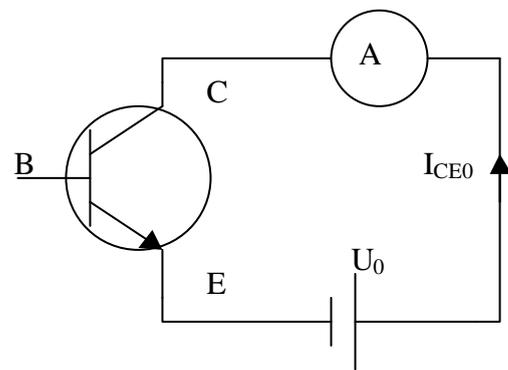
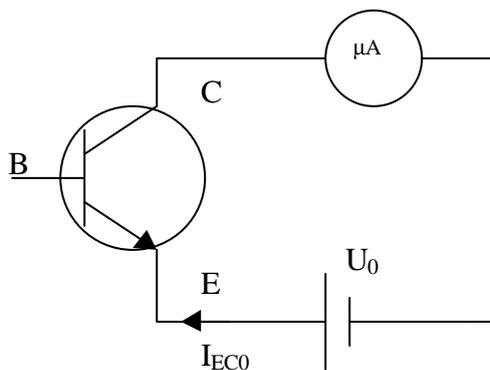
* $U_0 > 0$ apparition d'un courant de fuite à émetteur ouvert I_{CB0} .



- Base "en l'air":

* $U_0 < 0$ (jonction C-B en direct, E-B en inverse) ==> $I_{EC0} > I_{EB0}$.

* $U_0 > 0$ (jonction C-B en inverse, E-B en direct) ==> $I_{CE0} > I_{EB0}$ et très supérieur à I_{CB0} .

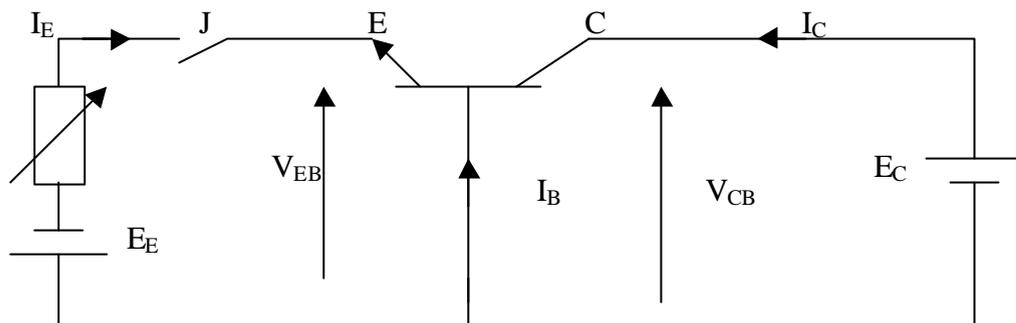


Le transistor n'est pas un composant symétrique par rapport à la base ($I_{EC0} \neq I_{CE0}$).

Il ne fonctionne pas comme deux diodes en opposition ($I_{CE0} \gg I_{CB0}$).

2. Effet transistor:

On considère le montage suivant:



* J ouvert: J_{C-B} est polarisée en inverse ($I_{CB0} \approx 1\mu A$).

* J fermé: le courant d'émetteur est important puisque la jonction J_{E-B} est polarisée en direct, traverse presque intégralement la base et la jonction J_{C-B} , bien que cette dernière est polarisée en inverse.

Comme la J_{E-B} est polarisée en direct, il y a diffusion d'électrons majoritaires de l'émetteur vers la base et diffusion des trous majoritaires de la base vers l'émetteur.

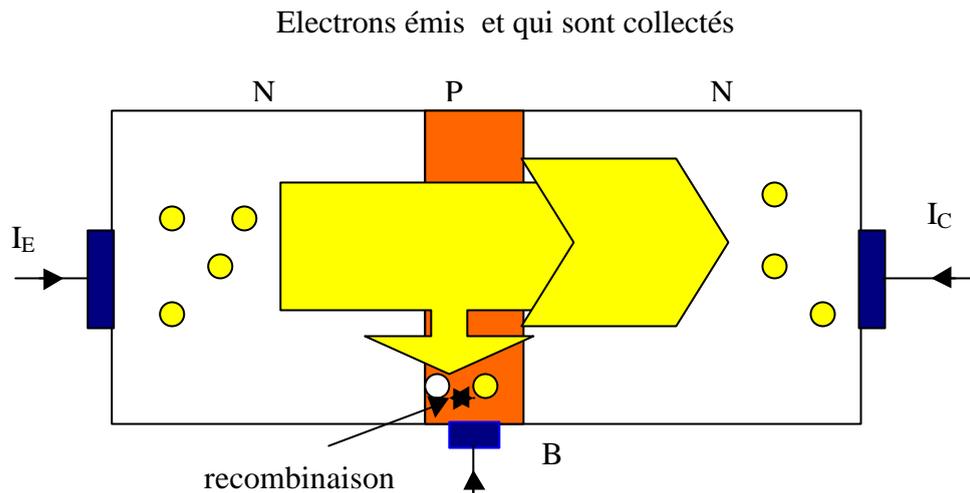
Les électrons de l'émetteur arrivent à la base deviennent porteurs minoritaires. Certains d'entre eux se recombinent avec les trous de la base et d'autres s'échappent aux recombinaisons, arrivent au voisinage de la J_{C-B} sont accélérés par le champ interne et propulsés dans le collecteur.

Pour qu'un nombre maximal d'électrons émis par l'émetteur soit collecté par le collecteur, il faut que le nombre de recombinaison soit le plus faible possible. Cette condition sera remplie si:

* La base est très mince et la surface de la J_{CB} importante.

* La base est très faiblement dopée et l'émetteur fortement dopé.

La pourcentage de recombinaisons est faible et l'ensemble des électrons émis est collecté presque intégralement. Ce phénomène est appelé effet transistor.



Le courant d'émetteur est constitué du courant de diffusion d'électrons de l'émetteur vers la base et du courant de diffusion de trous de la base vers l'émetteur (très faible).

Le courant du collecteur est le courant d'électrons accélérée à travers la J_{CB} augmenté du courant inverse quand l'émetteur est ouvert I_{CB0} .

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CB0}. \text{ avec } \alpha \approx 1.$$

$$\text{or } I_C + I_E + I_B = 0.$$

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{CB0}}{1-\alpha}$$

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha); \quad \beta + 1 = 1 / (1 - \alpha).$$

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0}. \quad (1)$$

Or lorsque $I_B = 0$, le courant $I = I_{CE0}$ (courant de fuite à base ouverte) la relation (1) peut s'écrire:

$$I_C = \beta I_B + I_{CE0}. \text{ avec } I_{CE0} = (\beta + 1) I_{CB0}.$$

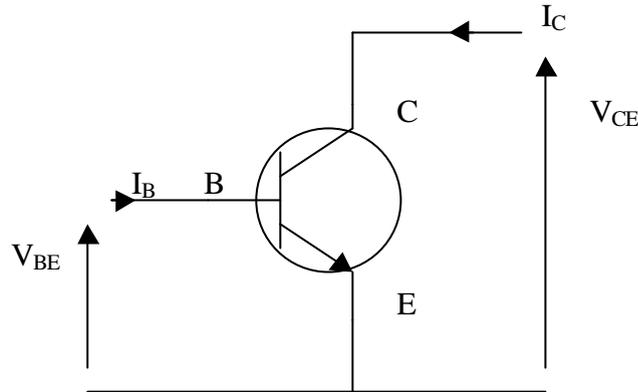
3. Montages fondamentaux

Déterminer l'état de fonctionnement d'un transistor bipolaire nécessite la connaissance de six variables: trois courants: I_C , I_B , I_E . et trois tensions: V_{CE} , V_{BE} , V_{CB} .

On peut trouver trois sortes de montage: base commune, Collecteur commun ou émetteur commun selon la liaison entre le circuit d'entrée et de sortie. Quelque soit le montage considéré on aura:

$$I_B + I_C + I_E = 0 \text{ et } V_{CE} + V_{EB} + V_{BC} = 0.$$

Par la suite on s'intéresse au montage émetteur commun.



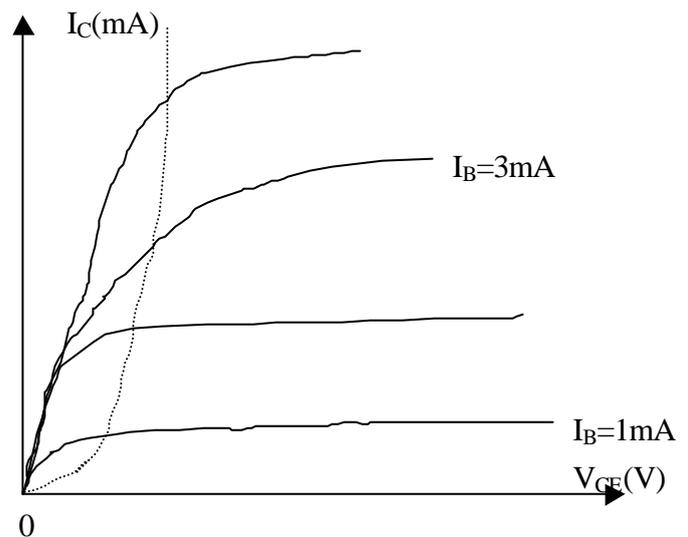
a/. Réseau des caractéristiques de sortie $I_C = f(V_{CE})$.

$$I_C = \frac{\mathbf{a}}{1-\mathbf{a}} I_B + \frac{I_{CB0}}{1-\mathbf{a}} + \frac{V_{CB}}{rc(1-\mathbf{a})}$$

$$V_{CB} = V_{CE} + V_{EB}.$$

Si V_{EB} est négligeable devant V_{CE} on aura:

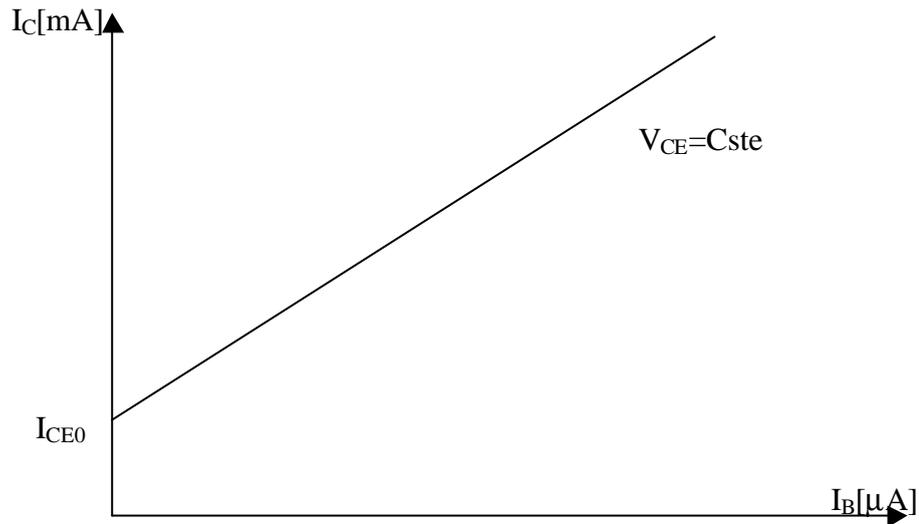
$$I_C = \mathbf{b} I_B + I_{CE0} + \frac{V_{CE}}{rc(1-\mathbf{a})}$$



Dans cette région le transistor se comporte comme une résistance, puisque I_C est fonction linéaire de V_{CE} .

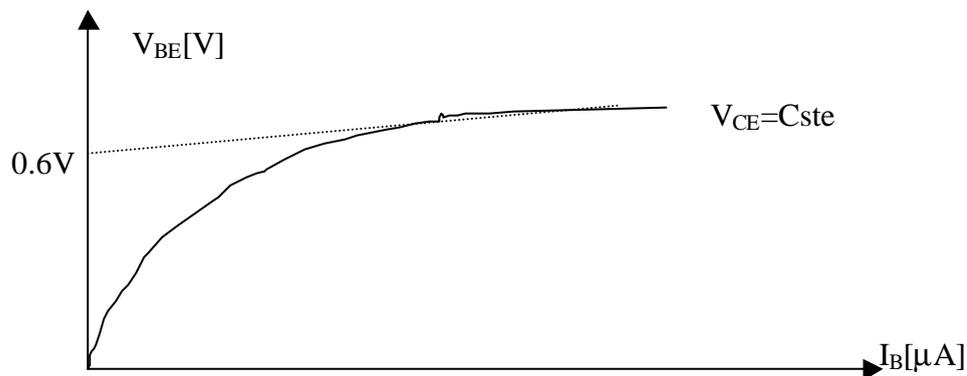
Les caractéristiques sont approximativement équidistantes pour des accroissements égaux du paramètre I_B et elles présentent une pente beaucoup plus importante que pour le montage base commune.

b/. Réseau des caractéristiques du transfert en courant: $I_C = f(I_B)$ à $V_{CE} = \text{Cste}$.



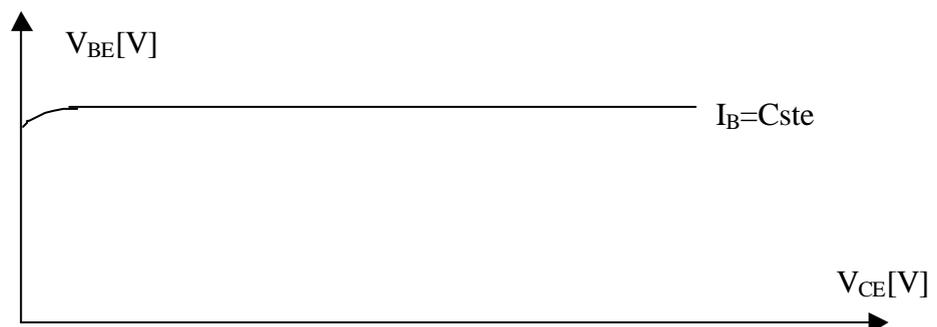
Le réseau de transfert en courant est constitué par un ensemble de droites de pente β .

c/. Réseau des caractéristiques d'entrée $V_{BE} = f(I_B)$ à $V_{CE} = Cste$.



L'allure des caractéristiques est voisine à celle d'une diode dont la tension seuil est de 0.6V pour un transistor en Si et de 0.2-0.3V pour un transistor en Ge.

d/. Réseau des caractéristiques de transfert en tension $V_{BE} = f(V_{CE})$ à $I_B = Cste$.

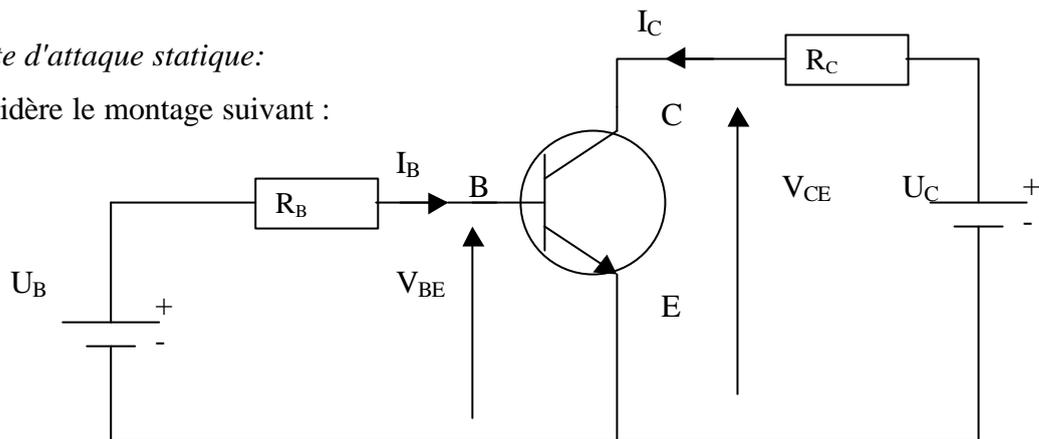


Les caractéristiques de transfert sont presque horizontales.

4. Caractéristiques statiques d'un transistor.

a/. Droite d'attaque statique:

On considère le montage suivant :



Connaître l'état de fonctionnement d'un transistor exige de déterminer (I_B , V_{BE} , I_C , V_{CE}).

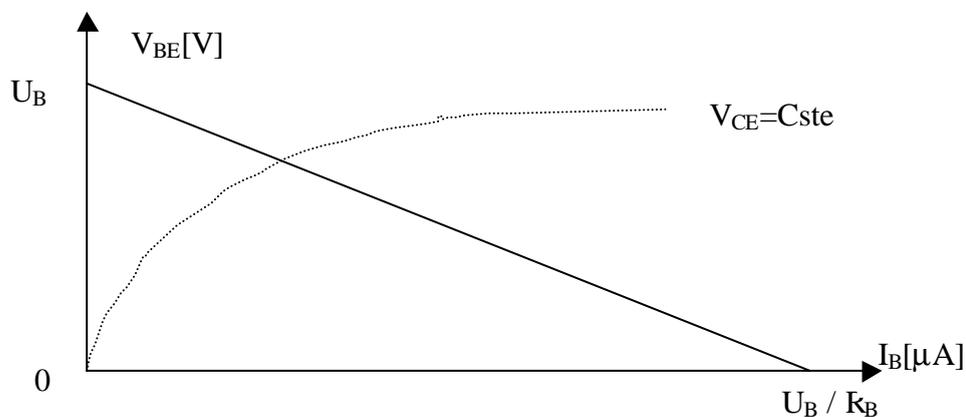
Loi de maille à l'entrée

$$V_{BE} = U_B - R_B I_B. \quad (1)$$

dans le plan (I_B , V_{BE}) c'est l'équation d'une droite qui passe par les points:

- * $I_B = 0$; $V_{BE} = U_B$.
- * $V_{BE} = 0$; $I_B = U_B / R_B$.

Cette droite est appelée droite d'attaque statique.



b/. Droite de charge statique:

A la sortie $V_{CE} = U_C - R_C I_C$. (2)

Dans le plan (I_C, V_{CE}) cette relation est l'équation d'une droite:

* $I_C = 0$; $V_{CE} = U_C$.

* $V_{CE} = 0$; $I_C = U_C / R_C$.

C'est l'équation de la droite de charge statique.

c/. Détermination du point de repos:

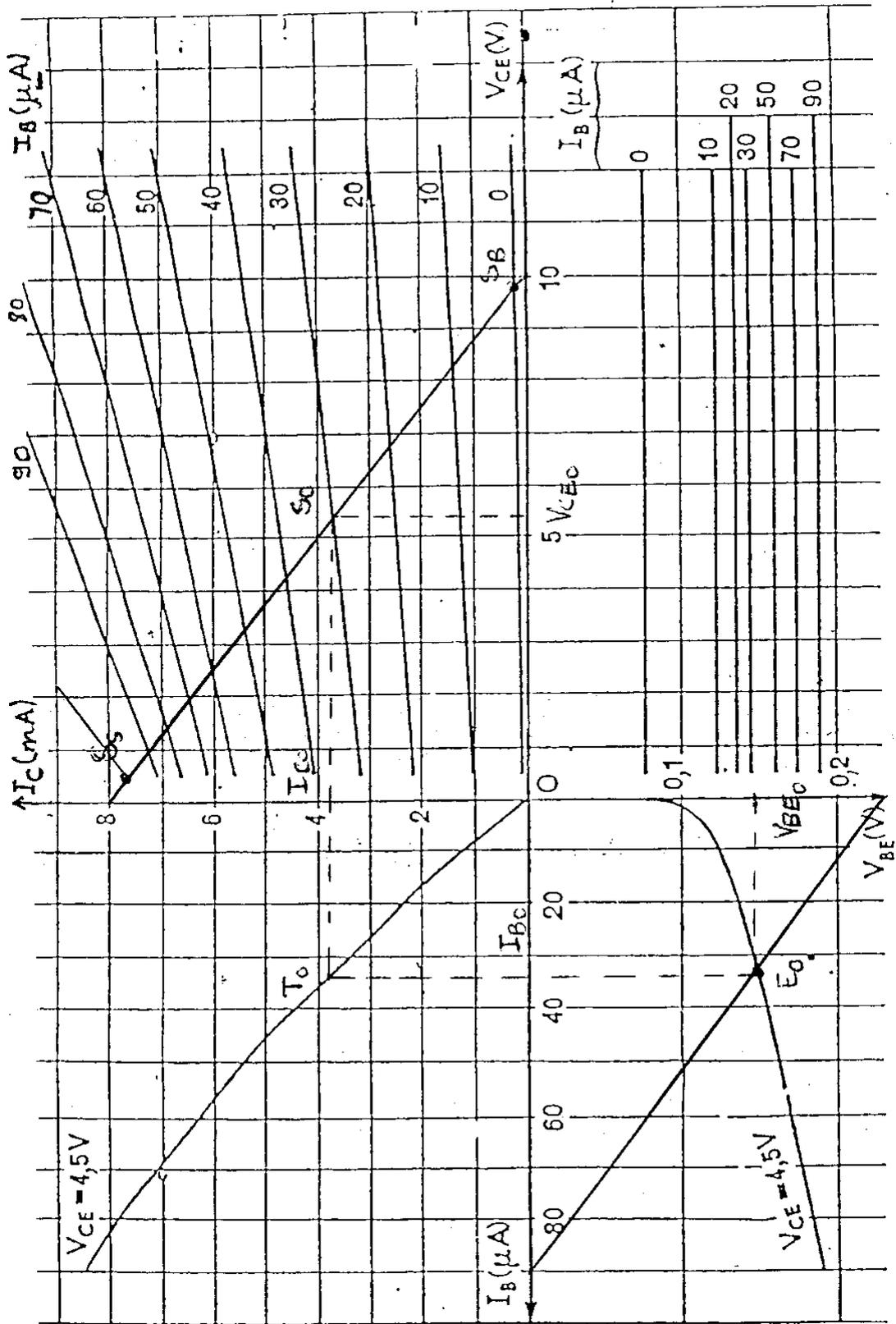
Le point de repos à l'entrée est solution de l'équation (1) et la relation $V_{BE} = h(I_B)$:

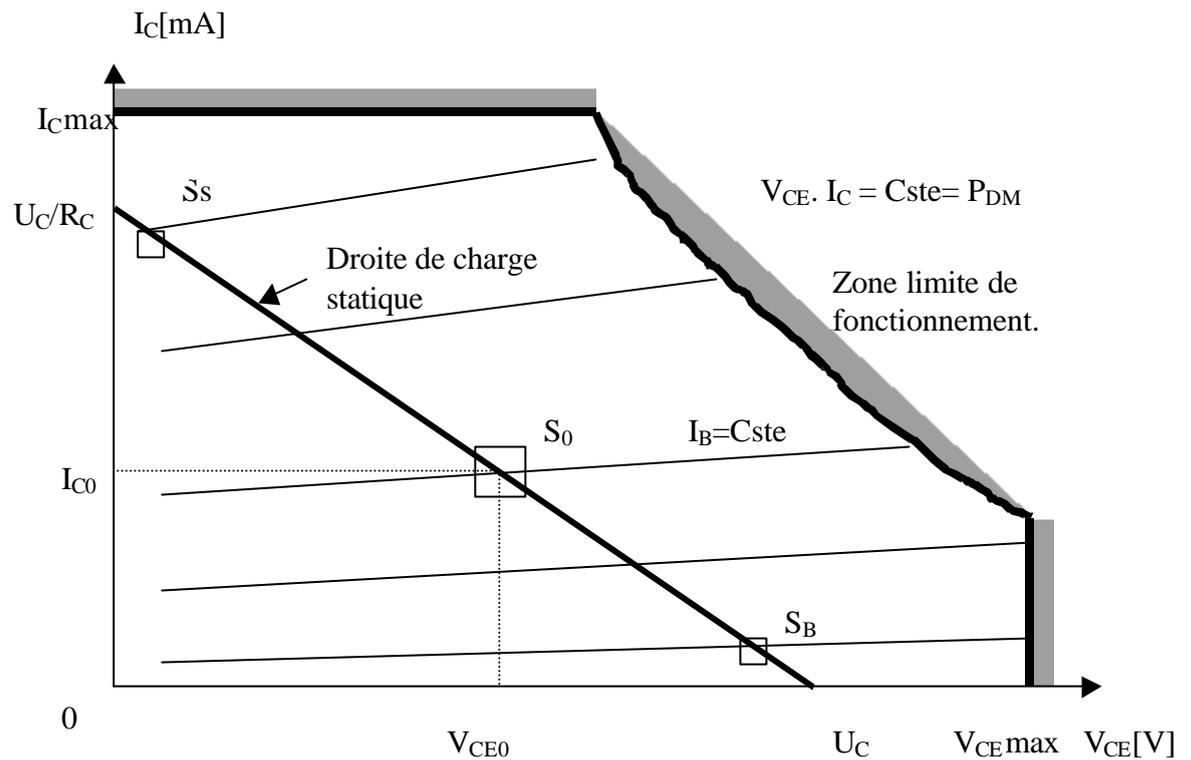
C'est l'intersection des deux courbes: E_0 .

