

**ELECTRONIQUE**  
**ANALOGIQUE**

## 0. Préambule

### ELECTRONIQUE ANALOGIQUE

#### Plan du cours

<b>1. Théorèmes généraux</b>	<i>(Cours + TD + TP Tutorial Circuit Maker + TP simulation)</i>
<b>2. Quadripôles</b>	<i>(Cours + TD + TP simulation + Contrôle)</i>
<b>3. Semi-Conducteurs. Diode</b>	<i>(Cours + TD + TP simulation)</i>
<b>4. Transistor bipolaire. TEC</b>	<i>(Cours + TD + TP simulation + Contrôle)</i>
<b>5. Amplificateur Opérationnel (AOP)</b>	<i>(Cours + TD + TP simulation)</i>
<b>6. CAN/CNA</b>	<i>(Cours + TD + TP simulation + Contrôle)</i>
<b>Projet</b>	<i>(Projet + Simulation + Rapport + Soutenance)</i>

*A venir*

*5'. Filtrage*

*5''. Contre-Réaction. Stabilité. Oscillateurs sinusoïdaux*

*6'. Algèbre de Boole*

*Annexe*

*7. Modulation*

#### Bibliographie

[1]	<b>J. Auvray</b>	« Electronique des signaux analogiques »	<i>Dunod</i>
[2]	<b>R. Beauvillain / J. Laty</b>	« Electronique »	<i>Hachette</i>
[3]	<b>A. Deluzurieux / M. Rami</b>	« Electronique analogique »	<i>Eyrolles</i>
[4]	<b>J.M. Fouchet / A. Perez-Mas</b>	« Electronique pratique »	<i>Dunod</i>
[5]	<b>M. Girard</b>	« Amplificateurs opérationnels »	<i>McGraw-Hill</i>
[6]	<b>A.P. Malvino</b>	« Principes d'électronique »	<i>McGraw-Hill</i>
[7]	<b>F. Manneville / J. Esqieu</b>	« Electronique »	<i>Dunod</i>
[8]	<b>J.M. Poitevin</b>	« Electronique »	<i>Hachette</i>
[9]	<b>J.J. Rousseau</b>	« Introduction à l'électronique »	<i>Ellipses</i>

1. THEOREMES GENERAUX DES RESEAUX ELECTRIQUES

1. Introduction

Electronique Analogique : Traitement des signaux analogiques (= qui varient continuellement dans le temps et en valeur)

Electronique Numérique : Traitement des signaux numériques (= qui varient de façon discrète dans le temps et en valeur)

- Objectif de l'ELN

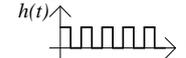
- Réalisations :
  - en traitement du signal (analyse):
    - . Conditionnement  
(Mise en forme, Prétraitement, Amplification, Fonctions analogiques/numériques, Filtrage ...)
    - . Caractérisation  
(Transformations fréquentielles)
    - . Détection - Estimation  
(Moyenne quadratique...)
    - . Optimisation  
(Filtrage optimal...)
    - . Acquisition - numérisation  
(Echantillonnage, quantification)
    - . Codage - Décodage - Transmission d'un signal  
(Modulation, Démodulation analogique et num. ...)
    - . Prédiction. Identification  
(Prédiction linéaire)
  - en synthèse de signal :

Exemples :

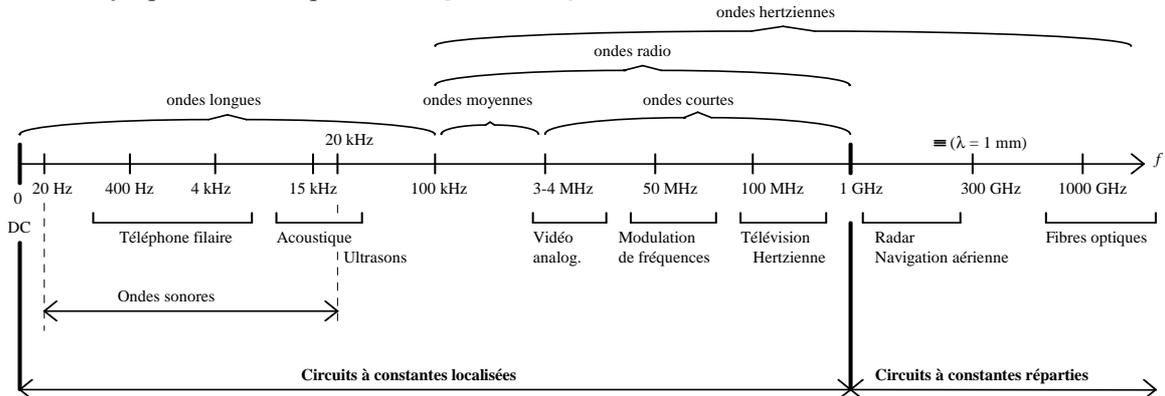
Rampe pour la base de temps d'un oscilloscope :



Horloge pour ordinateurs :



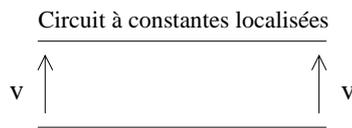
- Domaine de fréquences électrique : (la fréquence d'un signal est sa vitesse de variation)



On néglige le temps de propagation

la vitesse du courant électrique (électrons) est supposée infinie

A un instant  $t$

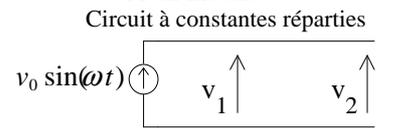


**Hyper fréquences (micro-ondes)**

Le temps propagation ne peut plus être négligé.

La taille du circuit est alors à prendre en compte.

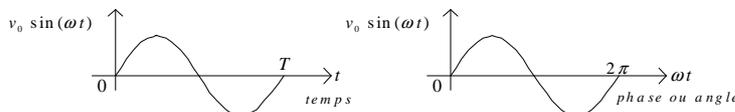
A un instant  $t$



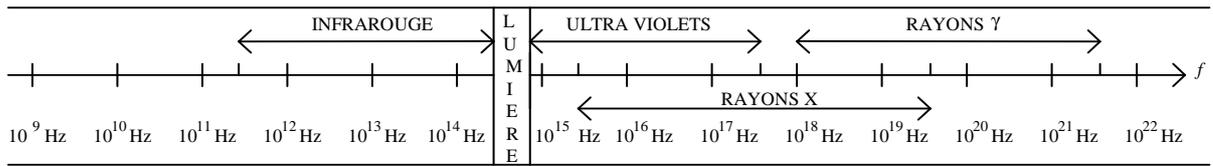
$$v_1 = v_0 \sin(\omega t - \phi_1) = v_0 \sin[\omega(t - \tau_1)]$$

$$v_2 = v_0 \sin(\omega t - \phi_2) = v_0 \sin[\omega(t - \tau_2)]$$

Rappel :



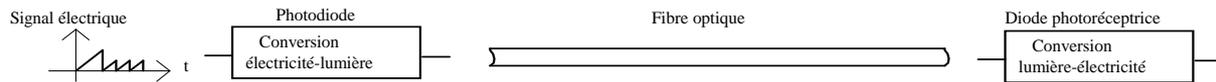
- *Domaine de fréquences optique :*



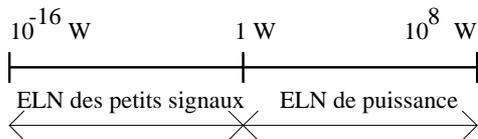
LUMIERE: DOMAINE DU VISIBLE :  $0.4 \mu\text{m} < \lambda$  (longueur d'onde)  $< 0.8 \mu\text{m}$  [  $\lambda = c/f$  ]  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$

INFRAROUGE	ROUGE	ORANGE	JAUNE	VERT	BLEU	INDIGO	VIOLET	ULTRA VIOLET
------------	-------	--------	-------	------	------	--------	--------	--------------

- *Fibres optiques :*



- *Domaines d'amplitudes :* (l'amplitude d'un signal témoigne de son intensité, de son volume, de sa puissance)



Rappel : puissance moyenne d'un signal  $x(t)$  sur la durée  $T$  : 
$$P = \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt$$

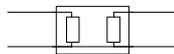
- *Définitions :* - Dipôle : Dispositif à 2 connexions.



- Tripôle : Dispositif à 3 connexions.



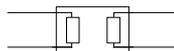
Il peut être vu comme 2 dipôles (un dipôle d'entrée et un dipôle de sortie) avec une référence commune :



- Quadripôle : Dispositif à 4 connexions.



Il peut être vu comme 2 dipôles (un dipôle d'entrée et un dipôle de sortie):



- Multipôle : Dispositif à  $n$  connexions ( $n$  entier  $\geq 2$ ).

Il peut être vu comme plusieurs dipôles et quadripôles.

Multipôle passif : Multipôle qui ne peut fournir de l'énergie de façon permanente.

≠ Multipôle actif. (un multipôle, actif ou passif, peut être générateur ou récepteur).

- *Notations :*  $\underline{X}$  ( $= x(t)$ ) : grandeur ( $\equiv$  signal) variable en fonction du temps  $t$  **Représentation Temporelle**

$\underline{X}$  : grandeur constante, dite aussi continue ou encore offset. Une grandeur continue peut être vue comme un signal périodique de période infinie, donc de fréquence nulle.

$\underline{X}(j\omega)$  ( $= \underline{X}$ ) : grandeur complexe associée à  $x(t)$  en régime harmonique ( $\equiv$  sinusoïdal)

$\underline{X}$  est complexe : amplitude  $|\underline{X}|$  et phase  $Arg[\underline{X}]$  de la sinusoïde  $x(t)$  de pulsation  $\omega$

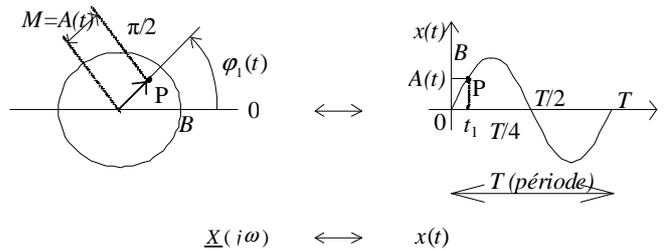
La notation  $\underline{X}$  est aussi utilisée pour les grandeurs complexes, pour alléger les écritures, le contexte étant souvent suffisamment explicite. Soit :  $A$  : amplitude;  $\varphi$  : phase initiale on a (Représentation de Fresnel) :

$$\underline{X}(j\omega) = A \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} = A[\cos(\omega t + \varphi) + j \sin(\omega t + \varphi)]$$
 **Représentation Fréquentielle**

$$Re[\underline{X}(j\omega)] = A \cdot \cos(\omega t + \varphi) = x(t)$$

**Représentation (diagramme) de Fresnel (Représentation Fréquentielle)**

La représentation de Fresnel associe un vecteur tournant à la grandeur complexe associée à un signal sinusoïdal.



$\underline{X}(j\omega)$  complexe associé à  $x(t)$  :

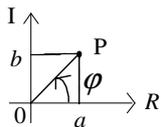
$$\underline{X}(j\omega) = M \cdot e^{j\varphi} = M \cdot e^{j\omega t_1} \qquad x(t) = B \cdot \sin(\omega t)$$

Angle ou phase :  $\varphi_1(t) = \omega \cdot t_1$

$$2\pi = \omega \cdot T \rightarrow \omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f \quad (f : \text{fréquence})$$

$$\underline{X}(j\omega) \begin{cases} \text{Module } M = |A(t)| \\ \text{Phase ou Argument } \varphi = \omega t \end{cases}$$

$$\underline{X}(j\omega) = a + jb = M \cdot e^{j\varphi}$$



$$M = \|\overrightarrow{OP}\| = \sqrt{a^2 + b^2} \qquad \varphi = \arctan(b/a)$$

Représentation d'Euler :  $e^{j\omega t} = \cos(\omega t) + j \sin(\omega t) \qquad \cos(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \qquad \sin(\omega t) = \frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}$

Opération de dérivation en Représentation de Fresnel :

$$\begin{array}{l} x(t) \text{ sinusoïdal} \qquad \leftrightarrow \text{ complexe : } \underline{X}(j\omega) = A \cdot e^{j(\omega t + \varphi)} \\ \frac{dx(t)}{dt} \qquad \qquad \qquad \leftrightarrow \qquad \qquad j\omega \cdot A e^{j(\omega t + \varphi)} = j\omega \underline{X}(j\omega) \\ \text{Représentation Temporelle} \qquad \leftrightarrow \qquad \qquad \text{Représentation Fréquentielle} \end{array}$$

**Définitions**

- *Potentiel* : Un potentiel électrique (mesuré en Volts) est un niveau de charge électrique. En ce point et un autre point de potentiel inférieur existe alors une différence de potentiel ou tension électrique (exprimée en Volts) autorisant la circulation d'un courant électrique (si le circuit est fermé) descendant le potentiel et mesuré en Ampères.
- *Tension* : Différence de potentiel électrique entre 2 points d'un circuit (mesurée en Volts).
- *Courant* : Flux d'électrons circulant dans un conducteur. Son intensité est mesurée en Ampères.
- *Masse (Ground)* : C'est la référence relative des potentiels (en général, la borne - de l'alimentation) (0 Volt relatif).
- *Terre* : C'est la référence absolue des potentiels (0 Volt absolu).

2. Eléments actifs et passifs

2.1. Eléments actifs

Convention de signe : tension  $u$  et courant  $i$  sont dans le même sens car la puissance  $p = u.i$  est fournie ( $p > 0$ ).

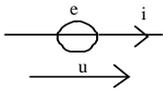
- Générateur de tension :

Il impose la valeur de la tension  $e$  à ses bornes quelque soit le courant  $i$  le traversant.

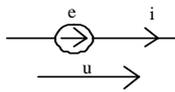
Exemple de générateur de tension : pile, batterie

Générateur idéal de tension

Nouveau symbole



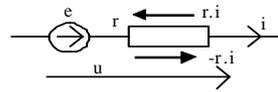
Ancien symbole



$u = e$

Générateur réel de tension

= Générateur idéal + résistance interne  $r$   
( $r$  de l'ordre de quelques dizaines d'  $\Omega$ )



$u = e - r.i$

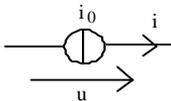
Si le générateur de tension impose une tension  $e$  de signe variable, le sens du courant  $i$  change alors comme le signe de  $e$ .

- Générateur de courant :

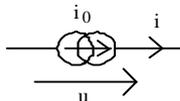
Il impose la valeur du courant  $i$  dans le circuit quelque soit la tension  $u$  à ses bornes.

Générateur idéal de courant

Nouveau symbole



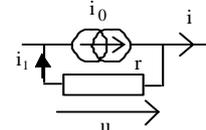
Ancien symbole



$i = i_0$

Générateur réel de courant

= Générateur idéal + résistance interne  $r$   
( $r \gg 1 \Omega$ )



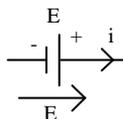
$i = i_0 - u/r = i_0 - i_1$

Si le générateur de courant impose un courant  $i_0$  de signe variable, le sens de la tension  $u$  change alors comme le signe de  $i_0$ .

Exemple de générateur de courant : le transistor.

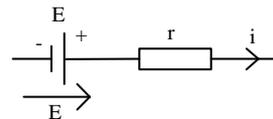
- Générateur de tension continue ( $\equiv$  constante) :

Générateur idéal de tension



Générateur réel de tension continue

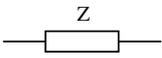
= Générateur idéal + résistance interne  $r$   
( $r$  de l'ordre de quelques dizaines d'  $\Omega$ )



Le sens du courant  $i$  est conventionnellement (et naturellement) du + vers le - à l'extérieur du générateur (du - vers le + à l'intérieur du géné.). Les électrons  $e^-$  de ce courant (charges négatives) se déplacent dans le sens contraire.

2.2. Eléments passifs

Convention de signe :  $u$  et  $i$  sont dans le sens contraire car la puissance  $p = u.i$  est absorbée ( $p < 0$ ).

Symbole :   $Z$  : Impédance (complexe) de l'élément  $Z$ .

L'impédance  $Z$  d'un élément passif est définie en régime sinusoïdal ( $\equiv$  harmonique) :  $Z = \frac{U}{I}$

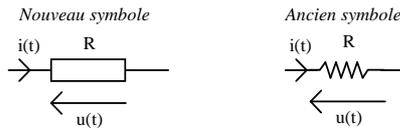
Elle généralise la notion de Résistance (obstruction au passage du courant électrique) qui se définit en régime continu.

$\underline{U}$  (resp.  $\underline{I}$ ) est le complexe associé à la grandeur instantanée sinusoïdale  $u(t)$  (resp.  $i(t)$ ).

Il a pour module l'amplitude du signal temporel et pour argument, la phase du signal temporel.

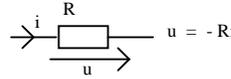
Les éléments passifs  $R$  (Résistance)  $L$  (Self) et  $C$  (Condensateur) sont linéaires, car ils sont régis par des équations différentielles linéaires ( $\equiv$  à coefficients constants) ( $R, L, C$  sont indépendants du temps).

- *Résistance* : Composant symétrique (≡ réversible, ≡ non polarisé). Une résistance s'oppose à la circulation du courant électrique



Equation « différentielle » :  $u(t) = Ri(t)$  (Loi d'Ohm)      R : Résistance (Constante) en Ohms ( $\Omega$ )

Avec la convention contraire (tout aussi utilisable, mais déconseillée parce que moins conventionnelle !), on aurait :



Impédance : on se place en régime sinusoïdal de pulsation  $\omega$  :  $\begin{cases} u(t) \rightarrow \underline{U} \\ i(t) \rightarrow \underline{I} \end{cases}$

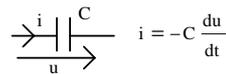
l'équation  $u(t) = Ri(t)$  devient :  $\underline{U} = R\underline{I}$  et donc :  $\underline{Z}_R = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = R$  : Impédance ( $\Omega$ )

- *Condensateur* : Composant non polarisé, sauf si la capacité du condensateur est de forte valeur ( $\geq 1 \mu F$ ) auquel cas le condensateur est polarisé (la connexion + du condensateur polarisé devant être connectée au potentiel le plus élevé) Un condensateur emmagasine de l'énergie comme un générateur de tension.



Equation différentielle :  $i(t) = C \frac{du(t)}{dt}$       C : Capacité (Constante) en Farads (F)

Avec la convention contraire (tout aussi utilisable, mais déconseillée parce que moins conventionnelle !), on aurait :



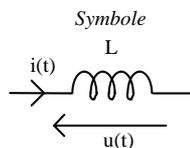
Impédance :  $\begin{cases} u(t) \rightarrow \underline{U} \\ i(t) \rightarrow \underline{I} \\ \frac{du(t)}{dt} \rightarrow j\omega \underline{U} \end{cases}$  l'équation différentielle devient :  $\underline{I} = jC\omega \underline{U}$

( $\omega$  : pulsation du régime sinusoïdal)

d'où :  $\underline{Z}_C = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{1}{jC\omega}$

$|\underline{Z}_C| = \frac{1}{C\omega}$        $\omega \gg 1$        $|\underline{Z}_C| \approx 0$  Condensateur  $\approx$  fil  
 $\omega \ll 1$        $|\underline{Z}_C| \approx \infty$  Condensateur  $\approx$  interrupteur ouvert

- *Inductance (ou bobine)* : Composant non polarisé. Une inductance emmagasine de l'énergie comme un générateur de courant.



Equation différentielle :  $u(t) = L \frac{di(t)}{dt}$       L : Self-Inductance (Constante) en Henrys (H)

Impédance :  $\begin{cases} u(t) \rightarrow \underline{U} \\ i(t) \rightarrow \underline{I} \\ \frac{di(t)}{dt} \rightarrow j\omega \underline{I} \end{cases}$  l'équation différentielle devient :  $\underline{U} = jL\omega \underline{I}$

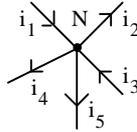
( $\omega$  : pulsation du régime sinusoïdal)

d'où :  $\underline{Z}_L = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = jL\omega$

### 3. Lois de Kirchoff

**- Loi des noeuds**

Soit le point de concours de plusieurs branches de circuit (noeud N) :



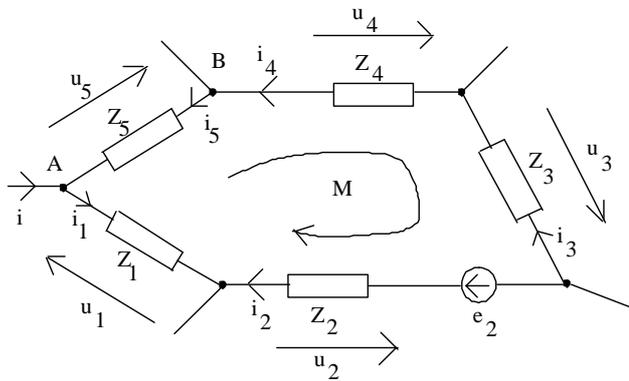
Le fait qu'il n'y a pas d'accumulation de charges (le courant électrique ne s'accumule pas) en un point fait que :

(somme algébrique)  $\sum_n i_n = 0 \rightarrow i_1 + i_3 - i_2 - i_4 - i_5 = 0$

La somme des courants entrant est égale à la somme des courants sortant.

**- Loi des mailles**

Soit le circuit suivant, refermé sur lui-même (maille M) :



$u_5 = V_B - V_A$  (différence de potentiel)

La somme algébrique des tensions le long de la maille M (circuit fermé) est nulle : (la tension entre un point et lui-même est nulle)

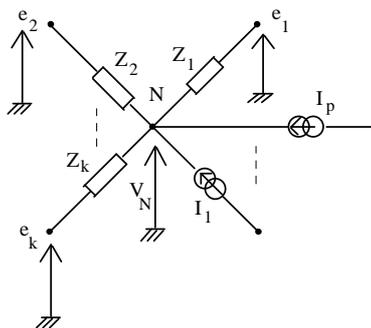
$u_5 + u_4 + u_3 + e_2 - u_2 + u_1 = 0$  (les tensions s'ajoutent « vectoriellement »)

(le sens du courant  $i_n$  dans chaque branche est choisi arbitrairement (sauf pour la branche 2 où l'on obéit à la convention générateur);

le sens de la tension associée  $u_n$  est ensuite déterminé par application de la convention récepteur).

### 4. Théorème de Millman (ce théorème ne s'applique qu'en fréquentiel)

Soit le noeud N suivant :



Le potentiel  $V_N$  au noeud N est donné par la relation :

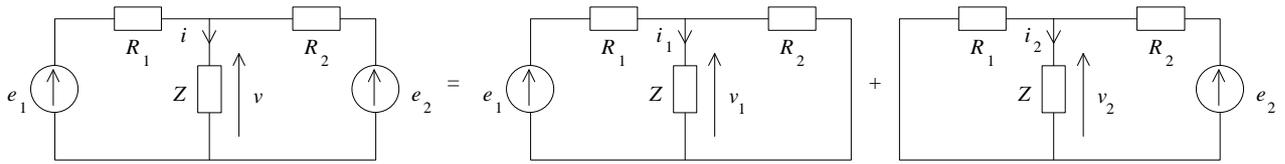
$$V_N = \frac{\sum_{i=1}^k \frac{e_i}{Z_i} + \sum_{j=1}^p I_j}{\sum_{i=1}^k \frac{1}{Z_i}} \quad (\text{avec évidemment } k \neq 0)$$

Ce théorème donne donc la valeur du potentiel au noeud N, non pas en valeur instantanée, mais en valeur complexe (régime harmonique), car il fait intervenir les impédances.

*Éléments de démonstration* : Utilisation des lois de Kirchoff et de la Représentation Fréquentielle.

### 5. Théorème de superposition

Le courant dans une branche (*respectivement la tension entre deux points*) d'un réseau **linéaire**, est la somme algébrique des courants dûs à chaque source dans cette branche (*respectivement des tensions*), les autres sources autonomes étant rendues passives, mais les sources commandées restant actives.



$$i = i_1 + i_2 \quad v = v_1 + v_2 \quad \text{avec } v_1 = \frac{Z_2}{R_1 + Z_2} e_1 \text{ et } v_2 = \frac{Z_1}{R_2 + Z_1} e_2 \text{ où } Z_1 = "Z // R_1" = \frac{ZR_1}{Z + R_1} \text{ et } Z_2 = "Z // R_2" = \frac{ZR_2}{Z + R_2}$$

Une source de tension est rendue passive en court-circuitant le générateur (partie idéale seulement).  
 Une source de courant est rendue passive en débranchant le générateur (partie idéale seulement).  
 Dans les deux cas, la résistance du générateur est conservée.

*Ex. de source autonome :* Générateur de courant (ou de tension) de valeur  $i_0$  (ou  $e_0$ ) indépendante des autres éléments du circuit.

*Ex. de source commandée :* Transistor bipolaire (le courant qu'il génère est contrôlé par un courant de commande).

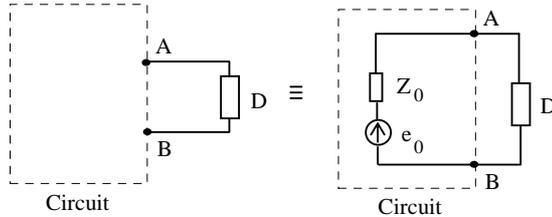
*Note :* Un circuit linéaire est composé d'éléments linéaires (R, L, C, générateur ...) régis par des équations différentielles linéaires. Une diode par exemple (cf. chapitre 3) n'est pas un composant linéaire.

### 6. Théorème de Thévenin - Norton

#### Théorème de Thévenin

Etant donné un circuit (linéaire), lorsqu'on branche entre deux points A et B de ce circuit, un dipôle (linéaire) D, le circuit se comporte comme un générateur réel de tension vis à vis de ce dipôle. Sa force électromotrice (f.e.m. ≡ tension) ( $e_0$ ) est égale à la tension existant entre A et B avant de brancher D. Son impédance interne ( $Z_0$ ) est égale à l'impédance vue par le dipôle entre A et B avant de brancher D, les sources autonomes (≡ non commandées) étant rendues passives.

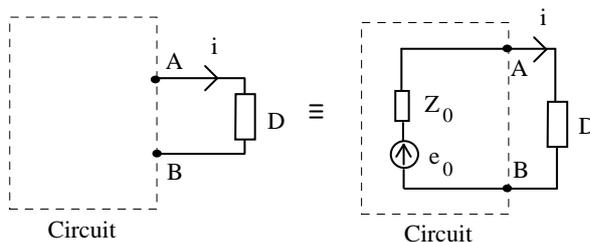
Une source de tension est rendue passive en court-circuitant le générateur (partie idéale seulement).  
 Une source de courant est rendue passive en débranchant le générateur (partie idéale seulement).  
 Dans les deux cas, la résistance du générateur est conservée.



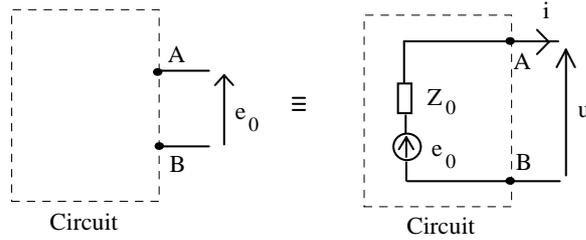
$$Z_0 = Z_{AB} \Big|_{\substack{D \text{ déconnecté} \\ \text{Sources annulées}}}$$

$$e_0 = V_{AB} \Big|_{D \text{ déconnecté}} = V_A - V_B \Big|_{D \text{ déconnecté}}$$

#### Eléments de démonstration

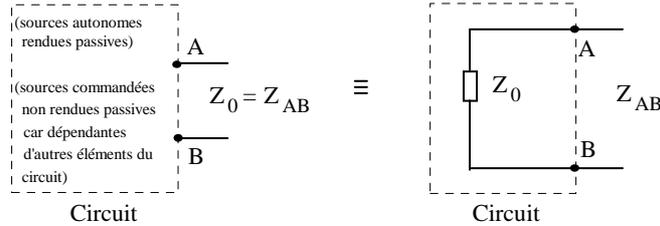


- Détermination de  $e_0$  :



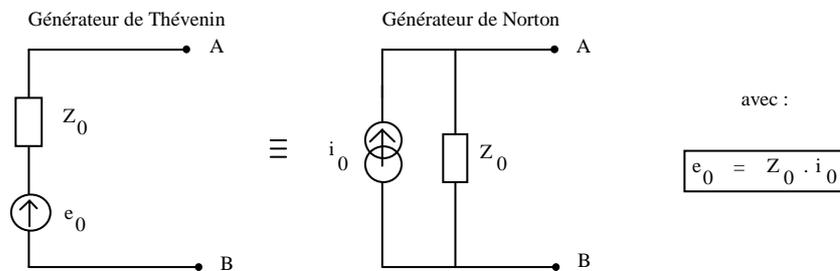
On a bien  $u = e_0$  car  $i = 0$  (pas de charge)

- Détermination de  $Z_0$  :

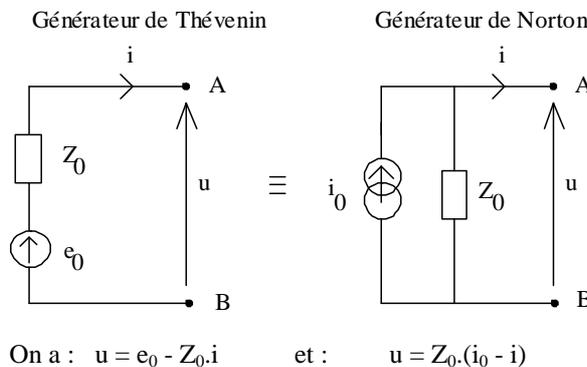


On a bien  $Z_{AB} = Z_0$  ( $e_0$  passivée)

On a l'équivalence entre **générateur de Thévenin** et **générateur de Norton** :



*Eléments de démonstration* (la tension aux bornes de 2 générateurs équivalents est identique. Il en est de même pour le courant généré)



L'équivalence des générateurs de Thévenin et Norton donne :  $e_0 - Z_0 \cdot i = Z_0 \cdot (i_0 - i) \rightarrow e_0 = Z_0 \cdot i_0$

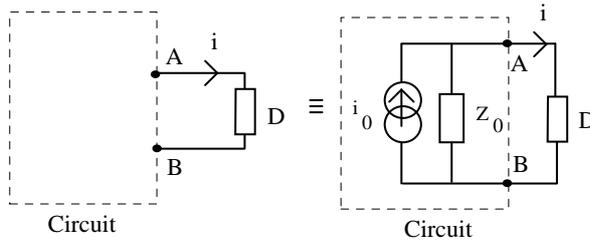
**Théorème de Norton**

Etant donné un circuit (linéaire), lorsqu'on branche entre deux points A et B de ce circuit, un dipôle (linéaire) D, ce circuit se comporte comme un générateur réel de courant vis à vis de ce dipôle. L'intensité du générateur idéal de courant est égale à celle qui passerait à travers une liaison sans résistance (un fil) établie entre A et B à la place du dipôle D. L'impédance interne ( $Z_0$ ) du générateur de courant est égale à l'impédance vue par le dipôle entre A et B avant de brancher D, les sources autonomes ( $\equiv$  non commandées) étant rendues passives.

Une source de tension est rendue passive en court-circuitant le générateur (partie idéale seulement).

Une source de courant est rendue passive en débranchant le générateur (partie idéale seulement).

Dans les deux cas, la résistance du générateur est conservée.

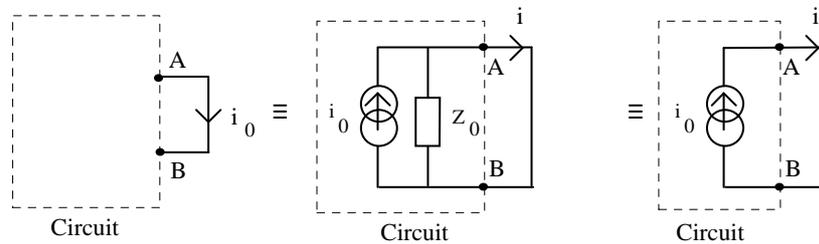


$$Z_0 = Z_{AB} \Big|_{\substack{D \text{ déconnecté} \\ \text{Sources annulées}}}$$

$$i_0 = i_{AB} \Big|_{D \text{ court-circuité}}$$

Eléments de démonstration

- Détermination de  $i_0$  :



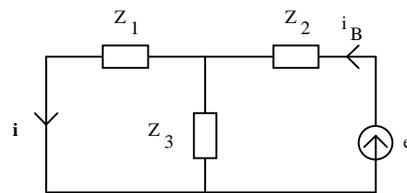
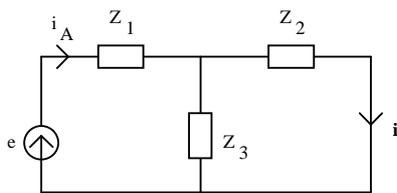
On a bien  $i = i_0$  car  $Z_0$  est court-circuitée

- Détermination de  $Z_0$  : identique à celle du théorème de Thévenin (cf. Th. de Thévenin).

### 7. Théorème de réciprocité

Ce théorème n'est applicable qu'aux circuits (linéaires) passifs et ne comportant qu'une seule source. Si une source, insérée dans une branche d'un réseau linéaire passif, produit un courant  $i$  dans une autre branche, réciproquement, cette même source insérée dans cette deuxième branche produira le même courant  $i$  dans la première branche.

Exemple :



$$Z_2 i = Z_3 (i_A - i) \rightarrow i = i_A \cdot \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

$$Z_1 i = Z_3 (i_B - i) \rightarrow i = i_B \cdot \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3}$$

$$e = Z_1 i_A + Z_2 i \rightarrow i_A = \frac{e - Z_2 i}{Z_1}$$

$$e = Z_2 i_B + Z_1 i \rightarrow i_B = \frac{e - Z_1 i}{Z_2}$$

$$i = \frac{e - Z_2 i}{Z_1} \cdot \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} = \frac{e Z_3 - Z_2 Z_3 i}{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3}$$

$$i = \frac{e - Z_1 i}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_1 + Z_3} = \frac{e Z_3 - Z_1 Z_3 i}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3}$$

$$i = e \cdot \frac{Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3}$$

$$i = e \cdot \frac{Z_3}{Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_1 Z_3}$$

**TD 1. THEOREMES GENERAUX DES RESEAUX ELECTRIQUES**

**1. Association série de dipôles**

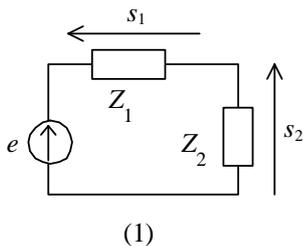
Déterminer l'impédance équivalente  $Z$  à des dipôles en série d'impédance respective  $Z_i$ .

**2. Association parallèle de dipôles**

Déterminer l'admittance ( $\equiv$  inverse de l'impédance) équivalente  $Y$  à des dipôles en parallèle d'admittance respective  $Y_i$ .

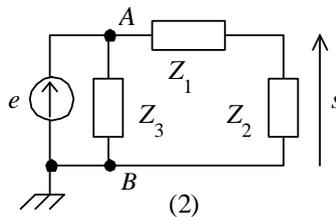
**3. Pont diviseur de tension**

Déterminer la tension  $s, s_1, s_2$  dans les cas suivants : ( $e$  représente évidemment un générateur idéal de tension, sans quoi sa résistance interne serait représentée sinon)

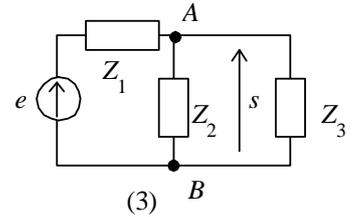


$$s_2 = f(e, Z_1, Z_2)$$

$$s_1 = f(e, Z_1, Z_2)$$



$$s = f(e, Z_1, Z_2, Z_3)$$

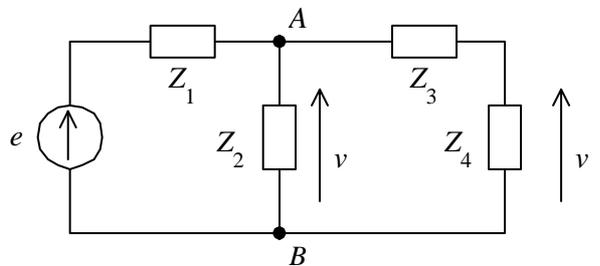


$$s = f(e, Z_1, Z_2, Z_3)$$

**4. Pont diviseur de tension : application**

Calculer les tensions  $v$  et  $v'$  respectivement aux bornes de  $Z_2$  et  $Z_4$ .

A.N :  $Z_1 = 20 \text{ k}\Omega$   $Z_2 = 10 \text{ k}\Omega$   $Z_3 = 2 \text{ k}\Omega$   $Z_4 = 8 \text{ k}\Omega$   $e = 20 \text{ V}$  continu

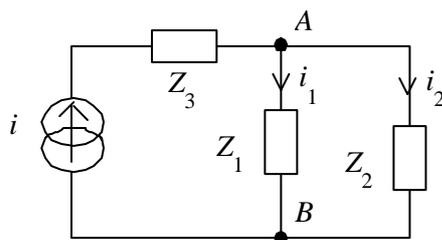


Réponse :  $v = 4 \text{ Volts}$   
 $v' = 3.2 \text{ Volts}$

**5. Pont diviseur de courant**

Calculer le courant  $i_2$  traversant  $Z_2$  :  
 et le courant  $i_1$  traversant  $Z_1$

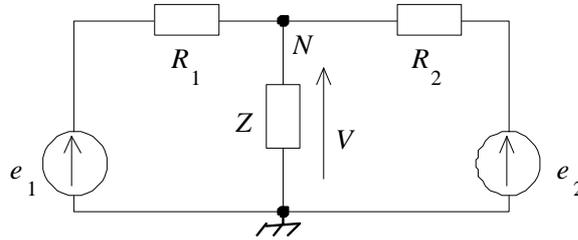
( $i$  est un générateur idéal de courant, sans quoi sa résistance interne serait représentée)



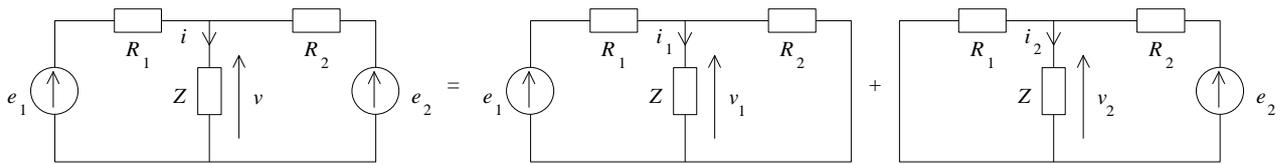
$$i_2 = f(i, Z_1, Z_2, Z_3) \text{ et } i_1 = f(i, Z_1, Z_2, Z_3)$$

### 6. Théorème de Millman - Théorème de superposition

Calculer la tension  $V$  aux bornes de  $Z$  à l'aide : - du théorème de Millman  
 (la méthode du théorème de superposition a déjà été vue en cours)



Rappel :



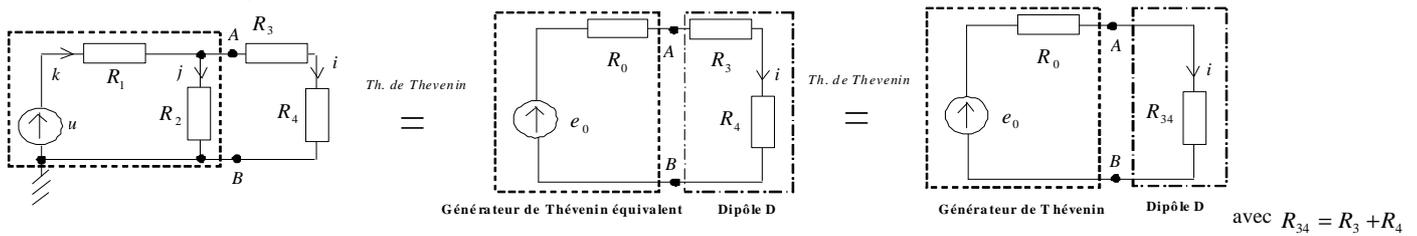
### 6'. Théorème de Thévenin

A l'aide du **théorème de Thévenin**, calculer le courant  $i$ . Vérifier à l'aide des **lois de Kirchoff**.

$$R_1 = R_2 = R_3 = 10\Omega$$

$$R_4 = 35\Omega$$

$$u = 10V \text{ continu}$$



#### Méthode du Théorème de Thévenin

$$R_0 = R_{AB} \Big|_{\substack{\text{source } u \text{ annulée} \\ \text{dipôle } D \text{ déconnecté}}} = "R_1 // R_2" = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 5\Omega$$

Réponse :

$$e_0 = V_A - V_B \Big|_{\text{dipôle } D \text{ déconnecté}} = V_{AB} \Big|_{\text{dipôle } D \text{ déconnecté}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u = 5V$$

$$i = \frac{e_0}{R_0 + R_{34}} = \frac{u R_2}{R_1 R_2 + R_1 R_{34} + R_2 R_{34}} = 100mA$$

#### Méthode des Lois de Kirchoff

$$\begin{cases} R_2 j = R_{34} i \\ k = i + j \\ u = R_1 k + R_{34} i \end{cases} \rightarrow \begin{cases} j = \frac{R_{34}}{R_2} i \\ k = i \left( 1 + \frac{R_{34}}{R_2} \right) \\ u = \left[ R_1 \left( 1 + \frac{R_{34}}{R_2} \right) + R_{34} \right] i \end{cases} \rightarrow i = \frac{R_2 u}{R_1 R_2 + R_1 R_{34} + R_2 R_{34}} = 100mA$$

**7. Théorème de Thévenin**

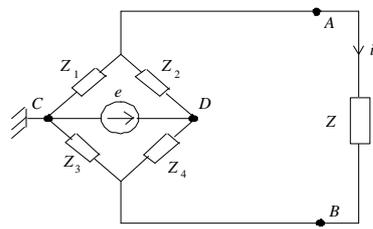
A l'aide du théorème de Thévenin, calculer le courant  $i$  traversant  $Z$  avec :

$Z_1 = Z_2 = Z_3 = 10\Omega$

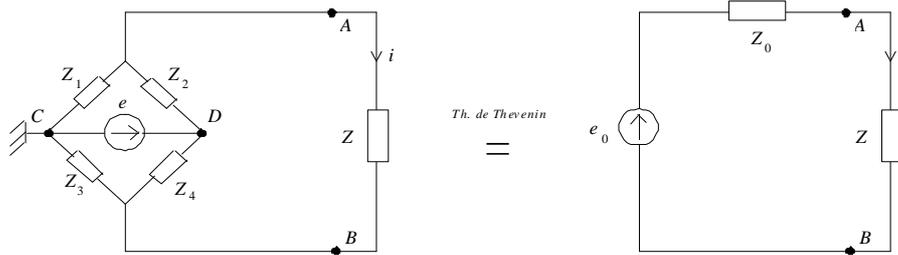
$Z_4 = 30\Omega$

$Z = 7.5\Omega$

$e = 10V$  continu



Rappel :



Réponse :

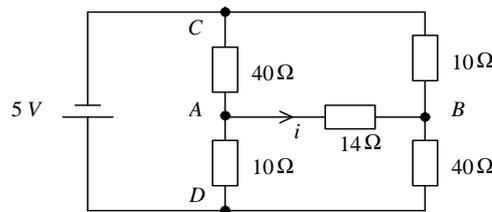
$$e_0 = -e \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} + e - e \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = 2.5V$$

$$Z_0 = (Z_1 // Z_2) + (Z_3 // Z_4) = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{Z_3 Z_4}{Z_3 + Z_4} = 12.5\Omega$$

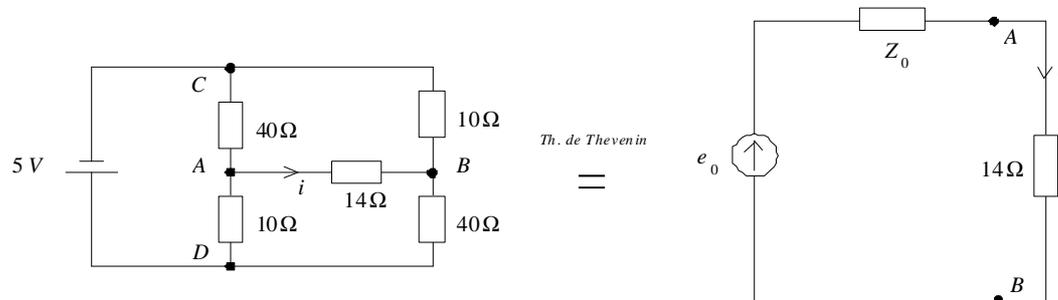
$$i = \frac{e_0}{Z_0 + Z} = 125mA$$

**8. Théorème de Thévenin**

A l'aide de l'exercice 7 précédent (identifier les composants  $e, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$  et  $Z$ ), calculer le courant  $i$  dans la branche  $AB$  et indiquer son sens réel :



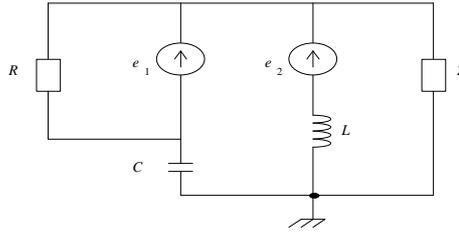
Rappel :



Réponse :  $i = 100mA$

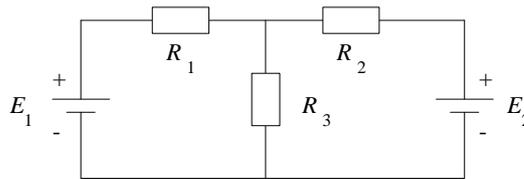
**9. Théorème de Millman**

Calculer la tension  $V$  aux bornes de  $Z$  en appliquant le théorème de Millman :

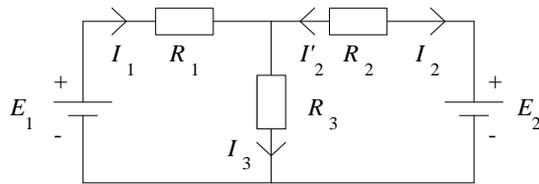


**10. Lois de Kirchoff**

Calculer à l'aide des lois de Kirchoff, les courants dans chacune des branches du circuit :



(on pourra prendre par exemple les sens arbitraires suivants pour les courants  $I_1, I_2$  ou  $I'_2$ , et  $I_3$ ) :

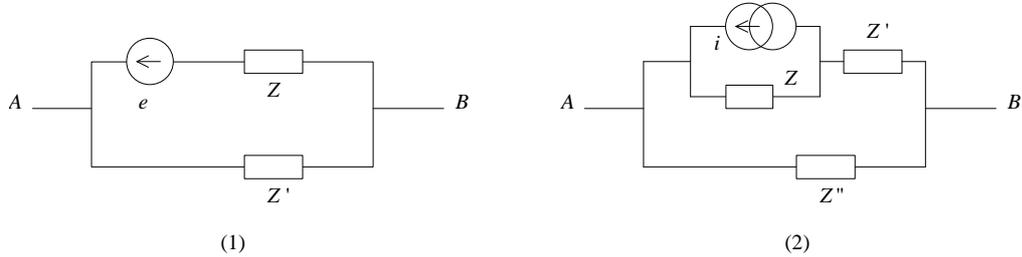


$$AN : \begin{cases} E_1 = 6V \\ E_2 = 12V \\ R_1 = 10\Omega \\ R_2 = 30\Omega \\ R_3 = 20\Omega \end{cases}$$

**TD 1 ANNEXE. THEOREMES GENERAUX DES RESEAUX ELECTRIQUES**

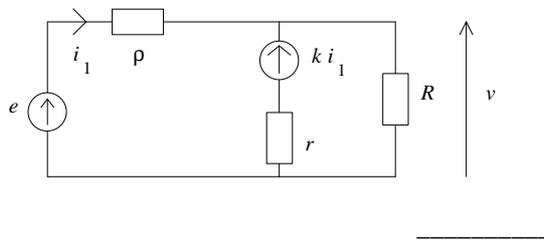
**1. Théorème de Thévenin - Norton**

Ramener chacun des circuits suivants à un générateur réel de tension ou de courant dont les sorties seront les points *A* et *B* :



**2. Théorème de Thévenin - Source commandée**

Calculer la tension *v* aux bornes de *R* ; retrouver cette tension en déterminant le générateur de tension vu par *R* :



- $\rho$  : Résistance
- $k$  : Constante (homogène à une impédance)
- $k i_1$  : Source de tension commandée en courant

## Tutorial 1. Tutorial Circuit Maker Analogique

### 0. Circuit Maker tour - Modes de simulation

Mode de simulation analogique : 

Instrument GBF : Device → General → Instruments → Signal Gen

Analyse : Simulation → Analyses Setup

En mode *analogique*, le simulateur permet d'effectuer différentes analyses :

TRANSIENT Analysis (*Oscilloscope*)

Mode utilisé pour visualiser un *signal x* en fonction du *temps t* :  $x = f(t)$   
(en régime (signal d'entrée) *continu* ou *variable*).

AC Analysis (*Bode Plotter*)

Mode utilisé pour visualiser un *signal x* en fonction de la *fréquence v* :  $x = f(v)$   
(en régime *variable sinusoïdal*).

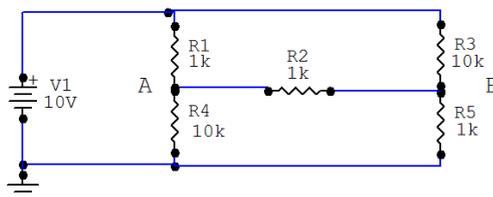
DC Analysis (*Curve Tracer*)

Mode utilisé pour visualiser un *signal y* en fonction d'un autre *signal x* :  $y = f(x)$   
(en régime *continu* ou *variable*).

OPERATING POINT (*Digital Meter*)

Mode utilisé pour obtenir d'un signal *x* sa mesure :  $M = x$  (en régime *continu*),  
sa moyenne temporelle :  $M = \langle x(t) \rangle$  (en régime *variable*),  
ou sa valeur efficace :  $E = \langle x^2(t) \rangle$  (en régime *variable*).

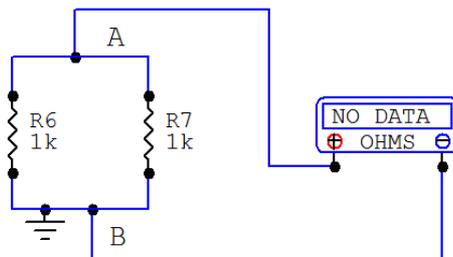
#### 1. OPERATING POINT 1 : Simulation → Analyses Setup → Multimeter



Mesurer :  
- le potentiel au point A  
- le potentiel au point B  
- le courant circulant entre les points A et B

$V_A = 6.452 \text{ Volts}$
$V_B = 3.548 \text{ Volts}$
$i_{AB} = 2.903 \text{ mA}$

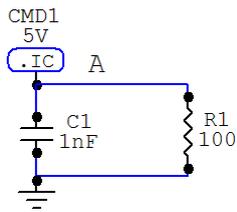
#### 2. OPERATING POINT 2 : Simulation → Analyses Setup → Multimeter



Mesurer la resistance equivalente entre les points A et B

$R_{AB} = 500 \Omega$
-----------------------

3. TRANSIENT 1 : Simulation → Analyses Setup → Transient



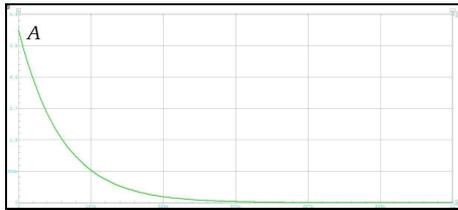
Condition Initiale (IC) :  $V_A = +5$  Volts

Device Selection → SPICE Controls → Initial Condition → .IC

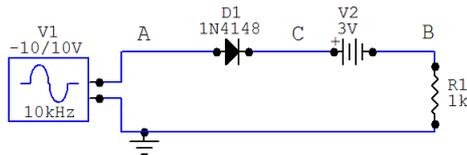
Visualiser :

- La tension au point A (temps 0-1us ; tension 0/+5V)

Simulation → Analyses Setup → Transient : Start Time: 0s Stop Time: 1.0 us Step Time: 10.0 ns Max. Step: 10.0 ns



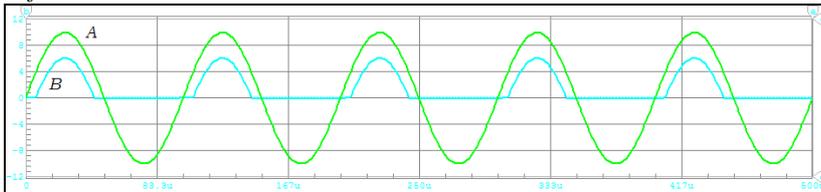
4. TRANSIENT 2 : Simulation → Analyses Setup → Transient



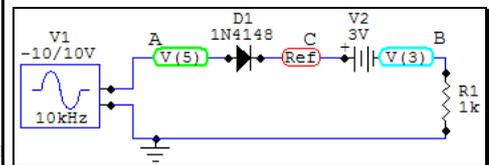
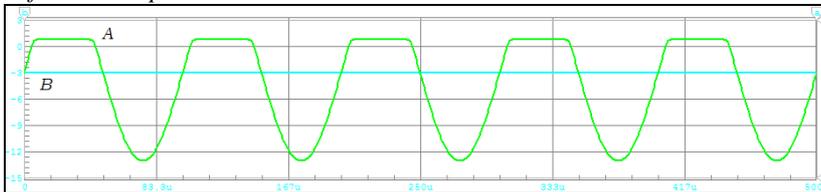
Visualiser les chronogrammes aux points A et B simultanément :

- avec reference Ground
- avec reference au point C

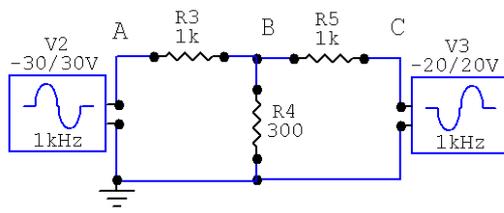
Reference Ground



Reference au point C

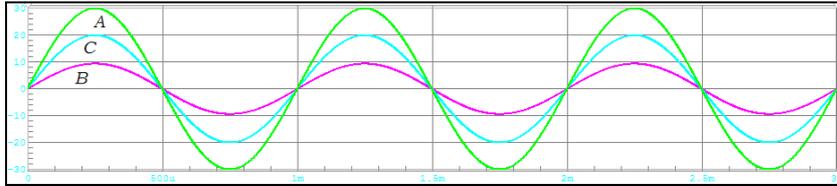


5. TRANSIENT 3 : *Simulation → Analyses Setup → Transient*



Visualiser :

- Chronogrammes simultanés en A,B,C (temps 0-3ms ; tension -30/+30V)



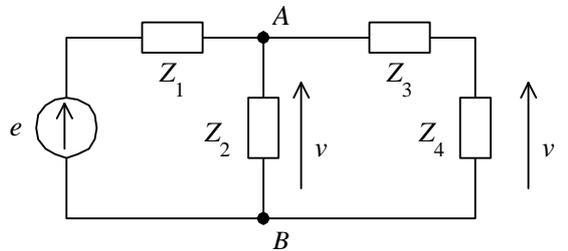
## TP 1. Présentation

### 0. Notation du TP

Faire examiner par le professeur en fin de séance, les différentes parties du TP.

### 1. Pont diviseur de tension : application (exercice 4 du TD 1)

Simuler le circuit ci-dessous et retrouver les valeurs des tensions  $v$  et  $v'$  respectivement aux bornes de  $Z_2$  et  $Z_4$ .



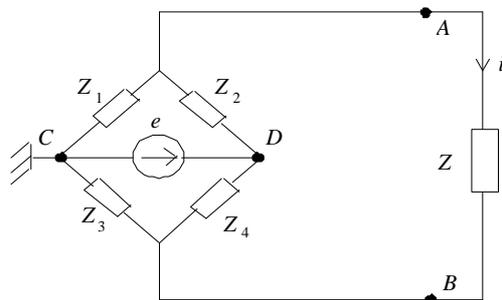
$Z_1 = 20 \text{ k}\Omega$  (Device  $\rightarrow$  General  $\rightarrow$  Resistors  $\rightarrow$  Resistor)  $Z_2 = 10 \text{ k}\Omega$   $Z_3 = 2 \text{ k}\Omega$   $Z_4 = 8 \text{ k}\Omega$   
 $e = 20 \text{ V}$  continu (Device  $\rightarrow$  General  $\rightarrow$  Sources  $\rightarrow$  Battery)

Instrument : Simulation  $\rightarrow$  Analyses Setup  $\rightarrow$  Multimeter ; Masse (Device  $\rightarrow$  General  $\rightarrow$  Sources  $\rightarrow$  Ground) en B

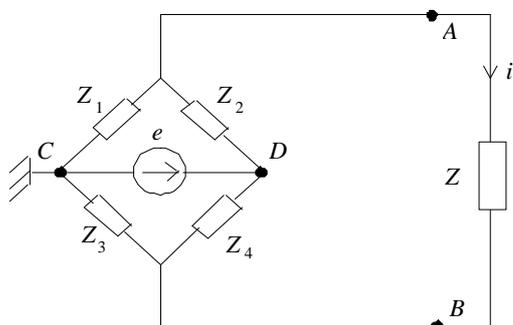
Réponse :  $v = 4 \text{ Volts}$   
 $v' = 3.2 \text{ Volts}$

### 2. Théorème de Thévenin (exercice 7 du TD 1)

Simuler le circuit ci-dessous et retrouver les valeurs de  $e_0, Z_0$  et  $i$ .

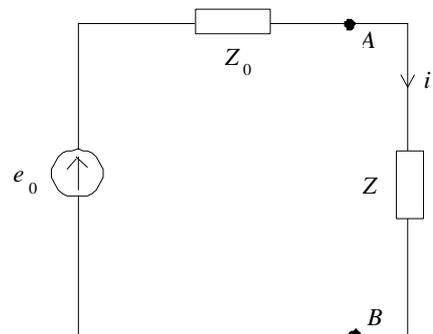


Rappel :



Th. de Thevenin

=



$Z_1 = Z_2 = Z_3 = 10 \Omega$

$Z_4 = 30 \Omega$

$Z = 7.5 \Omega$

$e = 10 \text{ V}$  continu

Instrument (calcul de  $e_0$ ) :

Simulation  $\rightarrow$  Analyses Setup  $\rightarrow$  Multimeter + Reference en B

ou Device  $\rightarrow$  General  $\rightarrow$  Instruments  $\rightarrow$  Multimeter

Instrument (calcul de  $Z_0$ ) :

Device  $\rightarrow$  General  $\rightarrow$  Instruments  $\rightarrow$  Multimeter

Instrument (calcul de  $i$ ) :

Simulation  $\rightarrow$  Analyses Setup  $\rightarrow$  Multimeter

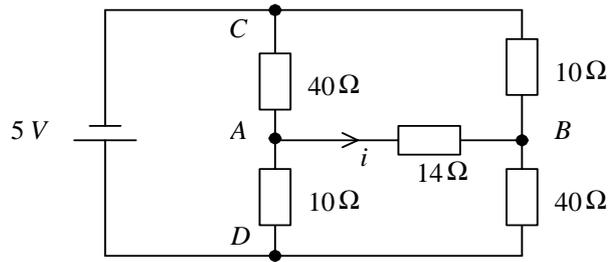
$$e_0 = -e \frac{Z_3}{Z_3 + Z_4} + e - e \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = 2.5V$$

$$\text{Réponse : } Z_0 = "(Z_1 // Z_2) + (Z_3 // Z_4)" = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{Z_3 Z_4}{Z_3 + Z_4} = 12.5\Omega$$

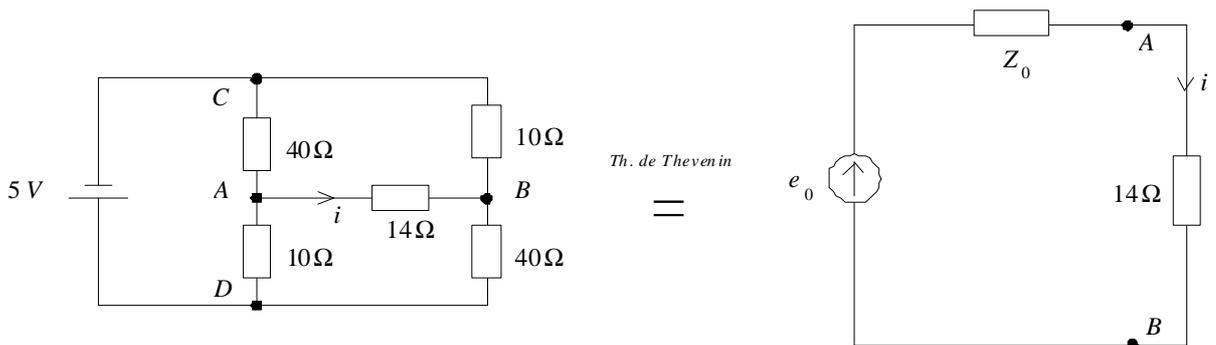
$$i = \frac{e_0}{Z_0 + Z} = 125mA$$

**3. Théorème de Thévenin (exercice 8 du TD 1)**

Simuler le circuit ci-dessous et retrouver la valeur de  $i$ .



Rappel :

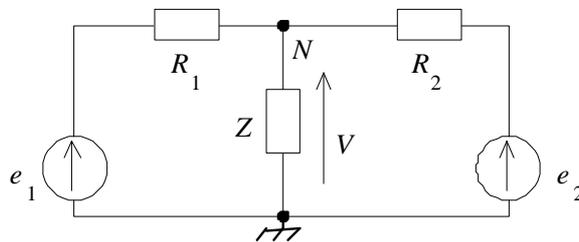


Réponse :  $e_0 = 3V$        $Z_0 = 16\Omega$        $i = 100mA$

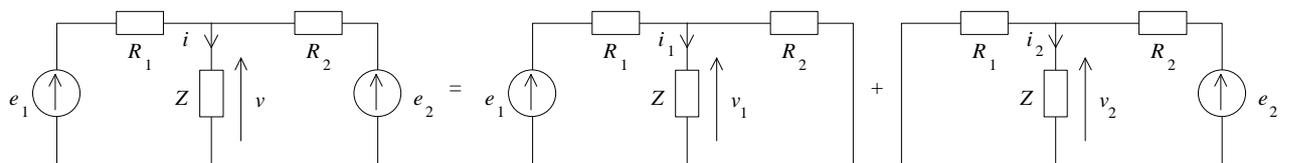
Instrument : Simulation → Analyses Setup → Multimeter

**4. Théorème de Millman - Théorème de superposition (exercice 6 du TD 1)**

Simuler le circuit ci-dessous et retrouver / visualiser la valeur de  $V$ .



Rappel :



$R_1 = 1k\Omega$      $R_2 = 10k\Omega$      $Z = 100\Omega$

- 1<sup>er</sup> cas :  $e_1 = e_2 = 1V$  continu

Instrument : Simulation → Analyses Setup → Multimeter

Réponse :  $V = 99.10 mV$

- 2<sup>nd</sup> cas :  $e_1 = e_2 =$  Générateur sinusoïdal, fréquence 1 kHz, amplitude 1 Volt (Device → General → Instruments → Signal Gen)

Instrument : Simulation → Analyses Setup → Transient

Réponse : amplitude de  $V = 99.10 mV$

Rappel : Circuit Maker

En mode *analogique*, le simulateur permet d'effectuer différentes analyses :

TRANSIENT Analysis (*Oscilloscope*)

Mode utilisé pour visualiser un *signal*  $x$  en fonction du *temps*  $t$  :  $x = f(t)$   
(en régime (signal d'entrée) *continu* ou *variable*).

AC Analysis (*Bode Plotter*)

Mode utilisé pour visualiser un *signal*  $x$  en fonction de la *fréquence*  $V$  :  $x = f(V)$   
(en régime *variable sinusoïdal*).

DC Analysis (*Curve Tracer*)

Mode utilisé pour visualiser un *signal*  $y$  en fonction d'un autre *signal*  $x$  :  $y = f(x)$   
(en régime *continu* ou *variable*).

OPERATING POINT (*Digital Meter*)

Mode utilisé pour obtenir d'un signal  $x$  sa mesure instantanée :  $m = x$  (en régime *continu*),  
sa moyenne temporelle :  $M = \langle x(t) \rangle$  (en régime *variable*),  
ou sa valeur efficace (RMS) :  $E = \langle x^2(t) \rangle$  (en régime *variable*).

**TP 1 ANNEXE. Présentation**

**1. Matériel nécessaire**

- Oscilloscope
- Générateur de signaux Basses Fréquences (GBF)
- Alimentation stabilisée ( 2x[ 0-30 V] ... + 1x[ 5 V] ... )
- Multimètre
- Moniteur MS06 (plaquette de câblage)
- **Composants :** - 1 Résistance 1 kΩ  
- 1 Condensateur 1 μF
- Logiciel de simulation analogique, numérique, mixte : simulateur avec un noyau (≡ moteur) XSPICE (≈ PSPICE) autorisant une simulation analogique et numérique, alors que le noyau SPICE ne réalise que des simulations analogiques.

**2. Etude théorique**

**ETUDE TEMPORELLE (REGIME TRANSITOIRE)**

- Etablir et résoudre les équations différentielles régissant les circuits suivants à partir de l’instant  $t = 0$  où l’interrupteur  $K$  est fermé.
- Donner à chaque fois l’expression de  $v_s(t)$  et tracer l’allure du transitoire de  $v_s(t)$  :

**Charge de C**

$t = 0$  : C déchargé / K se ferme

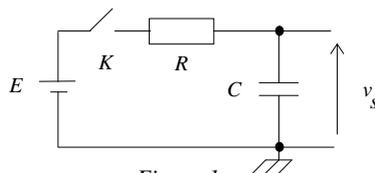


Figure 1

**Décharge de C**

$t = 0$  : C chargé à U / K se ferme

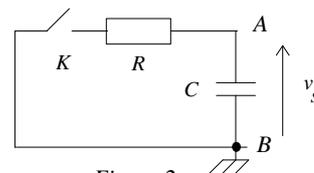


Figure 2

$$U = (V_A - V_B)_{t=0}$$

- Mêmes questions pour les circuits :

**Charge de C**

$t = 0$  : C déchargé / K se ferme

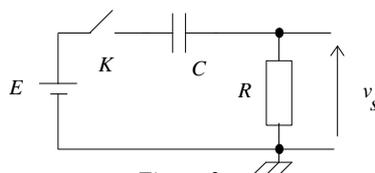


Figure 3

**Décharge de C**

$t = 0$  : C chargé à U / K se ferme

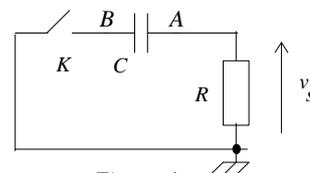


Figure 4

$$U = (V_A - V_B)_{t=0}$$

**ETUDE FREQUENTIELLE (REGIME PERMANENT)**

On excite maintenant les circuits précédents par un signal sinusoïdal  $v_e(t)$  de fréquence  $f$  variable.

- Donner, pour chaque montage, l’allure du rapport des amplitudes des signaux sinusoïdaux  $\frac{V_s}{V_e}$  en fonction du temps à une fréquence  $f$  donnée, et aussi en fonction de la fréquence  $f$  :

**Circuit intégrateur**

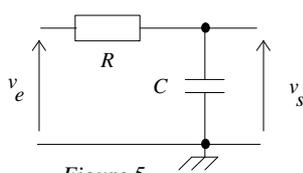


Figure 5

**Circuit dérivateur**

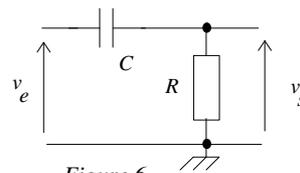


Figure 6

### 3. Application

#### GBF

- Générer à partir du GBF (par la sortie analogique - la sortie numérique TTL ne délivrant qu'un signal de forme fixe carrée et d'amplitude fixe 5 V) un signal carré de fréquence 100 Hz et d'excursion ( $\equiv$  différence entre la valeur maximale et la valeur minimale) de 1V et centré ( $\equiv$  de valeur moyenne nulle).  
Visualiser ce signal à l'oscilloscope (câble BNC-BNC) en position DC puis AC. Conclusions.
- Régler maintenant la fréquence du signal précédent à 1 kHz et lui additionner, toujours à l'aide du GBF, un offset ( $\equiv$  signal continu) de 1 V. Faire les mêmes observations.
- Diviser par 10 la fréquence du signal précédent (la fréquence devient de nouveau 100 Hz) en utilisant le bouton «  $\div 10$  » du GBF. Modifier ensuite le rapport cyclique du signal.

#### Alimentation stabilisée - Multimètre

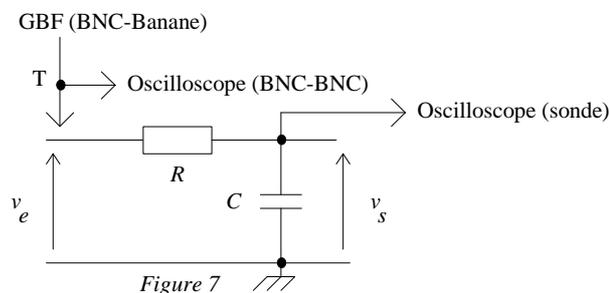
- Générer à partir de l'alimentation stabilisée une tension continue de +10 V.  
Vérifier la valeur de la tension au multimètre et à l'oscilloscope.
- Générer à partir de l'alimentation stabilisée 2 tensions continues opposées +10 V et -10 V :
  - en position « alimentations indépendantes » : vérifier au multimètre.
  - en position « maître-esclave » : vérifier au multimètre.

#### Oscilloscope - Plaquette de câblage

##### CIRCUIT INTEGRATEUR

##### ETUDE FREQUENTIELLE (REGIME PERMANENT)

Câbler le circuit suivant, après avoir vérifié au multimètre la valeur de la résistance R ainsi que la disposition des contacts sur la plaquette de câblage :



- R 10 k $\Omega$
- C 1  $\mu$  F
- $v_e$  signal sinusoïdal : fréquence  $f = 10$  Hz , centré, amplitude (= demi-excursion) de 5 V

- Visualiser à l'oscilloscope, les tensions  $v_e$  et  $v_s$  simultanément :
  - en mode analogique
  - en mode numérique
- Mémoriser le signal  $v_e$  et mesurer « **automatiquement** » à l'oscilloscope :
  - son amplitude
  - sa fréquence
- Mémoriser le signal  $v_s$  et mesurer automatiquement à l'oscilloscope :
  - son amplitude
  - sa fréquence
- Visualiser le signal  $(v_e + v_s)$  puis  $(v_e - v_s)$  à l'oscilloscope.
- Balayer par décades la fréquence  $f$  de 1 Hz à 1 MHz. Observer l'évolution du rapport des amplitudes  $\frac{V_s}{V_e}$  et retrouver le résultat théorique.

**ETUDE TEMPORELLE (REGIME TRANSITOIRE)**

On étudie maintenant le régime transitoire du montage de la *figure 5* (mêmes valeurs de  $R$  et  $C$  que précédemment) avec cette fois  $v_e = E$  (tension continue  $E = 10$  Volts)

(à  $t = 0$ ,  $v_e$  bascule de 0 à  $E$ , le condensateur  $C$  étant initialement déchargé (réalisé en court-circuitant initialement ses connexions ou en attendant suffisamment longtemps pour qu'il se décharge tout seul par ses fuites ou à travers la résistance de l'oscilloscope relié à ses bornes)).

- Observer à l'oscilloscope numérique la réponse transitoire de  $v_s(t)$  *manuellement* (base de temps de l'oscilloscope à 50 ms) en veillant à décharger le condensateur à chaque nouvel essai, puis « *automatiquement* », en injectant en  $v_e$  un signal carré centré d'excursion  $\approx 10$  Volts, de fréquence  $f$  faible (de période  $T = 1/f$  de l'ordre de 10 fois la Cte de temps du circuit qui vaut  $\tau = RC = 10$  ms, soit  $T \approx 100$  ms, et donc  $f \approx 10$  Hz) pour que le circuit ait le temps de fournir sa réponse transitoire complète.

**CIRCUIT DERIVATEUR**

- Reprendre les études temporelle et fréquentielle avec le circuit dérivateur de la *figure 6*.

- Attention :**
- à toujours être en position calibrée (« CAL ») de l'oscilloscope pendant les mesures (sinon des erreurs de mesure sont introduites (zoom sur les amplitudes et le temps)).
  - à utiliser de préférence la position DC de l'oscilloscope car elle permet d'observer le signal tel qu'il est. Le réglage AC filtre le signal (avec un condensateur) et le dérive pour éliminer sa composante continue (et ses composantes fréquentielles de fréquence faible).
  - à synchroniser le déclenchement de l'oscilloscope sur la voie où se trouve le signal à visualiser.

**4. Simulation** (Montrer un rapport électronique avec étude théorique, résultats théoriques, résultats de simulation etcopies d'écran)

- Pour les circuits des *figures 1 à 6* : Reprendre les études **temporelle** (visualiser/interpréter le chronogramme) -

**Analyse TRANSIENT** (oscilloscope) du logiciel de simulation - (*figures 1 à 4 sans interrupteur*) et **fréquentielle** (visualiser/interpréter l'allure de  $v_s$  en fonction de la fréquence) - **Analyse AC** - (*figures 5 & 6*) à l'aide du simulateur après avoir saisi les montages,

- avec :
- $R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 1 \mu\text{F}$ ,  $E = 10 \text{ V}$  et CI nulles (*figures 1 & 3*),
  - CI = Condensateur chargé à 5 V (*figures 2 & 4*),
  - Générateur sinusoïdal de fréquence 1 kHz, Amplitude 1 V (*figure 5*),
  - Générateur sinusoïdal de fréquence 100 Hz, Amplitude 1 V (*figure 6*)

## 2. QUADRIPÔLES

### 1. Introduction

On va s'intéresser exclusivement aux quadripôles linéaires, classe de multipôles la plus souvent rencontrée.

Rappel :

- Quadripôle actif :* Il peut fournir de l'énergie de façon permanente.
- ≠ Quadripôle passif :* Un quadripôle passif ne comporte pas de source d'énergie, il ne contient que des composants passifs (Ex. : R, L, C ...).

*Quadripôle linéaire :* Les valeurs des éléments qui le composent sont constantes (éléments passifs, sources autonomes, coefficients des sources commandées) c'est à dire indépendantes des tensions ou courants qui leur sont appliqués. (*Pas de saturation ...*)

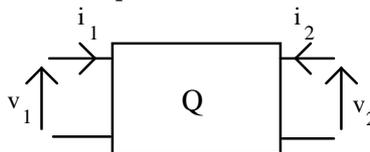
Une convention de signe est nécessaire pour normaliser les calculs indépendamment des sens réels des tensions et courants. 3 conventions de signe sont rencontrées :

*Convention Transmetteur:*



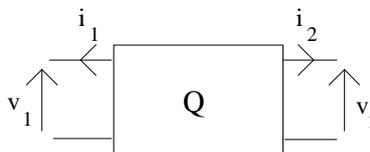
Le Quadripôle transmet l'énergie

*Convention Récepteur :*



L'énergie est rentrante

*Convention Générateur:*



L'énergie est sortante

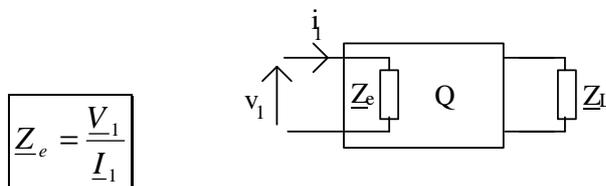
On utilisera la convention *récepteur* ( la plus généralement rencontrée).

### 2. Grandeurs caractéristiques

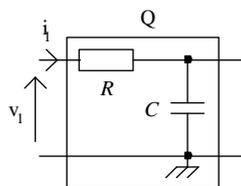
#### 2.1. Impédances d'entrée et de sortie

- Impédance d'entrée  $Z_e$  :

C'est l'impédance équivalente à l'entrée du quadripôle, lorsqu'il débite sur une charge  $Z_L$  :



Exemple : Circuit RC



$$Z_e = \frac{V_1}{I_1} = R + \left[ \left( \frac{1}{jC\omega} \right) // Z_L \right] = R + \frac{Z_L \cdot \frac{1}{jC\omega}}{Z_L + \frac{1}{jC\omega}}$$

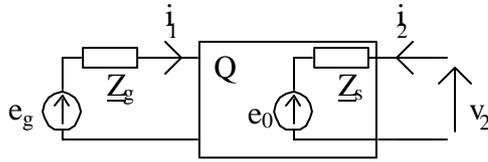
Cas particulier : Sortie du Quadripôle à vide ( $Z_L = \infty$ ) :  $Z_{e\infty} = \frac{V_1}{I_1} \Big|_{L_2=0} = R + \frac{1}{jC\omega}$

- Impédance de sortie  $\underline{Z}_s$  :

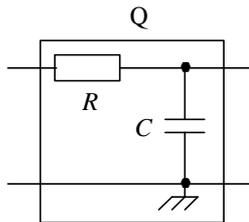
C'est l'impédance interne du générateur  $e_0$  de **Thévenin** (ou Norton) équivalente à la sortie du quadripôle

lorsqu'il est excité par un générateur  $e_g$  d'impédance interne  $\underline{Z}_g$  :

$$\underline{Z}_s = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{e_g=0} \quad (e_g \text{ en court-circuit})$$



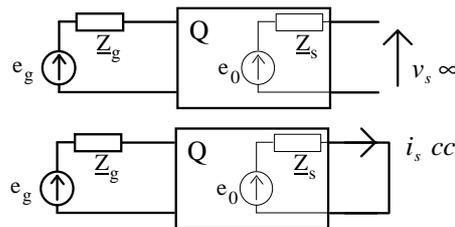
Exemple : Circuit RC



$$\underline{Z}_s = "(R + \underline{Z}_g) // \frac{1}{jC\omega}" = \frac{(R + \underline{Z}_g) \cdot \frac{1}{jC\omega}}{R + \underline{Z}_g + \frac{1}{jC\omega}}$$

On a aussi l'expression suivante, pour l'impédance de sortie  $\underline{Z}_s$  :

$$\underline{Z}_s = \frac{V_s \infty}{I_s \text{ cc}}$$



$$V_s \infty = E_0$$

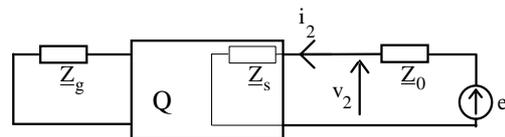
$v_s \infty$  : tension de sortie à vide

$i_s \text{ cc}$  : courant de sortie de court-circuit

$$E_0 = \underline{Z}_s I_s \text{ cc}$$

Expérimentalement pour déterminer  $\underline{Z}_s$ , on peut aussi exciter par la sortie avec un générateur externe  $e$  d'impédance interne  $\underline{Z}_0$  :

$$\underline{Z}_s = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{\text{(à entrée en court-circuit)}}$$



### 2.2. Impédances d'entrée et de sortie particulières

- Impédance d'entrée à sortie ouverte ( $\underline{Z}_L$  infinie) :

$$\underline{Z}_{e\infty} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{I_2=0}$$

- Impédance d'entrée à sortie en court-circuit ( $\underline{Z}_L = 0$ ) :

$$\underline{Z}_{e\text{cc}} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{V_2=0}$$

- Impédance de sortie à entrée ouverte (excitée par une source de courant (idéale)  $\underline{Z}_g$  infinie) :

$$\underline{Z}_{s\infty} = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{e_g=0, \underline{Z}_g=\infty} = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{I_1=0}$$

- Impédance de sortie à entrée en court-circuit (excitée par une source de tension (idéale)  $\underline{Z}_g = 0$ ) :

$$\underline{Z}_{s\text{cc}} = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{e_g=0, \underline{Z}_g=0}$$

2.3. Impédances images

Elles sont constituées par un couple de 2 impédances  $Z_{im1}$  et  $Z_{im2}$  telles que :

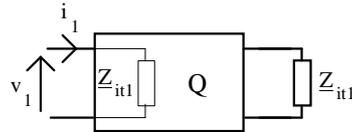
- Si le quadripôle Q est chargé par  $Z_{im2}$ , son impédance d'entrée est  $Z_{im1}$ .
- Si Q est excité par un générateur d'impédance interne  $Z_{im1}$ , son impédance de sortie est  $Z_{im2}$ .



2.4. Impédances itératives d'entrée et de sortie

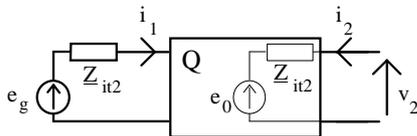
- Impédance itérative d'entrée :

C'est l'impédance de charge  $Z_L$  notée  $Z_{it1}$  telle que :  $Z_L = Z_e$



- Impédance itérative de sortie :

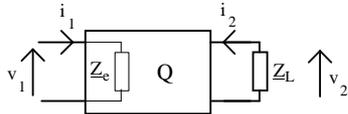
C'est l'impédance interne  $Z_g$  notée  $Z_{it2}$  du générateur d'attaque tel que :  $Z_g = Z_s$



$Z_{it1}$  et  $Z_{it2}$  peuvent s'exprimer en fonction de  $Z_{e\infty}$ ,  $Z_{e_{cc}}$ ,  $Z_{s\infty}$  et  $Z_{s_{cc}}$  pour un Quadripôle symétrique: (un Quadripôle symétrique est tel que la permutation de l'entrée et de la sortie est sans incidence)

$$Z_{it1} = \sqrt{Z_{e_{cc}} \cdot Z_{e\infty}} \quad (1) \qquad Z_{it2} = \sqrt{Z_{s_{cc}} \cdot Z_{s\infty}} \quad (2)$$

Démonstration de (1) :



Par définition :  $Z_e = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{\text{Charge } Z_L}$

En utilisant les paramètres Transmittance (cf. 2.6.), on a :  $Z_e = \frac{V_1}{I_1} = \frac{T_{11}V_2 + T_{12}I_2}{T_{21}V_2 + T_{22}I_2}$

et du fait que :  $V_2 = -Z_L I_2$  on a :  $Z_e = \frac{T_{12} - T_{11}Z_L}{T_{22} - T_{21}Z_L} \quad (3)$

Par définition :  $Z_{it1} = (Z_e)_{\text{Charge } Z_L=Z_{it1}}$  d'où (3)  $\rightarrow Z_{it1} = \frac{T_{12} - T_{11}Z_{it1}}{T_{22} - T_{21}Z_{it1}} \quad (4)$

et (4)  $\rightarrow T_{21}Z_{it1}^2 - (T_{11} + T_{22})Z_{it1} + T_{12} = 0$

Q symétrique (cf. 2.6.)  $\rightarrow T_{11} = -T_{22} \rightarrow Z_{it1}^2 = -\frac{T_{12}}{T_{21}} = \frac{T_{12}}{T_{22}} \cdot \left( -\frac{T_{22}}{T_{21}} \right) = \frac{T_{12}}{T_{22}} \cdot \frac{T_{11}}{T_{21}}$

Du fait que :  $Z_{e_{cc}} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{V_2=0} = \frac{T_{12}}{T_{22}}$  et que :  $Z_{e\infty} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{I_2=0} = \frac{T_{11}}{T_{21}}$

on a finalement :  $Z_{it1}^2 = Z_{e_{cc}} \cdot Z_{e\infty} \rightarrow Z_{it1} = \sqrt{Z_{e_{cc}} \cdot Z_{e\infty}}$

2.5. Impédance caractéristique

Dans le cas où le quadripôle est passif et symétrique, les impédances d'entrée et de sortie (à vide ou en court-circuit) sont identiques :

$$\left| \begin{array}{l} \underline{Z}_{e_{cc}} = \underline{Z}_{s_{cc}} \\ (Q \text{ passif}) \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left| \begin{array}{l} \underline{Z}_{e_{\infty}} = \underline{Z}_{s_{\infty}} \\ (Q \text{ symétrique}) \end{array} \right.$$

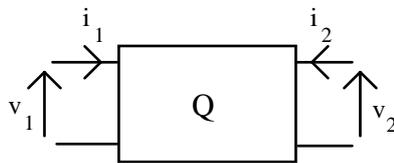
Les impédances images d'entrée et de sortie sont donc identiques et sont équivalentes aux impédances itératives d'entrée et de sortie. Toutes ces impédances ont alors une valeur commune appelée *impédance caractéristique* du quadripôle et notée  $\underline{Z}_c$  :

$$\underline{Z}_c = \underline{Z}_{im1} = \underline{Z}_{im2} = \underline{Z}_{it1} = \underline{Z}_{it2}$$

On montre que :  $\underline{Z}_c = \sqrt{\underline{Z}_{e_{cc}} \cdot \underline{Z}_{e_{\infty}}}$

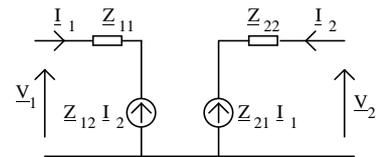
2.6. Paramètres

La structure quadripôle :



peut être mise en équations, par exemple avec les paramètres Impédance :

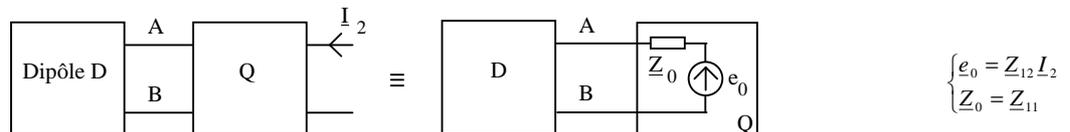
$$\begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{Z}_{11} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \underline{I}_2 \\ \underline{V}_2 = \underline{Z}_{21} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \underline{I}_2 \end{cases}$$



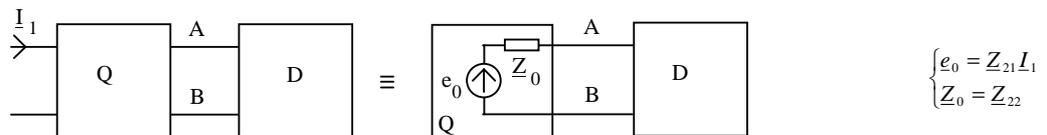
ou, sous forme électrique (équivalente aux équations) :

Ceci se montre immédiatement en appliquant le théorème de Thévenin à chacun des 2 dipôles du quadripôle :

- dipôle d'entrée :



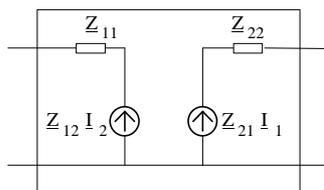
- dipôle de sortie :



(La démonstration est identique (utilisant en plus le th. de Norton) pour les autres modèles de paramètres).

Attention :

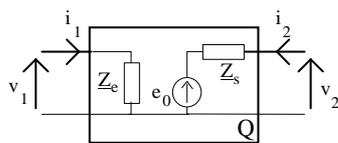
Un quadripôle est ainsi modélisé par 2 dipôles **couplés**. Ce couplage se traduit par l'intermédiaire des générateurs :



Comme le modèle à base de générateur de Thévenin et des impédances d'entrée et de sortie, les paramètres caractérisent complètement le Quadripôle. Les grandeurs  $v_1, v_2, i_1$  et  $i_2$  sont liées par des relations linéaires (Quadripôles linéaires). Il existe 6 possibilités d'exprimer 2 de ces grandeurs en fonction des 2 autres :

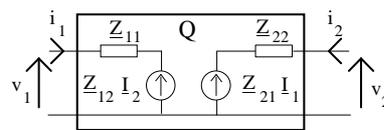
Paramètres	Equations (notées aussi matriciellement)	Calcul	Q passif	Q symétrique
Impédance	$\begin{cases} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{cases}$ <p>En notation matricielle :  <math display="block">\underline{V} = \underline{Z} \underline{I}</math>                     avec <math>\underline{Z}</math> : matrice impédance</p> $\underline{Z} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$ <p>et les vecteurs :</p> $\underline{V} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \text{ et } \underline{I} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$	$\underline{Z}_{11} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{I_2=0}$ $\underline{Z}_{22} = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{I_1=0}$ <p>etc ...</p> $\underline{Z}_{11} : \text{Impédance d'entrée de Q à sortie ouverte} = \underline{Z}_{e\infty}$ $\underline{Z}_{22} : \text{Impédance de sortie de Q à entrée ouverte} = \underline{Z}_{s\infty}$	$\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$	$\underline{Z}_{11} = \underline{Z}_{22}$ et $\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$
Admittance	$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases}$	$\underline{Y}_{11} = \left( \frac{I_1}{V_1} \right)_{V_2=0} \text{ etc ...}$	$\underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21}$	$\underline{Y}_{11} = \underline{Y}_{22} \text{ et } \underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21}$
Hybride	$\begin{cases} V_1 = H_{11} I_1 + H_{12} V_2 \\ I_2 = H_{21} I_1 + H_{22} V_2 \end{cases}$	$\underline{H}_{11} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{V_2=0} \text{ etc ...}$	$\underline{H}_{12} = -\underline{H}_{21}$	$\underline{H}_{11} \underline{H}_{22} - \underline{H}_{12} \underline{H}_{21} = 1$ et $\underline{H}_{12} = -\underline{H}_{21}$
Hybride inverse	$\begin{cases} I_1 = \underline{H}'_{11} V_1 + \underline{H}'_{12} I_2 \\ V_2 = \underline{H}'_{21} V_1 + \underline{H}'_{22} I_2 \end{cases}$	$\underline{H}'_{11} = \left( \frac{I_1}{V_1} \right)_{I_2=0} \text{ etc ...}$	$\underline{H}'_{12} = -\underline{H}'_{21}$	$\underline{H}'_{11} \underline{H}'_{22} - \underline{H}'_{12} \underline{H}'_{21} = 1$ et $\underline{H}'_{12} = -\underline{H}'_{21}$
Transmittance	$\begin{cases} V_2 = T_{11} V_1 + T_{12} I_1 \\ I_2 = T_{21} V_1 + T_{22} I_1 \end{cases}$	$\underline{T}_{11} = \left( \frac{V_2}{V_1} \right)_{I_1=0} \text{ etc ...}$	$\underline{T}_{11} \underline{T}_{22} - \underline{T}_{12} \underline{T}_{21} = -1$	$\underline{T}_{11} = -\underline{T}_{22} \text{ et } \underline{T}_{11} \underline{T}_{22} - \underline{T}_{12} \underline{T}_{21} = -1$
Transmittance Inverse	$\begin{cases} V_1 = \underline{T}'_{11} V_2 + \underline{T}'_{12} I_2 \\ I_1 = \underline{T}'_{21} V_2 + \underline{T}'_{22} I_2 \end{cases}$	$\underline{T}'_{11} = \left( \frac{V_1}{V_2} \right)_{I_2=0} = \frac{1}{A_{V0}}$ <p><math>A_{V0}</math> Gain en tension à vide</p> $\underline{T}'_{22} = \left( \frac{I_1}{I_2} \right)_{V_2=0} = \frac{1}{A_i}$ <p><math>A_i</math> Gain en courant à sortie en court-circuit etc...</p>	$\underline{T}'_{11} \underline{T}'_{22} - \underline{T}'_{12} \underline{T}'_{21} = -1$	$\underline{T}'_{11} = -\underline{T}'_{22} \text{ et } \underline{T}'_{11} \underline{T}'_{22} - \underline{T}'_{12} \underline{T}'_{21} = -1$

Remarque : Le modèle paramétrique obtenu avec les impédances d'entrée et de sortie est une variante du modèle fourni par les paramètres impédance (on a :  $\underline{Z}_{11} \equiv \underline{Z}_{e\infty}$ ) :



Impédances d'entrée et de sortie

$$Z_e = \frac{v_1}{i_1}$$



Paramètres Impédance

$$Z_{11} = \frac{v_1}{i_1} \Big|_{i_2=0}$$

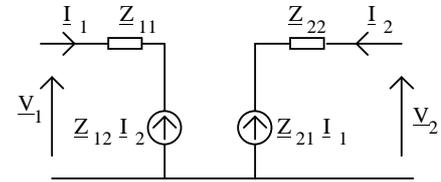
**Modèles électriques correspondant aux paramètres**

- Paramètres Impédances :

$$\underline{Z}_{11} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{I_2=0} \text{ Impédance} \quad \underline{Z}_{12} = \left( \frac{V_1}{I_2} \right)_{I_1=0} \text{ Impédance} \quad \underline{Z}_{21} = \left( \frac{V_2}{I_1} \right)_{I_2=0} \text{ Impédance} \quad \underline{Z}_{22} = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{I_1=0} \text{ Impédance}$$

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{cases}$$

d'où :

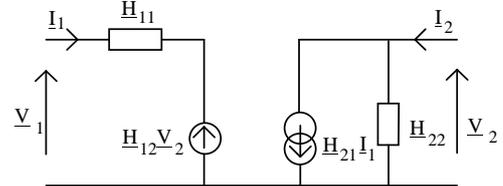


- Paramètres Hybrides :

$$\underline{H}_{11} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{V_2=0} \text{ Impédance} \quad \underline{H}_{12} = \left( \frac{V_1}{V_2} \right)_{I_1=0} \text{ (Gain en tension)}^{-1} \quad \underline{H}_{21} = \left( \frac{I_2}{I_1} \right)_{V_2=0} \text{ Gain en courant} \quad \underline{H}_{22} = \left( \frac{I_2}{V_2} \right)_{I_1=0} \text{ Admittance}$$

$$\begin{cases} V_1 = H_{11} I_1 + H_{12} V_2 \\ I_2 = H_{21} I_1 + H_{22} V_2 \end{cases}$$

d'où :

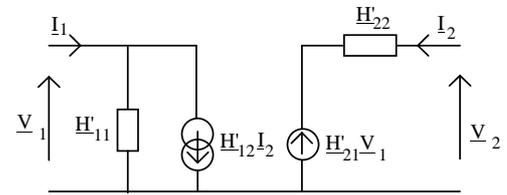


- Paramètres Hybrides inverses :

$$\underline{H}'_{11} = \left( \frac{I_1}{V_1} \right)_{I_2=0} \text{ Admittance} \quad \underline{H}'_{12} = \left( \frac{I_1}{I_2} \right)_{V_1=0} \text{ (Gain en courant)}^{-1} \quad \underline{H}'_{21} = \left( \frac{V_2}{V_1} \right)_{I_2=0} \text{ Gain en tension} \quad \underline{H}'_{22} = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{V_1=0} \text{ Impédance}$$

$$\begin{cases} I_1 = H'_{11} V_1 + H'_{12} I_2 \\ V_2 = H'_{21} V_1 + H'_{22} I_2 \end{cases}$$

d'où :

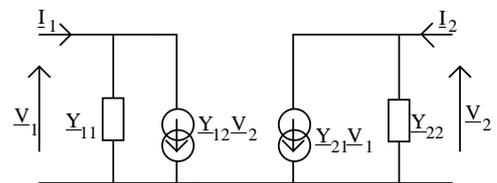


- Paramètres Admittances :

$$\underline{Y}_{11} = \left( \frac{I_1}{V_1} \right)_{V_2=0} \text{ Admittance} \quad \underline{Y}_{12} = \left( \frac{I_1}{V_2} \right)_{V_1=0} \text{ Admittance} \quad \underline{Y}_{21} = \left( \frac{I_2}{V_1} \right)_{V_2=0} \text{ Admittance} \quad \underline{Y}_{22} = \left( \frac{I_2}{V_2} \right)_{V_1=0} \text{ Admittance}$$

$$\begin{cases} I_1 = Y_{11} V_1 + Y_{12} V_2 \\ I_2 = Y_{21} V_1 + Y_{22} V_2 \end{cases}$$

d'où :

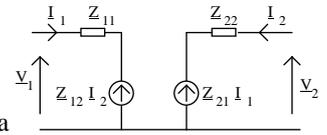


- etc ...

Démonstrations :

- Relation  $\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$  pour un quadripôle passif : (dém. identiques pour les autres groupes de paramètres)  
 - 1ère méthode : découpler le quadripôle

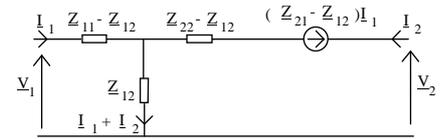
Plutôt que d'écrire les relations  $\begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{Z}_{11} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \underline{I}_2 \\ \underline{V}_2 = \underline{Z}_{21} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \underline{I}_2 \end{cases}$  traduisant le schéma



on peut aussi écrire les équations amenant à un schéma découplé :

$$\begin{cases} \underline{V}_1 = (\underline{Z}_{11} - \underline{Z}_{12}) \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} (\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \\ \underline{V}_2 = (\underline{Z}_{22} - \underline{Z}_{12}) \underline{I}_2 + \underline{Z}_{12} (\underline{I}_1 + \underline{I}_2) + (\underline{Z}_{21} - \underline{Z}_{12}) \underline{I}_1 \end{cases}$$

→



Q étant passif, son schéma équivalent (découplé) ne doit pas posséder de générateur; la seule façon d'annuler le générateur est de faire :  $\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$

- 2nde méthode : théorème de réciprocité

Le th. de réciprocité, utilisable pour les réseaux linéaires passifs ne possédant qu'une seule source d'alimentation, se traduit sous forme d'équation, de façon immédiate :

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix}_{\underline{V}_2=0} = \begin{pmatrix} \underline{V}_2 \\ \underline{I}_1 \end{pmatrix}_{\underline{V}_1=0}$$

Calcul de  $\begin{pmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix}_{\underline{V}_2=0}$  :  $\begin{pmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix}_{\underline{V}_2=0} = \underline{Z}_{11} \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix}_{\underline{V}_2=0} + \underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{11} \left( -\frac{\underline{Z}_{22}}{\underline{Z}_{21}} \right) + \underline{Z}_{12} = \frac{-\underline{Z}_{11} \underline{Z}_{22} + \underline{Z}_{12} \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{21}}$

Calcul de  $\begin{pmatrix} \underline{V}_2 \\ \underline{I}_1 \end{pmatrix}_{\underline{V}_1=0}$  :  $\begin{pmatrix} \underline{V}_2 \\ \underline{I}_1 \end{pmatrix}_{\underline{V}_1=0} = \underline{Z}_{22} \begin{pmatrix} \underline{I}_2 \\ \underline{I}_1 \end{pmatrix}_{\underline{V}_1=0} + \underline{Z}_{21} = \underline{Z}_{22} \left( -\frac{\underline{Z}_{11}}{\underline{Z}_{12}} \right) + \underline{Z}_{21} = \frac{-\underline{Z}_{11} \underline{Z}_{22} + \underline{Z}_{12} \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_{12}}$

→  $\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$

- Relations  $\underline{Z}_{11} = \underline{Z}_{22}$  et  $\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$  pour un quadripôle symétrique: (dém. identique avec les autres types de params.)

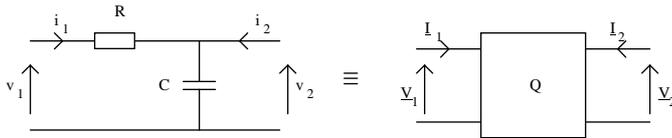
Le comportement d'un quadripôle Q symétrique est invariant si on permute  $\underline{V}_1 \leftrightarrow \underline{V}_2$  et  $\underline{I}_1 \leftrightarrow \underline{I}_2$  :

les équations initiales  $\begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{Z}_{11} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \underline{I}_2 \\ \underline{V}_2 = \underline{Z}_{21} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \underline{I}_2 \end{cases}$  deviennent après permutation de  $\underline{V}_1$  en  $\underline{V}_2$  et de  $\underline{I}_1$  en  $\underline{I}_2$  :

$$\begin{cases} \underline{V}_2 = \underline{Z}_{11} \underline{I}_2 + \underline{Z}_{12} \underline{I}_1 \\ \underline{V}_1 = \underline{Z}_{21} \underline{I}_2 + \underline{Z}_{22} \underline{I}_1 \end{cases} \quad \text{soit :} \quad \begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{Z}_{22} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{21} \underline{I}_2 \\ \underline{V}_2 = \underline{Z}_{12} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{11} \underline{I}_2 \end{cases}$$

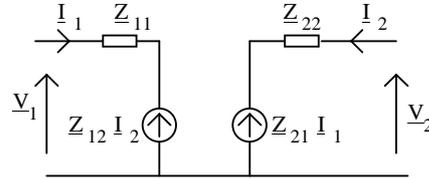
On a donc :  $\underline{Z}_{11} = \underline{Z}_{22}$  ainsi que :  $\underline{Z}_{12} = \underline{Z}_{21}$

Exemple : Circuit RC : (Quadripôle passif)



- Avec les paramètres Impédance :

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{cases}$$



$$Z_{11} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{I_2=0} = R + \frac{1}{jC\omega} \quad : \quad \text{Impédance d'entrée à sortie ouverte du Quadripôle.}$$

$$Z_{12} = \left( \frac{V_1}{I_2} \right)_{I_1=0} = \frac{1}{jC\omega} \quad \text{car :} \quad V_1 = V_2 = \frac{1}{jC\omega} I_2$$

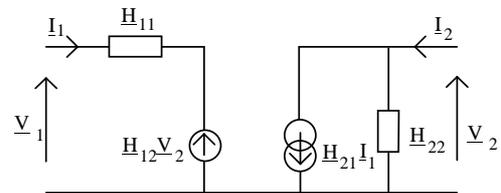
( $V_1 = V_2$  car pas de chute de tension  $-RI_1$  du fait que  $I_1 = 0$ ).

$$Z_{21} = \left( \frac{V_2}{I_1} \right)_{I_2=0} = \frac{1}{jC\omega} = Z_{12}$$

$$Z_{22} = \left( \frac{V_2}{I_2} \right)_{I_1=0} = \frac{1}{jC\omega} \quad : \quad \text{Impédance de sortie à entrée ouverte du Quadripôle.}$$

- Avec les paramètres Hybrides :

$$\begin{cases} V_1 = H_{11} I_1 + H_{12} V_2 \\ I_2 = H_{21} I_1 + H_{22} V_2 \end{cases}$$



(Le générateur de courant est orienté vers le bas car  $H_{21} = \frac{I_2}{I_1}$  avec  $I_2$  et  $I_1$  de signe  $\neq$ ).

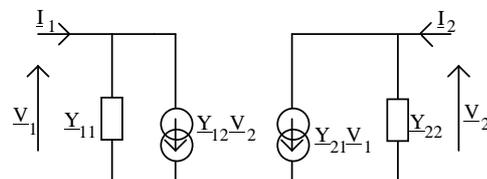
$$H_{11} = \left( \frac{V_1}{I_1} \right)_{V_2=0} = R \quad : \quad \text{Impédance.}$$

$$H_{12} = \left( \frac{V_1}{V_2} \right)_{I_1=0} = 1 \quad : \quad (\text{Gain en tension})^{-1} = 1 \quad \text{car} \quad V_1 = V_2 \quad (\text{si} \quad I_1 = 0).$$

$$H_{21} = \left( \frac{I_2}{I_1} \right)_{V_2=0} = -1 \quad : \quad \text{Gain en courant} = -1 \quad \text{car} \quad I_2 = -I_1 \quad : \quad \text{Diagram showing a resistor R with current I1 entering and I2 exiting.$$

$$H_{22} = \left( \frac{I_2}{V_2} \right)_{I_1=0} = jC\omega \quad : \quad \text{Admittance.}$$

- Avec les paramètres Admittances :



### 3. Quadripôles passifs

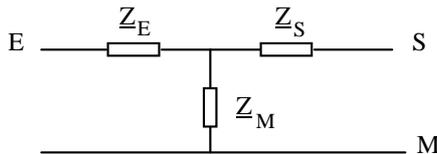
3 paramètres suffisent à caractériser un quadripôle passif.

Par exemple, en utilisant les paramètres impédances, les 3 paramètres :  $Z_{11}, Z_{12}, Z_{22}$  suffisent à caractériser le quadripôle car  $Z_{21} = Z_{12}$ .

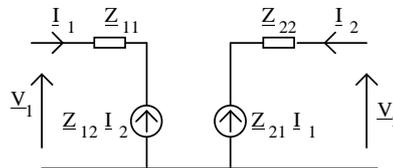
Ainsi avec les paramètres impédances :

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ V_2 = Z_{12} I_1 + Z_{22} I_2 \end{cases} \quad \text{et en posant : } \begin{cases} Z_M = Z_{21} = Z_{12} \\ Z_E = Z_{11} - Z_{12} \\ Z_S = Z_{22} - Z_{12} \end{cases}$$

on a le schéma en T du quadripôle :

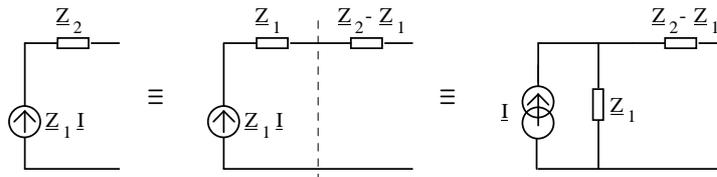


Démonstration :

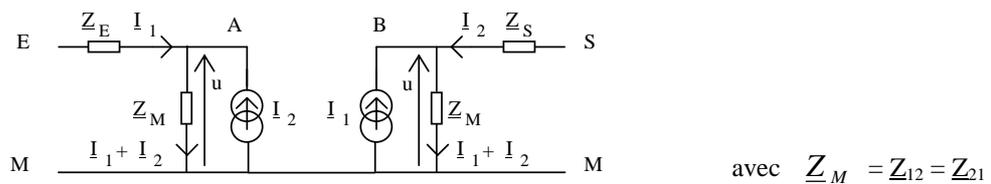


- Représentation initiale du quadripôle :

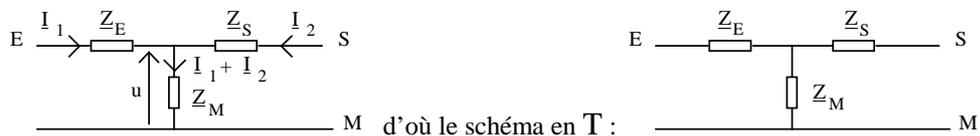
- Transformons les générateurs de tension en générateurs de courant (par l'équivalence Norton - Thévenin) après avoir effectué une mise en forme de l'impédance interne :



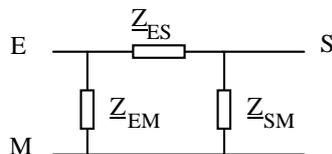
- En utilisant les relations décrivant  $Z_E, Z_S$  et  $Z_M$ , on a :



- Et donc, du fait qu'on a le même potentiel en A et B avec une même référence de potentiel, il y a équivalence du schéma précédent avec le modèle suivant :



On a le schéma en  $\Pi$  (encore appelé *triangle*), équivalent au schéma en T (encore appelé *étoile*) précédent :



*Théorème de Kennely*

- Passage du schéma en  $\Pi$  au schéma en  $T$  :

Soit  $\underline{Z} = \underline{Z}_{ES} + \underline{Z}_{SM} + \underline{Z}_{EM}$

Calculons les impédances d'entrée (à sortie ouverte)  $Z_i$ , de sortie (à entrée ouverte)  $Z_0$ , ainsi que l'impédance entre les bornes E et S notée  $Z_u$ , pour chacun des 2 circuits.

Chacune d'elles doit être la même pour les 2 circuits, ce qui donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{Z}_i = \underline{Z}_E + \underline{Z}_M = \underline{Z}_{EM} \quad // \quad (\underline{Z}_{ES} + \underline{Z}_{SM}) = \frac{\underline{Z}_{EM} \cdot (\underline{Z}_{ES} + \underline{Z}_{SM})}{\underline{Z}} \quad (1) \\ \underline{Z}_0 = \underline{Z}_S + \underline{Z}_M = \underline{Z}_{SM} \quad // \quad (\underline{Z}_{ES} + \underline{Z}_{EM}) = \frac{\underline{Z}_{SM} \cdot (\underline{Z}_{ES} + \underline{Z}_{EM})}{\underline{Z}} \quad (2) \\ \underline{Z}_u = \underline{Z}_E + \underline{Z}_S = \underline{Z}_{ES} \quad // \quad (\underline{Z}_{EM} + \underline{Z}_{SM}) = \frac{\underline{Z}_{ES} \cdot (\underline{Z}_{EM} + \underline{Z}_{SM})}{\underline{Z}} \quad (3) \end{array} \right. \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \underline{Z}_E = \frac{\underline{Z}_{ES} \cdot \underline{Z}_{EM}}{\underline{Z}} \quad (4) \\ \underline{Z}_S = \frac{\underline{Z}_{ES} \cdot \underline{Z}_{SM}}{\underline{Z}} \quad (5) \\ \underline{Z}_M = \frac{\underline{Z}_{EM} \cdot \underline{Z}_{SM}}{\underline{Z}} \quad (6) \end{array} \right.$$

car  $\left\{ \begin{array}{l} \frac{(1)-(2)+(3)}{2} \rightarrow (4) \\ \frac{-(1)+(2)+(3)}{2} \rightarrow (5) \\ \frac{(1)+(2)-(3)}{2} \rightarrow (6) \end{array} \right.$

- Passage du schéma en  $T$  au schéma en  $\Pi$  :

Multiplions 2 par 2 les expressions précédentes obtenues pour  $\underline{Z}_E$ ,  $\underline{Z}_S$  et  $\underline{Z}_M$  et en sommant les 3 termes obtenus, on a, après simplification :

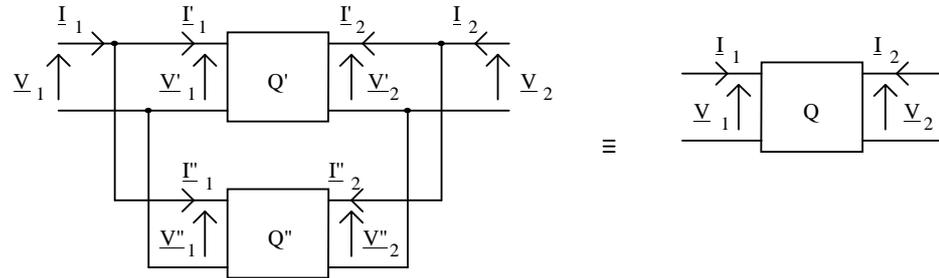
$$\underline{Z}_E \cdot \underline{Z}_M + \underline{Z}_M \cdot \underline{Z}_S + \underline{Z}_S \cdot \underline{Z}_E = \frac{\underline{Z}_{ES} \cdot \underline{Z}_{SM} \cdot \underline{Z}_{EM}}{\underline{Z}} \quad (7) \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \underline{Z}_{ES} = \frac{\underline{Z}_E \cdot \underline{Z}_S + \underline{Z}_S \cdot \underline{Z}_M + \underline{Z}_E \cdot \underline{Z}_M}{\underline{Z}_M} \quad (8) \\ \underline{Z}_{SM} = \frac{\underline{Z}_E \cdot \underline{Z}_S + \underline{Z}_S \cdot \underline{Z}_M + \underline{Z}_E \cdot \underline{Z}_M}{\underline{Z}_E} \quad (9) \\ \underline{Z}_{EM} = \frac{\underline{Z}_E \cdot \underline{Z}_S + \underline{Z}_S \cdot \underline{Z}_M + \underline{Z}_E \cdot \underline{Z}_M}{\underline{Z}_S} \quad (10) \end{array} \right.$$

car  $\left\{ \begin{array}{l} (7)/(6) \rightarrow (8) \\ (7)/(4) \rightarrow (9) \\ (7)/(5) \rightarrow (10) \end{array} \right.$

4. Association de Quadripôles

- En parallèle :

Q' et Q'' sont soumis aux mêmes tensions d'entrée et de sortie → utilisation des paramètres admittances  $\underline{Y}$



$$Q' \begin{cases} \underline{I}'_1 = \underline{Y}'_{11} \underline{V}'_1 + \underline{Y}'_{12} \underline{V}'_2 \\ \underline{I}'_2 = \underline{Y}'_{21} \underline{V}'_1 + \underline{Y}'_{22} \underline{V}'_2 \end{cases} \quad Q'' \begin{cases} \underline{I}''_1 = \underline{Y}''_{11} \underline{V}''_1 + \underline{Y}''_{12} \underline{V}''_2 \\ \underline{I}''_2 = \underline{Y}''_{21} \underline{V}''_1 + \underline{Y}''_{22} \underline{V}''_2 \end{cases} \quad \begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{V}'_1 = \underline{V}''_1 \\ \underline{V}_2 = \underline{V}'_2 = \underline{V}''_2 \end{cases} \quad \begin{cases} \underline{I}_1 = \underline{I}'_1 + \underline{I}''_1 \\ \underline{I}_2 = \underline{I}'_2 + \underline{I}''_2 \end{cases}$$

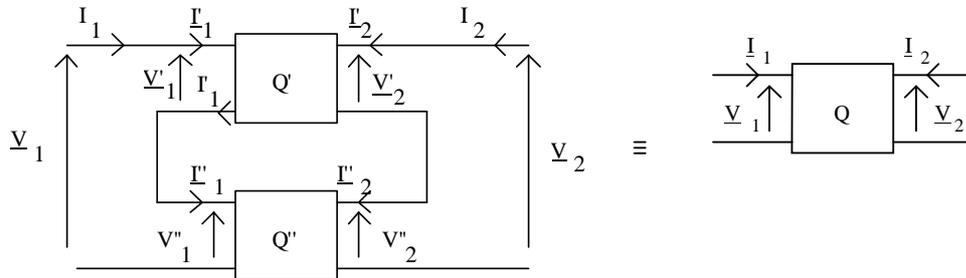
d'où :

$$\begin{cases} \underline{I}_1 = (\underline{Y}'_{11} + \underline{Y}''_{11}) \underline{V}_1 + (\underline{Y}'_{12} + \underline{Y}''_{12}) \underline{V}_2 = \underline{Y}_{11} \underline{V}_1 + \underline{Y}_{12} \underline{V}_2 \\ \underline{I}_2 = (\underline{Y}'_{21} + \underline{Y}''_{21}) \underline{V}_1 + (\underline{Y}'_{22} + \underline{Y}''_{22}) \underline{V}_2 = \underline{Y}_{21} \underline{V}_1 + \underline{Y}_{22} \underline{V}_2 \end{cases}$$

Lorsque  $n$  quadripôles sont montés en parallèle, leurs paramètres admittances s'ajoutent :  $\underline{Y} = \sum_{k=1}^n \underline{Y}^{(k)}$  pour représenter les paramètres admittance du quadripôle équivalent à la mise en parallèle des  $n$  quadripôles.