Les projections de E_0 sur chacun des axes fournissent les valeurs I_{B0} , V_{BE0} des courants et tension d'entrée.

La valeur I_{B0} , dans le plan (I_C, I_B) permet de connaître le point T_0 de fonctionnement sur les caractéristiques de transfert en courant.

Le courant de sortie I_{C0} étant déterminé, le point de fonctionnement appartenant à la droite de charge statique et on en déduit le point de repos S_0 dans le réseau de sortie.





d/. *Etat bloqué, état saturé:*

- Le point S_B de blocage correspond à un courant I_B et un courant I_C nuls. Ce fonctionnement caractérise l'état bloqué du transistor.

pour bloquer un transistor, il faut et il suffit que les deux jonctions émetteur-base et collecteur-base soient polarisées en inverse.

- Lorsque la transistor entre en saturation on aura:

$I_{C_{sat}} = \beta I_{B_S}$ où I_{B_S} est la valeur de I_B qui amène le point de fonctionnement en S_S .

La condition de saturation sera donc définie: $I_B \gg I_{B_S} = I_{C_{sat}} / \beta$.

e/. *Zone d'utilisation: Influence de la température:*

Une élévation de la température entraîne un accroissement du courant I_{CB0} . La caractéristique d'entrée, en fonctionnement normal, est celle d'une jonction polarisée en direct. Un accroissement de température entraîne une élévation du courant I_B . Cela se traduit dans le réseau de sortie pour l'émetteur commun par:

$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0}$$

Dans ce cas l'accroissement de I_{CB0} est de $(\beta + 1)$. Il en résulte un accroissement non négligeable de I_C .

L'augmentation de I_C entraîne un échauffement du transistor et une nouvelle élévation de température. Cet effet est cumulatif et produit l'emballement thermique et la destruction du transistor. Il est donc nécessaire dans le montage émetteur commun d'envisager des dispositifs de stabilisation thermique.

f/. Puissance mise en jeu et zone d'utilisation:

Le transistor doit fonctionner dans les limites permises de courant, de tension et de puissance dissipée:

* Courant collecteur limite: détermine le courant admissible maximal de saturation (Ex.: 2N2222, $I_{Cmax} = 800mA$).

* Puissance dissipée limite: P_{DM} indique la puissance dissipable limite (2N2222, $P_{DM} = 0.5W$ à la température de 25 °C).

Aux températures ambiantes plus élevées, il faut réduire P_D de 12mW/°C :

$$P_D(T) = 500 - 12 (T - 25) \text{ mW.}$$

avec $P_{DM} = V_{CE} \cdot I_C$. et on trace la courbe limite de fonctionnement du transistor.

* Tension limite de sortie: la tension maximale au delà du quelle il y a claquage (2N2222, $V_{CEmax} = 50V$).

TRANSISTOR UNIPOLAIRE A EFFET DE CHAMP (TEC)

1. Généralités :

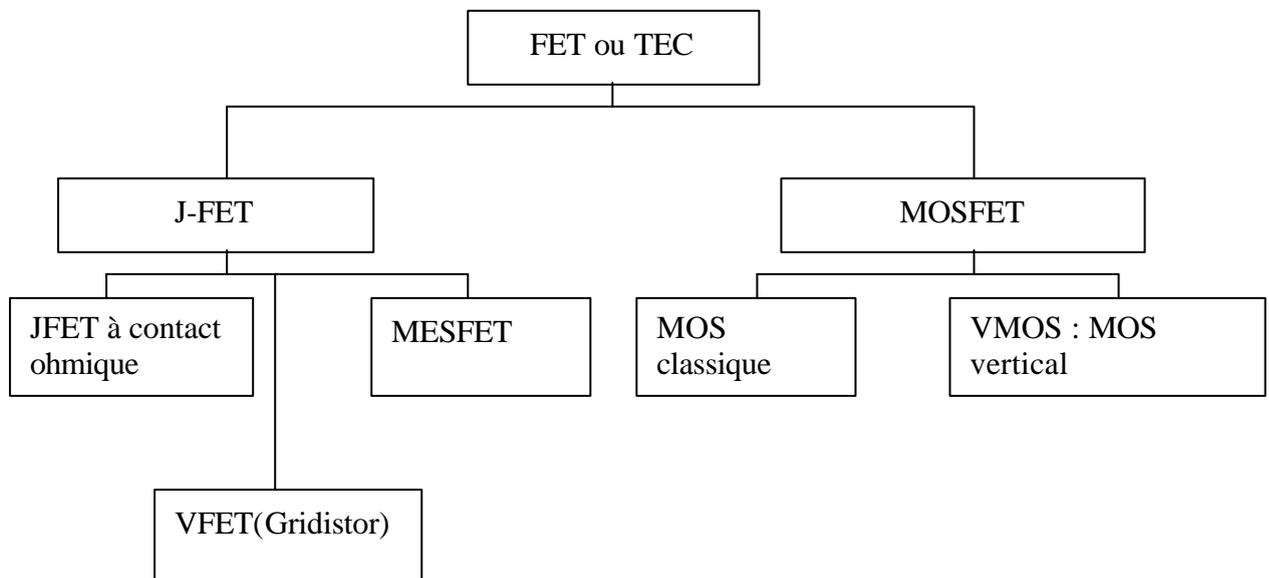
La diffusion d'une ou deux zones de type P à l'intérieur d'un barreau de type N nous conduit vers une nouvelle famille de composants appelée transistor à effet de champ (TEC ou FET(Field Effect Transistor)).

Le principe de fonctionnement des ces éléments réside dans la modulation de la section conductrice du barreau, sous l'effet d'un champ électrique régnant au niveau d'une jonction polarisée en inverse.

Il existe deux grands types de transistor à effet de champ :

- Les J-FET(Junction Field Effect Transistor).
- MOST(Metal Oxide Semiconductor Transistor).

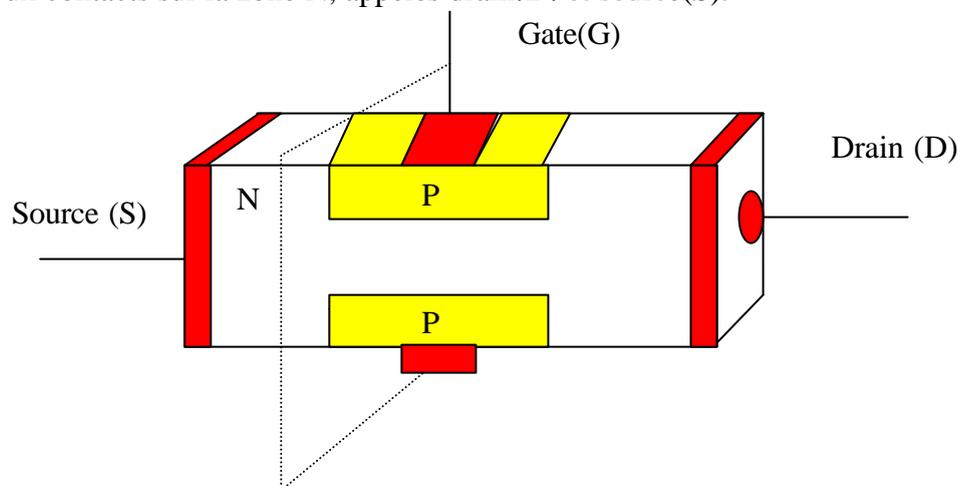
Contrairement à un transistor bipolaire qui utilise un courant de commande dans sa base afin de commander le courant collecteur-émetteur, le FET fait appel à une tension appliquée sur sa grille (gate). Les FETs sont commandés par une tension en raison de leur impédance d'entrée importante. L'une des principales différence entre le Fet et le transistor bipolaire réside dans son impédance d'entrée : dans le bipolaire, elle correspond à une diode polarisée en direct. Dans le FET cette impédance est celle d'une diode polarisée en inverse.



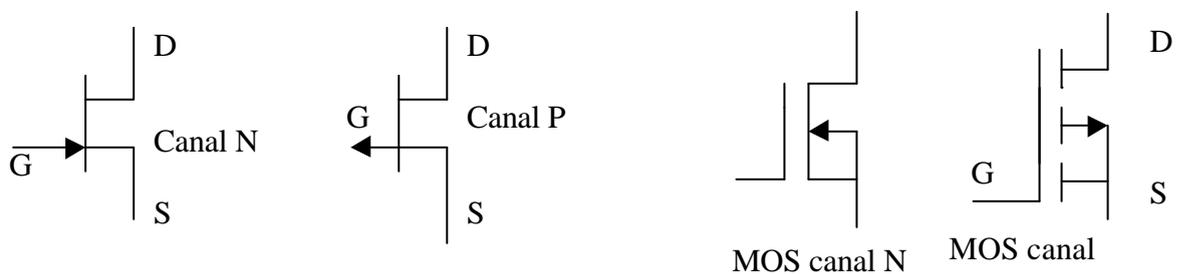
- MESFET (Metal Silicium FET).:FET à commande Schottky.
- VMOS(Vertical MOS) composant de puissance.

2. Constitution :

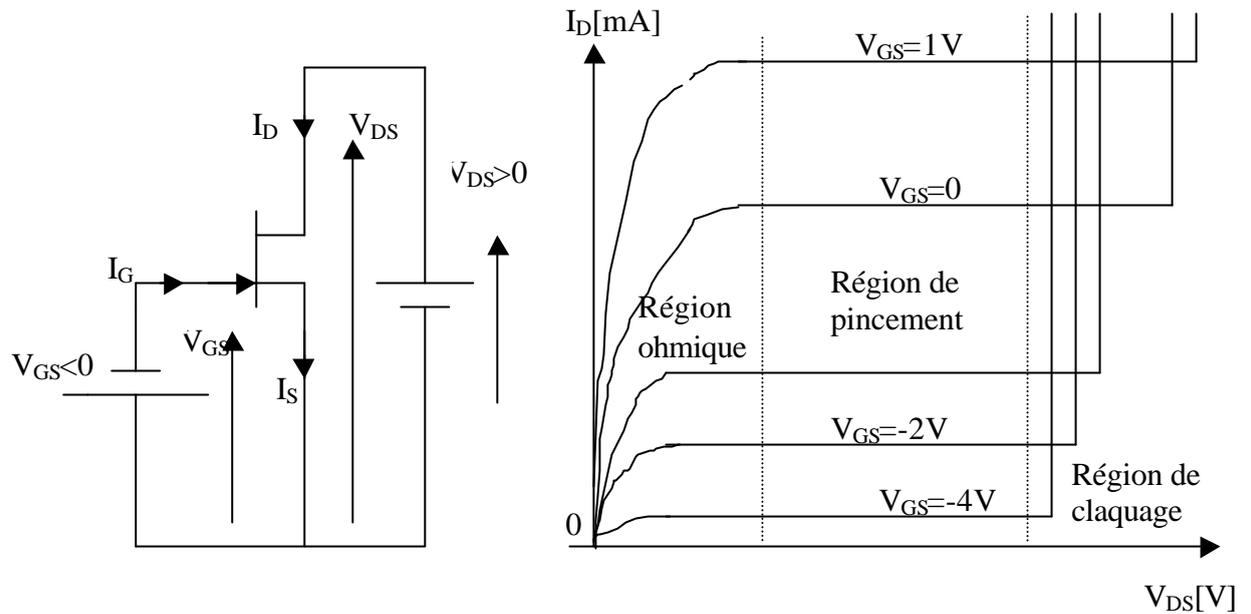
Sur un substrat de type P, on diffuse une région de conductibilité N. Cette région sera appelée canal. Au centre de cette zone N est diffusée une région de type P sur laquelle repose un contact métallique appelée grille ou porte (Gate). De chaque côté de la grille, on place deux contacts sur la zone N, appelés drain(D) et source(S).



La constitution décrite est celle d'un FET à canal N, il est possible de trouver un transistor à canal P en inversant la polarité de type de conductibilité des différentes régions.



3. Analyse de fonctionnement :



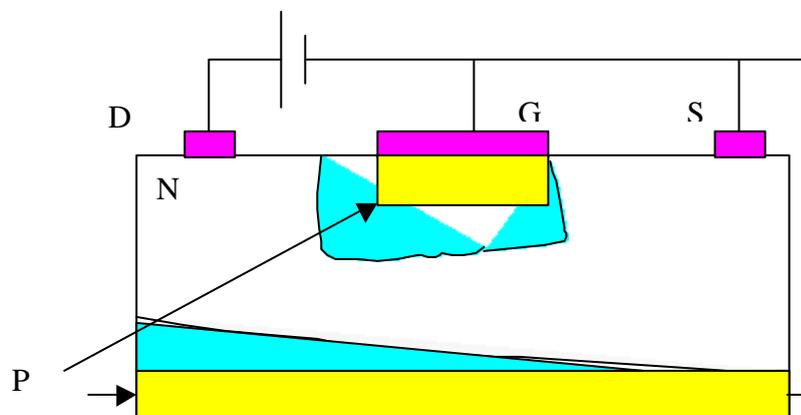
Zone 1: pour V_{DS} faible. la caractéristique est une droite passant par l'origine. La transistor se comporte comme une résistance qui augmente lorsque V_{GS} devient de plus en plus négative: région ohmique.

Zone 2 Si on augmente V_{DS} , la caractéristique est une droite horizontale I_D est constant est d'autant plus faible que V_{GS} est plus négative: région de saturation ou de pincement.

Zone 3: Pour V_{DS} important (de l'ordre de 30V) la caractéristique est une droite verticale. I_D croit rapidement avec V_{DS} : région de claquage. Le claquage apparaît pour des tensions d'autant plus faibles que V_{GS} est plus négative.

Interprétation:

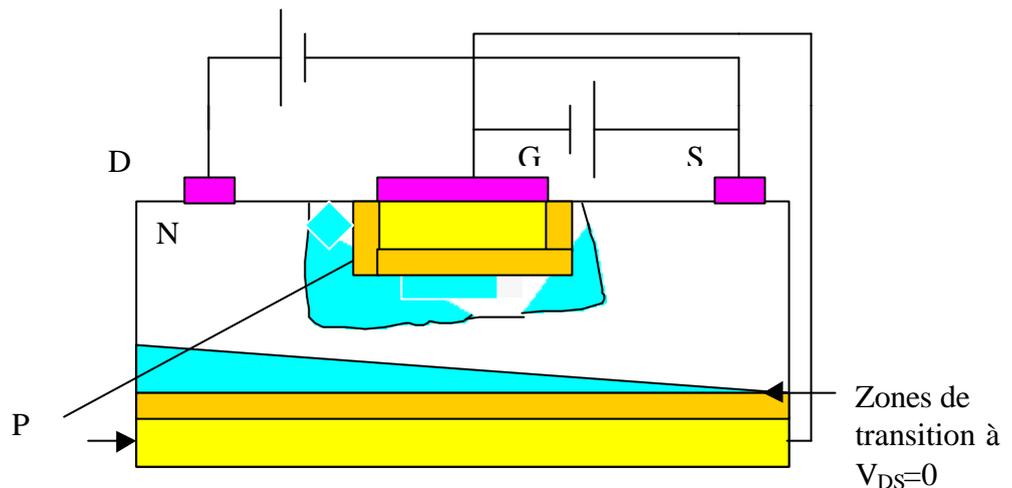
* $V_{GS} = 0$:



Les jonctions grille-canal et canal-substrat sont polarisées en inverse. La zone de transition s'élargit d'autant plus vite que la polarisation inverse est grande.

- Lorsque V_{DS} est faible: la canal se comporte comme une résistance: région ohmique.
- V_{DS} augmente, la section du canal diminue, sa résistance augmente. Pour une valeur limite, la section conductrice atteint une valeur minimale, I_D étant constant c'est la région de saturation.
- Pour les fortes valeurs de V_{DS} , il y a claquage des jonctions polarisées en inverse.

*. $V_{GS} \neq 0$.

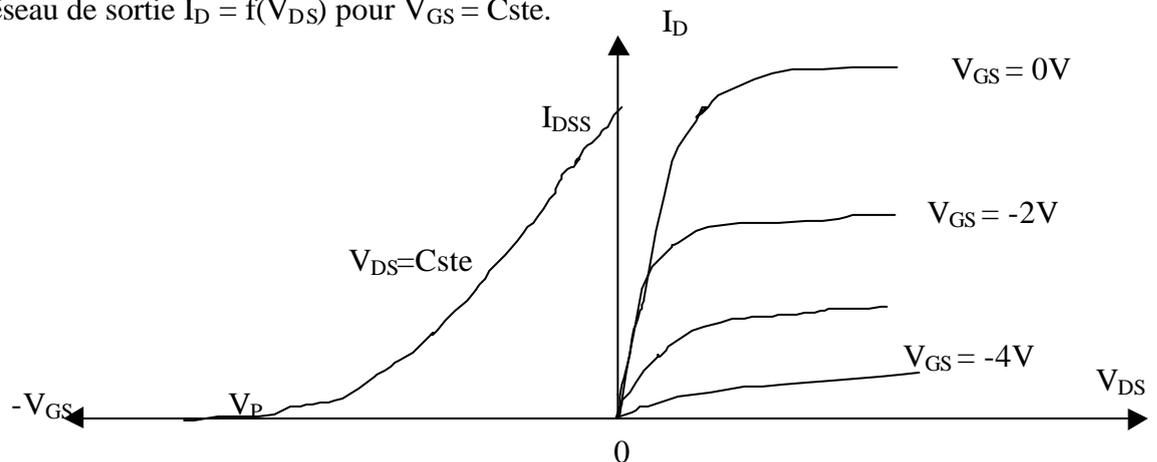


En l'absence de polarisation ($V_{DS} = 0$), les jonctions sont déjà polarisées en inverse d'où une pénétration des zones de transition à l'intérieur du canal. Il en résulte une augmentation de la résistance dans la région ohmique d'autant plus grande que V_{GS} est plus négative.

- La claquage a lieu pour V_{DS} plus faible.

4. Réseaux de caractéristiques:

* Réseau de sortie $I_D = f(V_{DS})$ pour $V_{GS} = \text{Cste}$.



Région ohmique r_{DS} minimale pour $V_{GS} = 0$ et tend vers l'infini pour $V_{GS} = -V_P$ (V_P : tension de pincement).

*. Réseau d'entrée $I_G = f(V_{GS})$ à $V_{DS} = \text{Cste}$.

La caractéristique peut être assimilée à une parabole d'équation:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2$$

avec I_{DSS} : courant drain-source de saturation.

AMPLIFICATION A TRANSISTOR

1. Introduction.

La plupart des processus physiques peuvent être décomposés de la manière suivante:

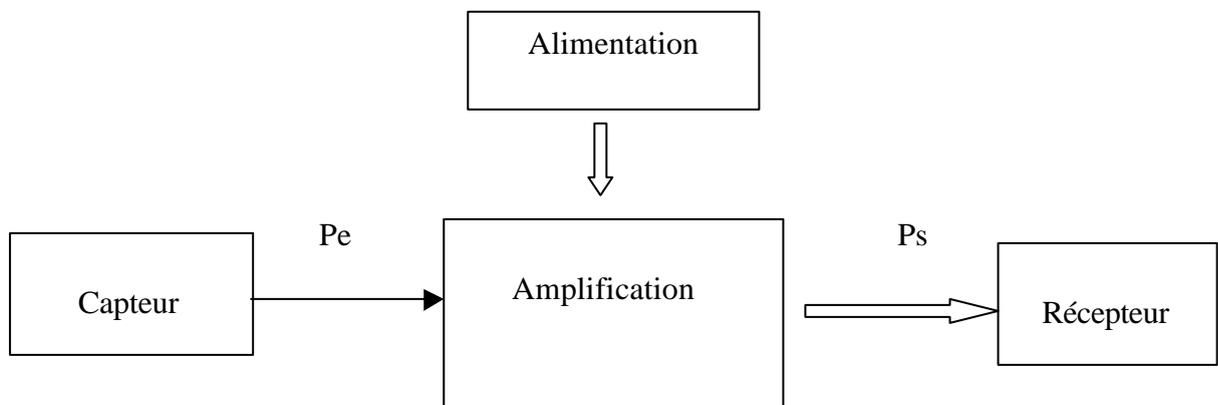
- Un élément de commande de très faible puissance.
- Un élément de liaison.
- Un élément récepteur de forte puissance.

En électronique l'élément de commande est généralement constitué par un récepteur de types les plus divers:

- * Piézoélectrique ou magnétique (tête de lecture).
- * Thermoélectrique (sonde de température).
- * Résistif (jauges de contrainte ou d'extensiométrie).
- * Photosensible (photodiode, photopile...).

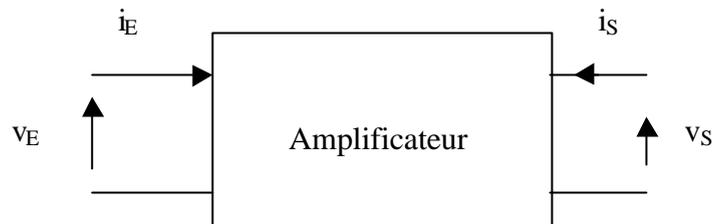
L'élément récepteur, organe de puissance pourra être un haut parleur, un relais, une lampe, un moteur...etc.

Le dispositif de liaison, appelée interface, est un élément amplificateur dont la performance principale est caractérisée par le rapport entre la puissance de sortie P_s disponible au niveau du récepteur et la puissance d'entrée P_e fournie par l'élément de commande.



2. Caractéristiques d'un amplificateur.

D'une façon générale un amplificateur peut être assimilé à un quadripôle. Lorsque les grandeurs principales du montage sont constantes, le système est dit en régime continu, l'état de fonctionnement de l'amplificateur est appelé état de repos.



En régime variable la valeur instantanée d'une grandeur est la somme de la valeur de repos et la variation par rapport au repos.