- En série :

Q' et Q'' sont traversés par les mêmes courants d'entrée et de sortie → utilisation des paramètres impédances  $\underline{Z}$



En notations matricielles, on a :

$$Q' : \begin{bmatrix} \underline{V}'_1 \\ \underline{V}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}'_{11} & \underline{Z}'_{12} \\ \underline{Z}'_{21} & \underline{Z}'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}'_1 \\ \underline{I}'_2 \end{bmatrix} \quad Q'' : \begin{bmatrix} \underline{V}''_1 \\ \underline{V}''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}''_{11} & \underline{Z}''_{12} \\ \underline{Z}''_{21} & \underline{Z}''_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}''_1 \\ \underline{I}''_2 \end{bmatrix}$$

D'autre part :

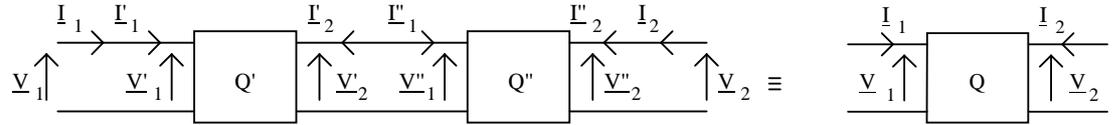
$$\begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{V}'_1 + \underline{V}''_1 \\ \underline{I}_1 = \underline{I}'_1 = \underline{I}''_1 \end{cases} \quad \begin{cases} \underline{V}_2 = \underline{V}'_2 + \underline{V}''_2 \\ \underline{I}_2 = \underline{I}'_2 = \underline{I}''_2 \end{cases}$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\underline{Z}'_{11} + \underline{Z}''_{11}) & (\underline{Z}'_{12} + \underline{Z}''_{12}) \\ (\underline{Z}'_{21} + \underline{Z}''_{21}) & (\underline{Z}'_{22} + \underline{Z}''_{22}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix}$$

Pour  $n$  quadripôles montés en série, les paramètres impédances s'ajoutent :  $\underline{Z} = \sum_{k=1}^n \underline{Z}^{(k)}$  pour représenter les paramètres impédances du quadripôle équivalent à la mise en série des  $n$  quadripôles.

- En cascade :

Les grandeurs de sortie de Q' sont les grandeurs d'entrée de Q''  
 → utilisation des paramètres transmittances  $\underline{T}$



$$\begin{cases} \underline{I}_1 = \underline{I}'_1 & \underline{I}'_2 = -\underline{I}''_1 & \underline{I}''_2 = \underline{I}_2 \\ \underline{V}_1 = \underline{V}'_1 & \underline{V}'_2 = \underline{V}''_1 & \underline{V}''_2 = \underline{V}_2 \end{cases}$$

$$Q': \begin{bmatrix} \underline{V}'_1 \\ \underline{I}'_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{T}'_{11} & \underline{T}'_{12} \\ \underline{T}'_{21} & \underline{T}'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}'_2 \\ \underline{I}'_2 \end{bmatrix} \quad \text{noté plus simplement :} \quad Q': \begin{bmatrix} \underline{V}'_1 \\ \underline{I}'_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}' \begin{bmatrix} \underline{V}'_2 \\ \underline{I}'_2 \end{bmatrix}$$

On a aussi :  $Q': \begin{bmatrix} \underline{V}'_1 \\ \underline{I}'_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{T}'_{11} & -\underline{T}'_{12} \\ \underline{T}'_{21} & -\underline{T}'_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{V}'_2 \\ -\underline{I}'_2 \end{bmatrix}$  noté :  $Q': \begin{bmatrix} \underline{V}'_1 \\ \underline{I}'_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}'_0 \begin{bmatrix} \underline{V}'_2 \\ -\underline{I}'_2 \end{bmatrix}$

d'où :  $\begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{I}_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}'_0 \begin{bmatrix} \underline{V}''_1 \\ \underline{I}''_1 \end{bmatrix}$

$$Q'': \begin{bmatrix} \underline{V}''_1 \\ \underline{I}''_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}'' \begin{bmatrix} \underline{V}''_2 \\ \underline{I}''_2 \end{bmatrix} = \mathbf{T}'' \begin{bmatrix} \underline{V}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix}$$

d'où :  $\begin{bmatrix} \underline{V}_1 \\ \underline{I}_1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}'_0 \mathbf{T}'' \begin{bmatrix} \underline{V}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix} \stackrel{\Delta}{=} \mathbf{T} \begin{bmatrix} \underline{V}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix}$  avec :  $\mathbf{T} = \mathbf{T}'_0 \mathbf{T}''$

Pour  $n$  quadripôles en cascade, les paramètres transmittances se multiplient matriciellement:  $\mathbf{T} = \left[ \prod_{k=1}^{n-1} \mathbf{T}_0^{(k)} \right] \cdot \mathbf{T}^{(n)}$

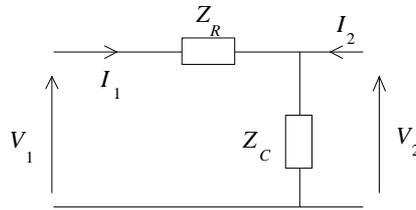
pour représenter les paramètres transmittances du quadripôle équivalent à la mise en cascade des  $n$  quadripôles.

(Attention à la convention de signe ainsi qu'à la non-commutativité du produit matriciel).

## TD 2. QUADRIPÔLES

### 1. Paramètres d'un Quadripôle

1. Déterminer les paramètres *Transmittances* **T** du Quadripôle suivant : (Facultatif : donner le schéma électrique équivalent)



2. Déterminer les paramètres *Impédances* **Z** du Quadripôle

(Facultatif : donner le schéma électrique équivalent)

3. Déterminer les paramètres *Hybrides* **H** du Quadripôle

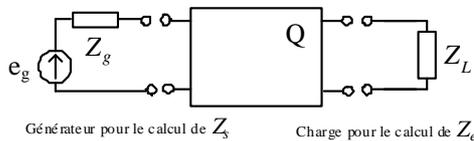
(Facultatif : donner le schéma électrique équivalent)

4. Déterminer son *Impédance d'entrée* (à sortie ouverte ( $Z_L = \infty$ ))  $Z_{e\infty}$

et son *Impédance de sortie* (à entrée en court-circuit ( $Z_g = 0$ ))  $Z_{scc}$

(Facultatif : donner le schéma électrique équivalent)

Rappel :



Réponses :

1. Paramètres *Transmittances* **T** :

$$\mathbf{T} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -Z_R \\ \frac{1}{Z_C} & -\frac{(Z_R + Z_C)}{Z_C} \end{pmatrix}$$

2. Paramètres *Impédances* **Z** :

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_R + Z_C & Z_C \\ Z_C & Z_C \end{pmatrix}$$

3. Paramètres *Hybrides* **H** :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_R & 1 \\ -1 & \frac{1}{Z_C} \end{pmatrix}$$

4. Paramètres *Impédances d'entrée* (à sortie ouverte)  $Z_{e\infty}$  et *Impédance de sortie* (à entrée en court-circuit)  $Z_{scc}$  :

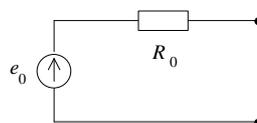
$$Z_{e\infty} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = Z_R + Z_C$$

$$Z_{scc} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{e_g=0, Z_g=0} = "Z_R // Z_C" = \frac{Z_R Z_C}{Z_R + Z_C}$$

### 2. Gain d'un amplificateur à vide et en charge

Un capteur de cellule magnétique (comportement analogue à un microphone) délivre une tension efficace de  $e_0 = 10 \text{ mV}$ .

Son impédance interne est quasiment résistive en 1ère approximation :  $R_0 = 500 \Omega$ .

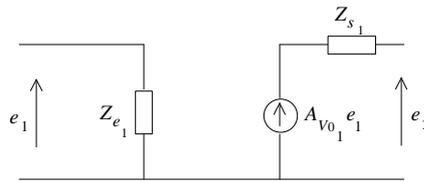


Le signal amplifié est destiné à exciter un Haut-Parleur (HP) d'impédance  $R = 10 \Omega$  (uniquement résistive en 1ère approximation).

- a) Si l'on relie directement cellule et HP, quelle est la puissance électrique fournie au HP ?  
 b) Pour amplifier ce signal avant l'attaque du HP, on dispose de 2 types d'amplificateurs :

*Type 1 :*

- Impédance d'entrée :  $Z_{e_1} = 1 M\Omega$
- Gain en tension :  $A_{V0_1} = 50$  (à vide)
- Impédance de sortie ( $\equiv$  impédance interne) :  $Z_{s_1} = 5 k\Omega$



*Type 2 :*

- Impédance d'entrée :  $Z_{e_2} = 1 M\Omega$
- Gain en tension :  $A_{V0_2} = 1$  (à vide)
- Impédance de sortie :  $Z_{s_2} = 10 \Omega$

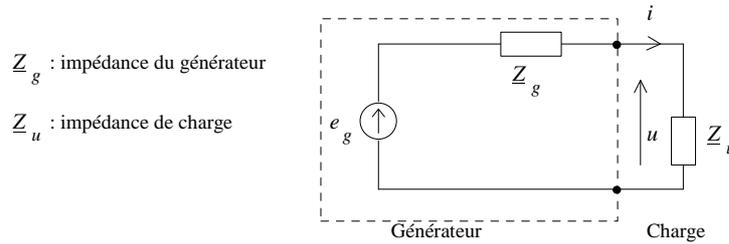
- b<sub>1</sub>) - Déterminer les gains en tension en charge  $A_{Vc_1}$  et  $A_{Vc_2}$  des deux amplificateurs, chargés par le Haut-Parleur.
- b<sub>2</sub>) - Déterminer le gain en tension en charge  $A'_{Vc_1}$  de l'amplificateur 1 chargé par l'amplificateur 1 ou 2 (adaptation d'impédance).
- b<sub>3</sub>) - On dispose de plusieurs amplificateurs de type 1 et d'un amplificateur de type 2. Déterminer combien d'amplificateurs 1 sont nécessaires pour obtenir, avec l'amplificateur 2 en cascade après ces amplificateurs, une puissance de 10 W sur le HP.

## TD 2 ANNEXE. QUADRIPÔLES

### 1. Adaptation de puissance

Soit le montage mettant en oeuvre un « Quadripôle » générateur et un « Quadripôle » récepteur :

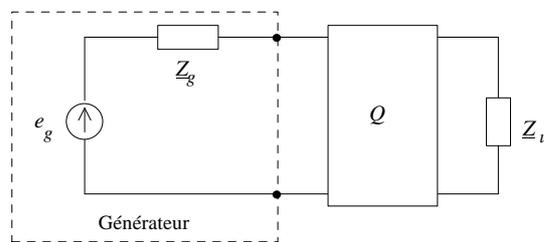
( $\underline{Z}_g$  : impédance de sortie du Quadripôle générateur.  $\underline{Z}_u$  : impédance d'entrée du Quadripôle récepteur.)



- Déterminer les conditions pour que le générateur fournisse le maximum de puissance à la charge  $\underline{Z}_u$ .

### 2. Adaptation d'impédance

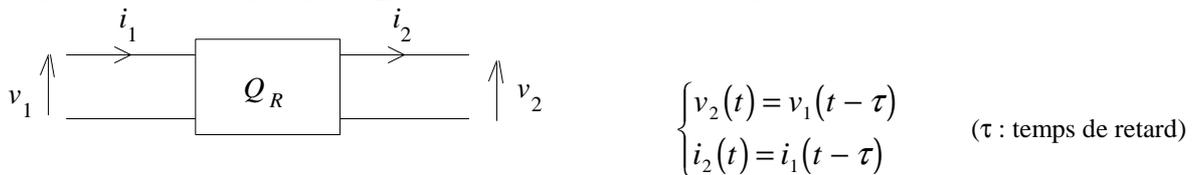
On insère entre la charge  $\underline{Z}_u$  et le générateur, un Quadripôle  $Q$  :



- Dans le cas où  $\underline{Z}_u$  et  $\underline{Z}_g$  sont quelconques, déterminer la condition sur l'impédance d'entrée  $\underline{Z}_e$  du Quadripôle  $Q$  pour réaliser l'adaptation de puissance.

### 3. Ligne à retard

Une ligne à retard est un quadripôle  $Q_R$  dont les valeurs instantanées des grandeurs d'entrée et de sortie vérifient:



- Déterminer les relations entre  $\underline{V}_2$  et  $\underline{V}_1$  d'une part,  $\underline{I}_2$  et  $\underline{I}_1$  d'autre part.

- On appelle impédance caractéristique (ou itérative) d'un Quadripôle, l'impédance telle que, fermé sur cette impédance  $\underline{Z}_c$ , il présente une impédance d'entrée égale à  $\underline{Z}_c$ .

Quelle doit donc être la charge d'une ligne à retard ?

### 4. Fonction de Transfert d'un quadripôle

Montrer que seule la connaissance du paramètre  $\underline{T}_{11}$  est utile pour obtenir la Fonction de Transfert à vide d'un Quadripôle :

$$\underline{H} = \left( \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} \right)_{\underline{I}_2=0}$$

## TP 2. Théorèmes généraux des réseaux électriques - Quadripôles

### 1. Rappels et compléments

#### 1.1. Méthode de mesure d'une résistance d'entrée

La mesure directe ( $\equiv$  par le multimètre) de la résistance d'entrée d'un quadripôle n'est pas toujours possible, surtout s'il s'agit de quadripôles actifs ou non linéaires. Il devient alors nécessaire de définir une méthode permettant de mesurer cette résistance dans les conditions de fonctionnement du système étudié.

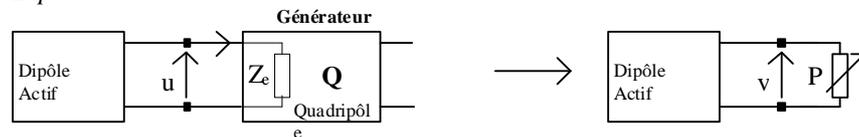
Il existe principalement 3 grandes méthodes de mesure d'une résistance d'entrée d'un quadripôle.

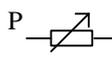
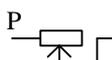
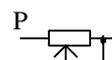
##### a) Méthode de substitution

*Principe :*

2 multipôles placés dans les mêmes conditions de fonctionnement peuvent être considérés comme identiques du point de vue électrique si les différences de potentiel (ddp) à leurs bornes sont identiques.

*Expérimentalement :*



Le symbole  signifie : (1)  ou mieux : 

((2) est conseillé car il y a court-circuit du reliquat de résistance de P inutilisée pour éliminer le bruit amené par phénomène d'antenne)

- Mesurer  $u$ , puis mesurer  $v$
- Régler le potentiomètre P de façon à obtenir  $v = u$
- Mesurer la valeur de P, égale à la résistance d'entrée du quadripôle Q.

*Remarques :*

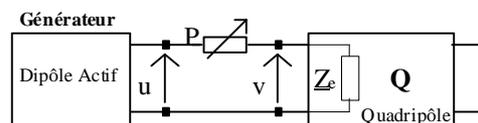
- La généralisation de cette méthode à la mesure d'impédances d'entrée est possible mais délicate dans sa mise en oeuvre.
- Dans le cas où la résistance d'entrée à mesurer est très grande devant la résistance de sortie du dipôle actif, la mesure devient très imprécise.

##### b) Méthode de la tension moitié à l'entrée

*Principe :*

2 résistances sont égales si, en série, la ddp aux bornes de l'une d'elles est égale à moitié de la ddp aux bornes de l'ensemble (dém. aisée avec la loi d'Ohm).

*Expérimentalement :*



- Mesurer  $u$  et  $v$
- Régler le potentiomètre P de façon à obtenir  $v = u/2$
- Mesurer la valeur de P, égale à la résistance d'entrée du quadripôle Q.

Remarques :

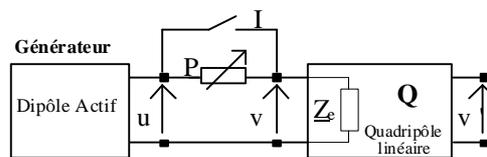
- Cette méthode peut être adaptée à la mesure d'impédances d'entrée.
- Dans le cas d'un quadripôle non linéaire, la présence du potentiomètre dans la boucle d'entrée modifie les conditions de fonctionnement du quadripôle et par là-même le point de fonctionnement en entrée. La résistance mesurée peut alors être différente de celle du point de fonctionnement réel.
- Dans le cas où la résistance d'entrée à mesurer est très grande, l'introduction de l'appareil de mesure dans le circuit peut influencer sur la mesure.

**c) Méthode de la tension moitié à la sortie**

Principe :

La ddp de sortie d'un quadripôle linéaire diminue dans le rapport  $\lambda$  lorsque la ddp en entrée de celui-ci diminue dans le même rapport (propriété de linéarité).

Expérimentalement :



- On fait le choix  $\lambda = 1/2$  ; on utilise alors la propriété vue au paragraphe b)
- Fermer l'interrupteur I et mesurer  $v' = v'_0$
- Ouvrir I. Régler le potentiomètre P tel que  $v' = v'_0/2$  ; on a alors  $v = u/2$  .
- Mesurer la valeur de P, égale à la résistance d'entrée du quadripôle Q.

Remarques :

- Un quadripôle est souvent caractérisé par une résistance d'entrée élevée et une résistance de sortie faible. L'introduction d'un appareil de mesure en sortie du quadripôle ne modifie alors que de façon négligeable la valeur de la ddp réelle.
- Le quadripôle doit nécessairement être linéaire.
- Méthode adaptée à la mesure d'impédances d'entrée.

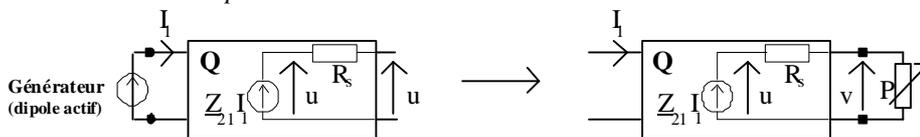
**1.2. Méthode de mesure d'une résistance de sortie**

La méthode la plus utilisée est la méthode de la tension moitié.

Principe :

2 résistances sont égales si, en série, la ddp aux bornes de l'une d'elles est égale à moitié de la ddp aux bornes de l'ensemble (dém. aisée avec la loi d'Ohm).

Expérimentalement :



- Mesurer la tension de sortie à vide  $u$
- Connecter le potentiomètre P et mesurer  $v$  en réglant P tel que  $v = u/2$  .
- Mesurer la valeur de P, égale à la résistance de sortie du quadripôle Q.

Remarques :

- Cette méthode est à utiliser avec précaution car dans ces conditions, la puissance fournie par le quadripôle est maximale (attention à la puissance maximale transmissible par le quadripôle  $\rightarrow$  valeur maximale de  $u$ ).
- Méthode adaptée à la mesure d'impédances de sortie.

2. Etude théorique

Soit le quadripôle Q de la figure 3 :

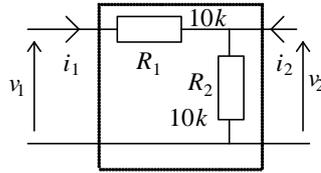


figure 3

0. Calculer ses paramètres Impédances :

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} \end{bmatrix}$$

1. Calculer son Impédance d'entrée à vide :

$$\underline{Z}_{e_{\infty}} = \left. \frac{V_1}{I_1} \right)_{I_2=0}$$

2. Théorème de Thévenin : Soit le schéma de la figure 1. Etablir le modèle de Thévenin équivalent au dipôle de bornes AB en déterminant théoriquement les paramètres  $e_0$  et  $R_0$ .

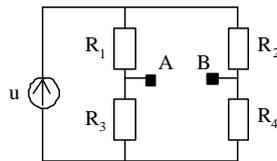
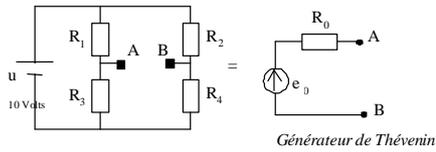


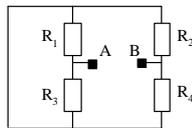
figure 1

$$R_1 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = R_3 = 20 \text{ k}\Omega$$

Etude théorique - Corrigé :



$$e_0 = V_A - V_B = \frac{R_3}{R_1 + R_3} u - \frac{R_4}{R_2 + R_4} u \rightarrow e_0 = 3.33 \text{ Volts}$$



$$R_0 = R_{AB} |_{u \text{ annulée}} = (R_1 // R_3) + (R_2 // R_4) \rightarrow R_0 = 13.33 \text{ k}\Omega$$

3. Etude expérimentale (Simulation)

1. On reprend le quadripôle Q de la figure 3 de l'étude théorique :

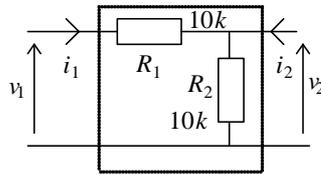
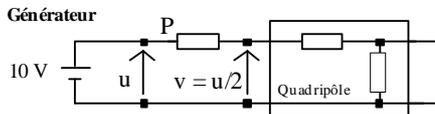


figure 3

Mesurer sa résistance d'entrée  $R_e$  (Quadripôle à sortie à vide) par la méthode b) (méthode de la tension moitié à l'entrée). On prendra un générateur continu 10 Volts pour générateur. Comparer à la théorie.

Etude expérimentale - Corrigé :



Régler la résistance P telle que :  $v = u/2 = 5$  Volts  $\rightarrow R_e$  (résistance d'entrée du Quadripôle) = P  $\rightarrow R_e = 20k\Omega$

2. Théorème de Thévenin : On reprend le schéma de la figure 1 de l'étude théorique :

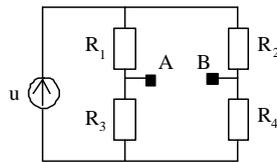


figure 1

$R_1 = R_4 = 10\text{ k}\Omega$  ,  $R_2 = R_3 = 20\text{ k}\Omega$        $u = 10$  Volts Continu

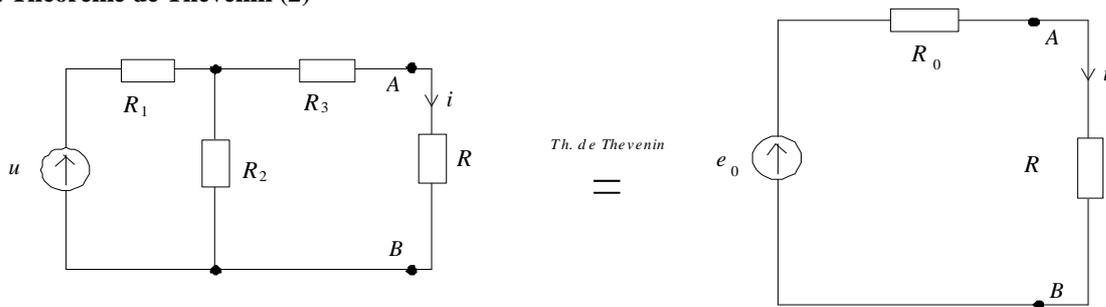
Comparer à la théorie les paramètres mesurés  $e_0$  et  $R_0$  du modèle de Thévenin équivalent au dipôle de bornes AB.

Réponse :

$$\bullet R_0 = "R_1 // R_3" + "R_2 // R_4" = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} = 13.3\text{ k}\Omega$$

$$\bullet e_0 = u \frac{R_3}{R_3 + R_4} - u \frac{R_4}{R_3 + R_4} = 3.3\text{ V}$$

3. Théorème de Thévenin (2)



- Etude théorique et mesure des paramètres  $R_0$  et  $e_0$  du générateur de Thévenin.

A.N. :  $u = 10$  Volts Continu;  $R_1 = R_2 = R_3 = 10\text{ k}\Omega$  ,  $R = 5\text{ k}\Omega$

## TP 2 ANNEXE. Théorèmes généraux des réseaux électriques - Quadripôles

### 1. Matériel nécessaire

- Oscilloscope
- Générateur de signaux Basses Fréquences (GBF)
- Alimentation stabilisée ( 2x[ 0-30 V]  $\dots$  + 1x[ 5 V]  $\dots$  )
- Multimètre
- Moniteur MS05 (plaquette de câblage)
- Câbles : - 1 T, 1 BNC-BNC, 1 BNC-Banane, 1 sonde oscilloscope, 6 fils Banane
- 1 petit tournevis
- **Composants :**
  - 2 Résistance 10 k $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 2 Résistance 20 k $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 1 Condensateur 10 nF
  - 1 Potentiomètre 50 k $\Omega$  (Multitours)

### 2. Notation du TP

Faire valider par le professeur en fin de séance, l'ensemble étude théorique et compte-rendu de manipulation.

### 3. Etude théorique

#### 3.1. Théorème de Thévenin

Soit le schéma de la *figure 1*. Etablir le modèle de Thévenin équivalent au dipôle de bornes AB.

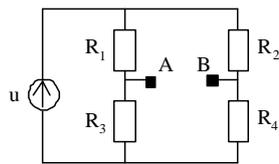


figure 1

- 1)  $(R_1 = R_2) \neq (R_3 = R_4)$
- 2)  $(R_1 = R_4) \neq (R_2 = R_3)$

#### 3.2. Théorème de superposition

Soit le schéma de la *figure 2*. Calculer la valeur de l'intensité du courant  $i$ .

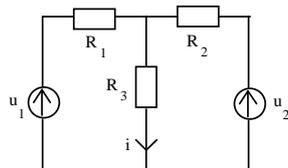


figure 2

- 1)  $R_1, R_2, R_3, u_1, u_2$  quelconques
- 2)  $R_1 = R_2, R_3$  quelconque,  $u_1 = u_2$

#### 3.3. Quadripôles

Dans les 3 cas suivants, calculer la matrice impédance. En déduire à chaque fois l'expression de la Fonction de Transfert  $\underline{H} = \underline{S} / \underline{E}$  à vide.

Donner pour les montages des *figures 3, 4 et 5*, les expressions de  $\underline{Z}_e(j\omega)$ ,  $\underline{Z}_s(j\omega)$  et  $\underline{H}(j\omega)$ .

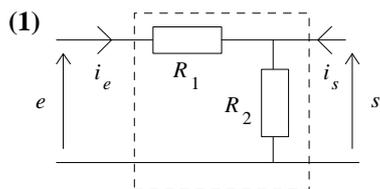


figure 3

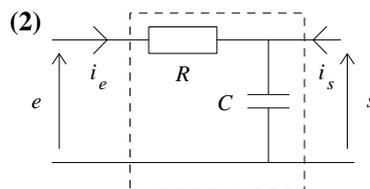


figure 4

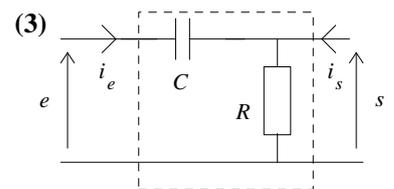


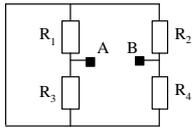
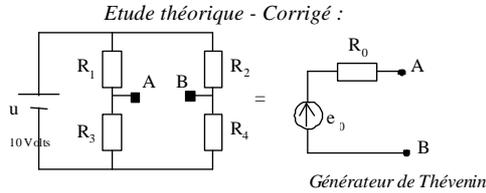
figure 5

4. Etude expérimentale

4.1. Théorème de Thévenin

Câbler le montage de la *figure 1* et déterminer **expérimentalement** les paramètres  $e_0$  et  $R_0$  du modèle de Thévenin lorsque  $u = 10\text{ v}$  continu issu de l'alimentation stabilisée. Comparer à la théorie. Vérifier la valeur de  $e_0$  à l'aide du simulateur avec :

$$R_1 = R_4 = 10\text{ k}\Omega, R_2 = R_3 = 20\text{ k}\Omega$$



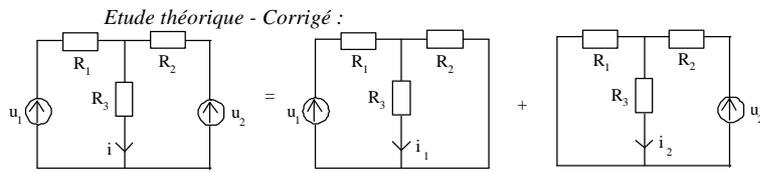
$$R_0 = R_{AB}|_{u\text{ annulée}} = (R_1 // R_3) + (R_2 // R_4) \quad R_0 = 13.33\text{ k}\Omega \quad \text{General} \rightarrow \text{Instruments} \rightarrow \text{Multimeter}$$

$$e_0 = V_A - V_B = \frac{R_3}{R_1 + R_3}u - \frac{R_4}{R_2 + R_4}u \rightarrow e_0 = 3.33\text{ Volts}$$

4.2. Théorème de superposition

Câbler le montage de la *figure 2* et mesurer directement le courant  $i$  ainsi que les valeurs nécessaires à son calcul par la méthode du théorème de superposition. Vérifier ainsi les résultats théoriques. Vérifier la valeur de  $i$  à l'aide du simulateur avec :

$$u_1, u_2 \text{ continues} : u_1 = u_2 = 10\text{ v} ; R_1 = R_2 = 20\text{ k}\Omega, R_3 = 10\text{ k}\Omega.$$

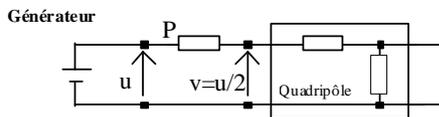


$$i_1 = \frac{u_1}{R_3} \cdot \frac{(R_2 // R_3)}{(R_2 // R_3) + R_1} \quad i_1 = 250\mu\text{A} \quad i_2 = \frac{u_2}{R_3} \cdot \frac{(R_1 // R_3)}{(R_1 // R_3) + R_2} \quad i_2 = 250\mu\text{A} \quad i = i_1 + i_2 \quad i = 500\mu\text{A}$$

4.3. Quadripôles

Câbler le montage de la *figure 3* (*figures 4 et 5 facultatifs*) avec  $R_1 = R_2 = 10\text{ k}\Omega$  ( $R = 1\text{ k}\Omega, C = 1\mu\text{F}$ ).  
 - Mesurer la résistance d'entrée  $R_{e1}$  (Quadripôle à vide) par la méthode *b*) (*prendre un générateur continu 10 Volts pour générateur*)

Etude théorique - Corrigé :



Régler la résistance  $P$  telle que :  $v = u/2 = 5\text{ Volts} \rightarrow R_{e1}$  (résistance d'entrée du Quadripôle) =  $P \rightarrow R_{e1} = 20\text{ k}\Omega$

- (*facultatif*) Mesurer la résistance de sortie  $R_{s1}$  (Quadripôle attaqué par un générateur idéal de tension  $v_1$ ).
- (*facultatif*) :

Pour les circuits des *figures 3, 4, 5*, mesurer la Fonction de Transfert à vide  $H_1$ . Comparer les résultats à la théorie.

Le quadripôle sera alimenté par une source de tension continue de valeur 10 v par exemple.

A l'aide du simulateur, tracer les réponses en fréquence (rapport  $s/e$  en fonction de de la fréquence  $f$  du signal d'entrée sinusoïdal, Amplitude 1 V) des circuits des *figures 3, 4 et 5*.

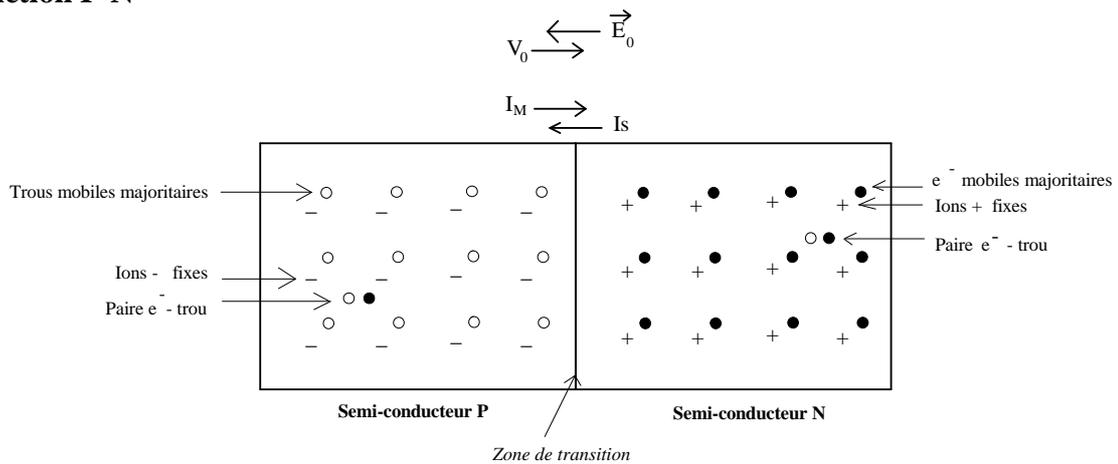
### 3. SEMI-CONDUCTEURS. DIODE

#### SEMI-CONDUCTEURS - DIODE

Un semi-conducteur est un matériau dont on peut contrôler la conduction électrique (*diode*) ou l'amplification (*transistor*). Ce contrôle peut être statique (*une fois pour toutes*) par dopage (*diode*) ou dynamique, par un courant circulant dans une des broches du composant (*transistor*).

**La diode est un interrupteur commandé en tension** (équivalent d'un relais électromagnétique). C'est un composant passif non linéaire.

#### 1. Jonction P-N



- Dans la zone de contact, les e<sup>-</sup> mobiles du semi-conducteur N vont combler les trous (≡ absences d'e<sup>-</sup>) du semi-conducteur de type P → il naît à la jonction un champ  $\vec{E}_0$  dû aux ions fixes de chaque côté de la zone de contact et qui tend à maintenir les porteurs majoritaires dans leur région respective.
  - A ce champ  $\vec{E}_0$  correspond une ddp  $V_0$  appelée barrière de potentiel.
  - Si ce champ  $\vec{E}_0$  maintient les porteurs majoritaires dans leurs zones respectives, il n'interdit pas le passage des porteurs minoritaires, donnant naissance à un courant très faible  $I_S$  appelé courant de saturation.
- A ce courant s'oppose celui ( $I_M$ ) des porteurs majoritaires ayant une énergie suffisante pour franchir la barrière de potentiel → la conservation de l'énergie est respectée (Sans énergie extérieure, le courant global doit être nul).

Courant dû aux porteurs majoritaires  $I_M = I_0 \cdot e^{\frac{qV_0}{kT}}$  = Courant dû aux porteurs minoritaires  $I_S = I_0 \cdot e^{-\frac{qV_0}{kT}}$   
 (Modèle exponentiel donné par les statistiques (Bose-Einstein, Maxwell-Boltzmann, Fermi-Dirac))

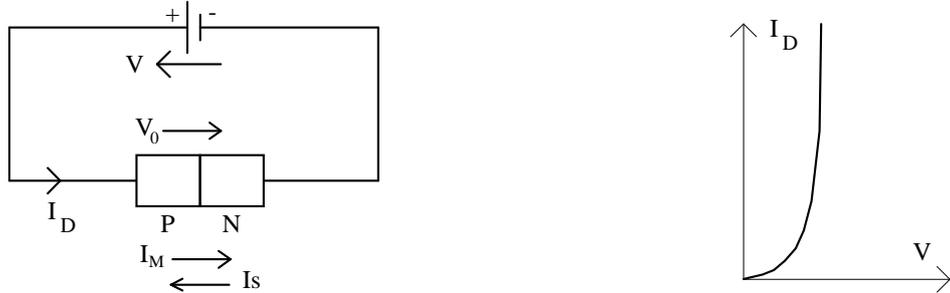
$q = -e = -1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ;  $k$  (C<sup>te</sup> de Boltzmann) =  $1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/degre K}$ ;  $T$  : Température en Kelvin (0 K = -273 °C / 300 K = 27 °C)  
 $I_0$  : Courant qui traverserait la jonction s'il n'y avait pas de barrière de potentiel (courant de diffusion libre).

1.1. Jonction P-N polarisée en Direct

Polarisation  $\equiv$  alimentation par une tension continue pour se placer au point de fonctionnement du dispositif.

Polarisation en Direct  $\equiv$  P au + de l'alimentation et N au - de l'alimentation. ( $V > 0$ )

La barrière de potentiel  $V_0$  est diminuée :  $V_0 \rightarrow V_0 - V$  par une source de tension continue  $V$  extérieure.  
Plus la tension  $V$  appliquée croît, plus la barrière de potentiel est diminuée et plus le courant croît.



$I_s$  : Le courant dû aux porteurs minoritaires, indépendant de la hauteur de la barrière de potentiel reste égal à  $I_s$ :

$$I_s = I_0 \cdot e^{\frac{qV_0}{kT}} \quad I_s \cong C^{te} \text{ qui dépend du cristal semi-conducteur et de son dopage}$$

[  $I_s$  de l'ordre de 1 pA ( $10^{-12}$  A) ].

$I_M$  : Le courant dû aux porteurs majoritaires devient :  $I_0 \cdot e^{\frac{q(V_0-V)}{kT}} = I_s \cdot e^{-\frac{qV}{kT}}$

$I_D$  : Au total, il circule du semi-conducteur P vers le semi-conducteur N, un courant  $I_D$  appelé courant Direct :

$$I_D = I_M - I_s = I_s \cdot \left[ e^{-\frac{qV}{kT}} - 1 \right] \quad \boxed{I_D = I_s \cdot \left[ e^{-\frac{qV}{kT}} - 1 \right]}$$

Soit  $\lambda = \frac{-q}{kT}$      $\lambda \cong 40$  à  $T = 300 \text{ K } (27^\circ \text{ C})$      $\rightarrow I_D = I_s \cdot [e^{40V} - 1]$

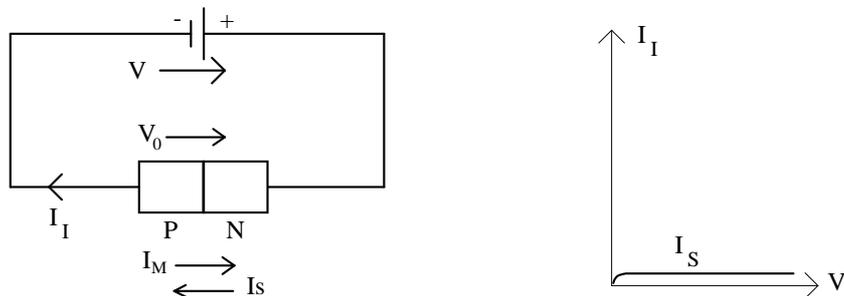
Dès que  $V > 0.1 \text{ Volt}$      $e^{40V} \gg 1$      $\rightarrow \boxed{I_D \cong I_s \cdot e^{\lambda V}}$     avec  $\lambda = \frac{-q}{kT}$

1.2. Jonction P-N polarisée en Inverse

Polarisation en Inverse  $\equiv$  P au - de l'alimentation et N au + de l'alim. (correspond au cas Direct avec  $V < 0$ )

La barrière de potentiel est accrue :  $V_0 \rightarrow V_0 + V$  ( $V > 0$ )

Il n'existe alors pratiquement aucun courant.



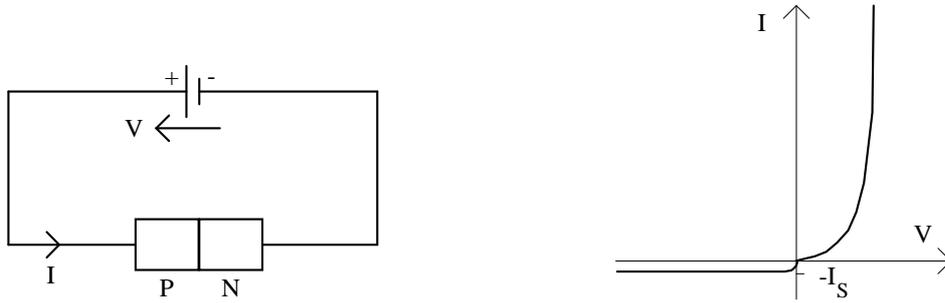
$I_s$  : Courant des porteurs minoritaires;     $I_M$  : Courant des porteurs majoritaires :  $I_M = I_0 \cdot e^{\frac{q(V_0+V)}{kT}} = I_s \cdot e^{\frac{qV}{kT}}$

Courant total :  $I_I = I_s - I_M = I_s \cdot \left[ 1 - e^{\frac{qV}{kT}} \right]$      $\boxed{I_I = I_s \cdot \left[ 1 - e^{\frac{qV}{kT}} \right]}$

Dès que  $V > 0.1 \text{ Volt}$      $e^{-40V} \ll 1$      $\rightarrow \boxed{I_I \cong I_s}$

1.3. Jonction P-N polarisée

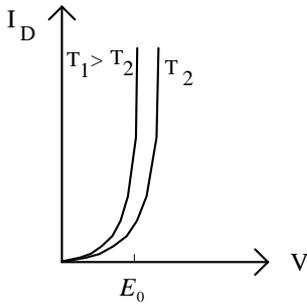
En regroupant les résultats des polarisations en Direct et en Inverse, on a :  $(V > 0 \text{ ou } < 0)$



1.4. Influence de la température, de la lumière - Capacité d'une jonction

La jonction P-N est généralement modélisée par un schéma équivalent faisant intervenir un générateur (f.c.e.m)  $E_0$  et une résistance  $r$ . Un schéma équivalent plus sophistiqué peut en plus faire intervenir un condensateur pour caractériser la capacité de la jonction.

Température et lumière influent sur la caractéristique d'une jonction. Par exemple, la température intervient à travers le paramètre  $\lambda = \frac{-q}{kT}$  : si  $T \uparrow$  alors  $\lambda \uparrow$  :



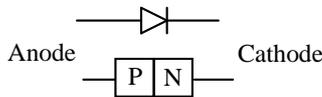
Résistance dynamique  $r =$  pente de la droite d'approximation de  $\left(\frac{V}{I_D}\right)_{V > E_0}$

2. Diode à jonction P-N

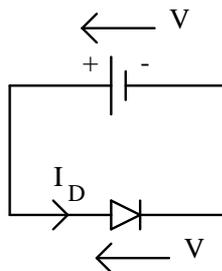
Composant formé par la jonction d'un semi-conducteur P et d'un semi-conducteur N.

(Semi-conducteur exclusivement utilisé : le silicium. Les diodes à tube, mettant à profit l'effet thermoélectronique, ne sont plus guère utilisées).

Symbole



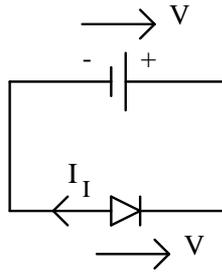
2.1. Diode polarisée en Direct



$$I_D \cong I_s \cdot e^{-\frac{qV}{kT}}$$

avec  $I_s \cong 1 \text{ pA}$  ( $I_s$  fonction du type de cristal semi-conducteur et du dopage).

2.2. Diode polarisée en Inverse

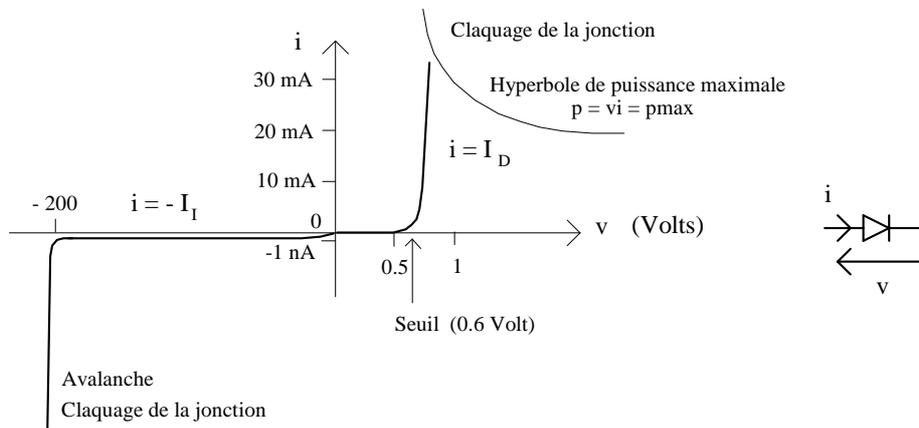


On a vu :  $I_I \cong I_s$  En réalité :  $I_I \cong I_s + I_F$  avec  $I_F$  de l'ordre de  $1 nA$  ( $10^{-9} A$ )  
 $I_F$  : courant de fuite dû aux impuretés à la surface des jonctions externes (semi-conducteur / métal).  
 (liaisons résistives, capacitives, selfiques introduites par les connexions du composant)

→  $I_I \cong I_F \cong 1 nA$

2.3. Caractéristiques d'une diode à jonction

Caractéristique d'une diode type signal (faible puissance) au Silicium (Seuil = 0.6 Volt) 1N4148 :  
 (on retrouve la caractéristique d'une jonction P-N)



L'effet d'avalanche détruit la jonction car la puissance traversant la diode est trop importante.

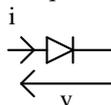
Avalanche :

Une tension inverse élevée implique une barrière de potentiel élevée :  
 Les porteurs minoritaires franchissant cette barrière acquièrent une énergie importante leur permettant d'ioniser les atomes de Silicium au voisinage de la jonction, créant ainsi de nombreux porteurs minoritaires franchissant à leur tour la jonction etc ...

La diode est un composant non linéaire (relation non lin. entre v et i) sauf par morceaux (après approximation).

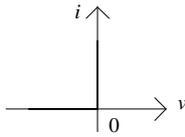
2.4. Modèle simplifié d'une diode

Soit une diode D de seuil  $E_0$  ( $E_0 = 0.6$  Volt pour une diode au silicium) placée dans un circuit, et v la tension aux bornes de D. La caractéristique de la diode peut être approchée par différents modèles.



**Modèle idéal**

Diode idéale ( $\equiv$  sans seuil  $E_0$ ) et sans résistance  $r$



Si  $v < 0$  : D bloquée D  $\equiv$  interrupteur ouvert

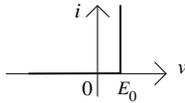
Modèle électrique

Si  $v \geq 0$  : D passante D  $\equiv$  interrupteur fermé

Modèle électrique

**Modèle semi-réel**

Diode réelle ( $\equiv$  avec seuil  $E_0$ ) et sans résistance  $r$



Si  $v < E_0$  : D bloquée D  $\equiv$  interrupteur ouvert

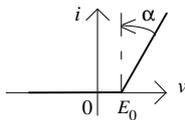
Modèle électrique

Si  $v \geq E_0$  : D passante D  $\equiv$  interrupteur fermé avec fcem  $E_0$

Modèle électrique

**Modèle réel**

Diode réelle ( $\equiv$  avec seuil  $E_0$ ) et avec résistance  $r$



Si  $v < E_0$  : D bloquée D  $\equiv$  interrupteur ouvert

Modèle électrique

Si  $v \geq E_0$  : D passante D  $\equiv$  résistance  $r$  ( $\equiv$  tg $\alpha$ ) faible ( $\equiv$   $\Omega$ ) + fcem  $E_0$

Modèle électrique

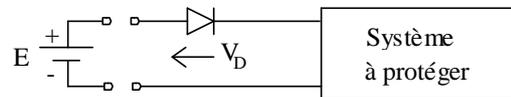
Contrairement aux composants linéaires déjà vus ( $R, L, C$ ) qui sont régis par des relations d'entrée-sortie linéaires (équations différentielles linéaires à coefficients constants), la diode n'est pas un composant linéaire

l'équation de définition du composant : relation entre la tension à ses bornes et le courant le traversant peut être vue comme une relation d'entrée-sortie en prenant par exemple le courant le traversant pour entrée, et la tension à ses bornes comme sortie.

Le modèle simplifié, distinguant plusieurs comportements selon la tension appliquée, en donne une relation d'entrée-sortie *descriptive* (du type « si...,alors... »).

**2.5. Applications**

*Protection à diodes contre l'inversion de polarité*



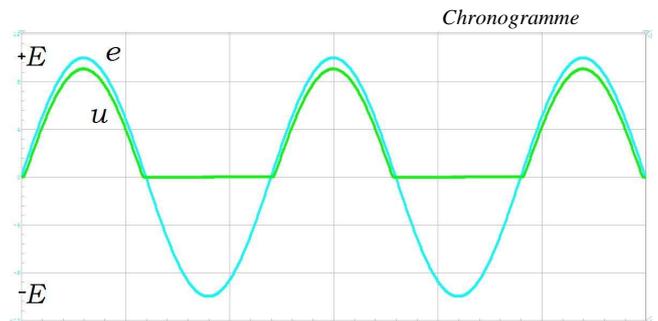
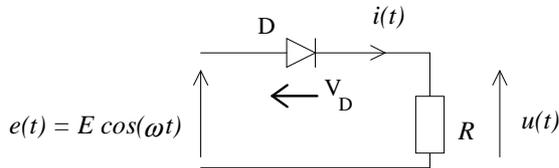
Une inversion de la polarité de l'alimentation E n'endommagera pas le système (E inversée  $\rightarrow V_D < 0$  donc diode bloquée  $\rightarrow$  diode  $\equiv$  interrupteur ouvert).

La présence de la diode est quasiment sans effet si le branchement de l'alimentation est correct (diode passante  $\rightarrow$  diode  $\equiv$  interrupteur fermé). En fait, la diode passante entraîne une chute de 0.6 Volts.

Redressement

Pour simplifier, les diodes sont supposées idéales, c'est-à-dire sans seuil :

Mono-alternance :



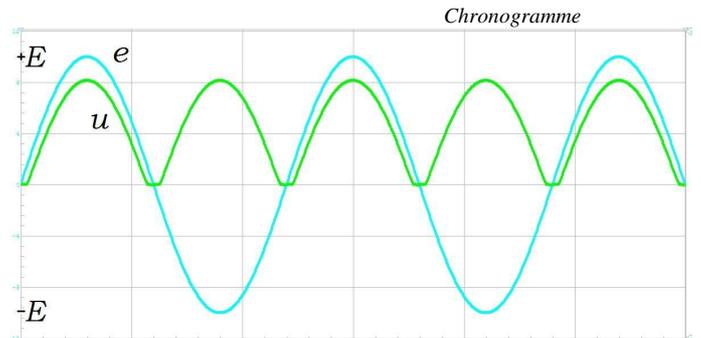
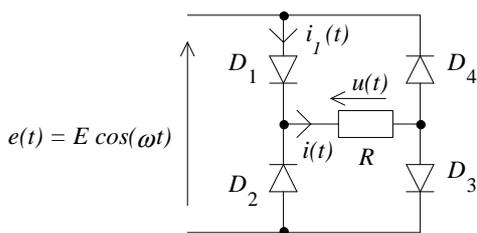
$$V_D(t) = e(t) - Ri(t)$$

Pour que  $i(t)$  existe, il faut que la diode D soit passante, soit  $V_D(t) > 0$ , et donc  $e(t) > 0$ .

Si $e(t) > 0$	$V_D > 0$	D passante	$u(t) = e(t)$
Si $e(t) < 0$	$V_D < 0$	D bloquée	$u(t) = 0$

(Si  $e(t)$  a un sens tel (cas  $e(t) > 0$ ) qu'il tend à circuler dans le circuit un courant dans le sens de la diode, la diode est passante, sinon (cas  $e(t) < 0$ ) la diode est bloquée).

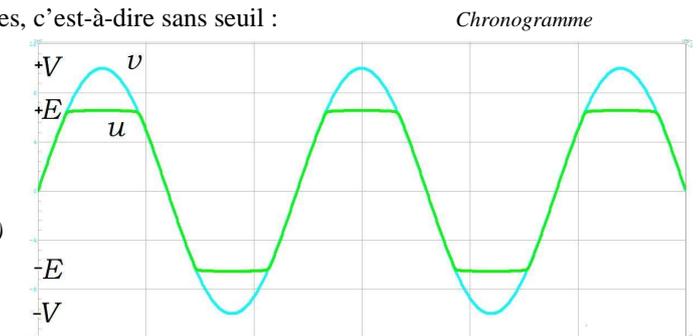
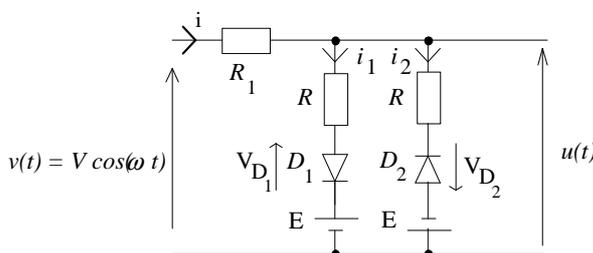
Double alternance :



Si $e(t) > 0$	$D_2$ et $D_4$ sont bloquées	$D_1$ et $D_3$ sont passantes	$u(t) = e(t)$
Si $e(t) < 0$	$D_2$ et $D_4$ sont passantes	$D_1$ et $D_3$ sont bloquées	$u(t) = -e(t)$

Limiteur à diodes

Pour simplifier, les diodes sont supposées idéales, c'est-à-dire sans seuil :



$$V_{D1}(t) = v(t) - E - Ri_1(t) - R_1i(t)$$

$$V_{D2}(t) = -v(t) - E + Ri_2(t) + R_1i(t)$$

Exemple : pour que  $i_1$  existe, il faut  $D_1$  passante donc  $v(t) > E$   
 $-E < v(t) < E$  :  $D_1$  et  $D_2$  sont bloquées  $u(t) = v(t)$  ( $i = 0$ )

$v(t) > E$  :  $D_1$  est passante et  $D_2$  est bloquée Th. de Millmann :  $u(t) = \frac{Rv(t) + R_1E}{R + R_1}$

Pour un fonctionnement en limiteur ( $u(t)$  limitée à E si  $v(t) > E$ ) il faut  $R_1 \gg R$ .