Exemple: $v_E(t) = V_E + v_e(t)$. et $i_S(t) = I_S + i_s(t)$.

Dans un système linéaire, en régime harmonique toutes les grandeurs sont sinusoïdales (Ex. : résistance, capacité,...). Or les composants actifs (transistor, amplificateur intégré, etc...) sont des éléments non linéaires. Il en résulte pour une entrée sinusoïdale quelconque, des grandeurs de sortie qui sont seulement périodiques et non sinusoïdales on dit que le système introduit de la distorsion.

2.1. Représentation complexe des grandeurs en régime linéaire sinusoïdal:

$$e(t) = E_M \sin \omega t \rightarrow E_M$$

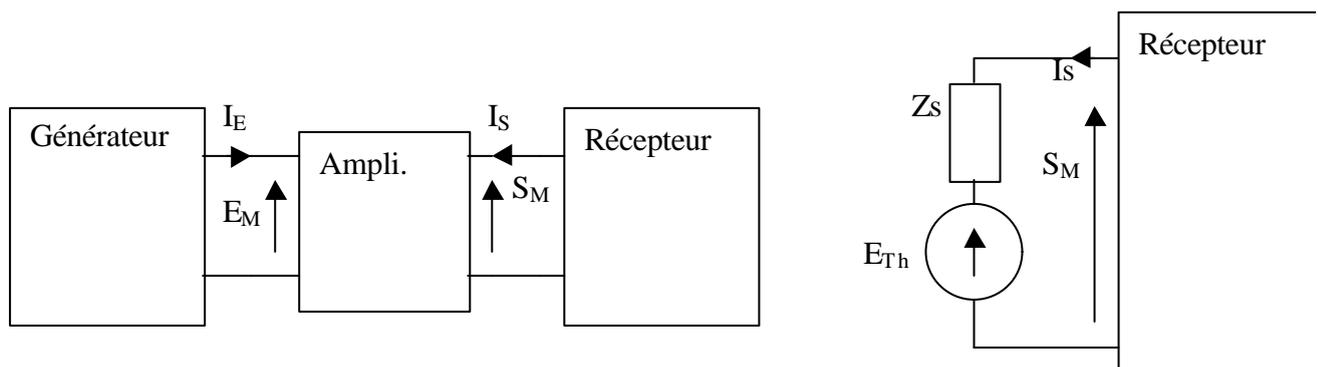
$$s(t) = S_M \sin(\omega t + \phi) \rightarrow S_M$$

- Amplification complexe en tension: $A_v = S_M/E_M$.

- Amplification complexe en courant: $A_i = I_S/I_E$.

- Impédance d'entrée: $Z_e = E_M/I_E$.

- Impédance de sortie: est l'impédance interne vue par le dipôle récepteur.



- Courbes de réponse: Les amplificateurs complexes sont généralement des fonctions de la pulsation. Pour traduire le comportement du système vis à vis de la fréquence on trace la courbe de réponse ou diagramme de Bode de l'amplificateur.

On distingue quatre types de réponse:

- Système passe bas: le gain diminue lorsque ω augmente.
- Système passe haut: le gain diminue lorsque la fréquence diminue.
- Système passe bande: le gain diminue pour les pulsations basses et hautes.
- Système coupe bande: le gain augmente pour les pulsations hautes et basses.

La bande passante d'un amplificateur est l'ensemble des pulsations pour lesquelles:

$$(G_{\max} - 3) \text{ dB} < G_{\text{dB}} < G_{\max \text{dB}}$$

2.2. Les types d'amplificateurs:

Les amplificateurs sont classés en fonction des propriétés: utilisation et courbe de réponse.

Suivant l'utilisation on aura soit un amplificateur de tension ou de courant (préamplificateur) soit un amplificateur de puissance.

On peut classer les amplificateurs selon les domaines de fréquences:

- TBF (très basses fréquences) jusqu'à 10KHz.
- BF (basses fréquences) jusqu'à 1MHz.
- HF (hautes fréquences) jusqu'à 25MHz.
- THF (très hautes fréquences) jusqu'à 200MHz.
- UHF (ultra hautes fréquences) jusqu'à 2GHz.
- Hyperfréquences au delà de 2GHz.

3. Transistor en régime continu.

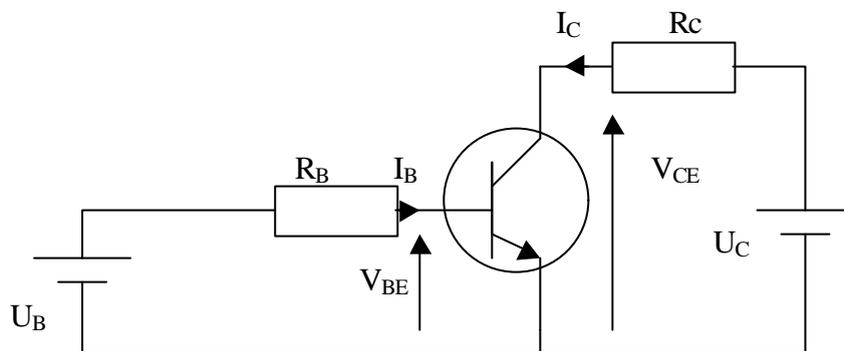
L'application essentielle des transistors réside dans la réalisation d'éléments amplificateur. Dans ce but il est nécessaire de fixer des conditions de fonctionnement

en régime continu pour envisager ensuite le comportement des systèmes à transistors en régime variable.

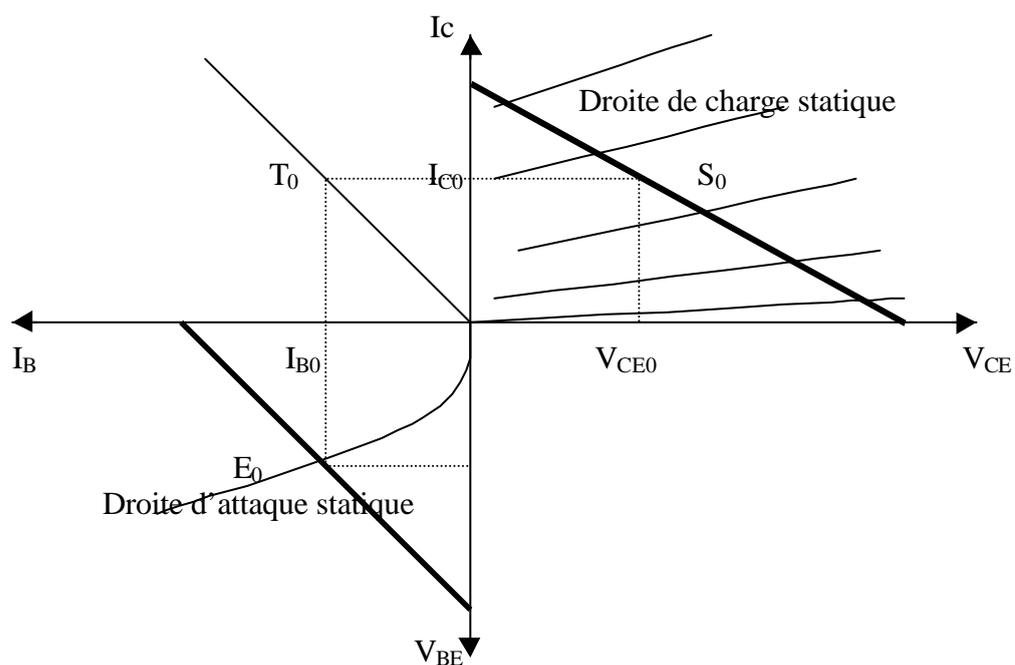
3.1. Point de fonctionnement:

La polarisation est obtenue à l'aide de deux sources. Le point de fonctionnement du transistor est déterminé par la connaissance de quatre variables (I_B , V_{BE} , I_C , V_{CE}).

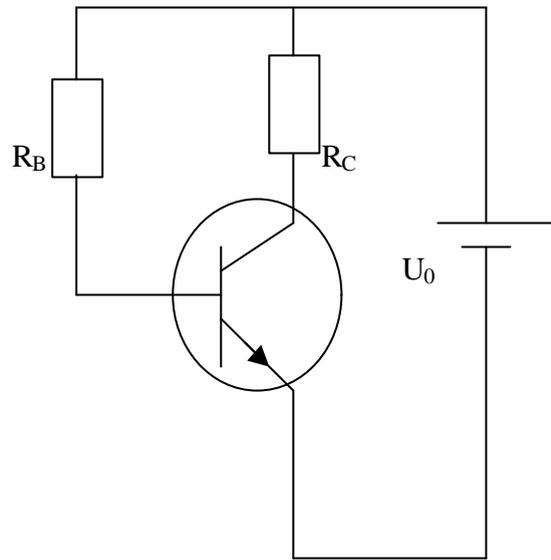
- Pour le circuit d'entrée: $V_{BE} = U_B - R_B I_B$.
- Pour le circuit de sortie: $V_{CE} = U_C - R_C I_C$.



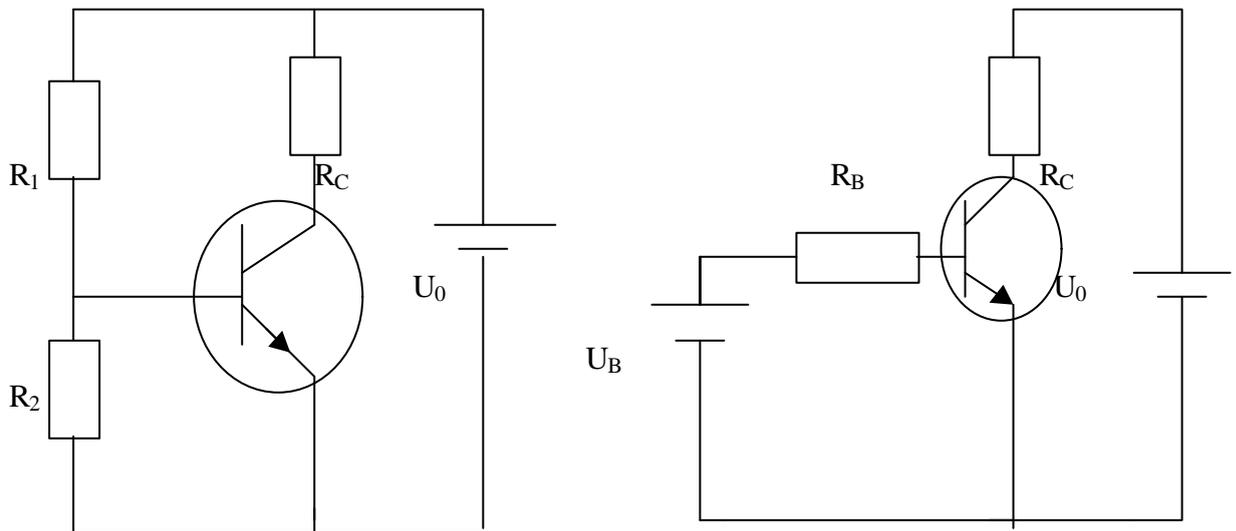
On peut utiliser la polarisation automatique à l'aide d'une seule source pour fixer le point de fonctionnement. Car l'inconvénient majeur des dispositifs de polarisation vus précédemment réside dans la nécessité d'utiliser deux sources d'alimentation.



Ex.1: Dans ce cas il suffit de remplacer U_B et U_C dans le cas précédent par U_0 .



Ex.2: Polarisation par pont:



$$U_B = U_0 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \quad \text{et} \quad R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

3.2. Stabilisation thermique par résistance d'émetteur.

Dans le montage émetteur commun une élévation de température traduit par un accroissement de I_{CB0} .

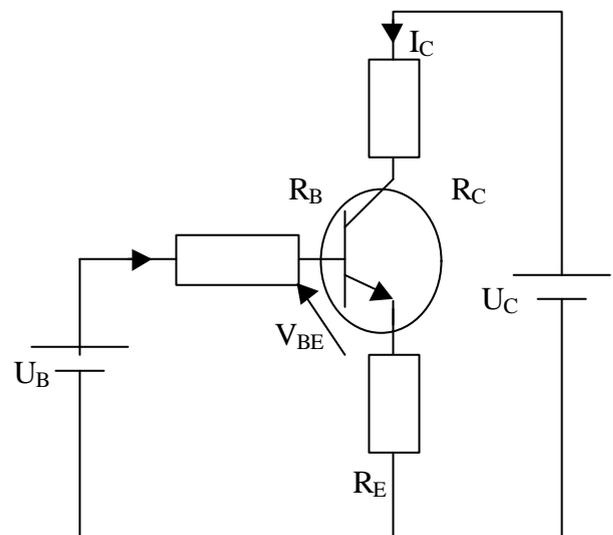
$$\text{Or } I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0}.$$

Ce qui augmente le courant I_C et par suite provoque l'emballement thermique. On définit les facteurs de stabilisation thermique S et S' tels que: $\Delta I_C = S \Delta I_{CB0} + S' \Delta V_{BE}$.

(1)

$$S = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} \right)_{V_{BE}=Cste} ; S' = \left(\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}} \right)_{I_{CB0}=Cste}$$

L'existence d'une résistance au niveau de l'émetteur permet de réduire ces coefficients de stabilisation et par suite assure la stabilité du point de fonctionnement.



$$I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0}.$$

$$U_B = R_B I_B + V_{BE} + R_E (I_C + I_B).$$

$$= (R_B + R_E) I_B + R_E I_C + V_{BE}.$$

$$0 = (R_B + R_E) \Delta I_B + R_E \Delta I_C + \Delta V_{BE} \quad (2) \implies \Delta I_B \text{ et on le remplace dans (1):}$$

$$\Delta I_C = \mathbf{b} \left(\frac{-R_E}{R_B + R_E} \Delta I_C + \frac{-\Delta V_{BE}}{R_B + R_E} \right) + (\mathbf{b} + 1) \Delta I_{CB0}$$

$$\Delta I_C = \frac{-\mathbf{b}}{R_B + (\mathbf{b} + 1)R_E} \Delta V_{BE} + \frac{\mathbf{b} + 1}{1 + \frac{\mathbf{b}R_E}{R_B + R_E}} \Delta I_{CB0}$$

$$S = \frac{\mathbf{b} + 1}{1 + \frac{\mathbf{b}R_E}{R_B + R_E}} = \frac{S_0}{1 + \frac{\mathbf{b}R_E}{R_B + R_E}}$$

$$S' = \frac{\frac{-\mathbf{b}}{R_B}}{1 + \frac{(\mathbf{b} + 1)R_E}{R_B}} = \frac{S'_0}{1 + \frac{(\mathbf{b} + 1)R_E}{R_B}}$$

On constate que les deux facteurs de stabilisation sont considérablement diminués avec R_E .

Exemple:

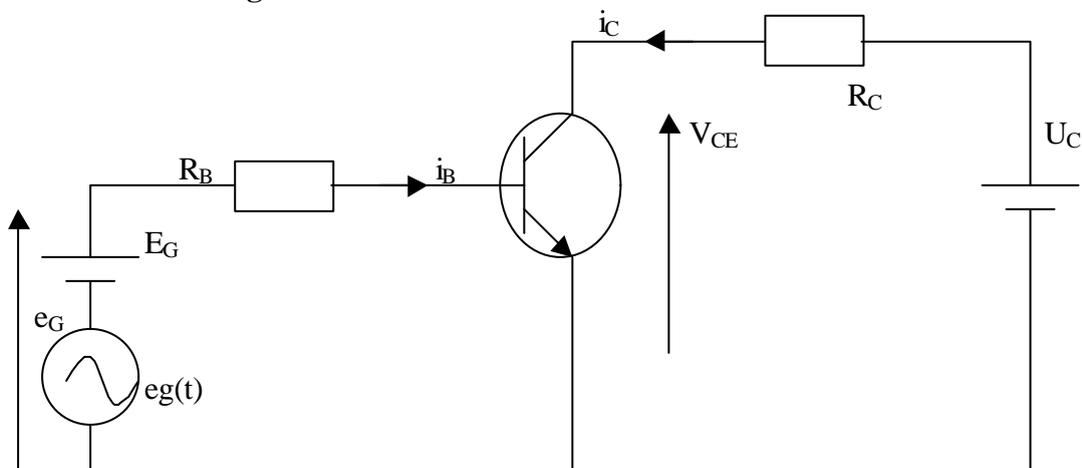
$R_B = 100 \text{ K}\Omega$, $\beta = 99$.

$S_0 = 100$ et $S'_0 = -0.99 \text{ mA/V}$.

* $R_E = 1 \text{ K}\Omega$, $S = 50$ et $S' = -0.495 \text{ mA/V}$.

* $R_E = 10 \text{ K}\Omega$, $S = 10$ et $S' = -0.09 \text{ mA/V}$.

4. Transistor en régime variable



La détermination du point de repos ($e_g(t) = 0$) permet de déduire les valeurs de repos ($I_{B0}, V_{BE0}, I_{C0}, V_{CE0}$).

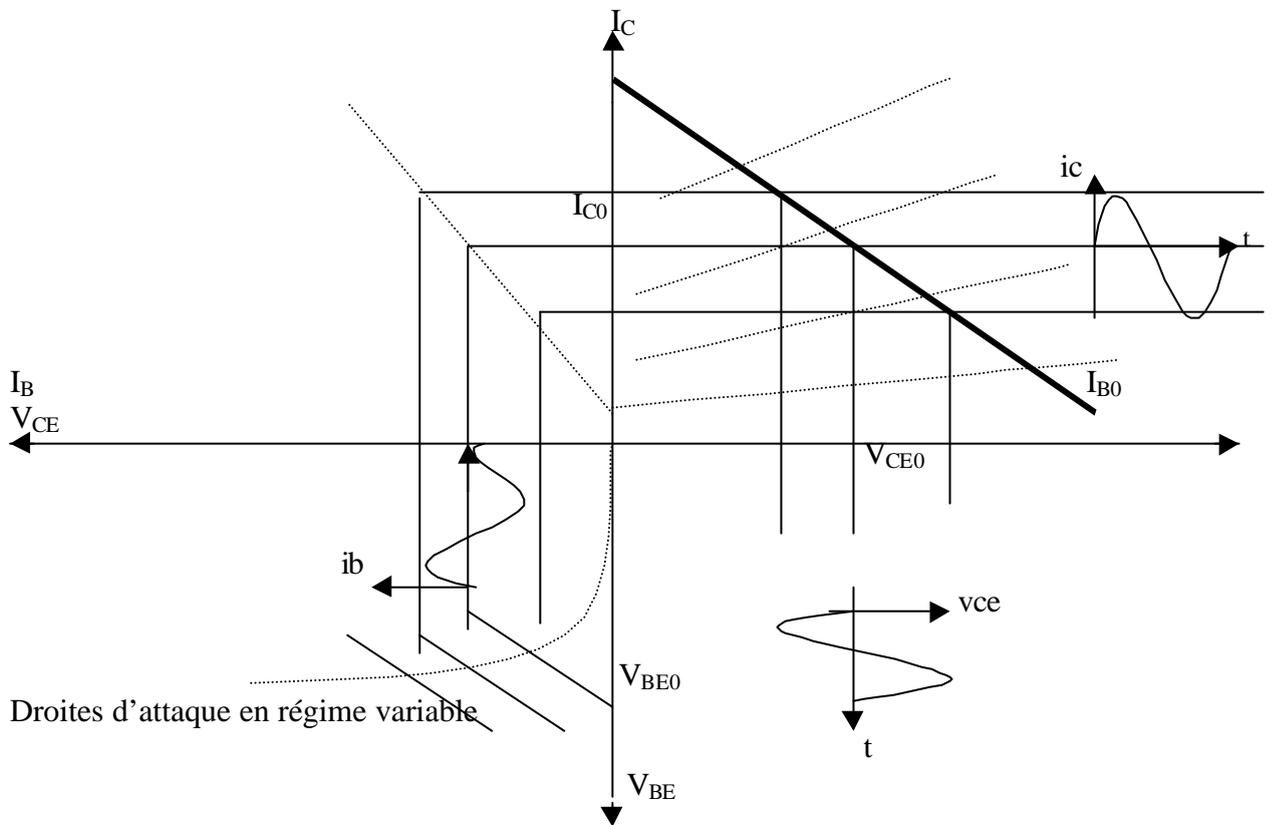
$$e_g(t) = E_M \sin \omega t.$$

$$v_{CE}(t) = U_0 - R_c i_c(t) : \text{droite de charge en régime variable ou dynamique.}$$

L'équation de la droite d'attaque en régime variable

$$v_{BE}(t) = e_g(t) - R_B i_B(t).$$

Etudions le déplacement des points de fonctionnement dans les différents réseaux:



$$*w=0... \begin{cases} e_g(0)=0 \\ e_g(0)=E_G \end{cases}$$

$$*w=p... \begin{cases} e_g(p/w)=0 \\ e_g(p/w)=E_G \end{cases}$$

$$*w=p/2... \begin{cases} e_g(p/2w)=E_M \\ e_g(p/2w)=E_G + E_M \end{cases}$$

$$*w=3p/2... \begin{cases} e_g(3p/2w)=-E_M \\ e_g(3p/2w)=E_G - E_M \end{cases}$$

En régime variable dynamique:

$$v_{CE} = U_0 - R_C i_C \quad (\text{régime dynamique})$$

$$V_{CE} = U_0 - R_C I_C \quad (\text{régime continu})$$

$$\text{Or } v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}.$$

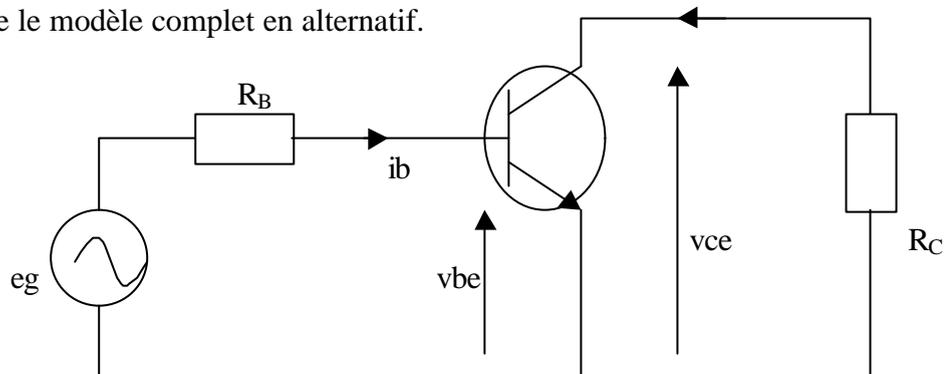
$$i_C = I_C + i_c. \quad \implies v_{CE} = -R_C i_c.$$

$$\text{de même } v_{BE} = e_G - R_B i_B \quad (\text{régime dynamique})$$

$$V_{BE} = E_G - R_B I_B \quad (\text{régime continu})$$

$$\implies v_{be} = e_g - R_B i_b.$$

Il en résulte le modèle complet en alternatif.



$$v_{be} = e_g - R_B i_b \quad (1)$$

$$v_{ce} = -R_C i_c \quad (2).$$

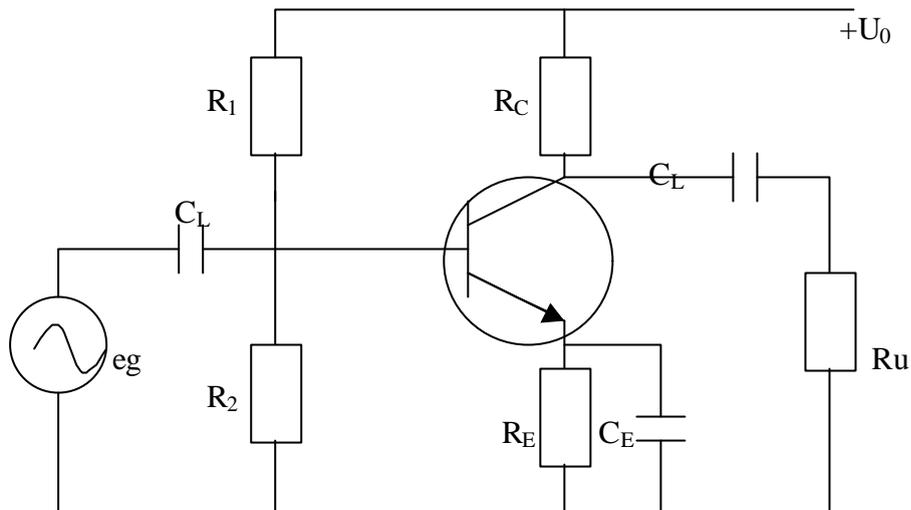
(1) l'équation de la droite d'attaque en régime alternatif. Dans le repère de centre E_0 : droite d'attaque dynamique.