Même raisonnement pour  $v(t) < -E$ .

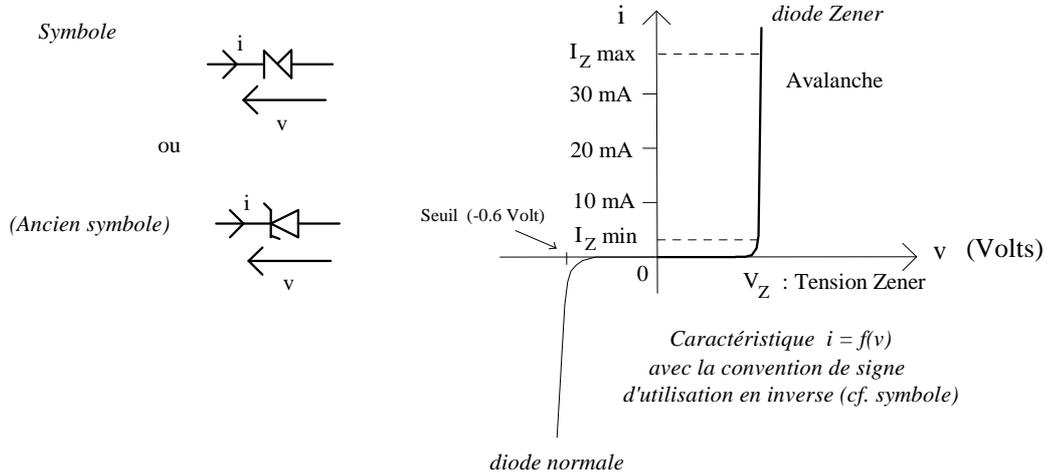
### 3. Diode Zener

Elle exploite le phénomène d'avalanche (avalanche non destructrice, car elle se produit à une tension faible entraînant une puissance réduite).

La diode Zener est utilisée ainsi en inverse. En direct, elle se comporte comme une diode normale.

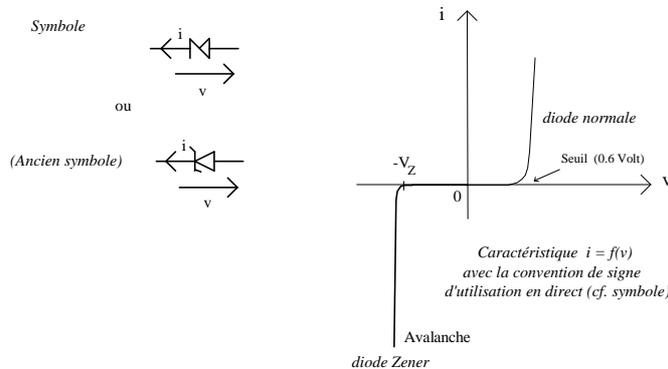
La tension d'avalanche  $V_z$ , caractéristique de la diode Zener, varie selon les types de Zener de quelques Volts à quelques dizaines de Volts.

Caractéristique d'une Zener BZX 5.6 (diode Zener 1/2 Watt :  $V_z = 5.6$  Volts;  $I_z \text{ min} = 5$  mA;  $I_z \text{ max} = 50$  mA)



Pour  $i > I_z \text{ min}$  : Il y a régulation de la tension :  $v \equiv V_z$   
 Il faut  $i < I_z \text{ max}$  : Sans quoi il y a détérioration de la diode (Puissance trop importante).

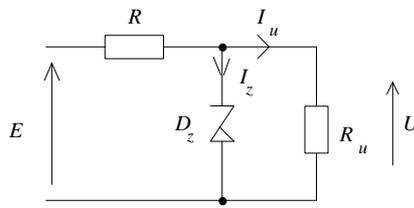
Avec la même convention de signe que pour une diode normale, on aurait :



#### Application principale :

##### Stabilisation de tension

La résistance  $R$  est appelée Ballast;  $R_u$  est la charge;  $E$  est la source de tension à réguler :  $E_{\text{min}} < E < E_{\text{max}}$



$$I_u = V_z / R_u$$

Lorsque  $E$  varie,  $U = C^{\text{te}} = V_z$  si  $I_z \text{ min} < I < I_z \text{ max}$ . Il faut donc polariser la diode Zener avec  $R$  telle que :

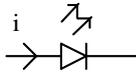
$$\frac{E_{\text{max}} - V_z}{I_z \text{ max} + \frac{V_z}{R_u}} < R < \frac{E_{\text{min}} - V_z}{I_z \text{ min} + \frac{V_z}{R_u}} . \quad \text{Pour le montrer, on écrit : } R = \frac{E - U}{I_z + I_u}$$

### 4. Photodiodes

#### LED

Diodes émettant de la lumière (Diode ElectroLuminescente) lorsqu'elle est passante : rouge, vert, jaune.

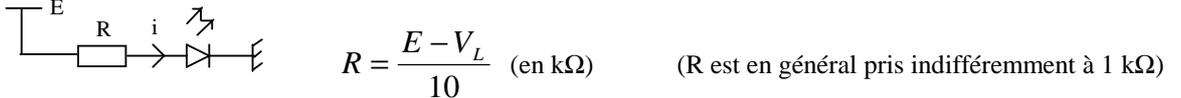
*Symbole*



Ce sont de mauvaises diodes de redressement car elles ont un seuil  $V_L$  élevé (et une grande résistance en direct) :

LED Rouge :  $V_L \approx 1.5$  Volts      LED Verte :  $V_L \approx 2.4$  Volts

Une émission lumineuse suffisante s'obtient à partir de quelques mA. Pour les polariser, il suffit d'une alimentation continue E et d'une Résistance R dont la valeur est, en prenant  $i = 10$  mA :

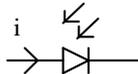


Un afficheur 7 segments est constitué de 7 LEDs ayant un point commun (Anode ou Cathode).

#### Photodiode

Elle réalise l'opération inverse de la LED :

*Symbole*



*Principe :*

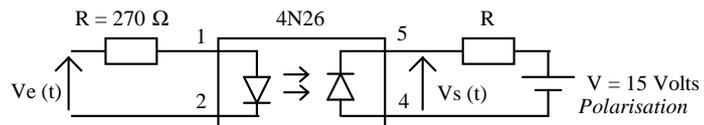
La résistance apparente de la photodiode diminue avec l'éclairement.  
On la polarise comme une LED.

#### Photocoupleur (ou optocoupleur)

Il combine une LED et une photodiode dans le même boîtier. Il isole électriquement le circuit de sortie de celui d'entrée (découplage). Le faisceau lumineux est le seul contact entre l'entrée et la sortie.

La lumière émise par la LED bombarde la photodiode et fait circuler dans le circuit de sortie un courant proportionnel à celui du circuit d'entrée.

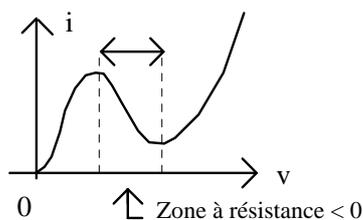
*Exemple :* Photocoupleur 4N26 :



### 5. Autres types de diode

#### Diode à effet Tunnel

Sa caractéristique  $i = f(v)$  présente une zone à résistance négative :



*Application :*

Oscillateur à résistance négative.

**Diode varicap**

Diode à capacité variable.

**Diode Schottky**

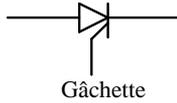
*Symbole*



Temps de stockage  $\ll 1$  (cf TD)  $\rightarrow$  à commutation très rapide  
 $\rightarrow$  diode utilisée en HF (Hautes Fréquences).

**Thyristor**

*Symbole*



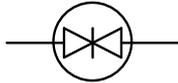
Diode dont la conduction est commandée par une impulsion sur sa gâchette.

*Application :*

Variation (gradation) de puissance.

**Diac**

*Symbole*



2 diodes montées tête-bêche (composant réversible) :

Pas de conduction (dans aucun des 2 sens) sauf si  $V$  aux bornes du Diac  $> V_{\text{Claquage}}$  :  
 on a alors un court-circuit (interrupteur fermé) et le diac se rebloque immédiatement.

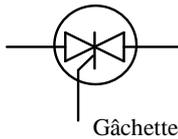
(Ex.  $V_{\text{Claquage}} = 20$  Volts pour un diac 20 Volts) (Claquage non destructif)

*Application :*

Générateur d'impulsions.

**Triac**

*Symbole*



Diac commandé par une gâchette.

*Application :*

Variation (gradation) de puissance.

### 3 ANNEXE. SEMI-CONDUCTEURS. DIODE

#### 1. Rappels sur la structure de la matière

##### - L'atome

L'atome, dans la 1ère approche du modèle simplifié de Bohr, est constitué d'un noyau autour duquel gravitent des électrons en mouvement sur des orbites (couches) plus ou moins éloignées du noyau.

Le *noyau* est constitué de neutrons (non chargés) et de protons (chargés à  $q = + e = 1.6 \cdot 10^{-19}$  Coulombs).

Les *électrons* chargés à  $q = - e$ , sont notés  $e^-$ .

L'atome isolé est électriquement neutre : Nombre de protons = Nombre d'électrons.

Les électrons sont répartis en couches successives :

- couches internes (proches du noyau) : ces  $e^-$  sont fortement liés au noyau (force d'interaction importante).
- couches externes (éloignées du noyau) : ces  $e^-$  sont peu liés au noyau.

Un atome isolé et neutre ayant une couche externe complète ( $\equiv$  formée de  $8 e^-$ ) est stable (énergie minimale).

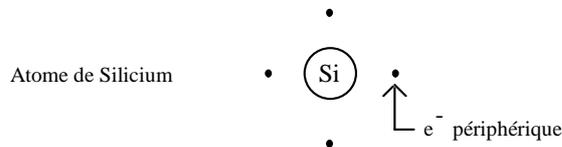
*Associés dans un réseau, tous les atomes tendent à avoir  $8 e^-$  sur leur couche périphérique.*

#### 2. Semi-conducteur intrinsèque

Les semi-conducteurs ( Germanium, Silicium (Si), ... ) possèdent  $4 e^-$  sur leur couche périphérique.

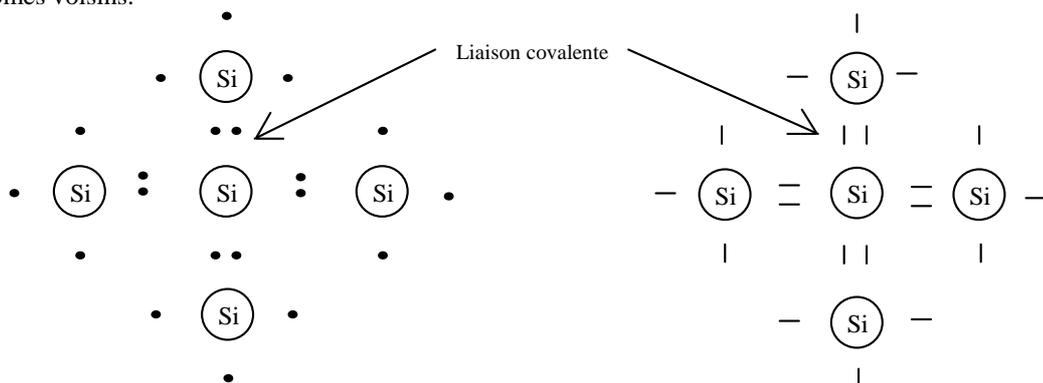
On peut les produire avec un haut degré de pureté : moins d'1 atome étranger pour  $10^{11}$  atomes de semi-conducteur  $\rightarrow$  semi-conducteur intrinsèque.

*Symbole :*



##### 2.1. Liaison covalente

Afin d'avoir  $8 e^-$  sur sa couche externe, chaque atome de Si met ses  $4 e^-$  périphériques en commun avec les atomes voisins.



A 0 degré Kelvin, malgré le fait qu'ils sont périphériques, les  $e^-$  participant à ces liaisons sont fortement liés au noyau car il n'y a pas d'agitation thermique.

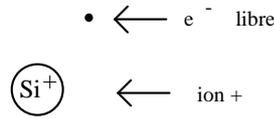
$\rightarrow$  Pas d'apparition de charges mobiles autorisant la circulation d'un courant électrique.

Le semi-conducteur est alors un isolant. Cet état apparaît à la température de 0 Kelvin.

2.2. Ionisation thermique

A température ambiante, l'agitation thermique provoque la rupture de quelques liaisons covalentes  
 → 1 e<sup>-</sup> participant à ces liaisons acquiert l'énergie pour quitter l'atome auquel il était lié  
 il devient porteur de charge libre, autorisant la circulation d'un courant électrique.  
 → le cristal semi-conducteur est alors un mauvais isolant.

L'atome de Si qui a perdu un e<sup>-</sup> n'est plus neutre → il est alors devenu ion +.



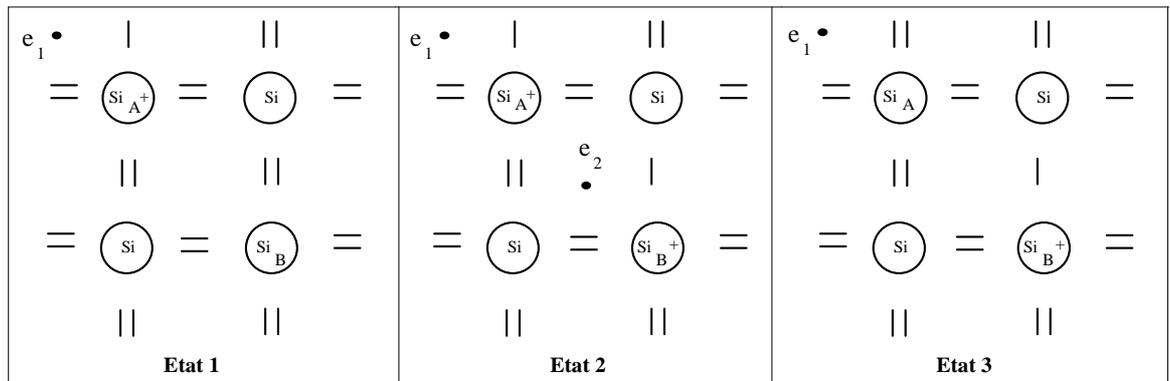
Ce phénomène n'intéresse que très peu d'atomes de Si (3 sur 10<sup>13</sup> à 27 °C).

2.3. Recombinaison

L'ionisation thermique conduirait à terme à l'ionisation de tous les atomes de Si, si elle n'était pas compensée par un autre phénomène, les recombinaisons :  
 Un e<sup>-</sup> arrivant à proximité d'un ion + de Si peut être capté par celui-ci qui redevient un atome neutre  
 → liaison covalente rétablie.

2.4. Notion de Trou

Soient les 3 états successifs :



Etat 1 : Ionisation en A.  
 → e<sup>-</sup> libre e<sub>1</sub>

Etat 2 : Ionisation (encore) en B.  
 e<sup>-</sup> libre e<sub>2</sub>

Etat 3 : Recombinaison de e<sub>2</sub> en A.

Etat Final par rapport à l'Etat Initial : e<sup>-</sup> de B → A ≡ charge > 0 portée par l'ion + de A → B  
 ≡ trou de A → B (trou = absence d'e<sup>-</sup>)

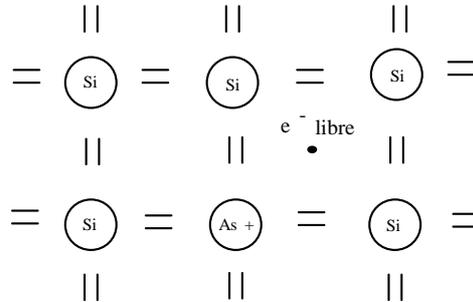
### 3. Semi-conducteur de type N

Il est obtenu en dopant le cristal de Silicium intrinsèque (par injection dans le cristal) des atomes ayant 5 e<sup>-</sup> sur leur couche périphérique (Phosphore, Arsenic (As)).

4 de ces 5 e<sup>-</sup> sont mis en commun avec les atomes Si.

Le 5<sup>ème</sup> e<sup>-</sup>, inutilisé, est très faiblement lié à l'atome dopeur (As), donneur d'e<sup>-</sup> libres.

→ Les atomes donneurs (As) s'ionisent.



A température ambiante, la quasi totalité des atomes donneurs s'ionisent.

Ce phénomène se superpose à la création de paires e<sup>-</sup> - trou par les atomes de Si.

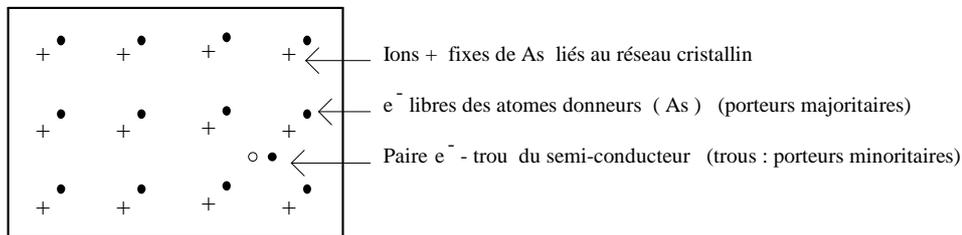
Quantitativement :

La concentration en atomes donneurs (le dopage) est de 1 impureté (1 atome de As) pour 10<sup>5</sup> à 10<sup>8</sup> atomes de Si.

A 27 ° C : l'ionisation thermique intéresse 3 atomes de Si sur 10<sup>13</sup>.

→ Nombre de paires e<sup>-</sup> - trou << Nombre d'e<sup>-</sup> libérés par les atomes donneurs.

On a la représentation du barreau de semi-conducteur de type N :



Si l'on considère les porteurs mobiles de charge :

- Les e<sup>-</sup> libres apparaissent en grand nombre → porteurs majoritaires → Le semi-conducteurs est de type N.
- Les trous de paires e<sup>-</sup> - trou sont très peu nombreux → porteurs minoritaires.

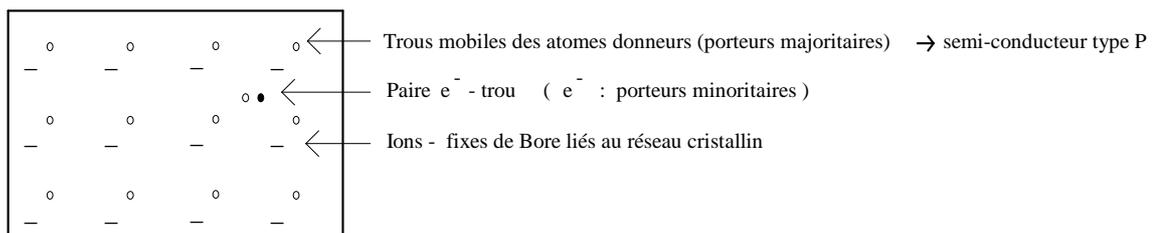
Remarque :

L'ionisation d'un atome d'As, contrairement à celle d'un atome de Si ne conduit pas à la création d'un trou, car les atomes donneurs ionisés voient 8 e<sup>-</sup> sur leur couche périphérique.

### 4. Semi-conducteur de type P

Il est obtenu en dopant le cristal de Si avec des atomes ayant 3 e<sup>-</sup> sur leur couche périphérique (Bore, Indium).

On a la représentation duale du semi-conducteur de type N :

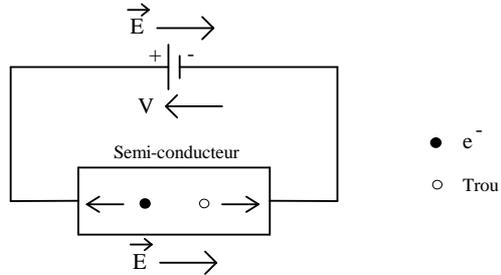


### 5. Conduction des semi-conducteurs

Dans un semi-conducteur isolé, les porteurs de charge mobiles se déplacent de façon désordonnée en tout sens, ne permettant pas d'observer de circulation de charges à l'échelle macroscopique.

Si on applique une  $ddp$  (différence de potentiel)  $V$  aux bornes d'un semi-conducteur, il apparaît dans celui-ci un champ électrique  $\vec{E}$  qui favorise le déplacement des trous dans le sens de  $\vec{E}$  et celui des  $e^-$  mobiles dans le sens opposé à  $\vec{E}$  du fait de :

$$\begin{cases} \vec{E} = -\text{grad}V \\ \vec{F} = q\vec{E} \end{cases}$$



### 6. Diffusion

Soit un semi-conducteur de type N et supposons que par un procédé quelconque, on accroisse la concentration en trous dans une région du semi-conducteur.

→ Ces trous se déplacent en tout sens mais de telle sorte que statistiquement, la concentration en trous soit la même en tout point du semi-conducteur.

Ce phénomène d'homogénéisation de la concentration s'appelle la diffusion.

**TD 3. SEMI-CONDUCTEURS. DIODE**

**SEMI-CONDUCTEURS - DIODE**

**1. Fonction logique à diodes**

En prenant comme convention : (signaux logiques TTL  $\equiv$  d'amplitude binaire 0 ou 5 Volts)

Signal logique 1  $\equiv$  Tension d'amplitude comprise entre 2.8 Volts et 5.5 Volts

Signal logique 0  $\equiv$  Tension d'amplitude comprise entre 0 Volt et 2.8 Volts

compléter les tables de vérité suivantes, et donner la fonction logique réalisée (Diodes réelles, seuil = 0.6 Volt) :

$E_1 \cdot E_2 = 0$  ou 5 Volts Continu

$R = 1\text{ k}\Omega$

$D_1$  à  $D_2$  Diodes 1N4148

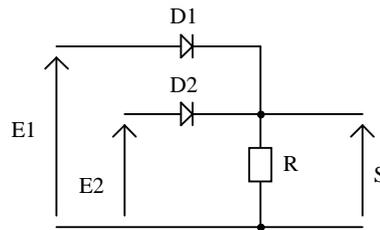


Figure 12

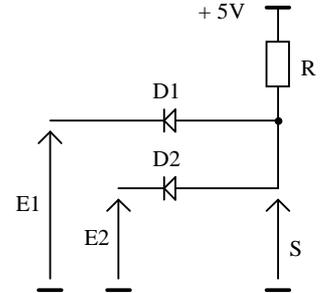


Figure 13

	E1 (bit)	E2 (bit)	D1 Bloquée(B) / Passante(P)	D2 Bloquée(B) / Passante(P)	S (Tension Réelle) (V)	S (Logique) (bit)
a	0	0				
b	0	1				
c	1	0				
d	1	1				

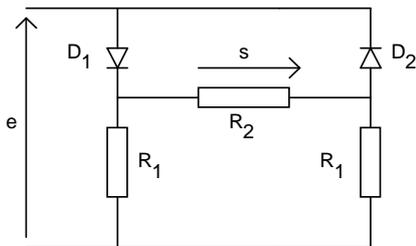
Fonction logique :

	E1 (bit)	E2 (bit)	D1 Bloquée(B) / Passante(P)	D2 Bloquée(B) / Passante(P)	S (Tension réelle) (V)	S (Logique) (bit)
a	0	0				
b	0	1				
c	1	0				
d	1	1				

Fonction logique :

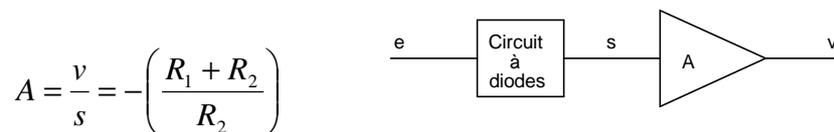
**2. Circuit à diodes**

On considère le circuit ci-dessous (circuit à diodes) dans lequel les deux diodes  $D_1$  et  $D_2$  sont tout d'abord supposées idéales (tension de seuil nulle) :



2.1. Donner la caractéristique de tension à vide du montage:  $s = f(e)$  pour  $e$  positive et négative

2.2. On insère en cascade avec le montage précédent, un amplificateur (inverseur) de gain en tension :



Donner la fonction mathématique  $g$  reliant  $v$  à  $e$  :  $v = g(e)$ .

2.3. Donner la caractéristique  $v = g(e)$  à vide en tenant compte cette fois-ci du seuil des diodes (0.6 Volt)

2.4. Quelle valeur donner à  $e$  pour pouvoir négliger l'influence du seuil des diodes ?

### 3. Modulateur à diodes

On considère le système de la figure 3 dans lequel les diodes sont considérées comme idéales (tension de seuil et résistance directe nulles) :

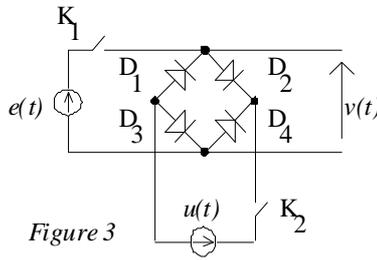
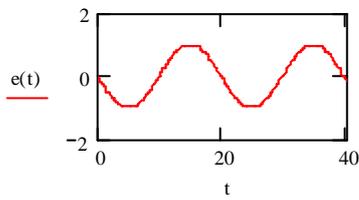


Figure 3

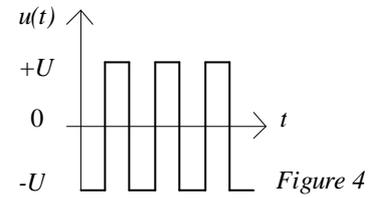


Figure 4

L'interrupteur  $K_1$  étant ouvert, la tension d'entrée  $e(t)$  est sinusoïdale de pulsation  $\Omega$  :  $e(t) = E \sin(\Omega t)$

L'interrupteur  $K_2$  étant ouvert, la tension de commande (porteuse)  $u(t)$  est un signal carré de pulsation  $\omega \gg \Omega$  (figure 4).

A l'instant initial  $t = 0$ , on ferme les deux interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$ .

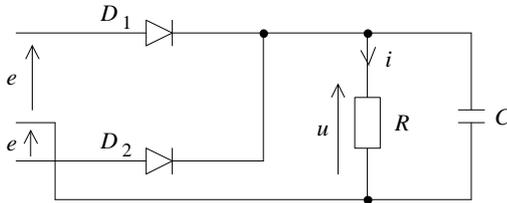
1. En répertoriant les valeurs de  $u(t)$  caractéristiques pour les diodes, déduire les valeurs correspondantes de  $v(t)$ .
2. Représenter sur un même graphe, l'évolution de  $e(t)$  et de  $v(t)$ .

*Note* : Les générateurs  $e(t)$  et  $u(t)$  ont une résistance interne telle qu'ils peuvent supporter un court-circuit de leur sortie.

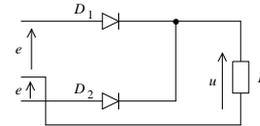
**TD 3 ANNEXE. SEMI-CONDUCTEURS. DIODE**

**1. Redressement avec filtrage**

- Tracer la réponse  $u(t)$  au signal  $e(t) = E \cdot \sin \omega t$  du système : (redressement double-alternance filtré)  
(les diodes sont supposées idéales ( $\equiv$  sans seuil))



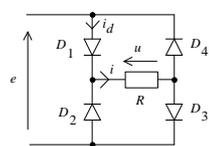
(Sans condensateur, on a un redresseur double-alternance)



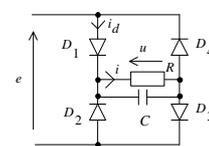
Le condensateur aux bornes de la charge réalise le filtrage, permettant de disposer en  $u$  d'un signal quasi continu.

L'avantage de ce redresseur double alternance par rapport à celui-ci :

Redresseur double-alternance



Redresseur double-alternance filtré

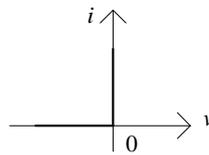


est de réduire l'effet de seuil de moitié. L'inconvénient est de nécessiter 2 alimentations.

**2. Modélisation d'une diode**

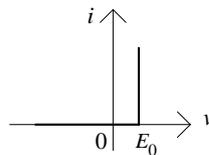
**1. Modèle idéal**

Donner les équations de fonctionnement du modèle idéal d'une diode :



**2. Modèle semi-réel**

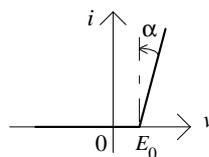
Même question pour le modèle semi-réel d'une diode :



Tension de seuil :  $E_0 \approx 0.6$  Volt pour une diode au silicium.

**3. Modèle réel**

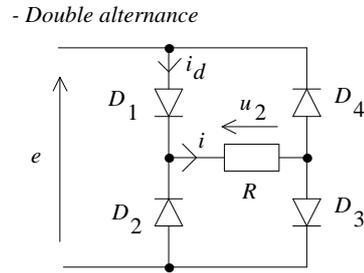
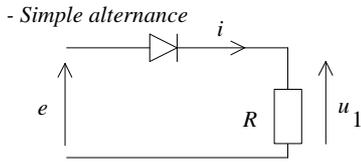
Même question pour le modèle réel (linéarisé par morceaux) d'une diode :



**3. Redressement**

Soit le signal à redresser :  $e(t) = E \cdot \cos \omega t$

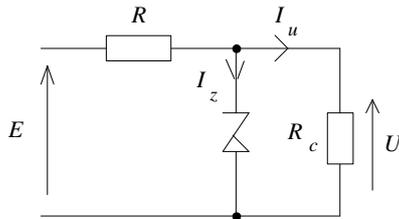
Les diodes sont d'abord supposées idéales ( $\equiv$  sans seuil) puis réelles ( $\equiv$  avec seuil).



- Tracer les réponses  $u_1(t)$  (simple alternance) et  $u_2(t)$  (double alternance) au signal  $e(t)$ .
- Calculer la valeur moyenne de  $u_1(t)$  et de  $u_2(t)$  ainsi que leur valeur efficace.

**4. Montage stabilisateur élémentaire**

Le dispositif suivant permet de maintenir aux bornes de la charge  $R_c$ , la tension  $U$  sensiblement constante lorsque le courant  $I_u$  qui la traverse varie entre 0 et  $I_{u_{max}}$ , la tension d'alimentation  $E$  variant entre  $E_{min}$  et  $E_{max}$  :



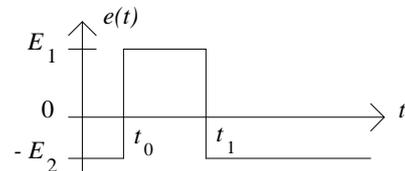
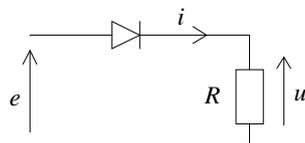
Calculer la Résistance de Ballast  $R$  de telle sorte que le courant  $I_z$  dans la diode Zener reste compris entre  $I_{z_{min}}$  et  $I_{z_{max}}$ , quelsoit le fonctionnement (c'est à dire dans les conditions les plus défavorables), la tension  $U$  restant constante et égale à  $U_z$ .

( $I_{z_{max}}$  : courant  $I_z$  au delà duquel la puissance que peut supporter la diode Zener est trop importante).

**5. Temps de commutation d'une diode**

Donner les réponses  $i_i(t)$  et  $i_r(t)$  du système suivant, au signal  $e(t)$  :

- dans le cas de la diode idéale ( $i_i(t)$ )
- dans le cas de la diode réelle ( $i_r(t)$ ).



## TP 3. DIODE

### 1. Matériel nécessaire

- Oscilloscope
- Générateur de signaux Basses Fréquences (GBF)
- Alimentation stabilisée ( 2x[ 0-30 V]  $\dots$  + 1x[ 5 V]  $\dots$  )
- Multimètre
- Moniteur MS05 (plaquette de câblage)
- Câbles : - 1 T, 1 BNC-BNC, 1 BNC-Banane, 2 sondes oscilloscope, 6 fils Banane, petits fils.

- **Composants :** - 1 Résistance 100  $\Omega$  (1/4 Watt)
- 1 Résistance 120  $\Omega$  (1/4 Watt)
- 2 Résistances 270  $\Omega$  (1/4 Watt)
- 3 Résistances 1 k $\Omega$  (1/4 Watt)
- 1 Condensateur 100  $\mu$ F
- 4 diodes 1N4148

### 2. Notation du TP

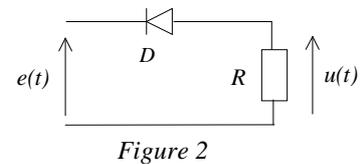
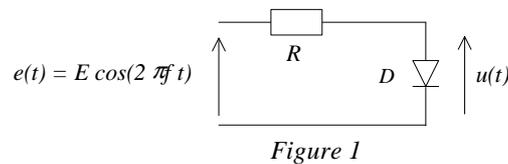
Faire valider par le professeur en fin de séance, l'ensemble étude théorique et compte-rendu de manipulation.

### 3. Etude théorique

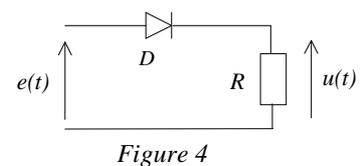
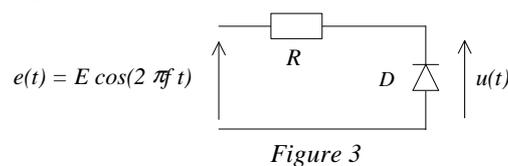
#### 3.1. Redressement mono-alternance

- Comparer les 2 circuits suivants de redressement mono-alternance en traçant leur réponse  $u(t)$  à un signal sinusoïdal (diode supposée d'abord idéale puis réelle (seuil 0.6 Volt)) :

$E = 4$  Volts  
 $f = 100$  Hz  
 $R = 1$  k $\Omega$   
 $D$  Diode 1N4148



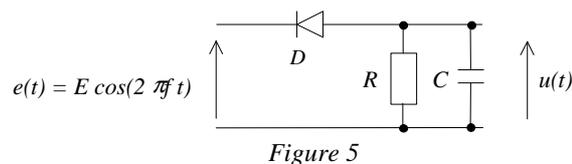
- Que se passe-t-il si  $E < 0.6$  Volt ?
- Même question avec les 2 circuits suivants :



#### 3.2. Détecteur de crête (Redressement mono-alternance filtré)

- Tracer la réponse  $u(t)$  à un signal sinusoïdal. Lien entre  $u(t)$  et la crête ( $\equiv$  maximum) de  $e(t)$  ? (diode supposée d'abord idéale puis réelle (seuil 0.6 Volt)) :

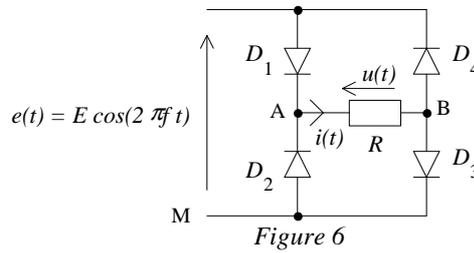
$E = 4$  Volts  
 $f = 100$  Hz  
 $R = 1$  k $\Omega$   
 $C = 100$   $\mu$ F  
 $D$  Diode 1N4148



**3.3. Redressement double alternance**

- Tracer la réponse  $u(t)$  du circuit suivant à un signal sinusoïdal (diodes supposées d'abord idéales puis réelles (seuil 0.6 Volt)) :

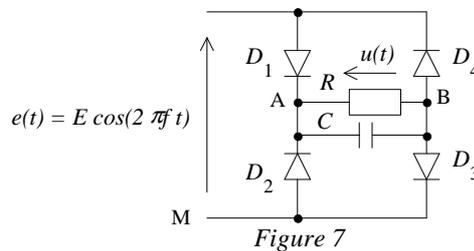
$E = 4$  Volts  
 $f = 100$  Hz  
 $R = 1$  k $\Omega$   
 $D_1$  à  $D_4$  Diodes 1N4148



**3.4. Détecteur de crête à crête (Redressement double alternance filtré)**

- Tracer la réponse  $u(t)$  à un signal sinusoïdal. Lien entre  $u(t)$  et la crête ( $\equiv$  maximum) de  $e(t)$  ? (diode supposée d'abord idéale puis réelle (seuil 0.6 Volt)) :

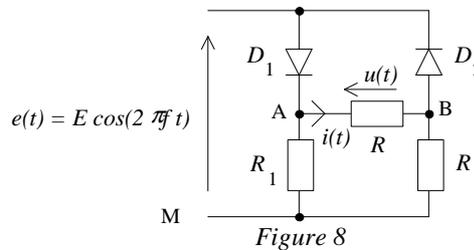
$E = 4$  Volts  
 $f = 100$  Hz  
 $R = 1$  k $\Omega$   
 $C = 100$   $\mu$ F  
 $D_1$  à  $D_4$  Diodes 1N4148



**3.5. Redressement double alternance pondéré**

- Tracer la caractéristique  $u = f(e)$  du circuit suivant dans le cas où  $R_1 = R$  (diodes supposées d'abord idéales puis réelles (seuil 0.6 Volt)).
- En déduire, toujours avec  $R_1 = R$ , la réponse du circuit à un signal sinusoïdal :

$E = 4$  Volts  
 $f = 100$  Hz  
 $R = 1$  k $\Omega$       $R_1 = R$   
 $D_1$  à  $D_2$  Diodes 1N4148

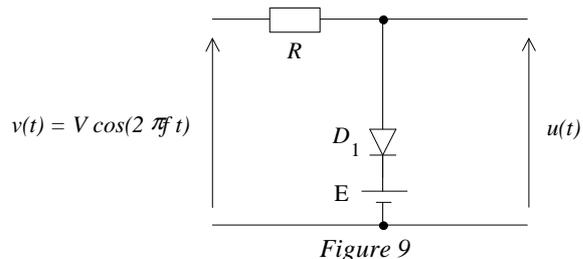


**3.6. Limiteur à diodes**

*Limiteur positif*

- Soit le limiteur positif suivant. Tracer sa réponse  $u(t)$  à un signal sinusoïdal (diodes supposées d'abord idéales puis réelles (seuil 0.6 Volt)) :

$V = 10$  Volts  
 $E = 4$  Volts  
 $f = 100$  Hz  
 $R = 1$  k $\Omega$   
 $D_1$  Diode 1N4148



*Limiteur positif et négatif*

Soit le limiteur positif et négatif suivant. Tracer sa réponse  $u(t)$  à un signal sinusoïdal (diodes supposées d'abord idéales puis réelles (seuil 0.6 Volt) ) :

- $V = 10$  Volts
- $E = 4$  Volts
- $f = 100$  Hz
- $R = 1$  k $\Omega$
- $D_1$  à  $D_2$  Diodes 1N4148

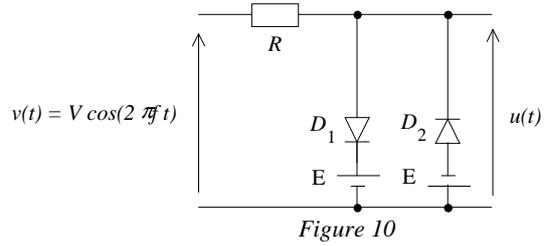


Figure 10

*Limiteur positif pratique*

Dans la pratique, plutôt que d'utiliser des générateurs E de limitation peu pratiques, on utilise des diodes, chaque diode étant équivalente à un générateur  $E = 0.6$  Volt.

Tracer la réponse  $u(t)$  du limiteur suivant à un signal sinusoïdal (diodes réelles (seuil 0.6 Volt) ) :

- $V = 10$  Volts
- $f = 100$  Hz
- $R = 1$  k $\Omega$
- $D_1$  à  $D_2$  Diodes 1N4148

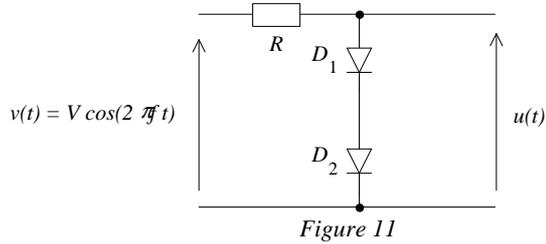


Figure 11

**3.7. Fonctions logiques à diodes**

En prenant comme convention : (signaux logiques TTL  $\equiv$  d'amplitude binaire 0 ou 5 Volts)

Signal logique 1  $\equiv$  Tension d'amplitude comprise entre 2.8 Volts et 5.5 Volts

Signal logique 0  $\equiv$  Tension d'amplitude comprise entre 0 Volt et 2.8 Volts

compléter les tables de vérité suivantes, et donner la fonction logique réalisée :

- $E_1 \cdot E_2 = 0$  ou 5 Volts Continu
- $R = 1$  k $\Omega$
- $D_1$  à  $D_2$  Diodes 1N4148

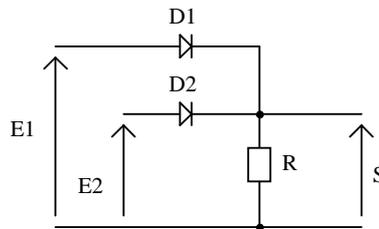


Figure 12

E1	E2	D1 Bloquée(B) / Passante(P)	D2 Bloquée(B) / Passante(P)	S (Tension réelle)	S (Logique)
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				

Fonction logique :

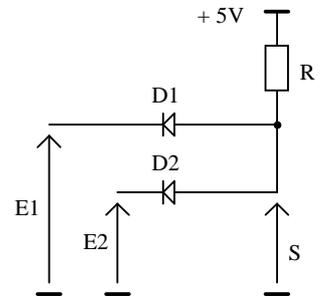


Figure 13

E1	E2	D1 Bloquée(B) / Passante(P)	D2 Bloquée(B) / Passante(P)	S (Tension réelle)	S (Logique)
0	0				
0	1				
1	0				
1	1				

Fonction logique :

### 4. Etude expérimentale

#### 4.1. Test de diode (en câblage uniquement)

Utiliser le multimètre en Ohmmètre et mesurer la résistance directe et la résistance inverse en courant continu des diodes 1N4148 et des diodes Zener BZX 4.7 Volts.

Si les diodes sont bonnes, le rapport résistance inverse sur résistance directe est supérieur à 100 pour les diodes normales et de l'ordre de 2 pour les diodes Zener.

(la résistance directe est élevée et ne correspond pas à la résistance dynamique faible de la diode passante car en position Ohmmètre, la polarisation se fait à une tension inférieure au seuil des diodes).

Renouveler le test en position « diode test » () pour obtenir la tension de seuil des diodes.

#### 4.2. Redressement mono et double alternance - Détecteur de crête et de crête à crête

Comparer à la théorie la réponse  $u(t)$  (représentation temporelle) des circuits des Figures 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 et 8 (câblés et simulés) :

- Visualiser simultanément  $u(t)$  et le signal d'entrée  $e(t)$ .
- Indiquer pour chaque figure les instants pour lesquels la (les) diodes sont passantes (ou bloquées).
- Déduire la valeur du seuil des diodes utilisées (1N4148).

(Attention : Pour les montages des Figures 6, 7 et 8, la tension à mesurer est flottante (la référence des potentiels n'est pas la référence commune (masse) : elle ne peut pas être mesurée directement pour un montage câblé dont la référence est reliée à la terre (car il y a court-circuit par la terre, le GBF et l'oscilloscope ayant leur masse reliée à la terre par mesure de sécurité) mais par différence (relation de Chasles  $\equiv$  loi des mailles) )

#### 4.3. Limiteur à diodes (facultatif)

Comparer à la théorie la réponse  $u(t)$  (représentation temporelle) des circuits des Figures 9, 10 et 11 (câblés et simulés).

#### 4.4. Fonctions logiques à diodes

Comparer à la théorie la réponse S des circuits des Figures 12 et 13 (câblés et simulés) :

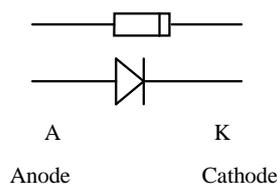
Remplir les tableaux correspondants expérimentalement.

#### Rangement du poste de travail

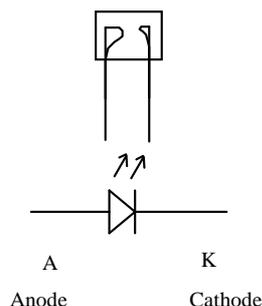
( 0 pour tout le TP sinon)

## ANNEXE TP DOCUMENTATION DES COMPOSANTS

#### DIODE (Sauf exception !)



#### LED (Sauf exception !)



### 4. TRANSISTOR BIPOLAIRE. TEC

#### TRANSISTOR BIPOLAIRE

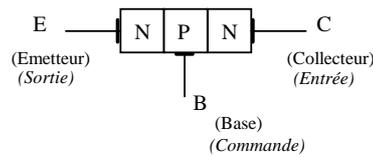
En régime de fonctionnement linéaire, un transistor bipolaire est un amplificateur de courant commandé en courant. En commutation (régime saturé/bloqué), c'est un interrupteur commandé en courant.

En régime de fonctionnement linéaire, un TEC (transistor à effet de champ) est un amplificateur de courant commandé en tension. En commutation (régime saturé/bloqué), c'est un interrupteur commandé en tension.

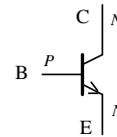
#### 1. Description et symbole

Le transistor bipolaire, encore appelé transistor à jonctions, est formé par la succession de 3 semi-conducteurs, respectivement de type NPN (transistor NPN) ou PNP (transistor PNP) à l'aide de 2 jonctions P-N :

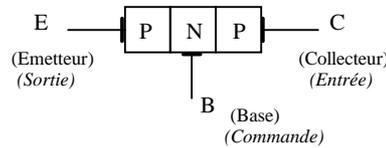
Transistor NPN



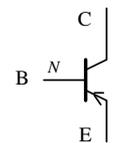
Symbole



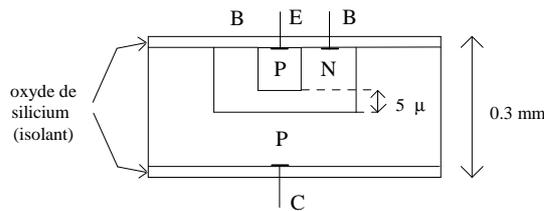
Transistor PNP



Symbole



Coupe d'un PNP



Le transistor n'est pas symétrique : les jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur ne sont pas identiques (dopage différent). (Les termes *Emetteur* et *Collecteur* s'entendent vis à vis des électrons (émission -collection d'e<sup>-</sup>)).

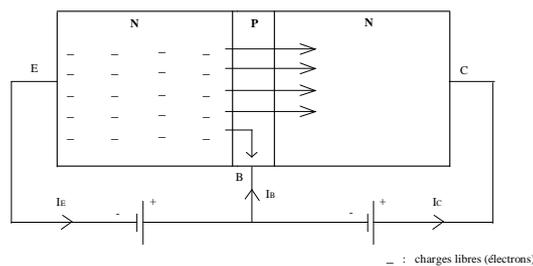
La flèche sur le symbole indique le sens passant (courant) de la jonction Emetteur-Base; elle repère en outre l'émetteur.

Le transistor est *bipolaire*, c'est-à-dire que 2 types de porteurs de charge (les porteurs majoritaires et les porteurs minoritaires) participent à la conduction.

#### 2. Effet Transistor

Les 2 jonctions P-N du transistor ne constituent pas uniquement la juxtaposition de 2 diodes, car avec une tranche centrale de faible épaisseur, lorsque la jonction Emetteur-Base est polarisée en Direct et la jonction Collecteur-Base polarisée en Inverse, les charges libres de l'Emetteur sont accélérées vers la Base et, pour la plupart, la traversent rapidement pour être captées par le potentiel de Collecteur : (une simple diode ferait que la Base capte ces charges)

Exemple : NPN



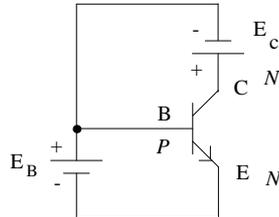
Cet effet Transistor a pour conséquence le fait de pouvoir contrôler à l'aide du courant de base  $I_B$  relativement faible, un courant de collecteur  $I_C$  beaucoup plus important.

### 3. Polarisation des jonctions

La polarisation précédente : jonction B-E en Direct et jonction C-B en Inverse pour avoir l'effet transistor :

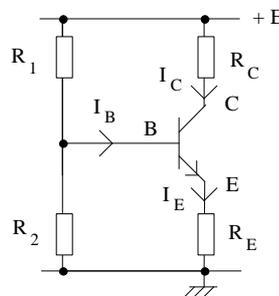
(Jonction P-N en direct  $\equiv$  P au + de l'alimentation et N au - de l'alimentation. Jonction P-N en inverse  $\equiv$  P au - de l'alim. et N au + de l'alim.)

Exemple : avec un transistor NPN



peut s'obtenir à l'aide d'une seule alimentation et des résistances dont le rôle est de fixer le point de fonctionnement du transistor (puissance, régime linéaire ou de commutation) :

Exemple : avec un transistor NPN



Polariser un transistor consiste à fixer les valeurs des courants et tensions de repos du transistor à des valeurs dites de polarisation (ou de repos, ou encore de fonctionnement) telles qu'ensuite, en présence d'un signal extérieur les valeurs de ces courants et tensions varient autour de ce point de repos.

#### Ce point de polarisation conditionne largement le régime de fonctionnement du transistor

(un peu comme par exemple un sportif qui doit s'échauffer (se placer au bon point de fonctionnement) avant le déroulement de l'épreuve, ou bien encore un alcoolique qui doit avoir ses trois verres d'alcool pour être « d'attaque »).

### 4. Relations fondamentales

Lorsque la jonction B-E est polarisée en Direct et la jonction C-B est polarisée en Inverse, on a les relations suivantes :

$$I_C = \beta I_B \quad (\text{effet transistor}) \quad (\text{en régime linéaire} \equiv \text{amplificateur})$$

$$\beta = \text{Constante} \quad \beta \text{ est le gain en courant du transistor; c'est une caractéristique du transistor.}$$

$$\beta \gg 1$$

$$I_E = I_C + I_B = (\beta + 1)I_B \approx \beta I_B = I_C$$

La constante  $\beta$  varie sensiblement selon le type de transistor et très légèrement suivant l'échantillon de transistor dans un type donné. (En fait,  $\beta$  diminue avec la fréquence, à partir de  $\approx 1$  MHz :  $\beta \neq \text{Cte}$  :  $\beta = f(\omega)$ ).

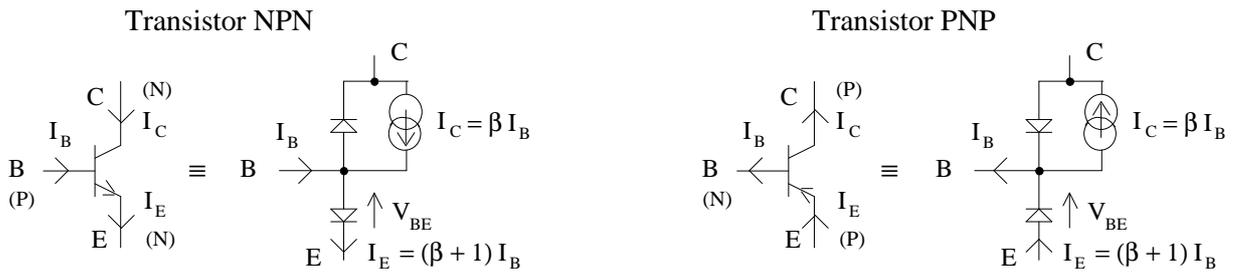
Ordres de grandeur pour un transistor de type signal (et non de puissance) :

$$I_B \approx 10 \mu\text{A}$$

$$I_C \approx 1 \text{ mA}$$

$$\beta \approx 100$$

5. Modèle d'Ebers-Moll (en régime linéaire)

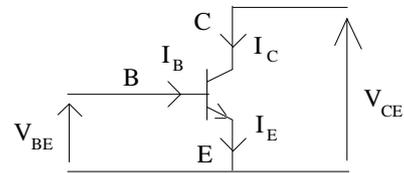


(le générateur de courant n'existe que si le transistor est polarisé, et de telle sorte à avoir l'effet transistor).

6. Caractéristiques du transistor bipolaire

On peut voir le transistor comme un Quadripôle. Comme c'est en réalité un tripôle, il faut mettre une de ses connexions en commun entre l'entrée et la sortie du Quadripôle :

Exemple : Emetteur Commun (montage le plus utilisé)



- 2 autres montages sont possibles : - Collecteur Commun
- Base Commune

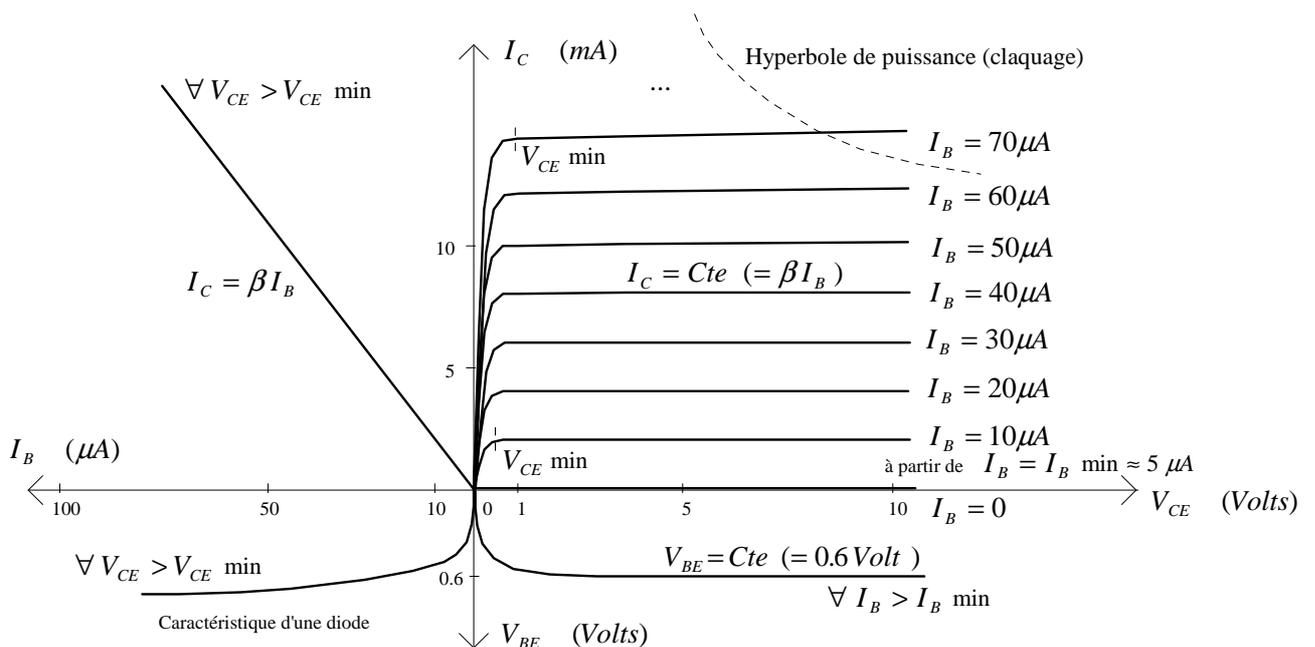
Le Quadripôle peut alors être déterminé par les relations :

$$\begin{cases} V_{CE} = f(I_B, V_{BE}) \\ I_C = f(I_B, V_{CE}) \end{cases}$$

Ce sont des fonctions de 2 variables, donc décrites par des surfaces dans un espace à 3D.

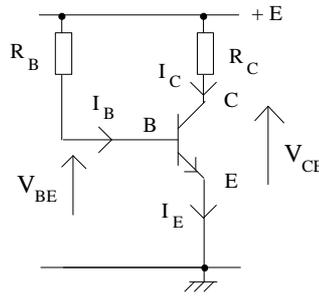
Pour avoir des courbes 2D, il faut paramétrer suivant une variable.