(2) l'équation de la droite de charge alternatif. Dans le repère de centre S_0 est appelée droite de charge dynamique.

Exemple:

On considère le montage d'un amplificateur à transistor monté en émetteur commun.

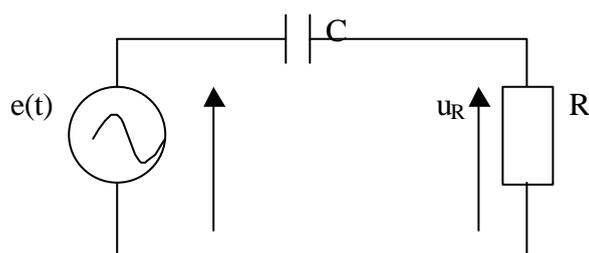
Tracer les droites de charge statique et dynamique



Remarques:

Capacités de liaison:

- Dans un circuit C-R pour qu'il y ait une bonne liaison entre l'entrée et la sortie c.à.d les variations aux bornes de U_R reproduisent pratiquement les variations de la tension $e(t)$. Il faut que $\tau = RC \gg$ à la période T du signal.
- Si $e(t)$ présente une composante continue E , la tension E se retrouve aux bornes du condensateur. Seules les variations de $e(t)$ autour de E sont transmises aux bornes de R .



- En régime continu, les condensateurs de liaisons sont chargés et équivalents à des circuits ouverts.
- En régime variable si T période de $e_g(t) \ll$ devant $\tau = C_L$. Réq. On peut considérer la tension aux bornes des capacités de liaison constantes \Rightarrow les tensions U_{C_L} et U_{C_L} constantes n'interviennent pas dans le modèle dynamique comme l'alimentation continue.

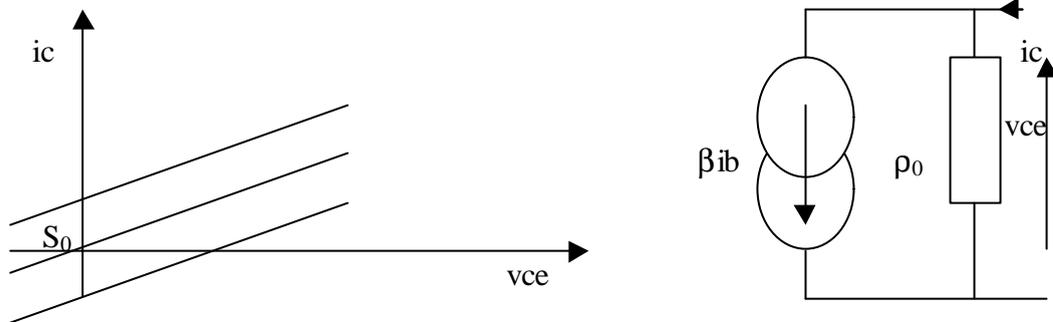
La résistance de charge en alternatif $R_a = R_C // R_u$.

$v_{ce} = -R_a i_c$. Cette droite passe par le point de repos S_0 .

5. Schéma équivalent "petits signaux".

Le transistor travaille en régime linéaire c.à.d. les variations d'une grandeur par rapport à sa valeur de repos ont de très faibles amplitudes. Les caractéristiques dynamiques de sortie peuvent être confondues avec des droites parallèles. on aura:

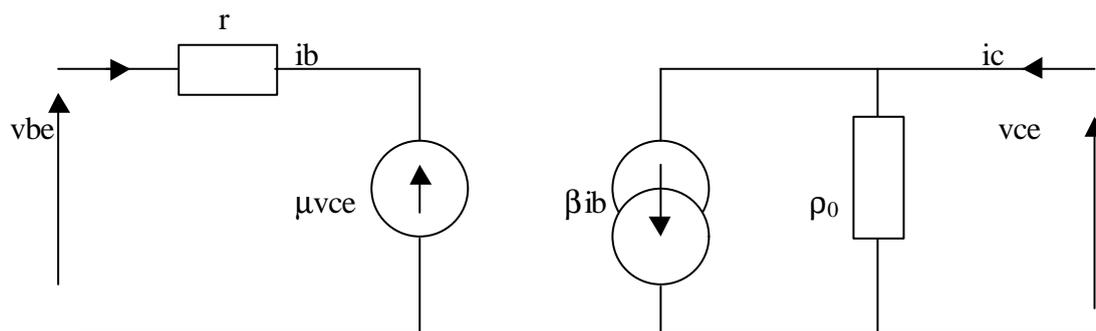
$i_c = \beta i_b + v_{ce}/\rho_0$. β : gain en courant du transistor. ρ_0 résistance de sortie du transistor à entrée à vide.



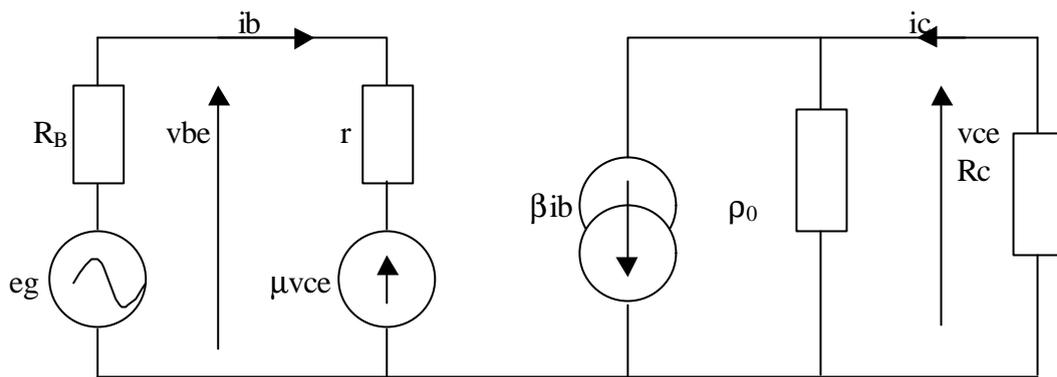
L'équation générale de la caractéristique dynamique du réseau d'entrée.

$v_{be} = r i_b + \mu v_{ce}$ avec μ : coefficient de réaction interne du transistor. ρ : résistance d'entrée du transistor à sortie en court circuit ($v_{ce} = 0$).

Schéma équivalent du transistor bipolaire montée en émetteur commun.



Le schéma équivalent petits signaux d'un amplificateur.



6. Paramètres hybrides d'un amplificateur.

Les grandeurs caractéristiques choisies sont la tension d'entrée et le courant de sortie, les paramètres hybrides sont notés h_{ij} .

$$U_e = h_{11} I_e + h_{12} U_s.$$

$$I_s = h_{21} I_e + h_{22} U_s.$$

$$h_{11} = \left(\frac{U_e}{I_e} \right)_{U_s=0}; h_{22} = \left(\frac{I_s}{U_s} \right)_{I_e=0}$$

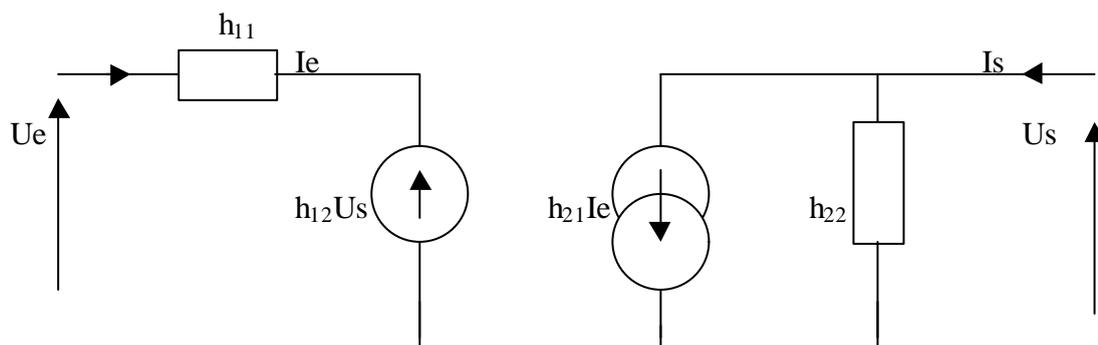
$$h_{21} = \left(\frac{I_s}{I_e} \right)_{U_s=0}; h_{12} = \left(\frac{U_e}{U_s} \right)_{I_e=0}$$

h_{11} : Impédance d'entrée en court circuit.

h_{22} : Admittance de sortie à vide.

h_{21} : Gain en courant en court circuit.

h_{12} : Coefficient de réaction interne à vide.



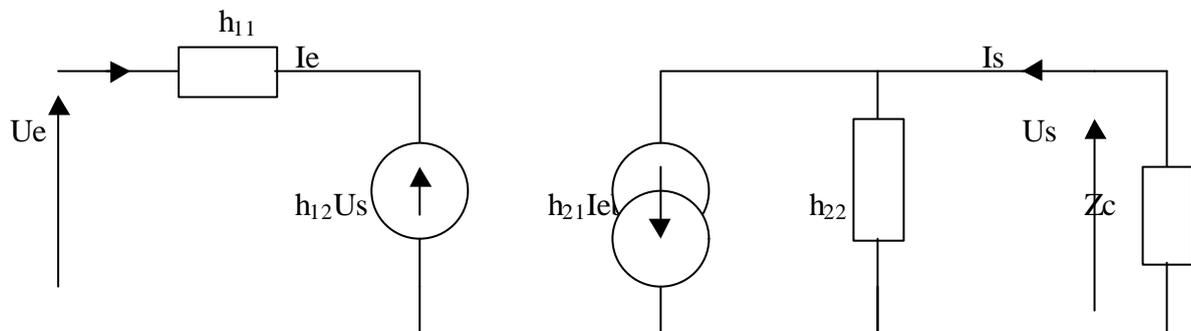
Il y a une identité entre les coefficients r , $1/\rho_0$, β , μ et les paramètres h_{11} , h_{22} , h_{21} et h_{12} qui sont dans ce cas des nombres réels.

7. Etude d'un étage amplificateur monté en émetteur commun.

7.1 Amplification:

a/ Amplification en courant:

$$I_s = (h_{21} I_e) \frac{\frac{1}{Z_C}}{h_{22} + 1/Z_C} \Rightarrow A_i = \frac{I_s}{I_e} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} Z_C}$$



b/ Amplification en tension:

$$U_s = -Z_C I_s$$

$$U_s = -Z_C A_i I_e$$

$$I_s = A_i I_e$$

$$U_e = h_{11} I_e + h_{12} U_s$$

$$U_e = h_{11} I_e + h_{12} U_s$$

$$U_e = h_{11} I_e + h_{12} U_s$$

$$= h_{11} (-U_s / A_i I_e) + h_{12} U_s = (-h_{11} / (A_i Z_C) + h_{12}) U_s$$

$$U_s = \frac{Z_C A_i}{h_{12} Z_C A_i - h_{11}} U_e$$

$$A_v = \frac{U_s}{U_e} = \frac{-h_{21} Z_C}{h_{11} + Z_C \Delta h} \text{ en remplaçant } A_i \text{ par sa valeur on aura:}$$

avec $\Delta h = h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}$.

7.2. Impédances d'entrée et sortie:

a/ Impédance d'entrée:

Le quadripôle étant chargé par une impédance Z_C .

$$Z_e = U_e / I_e \quad \text{or} \quad U_e = h_{11} I_e + h_{12} U_s \quad (1) \quad \text{et} \quad U_s = A_v U_e.$$

$$(1) \implies U_e = h_{11} I_e + h_{12} A_v U_e \implies U_e = (h_{11} I_e) / (1 - h_{12} A_v).$$

En remplaçant A_v par sa valeur on aura:

$$Z_e = \frac{U_e}{I_e} = \frac{h_{11} + Z_C \Delta h}{1 + h_{22} Z_C}$$

b/. Impédance de sortie:

L'impédance de sortie d'un montage amplificateur est égale à l'impédance interne du générateur de Thevenin vu entre les deux bornes de sortie.

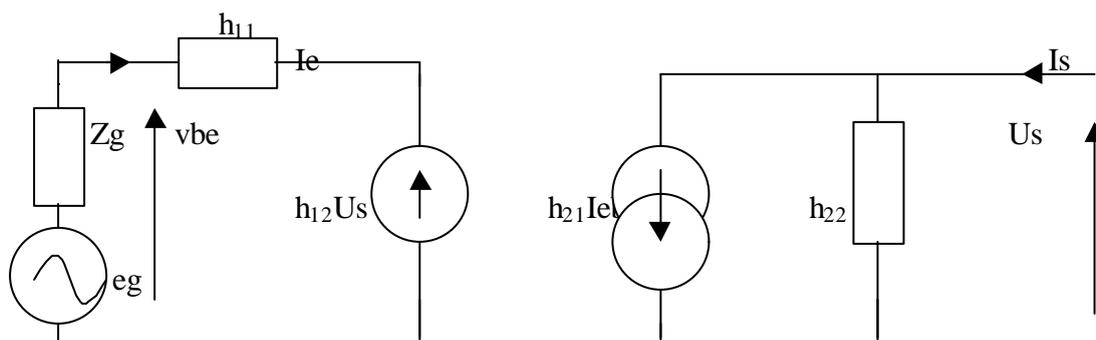
Soit E_g et Z_g les f.é.m et impédance interne du générateur de commande

Z_s : impédance de sortie du montage pour $E_g = 0$.

$$Z_s = U_s / I_s \quad \text{lorsque} \quad E_g = 0.$$

$$I_s = h_{21} I_e + h_{22} U_s. \quad (1)$$

$$0 = (Z_g + h_{11}) I_e + h_{12} U_s. \quad (2)$$



$$I_S = \left(\frac{-h_{21}h_{22}}{Z_g + h_{11}} + h_{22} \right) U_S = \frac{h_{22}Z_g + \Delta h}{Z_g + h_{11}} U_S$$

$$Z_S = \frac{U_S}{I_S} = \frac{Z_g + h_{11}}{\Delta h + h_{22}Z_g}$$

Remarques:

1. Cas du transistor bipolaire dans lequel on néglige le coefficient de réaction interne $h_{12} = 0$.

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22}.$$

$$A_i = h_{21}/(1 + h_{22} Z_C)$$

$$A_v = (-h_{21} Z_C)/(h_{11} (1 + h_{22} Z_C)).$$

$$Z_e = h_{11} = r$$

$$Z_s = 1/h_{22} = \rho_0.$$

2. En continu la capacité C_E est chargée, elle équivaut à un circuit ouvert: C_E capacité de découplage.

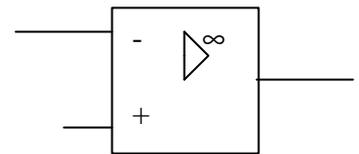
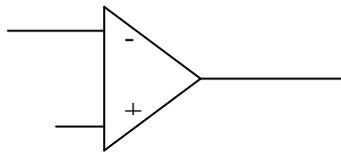
En régime variable, pour diminuer au maximum l'influence de la résistance R_E il faut:

$1/C_E\omega \ll R_E$. car l'introduction de la résistance R_E en alternatif diminue l'amplification en tension.

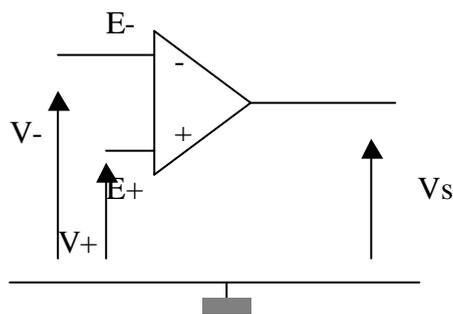
AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL ET SES APPLICATIONS

1. Présentation

L'amplificateur opérationnel (A. O.) est un amplificateur différentiel réalisé en technique intégré.

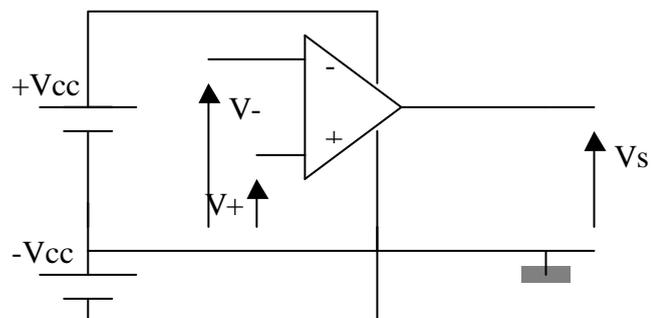


Symboles



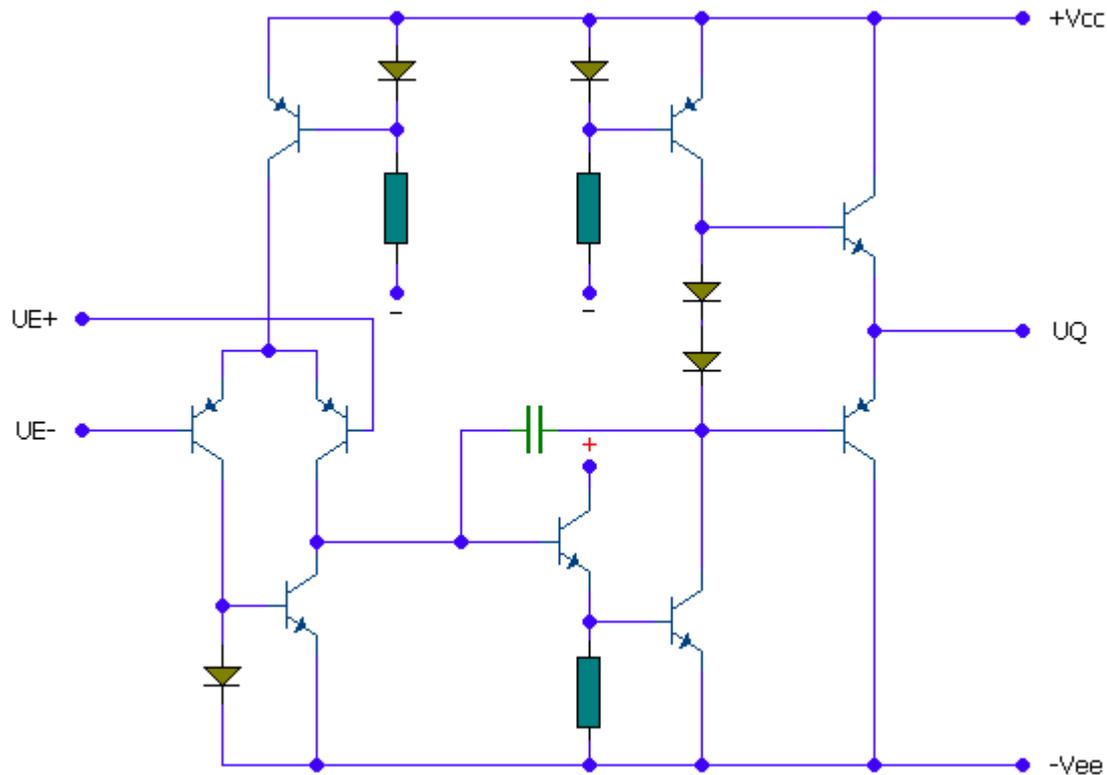
Il amplifie la différence de potentiel $V_+ - V_-$ entre les entrées E_+ (entrée non inverseuse) et E_- (entrée inverseuse). La tension de sortie V_s est comprise entre $-V_{cc}$ et $+V_{cc}$ (alimentation symétrique).

Sous des dimensions extrêmement réduites c'est un amplificateur comprenant une vingtaine de transistors, des résistances, des condensateurs, des systèmes de protection, etc....



polarisation

Schéma interne d'un amplificateur opérationnel de type 741



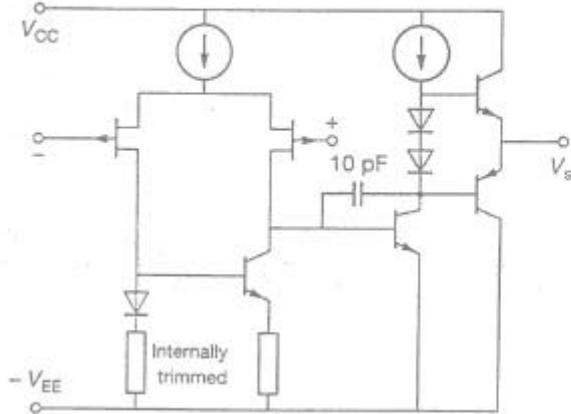
Le LM741 est un amplificateur opérationnel très conventionnel, il offre des caractéristiques intéressantes en rapport à son prix.

Il dispose d'un gain en boucle ouverte pouvant atteindre 10^5 ; une impédance d'entrée approchant $2M\Omega$, ce qui implique un courant d'entrée négligeable ; son impédance de sortie est quasiment nulle (75Ω). Le seul inconvénient de ce circuit intégré est sa " lenteur " pour le slew-rate (rapport du temps de montée/descente en fonction de la tension de sortie) qui est de 0.5 V/m s .

L'entrée non inverseuse et l'entrée inverseuse aboutissent dans un montage amplificateur à paire différentielle polarisée par générateur de courant constant. Le signal de sortie traverse un adaptateur d'impédance pour attaquer directement un étage amplificateur final push-pull classe AB.

ENTRÉE À JFET cas du TL 081

Schéma simplifié (Simplified Schematic)



Brochage



Initialement développé pour faire des opérations dans les calculateurs analogiques, il peut être utilisé pour la production de nombreuses fonctions de l'électronique.