Caractéristiques 4-Quadrants pour un transistor de type signal monté en Emetteur Commun (Exemple 2N2222) :



7. Régimes de fonctionnement du transistor

Prenons l'exemple du montage le plus utilisé, le montage Emetteur Commun :



Le point de fonctionnement (ou encore point de polarisation) se trouve à l'intersection du réseau de caractéristiques vu précédemment et des équations de polarisation du montage :

- Equations de polarisation :

(1)  $E = R_C I_C + V_{CE}$

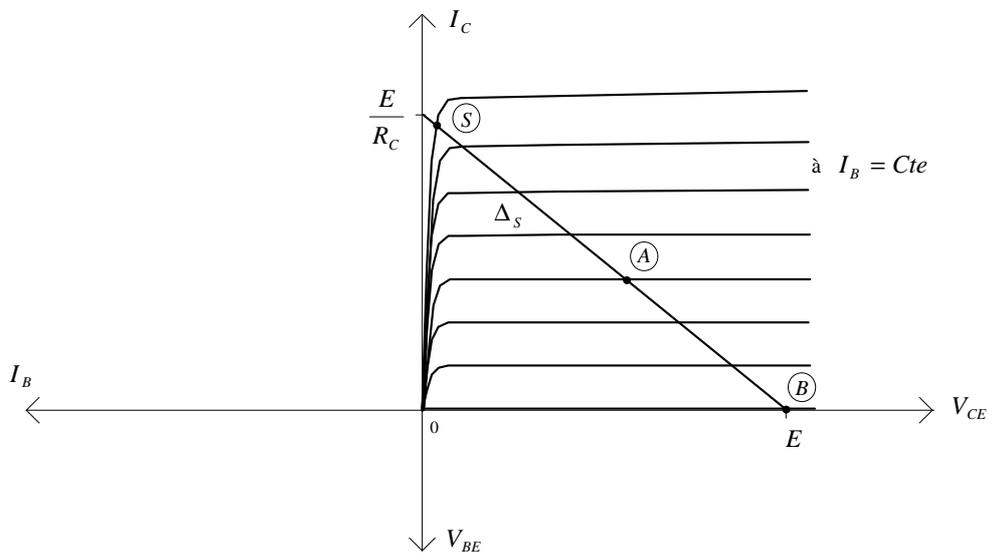
Cette relation donne l'équation de la droite de charge statique  $\Delta_S$  :

$$\Delta_S : I_C = -\frac{V_{CE}}{R_C} + \frac{E}{R_C}$$

(2)  $E = R_B I_B + V_{BE}$

On a :  $E = R_B \frac{I_C}{\beta} + 0.6$  si  $R_B$  est bien choisie ( $\equiv$  telle que  $I_B > I_B \text{ min}$ , autorisant

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} \text{ et } V_{BE} = 0.6 \text{ Volt}$$



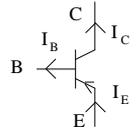
La polarisation fixe les valeurs de  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $V_{BE}$  et  $V_{CE}$  au point de fonctionnement

$P = (I_{B_0}, I_{C_0}, V_{BE_0}, V_{CE_0})$  à l'aide du réglage de l'alimentation  $E$  et des résistances.

On distingue 3 régimes de fonctionnement directement fixés par le réglage du point de polarisation :

- Fonctionnement en **Amplificateur** (ou encore *linéaire*) (point  $P$  en  $\textcircled{A}$ ) :  $I_C = \beta I_B$
- Fonctionnement en **Commutation de Saturation** (point  $P$  en  $\textcircled{S}$ ) :  $I_C < \beta I_B$
- Fonctionnement en **Commutation de Blocage** (point  $P$  en  $\textcircled{B}$ ) :  $I_C = 0$

- Remarque : Avec un transistor PNP, on a les mêmes relations, mais bien évidemment avec :  
 $V_{BE} < 0$  ( $V_{BE} = -0.6 \text{ Volt}$  en régime linéaire) et  $I_B < 0$  :



- Fonctionnement en **Amplificateur** (point  $P$  en  $\textcircled{A}$ ) (Régime linéaire) :

$P$  est choisi dans la partie horizontale des caractéristiques  $I_C = f(V_{CE})$ .

Le transistor est un amplificateur de courant ( $I_C = \beta I_B$ ) commandé par le courant  $I_B$ .

Ce régime est dit linéaire car on a :  $I_C = \beta I_B$ .

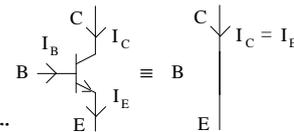
En outre, en régime linéaire on a :  $V_{BE} = 0.6 \text{ Volt}$  (pour un transistor NPN).

Enfin on fixe généralement  $V_{CE} = E/2$  (classe A) pour autoriser une excursion maximale de la sortie sans distorsion (amplification maximale).

- Fonctionnement en **Commutation** ( $\equiv$  Interrupteur)

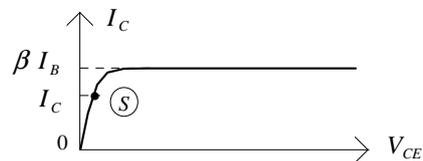
- **Saturation** : (point  $P$  en  $\textcircled{S}$ )

$P$  est choisi dans la partie verticale des caractéristiques  $I_C = f(V_{CE})$  : tout accroissement de  $I_B$  est sans effet sur  $I_C$ .



Le transistor saturé est un interrupteur fermé entre Collecteur et Emetteur :

On a :  $V_{CE} = V_{CE \text{ sat}} \approx 0$

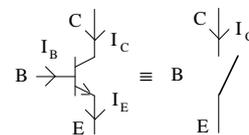


Condition de saturation :  $I_C (= I_{C \text{ sat}}) < \beta I_B$

On a aussi (pour un NPN) :  $V_{BE} > 0.6 \text{ Volt}$  ( $V_{BE} = 0.7 \text{ Volt}$  suffit à saturer le transistor).

- **Blocage** : (point  $P$  en  $\textcircled{B}$ )

$P$  est choisi sur l'axe de  $V_{CE}$ .



Le transistor bloqué est un interrupteur ouvert entre Collecteur et Emetteur :

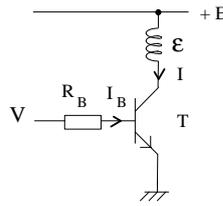
On a :  $\begin{cases} I_C \approx 0 \\ I_B \approx 0 \end{cases}$

Condition de blocage :  $I_B \approx 0$  ou même  $I_B < 0$  pour un NPN ( $I_B > 0$  pour un PNP).

On a aussi (pour un NPN) :  $V_{BE} < 0.6 \text{ Volt}$  ( $V_{BE} = 0.5 \text{ Volt}$  suffit à bloquer le transistor).

Enfin on a :  $V_{CE} \approx E$

- Exemple : Commande d'un moteur pas à pas (fonctionnement en commutation) :

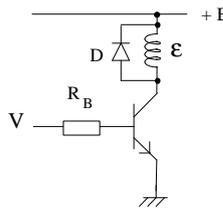


- .  $V = 0$  : T bloqué :  $I = 0$  :  $\epsilon$  non activé
- .  $V = E$  : T saturé (si  $I_B$  suffisant) :  $\epsilon$  activé

$\epsilon$  est un enroulement du moteur pas à pas. Le rôle de la résistance de Collecteur  $R_C$  est ici joué par l'enroulement  $\epsilon$  car celui-ci possède en outre de son inductance, une résistance  $R$  (généralement de l'ordre de la centaine d' $\Omega$ ). La polarisation en saturation de T nécessite  $I_B > \frac{I}{\beta}$  permettant de calculer  $R_B$

(on a :  $I = \frac{E}{R}$ ).

Il faut en outre insérer une diode D dite de roue libre pour évacuer l'énergie emmagasinée par l'enroulement (self) (sinon la tension aux bornes de la self  $e(t) = -L \frac{di(t)}{dt}$  tend vers l'infini en commutation  $\rightarrow$  flash (destructeur) de tension aux bornes de la self) :



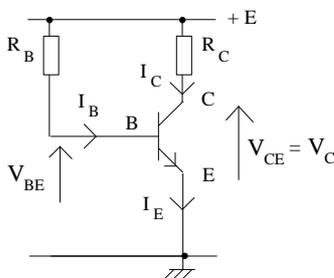
### 8. Fonctionnement du transistor en amplification

Exemple : Montage Emetteur Commun

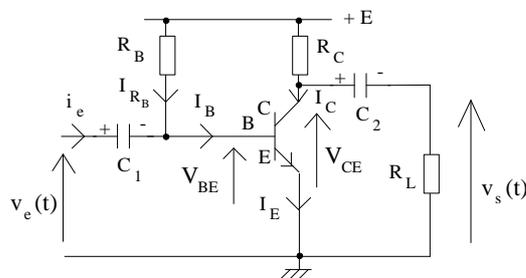
Le principe d'un amplificateur à transistor consiste, une fois le transistor polarisé au point de fonctionnement  $P = (I_{B_0}, I_{C_0}, V_{BE_0}, V_{CE_0})$  pour une amplification, à utiliser le fait que  $I_C = \beta I_B$  en ajoutant à  $I_B = I_{B_0}$ , un courant  $i_b$  lié au signal à amplifier.

On obtient en sortie un courant  $I_C = I_{C_0} + i_c$  où  $i_c$  est dû au signal à amplifier et se trouve amplifié par rapport à  $i_b$  du fait de la relation  $I_C = \beta I_B$  :  $i_c = \beta i_b$  car  $I_{C_0} = \beta I_{B_0}$  (régime de polarisation en linéaire).

Transistor polarisé



Amplificateur à Transistor

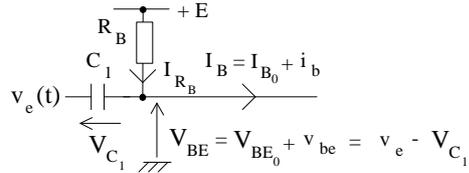
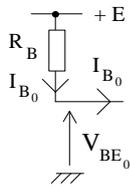


$\begin{cases} I_B = I_{B_0} \\ I_C = I_{C_0} (= \beta I_{B_0}) \\ V_{BE} = V_{BE_0} (= 0.6 \text{ Volt}) \\ V_{CE} = V_{CE_0} \end{cases}$	avec :	$\begin{cases} I_B = I_{B_0} + i_b \\ I_C = I_{C_0} + i_c \\ V_{BE} = V_{BE_0} + v_{be} \\ V_{CE} = V_{CE_0} + v_{ce} \end{cases}$	avec :	$\begin{cases} I_B \equiv I_B(t); & i_b \equiv i_b(t) \\ I_C \equiv I_C(t); & i_c \equiv i_c(t) \\ V_{BE} \equiv V_{BE}(t); & v_{be} \equiv v_{be}(t) \\ V_{CE} \equiv V_{CE}(t); & v_{ce} \equiv v_{ce}(t) \end{cases}$	
---	--------	--	--------	--	--

Le condensateur  $C_1$  a un rôle de mélangeur : il permet l'ajout du signal  $v_e(t)$  à amplifier, à la polarisation  $V_{BE_0}$  :

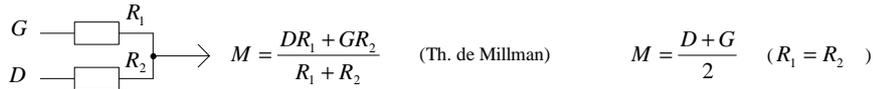
Ampli. avec entrée (Polarisation + signal à amplifier)

Ampli. sans entrée (Polarisation seule)



$V_{C_1}$  = Cte égale à l'offset (éventuel) de  $v_e(t)$  (charge de  $C_1$ )

Rappel : Sommation ( $M$ ) de 2 signaux Gauche ( $G$ ) et Droit ( $D$ ) : (Conversion stéréo  $\rightarrow$  mono par mixage)



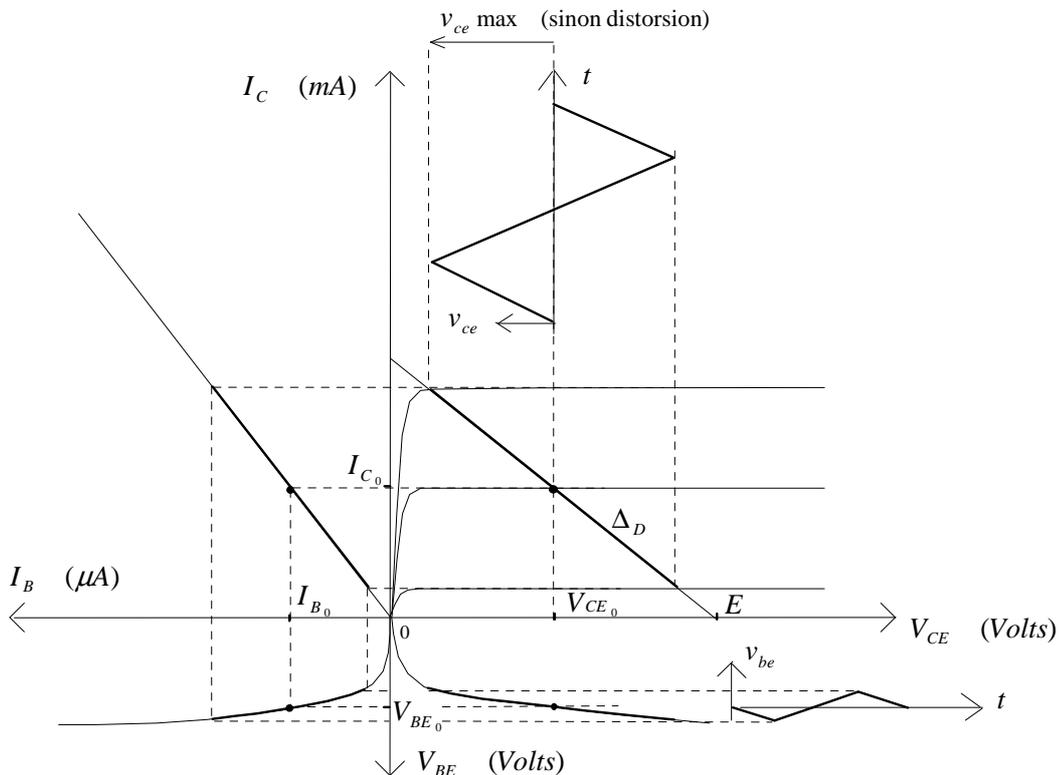
(Th. de Millman)

$$M = \frac{D+G}{2} \quad (R_1 = R_2)$$

(Le circuit :  $D$  réalisera un court-circuit entre  $G$  et  $D$  :  $M = \min(G, D)$ ).

L'avantage d'utiliser un condensateur comme impédance de sommation plutôt qu'une impédance quelconque consiste dans le fait qu'une éventuelle composante continue dans le signal d'entrée  $v_e(t)$  serait éliminée, et n'affecterait donc nullement la polarisation. En contrepartie, par rapport à une impédance de sommation purement résistive, un condensateur a un comportement dépendant de la fréquence, conditionnant ainsi la Bande Passante de l'amplificateur.

Le condensateur  $C_2$  a pour rôle d'extraire du signal  $V_{CE}$  la composante continue de polarisation  $V_{CE_0}$  pour donner le signal amplifié  $v_s(t)$ .



$\Delta_D$  Droite de charge dynamique : elle est obtenue comme la droite de charge statique  $\Delta_S$  mais en faisant intervenir en plus les éléments à considérer en dynamique : ici  $R_L$  (en statique,  $R_L$  n'intervient pas). Elle est repérée % à P pris comme origine.

$P = (I_{B_0}, I_{C_0}, V_{BE_0}, V_{CE_0})$  Point de polarisation

Les condensateurs de liaison  $C_1$  et  $C_2$  éliminent donc le continu ( $\equiv$  offset) (ils se comportent comme des circuits ouverts pour un signal continu ( $\equiv$  de pulsation  $\omega = 0$ ) (l'impédance d'un condensateur  $C$  est  $Z_C = \frac{1}{jC\omega}$ ).

Leur valeur est choisie de telle sorte qu'ils se comportent comme des courts-circuits en dynamique ( $\equiv \omega \neq 0$ ), pour ne pas filtrer les basses fréquences du signal d'entrée  $v_e(t)$  ( $C_1$ ) et de  $v_{ce}(t)$  ( $C_2$ ).

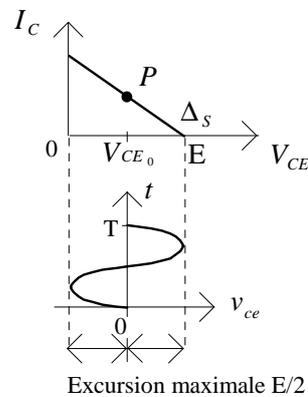
Par exemple, avec le choix  $C_1 = 100 \mu F$ ,  $C_1$  se comporte quasiment comme un court-circuit dès que  $f \gtrsim 100 Hz$

$$Z_{C_1} = \frac{1}{jC_1\omega} \quad |Z_{C_1}| = \frac{1}{C_1\omega} \quad \begin{cases} \text{à } \omega = 0 : |Z_{C_1}| = \infty \quad (\text{circuit ouvert}) \\ \text{à } \omega \approx 6280 \text{ rd/s } (f = 1 \text{ kHz}) : |Z_{C_1}| \approx 1.5 \Omega \end{cases}$$

### 9. Classes d'amplificateurs à transistor

#### Amplification Classe A

Le Point de repos ( $\equiv$  de polarisation,  $\equiv$  de fonctionnement)  $P$  est choisi à  $V_{CE_0} = E/2$ , de telle sorte à permettre une excursion maximale pour l'amplification :

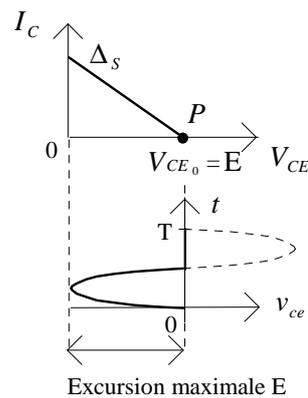


Inconvénient : mauvais rendement de puissance.

Le temps de conduction, en appelant  $T$  la période du signal sinusoïdal d'entrée, est de  $T$ .

#### Amplification Classe B

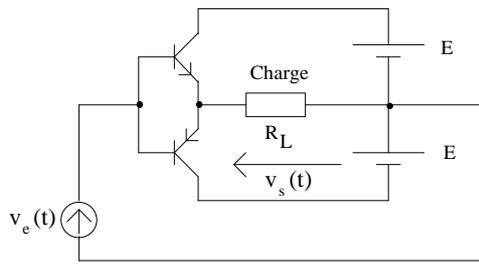
Le Point de repos  $P$  est choisi à  $V_{CE_0} = E$  (blocage).



L'excursion maximale est maintenant  $E$  mais le transistor ne conduit que pendant  $T/2$ .

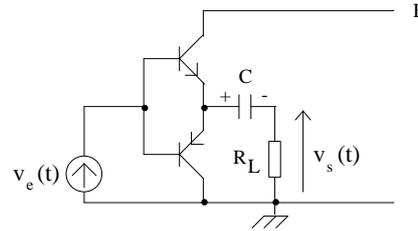
Il faut un second transistor (de type PNP) pour assurer l'amplification pendant l'alternance négative du signal sinusoïdal d'entrée, ce second transistor étant lui aussi polarisé en classe B. C'est le montage *push-pull* :

Montage Push-pull à 2 alimentations



Montage Push-pull à 1 alimentation

(la 2nde alim. est remplacée par un Condensateur C de forte capacité)  
(C se charge pendant une alternance et sert de gén. durant la 2nde)



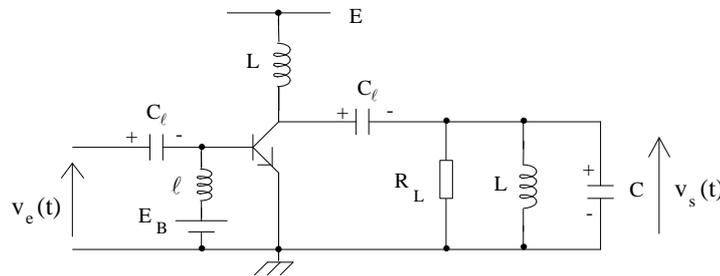
Avantage par rapport à la classe A : meilleur rendement de puissance.

Inconvénient du push-pull à 1 alimentation : Montage limité en fréquence car C met du temps à se charger.

Amplification Classe C

Le rendement est encore accru par rapport à la classe B. (Temps de conduction du transistor < T/2)).

L'amplification classe C est principalement utilisée en HF (≡ Hautes Fréquences).



Amplification classe D

Utilisé en régime impulsionnel. Excellent rendement.

10. Schéma équivalent du transistor en dynamique aux Basses Fréquences (BF)

(non valable pour le continu puisque seules les variations des signaux sont prises en compte)

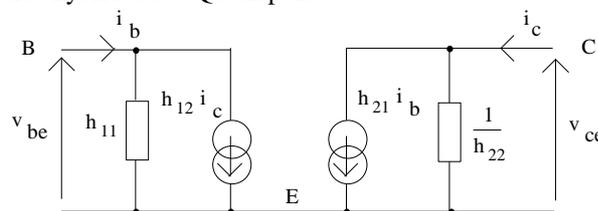
Principe

Chaque signal (≡ grandeur) est remplacé par sa variation en fonction du temps (dynamique pure), pour permettre le calcul de cette dernière. La composante continue des signaux (polarisation, ou encore statique) est occultée (elle est connue par l'étude de la polarisation). Le signal complet peut ensuite être reconstitué comme somme de la composante variable déterminée par la méthode du schéma équivalent et de la composante continue de polarisation.

Cela revient à effectuer un changement de repère en prenant pour nouvelle origine non plus 0 mais le point de repos P → les constantes (dues à la polarisation) sont annihilées, et seules les variations par rapport au point de repos P interviennent. Seule la dynamique des signaux est représentée. La polarisation (≡ statique des signaux) est occultée.

Schéma équivalent du transistor NPN aux BF pour les petites variations (≡ amplitude faible du signal d'entrée) (linéarité)

On utilise les paramètres hybrides des Quadripôles :



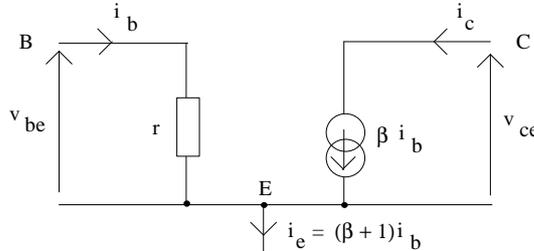
$$h_{11} = \left( \frac{v_{be}}{i_b} \right)_{\substack{\Delta \\ \text{à } v_{ce}=0 \\ \text{≡ } V_{CE}=C^{te}}} = r \quad : \quad \text{Résistance d'entrée du transistor (de l'ordre du k}\Omega\text{)}$$

$$h_{12} = \left( \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right)_{i_b=0} \approx 0 \quad : \quad \text{car } V_{BE} \approx C^{te} \text{ quand } V_{CE} \text{ varie (la dérivée d'une } C^{te} \text{ est nulle)}$$

$$h_{21} = \left( \frac{i_c}{i_b} \right)_{v_{ce}=0} = \beta \quad : \quad \text{Gain en courant du transistor (de l'ordre de 100)}$$

$$h_{22} = \left( \frac{i_c}{v_{ce}} \right)_{i_b=0} \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{\rho} \approx 0 \quad : \quad \text{car } I_C \approx C^{te} \text{ quand } V_{CE} \text{ varie : Conductance du transistor } (\rho : \text{résistance})$$

On a donc le schéma équivalent simplifié :



(schéma valable aux BF jusqu'en continu auquel cas :  $i_b \rightarrow I_{B_0}$ ,  $i_c \rightarrow I_{C_0}$ ,  $v_{be} \rightarrow V_{BE_0}$ ,  $v_{ce} \rightarrow V_{CE_0}$ )

Détermination de  $r$

$$r = \left( \frac{v_{be}}{i_b} \right)_{v_{ce}=0} = \left( \frac{dV_{BE}}{dI_B} \right)_{V_{CE}=C^{te}}$$

On a :  $I_B \approx \frac{I_E}{\beta} = \frac{1}{\beta} I_s e^{\lambda V_{BE}}$  avec  $\lambda = -\frac{q}{kT}$  et  $I_s$  : courant de saturation de la jonction B-E

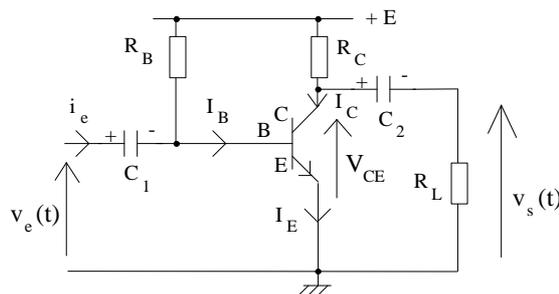
$$\rightarrow r = \frac{\beta}{\lambda I_{C_0}} \quad (r \text{ au point de polarisation}) \quad \lambda = 40 \text{ à température ambiante (25 } ^\circ\text{C)}.$$

Pente du transistor

$$\text{Elle est définie par : } s = \frac{\beta}{r} = \lambda I_{C_0} \quad \rightarrow \quad s = 40 I_{C_0} \text{ à } 25 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

### 11. Schéma équivalent d'un amplificateur à transistor aux Basses Fréquences

Soit l'amplificateur à transistor (montage Emetteur Commun) :



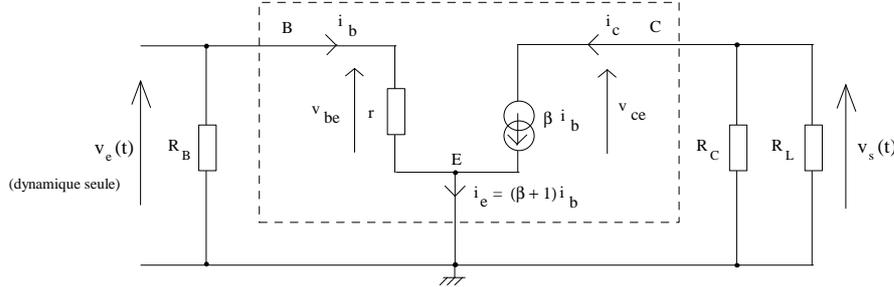
- Le calcul de la polarisation (calcul de  $R_B$  et  $R_C$ ) avec le point de polarisation  $P$  souhaité, fournit la droite de charge statique  $\Delta_s$ .

La résistance de charge  $R_L$  n'intervient pas pour le calcul de polarisation ( $C_2$  (et  $C_1$ ) circuits ouverts en continu).

- Une fois calculée la polarisation, pour déterminer les signaux en dynamique, plutôt que de considérer les signaux complets (polarisation + dynamique autour de la polarisation), on ne va considérer que la dynamique autour du point de polarisation, les valeurs constantes de polarisation étant préalablement connues.

La méthode consiste ainsi à ne considérer, dans le montage amplificateur, que la variation des signaux (les signaux constants sont donc annihilés).

Le schéma équivalent du montage Emetteur Commun, permettant donc de déterminer la seule dynamique des signaux autour du point de polarisation  $P$ , est donc le suivant : (les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , de forte valeur, se comportent quasiment comme des courts-circuits à partir d'une fréquence du signal d'entrée de l'ordre de 100 Hz) : (Cet amplificateur n'est pas destiné à amplifier le continu)



On obtient immédiatement le gain en tension de l'ampli. Emetteur Commun :  $A_{V_c} = \frac{v_s}{v_e} = -s(R_C // R_L)$

La droite de charge dynamique  $\Delta_D$  a pour équation  $i_c = f(v_{ce})$  :  $\Delta_D : i_c = -\frac{v_{ce}}{(R_C // R_L)}$

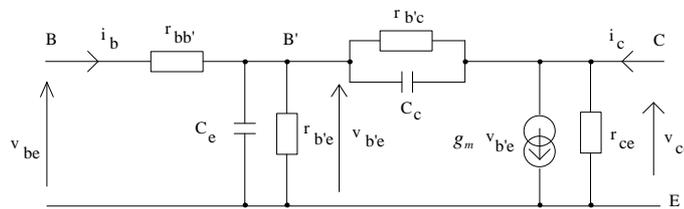
(elle est basée dans un repère dont l'origine est  $P$ )

### 12. Schéma équivalent du transistor aux Hautes Fréquences (HF) (Schéma de Giacoletto)

Le schéma équivalent du transistor aux BF conduit à trouver, pour l'ampli. Emetteur Commun par ex., un gain en tension constant quelque soit la fréquence du signal d'entrée. Or, d'après la théorie de la relativité, un système physique (ici l'ampli.) ne peut répondre instantanément (sa vitesse inférieure est inférieure à celle de la lumière: un système physique n'est pas infiniment rapide) ce qui, traduit en fréquence, signifie que la Bande Passante de l'amplificateur ne peut être infinie ( $\equiv$  un signal de fréquence infiniment grande ne peut être « passé » par l'ampli.).

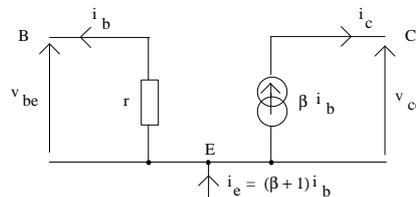
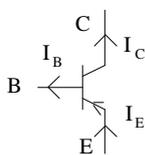
→ Il faut faire intervenir dans le schéma équivalent du transistor des éléments (L,C) dépendant de la fréquence et témoignant de la chute du gain  $\beta$  du transistor lorsque la fréquence augmente.

C'est le schéma de Giacoletto, utilisé pour les HF : (le gain en courant  $\beta$  devient une transconductance  $g_m$ )



### 13. Schéma équivalent du transistor PNP aux Basses Fréquences

Transistor PNP



### 14. Résumé

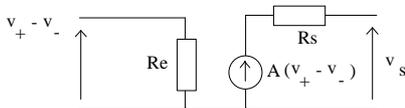
Le transistor bipolaire est un amplificateur de courant ( $i_c = \beta i_b$ ) commandé en courant ( $i_b$ ).

Sa résistance d'entrée  $r$  n'est pas infinie (elle est même faible).

Son utilisation est limitée dans le domaine de la HF (bruit).

On verra, en comparaison, que l'Amplificateur Opérationnel est un amplificateur de tension commandé par une différence de tensions :

$$v_s = A(v_+ - v_-)$$



**TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP (TEC) (FET)**

Le **Transistor à Effet de Champ (TEC)** ou encore **transistor unipolaire** existe en 2 types de technologie :

- TEC à jonction : JFET (*Junction Field Effect Transistor*)
- TEC à porte isolée : MOSFET (*Metal Oxyde Semi-conductor FET*)

Le TEC est unipolaire : 1 seul type de porteurs de charge participe à la conduction.

Contrairement au transistor bipolaire qui est commandé en courant, le TEC, bien qu'également générateur de courant, est quant à lui commandé en tension, d'où son nom de Transistor à Effet de Champ.

**1. JFET**

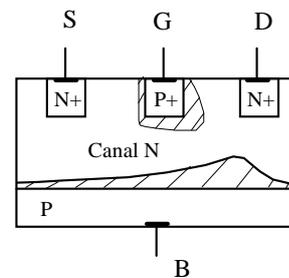
**1.1. Description**

Il en existe 2 sortes (comme pour le transistor bipolaire) :

- TEC à canal N (≡ Transistor bipolaire NPN)
- TEC à canal P (≡ Transistor bipolaire PNP)

*Exemple : TEC Canal N (Vue en coupe)*

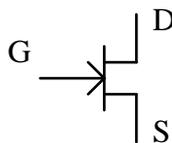
- S : Source *Source* (≡ Emetteur du transistor bipolaire)
- G : Grille (ou Porte) *Gate* (≡ Base du transistor bipolaire)
- D : Drain *Drain* (≡ Collecteur du transistor bipolaire)
- B : Substrat *Bulk* (Généralement relié à la Source)
-  : Zone de Transition
- (N+ : Semi-conducteur N fortement dopé)
- (P+ : Semi-conducteur P fortement dopé)



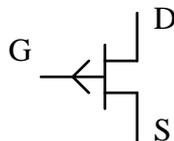
La commande est la Grille.  
En général, le Substrat est relié à la Source (même potentiel)

*Symbole :*

*TEC Canal N*



*TEC Canal P*

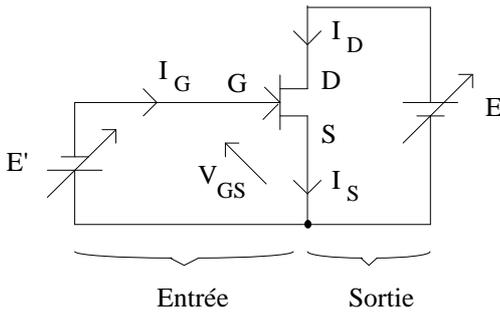


**1.2. Fonctionnement en amplificateur**

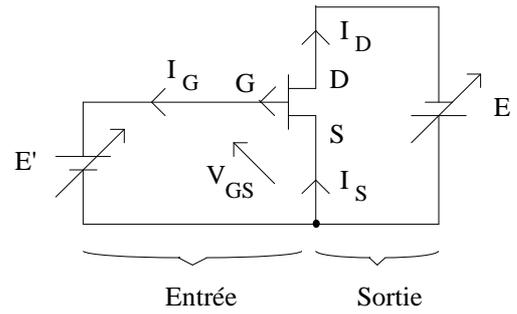
Pour avoir un fonctionnement en amplificateur (linéaire ou de commutation en saturation), il faut polariser la jonction GS en inverse :  $V_{GS} < 0$  (pour un TEC canal N).

La tension  $V_{DS}$  doit être  $> 0$  pour que par le canal transitent les électrons de la Source vers le Drain (≡ collecteur d'électrons) :  $V_{DS} > 0$  (pour un TEC canal N).

Exemple : TEC Canal N : Polarisation



TEC Canal P : Polarisation



Pour un TEC Canal N :

Les électrons, qui sont les porteurs mobiles de charges, circulent donc dans le canal dont la largeur est contrôlée par la tension  $V_{GS} < 0$  :

Si  $V_{GS} = 0$  : le canal est à sa largeur maximale (zone de transition mini.) :  $I_D$  est maximal (*Transistor Saturé*) ( $I_D = I_{D_{SS}}$  pour une tension  $V_{DS}$  suffisante).

Si  $V_{GS} = V_p (< 0)$  : le canal est rétréci au maximum (zone de transition maxi.) :  $I_D = 0$  (*Transistor Bloqué*) ( $V_p$  s'appelle la tension de pincement (du canal)).

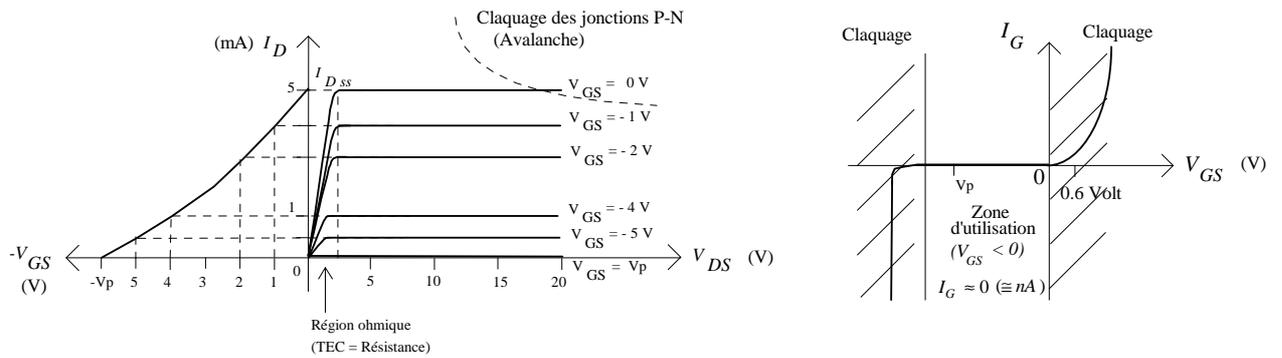
Attention : une tension  $V_{GS} > 0$  est destructrice pour un JFET.

1.3. Caractéristiques du TEC

Exemple : JFET de type signal (BF245) Canal N

Paramètres :  $V_p = -6$  Volts  
 $I_{D_{SS}} = 5$  mA

( $V_p$  et  $I_{D_{SS}}$  sont des caractéristiques du TEC)



La caractéristique  $I_D = f(V_{GS})$  est quasiment une parabole (modèle exact à plus de 95%) :

$$I_D = I_{D_{SS}} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

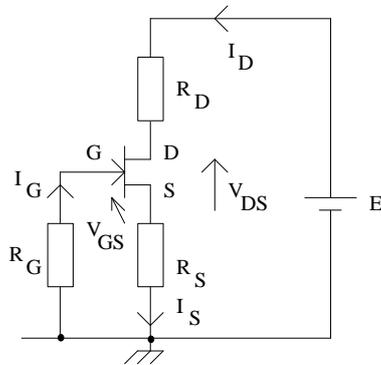
La caractéristique  $I_G = f(V_{GS})$  indique que le TEC possède une résistance d'entrée très élevée :

$$I_G = 0 \quad \forall V_{GS} < 0.$$

1.4. Polarisation du TEC (Statique du TEC)

Polarisation automatique :

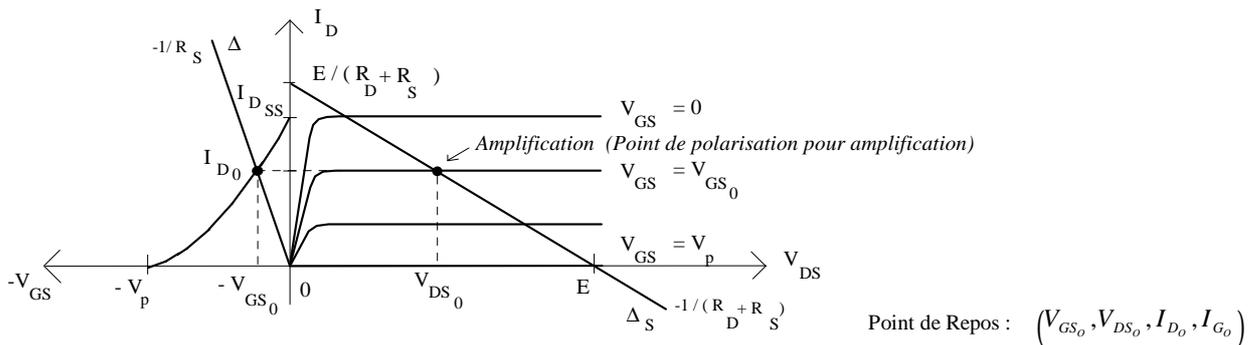
(automatique car  $R_G$  n'a pas d'influence sur la polarisation (du fait que  $I_G \approx 0$ ). On prend néanmoins  $R_G \gg 1$  pour avoir de bonnes performances en dynamique: on polarise donc avec une résistance de Grille  $R_G \gg 1$ :  $R_G \approx 1\text{ M}\Omega$ ).



. On prend  $R_G = 1\text{ M}\Omega$

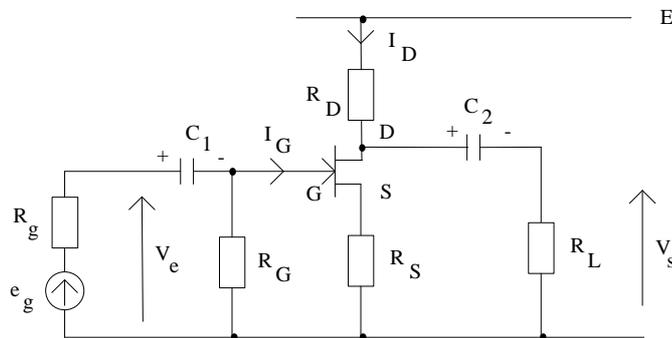
. Comme  $I_G \approx 0$ , on a :  $I_D \approx I_S \rightarrow V_{GS} + R_S I_D = -R_G I_G = 0 \rightarrow V_{GS} = -R_S I_D$  ( $\Delta$ )

. Droite de charge statique :  $E = (R_D + R_S) I_D + V_{DS}$  ( $\Delta_S$ )



1.5. Amplificateur à TEC

Exemple : Montage Source Commune

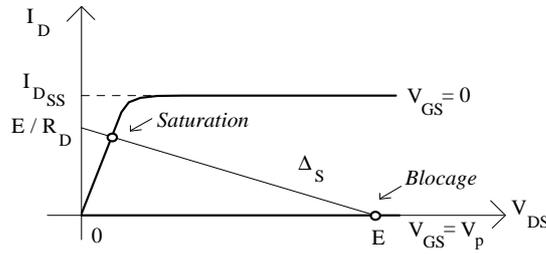
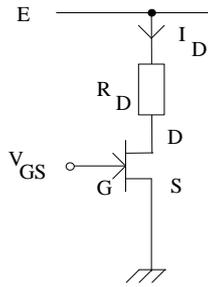


Le TEC est commandé en tension :  $e_g$  s'ajoute à  $V_{GS_0}$  pour donner une variation  $v_{gs}$  par rapport à  $V_{GS_0}$  entraînant à son tour une variation  $i_d$  de  $I_D$  autour de  $I_{D_0}$ , proportionnelle à celle de  $e_g$  et amplifiée.

Le gain du TEC est :  $s = \frac{i_d}{v_{gs}}$ . C'est en fait une transconductance (car homogène à l'inverse d'une résistance).

1.6. TEC en commutation

Exemple : Montage Source Commune



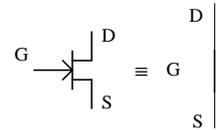
o : Point de fonctionnement

Equation de la droite de charge statique :  $(\Delta_S) \quad E = R_D I_D + V_{DS}$

. Si  $V_{GS} = 0$  : Si on polarise à  $V_{DS} \gtrsim 0$  on a :  $I_D < I_{DSS}$

( $R_D$  est telle que  $\Delta_S$  coupe la caractéristique  $I_D = f(V_{DS})$  dans la partie verticale et non horizontale, linéaire des caractéristiques)

Le TEC est saturé.



Le TEC se comporte comme un interrupteur fermé entre D et S :

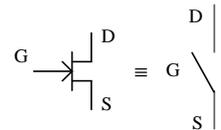
Condition de saturation :

Il faut donc  $\frac{E}{R_D} < I_{DSS}$  pour que le point de repos coupe la caractéristique

$I_D = f(V_{DS}) \Big|_{V_{GS}=0}$  dans sa partie verticale  $\rightarrow R_D \gtrsim \frac{E}{I_{DSS}}$

. Si  $V_{GS} = V_p$  (ou  $V_{GS} < V_p$ ) :  $V_{DS} = E \quad I_D = 0$

Le TEC est bloqué.

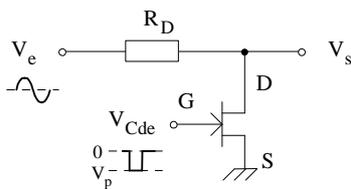


Le TEC se comporte comme un interrupteur ouvert entre D et S :

Applications

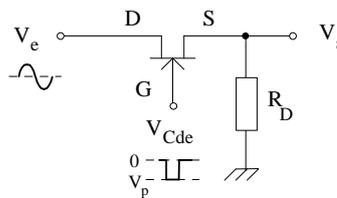
Commutateur analogique ( $\equiv$  Interrupteur analogique,  $\equiv$  Echantillonneur)

Série :

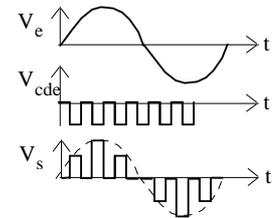


$R_D > \frac{V_{e \max}}{I_{DSS}}$

Parallèle (shunt) :

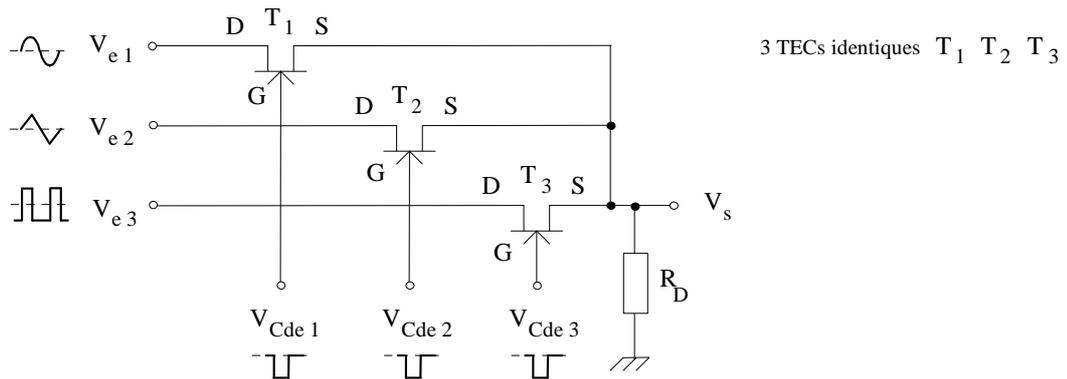


Réponse (Montage Série)



$V_{Cde} = 0$  : TEC saturé :  $V_s = 0$  (montage série) /  $V_s = V_e$  (montage parallèle)  
 $V_{Cde} = V_p$  : TEC bloqué :  $V_s = V_e$  (montage série) /  $V_s = 0$  (montage parallèle)

Multiplexeur analogique



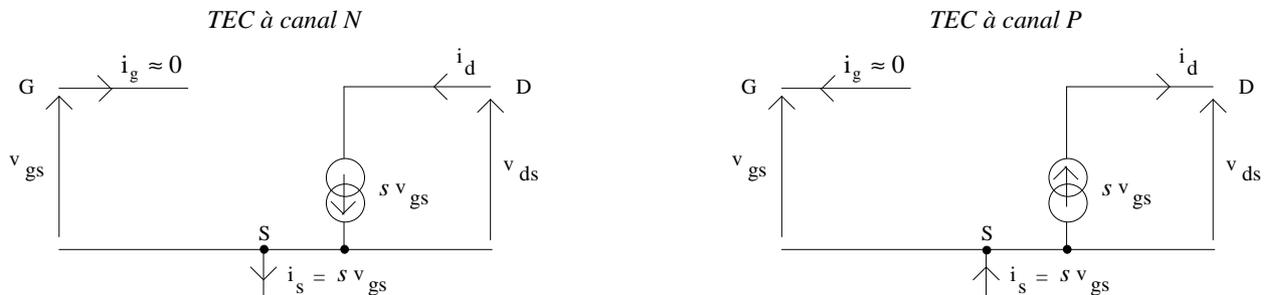
- . Si  $V_{Cde 1}, V_{Cde 2}, V_{Cde 3} \leq V_p$  :  $V_s = 0$  (les 3 TECs sont bloqués)
- . Si  $V_{Cde 1} = 0$  et  $V_{Cde 2}, V_{Cde 3} \leq V_p$  :  $V_s = V_{e1}$  ( $T_1$  saturé,  $T_2$  et  $T_3$  bloqués)

1.7. Modèle Dynamique du TEC en dynamique aux Basses Fréquences (BF) (Dynamique du TEC)  
 (non valable en continu puisque seules les variations des grandeurs sont prises en compte)

Comme la résistance d'entrée  $r (= \frac{v_{gs}}{i_g})$  du TEC est  $\gg 1$  ( $i_g \approx 0$ ), on la prendra  $\infty$  dans le schéma équivalent.

Comme la résistance de sortie  $\rho$  du TEC (résistance en // du générateur de courant de sortie) est encore plus élevée que celle du transistor bipolaire ( $\rho \gg 1$ ) (caractéristique  $I_D = f(V_{DS})$  quasi-horizontale), on la prendra  $\infty$  dans le schéma équivalent :

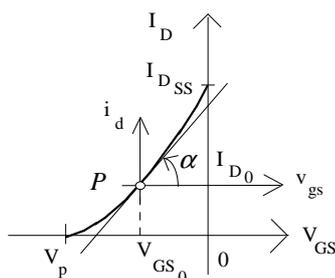
Ceci conduit au schéma équivalent suivant en dynamique du TEC, vu comme un Quadripôle :  
 (changement de repère : on ne considère que la variation des signaux)



où  $s$  représente la pente (ou gain, ou encore transconductance) du TEC :  $s = \frac{i_d}{v_{gs}}$

$s$  est aussi notée  $g$  ou aussi  $g_m$  et il est l'équivalent du gain en courant  $\beta$  du transistor bipolaire; il a cependant une dimension : il est homogène à une conductance ( $\equiv$  inverse d'une résistance).

Soit  $s_p$  la pente  $s$  du TEC au point de polarisation  $P$  :  $s_p = \frac{i_d}{v_{gs}} \Big|_{en P} = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \Big|_{en P} = tg \alpha$  :



$$\begin{cases} I_D = I_{D_0} + i_d \\ V_{GS} = V_{GS_0} + v_{gs} \end{cases}$$

On a :  $I_D = I_{D_{SS}} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \rightarrow \frac{dI_D}{dV_{GS}} = -2 \frac{I_{D_{SS}}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)$

d'où :  $s = -2 \frac{I_{D_{SS}}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) = s_0 \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)$  avec  $s_0 = -2 \frac{I_{D_{SS}}}{V_p}$

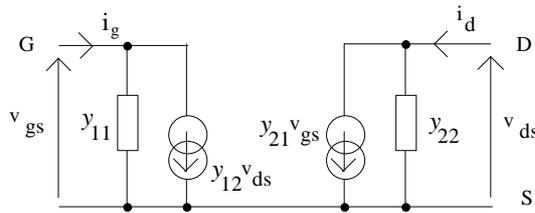
et finalement :  $s = s_0 \left(1 - \frac{V_{GS_0}}{V_p}\right)$

Au point de polarisation :  $s_p = s_0 \left(1 - \frac{V_{GS_0}}{V_p}\right)$

**1.8. Modèle Dynamique du TEC aux Hautes Fréquences (HF)**

On se ramène au modèle général d'un Quadripôle :  
(interviennent alors des impédances dans le modèle dynamique, témoignant de la chute du gain aux Hautes Fréquences)

TEC à canal N



**1.9. Résumé**

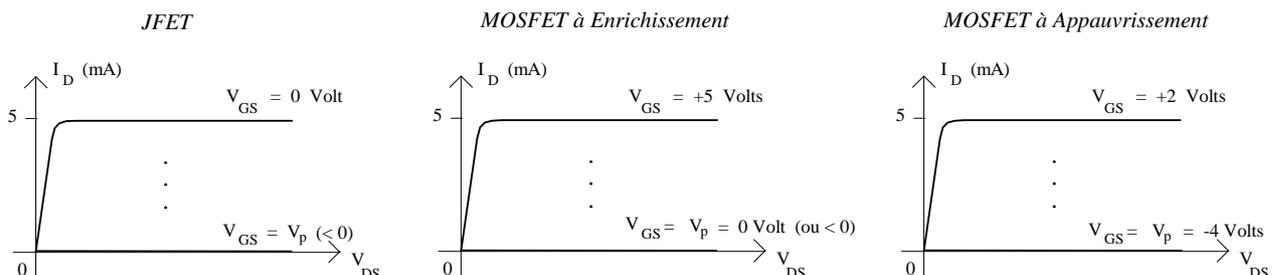
Le TEC est un amplificateur de courant ( $s v_{gs}$ ) commandé en tension ( $v_{gs}$ ), d'où son nom :  
Effet de champ (électrique) → tension (de commande). (La commande ne se fait pas par le courant grille :  $i_g \approx 0$ ).  
(alors que le transistor bipolaire est un amplificateur de courant ( $\beta i_b$ ) commandé en courant ( $i_b$ )).  
Sa résistance d'entrée  $r$  est très élevée (on la prendra  $\infty$ ) (alors que celle du transistor bipolaire est faible).  
Le TEC est désormais moins fragile que par le passé aux charges électrostatiques (celles-ci ne sont plus destructrices du fait de protection interne du TEC par diode Zener).  
*Utilisation* : En amplification, le TEC présente moins de bruit et de distorsion en RadioFréquences que le transistor bipolaire. Il est très pratique du fait de sa commande en tension.

**2. MOSFET (TEC à porte isolée)** (appelé souvent MOS)

2 types de MOSFET : MOSFET à enrichissement et MOSFET à appauvrissement.  
Le MOSFET est un TEC dont la porte (ou grille) est totalement isolée par une couche d'oxyde isolante.  
La grille, bien qu'isolée, agit sur la conductivité du canal par effet capacitif, selon le dopage réalisé :  
- soit en modifiant sa concentration en porteurs majoritaires,  
→ cas des MOSFET à appauvrissement (ou striction, ou déplétion) (*MOS depletion*).  
- soit en modifiant sa concentration en porteurs minoritaires,  
→ cas des MOSFET à enrichissement (*MOS enhancement*).

Caractéristiques de sortie :  $I_D = f(V_{DS})$  à  $V_{GS} = C^{te}$

On a le même type de caractéristiques que pour le JFET, mais le paramétrage en  $V_{GS}$  est décalé (le MOSFET autorise une tension  $V_{GS} > 0$ ) :



Le MOSFET est caractérisé par une résistance d'entrée  $r$  encore plus grande que celle du JFET.

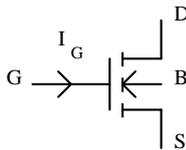
$$\rightarrow I_G \ll 1 : I_G \approx 1 \text{ pA à } 25 \text{ °C} \rightarrow r \approx 10^{12} \Omega.$$

Schéma équivalent du MOSFET

Il est identique à celui du JFET.

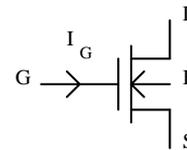
Symbole du MOSFET

MOSFET à Enrichissement  
Canal N (Substrat P)



B : Substrat (Bulk) souvent relié à la source (canal N) ou au drain (canal P)

MOSFET à Appauvrissement  
Canal N (Substrat P)

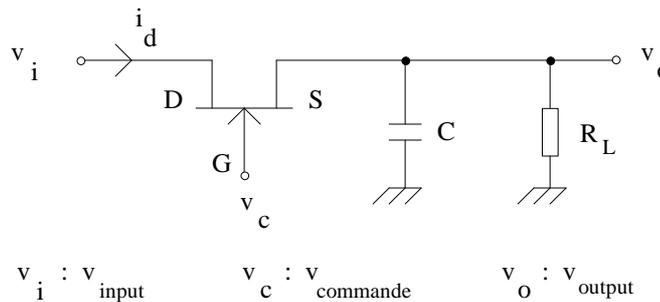


B : Substrat (Bulk) souvent relié à la source (canal N) ou au drain (canal P)

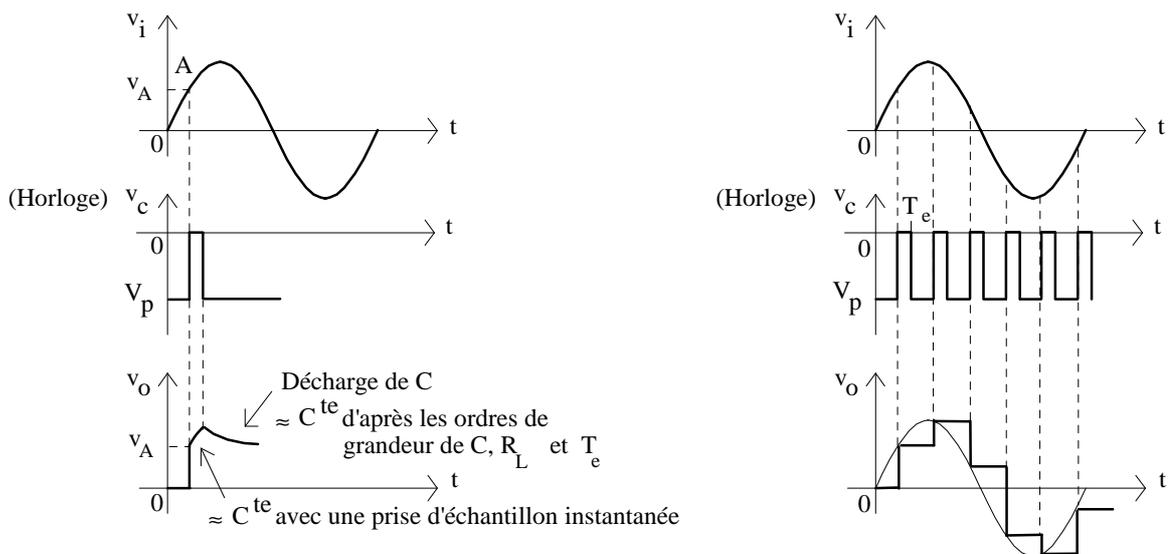
### 3. Applications

Echantillonneur-bloqueur (pour Conversion Analogique Numérique CAN)

(le TEC réalise l'échantillonnage, le condensateur C le blocage)



Le TEC est intéressant ici car la commande se fait directement en tension ( $\neq$  au transistor bipolaire).