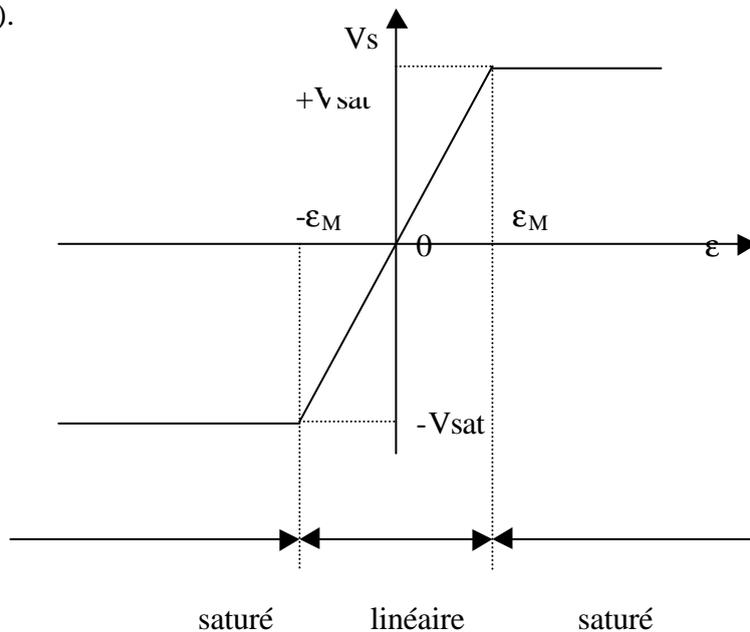
Ce composant électronique est caractérisé par sa réponse en tension $V_s = f(\epsilon)$ où $\epsilon = V_+ - V_-$

ϵ : tension différentielle d'entrée.

Cette caractéristique fait apparaître trois zones:

- * Si $\epsilon > \epsilon_M$; $V_s = +V_{sat}$: Zone de saturation positive.
- * Si $\epsilon < -\epsilon_M$, $V_s = -V_{sat}$: Zone de saturation négative.
- * Si $-\epsilon_M < \epsilon < \epsilon_M$; Zone de fonctionnement linéaire de largeur $2\epsilon_M$.

$$V_s = G_0 \cdot \epsilon = G_0(V_+ - V_-).$$



Remarques:

1. La tension V_{sat} est un peu inférieure à la tension d'alimentation V_{cc} .
2. Le coefficient de proportionnalité G_0 (10^4 à 10^6 en continu) qui caractérise l'Amplificateur Opérationnel (A.O.) est appelé gain différentiel en boucle ouverte. Ce gain diminue fortement lorsque la fréquence du signal d'entrée croît.

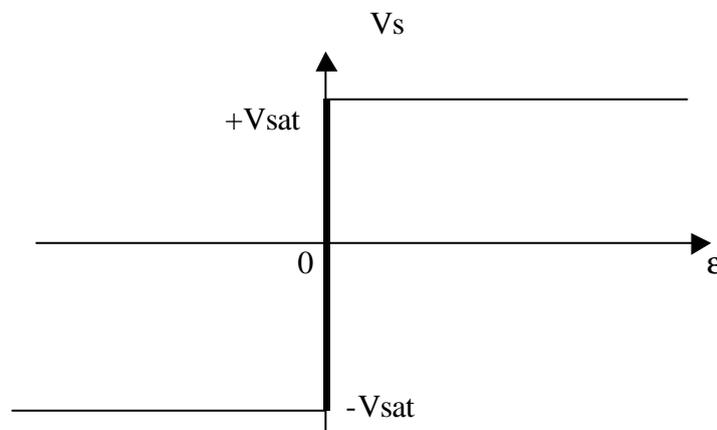
2. Amplificateur Opérationnel Idéal (A.O.I)

Un A.O. est dit idéal ou parfait s'il est caractérisé par:

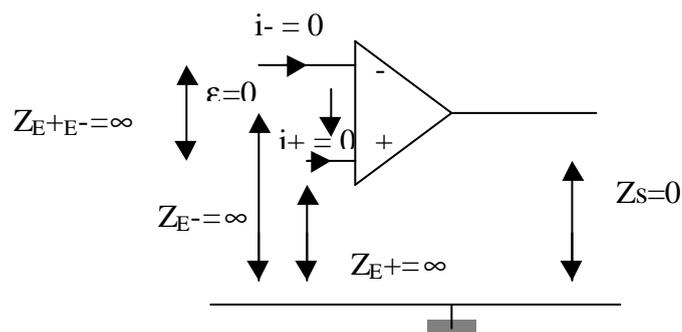
- Une impédance d'entrée infinie, donc des courants d'entrées nuls $I_+ = I_- = 0$.
- Une impédance de sortie nulle: $Z_s = 0$. l'A.O.I. est équivalent à la sortie à une source de tension V_s de résistance nulle.
- Le gain en boucle ouverte ou gain différentiel G_0 est supposé infini. La tension de sortie étant finie, il en résulte que la différence de potentiel entre les entrées doit être nulle:

$$\varepsilon = V_+ - V_- = 0.$$

La caractéristique $V_s = f(\varepsilon)$ de l'A.O.I. est la suivante:



Ces hypothèses sont regroupées sur le schéma de la figure suivante:



Puisque le gain différentiel en boucle ouverte (B. O.) est infini l'A.O.I. ne peut être utilisé en B. O. Il faut limiter son gain par une boucle de contre-réaction (ou de rétroaction) entre la sortie et l'entrée inverseuse qui réinjecte une partie du signal de sortie sur l'entrée.

L'impédance de contre réaction est placée sur l'entrée (-) de l'amplificateur si l'on place celle-ci sur l'entrée (+), la réaction est positive et même en absence de signal d'entrée, la moindre tension recueillie en sortie (tension de décalage par exemple) introduit un terme de réaction, à l'entrée, qui est en phase avec la tension de sortie. Ce terme de réaction s'accroît, le phénomène est cumulatif et l'amplificateur se sature.

3. Montages fondamentaux

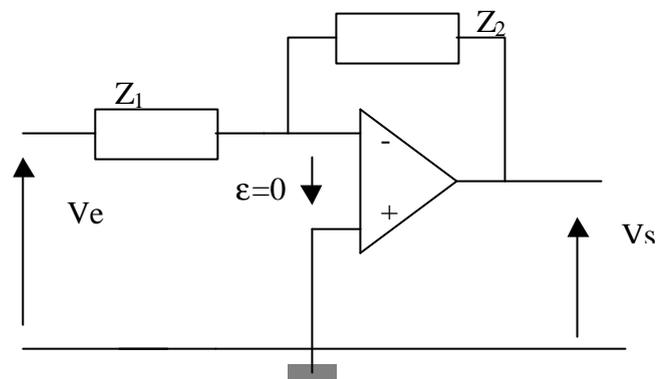
3.1 Amplificateur inverseur:

A. O. est supposé idéal

$$V_e/Z_1 = -V_s/Z_2$$

l'amplification en tension:

$$A_0 = V_s/V_e = -Z_2/Z_1.$$



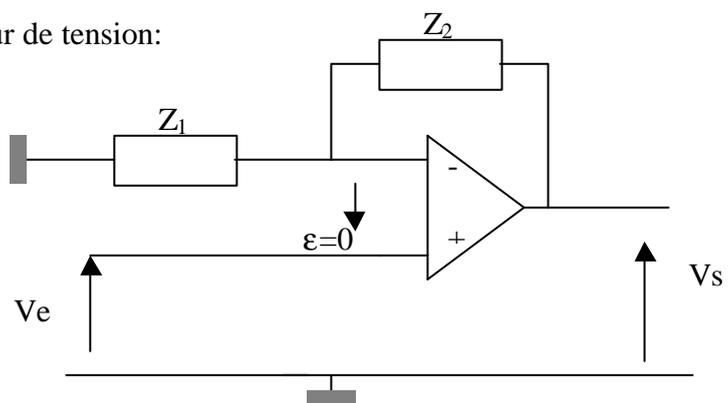
Dans le cas particulier où Z_1 et Z_2 sont des résistances l'amplification est réelle et négative. Il y a inversion de phase. Le montage est appelé amplificateur inverseur.

3.2 Amplificateur non inverseur:

D'après la formule du pont diviseur de tension:

$$V_e = (Z_1 V_s)/(Z_1 + Z_2).$$

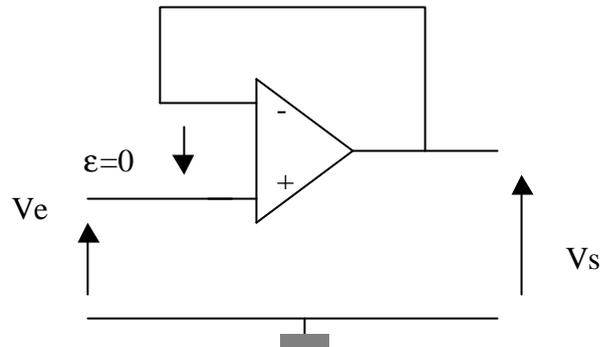
$$A_0 = V_s/V_e = 1 + Z_2/Z_1.$$



Si Z_1 et Z_2 sont des résistances, l'amplification est réelle et positive. Le montage est appelé amplificateur non inverseur.

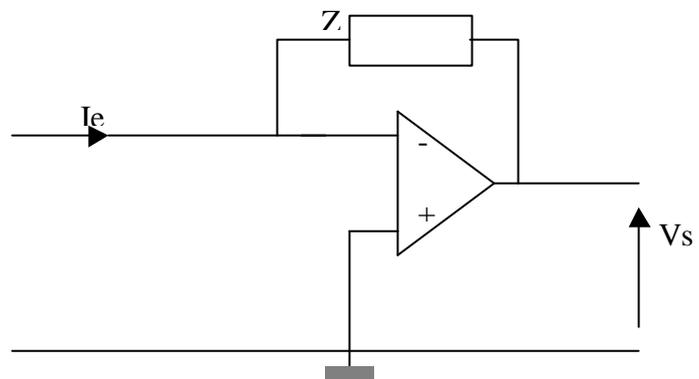
Cas particulier:

lorsque $Z_1 = \infty$, $Z_2 = 0$, $A_0 = 1$. le montage est appelé suiveur. Il a une très haute impédance d'entrée et très basse impédance de sortie, il est utilisé essentiellement comme étage tampon ou adaptateur d'impédance. En effet, vu de la sortie, cet étage se comporte comme un générateur de tension pratiquement parfait.

*3.3. Autres montage de base:*a/. Convertisseur courant-tension:

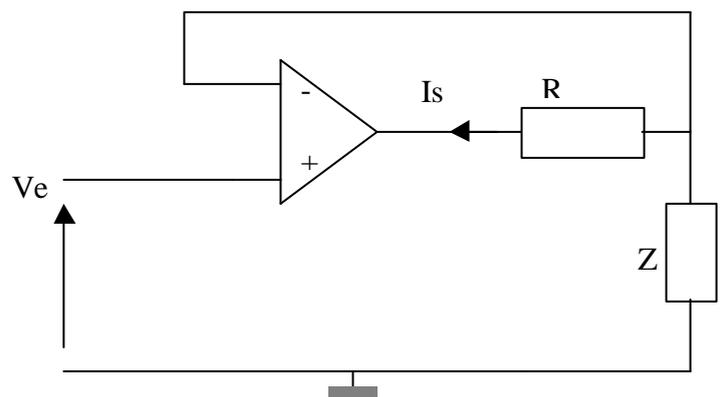
$$V_s = -Z I_e$$

La tension de sortie est proportionnelle au courant d'entrée. Le montage opère une conversion courant-tension.

b/. Convertisseur tension-courant:

$$I_s = -V_e/Z$$

Le courant de sortie est proportionnel à la tension d'entrée. On dit que le montage opère une conversion tension courant.



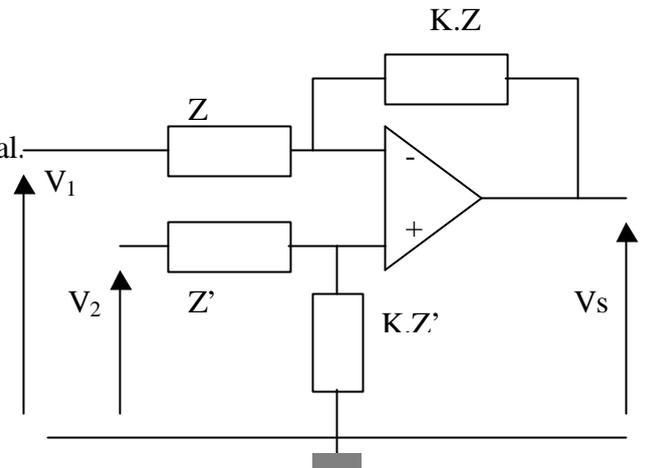
c/. Amplificateur différentiel:

Désignons par V le potentiel commun aux entrées (+) et (-) de l'amplificateur supposé idéal.

$$(V_1 - V)/Z = (V - V_S)/KZ; \quad (V_2 - V)/Z' = V/KZ'$$

par soustraction membre à membre avec $Z=Z'$

On aura: $V_S = K (V_2 - V_1)$.



4. Opérateurs analogiques

Les opérateurs analogiques sont des modules de fonctions mathématiques permettant de simuler des phénomènes physiques dont on a pu établir un modèle mathématique.

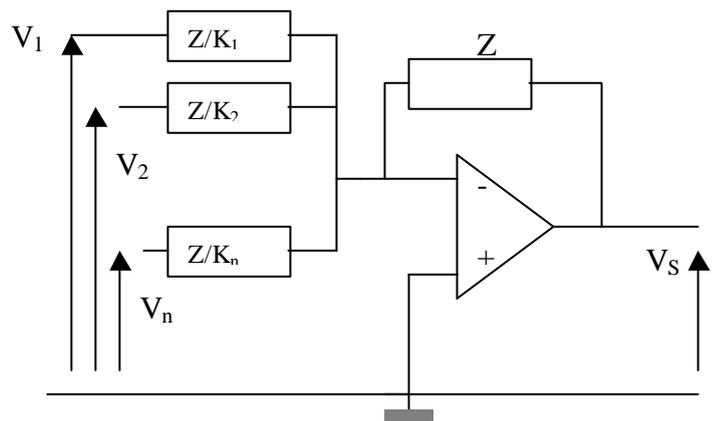
4.1. Sommeur-Soustracteur:

a/ Sommeur inverseur:

La loi des noeuds appliquée à l'entrée (+)

$$\frac{V_1}{\frac{Z}{K_1}} + \dots + \frac{V_2}{\frac{Z}{K_2}} + \dots + \frac{V_n}{\frac{Z}{K_n}} + \dots = - \frac{V_S}{Z}$$

$$\Rightarrow \dots V_S = \dots - \sum_{i=1}^n K_i V_i$$



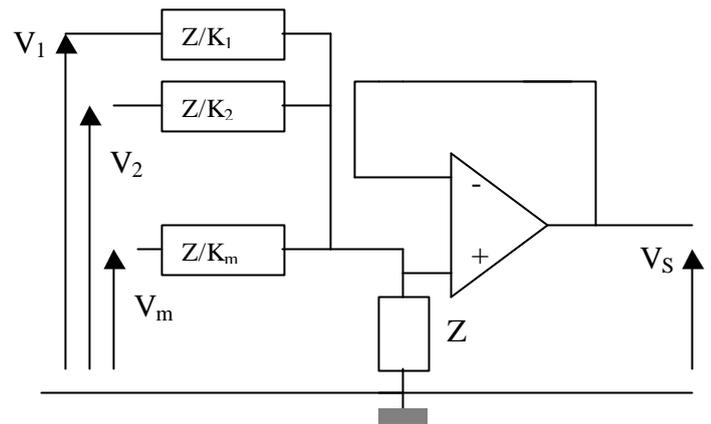
b/ Sommeur non inverseur:

Il s'agit dans ce cas d'un amplificateur non inverseur à entrées multiples:

A l'entrée E+ :

$$\frac{V_1 - V_S}{\frac{Z}{K_1}} + \frac{V_2 - V_S}{\frac{Z}{K_2}} + \dots + \frac{V_m - V_S}{\frac{Z}{K_m}} = \frac{V_S}{Z}$$

$$\Rightarrow \dots V_S \left(1 + \sum_{i=1}^m K_i \right) = \dots \sum_{i=1}^m K_i V_i$$



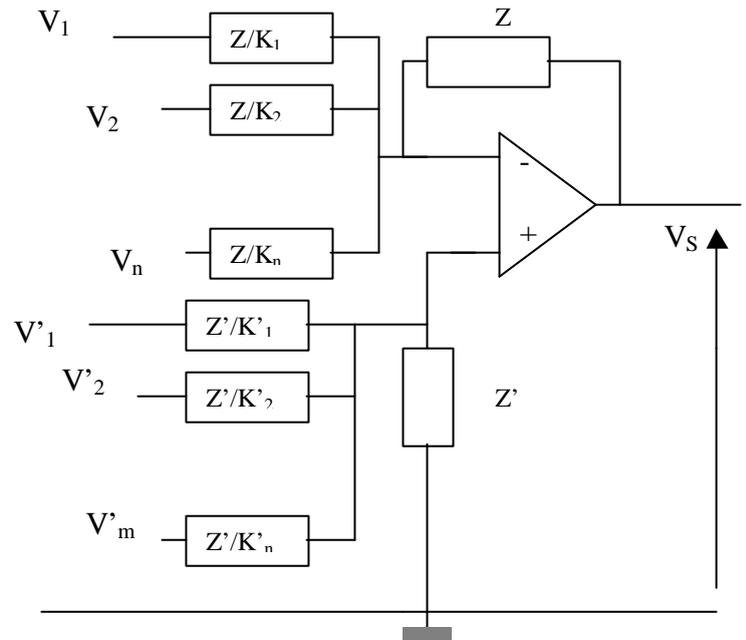
c/ Sommateur -Soustracteur:

Le montage est une combinaison des deux montages

précédents:

$$V = E- = E+$$

$$\begin{cases} \frac{V_1 - V}{\frac{Z}{K_1}} + \frac{V_2 - V}{\frac{Z}{K_2}} + \dots + \frac{V_n - V}{\frac{Z}{K_n}} = \frac{V - V_S}{Z} \\ \frac{V_1 - V}{\frac{Z'}{K'_1}} + \frac{V_2 - V}{\frac{Z'}{K'_2}} + \dots + \frac{V_m - V}{\frac{Z'}{K'_m}} = \frac{V}{Z'} \end{cases}$$



Par soustraction membre à membre:

$$\sum_{j=1}^m K'_j V'_j - \sum_{i=1}^n K_i V_i - V \left(\sum_{j=1}^m K_j - \sum_{i=1}^n K_i \right) = V_S$$

si

$$\sum_{j=1}^m K'_j = \sum_{i=1}^n K_i$$

$$\Rightarrow \dots V_s = \sum_{j=1}^m K_j V_j - \sum_{i=1}^n K_i V_i$$

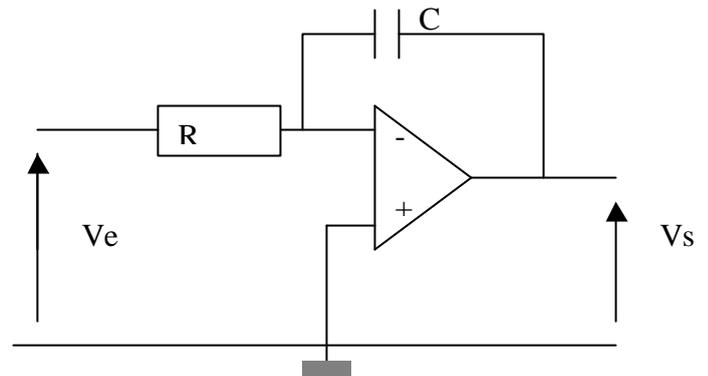
4.2. Intégration-Dérivation:

a/. Intégrateur:

A.O.I. la loi des noeuds appliquée:

$$V_e(t)/R = -C (dV_s(t) / dt).$$

$$\text{Soit } V_s(t) - V_s(0) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_e(u) du$$



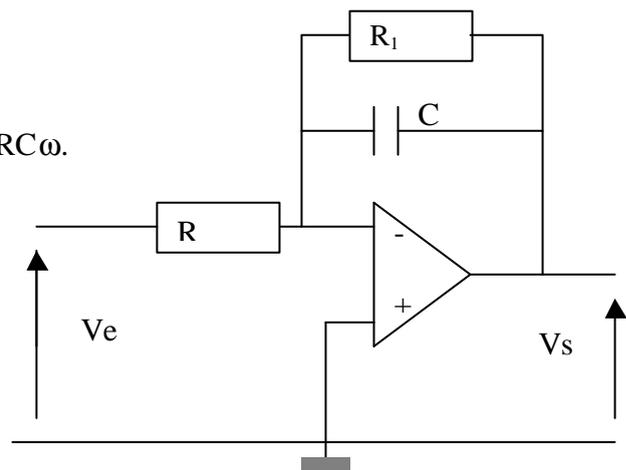
L'inconvénient majeur de ce montage réside dans le fait qu'en régime continu, le condensateur étant équivalent à un circuit ouvert, le montage est sans contre réaction. Il en résulte une saturation immédiate de l'étage. Pour éviter cet inconvénient, on place en parallèle sur le condensateur une résistance R_1 . L'opération effectuée est appelée compensation en continu.

$$Z_2 = C // R_1$$

$$V_s / V_e = -Z_2 / R$$

$$= -(R_1/R) \cdot (1/(1 + jR_1C\omega))$$

Lorsque $\omega \gg 1/R_1C$; On aura $V_s/V_e = -1/jRC\omega$.



b/. Dérivateur:

A.O.I.. La loi des noeuds appliquée à l'entrée (E-):

$$i(t) = -V_s(t) / R = C. dV_e(t) / dt.$$

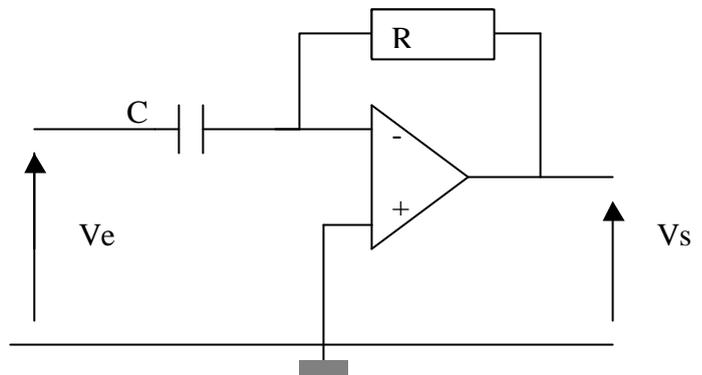
$$V_s(t) = -RC. dV_e(t) / dt.$$

Lorsque l'entrée est sinusoïdale on aura:

$$V_e. jC\omega = - V_s/R$$

$$V_s = - jRC\omega V_e.$$

$$V_s/V_e = -jRC\omega.$$



Le module de cette fonction de transfert tend vers l'infini quand ω tend vers l'infini, ceci signifie qu'il y a amplification des fréquences élevées et en particulier des fréquences de bruit. Cette sensibilité au bruit rend inutilisable le dérivateur en calcul analogique.

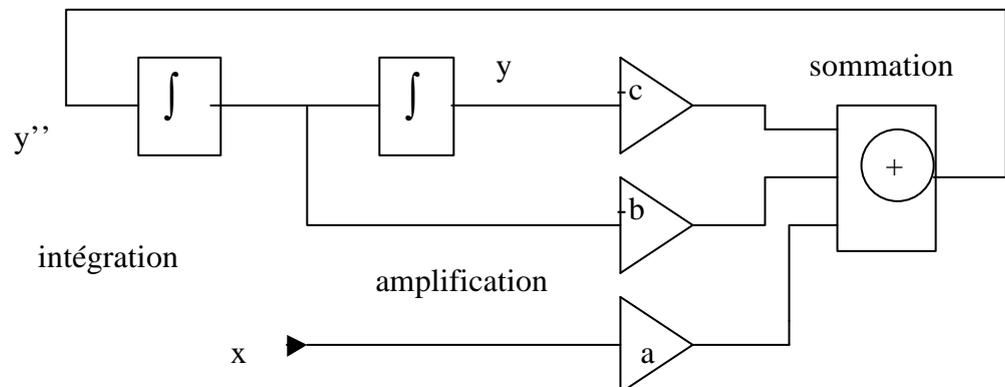
4.3. Applications: Calcul analogique

La plupart des phénomènes physiques sont régis par une équation différentielle à coefficients constants.