- .  $v_c \leq V_p$  : le TEC est bloqué  $\equiv$  interrupteur ouvert  $\rightarrow v_o = 0$  (en dynamique:  $v_{gs} = 0 \rightarrow s v_{gs} = 0$ )
- .  $v_c = 0$  : le TEC est saturé  $\equiv$  interrupteur fermé  $\rightarrow v_o = v_A$  : C se charge
- .  $v_c$  repasse à  $V_p$  : le TEC est bloqué : C se décharge dans la charge  $R_L$ .

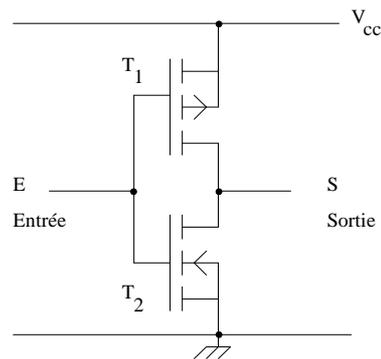
#### 4. Technologie

Les transistors MOSFETs sont très facilement intégrables en CI (Circuits Intégrés) (plus que les transistors bipolaires) grâce à leur simplicité, leur faible dimension et leur faible dissipation thermique autorisant une implantation très dense.

La technologie la plus connue pour l'intégration de transistors MOSFETs est la technologie CMOS (Complementary Metal Oxide Semi-Conductor) exclusivement utilisée dans les circuits logiques ( $\equiv$  numériques).

(C  $\equiv$  Complementary signifie que les transistors MOSFETs sont toujours utilisés par paire : 1 MOS canal N et 1 MOS canal P).

Exemple : *Inverseur Logique CMOS*



- . Si  $E = V_{cc}$  : T1 bloqué et T2 passant  $\rightarrow$  S connectée à la masse par T2
- . Si  $E = -V_{cc}$  : T1 passant et T2 bloqué  $\rightarrow$  S connectée à  $V_{cc}$

Autre grande technologie utilisée en Logique :

la technologie TTL (Transistor - Transistor Logic) à base de transistors bipolaires.

**TD 4. TRANSISTOR BIPOLAIRE. TEC**

**TRANSISTOR BIPOLAIRE**

**1. Transistor en commutation**

Soit le montage Emetteur Commun : ( $E = 5$  Volts)

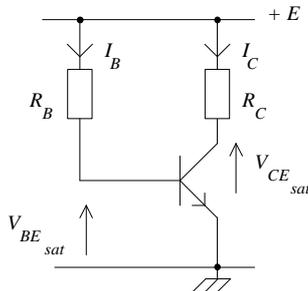


Figure 4

1) Déterminer la relation entre  $R_B$  et  $R_C$  pour obtenir la saturation du transistor.

Application

2) Donner les 2 états de fonctionnement du montage suivant : ( $E = 5$  Volts)

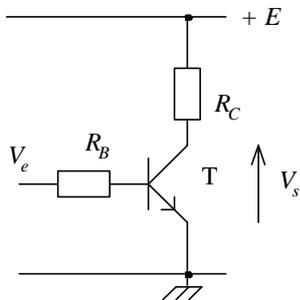


Figure 5

$T : 2N2222 (\beta \sim 100)$

$R_B = 1 \text{ k}\Omega$

$R_C = 1 \text{ k}\Omega$

$V_e = 0 \text{ Volt}$  ou  $5 \text{ Volts}$

**2. Logique à transistors**

On considère les montages à états logiques :

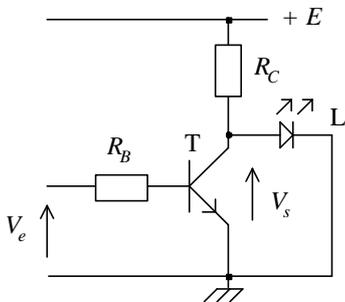


Figure 2

$T : 2N2222 (\beta \sim 100)$

$E : 5 \text{ Volts}$

$V_e : \text{tension continue (0 ou 5 Volts)}$

$L : \text{LED (Rouge)}$

$R_B : 1 \text{ k}\Omega$

$R_C : 1 \text{ k}\Omega$

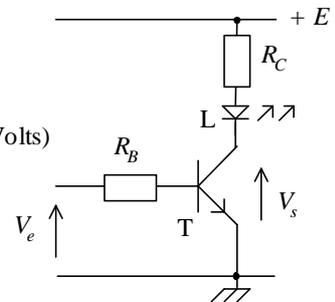


Figure 3

- Vérifier que les montages fonctionnent bien en commutation.

- Remplir pour les 2 figures, la table de vérité : (0 Volt  $\equiv$  Etat logique 0 et 5 Volts  $\equiv$  Etat logique 1)

Fig. 2

$V_e$ logique	$T$ Bloqué(B)/ Saturé(S)	$V_s$ Tension Réelle	$V_s$ logique	LED allumée ?
0		- sans la LED : - avec la LED :	X	X
1				

Fonction logique réalisée ?

Fig. 3

$V_e$ logique	$T$ Bloqué(B)/ Saturé(S)	$V_s$ Tension réelle	$V_s$ logique	LED allumée ?
0				
1				

Fonction logique réalisée ?

TD 4 ANNEXE. TRANSISTOR BIPOLAIRE. TEC

TRANSISTOR BIPOLAIRE

0. Polarisation par résistance de base

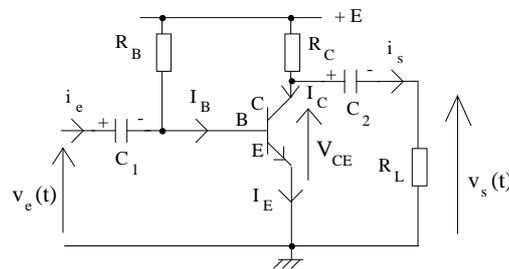


Figure 0

Rappel

- . Il faut  $I_C$  de l'ordre du mA (entre 0.5 et 50 mA) (datasheet du transistor de type signal) pour être en linéaire :  
 $(I_C = \beta I_B)$ .
- .  $V_{BE} = 0.6$  Volt et  $V_{CE} = E/2$  (ampli. classe A)
- . On prendra  $\beta = 100$  et  $r = 1 k\Omega$  (résistance d'entrée du Transistor).

Avec  $E = 10$  Volts, on désire un point de repos en milieu de caractéristiques (ampli. classe A) :

$$I_{C_0} = 1 \text{ mA}, \quad V_{CE_0} = E/2$$

Polarisation

Calculer les résistances de polarisation  $R_B$  et  $R_C$ .

Dynamique

Indiquer : - Le rôle des condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ .

Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , de forte valeur, se comportent quasiment comme des court-circuits aux fréquences de travail considérées ( $f > 100$  Hz).

Le montage amplificateur de la *Figure 0* étant vu comme un Quadripôle, déterminer ses paramètres :

- Gain en tension :  $A_{V_C} = \frac{v_s}{v_e}$  (Gain en tension en charge sur  $R_L$ )

- Résistance d'entrée :  $R_e = \frac{v_e}{i_e}$

- Résistance de sortie :  $R_s = \frac{v_s}{i_s \text{ rentrant}} \Big|_{v_e=0}$

- Gain en courant :  $A_i = \frac{i_s}{i_e}$

- Gain en puissance :  $A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{v_s i_s}{v_e i_e} = A_{V_C} A_i$

### 1. Montage Emetteur Commun

On considère le montage de la *Figure 1* :

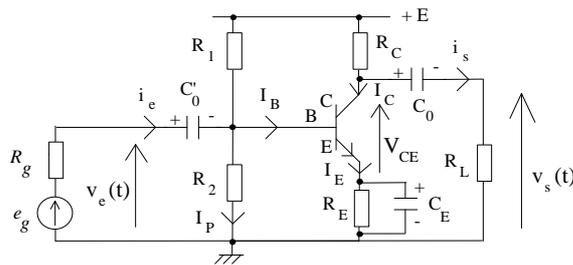


Figure 1

#### Polarisation

- Rôle des condensateurs de liaison  $C'_0$ ,  $C_0$  et de découplage  $C_E$ .
- Calculer les résistances de polarisation  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_E$  et  $R_C$  avec la polarisation souhaitée :

$$E = 20 \text{ Volts}, \quad I_{C_0} = 10 \text{ mA}, \quad I_P = 10 I_B \text{ (*)}, \quad V_{R_E} = 1 \text{ Volt (*)}, \quad V_{CE_0} = E/2$$

(\*) : pour fixer les degrés de liberté des calculs

$$\text{On a : } R_L = 1 \text{ k}\Omega, \quad V_{BE} = 0.6 \text{ Volt}, \quad \beta = 200.$$

- Recalculer le point de repos avec les valeurs normalisées de résistances.

#### Dynamique

Les condensateurs  $C_0$ ,  $C'_0$  et  $C_E$  de forte valeur, se comportent quasiment comme des court-circuits aux fréquences de travail considérées ( $f > 100 \text{ Hz}$ ).

En considérant le montage amplificateur comme un Quadripôle, déterminer ses paramètres :

- Gain en tension :  $A_{V_c} = \frac{v_s}{v_e}$  (Gain en tension en charge sur  $R_L$ )

- Résistance d'entrée :  $R_e = \frac{v_e}{i_e}$

- Gain en courant :  $A_i = \frac{i_s}{i_e}$

- Gain en puissance :  $A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{v_s i_s}{v_e i_e} = A_{V_c} A_i$

- Résistance de sortie :  $R_s = \frac{v_s}{i_{s \text{ rentrant}}}$   $\Big|_{v_e=0}$

- Tracer les droites de charge statique et dynamique. En déduire l'amplitude maximale de la tension de sortie  $v_s(t)$  et calculer l'amplitude maximale correspondante de  $v_e(t)$ .

### 2. Montage Collecteur Commun

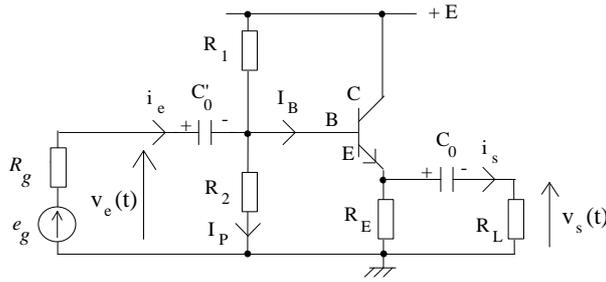


Figure 2

*Dynamique*

Les condensateurs  $C_0$  et  $C'_0$  de forte valeur, se comportent quasiment comme des court-circuits aux fréquences de travail considérées ( $f > 100$  Hz).

Le montage amplificateur étant vu comme un Quadripôle, déterminer ses paramètres :

- Gain en tension :  $A_{V_c} = \frac{v_s}{v_e}$  (Gain en tension en charge sur  $R_L$ )
- Résistance d'entrée :  $R_e = \frac{v_e}{i_e}$
- Gain en courant :  $A_i = \frac{i_s}{i_e}$
- Gain en puissance :  $A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{v_s i_s}{v_e i_e} = A_{V_c} A_i$
- Résistance de sortie :  $R_s = \left. \frac{v_s}{i_s \text{ rentrant}} \right|_{v_e=0}$

### 3. Montage Base Commune

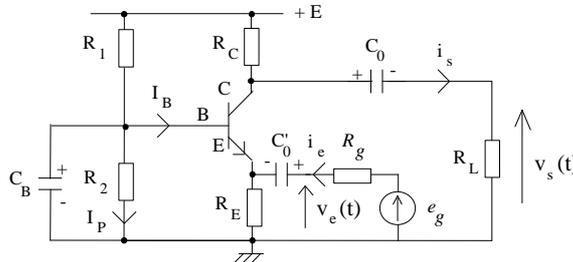


Figure 3

*Dynamique*

Les condensateurs  $C_0$ ,  $C'_0$  et  $C_B$  de forte valeur, se comportent quasiment comme des court-circuits aux fréquences de travail considérées ( $f > 100$  Hz).

Le montage amplificateur étant vu comme un Quadripôle, déterminer ses paramètres :

- Résistance d'entrée :  $R_e = \frac{v_e}{i_e}$
- Gain en tension :  $A_{V_c} = \frac{v_s}{v_e}$  (Gain en tension en charge sur  $R_L$ )
- Gain en courant :  $A_i = \frac{i_s}{i_e}$
- Gain en puissance :  $A_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{v_s i_s}{v_e i_e} = A_{V_c} A_i$
- Résistance de sortie :  $R_s = \left. \frac{v_s}{i_s \text{ rentrant}} \right|_{v_e=0}$

**TEC (TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP)**

**1. Polarisation automatique**

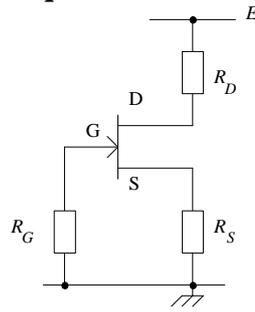


Figure 11

Le TEC a pour caractéristiques : 
$$\begin{cases} I_{DSS} = 5 \text{ mA} \\ V_p = -4 \text{ Volts} \end{cases}$$

L'alimentation continue est :  $E = 20 \text{ Volts}$ .

- Déterminer les résistances pour obtenir le point de polarisation (amplification linéaire) :

$$\begin{cases} V_{DS} = 10 \text{ Volts} (= E / 2) \\ I_D = 2.5 \text{ mA} (\rightarrow \text{en zone lineaire des caracteristiques}) \end{cases}$$

**2. Montage Source Commune**

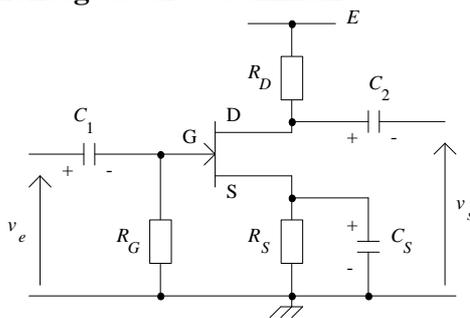


Figure 12

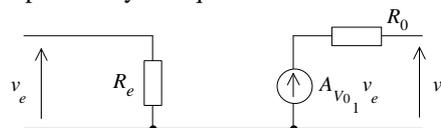
Le TEC a pour caractéristiques : 
$$\begin{cases} I_{DSS} = 5 \text{ mA} \\ V_p = -4 \text{ Volts} \end{cases}$$

On a :

$$\begin{cases} E = 20 \text{ Volts} \\ R_S = 470 \Omega \\ R_D = 3.3 \text{ k}\Omega \\ R_G = 1 \text{ M}\Omega \end{cases}$$

- Calculer le point de polarisation  $P$ .
- Calculer :
  - le gain en tension à vide :  $A_{V_0}$
  - la résistance d'entrée :  $R_e$
  - la résistance de sortie :  $R_0$

du montage vu ainsi comme un Quadripôle en dynamique :



- Justifier le rôle du condensateur de découplage  $C_S$  en calculant le gain en tension  $A_{V_0}$  pour le montage sans  $C_S$ .

3. Montage Drain Commun

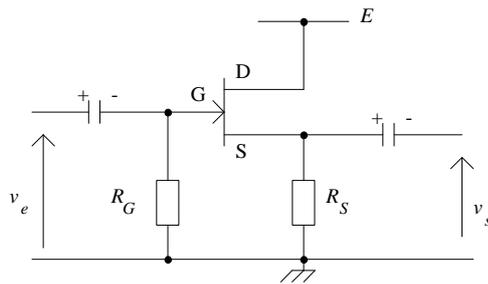


Figure 13

Le TEC a pour caractéristiques :  $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$   
 $V_p = -4 \text{ Volts}$

On a :  $E = 20 \text{ Volts}$   
 $R_S = 1 \text{ k}\Omega$   
 $R_G = 1 \text{ M}\Omega$

- Calculer : - le gain en Tension à vide :  $A_{V_0}$
- la résistance d'entrée :  $R_e$
- la résistance de sortie :  $R_0$

du montage vu ainsi comme un Quadripôle.

4. Montage Grille Commune (Seule application : Générateur de Courant Constant)

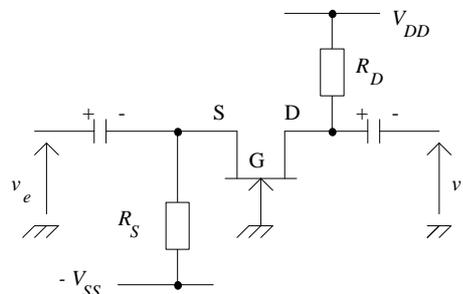


Figure 14

$V_{DD}$   $V_{SS}$   
 Alimentations continues

- Calculer : - le gain en Tension à vide :  $A_{V_0}$
- la résistance d'entrée :  $R_e$
- la résistance de sortie :  $R_0$

du montage vu ainsi comme un Quadripôle.

## 5. Adaptation d'impédance à TEC

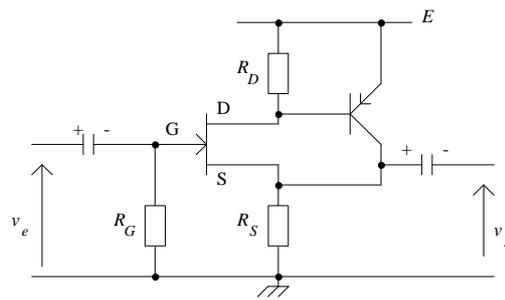


Figure 15

- Calculer : - le gain en Tension à vide :  $A_{V_0}$
  - la résistance d'entrée :  $R_e$
  - la résistance de sortie :  $R_0$
- du montage vu ainsi comme un Quadripôle.

\_\_\_\_\_

## TP 4. TRANSISTOR BIPOLAIRE - TEC

### TRANSISTOR BIPOLAIRE

#### 1. Matériel nécessaire

- Oscilloscope
- Générateur de signaux Basses Fréquences (GBF)
- Alimentation stabilisée ( 2x[ 0-30 V]  $\dots$  + 1x[ 5 V]  $\dots$  ) (  $\dots \equiv$  continu )
- Multimètre
- Moniteur MS06 (plaquette de câblage)
- Câbles : - 1 T, 1 BNC-BNC, 1 BNC-Banane, 2 sondes oscilloscope, 6 fils Banane, petits fils.

- **Composants :**
  - 1 Résistance 100  $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 2 Résistances 1 k $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 1 Résistance 2.2 k $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 1 Résistance 10 k $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 1 Résistance 22 k $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 1 Résistance 100 k $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 1 Résistance 220 k $\Omega$  (1/4 Watt)
  - 1 Potentiomètre 50 k $\Omega$  (1/4 Watt) (Multitours de préférence)
  - 2 Condensateurs 4.7  $\mu$ F
  - 1 Condensateur 47  $\mu$ F
  - 1 diode Zener BZX 4.7 Volts
  - 1 LED (Rouge)
  - 1 transistor 2N2222 (NPN)
  - 1 transistor 2N2907 (PNP)

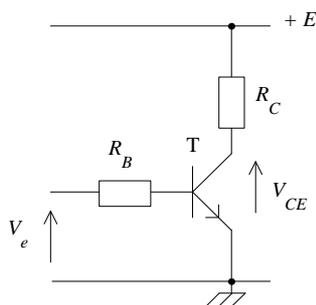
#### 2. Notation du TP

Faire valider par le professeur en fin de séance, l'ensemble étude théorique et compte-rendu de manipulation.

#### 3. Etude théorique

##### 3.1. Transistor en commutation

Soit le montage suivant :



T: 2N2222

E: 5 Volts

$V_e$  : tension continue (0 ou 5 Volts)

Figure 1

- Déterminer la condition de saturation du transistor.
- Calculer  $R_C$  pour avoir  $I_C \text{ sat} = 5 \text{ mA}$ .
- Pour  $V_e = 0 \text{ Volt}$ , dans quel état se trouve le transistor ? Donner les valeurs de  $I_B$ ,  $V_{BE}$ ,  $I_C$ ,  $V_{CE}$ .
- En prenant  $\beta = 100$ , avec le choix  $R_B = 1 \text{ k}\Omega$ , quelle est la valeur minimale de  $V_e$  permettant d'obtenir la saturation du transistor ? ( $R_C$  a la valeur calculée plus haut)

4. Logique à transistors

On considère les montages à états logiques :

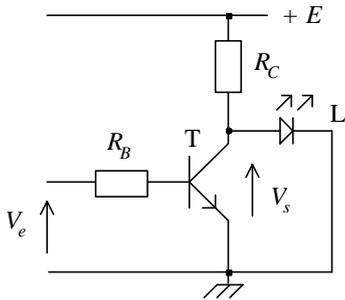


Figure 2

T : 2N2222  
 E : 5 Volts  
 $V_e$  : tension continue (0 ou 5 Volts)  
 L : LED (Rouge)  
 $R_B$  : 1 k $\Omega$   
 $R_C$  : 1 k $\Omega$

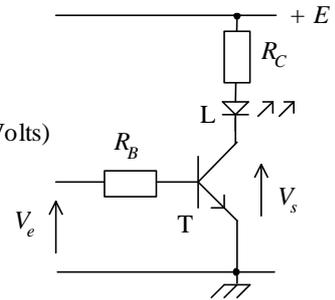


Figure 3

- Vérifier que les montages fonctionnent bien en commutation.

- Remplir pour les 2 figures, la table de vérité : (0 Volt  $\equiv$  Etat logique 0 et 5 Volts  $\equiv$  Etat logique 1)

Fig. 2

$V_e$ Logique	T Bloqué(B)/ Saturé(S)	$V_s$ Tension réelle	$V_s$ logique	LED allumée ?
0		- sans la LED :		X
		- avec la LED :	X	
1				

Fonction logique réalisée ?

Fig. 3

$V_e$ logique	T Bloqué(B)/ Saturé(S)	$V_s$ Tension réelle	$V_s$ logique	LED allumée ?
0				
1				

Fonction logique réalisée ?

5. Transistor en amplification

Montage Emetteur Commun

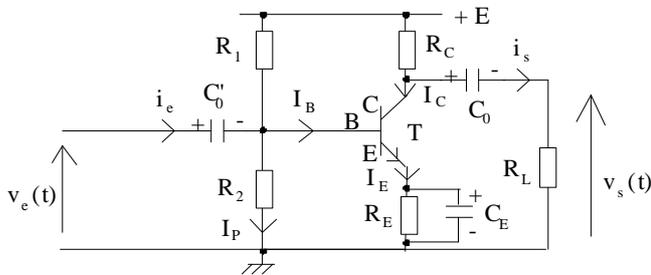


Figure 4

T : 2N2222 (NPN)  
 E : 20 Volts  
 $v_e(t)$  : signal sinusoïdal d'amplitude 10 mV  
 $R_L$  : 10 k $\Omega$

On prend :  $I_P = 10 I_B$  (pour négliger  $I_B$  devant  $I_P$ )  
 $V_{RE} = 1$  Volt (pour fixer le degré de liberté pour le calcul de  $R_C$  et  $R_E$ )  
 $V_{BE} = 0.6$  Volt  
 $\beta \approx 100$  (valeur typique pour un transistor 2N2222)

- Déterminer les résistances  $R_C$ ,  $R_E$ ,  $R_1$ , et  $R_2$  pour que le transistor soit polarisé à  $I_{C0} = 10$  mA et  $V_{CE} = E/2$ .
- Comment choisir les condensateurs  $C_0$ ,  $C'_0$  et  $C_E$  ?

- Quel est le gain en tension à vide  $A_{V_0} = \left( \frac{v_s}{v_e} \right)_{R_L = \infty}$  et en charge  $A_{V_C} = \left( \frac{v_s}{v_e} \right)_{R_L}$  de l'amplificateur ?

## 6. Etude expérimentale

### 6.0. Test des transistors NPN et PNP (en câblage uniquement)

- Mesurer la résistance  $R_{CE}$  du transistor :  $R_{CE}$  doit être très élevée ( $> 10\text{ M}\Omega$ ) dans les 2 sens.
- Mesurer  $R_{Directe}$  et  $R_{Inverse}$  des diodes B-E et B-C. Dans les 2 cas, le rapport  $R_{Inverse} / R_{Directe}$  doit être  $> 100$ .
- En position « transistor test » : on obtient directement le gain en courant  $\beta$  du transistor.
- Vérifier les diodes B-E et B-C des transistors (selon le modèle d'Ebers-Moll) à l'aide du multimètre en position « diode test » : (les générateurs de courant du modèle n'interviennent qu'en polarisation)  
On obtient, dans le sens passant, le seuil de ces diodes :



### 6.1. Transistor en commutation

*Logique à transistors*

Vérifier par rapport à la théorie le comportement des montages câblés et simulés des figures 2 et 3 en remplissant les 2 tables de vérité des Figures 2 et 3.

### 6.2. Transistor en amplification

*Montage Emetteur Commun*

Monter puis simuler le schéma de la figure 4 avec :

- $R_C = 1\text{ k}\Omega$
- $R_E = 100\ \Omega$
- $R_1 = 22\text{ k}\Omega$
- $R_2 = 2.2\text{ k}\Omega$
- $R_L = 10\text{ k}\Omega$
- $C'_0 = 4.7\ \mu\text{F}$
- $C_0 = 4.7\ \mu\text{F}$
- $C_E = 47\ \mu\text{F}$

#### a) Statique : Polarisation, absence de l'entrée variable $v_e(t)$

- Vérifier le point de polarisation, caractérisé par le quadruplet :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{C0} \\ I_{B0} \\ V_{CE0} \\ V_{BE0} \end{array} \right.$$

(mesurer ces valeurs continues en l'absence de l'entrée variable  $v_e(t)$ )

. En déduire la valeur de  $\beta$  :  $\beta = \left( \frac{I_{C0}}{I_{B0}} \right)_{\text{en statique (polarisation)}}$

Instrument : Multimeter      Pour cette mesure, déconnecter le générateur sinusoïdal d'entrée  $v_e(t)$

**b) Dynamique : présence de l'entrée variable  $v_e(t)$  ici sinusoïdale**

- Mesurer le gain en tension en charge  $A_{V_c} = \left( \frac{v_s}{v_e} \right)_{R_L}$  de l'ampli. à la fréquence  $f = 1 \text{ kHz}$  dans les 2 cas :
- sans le condensateur  $C_E$  ( $C_E$  déconnecté)
  - avec le condensateur  $C_E$  (condensateur de découplage)

*Instrument : Oscilloscope (Transient)*

- En comparant le Gain en tension  $A_{V_c}$  expérimental à la théorie ( $A_{V_c \text{ théorique}} = -\frac{\beta}{r} (R_c // R_L)$ ) et en utilisant pour  $\beta$  la valeur de la question précédente ( $\beta = \left( \frac{I_{C_0}}{I_{B_0}} \right)_{\text{en statique (polarisation)}}$ ), déduire la valeur de la résistance d'entrée  $r$  en dynamique du transistor 2N2222 donnée par le datasheet du constructeur.

- Facultatif :*
- Visualiser l'effet sur  $v_s(t)$  de l'accroissement de l'amplitude de  $v_e(t)$ .
  - Remplacer  $R_L$  par une résistance de  $1 \text{ k}\Omega$ . Conséquence sur la dynamique de sortie en charge ?

## TP 4 ANNEXE. TRANSISTOR BIPOLAIRE - TEC

### TRANSISTOR BIPOLAIRE

#### 1. Simuler le montage Emetteur Commun du TD avec (mesurer le gain en tension en charge Avc) :

Transistor 2N2222

ve sinusoïdal, fréquence 1 kHz, amplitude 1 mV,

E=20V,

Co'=4.7µF, Co=4.7µF, CE=47µF

R1=33kΩ, R2=3.3kΩ, Rc=50 Ω, RE=100Ω, RL=10kΩ,

r=1kΩ, β=195

#### 2. Simuler le montage Collecteur Commun du TD avec (mesurer le gain en tension en charge Avc) :

Transistor 2N2222

ve sinusoïdal, fréquence 1 kHz, amplitude 1 mV,

E=20V,

Co'=4.7µF, Co=4.7µF

R1=33kΩ, R2=3.3kΩ, RE=100Ω, RL=10kΩ,

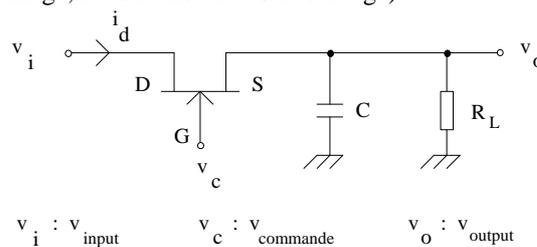
r=1kΩ, β=195

### TRANSISTOR A EFFET DE CHAMP

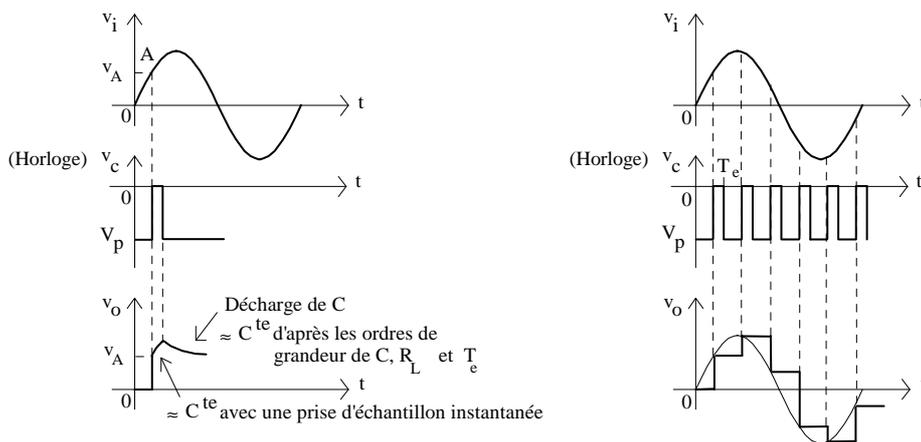
#### 3. Echantillonneur-bloqueur à TEC

Echantillonneur-bloqueur (pour Conversion Analogique Numérique CAN)

(le TEC réalise l'échantillonnage, le condensateur C le blocage)



Le TEC est intéressant ici car la commande se fait directement en tension (≠ au transistor bipolaire).



- .  $v_c \leq V_p$  : le TEC est bloqué  $\equiv$  interrupteur ouvert  $\rightarrow v_o = 0$  (en dynamique:  $v_{gs} = 0 \rightarrow s v_{gs} = 0$ )
- .  $v_c = 0$  : le TEC est saturé  $\equiv$  interrupteur fermé  $\rightarrow v_o = v_A$  : C se charge
- .  $v_c$  repasse à  $V_p$  : le TEC est bloqué : C se décharge dans la charge  $R_L$ .

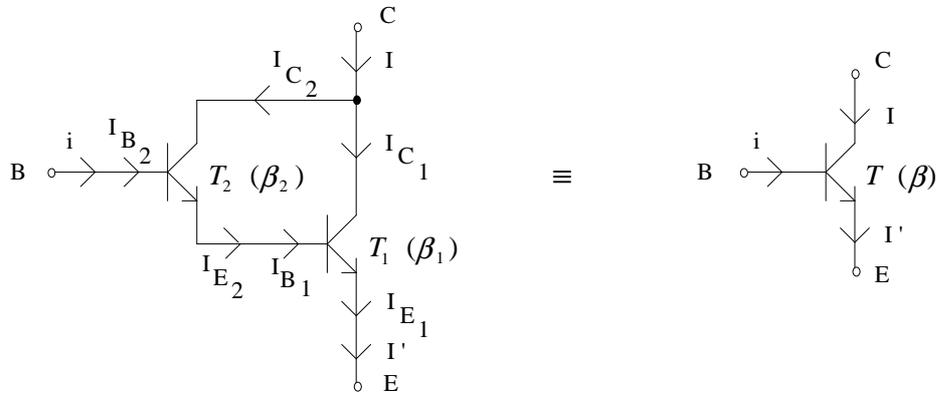
**DOCUMENTATION  
DES COMPOSANTS**

**BROCHAGE DES TRANSISTORS BIPOLAIRES**

### 5. AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

#### 1. Association de transistors

Ex. : Transistor Darlington avec 2 transistors bipolaires (ex. : NPN)



avec :  $\beta = \beta_1(1 + \beta_2) + \beta_2 \approx \beta_1\beta_2$

$$\begin{cases} I_{C_1} = \beta_1 I_{B_1} \\ I_{E_1} = (\beta_1 + 1) I_{B_1} \end{cases} \quad \begin{cases} I_{C_2} = \beta_2 I_{B_2} \\ I_{E_2} = (\beta_2 + 1) I_{B_2} \end{cases}$$

$$I = I_{C_1} + I_{C_2} = \beta_1 I_{B_1} + \beta_2 I_{B_2} = \beta_1 I_{E_2} + \beta_2 I_{B_2} = \beta_1(\beta_2 + 1)I_{B_2} + \beta_2 I_{B_2} = i[\beta_2 + \beta_1(1 + \beta_2)]$$

$$I' = I_{E_1} = (\beta_1 + 1)I_{B_1} = (\beta_1 + 1)I_{E_2} = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)I_{B_2} = (\beta_1 + 1)(\beta_2 + 1)i = i[\beta_1(\beta_2 + 1) + 1 + \beta_2]$$

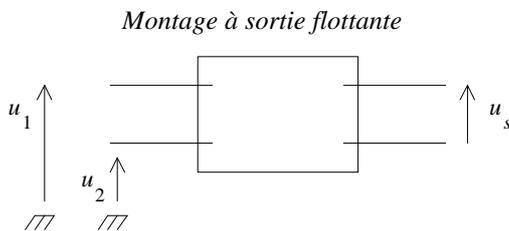
En posant  $\beta = \beta_1(1 + \beta_2) + \beta_2$ , on a :

$$\begin{cases} I = \beta i \\ I' = (\beta + 1)i \end{cases}$$

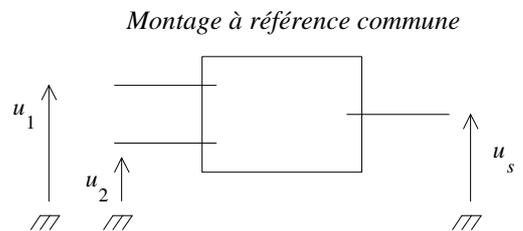
#### 2. Amplificateur Différentiel (≡ Amplificateur de différence)

Principe : à partir de 2 signaux d'entrée  $u_1$  et  $u_2$ , l'amplificateur différentiel doit fournir un signal de sortie :  
 $u_s = A_d(u_1 - u_2)$  ( $A_d$  : gain différentiel)

2 types :



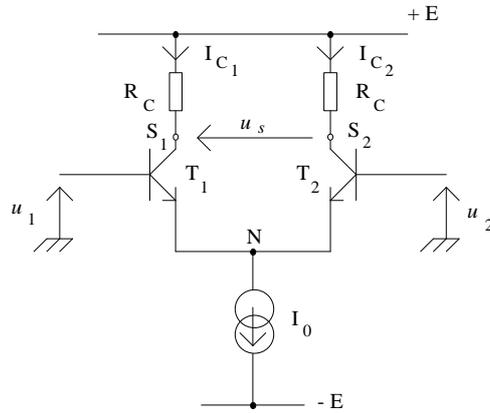
La référence de potentiel en sortie est différente de la référence commune aux signaux d'entrée.



Les signaux d'entrée et de sortie admettent la même référence de potentiel.

2.1. Montage à sortie flottante

Schéma de principe : (Miroir)



T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> identiques

• Statique (≡ polarisation) :

$$u_1 = u_2 = 0$$

Les transistors doivent être dans une zone linéaire de fonctionnement :

$$\begin{cases} V_{CE} > V_{CE_{sat}} \\ V_{BE} \cong 0.6 \text{ Volt} \end{cases}$$

( $V_{CE} = E$  par ex. (classe A) car alim. =  $2E$ )

Le dispositif est symétrique  $\rightarrow I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_0}{2} \rightarrow u_s = 0$

On a : 
$$E = R_C \frac{I_0}{2} + V_{CE} - V_{BE}$$

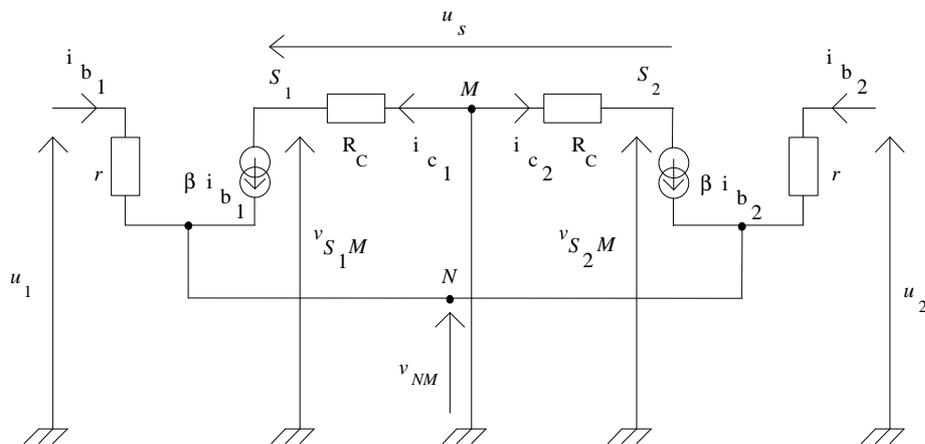
$$V_{CE} > V_{CE_{sat}} \rightarrow E - R_C \frac{I_0}{2} + V_{BE} > V_{CE_{sat}}$$

$$V_{CE} = E \text{ (classe A)} \rightarrow R_C \frac{I_0}{2} = V_{BE}$$

• Dynamique :

Schéma équivalent en petits signaux aux Basses Fréquences :

(un générateur de courant constant  $I_0$  est ramené, dans la modélisation du schéma équivalent aux Basses Fréquences, à sa résistance interne  $R_0$  supposée infinie ici (générateur de courant parfait)).



$$u_s = u_{s_1 s_2} = v_{s_1 M} - v_{s_2 M} = -R_C i_{C_1} + R_C i_{C_2} = -R_C (i_{C_1} - i_{C_2}) = -R_C (s v_{be_1} - s v_{be_2})$$

car :  $i_C = \beta i_b = \beta \frac{v_{be}}{r} = s v_{be}$  avec :  $s = \frac{\beta}{r}$ .

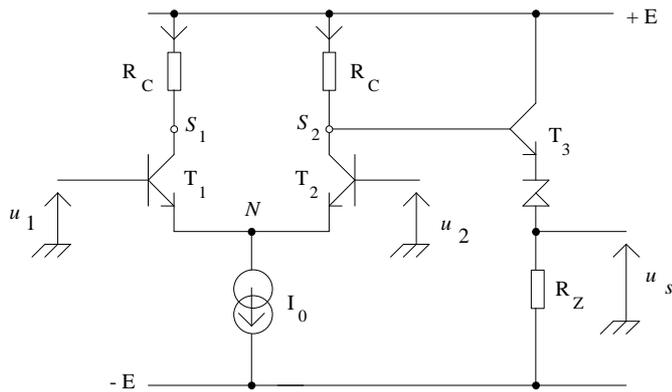
→  $u_s = -s R_C (v_{be_1} - v_{be_2})$  or :  $v_{be_1} = u_1 - v_{NM}$  →  $v_{be_1} - v_{be_2} = u_1 - u_2$

$$u_s = -s R_C (u_1 - u_2)$$

Gain différentiel :  $A_d = -s R_C$

2.2. Montage à Référence Commune

Schéma de principe :



T3, monté en Collecteur Commun, ne prélève que très peu de courant sur le Collecteur de T2.  
 → Symétrie conservée →  $u_s \approx 0$  (T1, T2 identiques)

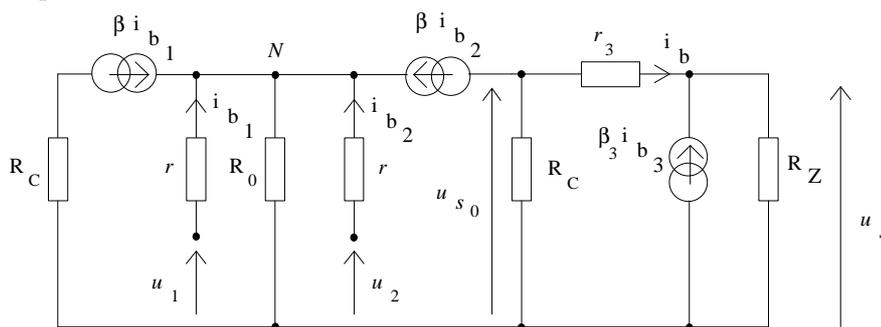
• Statique :

En plus des conditions décrites pour le montage à sortie flottante, il faut ajouter la condition :

$$u_s = 0 \text{ lorsque } u_1 = u_2 = 0 \rightarrow E = -R_C \frac{I_0}{2} - V_{BE} - V_Z = 0 \text{ avec } V_{BE} = 0.6 \text{ Volt.}$$

• Dynamique :

Schéma équivalent

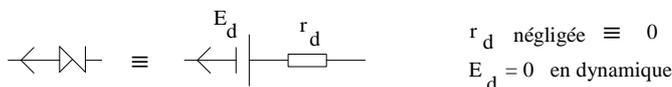


$R_0$  : Résistance équivalente au générateur de courant constant  $I_0$

(un générateur de courant constant  $I_0$  passivé dans la modélisation du schéma équivalent aux Basses Fréquences est ramené à sa résistance interne  $R_0$ ).

$r_3, \beta_3$  : paramètres du transistor  $T_3$ .

$r_d$  : Résistance de la diode Zener (le générateur constant de la diode Zener est annihilé dans la modélisation du schéma équivalent aux Basses Fréquences) :  $r_d$  est négligée :



$$u_s \approx u_{s_0} : \text{Collecteur Commun} \rightarrow \text{gain} \approx 1 : \left( \frac{u_s}{u_{s_0}} = \frac{R_Z(\beta_3 + 1)}{r_3 + R_Z(\beta_3 + 1)} \approx 1 \right)$$

On a :  $u_s = -R_C [\beta i_{b_2} + i_b] \approx -\beta R_C i_{b_2}$

$$u_1 = r i_{b_1} + R_0 [(\beta + 1) i_{b_1} + (\beta + 1) i_{b_2}] \approx r i_{b_1} + R_0 \beta (i_{b_1} + i_{b_2})$$

$$u_2 = r i_{b_2} + R_0 [(\beta + 1) i_{b_1} + (\beta + 1) i_{b_2}] \approx r i_{b_2} + R_0 \beta (i_{b_1} + i_{b_2})$$

$$\rightarrow \begin{cases} u_1 - u_2 = r(i_{b_1} - i_{b_2}) \\ u_1 + u_2 = (r + 2\beta R_0)(i_{b_1} + i_{b_2}) \end{cases} \rightarrow \begin{cases} i_{b_1} - i_{b_2} = \frac{1}{r}(u_1 - u_2) & (1) \\ i_{b_1} + i_{b_2} = \frac{1}{r + 2\beta R_0}(u_1 + u_2) & (2) \end{cases}$$

$$(2) - (1) \rightarrow i_{b_2} = \frac{1}{2[r + 2\beta R_0]}(u_1 + u_2) - \frac{1}{2r}(u_1 - u_2)$$

et :  $u_s = -\beta R_C i_{b_2} \rightarrow$

$$\begin{cases} u_s = \frac{-\beta R_C}{2[r + 2\beta R_0]}(u_1 + u_2) + \frac{\beta R_C}{2r}(u_1 - u_2) \\ u_s = A_c(u_1 + u_2) + A_d(u_1 - u_2) \end{cases}$$

avec :  $A_d$  : gain différentiel :  $A_d = \frac{\beta R_C}{2r}$        $A_c$  : gain de mode commun :  $A_c = \frac{-\beta R_C}{2(r + 2\beta R_0)}$

Le Montage se rapproche d'autant plus d'un ampli différentiel que :  $|A_d| \gg |A_c|$ .

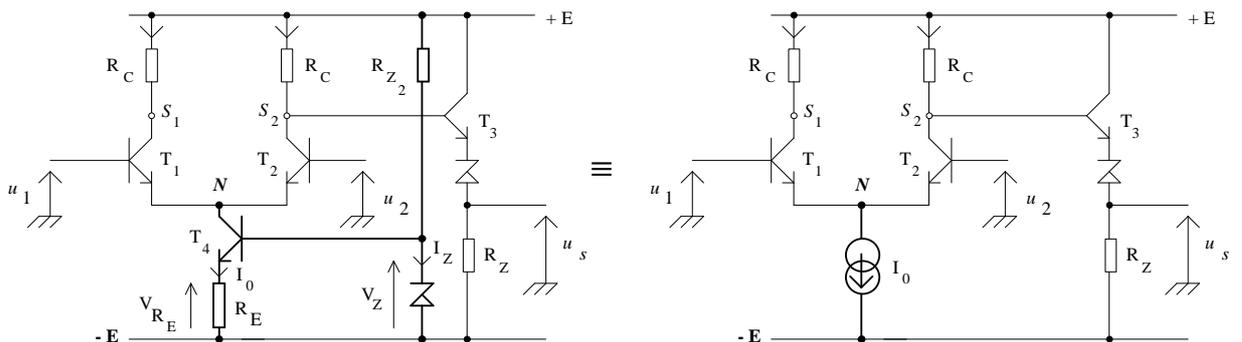
On définit le taux de réjection de mode commun :  $K = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$

Remarque :

Si on a un générateur de courant  $I_0$  parfait  $\rightarrow R_0 = \infty \rightarrow A_c = 0$

Réalisation d'un générateur de courant  $I_0$  :

On peut utiliser un transistor (générateur de courant à résistance interne très élevée) entre les points N et -E :



•  $R_{Z2}$  est calculée pour que la diode zener soit dans la zone verticale de la caractéristique :  $I_{Z_{min}} < \frac{2E - V_Z}{R_Z} < I_{Z_{max}}$

•  $V_{R_E} = C^{te} = V_Z - 0.6 \rightarrow I_0 = \frac{V_Z - 0.6}{R_E} = C^{te}$

• De plus : si  $u_1 = u_2 = 0$ , il faut  $V_{BE} = 0.6$  Volt (polarisation)  $\rightarrow u_1 = 0 = V_{BE_1} + V_{CE_4} + V_Z - 0.6 - E \rightarrow V_{CE_4} + E - V_Z$   
 et avec :  $V_{CE_4} > V_{CE_{sat}}$ .

### 3. Amplificateur Opérationnel

#### 3.1. Introduction

Définition :

C'est un **amplificateur différentiel à référence commune**.

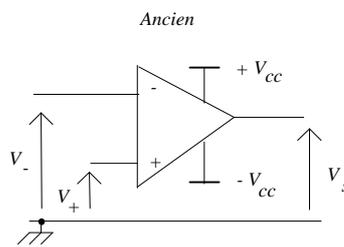
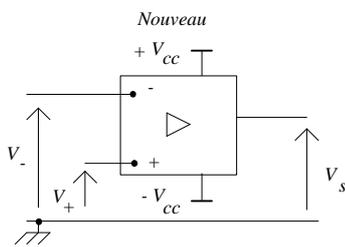
Il nécessite 2 alimentations généralement symétriques +E et -E , notées  $+V_{cc}$  et  $-V_{cc}$  ( $+V_{cc}$  de l'ordre de 3 à 15 V).

- Il possède :
- 2 entrées : - une entrée notée  $\ominus$  dite entrée inverseuse,
  - une entrée notée  $\oplus$  dite entrée non inverseuse.
  - 1 sortie, notée  $V_s$ .

La référence du potentiel est purement arbitraire, mais il est habituel de prendre le potentiel à partir duquel sont comptées les alimentations +E et -E , ce qui garantit a priori une excursion symétrique pour la tension de sortie.

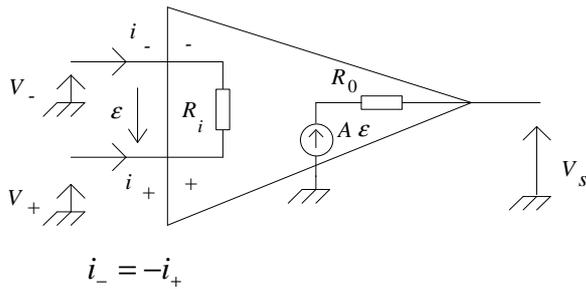
On a :  $-V_{cc} \leq V_s \leq +V_{cc}$

Symbole

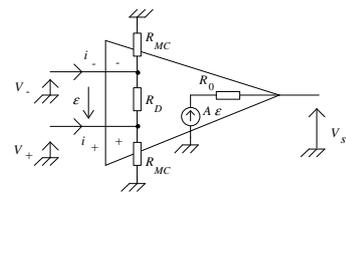


- Relation fondamentale : (en régime linéaire)  $V_s = A(V_+ - V_-)$   $V_s = A\varepsilon$  avec  $\varepsilon = V_+ - V_-$   
 $A$  : Gain en Boucle Ouverte :  $A \gg 1$  ( $A > 0$ ) ( $A \approx 10^5$ )
- Résistance d'entrée  $R_i$  de l'amplificateur opérationnel (AOP) :  $R_i \gg 1$   $R_i \approx 1 M\Omega$
- Résistance de sortie  $R_0$  de l'amplificateur opérationnel :  $R_0$  très faible  $R_0 \approx$  quelques centaines d'  $\Omega$

Modèle en continu et en dynamique :  
(modèle différentiel) (modèle général)

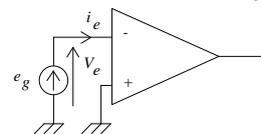


Modèle en continu et en dynamique plus réaliste :  
(modèle différentiel et de mode commun)  
(un peu plus précis mais moins utilisé que le modèle différentiel)



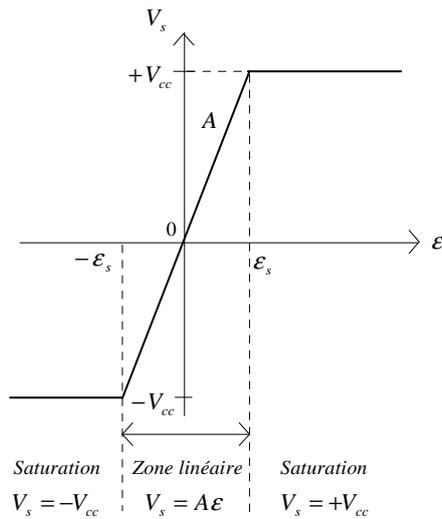
- $R_D$  : Résistance d'entrée différentielle:  $R_D \approx 1 M\Omega$
- $R_{MC}$  : Résistance d'entrée de mode commun:  $R_{MC} \approx 10 M\Omega$

Impédance d'entrée vue du générateur :  $\frac{V_e}{i_e} = R_D // R_{MC}$  :



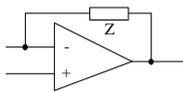
Dans un montage à AOP, si la sortie n'est pas réinjectée sur au moins une des entrées + ou - , l'AOP est en BO (Boucle Ouverte).

- *Caractéristique de Transfert* :  $V_s = f(\mathcal{E})$  : (AOP en Boucle Ouverte (BO))



$$V_{cc} \approx 10V \quad A \approx 10^5 \quad \rightarrow \quad \epsilon_s = \frac{V_s}{A} \approx 0.1mV$$

Du fait de la très faible plage de linéarité pour  $\mathcal{E}$ , le fonctionnement linéaire ( $\equiv$  stabilité) ne peut réellement exister ( $\equiv$  point de fonctionnement dans la plage linéaire) que s'il y a rebouclage de la sortie sur l'entrée inverseuse :



Sans bouclage sur l'entrée inverseuse, l'AOP est donc toujours instable (sortie saturée à  $+V_{cc}$  ou  $-V_{cc}$ ).

Mais même avec un bouclage de la sortie sur l'entrée inverseuse, l'AOP peut fonctionner en régime saturé (instable).

Ces quelques règles pratiques sont insuffisantes pour décrire précisément le fonctionnement d'un montage à AOP. La théorie des systèmes bouclés et l'étude de la stabilité (cf. cours sur la stabilité) sont alors nécessaires pour déterminer si l'AOP fonctionne en régime linéaire ou non.

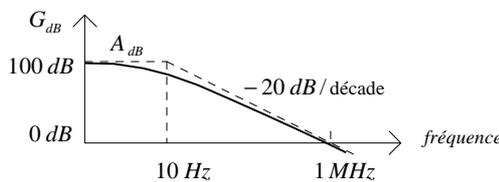
*Bande Passante (BP) :*

Comme tout système physique, l'AOP a un temps de réponse non nul (la vitesse d'un système physique est toujours inférieure à celle de la lumière), ce qui se traduit en fréquence par l'existence d'une fréquence de coupure haute  $f_H$  (et donc d'une Bande Passante limitée).

(La Bande Passante d'un système est le domaine de fréquences tel que le gain de ce système ne descend pas en dessous de 3 dB de son maximum).

Le gain en BO  $A$  n'est donc pas constant mais diminue avec la fréquence et on le note  $G$ .

En échelle déciBels, on a :  $G_{dB} = 20 \log G$  :



*Facteur de mérite :*

Soit un système bouclé à base d'AOP possédant un gain ( $\equiv$  amplitude de la tension de sortie % à celle d'entrée) en Boucle Fermée  $G'$  et une Bande Passante  $(BP)'$ .

Le produit (Gain en BF)·(Bande Passante en BF), soit :  $G' \cdot (BP)'$ , appelé *facteur de mérite*, est Constant quelle que soit la fréquence : Réduire  $G'$  permet d'accroître  $(BP)'$  et réciproquement.

4. Amplificateur Opérationnel Parfait (en Régime Linéaire seulement)

Il est obtenu en faisant :  $\boxed{\begin{matrix} A = \infty \\ R_i = \infty \\ R_o = 0 \end{matrix}}$  dans le modèle différentiel. (ou :  $\begin{matrix} A = \infty \\ R_D = \infty \\ R_{MC} = \infty \\ R_o = 0 \end{matrix}$  dans le modèle différentiel et de mode commun).

a)  $A = \infty$  :

En régime linéaire :  $V_s = A(V_+ - V_-) = A\varepsilon$ .  $-V_{cc} \leq V_s \leq +V_{cc} \rightarrow \varepsilon = V_+ - V_- = \frac{V_s}{A} = 0$  si  $A = \infty$

$\rightarrow \boxed{V_+ = V_-}$

b)  $R_i = \infty$  : (ou :  $\begin{matrix} R_D = \infty \\ R_{MC} = \infty \end{matrix}$ )

Nes impédances d'entrée étant infinies, les courants d'entrée + et - sont donc nuls :

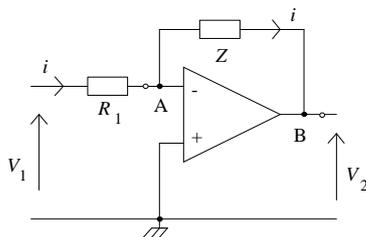
$\rightarrow \boxed{i_+ = i_- = 0}$ .

c)  $R_o = 0$  :

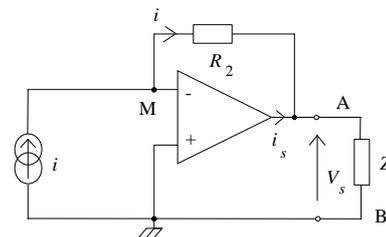
La tension de sortie en charge est égale à la tension de sortie à vide, c'est à dire :  $V_s = A\varepsilon$  quelle que soit la charge.

Exemples :

Convertisseur Tension-Courant



Convertisseur Courant-Tension



**En régime linéaire**

En A : il y a une masse virtuelle  $\rightsquigarrow$  car  $\begin{cases} V_- = V_+ \\ \text{et } V_+ = 0 \end{cases}$

$\rightarrow i = V_1 / R_1$ ;  $i$  circule dans  $Z$  car  $i_+ = i_- = 0$

$\rightarrow$  On règle par  $V_1$  le courant qui passe dans la charge  $Z$  indépendamment de la valeur de  $Z$ .

$\rightarrow$  Vu de AB, le montage se comporte comme un générateur de courant parfait commandé en tension par  $V_1$ .

En outre, on a l'équation :  $V_2 = -Zi$

**En régime non linéaire**

$\varepsilon \approx 10/10^5 = 0.1mV$   $\varepsilon = V_+ - V_- = -V_- \approx V_1$

(début du régime non linéaire)

Gamme d'amplitude de  $V_1$  à partir de laquelle la conversion n'est plus linéaire :  $V_1 = \varepsilon = 0.1mV$

**En régime linéaire**

$i_+ = i_- = 0 \rightarrow i$  traverse  $R_2$

$\rightarrow V_s = -R_2 i$

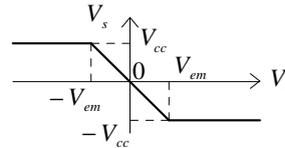
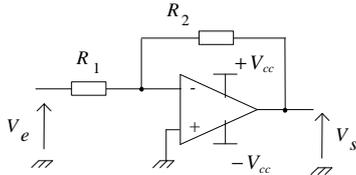
(Masse virtuelle en M car  $V_+ = V_- = 0$ )

$V_s = -R_2 i$  est indépendant de la charge  $Z$

$\rightarrow$  Vu entre A et B, le montage se comporte comme un générateur de tension parfait commandé par le courant  $i$ .

*Amplificateur inverseur*

. Rebouclage de la sortie sur l'entrée inverseuse et pas de rebouclage de la sortie sur l'entrée non inverseuse → Régime linéaire possible



**Régime linéaire**

.  $V_+ = V_-$  (régime linéaire) :

$$V_+ = 0 \quad V_- = \frac{R_1 V_s + R_2 V_e}{R_1 + R_2} \quad (\text{th. de Millman}) \quad \left( V_- = \frac{\frac{V_e}{R_1} + \frac{V_s}{R_2} + \frac{0}{R_i}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_i}} \right) \text{ avec } R_i \text{ résistance d'entrée } \infty \text{ de l'AOP )}$$

Approximation de l'AOP parfait :  $V_+ = V_-$  (masse virtuelle en  $V_-$ ) →  $v_s(t) = -\frac{R_2}{R_1} v_e(t)$

En notations complexes, on a :  $V_s(j\omega) = -\frac{R_2}{R_1} V_e(j\omega)$  → Gain complexe :  $G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = -\frac{R_2}{R_1}$

**Régime non linéaire**

Valeur de  $V_e$  (notée  $V_{em}$ ) rendant le système non linéaire :

à la limite de la linéarité, on a :  $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1} \rightarrow V_e = -\frac{R_1}{R_2} V_s$  avec  $V_s = \pm V_{cc}$  →

$$\left\{ \begin{array}{l} V_e > V_{em} = \frac{R_1}{R_2} V_{cc} \\ \text{ou} \\ V_e < -V_{em} = -\frac{R_1}{R_2} V_{cc} \end{array} \right.$$

**5. Amplificateur Opérationnel Réel**

Il est représenté par le modèle différentiel (ou le modèle différentiel et de mode commun moins utilisé).

Notamment, on ne fait plus l'approximation, en linéaire :  $V_+ = V_-$ , mais on revient à la relation de base :

$$V_s = A(V_+ - V_-)$$

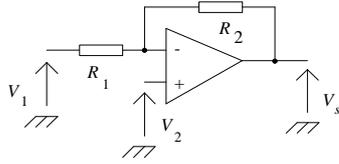
3 types d'erreurs sont introduites du fait des imperfections :

- *Erreurs de calcul*: elles viennent du fait que :  $\left\{ \begin{array}{l} A \neq \infty \\ R_i \neq \infty \\ R_0 \neq 0 \end{array} \right.$
- *Erreurs statiques*: résultant de la présence de générateurs de tension et courant parasites.
- *Erreurs dynamiques*: issues de la présence d'éléments réactifs (≡ dépendant de la fréquences) (capacités ou selfs parasites).

5.1. Erreurs de calcul

5.1.1. Erreur due à l'amplification finie ( $A \neq \infty$ )

Soit le montage inverseur :



$$V_s = A\varepsilon = A(V_+ - V_-) \quad \text{avec } A \text{ fini}$$

$$V_s = A(V_2 - V_-)$$

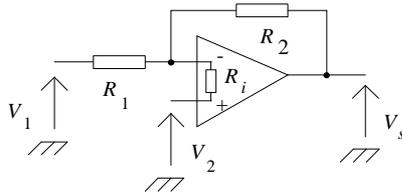
$$V_- = \frac{R_1 V_s + R_2 V_1}{R_1 + R_2} \quad (\text{Théorème de Millman}) \quad \rightarrow \quad V_s = A \left( V_2 - \frac{R_1 V_s + R_2 V_1}{R_1 + R_2} \right)$$

En posant :  $\gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  on a :  $V_s = \frac{A}{1 + \gamma A} [V_2 - V_1(1 - \gamma)]$  (1)

$V_{s \text{ idéal}} = \frac{1}{\gamma} [V_2 - V_1(1 - \gamma)]$	→	$V_{s \text{ idéal}} - V_s = \frac{V_s}{\gamma A}$	→	$\frac{V_{s \text{ idéal}} - V_s}{V_s} = \frac{1}{\gamma A}$
obtenu avec $A = \infty$ ( $\equiv$ en faisant $V_+ = V_-$ )		Erreur absolue		Erreur relative

5.1.2. Erreur due à l'impédance d'entrée non infinie ( $R_i \neq \infty$ )

Exemple sur le schéma précédent : on fait intervenir  $R_i$  :



La loi des noeuds en (-) donne :  $\frac{V_1 - V_-}{R_1} + \frac{V_s - V_-}{R_2} = \frac{V_- - V_2}{R_i}$  (2)

$$V_s = A(V_2 - V_-) \quad \rightarrow \quad V_- = -\frac{V_s}{A} + V_2$$

En posant  $\left\{ \begin{array}{l} \gamma = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ R_{12} = R_1 // R_2 \end{array} \right.$  et en remarquant que :  $R_{12} = \gamma R_2$  et :  $R_{12} = (1 - \gamma) R_1$

$$(2) \quad \rightarrow \quad V_s \left[ \frac{A \gamma R_i}{R_{12} + R_i} + 1 \right] = \frac{A R_i}{R_{12} + R_i} [V_2 - (1 - \gamma) V_1]$$

En posant :  $A_R = \frac{A R_i}{R_{12} + R_i}$  on a :  $V_s [\gamma A_R + 1] = A_R [V_2 - (1 - \gamma) V_1]$  (relation à comparer avec (1))

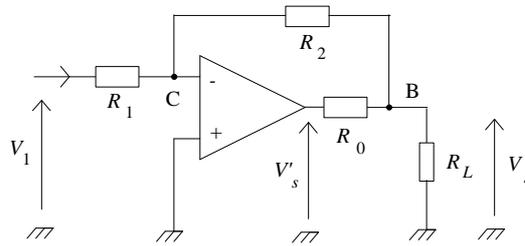
→ Tout se passe comme si l'amplificateur opérationnel avait une Résistance d'entrée  $R_i = \infty$  et un Gain de Boucle

Ouverte  $A_R$  car l'erreur relative s'écrit :  $\varepsilon_R = \frac{1}{A_R \gamma}$ .

5.1.3. Erreur due à la résistance de sortie non nulle ( $R_0 \neq 0$ )

On peut modéliser cet état en prenant l'AOP précédent auquel on ajoute la résistance  $R_0$  en série sur la sortie :

Ex. : Montage inverseur



On a :  $V'_s = -AV_C \rightarrow$  en B, on a (Th. de Millman) :  $V_C \left( \frac{1}{R_2} - \frac{A}{R_0} \right) = V_s \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_2} \right)$

$\frac{R_0}{A} \ll R_2 \rightarrow \frac{1}{R_2} \ll \frac{A}{R_0} \rightarrow V_s = -\frac{A}{R_0} \cdot \frac{V_C}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_2}}$

En posant :  $A_s = \frac{A}{1 + R_0 \left( \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_2} \right)}$  on a :  $V_s = -A_s V_C = -A_s (V_+ - V_-)$

$\rightarrow$  Tout se passe comme si l'AOP avait un Gain de Boucle Ouverte  $A_s$ . Erreur relative introduite :  $\epsilon_R = \frac{1}{A_s \gamma}$

5.2. Erreurs statiques

5.2.1. Tension Résiduelle d'Entrée (ou tension de décalage d'offset)

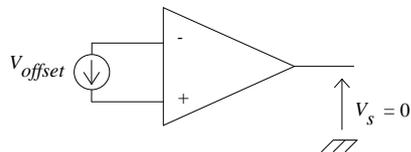
La tension en sortie de l'AOP n'est pas nulle lorsque l'on connecte les deux entrées  $V_+$  et  $V_-$  à la masse :

on n'a pas :  $\epsilon = 0 \Rightarrow V_s = A\epsilon = 0$  du fait d'un biais de l'AOP.

Le constructeur indique comment réaliser, à l'aide d'un potentiomètre extérieur et des connexions (entrées) spécifiques de l'AOP, un réglage permettant, pour le montage spécifique envisagé, de se rapprocher d'une tension de sortie nulle (cf. Travaux Pratiques).

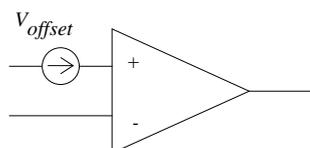
Pour des facilités de calcul, ce défaut peut être ramené à l'entrée.

On appelle *tension résiduelle d'entrée* (ou *tension de décalage d'offset*), la tension que doit fournir une source de tension placée entre les deux entrées et permettant d'avoir une tension de sortie nulle :



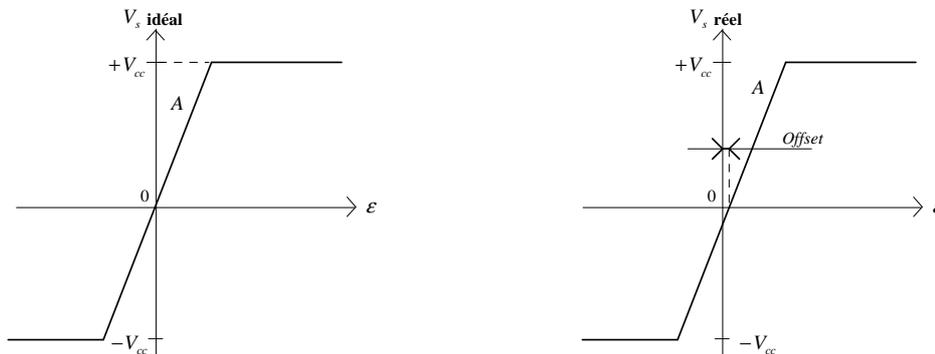
$V_{offset} = \text{Constante}$

En appliquant le principe de superposition, la tension de décalage d'offset peut être représentée comme un générateur de tension d'erreur en série avec l'une des deux entrées de l'AOP :

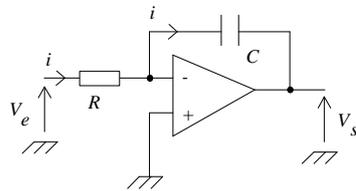


$V_{offset}$  est une tension continue ( $\equiv$  Constante) ( $\approx 0.01$  mV ou inférieur).

Ce décalage d'offset est principalement dû au fait que les transistors constituant l'AOP ne sont pas parfaitement identiques.



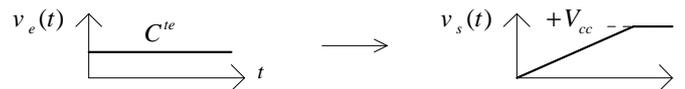
Exemple : Montage intégrateur :



$$\begin{cases} V_+ = V_- = 0 \\ i_- = i_+ = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} v_e(t) = R i(t) \\ i(t) = -C \frac{dv_s(t)}{dt} \end{cases} \rightarrow v_e(t) = -RC \frac{dv_s(t)}{dt} \text{ ou encore : } v_s(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^{t_0+t} v_e(\tau) d\tau \quad (1)$$

A cause de  $V_{offset}$ ,  $v_e(t) \rightarrow v_e(t) + V_{offset} = v_e(t) + C^{te}$

$\rightarrow v_s(t)$  va saturer à  $+V_{cc}$  ou  $-V_{cc}$  (selon le signe de la  $C^{te}$ ) car une  $C^{te}$  intégrée est une rampe, et  $-V_{cc} \leq v_s(t) \leq +V_{cc}$  :



Pour éviter ce phénomène de saturation de l'intégrateur (dû à l'offset), on peut restreindre la plage d'utilisation ( $\equiv$  de fréquences) de l'intégration en n'intégrant qu'à partir d'une fréquence de quelques Hertz (et non à partir de la fréquence 0 correspondant à l'offset continu).

Ceci peut être réalisé en plaçant une résistance  $R'$  aux bornes du condensateur ( $R'$  en parallèle avec  $C$ ).

La fréquence  $f'$  à partir de laquelle le montage va intégrer, dite fréquence de coupure, est :  $f' = \frac{1}{2\pi R'C}$ .

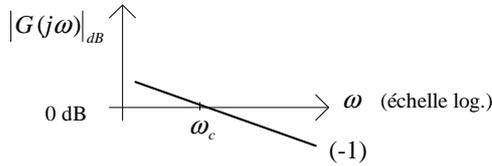
Le montage ne va donc pas intégrer pour toutes les fréquences comme le montage initial mais seulement pour les fréquences supérieures à  $f'$ .

On peut le montrer sur un diagramme de Bode en traçant le gain complexe :  $G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}$  :

- Pour le montage initial (sans  $R'$ ), on a, en écrivant l'équation (1) en régime harmonique ( $\equiv$  sinusoïdal) et en notation complexe, où  $\omega$  désigne la pulsation de la sinusoïde d'excitation ( $\equiv$  de  $v_e(t)$ ) :

$$V_s(j\omega) = -\frac{1}{RC} \frac{V_e(j\omega)}{j\omega} \quad \text{car} \quad \int_{t_0}^{t_0+t} v_e(\tau) d\tau \quad \text{s'écrit} \quad \frac{V_e(j\omega)}{j\omega} \quad \text{en notation complexe,}$$

$$\text{d'où : } G(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)} = -\frac{1}{RCj\omega} = -\frac{1}{j \frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{avec} \quad \omega_c = \frac{1}{RC}.$$



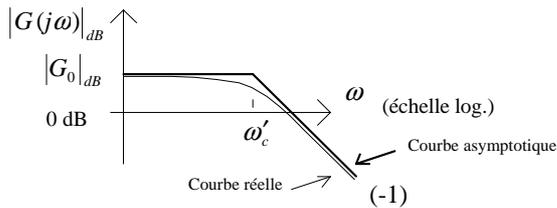
$$|G(j\omega)|_{dB} = 20 \log |G(j\omega)|$$

$$(-1) \equiv -20 \text{ dB / décade}$$

- Pour le montage corrigé (avec  $R'$ ), on a en utilisant les résultats de l'amplificateur inverseur, et en notation complexe:

$$G(j\omega) = -\frac{Z(j\omega)}{R} \quad \text{où} \quad Z(j\omega) \text{ est l'impédance de } R' // C, \text{ soit : } Z(j\omega) = \frac{R'}{1 + j\omega R'C}$$

$$\rightarrow G(j\omega) = -\frac{R'}{R} \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega'_c}} \quad \text{avec} \quad \omega'_c = \frac{1}{R'C} : \text{ pulsation de coupure.}$$



$$|G(j\omega)|_{dB} = 20 \log |G(j\omega)|$$

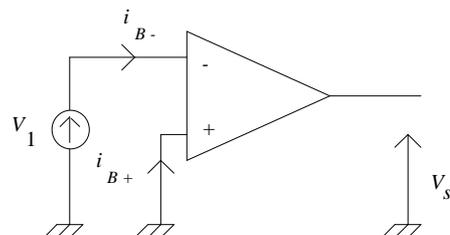
$$|G_0|_{dB} = 20 \log \frac{R'}{R}$$

$$(-1) \equiv -20 \text{ dB / décade}$$

5.2.2. Courant de polarisation d'entrée - Courant résiduel d'entrée

Exemple :

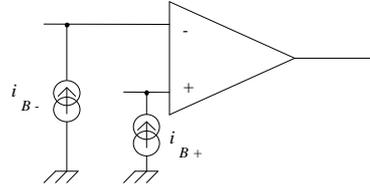
Les courant d'entrée  $i_+$  et  $i_-$  étant non nuls, on a :



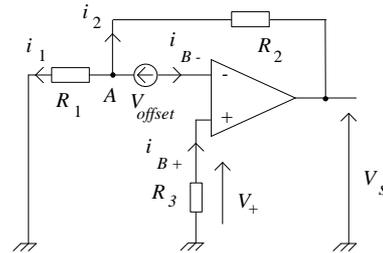
Soit  $V_1$  tel que  $V_s = 0$ . ( $V_1 \equiv -V_{offset}$ ) : les 2 entrées sont parcourues par des courants  $i_{B-}$  et  $i_{B+}$ .

On appelle : - *courant de polarisation*, le courant :  $i_B = \frac{i_{B-} + i_{B+}}{2}$   
 - *courant résiduel d'entrée (courant d'offset)* :  $i_D = i_{B-} - i_{B+}$

On peut les représenter par 2 générateurs de courant  $i_{B-}$  et  $i_{B+}$  sur les 2 entrées de l'AOP :



Exemple : Conséquence pour le montage inverseur :



$V_{offset}$  est ramené à l'entrée -

Loi des noeuds en A :  $-i_{B-} = i_1 + i_2$  avec :  $i_1 = \frac{V_A}{R_1}$  et  $i_2 = \frac{V_A - V_s}{R_2}$

$V_A = V_{offset} + V_- = V_{offset} + V_+$  du fait que :  $V_- = V_+$

Comme  $V_+ = -R_3 i_{B+}$ , on a :  $i_1 = \frac{V_{offset} - R_3 i_{B+}}{R_1}$  et  $i_2 = \frac{V_{offset} - R_3 i_{B+} - V_s}{R_2}$

$\rightarrow -i_{B-} = \frac{V_{offset} - R_3 i_{B+}}{R_1} + \frac{V_{offset} - R_3 i_{B+} - V_s}{R_2}$

$\rightarrow \frac{V_s}{R_2} = V_{offset} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - R_3 i_{B+} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + i_{B-}$

On peut ajuster le potentiomètre d'offset de façon à donner à  $V_{offset}$  une valeur telle que  $V_s = 0$ . Mais ce réglage n'est pas indépendant par exemple, de la température  $\rightarrow$  on peut optimiser le dispositif :

Calculons  $V_s$  en fonction de  $i_B$  et  $i_D$  :

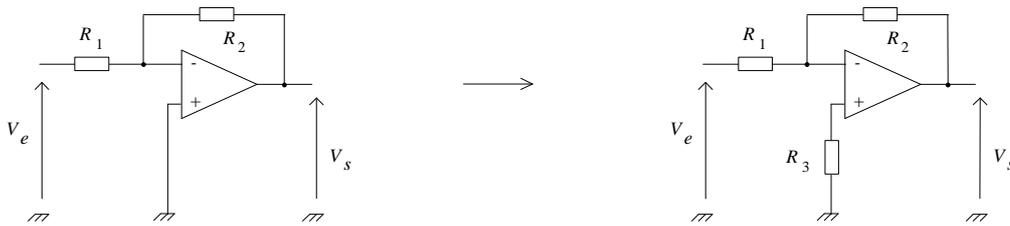
$$\begin{cases} i_{B-} = i_B + \frac{i_D}{2} \\ i_{B+} = i_B - \frac{i_D}{2} \end{cases} \rightarrow \frac{V_s}{R_2} = V_{offset} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \left( i_B - \frac{i_D}{2} \right) + i_B + \frac{i_D}{2}$$

$$\rightarrow \frac{V_s}{R_2} = V_{offset} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + i_B \left[ 1 - R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right] + \frac{i_D}{2} \left[ 1 + R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]$$

Le courant de polarisation n'intervient pas si :  $1 - R_3 \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) = 0 \rightarrow \boxed{R_3 = R_1 // R_2}$

Exemple : Montage inverseur :

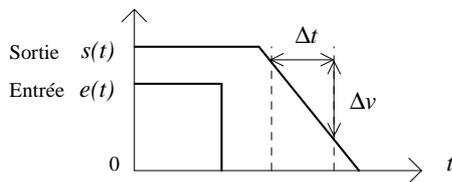
Pour éliminer l'influence du courant de polarisation, on utilise une résistance de compensation  $R_3$  :



5.3. Erreurs dynamiques

Exemple : Slew rate (vitesse de balayage)

La Bande Passante de l'AOP n'étant pas infinie, sa réponse n'est pas instantanée. Le slew rate est la C<sup>te</sup> de temps de réponse à un signal d'entrée rectangulaire d'amplitude juste inférieure à celle qui entraînerait la saturation :



Slew Rate :  $SR = \frac{\Delta v}{\Delta t}$

Plus le slew rate est élevé, meilleure est la qualité de l'AOP.

6. Amplificateur Opérationnel en Régime non Linéaire (Commutation)

Lorsqu'il n'y a pas de rebouclage de la sortie sur l'entrée inverseuse (→ pas de retranchement du signal de sortie en entrée), la zone de fonctionnement se situe uniquement en saturation (l'instabilité écarte l'AOP du domaine linéaire) :

$V_s = \pm V_{cc}$  (selon le signe de  $\epsilon = V_+ - V_-$ )

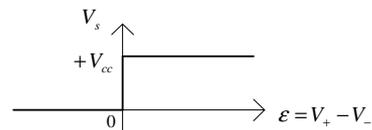
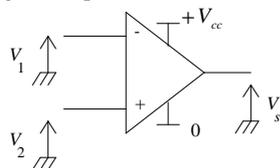
On n'a plus :  $V_+ = V_-$ , ni de fonctionnement linéaire :

$V_+ \neq V_-$        $V_s \neq A(V_+ - V_-)$

- Si  $\epsilon > 0$  :  $V_+ > V_- \rightarrow V_s = +V_{cc}$
- Si  $\epsilon < 0$  :  $V_+ < V_- \rightarrow V_s = -V_{cc}$

(Le domaine linéaire existe toujours d'après l'équation fondamentale  $V_s = A(V_+ - V_-)$ , mais ce domaine est ici tellement étroit qu'il se réduit à un point au centre du domaine non linéaire).

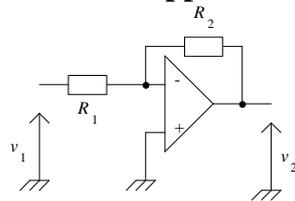
Exemple : Montage Comparateur



- Si  $V_2 > V_1$  :  $V_+ > V_- \rightarrow \epsilon > 0 \rightarrow V_s = +V_{cc}$
- Si  $V_2 < V_1$  :  $V_+ < V_- \rightarrow \epsilon < 0 \rightarrow V_s = 0$
- $V_1 = V_2$ , soit  $V_- = V_+$  ( $\epsilon = 0$ ), est un point de fonctionnement instable.

**TD 5. AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL**

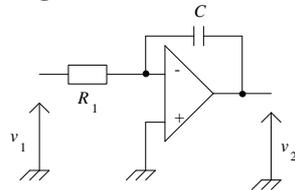
**1. Montage Inverseur : Application Pré-ampli (ampli de tension) de microphone**



a) - Calculer le Gain en tension  $G = \frac{V_2}{V_1}$  du montage.

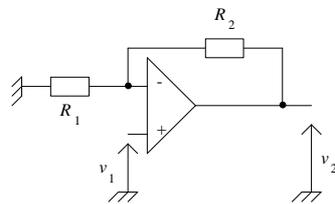
b) - L'amplificateur opérationnel étant alimenté en (+Vcc, -Vcc) avec Vcc = 20 Volts, à partir de quelles valeurs d'amplitude de  $v_1(t)$ , notées  $v_{1min}$  et  $v_{1max}$ , le montage fonctionne-t-il en régime non linéaire (saturation de la sortie  $v_2$ ) ?

**2. Montage Intégrateur**



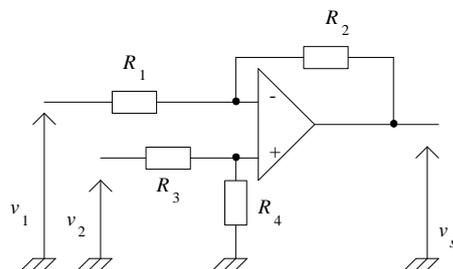
Calculer la tension  $v_2(t)$  en fonction de  $v_1(t)$  en régime linéaire.

**3. Montage non Inverseur**



Calculer le gain en tension  $G = \frac{V_2}{V_1}$  du montage. Cas particulier où  $R_2 = 0$ .

**4. Amplificateur Différentiel**



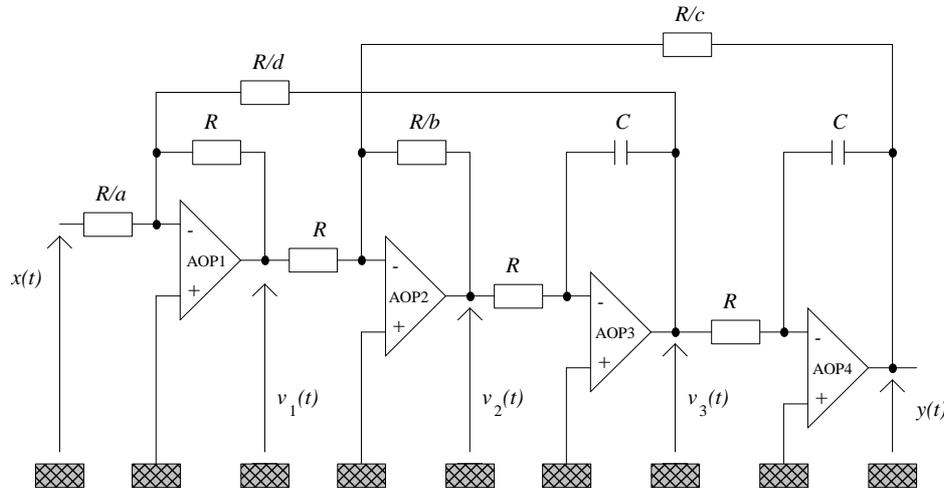
Calculer la tension  $v_s$  en fonction de  $v_1, v_2, R_1, R_2, R_3$  et  $R_4$ .

Cas particulier où  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

Calcul Analogique

5. Equations différentielles

Soit le système suivant permettant de résoudre une équation différentielle du 2nd ordre, linéaire, à coefficients constants  $a, b, c, d$  :

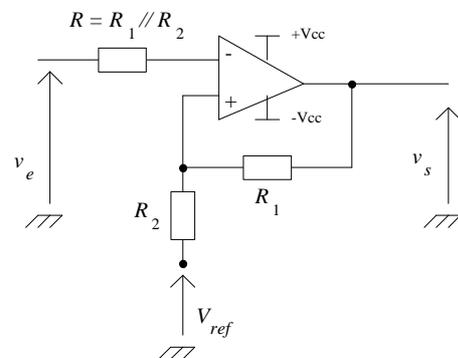


- a) Quelle relation lie la tension de sortie  $y(t)$  à la tension d'entrée  $x(t)$  ? A.N. :  $R = 1\text{ M}\Omega$  et  $C = 1\text{ }\mu\text{F}$ .
- b) Pourquoi n'utilise-t-on pas de montages dérivateurs pour réaliser ce calculateur analogique, mais plutôt des intégrateurs ?
- c) Quelle correction doit-on apporter aux intégrateurs en pratique ?
- d) Quel type de signal  $x(t)$  utiliser pour la simulation ? S'il est sinusoïdal, quelle fréquence choisir ?

Amplificateur opérationnel en régime non linéaire

6. Trigger de Schmitt

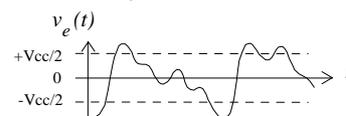
Soit le montage suivant, où  $V_{ref}$  désigne un générateur de tension constante (l'amplificateur opérationnel est alimenté en  $(+V_{cc}, -V_{cc})$ ) : on prendra  $V_{ref} = 0$



- a) Tracer le graphe  $v_s = f(v_e)$

Aide : Commencer par déterminer les seuils de  $v_e$  provoquant le basculement de  $v_s$  puis commencer le graphe en prenant une valeur particulière de  $v_e$  ( $v_e = +\infty$  ou  $v_e = -\infty$  par exemple) et faire progresser  $v_e$  jusqu'au basculement, dans un sens puis dans l'autre.

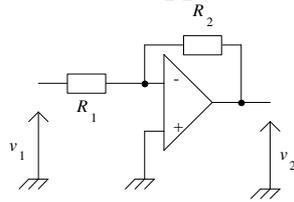
- b) Tracer la réponse  $v_s(t)$  du trigger au signal suivant, dans le cas où  $V_{ref} = 0$  et  $R_1 = R_2$  :



- c) Rôle du montage trigger ?

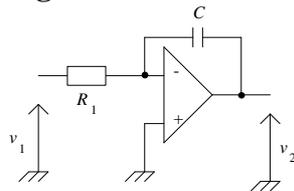
**TD 5 ANNEXE. AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL**

**1. Montage Inverseur : Application Pré-ampli (ampli de tension) de microphone**



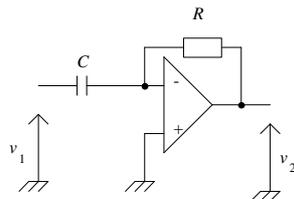
- Calculer le Gain complexe en tension  $G = \frac{V_2}{V_1}$ , la résistance d'entrée  $R_e$ , la résistance de sortie  $R_s$  du montage.

**2. Montage Intégrateur**



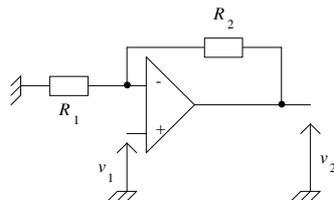
Calculer le Gain complexe en tension  $G = \frac{V_2}{V_1}$ .

**3. Montage Dérivateur**



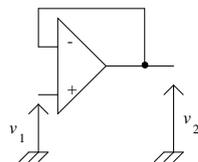
Calculer la tension  $v_2(t)$ , ainsi que le gain complexe en tension  $G = \frac{V_2}{V_1}$ .

**4. Montage non Inverseur**



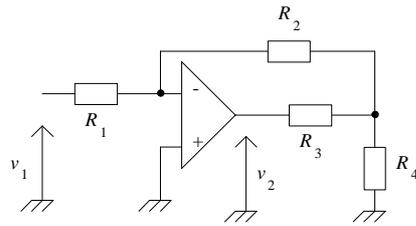
Calculer : la résistance d'entrée  $R_e$ , la résistance de sortie  $R_s$  du montage.

**5. Montage suiveur**



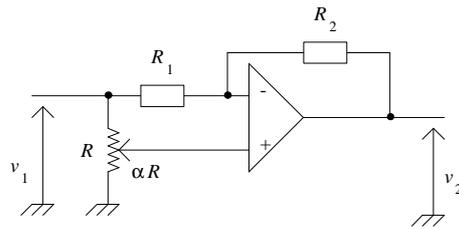
Calculer : le gain en tension  $G = \frac{V_2}{V_1}$ , la résistance d'entrée  $R_e$ , la résistance de sortie  $R_s$  du montage.

**6. Montage Inverseur avec pont diviseur en sortie**



Calculer : - le gain en tension  $G = \frac{V_2}{V_1}$  ( $R_3, R_4 \ll R_1, R_2$ )

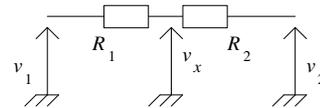
**7. Amplificateur à gain ajustable (inverseur - non inverseur)**



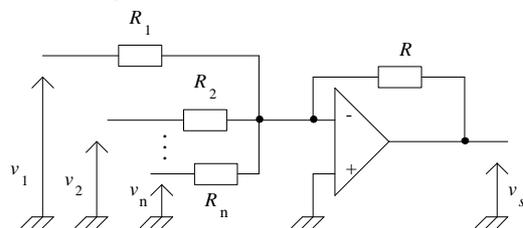
Calculer le gain en tension  $G = \frac{V_2}{V_1}$  en fonction de  $R_1, R_2$ , et  $\alpha$ .

**8. Montage Sommateur (Mixeur) inverseur**

Calculer la tension  $V_x$  du sommateur pondéré passif :



En déduire la tension  $V_s$  issue du sommateur pondéré actif :



En déduire le schéma de l'amplificateur sommateur non inverseur.

**9. Système de 2 équations à 2 inconnues**

Soit le système suivant à résoudre, d'inconnues  $x_1$  et  $x_2$  :

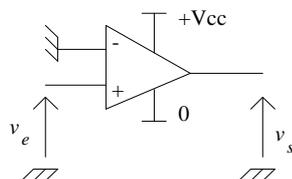
$$\begin{cases} 10x_1 + 5x_2 - 4 = 0 \\ -4x_1 + 10x_2 + 6.4 = 0 \end{cases}$$

- a) Déterminer un montage à amplificateur opérationnel permettant la résolution de ce système.
- b) Quels types de signaux d'entrée du système utiliser pour la simulation ?

*Amplificateur opérationnel en régime non linéaire*

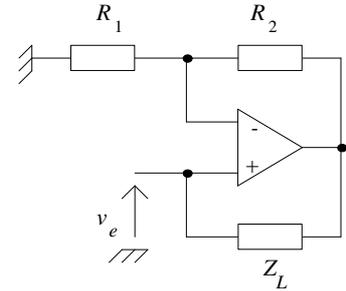
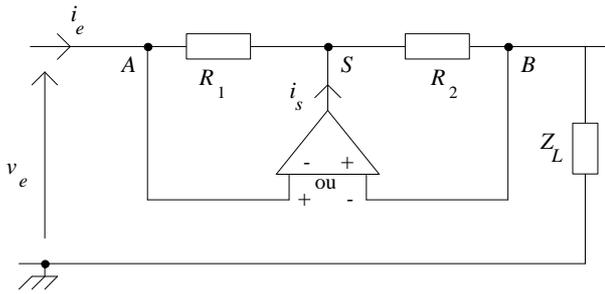
**10. Comparateur**

Tracer la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée :



Montages fondamentaux de calcul modulaire

11. Convertisseur à Impédance Négative (NIC) (2 montages)

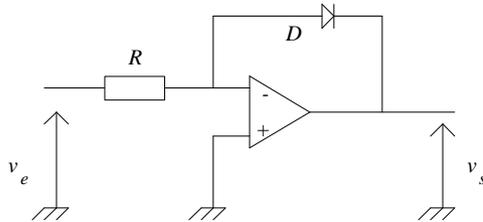


On a la relation :  $Z_e = \frac{V_e}{I_e} = -\alpha Z_L$  . Déterminer  $\alpha$  .

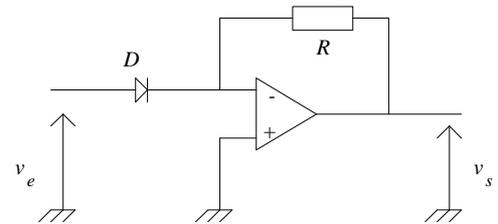
12. Amplificateur logarithmique et amplificateur exponentiel

- Si  $v_e$  est unipolaire ( $\equiv$  toujours de même signe) et positive :

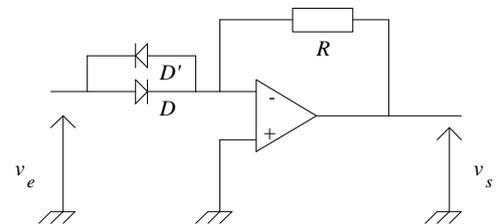
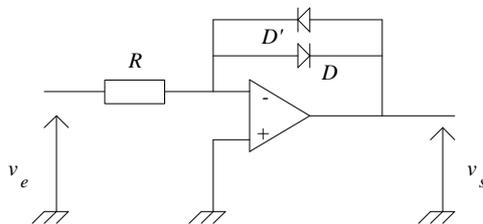
Logarithmique : (D bloquée si  $v_e < 0.6$  Volt)



Exponentiel : (D bloquée si  $v_e < 0.6$  Volt)



- ou si  $v_e$  est bipolaire : (Diodes bloquées si :  $-0.6 \text{ Volt} < v_e < 0.6 \text{ Volt}$ ) :



Donner à chaque fois la relation :  $v_s = f(v_e)$

13. Multiplicateur à amplificateur opérationnel

Donner le schéma du montage à amplificateur opérationnel permettant de réaliser le produit de 2 signaux  $v_1 \times v_2$  .

14. Amplificateur opérationnel de puissance

Le courant de sortie délivré par un amplificateur opérationnel type 741 étant faible ( $\approx 10 \text{ mA}$ ), donner un schéma utilisant un transistor de puissance permettant de réaliser un amplificateur de puissance à amplificateur opérationnel.

## TP 5. AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

### 1. Matériel nécessaire

- Oscilloscope
  - Générateur de signaux Basses Fréquences (GBF)
  - Alimentation stabilisée ( 2x[ 0-30 V] ... + 1x[ 5 V] ... )
  - Multimètre
  - Moniteur MS06 (plaquette de câblage)
  - Câbles : - 1 T, 1 BNC-BNC, 1 BNC-Banane, 1 sonde oscilloscope, 6 fils Banane, petits fils.
  - **Composants :**
    - 4 Résistances 1 kΩ (1/4 Watt)
    - 1 Résistance 2.2 kΩ (1/4 Watt)
    - 1 Résistance 10 kΩ (1/4 Watt)
    - 1 Potentiomètre 10 kΩ (1/4 Watt)
    - 1 Condensateur 10 nF
    - 2 Condensateurs 4.7 μF
    - 1 Condensateur 47 μF
    - 1 Diode 1N4148 (1/4 Watt)
    - 1 Amplificateur Opérationnel UA741 (ou TL081 ou TL071)
- (le type 741 ayant une Bande Passante plus faible ne convient pas pour la partie « multivibrateur astable » : l'oscillation engendrée par un 741 aurait une forme « entre triangulaire et carrée » plutôt que carrée.)

### 2. Notation du TP

Faire valider par le professeur en fin de séance, l'ensemble étude théorique et compte-rendu de manipulation.

### 3. Etude théorique

Sauf indication contraire, les alimentations de l'Amplificateur Opérationnel sont :  $+V_{cc} = +15\text{ V}$   $-V_{cc} = -15\text{ V}$ .

#### I. MONTAGES FONDAMENTAUX

- Dans chacun des montages suivants, calculer la Fonction de Transfert :  $H(j\omega) = \frac{V_s(j\omega)}{V_e(j\omega)}$  ainsi que

l'expression temporelle de la sortie :  $v_s(t)$ .

Le signal d'entrée  $v_e(t)$  est sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 0.5 Volt

#### 3.1. Amplificateur suiveur

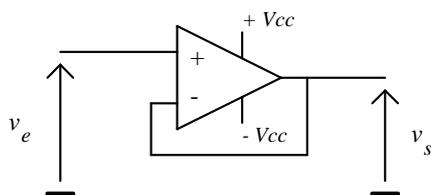


Figure 1

AOP : UA741

$v_e(t)$  signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 0.5 Volt

$+V_{cc} = +15\text{ V}$   $-V_{cc} = -15\text{ V}$

Instrument : Simulation → Analyses Setup → Transient

- Gain en tension théorique :  $A_v = \frac{v_s}{v_e} = 1$

3.2. Amplificateur non inverseur

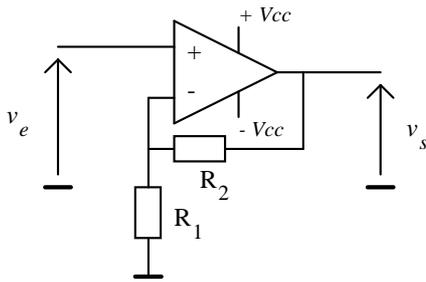


Figure 2

AOP : UA741

$v_e(t)$  signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 0.5 Volt

$+V_{cc} = +15\text{ V}$        $-V_{cc} = -15\text{ V}$

$R_1 = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2.2\text{ k}\Omega$

Instrument : Simulation → Analyses Setup → Transient

- Gain en tension théorique :  $A_v = \frac{v_s}{v_e} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$

3.3. Amplificateur inverseur

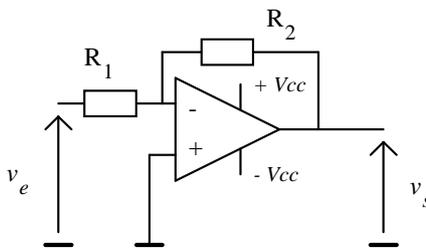


Figure 3

AOP : UA741

$v_e(t)$  signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 0.5 Volt

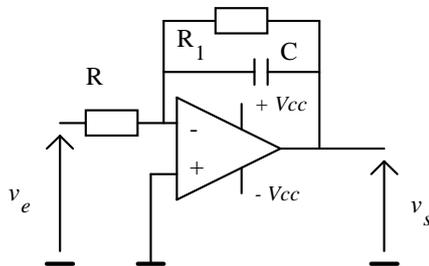
$+V_{cc} = +15\text{ V}$        $-V_{cc} = -15\text{ V}$

$R_1 = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2.2\text{ k}\Omega$

Instrument : Simulation → Analyses Setup → Transient

- Gain en tension théorique :  $A_v = \frac{v_s}{v_e} = -\frac{R_2}{R_1}$

3.4. Amplificateur intégrateur (filtre passe-bas 1er ordre)



$R_1$  nécessaire  
(sinon saturation due à l'intégration dès la fréquence 0 et donc intégration jusqu'à saturation de l'offset de l'ampli. op.)

Figure 4

AOP : UA741

$v_e(t)$  signal sinusoïdal de fréquence 100 kHz et d'amplitude 0.5 Volt

$+V_{cc} = +15\text{ V}$        $-V_{cc} = -15\text{ V}$

$R = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ ,  $C = 10\text{ nF}$

Instrument : Simulation → Analyses Setup → Transient

- Ampli intégrateur : la tension  $v_s$  est en retard % à  $v_e$  d'1/4 de période (quadrature retard) pour des fréquences  $> \sim 50\text{ kHz}$

**3.5. Amplificateur dérivateur (filtre passe-haut 1er ordre)**

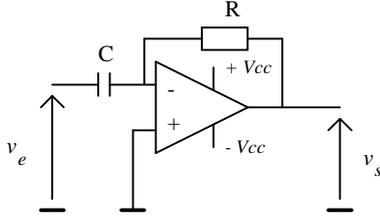


Figure 5

AOP : UA741

$v_e(t)$  signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 0.5 Volt

$+V_{cc} = +15\text{ V}$        $-V_{cc} = -15\text{ V}$

$R = 10\text{ k}\Omega$ ,  $C = 10\text{ nF}$

Instrument : Simulation → Analyses Setup → Transient

- Ampli dérivateur :  $v_s$  est « en avance » (pseudo avance) % à  $v_e$  d'1/4 de période (quadrature avance)

**II. MONTAGES MULTIVARIABLES**

- Dans chacun des montages suivants, déterminer l'expression temporelle de la sortie :  $v_s(t)$ .

Les signaux d'entrée  $v_{e_i}(t)$  sont pris par exemple continus d'amplitude variable entre 0 et  $+V_{cc}$ .

Comme les AOs sont alimentés en  $(+V_{cc}, -V_{cc})$ , il est clair qu'on a toujours la limitation:  $-V_{cc} \leq v_s(t) \leq +V_{cc}$

**3.6. Amplificateur additionneur**

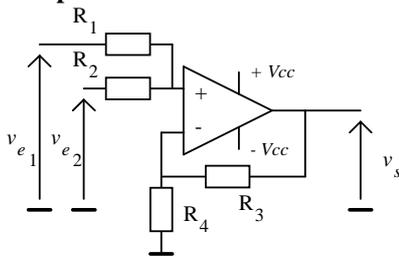


Figure 8

AOP : UA741

$v_{e_1}(t)$  signal continu d'amplitude 1 Volt

$v_{e_2}(t)$  signal continu d'amplitude 2 Volts

$+V_{cc} = +15\text{ V}$        $-V_{cc} = -15\text{ V}$

$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1\text{ k}\Omega$

Instrument : Simulation → Analyses Setup → Transient

- Ampli additionneur :  $v_s = v_{e_1} + v_{e_2}$

**3.7. Amplificateur soustracteur**

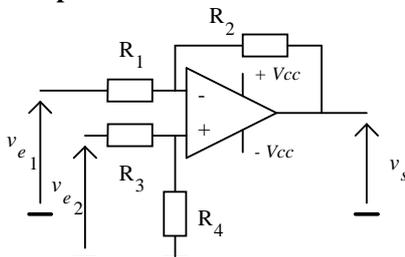


Figure 9

AOP : UA741

$v_{e_1}(t)$  signal continu d'amplitude 1 Volt

$v_{e_2}(t)$  signal continu d'amplitude 3 Volts

$+V_{cc} = +15\text{ V}$        $-V_{cc} = -15\text{ V}$

$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1\text{ k}\Omega$

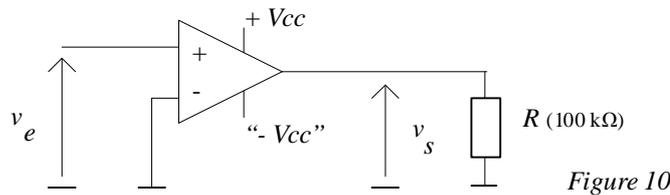
Instrument : Simulation → Analyses Setup → Transient

- Ampli soustracteur :  $v_s = v_{e_2} - v_{e_1}$

III. MONTAGES NON LINEAIRES

3.8. Comparateur

Soit le montage de base de la figure 10. Le signal d'entrée  $v_e$  est sinusoïdal d'amplitude  $\sim 1$  Volt et de fréquence  $\sim 1$  kHz. Donner les équations décrivant le signal de sortie. Représenter l'allure de  $v_e$  et de  $v_s$  en fonction du temps, ainsi que l'allure de  $v_s$  en fonction de  $v_e$  :



AOP : EL400/EL ou LM833

$v_e(t)$  signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 1 Volt

$+V_{cc} = +5$  V «  $-V_{cc}$  » = 0 V

Instrument : Simulation  $\rightarrow$  Analyses Setup  $\rightarrow$  Transient

- Comparateur : si  $v_e > 0$  :  $v_s = +V_{cc}$  ; si  $v_e < 0$  :  $v_s = -V_{cc}$  ;

4. Etude expérimentale

4.1. Test de l'Amplificateur Opérationnel (en câblage uniquement)

Monter l'Amplificateur Opérationnel en suiveur (fig. 1). La sortie doit être identique à l'entrée prise sinusoïdale par exemple, d'amplitude  $\sim 1$  Volt et de fréquence  $\sim 1$  kHz, en alimentant l'Ampli. Op. avec  $\pm V_{cc} \approx \pm 10$  V.

4.2. Montages fondamentaux - Montages multivariables - Montages non linéaires

I. MONTAGES FONDAMENTAUX

- Simuler et comparer à la théorie les montages des figures 1 à 5 : étude temporelle : visualiser  $v_s(t)$  et  $v_e(t)$  simultanément sur un même graphique.

- Faire saturer la sortie des amplificateurs opérationnels en jouant sur l'amplitude du signal d'entrée et sur les alimentations  $+V_{cc}$  et  $-V_{cc}$  (sans dépasser toutefois des alimentations destructrices de  $V_{cc}$  supérieures à 20 V).

- Pour les montages des figures 4 et 5, réaliser l'étude temporelle en injectant un signal carré d'amplitude comprise entre 0 et 10 Volts et de fréquence 500 Hz par exemple (visualiser  $v_s(t)$  et  $v_e(t)$  et comparer à la théorie).

- Facultatif : étude fréquentielle : visualiser  $v_s(f)$  ( $f$  : fréquence)

II. MONTAGES MULTIVARIABLES

Simuler et comparer à la théorie les montages des figures 8 à 9 : visualiser les signaux  $v_s(t)$ ,  $v_{e1}(t)$  et  $v_{e2}(t)$

III. MONTAGES NON LINEAIRES

Comparateur

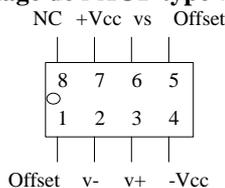
Simuler et comparer à la théorie le montage de la figure 10 :  $v_s(t)$  et  $v_e(t)$

Rangement du poste de travail

( 0 pour tout le TP sinon)

**ANNEXE TP**  
**DOCUMENTATION DES COMPOSANTS**

Brochage de l'AOP type 741 (TL081 ...)



NC : Non Connecté

Offset : ne pas utiliser si on ne veut pas régler le décalage d'offset

## 6. CAN - CNA

CAN - CNA Conversion Analogique/Numérique (CAN ADC) - Conversion Numérique/Analogique (CNA DAC)

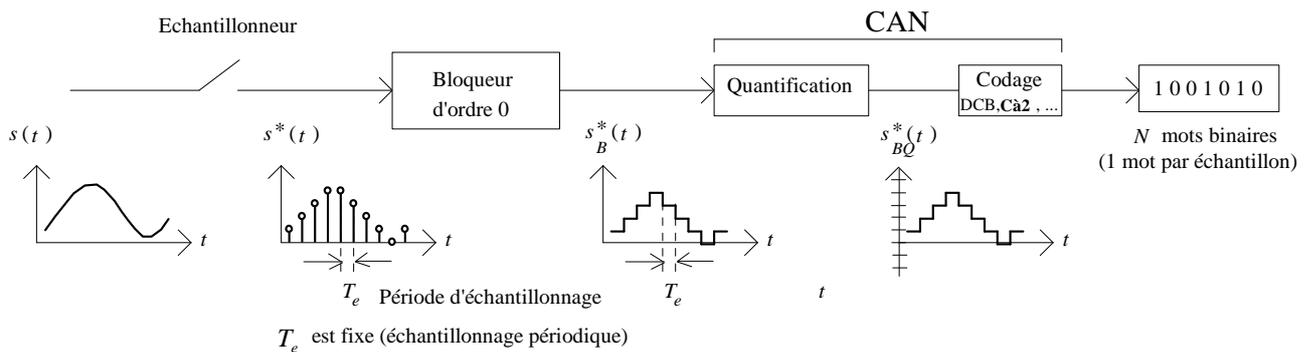
### 1. Généralités

Le traitement d'un signal analogique nécessite souvent des circuits complexes (→ problèmes de réalisation) et peut engendrer un bruit non négligeable.

La conversion de ce signal en un signal numérique introduit au départ un bruit de quantification mais ensuite :

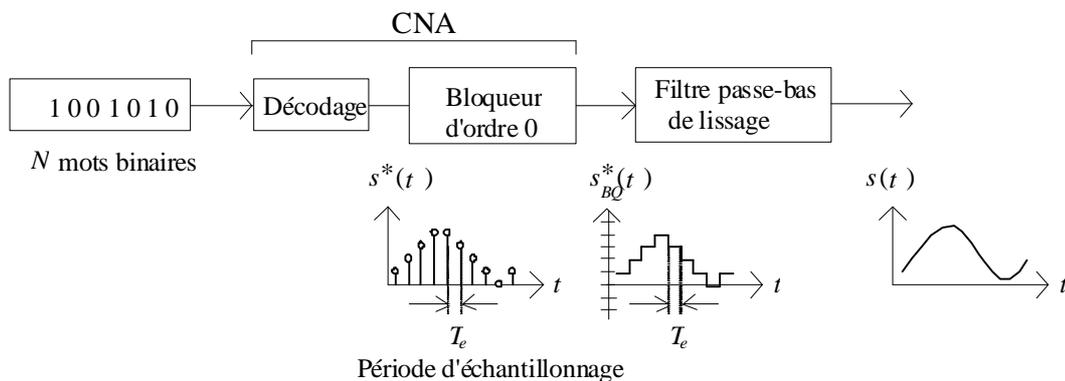
- affranchit le traitement de la quasi-totalité du bruit (le bruit a moins d'influence sur des 0 et des 1 que sur un signal analogique. De plus, le codage numérique autorise la détection et la correction des erreurs.
- rend les traitements beaucoup plus puissants (codage, compression sans perte, cryptage ...) et souples (le câblage des circuits est remplacé par un algorithme de calcul).
- a l'inconvénient cependant de ralentir les traitements (temps de conversion A/N, N/A, temps de décodage des instructions pour un traitement numérique, en plus du temps d'exécution par les circuits électroniques, seul temps requis par un traitement analogique)

- Chaîne de Conversion Analogique-Numérique



Le rôle du bloqueur d'ordre 0 est de maintenir constante la valeur d'un échantillon pendant le temps nécessaire au CAN.

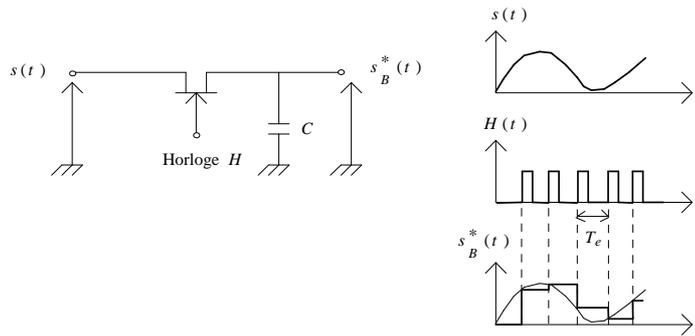
- Chaîne de Conversion Numérique-Analogique



Le bloqueur d'ordre 0 transforme un signal à Temps Discret en signal à Temps Continu.

- Un convertisseur est dit « unipolaire » s'il convertit des tensions soit  $> 0$ , soit  $< 0$  mais pas les deux.
- Un convertisseur est dit « bipolaire » s'il convertit des tensions pouvant être  $> 0$  ou  $< 0$ .

- Exemple de Montage Echantillonneur-Bloqueur d'ordre 0 à TEC : (fonctionnement bloqué-saturé du TEC)



- Cadence minimale d'échantillonnage : Théorème de Shannon

Une Condition Nécessaire et Suffisante pour que l'échantillonnage d'un signal analogique dont le spectre d'amplitudes de fréquences s'étend jusqu'à la fréquence maximale  $F_m$  n'induit aucune perte d'information (≡ reconstruction sans perte du signal analogique à partir des échantillons) est que la fréquence d'échantillonnage

$$F_e \text{ soit telle que : } F_e \geq 2 F_m \quad \left( F_e = \frac{1}{T_e} \right) \quad (\text{ex. signal de musique : } F_m \approx 20 \text{ kHz} \rightarrow F_e \approx 40 \text{ kHz})$$

## 2. Techniques de conversion

### 2.1. Conversion Numérique/Analogique (CNA)

Le nombre  $N$  à convertir est généralement codé en binaire pur ou en DCB (Décimal Codé Binaire - BCD en Anglais) (en réalité, il est plus souvent codé en code complément à 2) et se présente souvent en parallèle à l'entrée du convertisseur.

En binaire pur (base 2) :  $N = [b_{m-1} b_{m-2} \dots b_0]_2$  avec :  $\begin{cases} b_i : \text{bit} : 0 \text{ ou } 1 \\ 0 \leq i \leq m-1 \end{cases}$  ( $m$  : nombre de bits pour le codage)

et a pour valeur décimale (≡ en base 10) :

$$[b_{m-1} b_{m-2} \dots b_0]_2 = b_{m-1} 2^{m-1} + b_{m-2} 2^{m-2} + \dots + b_1 2^1 + b_0 2^0 \quad (= b_{m-1} 2^{m-1} + b_{m-2} 2^{m-2} + \dots + b_1 \cdot 2 + b_0)$$

Le CNA a pour rôle de délivrer une tension ou un courant proportionnel à  $N$ .