Si $y(t)$ est la sortie d'un système d'entrée $x(t)$ solution d'une équation différentielle du deuxième ordre on a:

$$y''(t) + b y'(t) + c y(t) = a x(t).$$

$$\text{où } y''(t) = a x(t) - b y'(t) - c y(t).$$

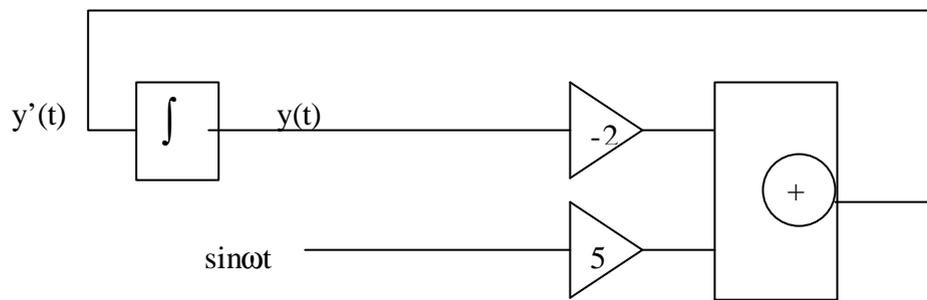


La connaissance de $y''(t)$ permet par intégration de connaître $y'(t)$. Une nouvelle intégration conduit à la fonction $y(t)$. Il suffit ensuite d'ajouter $(-b y'(t) - c y(t))$ à la quantité $a.x(t)$ et d'écrire que le résultat est $y''(t)$.

L'application d'une tension $x(t)$ donnée permet par visualisation (à l'oscilloscope où à la table traçante) de la fonction $y(t)$ d'analyser le comportement simulé du système physique.

Exemple:

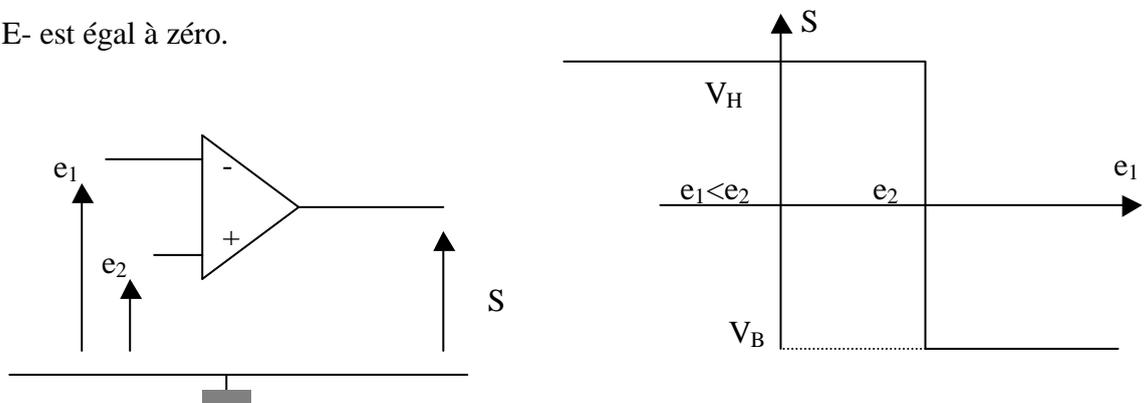
$$y'(t) + 2 y(t) = 5 \sin \omega t. \implies y'(t) = 5 \sin \omega t - 2 y(t).$$



5. Amplificateur Opérationnel fonctionnant en comparateur

5.1. Circuit de base:

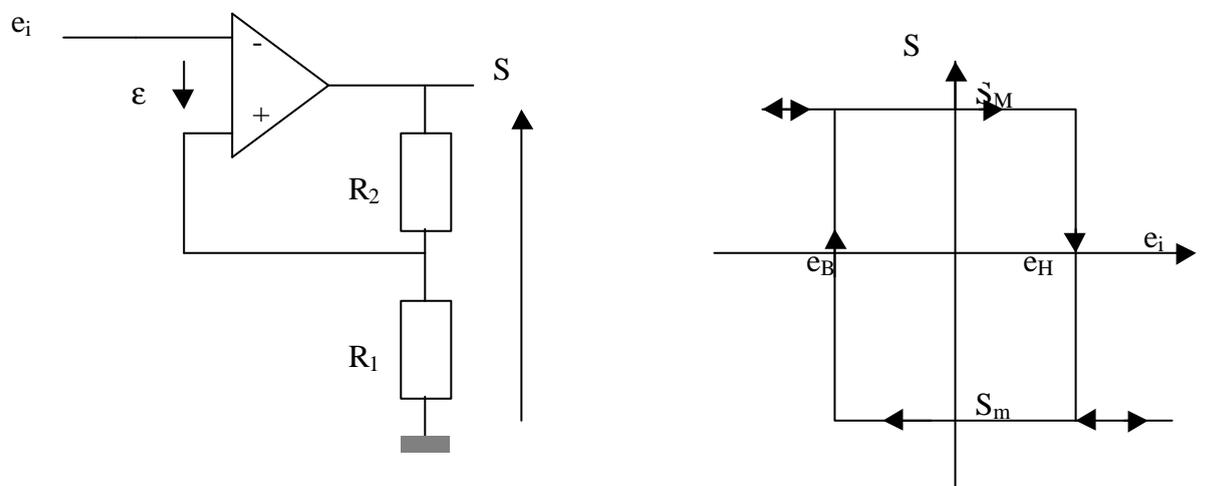
La sortie du comparateur prend deux états "haut" et "bas" en fonction de la différence entre les deux signaux appliqués aux entrées. Le basculement s'effectue au moment où $e = E+ - E-$ est égal à zéro.



La mise en oeuvre pratique nécessite des précautions car le couplage capacitif entre l'entrée et la sortie crée une instabilité qui se manifeste par l'apparition des oscillations. Cette instabilité est engendrée lors du passage dans la zone de fonctionnement linéaire de l'amplificateur. Pour l'éviter on crée un hystérésis pour accélérer ce passage.

5.2. Bascule de Schmitt:

L'hystérésis est créée par une réaction positive (borne (+)) à l'aide d'un diviseur de tension formé par R_1 , R_2 . C'est grâce à cette réaction positive que le système bascule rapidement chaque fois que la différence $e = V_+ - e_i$ change de signe.



L'hystérésis est caractérisé par:

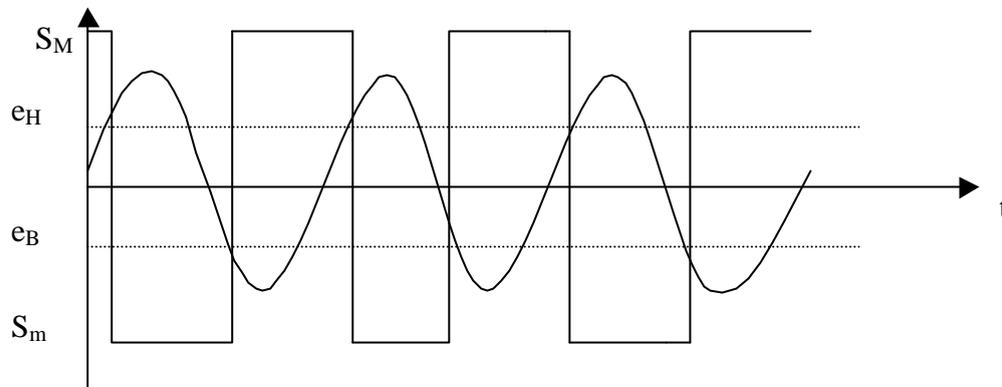
Largeur de l'hystérésis :

$$\Delta e_i = R_1 / (R_1 + R_2) (S_M - S_m) = e_H - e_B.$$

centre de l'hystérésis:

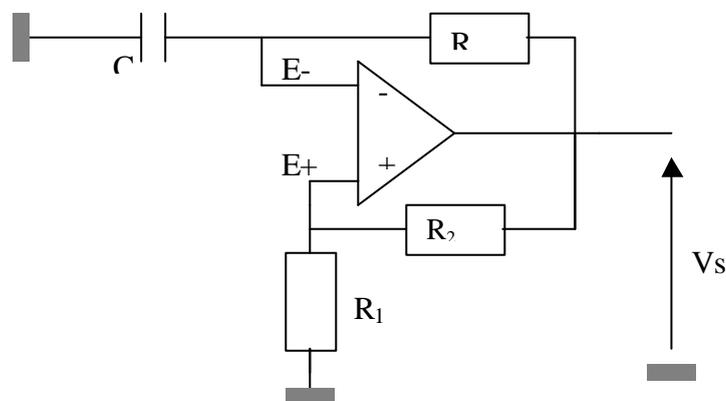
$$e_0 = (e_H + e_B)/2.$$

Le dispositif convertit un signal d'entrée de forme quelconque en un signal carré dont le temps de montée est indépendant de la forme du signal d'entrée.



5.3. Générateur de signaux carrés:

Le montage oscille sans qu'on fournisse d'autre tension que les tensions de polarisation $+V_c$ et $-V_c$ de l'amplificateur opérationnel. Le montage est dit astable.



Supposons C initialement déchargé: $e^- = 0$.

Supposons que $V_s = +V_c$, C se charge à la constante de temps RC selon la loi suivante:

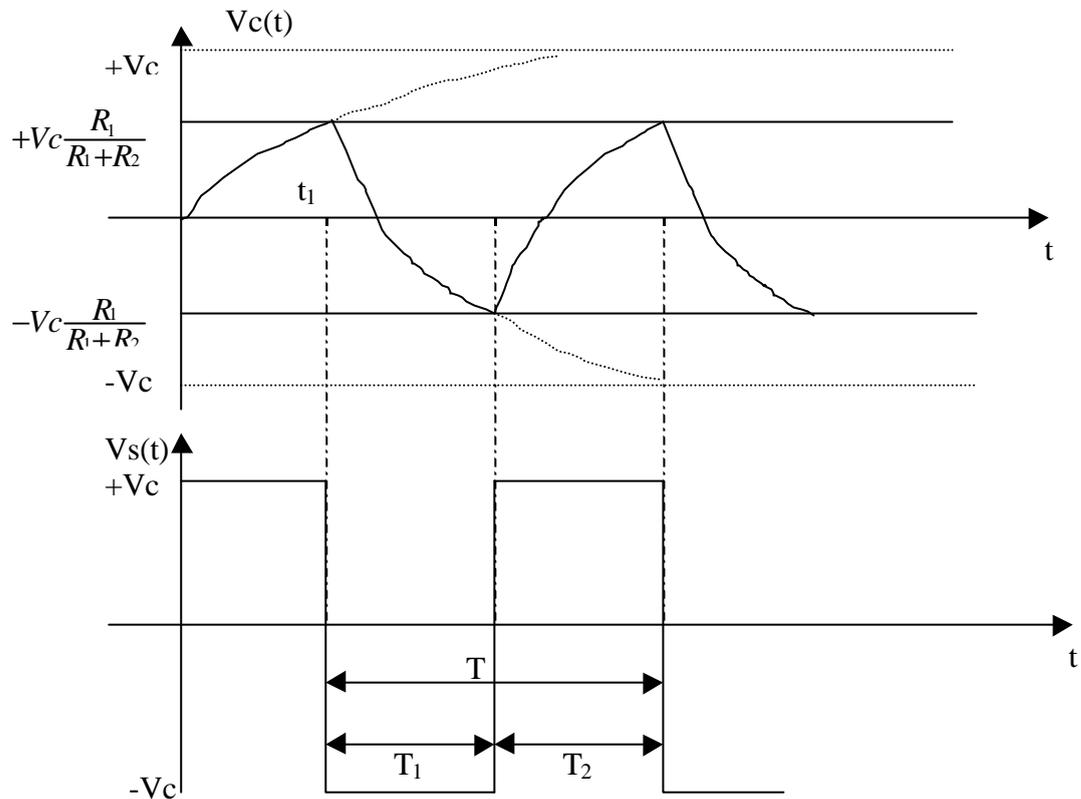
$$E^- = +V_c \left(1 - e^{-t/RC} \right)$$

à l'instant t_1 ,

$E^- = E^+ = V_c \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$, V_s bascule à $-V_c$, E^+ prend alors la valeur:

$E^+ = -V_c \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$.

C se décharge jusqu'à ce que E^- atteigne cette nouvelle valeur de E^+ , V_s bascule à $+V_c$ et le cycle recommence.



Les deux temps correspondant aux deux états du multivibrateur ont respectivement pour valeur:

$$T_1 = T_2 = RC \log \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$$

et la période T sera: $T = T_1 + T_2 = 2RC \log \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right)$

L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL EN INSTRUMENTATION

Nous allons dans ce chapitre examiner l'interfaçage capteur-amplificateur opérationnel et d'une façon générale l'ensemble des dispositifs que l'on trouvera dans la partie analogique d'un système d'acquisition de données destinés à fournir au convertisseur analogique numérique de cette chaîne un signal le plus pertinent possible.

Le nombre de solutions effectivement utilisées, compte tenu de la diversité des problèmes et de la diversité des capteurs, est très important. Aussi, dans le cadre limité de ce cours nous nous limiterons volontairement à quelques exemples choisis parmi les plus représentatifs.

Introduction

Dans une chaîne d'acquisition le signal peut être de nature très variable:

- **signal à caractère unique**, c'est à dire dépendant de l'instant de mesure et lié à un processus physique plus ou moins aléatoire; Dans ce cas on devra généralement suivre en temps réel l'évolution temporelle du signal.
- **signal à caractère périodique** que l'on caractérisera en amplitude, fréquence et phase et dont on fera le plus souvent une analyse spectrale (Fourier, ondelettes...)
- **signal échantillonné**. Fréquemment on ne dispose que d'un seul canal pour transmettre plusieurs informations. Dans ce cas l'échantillonnage associé au multiplexage seront mis en oeuvre. Le multiplexage pourra être réalisé selon divers procédés de modulation.
- **signal de type stochastique**, c'est à dire dont la valeur instantanée est décrite en terme de densité de probabilité $p(x,t)$. La représentation sera alors de type statistique.

Le deuxième élément à prendre en compte concerne **la nature du système** : entrées-sorties uniques ou multiples, système centralisé ou non, télémétrie.

Le troisième concerne **l'informatique associée** qui permet ou non de déporter certaines fonctions ou corrections et qui implique un certain type d'interface numérique (IEEE 488, RS232, VXI...) dont il faudra tenir compte dans la conception du module analogique.

En pratique on notera que fréquemment l'implémentation de fonctions sous forme analogique se révèle intéressante en terme de rapidité, de simplicité, de consommation d'énergie. Et nous aurons recours à ce type de fonctions car avant de numériser" un signal de très faible amplitude il sera nécessaire de l'amplifier mais en prenant d'infinies **précautions en terme d'offset, de dérives, de niveau de bruit, d'interférences**.

Enfin notons qu'il existe **quatre types d'amplification** possibles : en tension, en courant, amplificateur de transconductance ou de transimpédance.

Fonctions analogiques

Préamplification

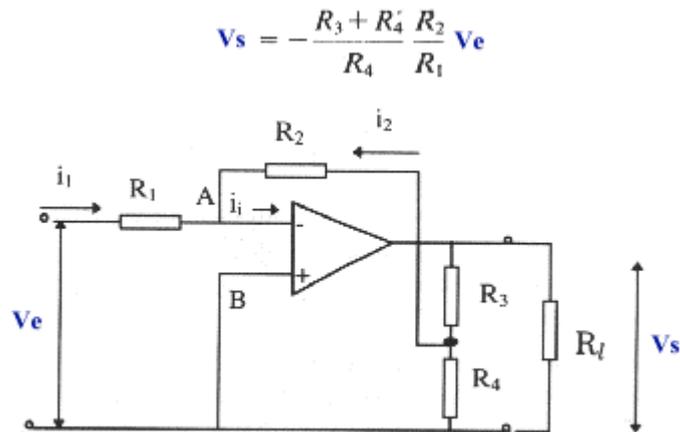


Fig. Préamplificateur à gain ajustable

Le schéma ci-dessus représente un préamplificateur dont le gain peut être ajusté aisément. L'ensemble R3/R4 étant bien évidemment un potentiomètre. Notons que ce procédé permet d'augmenter le gain par rapport au dispositif inverseur classique avec R1 et R2 seules. Le second intérêt est que le potentiomètre peut avoir une relativement faible valeur ohmique (quelques k Ω), on peut ainsi réduire R2 ce qui présente l'avantage d'augmenter la vitesse de réponse, *slew rate*, de l'amplificateur (en effet plus R2 est grand et plus on réduit les performances d'un ampli en terme de constante de temps).

amplification différentielle

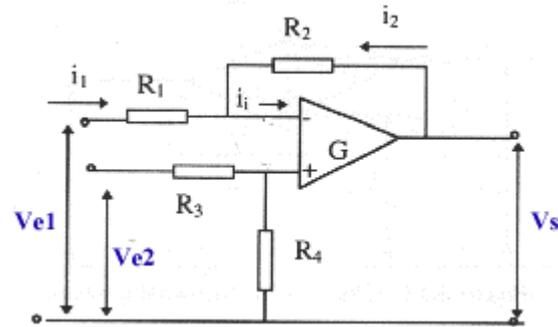


Fig. principe de l'amplification différentielle

Lorsqu'on doit mesurer une différence de tensions, ou le signal issu d'un pont de Wheatstone, on sera amené à employer une structure différentielle. Dans le cas d'un pont il est absolument indispensable que la relation $R1/R2 = R3/R4$. Il est aussi recommandé de respecter cette relation afin de minimiser l'offset dans le cas de deux sources $Ve1$ et $Ve2$ indépendantes.

Dans ces conditions $Vs = (R2/R1)(Ve2 - Ve1)$

Notons dans le cas du branchement d'un pont deux difficultés : D'une part, il est impossible d'ajuster aisément le gain d'un tel système puisqu'il faudrait ajuster simultanément $R2$ et $R4$. Et d'autre part, l'impédance d'un pont de Wheatstone est généralement faible. Aussi on réalise une structure dite amplificateur d'instrumentation telle celle figurée ci-dessous.

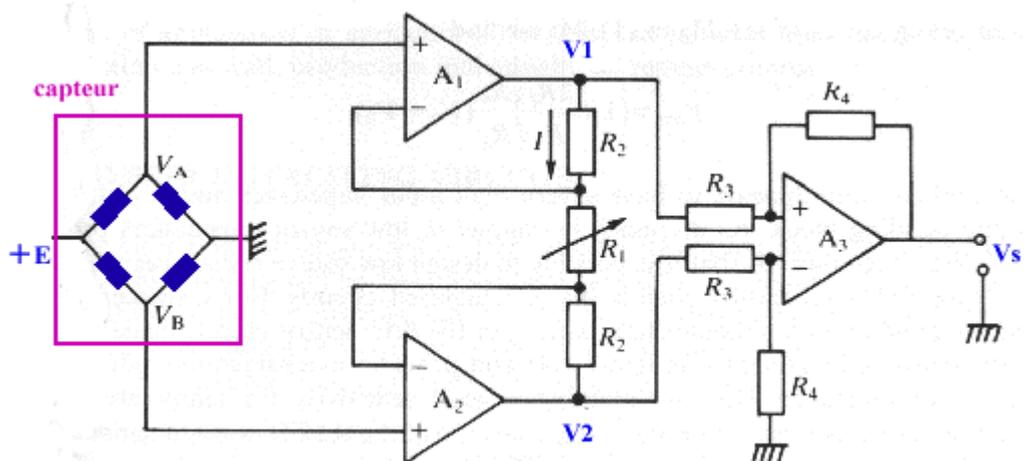


Fig. Amplificateur différentiel à gain variable pour pont de Wheatstone

Puisque les amplificateurs $A1$ et $A2$ sont supposés idéaux, l'analyse du montage conduit à la remarque suivante : aux bornes de $R1$ traversée par le courant I on retrouve la ddp $V_A - V_B$, d'où l'on tire $V1 - V2$ et par conséquent Vs .

$V_A - V_B = R1I$ d'où $V1 - V2 = [(R1 + 2R2)/R1] (V_A - V_B)$ et bien évidemment $Vs = [R4/R3](V1 - V2)$

Le choix des résistances influe évidemment le RRMC et l'on prendra des résistances à couches métalliques à 0.1% pour obtenir les meilleurs résultats. Notons que ce dispositif possède une très grande impédance d'entrée ce qui est un très grand avantage. Il peut aussi être intégré en un seul composant et, dans le cas d'un microcapteur silicium, être directement intégré sur le capteur.

Comparateur

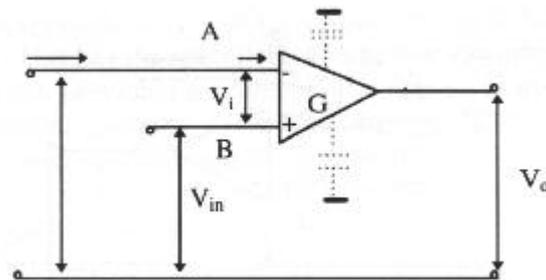


Fig. Principe du comparateur

Le comparateur ou **détecteur de zéro** est fréquemment utilisé pour comparer deux signaux dépassant une certaine valeur de seuil. En raison de son gain important l'amplificateur opérationnel permet de détecter une différence d'environ $0.1 \mu\text{V}$. C'est à dire que pour un tel écart entre A et B la tension de sortie sera maximale soit positive soit négative selon le sens de l'écart (et de signe opposé)

Source de courant

On a parfois besoin d'une source de courant constant, le montage ci-dessous est une très bonne solution pour obtenir une telle source à partir d'une source de tension stable.

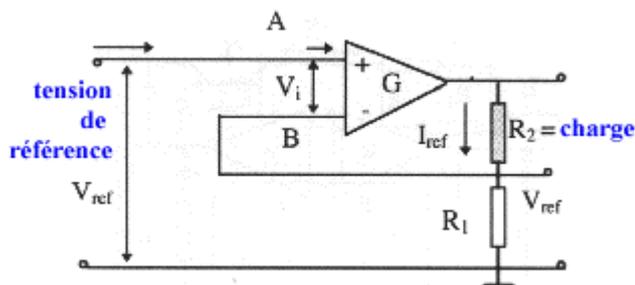


Fig. génération d'une source de courant I_{ref}

Notons que l'on dispose d'excellentes références de tension sous forme de diodes zener compensées en température et en choisissant pour R_1 une résistance à très faible coefficient de température on obtient I_{ref} dans la charge R_2 tel que $I_{ref} = V_{ref}/R_1$.

Si l'on choisit comme V_{ref} non une source de tension fixe mais une source ajustable (cf chapitre 91) on disposera d'une source de courant ajustable.

convertisseur courant-tension

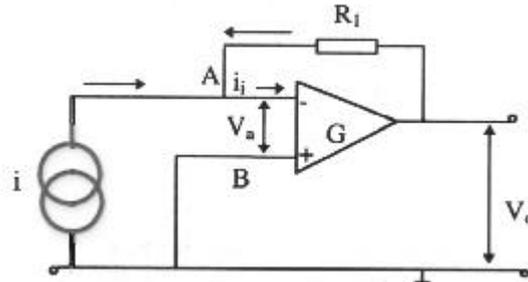


Fig. conversion I-V

Certains capteurs, tels les photodiodes mais aussi certains biocapteurs, génèrent un courant de très faible amplitude, typiquement dans le domaine des nanoampères. Aussi avant de les amplifier on préfère généralement les convertir en tension grâce au dispositif ci-dessus qui fournit en sortie une tension $V_o = - R_1 i$. Dans un tel cas il est indispensable d'utiliser un amplificateur avec un étage d'entrée à JFET ayant un courant d'entrée inférieur à 100pA. La résistance R_1 sera évidemment très élevée ($>100M\Omega$).

détecteur de pic

Un détecteur de pic est parfois nécessaire pour identifier le maximum ou le minimum d'un signal rapidement variable. On obtiendra un tel dispositif en intégrant une diode dans la boucle selon le schéma suivant :

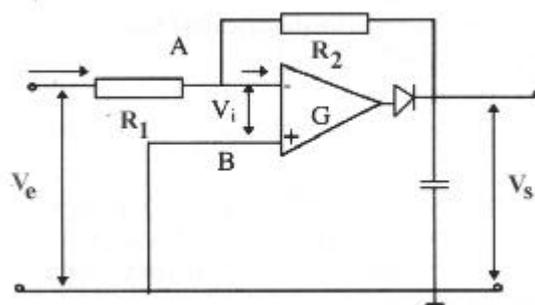


Fig. détection de pic

La diode est conductrice dès lors que l'entrée est supérieure à la sortie, donc la sortie sera égale à la valeur de pic de l'entrée qui sera mémorisée par le condensateur. Ainsi ici on aura $V_s = - (R_2/R_1) V_e$. Si par exemple on voulait obtenir la valeur efficace d'un signal sinusoïdal il suffirait de faire $R_2/R_1 = 0.707$ pour obtenir directement le résultat recherché.

Filtres

Le plus souvent les signaux issus d'un capteur sont bruités ou comportent des fréquences indésirables, il est donc nécessaire d'utiliser un (ou des) dispositif(s) de filtrage qui peuvent être de type passif ou actif, analogique ou numérique. Nous nous intéresserons ici essentiellement aux filtres actifs analogiques exploitant l'amplificateur opérationnel.

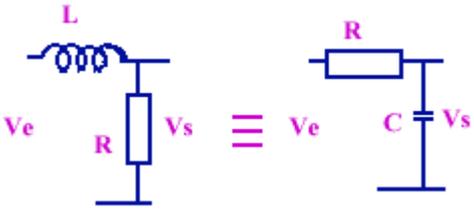
Rappelons qu'on distingue 4 types principaux de filtres : **passé-bas, passé-haut, passé-bande et coupe-bande**.

Vis à vis d'une simple cellule RCL les filtres actifs présentent les avantages suivants : possibilité d'une impédance d'entrée élevée et d'une impédance de sortie faible, suppression des inductances et donc miniaturisation, possibilité de gain et enfin souplesse du réglage. De plus les filtres peuvent être modélisés aisément et donc optimisés avec l'aide de nombreux logiciels tels PSPICE.

cellules de base du 1er ordre

Note: quand on exprime la fonction de transfert d'un filtre le terme $p=j\omega$ intervient toujours, s'il est à la puissance 1 c'est un filtre du premier ordre, à la puissance 2 un filtre du second ordre, etc.

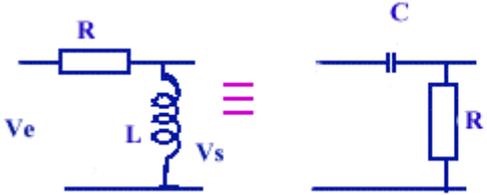
Dans le cas d'un filtre du 1er ordre il n'y a qu'un élément actif C ou L et l'on montre que la pente de la fonction représentative de **l'atténuation** en fonction de la fréquence est de 6dB/octave (ou encore 20dB/décade)



$$F(p) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{R + jL\omega} = \frac{1}{1 + p \frac{L}{R}} = \frac{1}{RCp + 1} \approx \frac{1}{RCp}$$

Fig. cellules passe-bas du premier ordre et fonction de transfert correspondantes

Le filtre passe haut utilisera les cellules inverses



$$F(p) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{R + \frac{1}{Cp}} \approx RCp$$

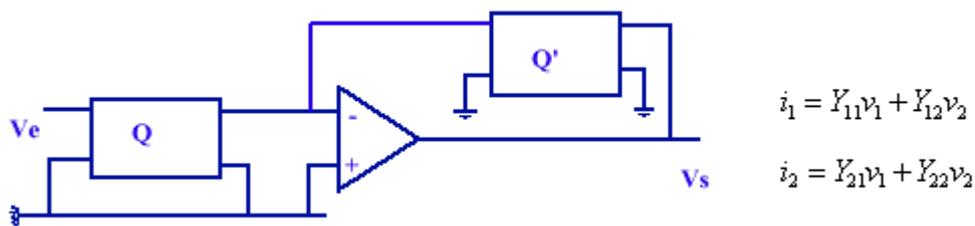
Fig. cellules passe-haut

dans les deux cas la fréquence de coupure est $f_0 = 1/2\pi RC$

En associant en série 2 cellules du premier ordre on obtient une pente de 12dB/octave. Cependant il est indispensable de se souvenir que la source de signal possède une impédance non nulle et que la charge intervient aussi, et en particulier on doit noter que la première cellule est chargée par la seconde et joue le rôle de source pour cette dernière. Par conséquent le résultat ne sera pas aussi facile à obtenir et c'est pourquoi on préfère ajouter un amplificateur opérationnel pour obtenir un meilleur résultat

Filtre à contre-réaction simple

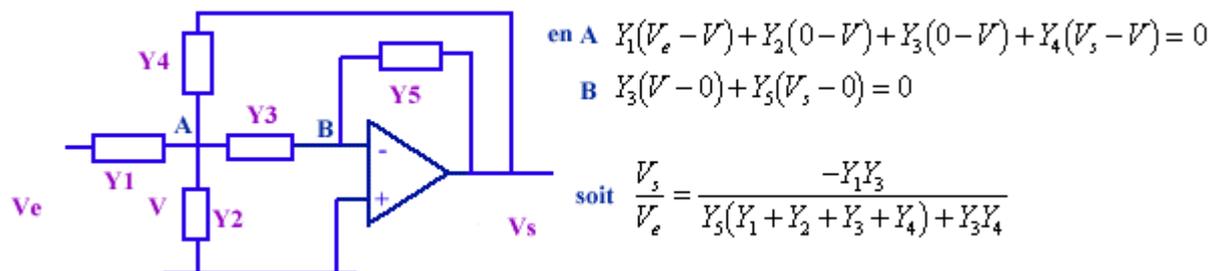
Un tel filtre à la structure suivante dans laquelle Q et Q' sont des quadripôles passifs que l'on va définir en utilisant les relations aux paramètres admittance



on montre aisément que $v_s/v_e = -Y_{21}/Y'_{21}$ ou Y'_{21} correspond évidemment au quadripôle Q'. La sélectivité d'un tel filtre est limitée. Les quadripôles passifs peuvent être du type des cellules ci-avant ou plus complexes, mais dans tous les cas il faudra choisir les éléments avec soin en tenant compte des dérives thermiques et de la précision de marquage de ces éléments R et C.

Filtre à contre réaction multiple

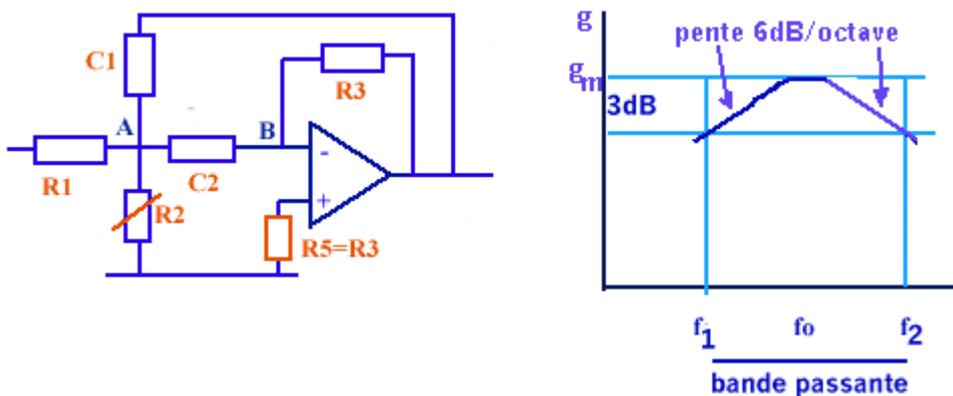
La structure la plus connue est celle de **Rauch**



avec ce type de structure on peut faire:

| type de filtre | résistances | capacités |
|----------------|-------------|-----------|
| passee bas | Y4 Y1 Y3 | Y2 Y5 |
| passee haut | Y2 Y5 | Y4 Y1 Y3 |
| passee bande | Y1 Y2 Y5 | Y3 Y4 |

Notons qu'on peut améliorer encore cette structure en ajoutant un second étage. En effet prenons l'exemple du montage **passee bande**: en remplaçant les admittances Y par les $jC\omega$ et les $1/R$ tels que précisés dans le tableau et la figure ci-après l'expression de l'atténuation devient :



R5 est ajoutée pour compenser l'offset.

$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{-\frac{1}{R_1}(jC_2\omega)}{\frac{1}{R_3}\left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + j\omega(C_1 + C_2)\right] + j^2C_1C_2\omega^2}$$

Le gain du système est maximum pour la pulsation ω_0 correspondant dans cette équation à l'annulation de la partie imaginaire. Il vient alors pour le gain maximum donné

par la partie réelle $g_m = \frac{-R_3C_2}{R_1(C_1 + C_2)}$ et en écrivant que la partie imaginaire est

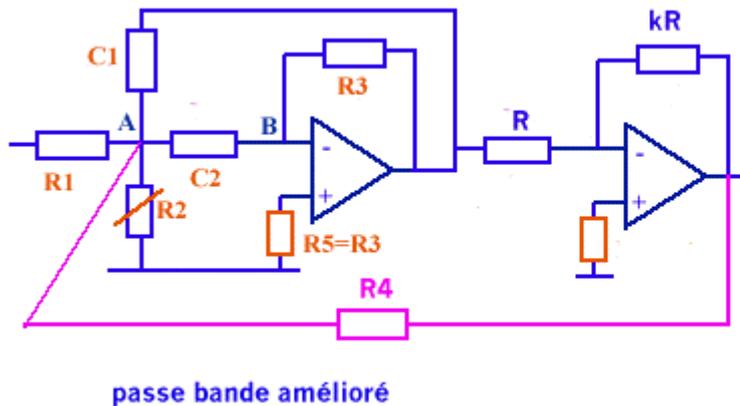
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3C_1C_2 \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}}}$$

égale à 0 on obtient On peut ensuite déterminer la largeur de bande en considérant l'affaiblissement à 3dB correspondant à $|g|=g_m/2$ ce qui signifie que dans le dénominateur de v_s/v_e qui est du type $A+jB$ on a $A = -B$ ce qui conduit à une équation du second degré dont les racines ω_1 et ω_2 sont les limites de la bande passante. On trouve facilement

$$\Delta\omega = \frac{1}{R_3} \frac{C_1 + C_2}{C_1C_2}$$

Ces différentes expressions appellent **quelques commentaires** :

- plus R2 sera grande et plus la sélectivité sera faible. En effet pour maintenir la même valeur de ω_0 si l'on augmente R2 il faut réduire R3 ce qui augmente $\Delta\omega$
- d'autre part si l'on veut une surtension élevée il faut augmenter le rapport R3/R1. Mais il est exclu de diminuer trop R1 puisque la source de signal risquerait d'en être fortement affectée, de même une trop faible valeur de R2 est exclue pour la même raison.
- Pour se sortir de ces contradictions on ajoute donc un second étage de gain K ce qui donne les résultats suivants:



$$g_m = \frac{R_3}{R_1} \frac{k}{2 - k \frac{R_3}{R_4}}$$

$$\Delta\omega = \frac{1}{CR_3} \left(2 - k \frac{R_3}{R_4} \right)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C \sqrt{\frac{R_3}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_4}}}}$$

notons que si $R_4 = 0$ on retrouve le résultat précédent et que maintenant v_s est en phase avec v_e

filtre de Sallen Key

On peut aussi faire un dispositif intéressant en faisant la remarque suivante : un montage non inverseur fournit une tension $v_s = v_e (R_{cr} + R_e)/R_e = k v_e$ et de plus son impédance d'entrée est très élevée tandis que son impédance de sortie est très faible. On va donc l'exploiter en l'associant à un réseau passif pour obtenir les différents types de filtre. Ce montage est intéressant car on peut en ajuster le gain indépendamment de la fréquence à l'inverse du montage de Rauch.

Nous donnons à titre d'exemple un montage passe haut, le passe bas serait obtenu en remplaçant les C par des R et vice-versa y compris dans l'expression de f_0 .

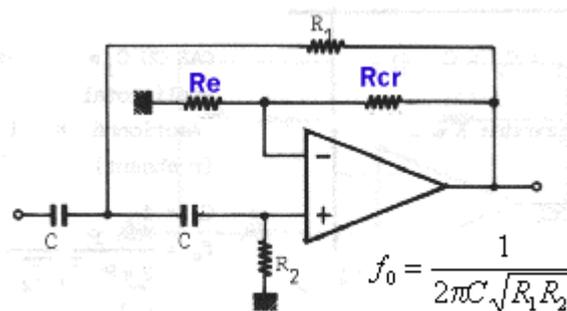


Fig. filtre passe haut de Sallen - Key

BIBLIOGRAPHIE

- 1- F. Dattée, *électronique, concepts de base*, Eyrolles 1987 (cours de l'école supérieure d'Electricité. ESE3).
- 2- C. Grossetête ; *électronique –1 circuits électriques, électroniques et amplificateur opérationnel idéal*. Ellipses. 1987.
- 3- J. Millman, A. Grabel ; *micro-électronique*. Ediscience 1994.
- 4- S. Coeurdacier ; *électronique 3 : amplification hautes fréquences-réaction*. Dunod 1980.
- 5- S. Coeurdacier ; *électronique 2 : amplification basses fréquences-commutation*. Dunod 1980.
- 6- S. Coeurdacier ; *électronique 1 : les composants discrets non linéaires*. Dunod 1980.
- 7- F. Milsant, *cours d'électronique. Tomes 1,2,3*. Eyrolles.
- 8- J. D. Chatelain, R. Dessoulavy ; *électronique Tomes :1,2*. Dunod.
- 9- Tran Tien L., *Electronique des systèmes de mesures*, Masson, 1983.
- 10- Aumiaux M., *Physique de l'électronique*, Masson, 1977
- 11- Valkov S., *Electronique analogique*, Casteilla, 1994
- 12- Boittiaux B., *Cours d'électronique*, Lavoisier, 1995
- 13- Dziadowiec A., Lescure M., *Fonctions à amplificateurs opérationnels*, Eyrolles, 1996
- 14- Manneville F., Esquieu J., *Théorie du signal et composants*, Dunod, 1989

EXERCICES D'APPLICATION

Institut Supérieur de l'Education
et de la Formation Continue

/////

Examen final. Septembre 2001

Epreuve : Electronique II.

Unité : PC209/GE116.

Durée : 3heures.

Documents non autorisés, le sujet comporte 4pages.

Exercice n°1 :

On se propose d'étudier un montage électronique qui délivre une tension proportionnelle à la température d'un local à chauffer. Le capteur de température est une diode zener LM135 branchée comme l'indique la figure 1. La sensibilité S de la tension zener V_z en fonction de la température T est définie par $\frac{dV_z}{dT} = 10mV/^{\circ}C$.

On donne la tension V_z à $25^{\circ}C$, $V_z(25)=2.982V$.

En outre tous les amplificateurs opérationnels sont supposés idéaux et fonctionnent en régime linéaire.

1. On suppose que le force électromotrice de la source E_0 vaut 5V

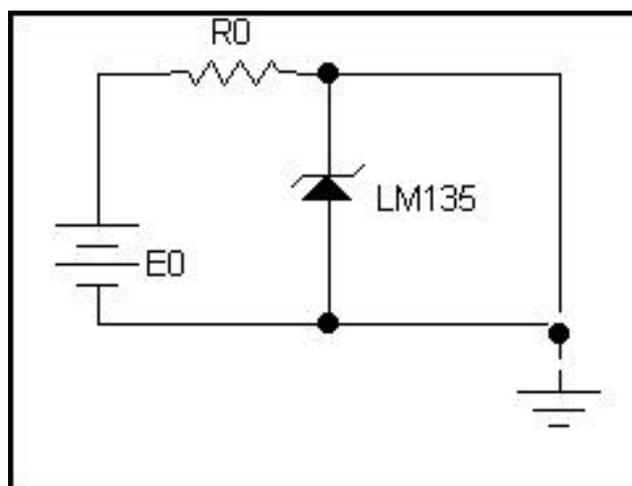


Figure 1

1.1 Calculer la valeur de R_0 pour que le courant I_z à $25^{\circ}C$ soit de 15mA.

1.2. Calculer les coefficients a et b sachant que $V_z(T) = a.T + b$.

2. Soit le montage de la figure 2.

2.1. Exprimer V_s en fonction de V_e , R_1 et R_2 .

2.2. En réalité la tension V_e est celle délivrée par la diode zener, $V_z(T)$. Que devient alors la relation établie en 2.1 ?

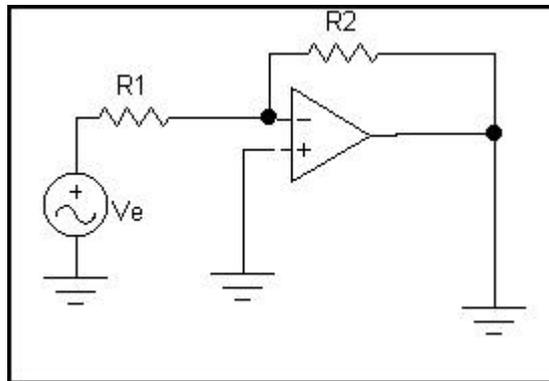


Figure 2

3. On donne le montage de la figure 3

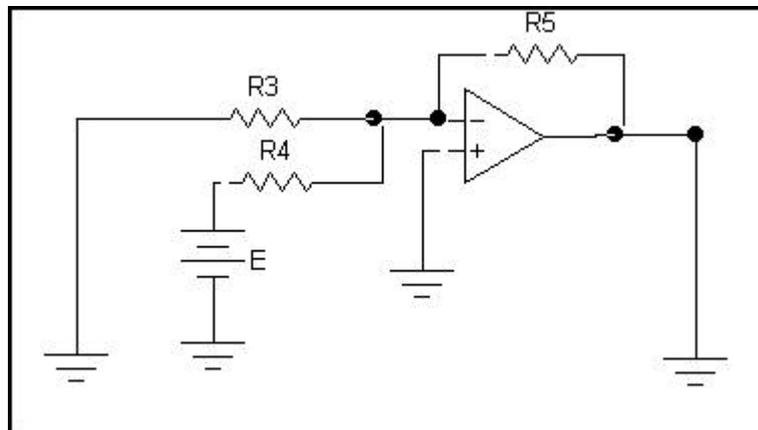


Figure 3

3.1. Exprimer $V_{s'}$ en fonction de V_e' , E et des résistances du montage.

3.2. Sachant que $V_e' = V_s$, V_s et V_e étant définies sur la figure 2, quelle relation doit être vérifiée par les résistances R_4 et R_5 , afin que $V_{s'}$ soit de la forme $V_{s'} = \beta V_e - E$?

4. Le montage électronique complet est donné par la figure 4. En s'aidant des résultats précédents, donner la condition sur E pour que $V_s' = K T$, où K est une constante que l'on déterminera en fonction des données du problème.

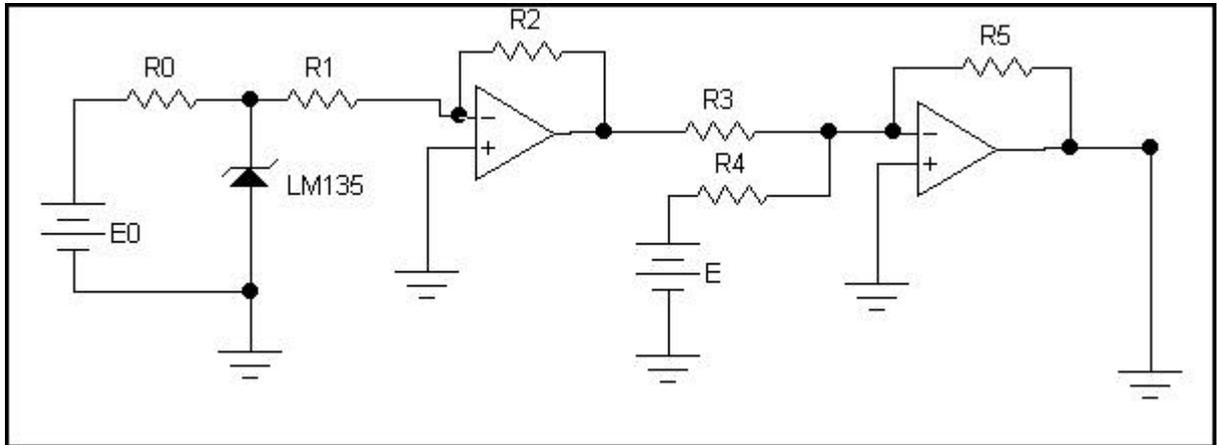


Figure 4

Exercice n°2 :

On considère l'étage amplificateur donné par la figure 5. Le transistor est défini en sinusoïdal par ses paramètres hybrides $h_{1e} = \beta = 100$, $h_{2e} = 0$, $h_{1e} = 1\text{k}\Omega$, $h_{2e} = 0$. On suppose que les condensateurs C_E , C_L ont une impédance nulle en sinusoïdal.

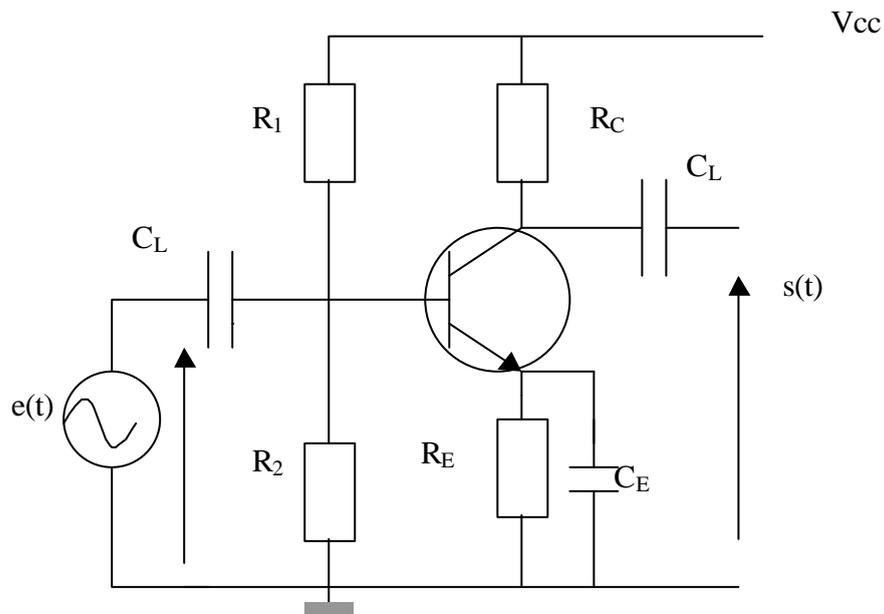


Figure 5

Le point de fonctionnement est milieu de la droite de charge statique. On donne $V_{cc}=12V$, $R_1=40K\Omega$, $I_{B0}=20\mu A$, $V_{BE0}=200mV$. courant dans R_2 : $I_p=200\mu A$.

1. Calculer les résistances R_2 , R_E et R_C .
2. Tracer les droites de charge en continu et en alternatif.
3. Cet étage amplificateur est en réalité un amplificateur sélectif. Pour former le circuit oscillant, on met en parallèle avec R_c une inductance pure $L = 0.1mH$ et un condensateur de capacité C . Le montage est alimenté par une tension sinusoïdale de fréquence $f_0=\omega_0/2\pi=100kHz$. On néglige le courant sinusoïdal circulant dans R_1 et R_2 . Le circuit oscillant a un facteur de qualité $Q_0 =100$.
- 3.1. Dessiner le schéma équivalent à du montage en sinusoïdal.
- 3.2. Montrer que l'amplification en tension A peut s'écrire :

$$\bar{A} = \frac{A_0}{1 + jQ_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)}$$

- 3.3. Dédire des données les valeurs de C et de A_0 à $100kHz$.
- 3.4. Montrer que la bande passante de l'amplificateur est donnée par $B = f_0/Q_0$. Calculer sa valeur et montrer que la produit $A_0.B$ est indépendant de R_c .

Exercice n°3 :

On considère le schéma fonctionnel d'un système bouclé figure 6. Pour un oscillateur le signal d'entrée X est nul.

1. Montrer que dans le cas d'un oscillateur $T(j\omega) = K(j\omega).H(j\omega)=-1$. $H(j\omega)$ étant la fonction de transfert du système en boucle ouverte (chaîne directe)et $K(j\omega)$ est celle de la réaction(chaîne de réaction).
2. On considère l'oscillateur à pont de Wien de la figure 7.
 - 2.1. Calculer la fonction de transfert de la chaîne directe (amplification) A_0 , on pose $K=R_2/R_1$.
 - 2.2. Exprimer la transmittance complexe du boucle de retour en fonction de R , C , et ω .
 - 2.3. En tenant compte de la condition d'oscillation, donner l'expression de la pulsation d'oscillation et de l'amplification A_0 . En déduire la valeur de K .

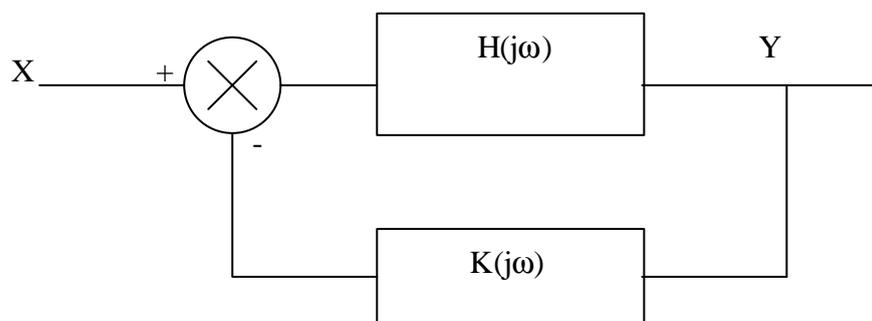


Figure 6

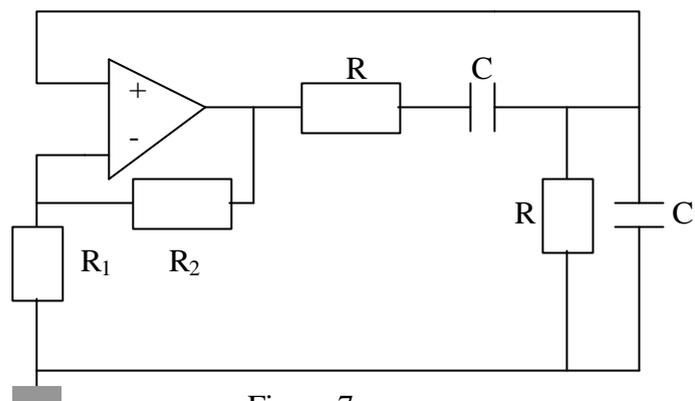


Figure 7

**Institut Supérieur de l'Éducation
et de la Formation Continue**

/////

Examen final. Mars 2002

Epreuve : Electronique II.

Unité : PC209/GE116.

Durée : 3heures.

Documents non autorisés, le sujet comporte 3pages.

Exercice n°1 :

On considère le filtre de la figure 1.1 alimenté par une tension sinusoïdale de pulsation ω . On donne $R= 10K\Omega$ et $C = 20nF$.

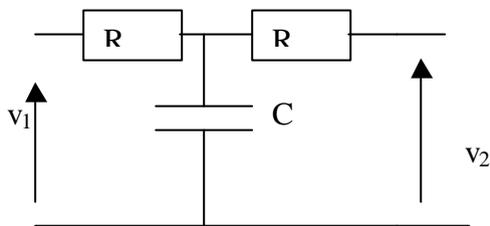


Figure 1.1

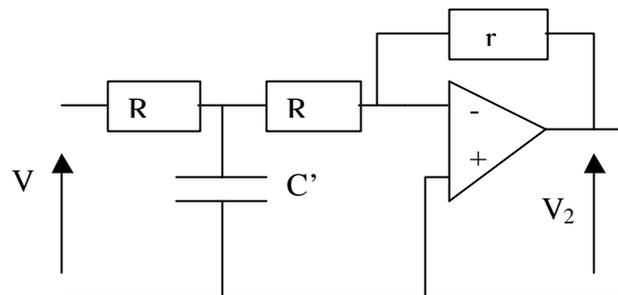


Figure 1.2

1. Calculer la fonction de transfert $T_1(j\omega) = v_2/v_1$.
2. Quelle est la valeur maximale en décibels T_1 dB. En déduire la fréquence de coupure de ce filtre.
3. Déterminer le schéma équivalent de Thevenin du filtre vu de la sortie.
4. On charge le filtre par une résistance de charge $R_L = R$. Déterminer la nouvelle fonction de transfert $T_1'(j\omega)$. En déduire le module T_1' dB, la valeur maximale de T_1' dB et la fréquence de coupure.
5. On associe un filtre du même type à un amplificateur A idéal conformément à la figure 1.2. avec $r = 2R$. Les résistances R ont même valeur que précédemment.
- 5.1. Etablir la fonction de transfert $T_2 = V_2/V_1$, Calculer le module T_2 dB et la valeur de C' pour avoir la même fréquence de coupure qu'au 2.

5.2. A la sortie S, on charge par une résistance $R_L = R_T$ et la fréquence de coupure sont-ils modifiés ?

Exercice n°2 :

On considère le montage de la figure 2.1 dans lequel le transistor utilisé est défini par ses paramètres en émetteur commun

$h_{21e} = 150$, $h_{22e} = 0$, $h_{11e} = 100\Omega$, $h_{12e} = 0$. On suppose que les condensateurs ont une impédance nulle en sinusoïdal.

1. Etude statique

Le point de fonctionnement est défini par $V_{CE0} = 7.5V$, $I_{C0} = 75mA$. On donne $V_{CC} = 15V$, $V_{BE0} = 700mV$. Le courant dans R_2 : $I_p = 10 I_B$.

Calculer les résistances R_2 , R_E et R_1 .

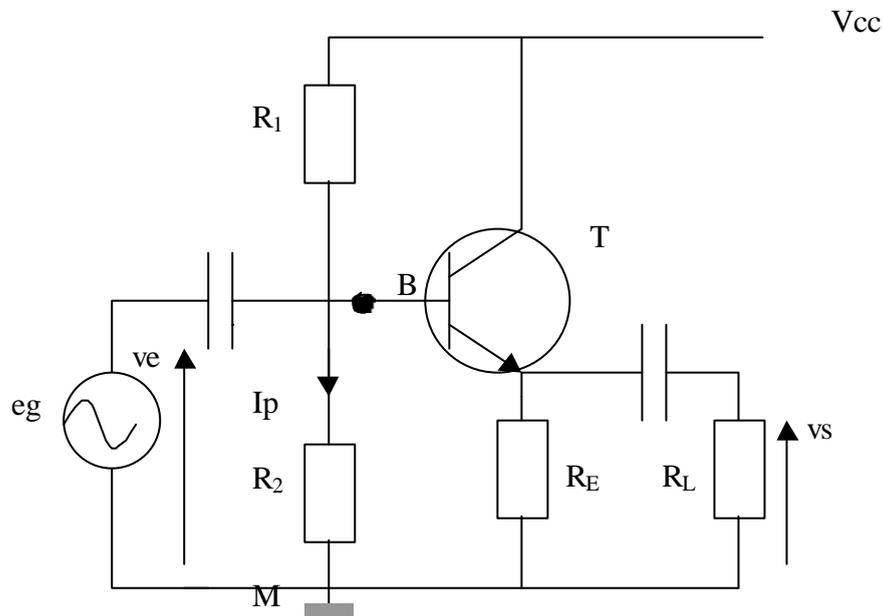


Figure 2.1

2. Etude dynamique

2.1. Donner le schéma équivalent du montage en régime alternatif sinusoïdal.

2.2. Calculer l'amplification du montage $A_v = v_s/v_e$. On donne $R_L = 100\Omega$.

2.3. Calculer la résistance d'entrée :

- Vue des bornes B et M
- Vue des bornes du générateur.

3. On associe le transistor T précédent à un transistor T' défini par ses paramètres en émetteur commun (figure 2.2).

$h'_{11e} = 5.7K\Omega$; $h'_{21e} = 100$; $h'_{12e} = 0$; $h'_{22e} = 0$.

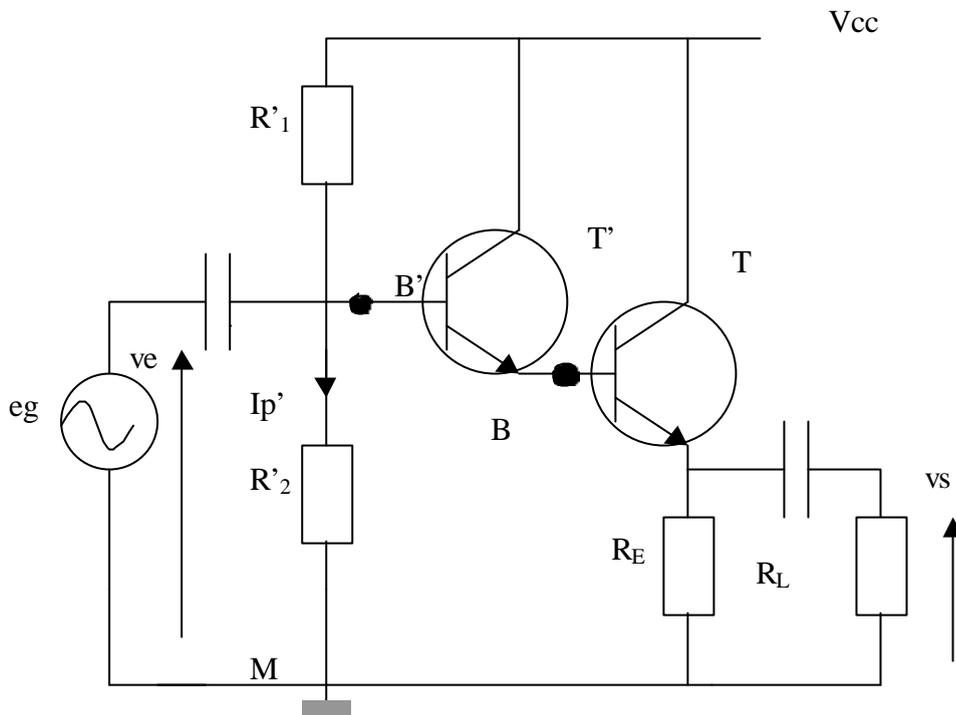


Figure 2.2.

3.1. Etude statique

Calculer les résistances R'_1 et R'_2 afin que le point de repos de T soit inchangé. On admettra $I'_p = 10I'_B$; on négligera V'_{BE} .

3.2. Etude dynamique :

- a). Donner le schéma équivalent du montage.
- b). Calculer l'amplification en tension $Av' = vs/ve$.
- c). Calculer la résistance d'entrée :
 - Vue des bornes B' et M.
 - Vue des bornes du générateur.

Exercice n°3 :

L'amplificateur de la figure 3.1. est réalisé avec un amplificateur opérationnel idéal. On donne $R_0 = 180K\Omega$, $R = 1K\Omega$, $R_1 = R_2 = 1.5K\Omega$.

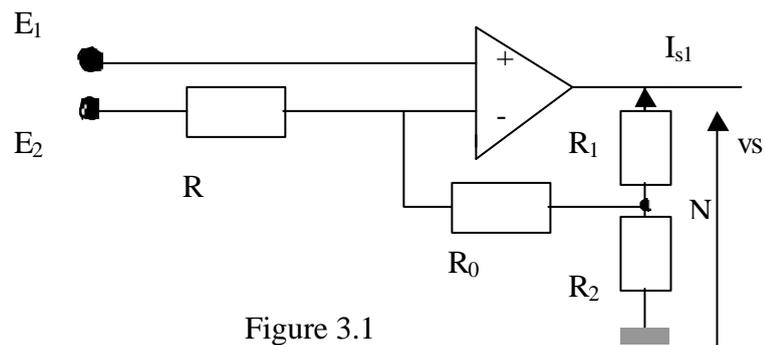


Figure 3.1

1. La borne E_1 est portée au potentiel v_1 et la borne E_2 est mise à la masse.
 - 1.1. Déterminer la gain v_s/v_1 en fonction des résistances, simplifier le résultat obtenu lorsque la résistance R_0 est très supérieure aux résistances R , R_1 et R_2 .
 - 1.2. Donner la valeur de ce gain.
2. La borne E_1 est mise à la masse et la borne E_2 est portée au potentiel v_2 .
 - 2.1. Déterminer le gain v_s/v_2 en fonction des résistances ; simplifier le résultat obtenu lorsque R_0 est très supérieure à R , R_1 et R_2 .
 - 2.2. Donner la valeur de ce gain.
3. La borne E_1 est maintenue à la masse. Un générateur de courant maintient un courant I_e dans R . Déterminer la gain en courant I_{s1}/I_e , où I_{s1} est le courant qui parcourt R_1 . Application numérique.

Institut Supérieur de l'Éducation
et de la Formation Continue

/////

Examen final. Septembre 2002

Epreuve : Electronique II.

Unité : PC209/GE116.

Durée : 3heures.

Documents non autorisés, le sujet comporte 3 pages

Exercice n°1

On considère un générateur de f.é.m E_g et de résistance interne R_g fermé sur une charge R_u (figure 1).

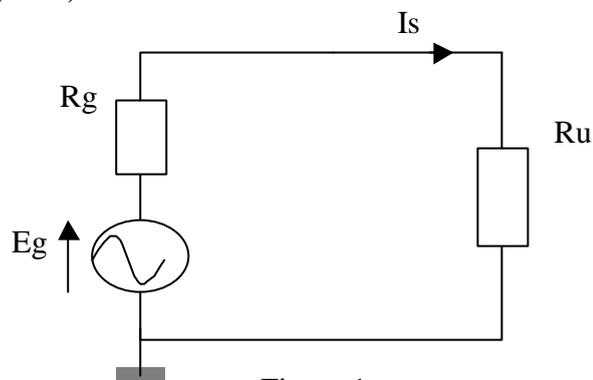


Figure 1

1. Calculer le courant I_s circulant dans la charge R_u . En déduire le gain en courant $A_i = I_s/I_e$. Si I_e désigne le courant débité par le générateur.

2 Représenter les variations de I_s en fonction de R_u quand celle-ci évolue de zéro à l'infini.

On intercale entre le générateur et la charge R_u un circuit électrique conformément au montage représenté à la figure 2.

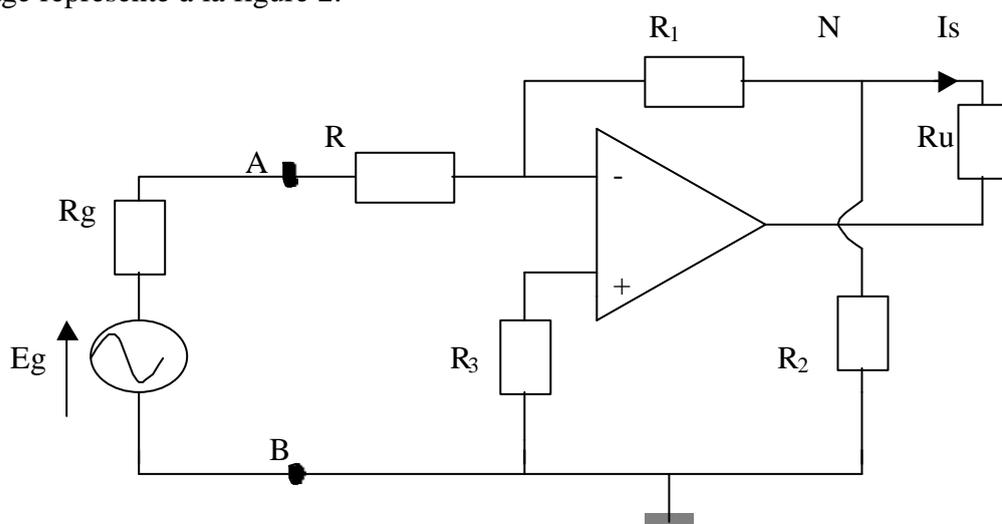


Figure 2

3. Calculer l'impédance vue par le générateur entre les bornes A et B.

4. Déduire le courant I_e débité par la source.
5. Calculer le rapport $A_i' = I_s/I_e$, I_s étant le courant circulant dans R_u .
6. Déduire I_s et représenter ses variations en fonction de R_u et proposer une appellation de ce système électronique.

Exercice n°2.

On considère le montage électronique de la figure 3, où l'amplificateur opérationnel est supposé idéal. On donne $R = 10\text{K}\Omega$ et $C = 10\text{nF}$.

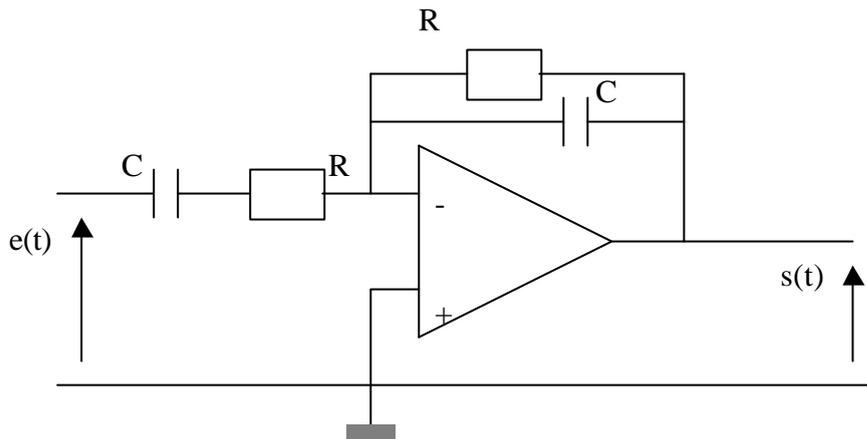


Figure 3

1. Déterminer l'expression de l'amplification $T(p) = S(p)/E(p)$, p étant l'opérateur de Laplace.
2. En déduire l'amplification complexe $T(j\omega)$ dans le cas où $e(t)$ est un signal alternatif sinusoïdal de fréquence f .
3. Tracer sur papier semi-log ci-joint l'allure asymptotique du diagramme de Bode. En déduire la nature de ce montage.
4. Pour quelle pulsation ω_0 a-t-on $|T(j\omega)|$ maximal ? Calculer cette valeur de $|T(j\omega)|$.

Exercice n°3

On considère le montage à transistor de la figure 4. On donne $R_c = R_u = 1.2\text{K}\Omega$. On néglige le courant I_B devant I_c et I_p et on suppose que le courant de collecteur varie proportionnellement en fonction du courant de base. Les capacités C_L et C_E sont des courts-circuits à la fréquence d'utilisation.

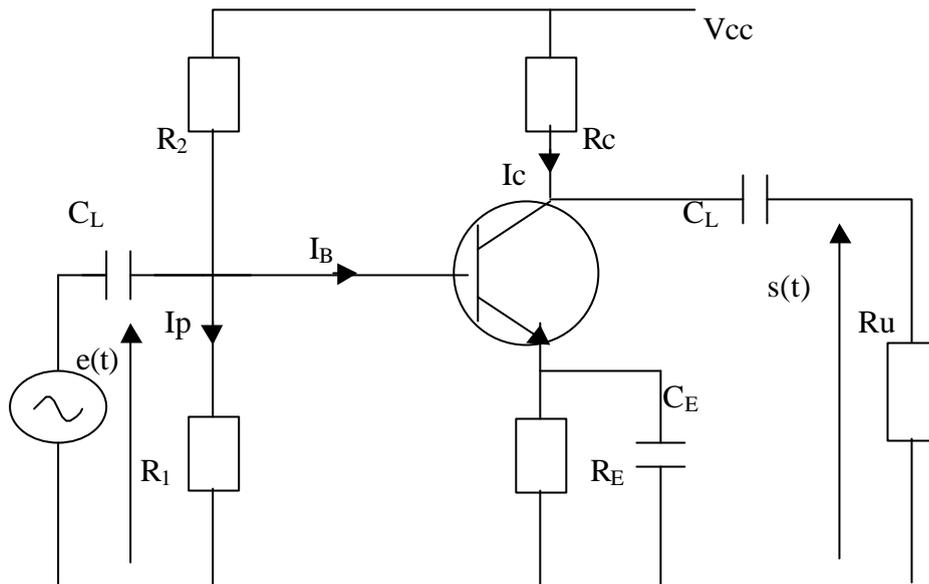


Figure 4

Le point de repos M_0 ($I_{C0} = 3\text{mA}$ et $V_{CE0} = 6\text{V}$, $I_{B0} = 40\mu\text{A}$ et $V_{BE0} = 0.2\text{V}$) est milieu de la droite de charge statique.

1. Calculer R_E et V_{cc} .
2. Déterminer l'équation de cette droite de charge statique et la tracer sur papier millimétré ci-joint.
3. Calculer le rapport $\frac{R_1}{R_1+R_2}$. En déduire R_2 sachant que $I_p = 0.4\text{mA}$.
4. Donner le schéma équivalent en alternatif de ce montage et tracer la droite de charge dynamique.
5. Calculer les valeurs maximales courant et tension de sortie de ce montage.
6. On modifie le courant de base afin d'avoir un point de fonctionnement milieu de la droite de charge dynamique.
 - 6.1. Déterminer l'expression des coordonnées de ce nouveau point de fonctionnement $M'_0(V'_0$ et $I'_0)$ en fonction des éléments du montage. Calculer ces coordonnées.
 - 6.2. En déduire les valeurs maximales courant et tension de ce montage. Conclure en comparant les deux points de fonctionnement.