On appelle : MSB (Most Significant Bit), le bit de plus fort poids :  $b_{m-1}$   
LSB (Less Significant Bit), le bit de plus faible poids :  $b_0$

#### 2.1.0. Codage du mot binaire à la source de la CNA

Les codes utilisés pour représenter un mot binaire sont très nombreux : code DCB (Décimal Codé Binaire ou Binaire pur), code Grey, code NRZ (Non Retour à Zéro) en Télécommunications ...

Pour coder des nombres entiers signés, le code Cà2 (Complément à 2) est le plus utilisé car plus efficace que le code SVA (Signe et Valeur Absolue). En code Cà2, 0 n'a qu'une seule représentation, et il offre de ce fait une éventualité de codage supplémentaire. Le code SVA réserve le bit de plus fort poids (MSB) pour coder le signe (0 si +, 1 si -), le reste du mot codant en DCB la valeur absolue de  $N$ .

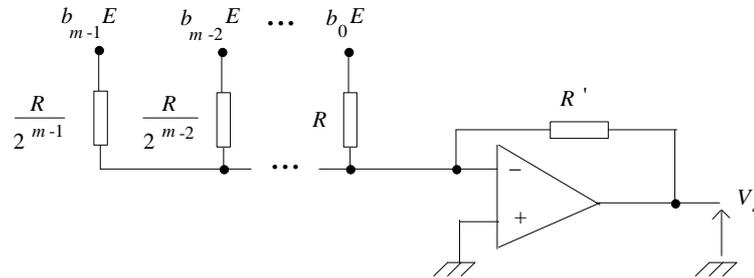
Le code Cà2 s'obtient en complémentant bit à bit le mot binaire (Cà1, Complément à 1) et en ajoutant 1 au résultat issu du Cà1. Le code Cà2 garde également la propriété de réserver le bit MSB pour coder le signe (0 si +, 1 si -).

Exemple : Codes SVA et Cà2 sur 3 bits

$N$	Code SVA	Code Cà2
+3	011	011
+2	010	010
+1	001	001
+0	000	000
-0	100	-
-1	101	111
-2	110	110
-3	111	101
-4	-	100

2.1.1. CNA à Sommation de courants

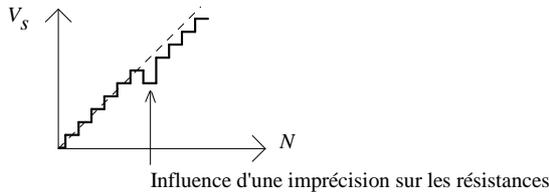
La formule :  $N = b_{m-1} 2^{m-1} + b_{m-2} 2^{m-2} + \dots + b_0$  indique qu'une simple sommation de courants permet de réaliser la conversion N/A : (Montage Sommateur à ampli. op.) ( $E$  est une tension continue)



$$\rightarrow V_s = -\frac{ER'}{R} [2^{m-1} b_{m-1} + 2^{m-2} b_{m-2} + \dots + b_0] \quad \rightarrow \quad V_s = -\frac{ER'}{R} [b_{m-1} b_{m-2} \dots b_0]$$

$$\boxed{V_s = -\frac{ER'}{R} \cdot N} \quad V_s \text{ proportionnelle à } N$$

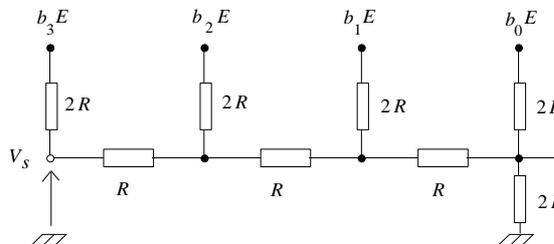
- Inconvénients : . Imprécision sur  $E$  et sur les résistances  
 . Nécessité de valeurs de résistances ayant entre elles un rapport précis.



2.1.2. CNA à réseau en échelle (réseau R - 2R) (montage le plus rencontré dans les circuits CNA du commerce)

2 valeurs de résistances seulement sont utilisées.

Ex : Convertisseur sur  $m = 4$  bits :



Les théorèmes de Thévenin et Millman appliqués plusieurs fois donnent :

$$V_s = \frac{8b_3E + 4b_2E + 2b_1E + b_0E}{16} \quad \rightarrow \quad V_s = \frac{E}{16} [b_3 b_2 b_1 b_0] \quad \rightarrow \quad V_s = \frac{E}{16} N$$

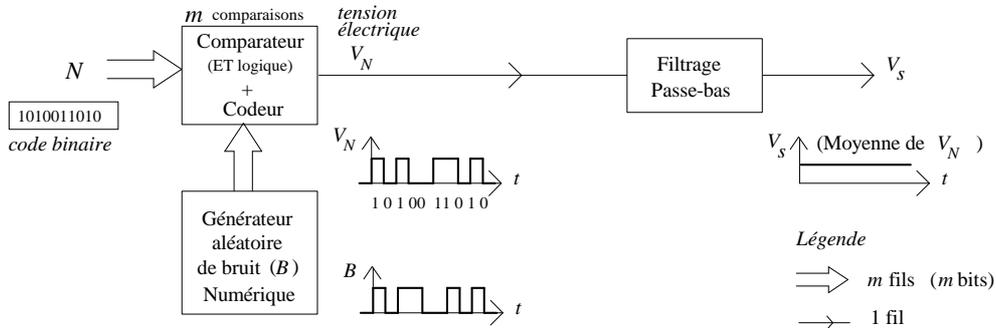
Pour un convertisseur N/A  $m$  bits :

$$\boxed{V_s = \frac{E}{2^m} \cdot N}$$

- Inconvénients : . Imprécision sur  $E$  et sur les résistances  
 . Pas d'immunité au bruit analogique.

2.1.3. CNA stochastique

Le mot  $N$  est comparé *en permanence* à une séquence aléatoire  $B$  d'impulsions. Le comparateur effectue un certain nombre de fois ( $m$ ) un ET logique entre  $N$  et  $B$  pour donner  $V_N$ . Un filtre passe-bas retient la valeur moyenne (=  $C^{te}$ ) de  $V_N$  comme sortie du CNA.



*Inconvénient* : . Convertisseur original mais plus lent que les précédents ( $m$  doit être assez élevé pour avoir un bon résultat)

*Avantages* : . Pas de problème d'imprécision sur des résistances  
 . Immunité au bruit analogique.

Le rôle de l'ensemble Comparateur/Générateur aléatoire est d'engendrer une tension électrique à partir d'un code binaire.

- Sans le codeur (donnant un poids plus important aux bits de plus fort poids),  $V_s$  serait proportionnelle au nombre de bits à 1 de  $N$

2.2. Conversion Analogique/Numérique (CAN)

La tension à convertir ayant une excursion limitée en amplitude, le choix de convertisseur est conditionné par :

- le code choisi (en général, binaire pur, DCB, ou code complément à 2 pour les convertisseurs bipolaires),
- la précision souhaitée qui détermine le nombre  $m$  de bits ( $\rightarrow$  la dynamique =  $2^m$ ) du mot de sortie,
- la vitesse de conversion (de l'ordre de la microseconde, voire la nanoseconde pour les convertisseurs rapides à  $F_e \sim 1$  GHz).

3 familles de CAN :  
 - les convertisseurs à essais successifs de niveaux,  
 - les convertisseurs à essais successifs de digits ( $\equiv$  de bits)  
 - les convertisseurs simultanés (flash)

2.2.1. Les convertisseurs à essais successifs de niveaux (Convertisseurs lents car toutes les valeurs sont essayées)

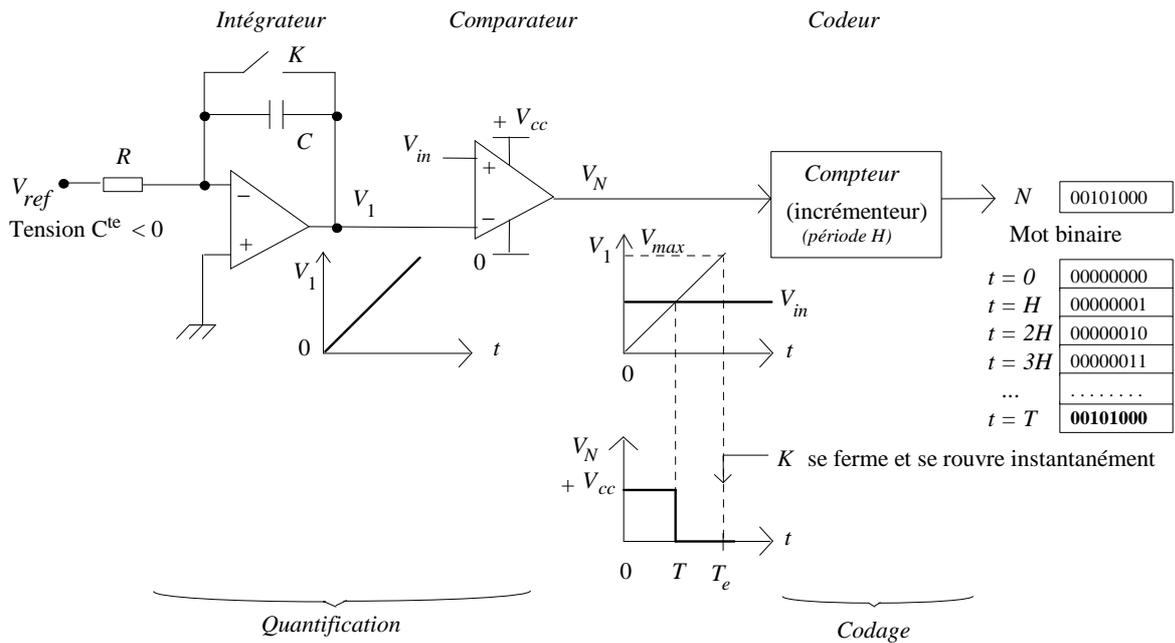
*Exemple : Les convertisseurs à conversion tension-temps*

2.2.1.1. Convertisseur simple rampe

*Principe : conversion d'une amplitude ( $V_{in}$ ) en une durée ( $T$ )*

$T_e = 1 / F_e$  est la période d'échantillonnage. ( $F_e$  est la fréquence d'échantillonnage)

$V_{in}$  : tension analogique à convertir :  $0 < V_{in} < V_{max}$  :



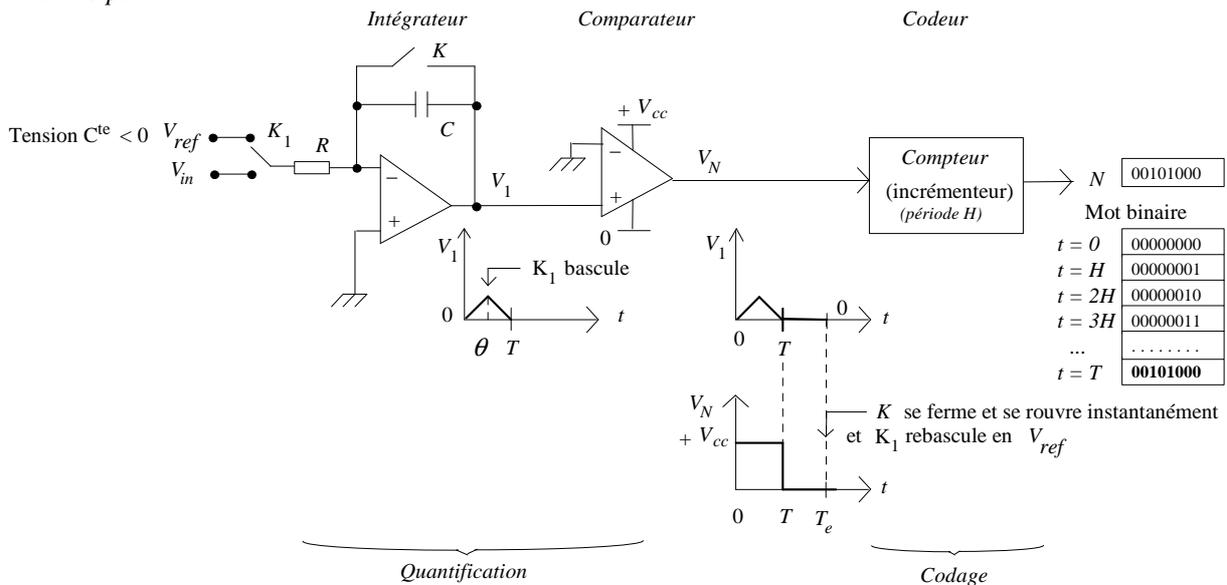
Le signal à convertir  $V_{in}$  ( $0 < V_{in} < V_{max}$ ) est constant pendant le temps de la conversion  $T_e$  car il provient de l'ensemble échantillonneur-bloqueur.

Au bout de  $T_e$ , un autre échantillon bloqué arrive en  $V_{in}$  immédiatement après que l'interrupteur  $K$  ait déchargé le condensateur  $C$  pour générer une nouvelle rampe. Le compteur au début de la conversion démarre (incrément) son cycle de comptage de 0 et il est arrêté au temps  $T$ . Il fournit un mot  $N$  binaire proportionnel à  $V_{in}$  codé en DCB.

Pour s'affranchir de la dérive  $RC$  de l'intégrateur engendrant la rampe ( $\tau = RC$  varie légèrement au cours du temps, car dépendant de la température), on peut utiliser un convertisseur double rampe qui va retrancher l'erreur de dérive sur la 2<sup>nd</sup>e rampe, ou encore faire appel à un générateur de dent de scie précis (*ex* : rampe numérique) :

2.2.1.2. Convertisseur double rampe

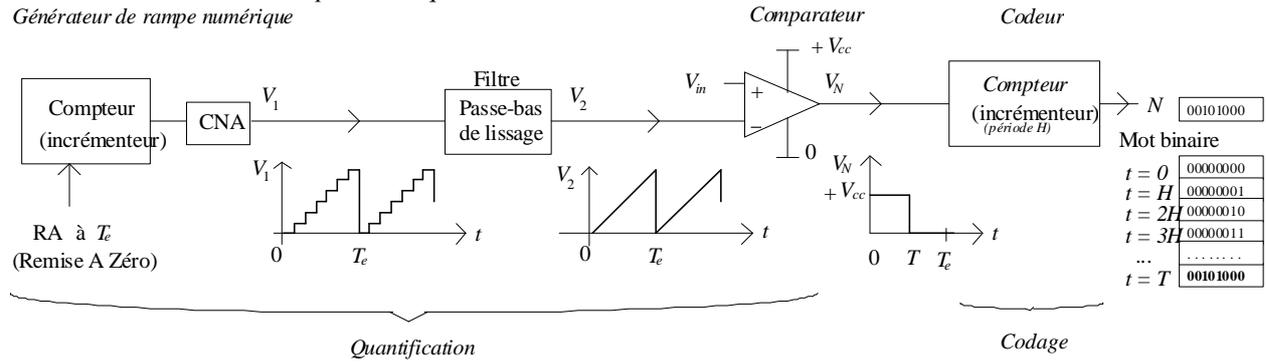
Principe



$V_{in}$  est le signal à convertir.

Dans un premier temps  $K_1$  est sur  $V_{ref}$  et l'intégrateur délivre une rampe  $> 0$  en  $V_1$ . Ensuite,  $K_1$  bascule à  $V_{in}$  (au bout d'un temps  $\theta$  toujours le même) et l'intégrateur délivre une rampe  $< 0$  (on suppose ici  $V_{in} > 0$ ) en  $V_1$ .

2.2.1.3. Convertisseur à rampe numérique  
Générateur de rampe numérique



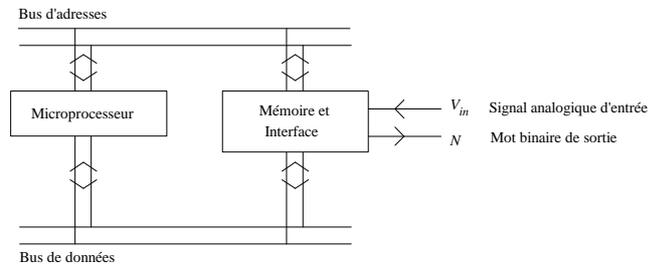
2.2.2. Les convertisseurs à essais successifs de digits

2.2.2.1. Convertisseur à approximations successives

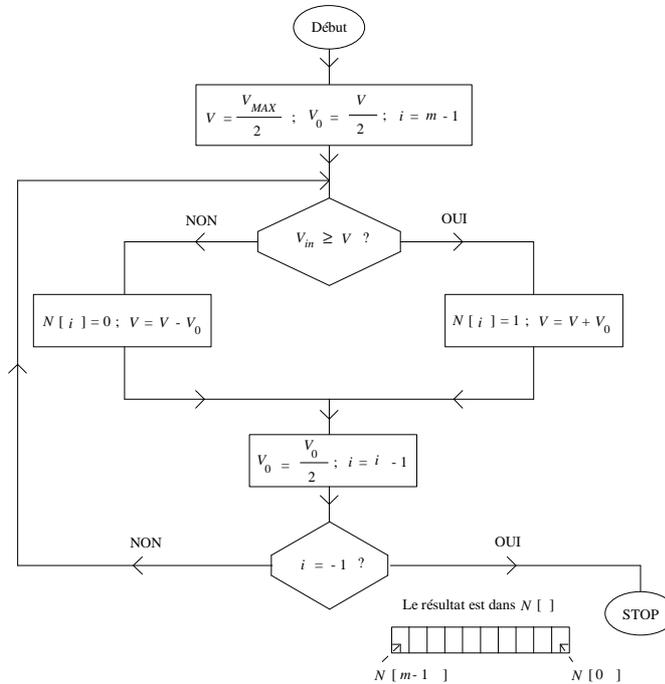
(Convertisseur plus rapide que les précédents car l'approximation est **dichotomique** ≡ méthode des pesées successives)

Il peut être réalisé, si on veut plus de rapidité, en logique câblée (≡ circuits non programmables donc figés) ou, si on veut plus de souplesse, en logique programmée (≡ circuits programmables (microprocesseur, microcontrôleur ...) donc à action non figée) :

En logique programmée



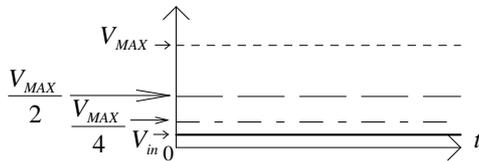
Algorithme



- $V_{in}$  : Signal analogique d'entrée (on suppose :  $0 < V_{in} < V_{MAX}$ )
- $V_{MAX}$  : Valeur maximale possible pour  $V_{in}$
- $m$  : Nombre de bits pour le codage
- $V_0$  : « Pesée » successive
- $N$  : Mot binaire de sortie codé en binaire pur

Principe

On découpe l'intervalle  $[0, V_{MAX}]$  en 2 parties égales et on compare par rapport à  $V_{in}$  → Selon le résultat, on met 0 ou 1 dans le bit de poids fort de  $N$  puis on redécoupe en 2 intervalles égaux l'intervalle  $[0, \frac{V_{MAX}}{2}]$  si  $V_{in} < \frac{V_{MAX}}{2}$  (et l'intervalle  $[\frac{V_{MAX}}{2}, V_{MAX}]$  sinon) et on regarde à nouveau dans quel intervalle se situe  $V_{in}$  etc ...



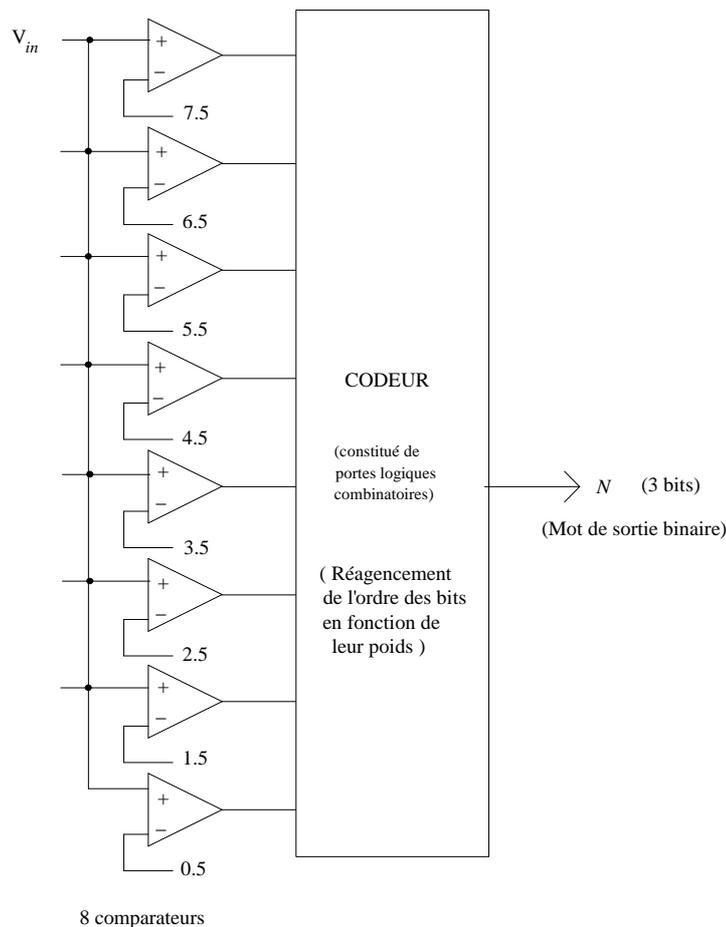
2.2.3. Les convertisseurs simultanés (Flash)

(Convertisseurs les plus rapides mais aussi les plus chers)

Dans ce type de convertisseur à  $m$  bits, les  $2^m$  valeurs possibles des différentes dichotomies de la méthode des convertisseurs à essais successifs de digits sont comparées simultanément dans  $2^m$  comparateurs analogiques au signal d'entrée  $V_{in}$ .

Le mot de sortie est obtenu ensuite par codage des sorties des comparateurs :

Ex : Convertisseur flash 3 bits : (→  $2^3$  comparateurs) avec :  $V_{MAX} = 8$  Volts (≡ maxi. de  $V_{in}$ )



L'intervalle  $[0 \rightarrow 8\text{Volts}]$  est découpé en  $8 = 2^3$  parties égales (quantification linéaire).

TD 6. CAN - CNA

1. CNA

Etude d'un Convertisseur Numérique-Analogique

Pour convertir un nombre  $N$  (valeur décimale), qui s'écrit en binaire : ( $N$  codé sur 12 bits)

$N = A_{11}A_{10}A_9 \cdots A_2A_1A_0$  en une tension analogique proportionnelle à  $N$  :  $V_a = aN$ , on utilise un circuit intégré dont le schéma synoptique traduit une architecture  $R - 2R$  (figure 1) :

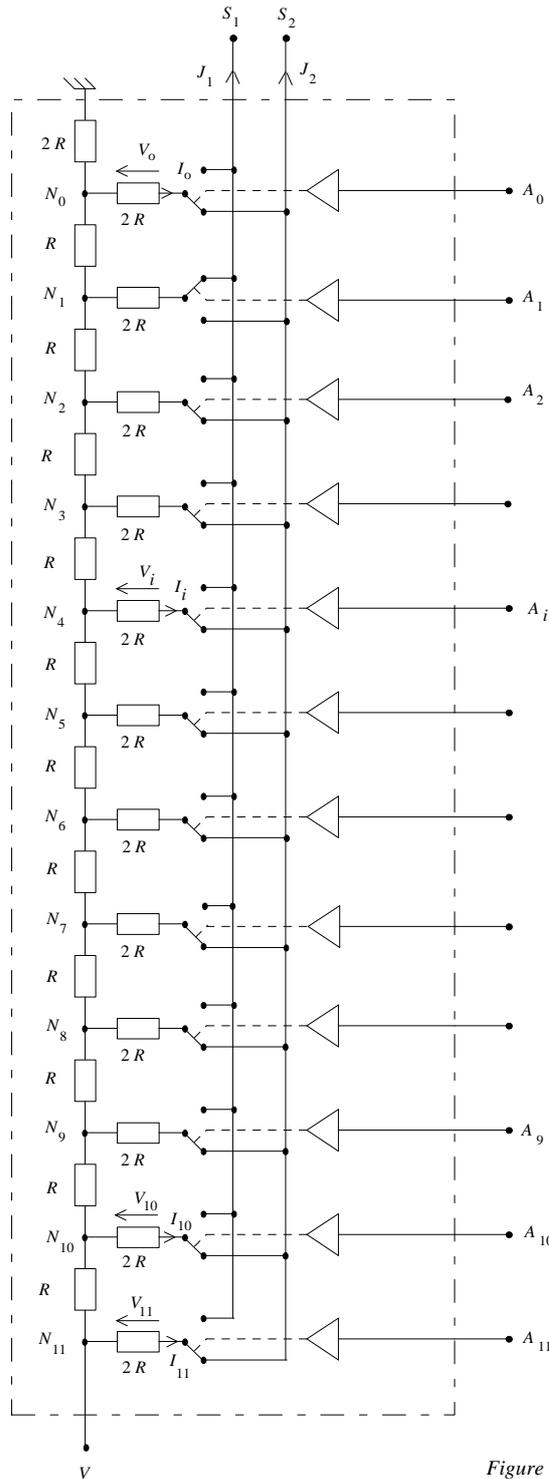


Figure 1

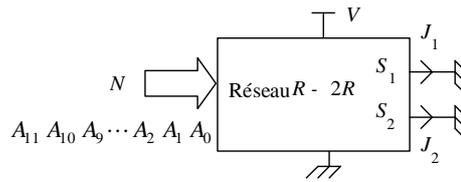


Schéma synoptique

Le circuit comporte :

- un réseau en échelle  $R - 2R$ , qui est alimenté par une tension constante  $V$  de polarité quelconque. On donne  $R = 10\text{ k}\Omega$ .
- deux sorties notées  $S_1$  et  $S_2$ , qui devront être portées à un potentiel nul lors de l'utilisation.
- un jeu de douze commutateurs analogiques commandés par les signaux logiques  $A_{11} A_{10} A_9 \dots A_2 A_1 A_0$ .

Quand le bit  $A_i$  est au niveau logique 0 (on notera  $A_i = 0$ ), la résistance  $2R$  traversée par le courant  $I_i$  est connectée à la sortie  $S_2$ .

Quand le bit  $A_i$  est au niveau logique 1 (on notera  $A_i = 1$ ), la résistance  $2R$  correspondante est connectée à la sortie  $S_1$ .

La figure 1 est représentée dans le cas où  $A_{11} = A_{10} = \dots = A_2 = 0, A_1 = 1$  et  $A_0 = 0$ .

1. Les sorties  $S_1$  et  $S_2$  sont mises à la masse (figure 2).

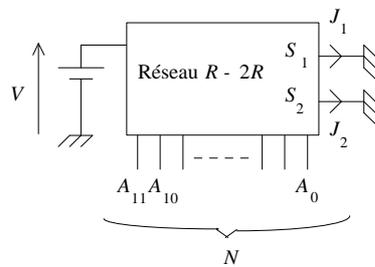


Figure 2

Calculer le courant  $J_1$  sortant de  $S_1$  en fonction de  $V, R, A_{11} A_{10} A_9 \dots A_2 A_1 A_0$ , puis en fonction de  $V, R$  et  $N$ . Calculer le courant  $J_2$  en fonction de  $V, R$  et  $N$ . Quelle est la valeur d'un quantum de courant ?

(un **quantum** est la plus petite valeur analogique  $\neq 0$  en sortie du convertisseur).

2. On réalise le montage de la figure 3 dans lequel l'amplificateur opérationnel est considéré comme idéal pour simplifier les calculs (amplification infinie, courants de polarisation et tension de décalage nuls).

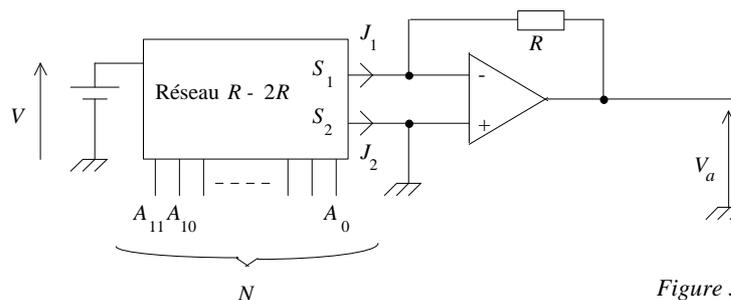


Figure 3

Calculer  $V_a$  en fonction de  $V$  et  $N$  (quel est le rôle de l'Amplificateur Opérationnel ?).

Quelle valeur faut-il attribuer à  $V$  pour obtenir un quantum de  $2\text{ mV}$  pour  $V_a$  ?

Dans quelle plage varie alors  $V_a$  (codage BCD) ?

2. CAN

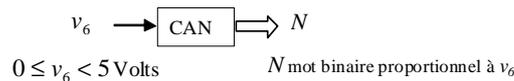


Schéma synoptique

Le montage étudié est représenté **figure 7**. La tension à convertir  $v_6$  est une **tension continue positive et inférieure à 5 Volts**. Les amplificateurs opérationnels utilisés en **comparateurs** et considérés comme idéaux, sont alimentés sous les tensions  $+V_{cc}$  et 0; on donne  $V_{cc} = 15 \text{ V}$ . Les tensions de saturation sont donc de  $+V_{cc}$  et 0.

Le générateur de rampe fournit une tension périodique  $u_R(t)$  représentée **figure 8** et d'expression  $u_R(t) = at - b$  pour  $t$  compris entre 0 et  $T_R$  avec  $a = 20 \text{ V/s}$  et  $b = 5 \text{ V}$ .

Sa période est  $T_R = 2b/a$ .

Le compteur (8 bits) est incrémenté (code BCD) à chaque front montant du signal  $u_7(t)$ .

La période de l'horloge  $T_H$  petite devant  $T_R$  est égale à 1ms pour tout le problème, **sauf pour la question 5**.

Le signal d'horloge  $u_H$  est rectangulaire, variant entre 0 et  $+V_{cc}$ , et périodique de période  $T_H$  (figure 10)

On appelle  $t_1$  l'instant où la tension  $u_R$  atteint la valeur de la tension  $v_6$  à convertir :  $u_R(t_1) = v_6$ .

A l'instant initial  $t = 0$  on effectue une remise à zéro du compteur (8 bits - codage BCD).

1. Etudier les niveaux de sortie des comparateurs et des circuits logiques utilisés dans les différents cas proposés dans le tableau (**figure 9**) de la feuille réponse. Remplir les cases correspondantes du tableau avec la notation de 1 ou 0 pour les niveaux hauts et bas de  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ . Pour la tension  $u_7(t)$  indiquer quand elle est nulle et quand elle reproduit le signal d'horloge  $u_H(t)$  de période  $T_H$ .  $u_H(t)$  est un signal rectangulaire (0 ou 15V).

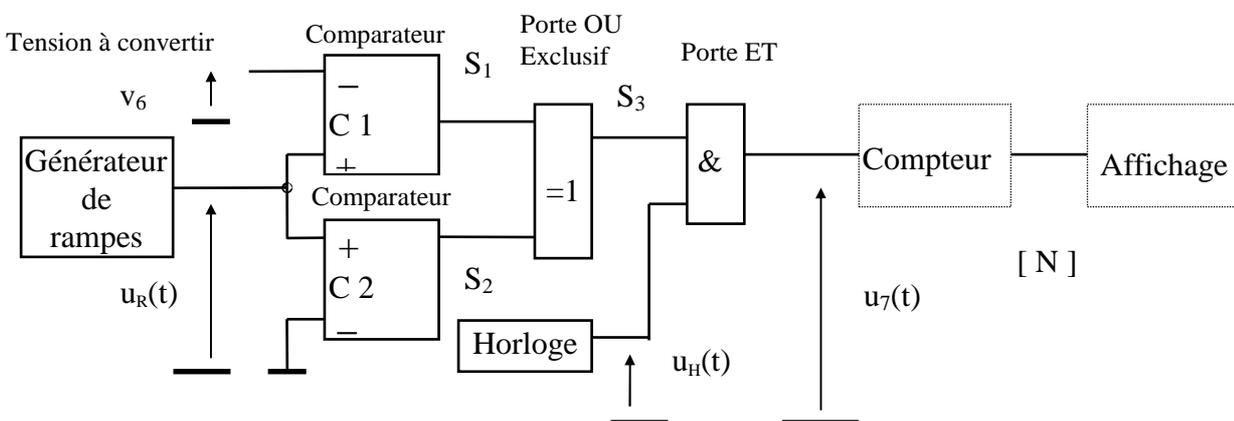
2. Dans quel intervalle de temps le comptage  $T_C$  s'effectue-t-il ? Exprimer la durée du comptage  $T_C$  en fonction de  $a$  et de  $v_6$ .

3. Exprimer le nombre  $N$  de périodes d'horloge reçues par le compteur en fonction de  $T_C$  et de  $T_H$ .

4. En remplaçant  $T_C$  par l'expression trouvée à la question 2 exprimer  $N$  en fonction de  $v_6$ ,  $a$  et  $T_H$ .

5. Tracer l'allure du graphe de  $u_7(t)$  pour une tension  $v_6 = 3 \text{ V}$  en précisant où se trouvent  $T_C$ ,  $t_1$  et  $T_H$  et en donnant la valeur numérique de  $N$ . On prendra, pour cette question seulement,  $T_H = 25 \text{ ms}$ .

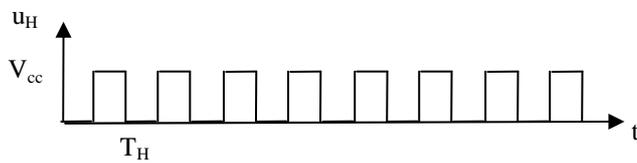
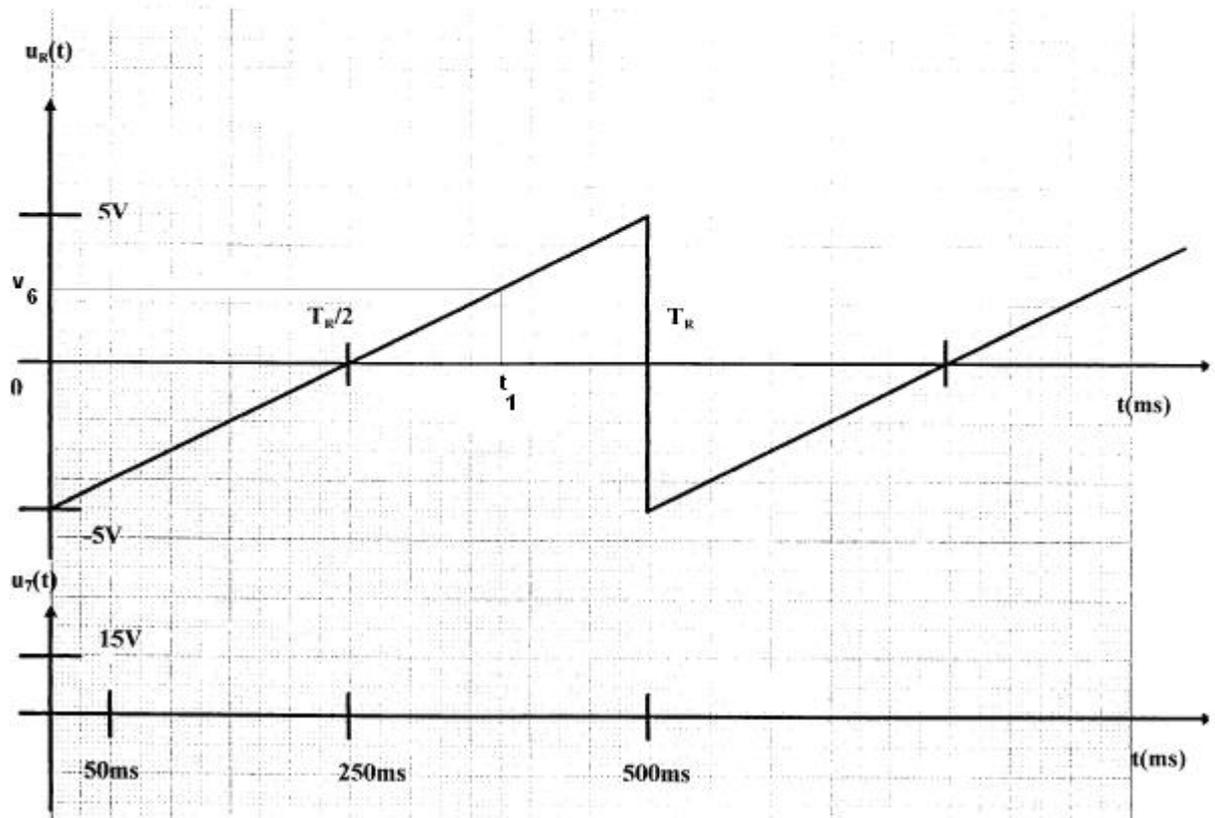
Figure 7



**FIGURE 9 :TABLEAU A COMPLETER**

$u_R(t)$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$u_7(t)$
$u_R(t) < 0V$				
$0 < u_R(t) < v_6$				
$u_R(t) > v_6$				

**FIGURE 8 :GRAPHE A COMPLETER.**



**FIGURE 10**

TD 6 ANNEXE. CAN - CNA

1. CNA

Etude d'un Convertisseur Numérique-Analogique

On reprend et complète l'exercice 1 du TD.

3. (facultatif)

On va évaluer la tolérance sur les composants  $R$  et  $2R$  pour que le convertisseur ait certaines performances.

On admet que la tolérance  $x$  est la même pour toutes les résistances  $R$  et  $2R$ .

On se place dans le cas le plus défavorable en supposant que la résistance  $2R$  connectée à  $V$  dans le schéma de la figure 1 a sa valeur maximale, soit  $2R(1+x)$  et que toutes les autres résistances ont leur valeur minimale, soit  $R(1-x)$  ou  $2R(1-x)$ .

On s'intéresse alors à la tension de sortie  $V_a$  quand  $N$  vaut 2047, puis 2048.

3.1. On désire que le convertisseur numérique-analogique soit monotone. Calculer la valeur  $x_1$  à attribuer à  $x$ .

3.2. On désire que l'erreur de non-linéarité différentielle soit inférieure à  $1/4$  de quantum. Calculer la valeur  $x_2$  à attribuer à  $x$ .

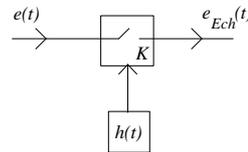
3.3. La résistance  $R$  utilisée pour boucler l'amplificateur opérationnel est en fait intégrée dans le convertisseur.

Quel type d'erreur créerait cette résistance si elle ne valait pas exactement  $R$  ?

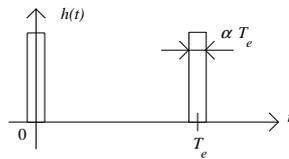
2. Echantillonnage

1. Un commutateur analogique  $K$  découpe, au rythme d'un signal d'horloge  $h(t)$ , le signal d'entrée  $e(t)$ .

Il en résulte le signal  $e_{Ech}(t)$  :

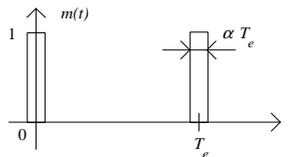


On donne  $e(t) = E \cos 2\pi f t$ . Le signal  $h(t)$  est représenté par :



1.1. Représenter  $e_{Ech}(t)$  lorsque  $f = 1 \text{ kHz}$ ,  $F_e = 1/T_e = 10 \text{ kHz}$  et  $\alpha = 0.1$ .

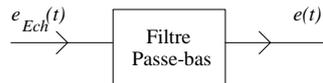
1.2. Montrer que  $e_{Ech}(t)$  s'exprime de façon simple en fonction de  $e(t)$  et de  $m(t)$  défini par :



1.3. Décomposer  $m(t)$  en série de Fourier. On exprimera les coefficients de la série en fonction de  $\alpha$

1.4. En déduire la décomposition de  $e_{Ech}(t)$ . Représenter son spectre pour  $\alpha = 0.1$ .

2. On désire retrouver le signal  $e(t)$  à partir du signal  $e_{Ech}(t)$  de la question précédente. On réalise pour cela un filtrage passe-bas.



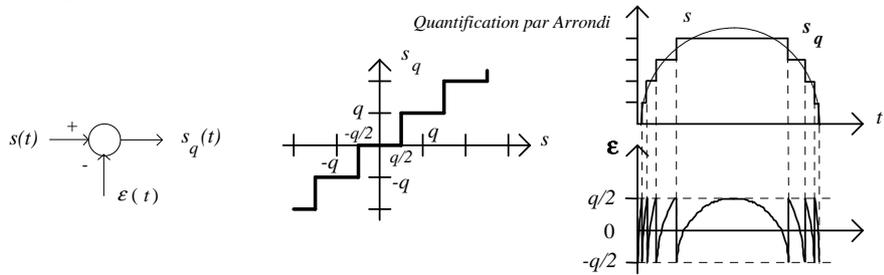
2.1. Comment choisir  $F_e$  (fréquence d'échantillonnage) par rapport à  $f$  (fréquence du signal  $e(t)$ ) pour pouvoir restituer  $e(t)$  à partir des échantillons  $e_{Ech}(t)$  par un filtrage passe-bas idéal ?

### 3. Quantification

*Bruit de quantification*

La quantification d'un signal analogique  $s$  peut se représenter comme l'addition d'un bruit  $\mathcal{E}$  dit de quantification. Le signal quantifié  $s_q$  s'écrit donc :  $s_q(t) = s(t) - \mathcal{E}(t)$

Par exemple, dans le cas de la quantification par arrondi, on a la représentation graphique suivante, en appelant  $q$  le pas de quantification :



Calculer la valeur moyenne et la valeur efficace de  $\mathcal{E}(t)$  dans le cas d'approximation où les variations de  $s(t)$  sont grandes par rapport à l'échelon de quantification  $q$ .

## TP 6. CAN - CNA

### 1. CAN - CNA

#### 1. CNA

Simuler le circuit CNA.ckt (fichier Circuit Maker) et répondre aux questions incluses dans le fichier.

#### 2. Décodage

Ouvrir le fichier Wav file header. txt (Fichier Texte) et répondre aux questions incluses dans le fichier.

---

## TP 6 ANNEXE. CAN - CNA

### 1. CAN - CNA Hardware

#### 1. Matériel nécessaire

- Oscilloscope
- Générateur de signaux Basses Fréquences (GBF)
- Alimentation stabilisée ( 2x[ 0-30 V]  $\dots$  + 1x[ 5 V]  $\dots$  )
- Multimètre
- Moniteur MS05 (plaquette de câblage)
- Câbles : - 1 T, 1 BNC-BNC, 1 BNC-Banane, 1 sonde oscilloscope, 6 fils Banane, petits fils.
- **Composants** : - 1 Résistance 1 k $\Omega$  (1/4 Watt)
- 1 Résistance 100 k $\Omega$
- 1 Potentiomètre 22 k $\Omega$
- 1 Condensateur 10 nF
- 1 Amplificateur Opérationnel *TL081*
- 1 CAN-CNA *AD7569 JN* (1 CAN 8 bits + 1 CNA 8 bits sur la même puce)

#### 2. Notation du TP

Faire examiner par le professeur en fin de séance, les différentes parties du TP.

#### 3. Etude Théorique

##### 3.1. Convertisseur AD7569 JN

Description de la partie CNA (cf. datasheet en annexe) : (câblée en fonctionnement bipolaire 2.5 Volts)

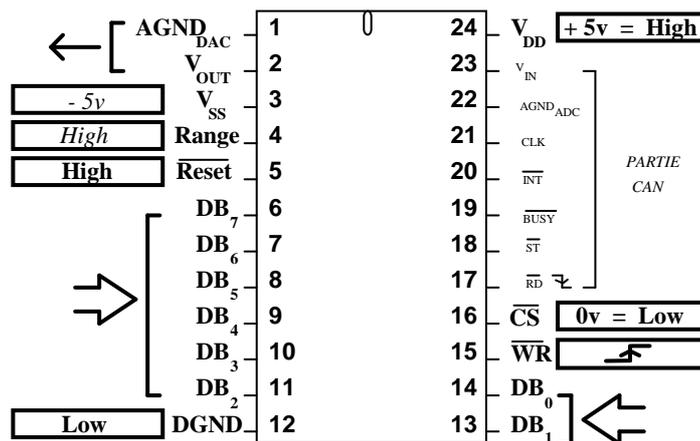


Figure 1

.Entrées numériques du CNA (8 bits) : DB<sub>0</sub> (LSB) à DB<sub>7</sub> (MSB) : DataBits

.Sortie analogique du CNA : V<sub>OUT</sub>

.Référence de la sortie : AGND<sub>DAC</sub> : Analog Ground pour la CNA (DAC)

. $\overline{WR}$ : Un front montant provoque la conversion CNA des données présentes DB<sub>0</sub> à DB<sub>7</sub>

.V<sub>SS</sub> et Range :

.V<sub>SS</sub> = Low (0 Volts) : Conversion unipolaire : V<sub>OUT</sub> générée est telle que :

. Range = Low :  $0 < V_{OUT} < 1.25$  Volts

. Range = High :  $0 < V_{OUT} < 2.5$  Volts

.V<sub>SS</sub> = - 5 Volts : Conversion bipolaire :

. Range = Low :  $-1.25$  Volts  $< V_{OUT} < 1.25$  Volts

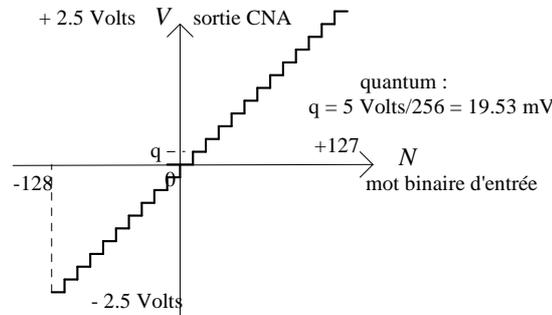
. Range = High :  $-2.5$  Volts  $< V_{OUT} < 2.5$  Volts

Les convertisseurs ont une résolution de 8 bits et demandent un temps de conversion d'1  $\mu$ s, autorisant une fréquence maximale d'échantillonnage d'1 MHz. Ils sont bipolaires (2.5 Volts), c'est-à-dire que la tension  $v$  analogique d'entrée acquise par CAN, ou de sortie restituée par CNA, est telle que :  $-2.5 \text{ Volts} < v < +2.5 \text{ Volts}$ .

On a la correspondance pour ce type de convertisseur (codage complément à 2) :

<b>Mot</b>	<b>Tension analogique :</b>	<b>CNA</b>
$0_D = 00_H = 0000\ 0000_B$		$0.0 \text{ V}$
$127_D = 7F_H = 0111\ 1111_B$		$2.5 \text{ V}$
$-128_D = 80_H = 1000\ 0000_B$		$-2.5 \text{ V}$

Figure 2



#### 4. Etude Expérimentale

##### 4.1. Acquisition (CAN) / Restitution (CNA) directement par le composant AD7569JN

###### 4.1.1. CNA de mots tests

Après avoir câblé le convertisseur AD7569JN (composant et non interne à la carte d'interface) en CNA, lui présenter des données permettant (manuellement) de tester le bon fonctionnement de celui-ci en lui envoyant quelques mots connus et en mesurant la tension de sortie correspondante (cf. figure 2).

Les données à 1 (resp. à 0) seront matérialisées par une connexion au + 5 Volts (resp. à la masse).

Le signal d'horloge ( $\overline{WR}$ ) sera engendré par le GBF en sortie TTL (on pourrait aussi utiliser une horloge type NE555) avec une fréquence de quelques Hertz suffisante vu la vitesse (manuelle) d'arrivée des données.

###### 4.1.2. CAN de signaux tests

Lire le datasheet du composant en détail.

Après avoir câblé le convertisseur AD7569JN en CAN, tester le bon fonctionnement de celui-ci en lui envoyant quelques signaux continus (issus de l'alimentation stabilisée par ex.) de valeur connue et en déterminant le mot de sortie correspondant (cf. figure 2).

Le signal d'horloge ( $\overline{RD}$ ) sera engendré par le GBF en sortie TTL (on pourrait aussi utiliser une horloge type NE555) avec une fréquence de quelques Hertz suffisante vu la vitesse d'arrivée des signaux.

##### Rangement du poste de travail

0 pour tout le TP sinon.

### ANNEXE 1 : Rappels sur le Codage en Complément à 2

**- Codage Signe et Valeur Absolue (SVA):**

On peut, parmi les  $p$  bits représentant un entier, réserver 1 bit (le bit de plus fort poids: MSB pour le signe :  $0 \equiv +$  et  $1 \equiv -$

On peut ainsi coder les entiers positifs:  $0 \leq N \leq 2^{p-1} - 1$  et les entiers négatifs:  $-(2^{p-1} - 1) \leq N \leq 0$ .

**- Codage en Complément Restreint ou Complément à 1 (Ca1) :**

La représentation en complément à 1 d'un entier positif demeure la même qu'en SVA.

La représentation en complément à 1 d'un entier négatif revient à remplacer, dans la représentation binaire de l'entier positif (valeur absolue précédée de 0 (MSB)), les 0 par des 1 et les 1 par des 0 (y compris le MSB).

**- Codage en Complément Vrai ou Complément à 2 (Ca2) :**

La représentation en complément à 2 d'un entier positif demeure la même qu'en SVA.

Pour un entier négatif, le code en complément vrai est égal au code en complément restreint auquel on ajoute 1.

Réciproquement, on passe du code Ca2 au codage binaire en intervertissant les 0 et les 1, et en ajoutant 1.

- Représentations pour  $p = 8$  bits :

Décimale (D)	Signe et Valeur Absolue (SVA)	Complément à 1 (Ca1)	Complément à 2 (Ca2)
127	0111 1111 = 7F	0111 1111 = 7F	0111 1111 = 7F
...	...	...	...
7	0000 0111 = 07	0000 0111 = 07	0000 0111 = 07
6	0000 0110 = 06	0000 0110 = 06	0000 0110 = 06
...	...	...	...
2	0000 0010 = 02	0000 0010 = 02	0000 0010 = 02
1	0000 0001 = 01	0000 0001 = 01	0000 0001 = 01
+0	0000 0000 = 00	0000 0000 = 00	} 0000 0000 = 00
-0	1000 0000 = 80	1111 1111 = FF	
-1	1000 0001 = 81	1111 1110 = FE	1111 1111 = FF
-2	1000 0010 = 82	1111 1101 = FD	1111 1110 = FE
...	...	...	...
-6	1000 0110 = 86	1111 1001 = F9	1111 1010 = FA
-7	1000 0111 = 87	1111 1000 = F8	1111 1001 = F9
...	...	...	...
-127	1111 1111 = FF	1000 0000 = 80	1000 0001 = 81
-128	-	-	1000 0000 = 80

On voit que le complément à 1 comme le complément à 2 respectent le bit de signe comme MSB.

### ANNEXE 2 : Datasheet du CAN/CNA 8 bits AD7569JN

**ELECTRONIQUE**

**ANALOGIQUE**

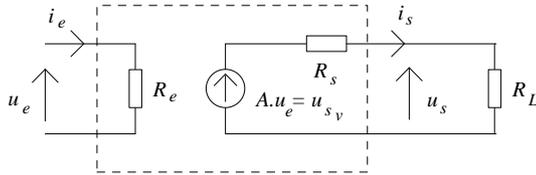
**ANNEXE**

7 ANNEXE. CONTRE-REACTION - STABILITE - OSCILLATEURS SINUSOIDAUX

1. La Contre-Réaction

1.1. Organisation d'un Système Bouclé (≡ asservi, ≡ en Boucle Fermée, ≡ régulé)

Exemple : Soit l'amplificateur (de gain en tension à vide A)



En régime sinusoïdal et notation complexe, on peut faire correspondre au schéma précédent le gain complexe  $H(j\omega)$  de l'amplificateur : (schéma en BO (Boucle Ouverte)) :

$$U_e(j\omega) \xrightarrow{H(j\omega)} U_s(j\omega) = H(j\omega)U_e(j\omega) \qquad H(j\omega) = \frac{U_s(j\omega)}{U_e(j\omega)}$$

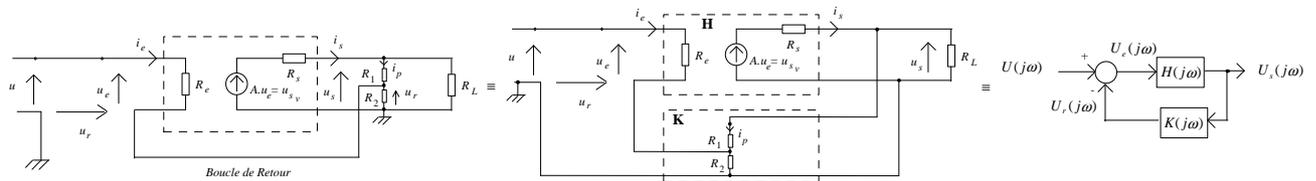
En fréquence on a : (notation complexe)

$$H(j\omega) : \text{Fonction de Transfert (FT)} : H(j\omega) = \frac{U_s(j\omega)}{U_e(j\omega)} \qquad H(j\omega) = A \frac{R_L}{R_L + R_s}$$

En temps, on a : (notation temporelle)

$$u_s(t) = A \frac{R_L}{R_L + R_s} u_e(t)$$

Soit le Système Bouclé suivant, à partir de l'amplificateur précédent :

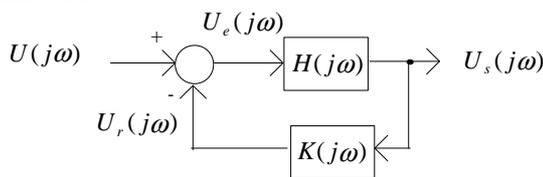


Si la Boucle de Réaction ne perturbe pas l'amplificateur (≡  $i_p \ll i_s$ ) et si  $i_e \ll i_p$  ( $R_e \gg 1$ )

( $\rightarrow u_r(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_s(t)$ ), la FT précédente  $H(j\omega)$  est alors inchangée et on a le schéma, dit en BF (Boucle Fermée):

(comme :  $u_e(t) = u(t) - u_r(t)$ )

Schéma-bloc :



avec :  $K(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_r(j\omega)}{U_s(j\omega)}$  et :  $U_e(j\omega) = U(j\omega) - U_r(j\omega)$

Si la perturbation causée par la Boucle de Réaction n'est pas négligeable, il faut faire intervenir les paramètres d'impédance d'entrée et de sortie, par exemple, des 2 quadripôles  $H(j\omega)$  et  $K(j\omega)$  pour témoigner de leur comportement différent à vide et en charge (dans le schéma-bloc les FTs en charge apparaissent alors; par ex., la FT en charge  $H_c(j\omega)$  s'obtient à partir de la FT à vide  $H(j\omega)$  par l'expression faisant intervenir la charge  $K(j\omega)$  de

$$H(j\omega) : H_c(j\omega) = H(j\omega) \frac{R_{eK}(j\omega)}{R_{eK}(j\omega) + R_{sH}(j\omega)} \quad \text{où } R_{eK}(j\omega) \text{ désigne l'impédance d'entrée de } K(j\omega)$$

et  $R_{sH}(j\omega)$  l'impédance de sortie de  $H(j\omega)$ ).

**1.2. FT d'un Système Bouclé**

En posant (notation de Laplace en régime sinusoïdal) :  $p = j\omega$ , on peut représenter un Système Bouclé (SB) par le schéma bloc général :



$$Y(p) = H(p)Xe(p) = H(p)[X(p) - Xr(p)] = H(p)[X(p) - K(p)Y(p)]$$

$$\rightarrow \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{H(p)}{1 + K(p)H(p)}$$

$$\frac{Y(p)}{X(p)} = G(p)$$

$$G(p) = \frac{H(p)}{1 + K(p)H(p)}$$

Les signaux du comparateur  $x, x_e$  et  $x_r$  doivent être de même nature  
y peut être de nature différente.

Remarques : 1. Pour un Système Bouclé à comparateur +/+ on aurait :



$$Y(p) = H(p)Xe(p) = H(p)[X(p) + Xr(p)] = H(p)[X(p) + F(p)Y(p)]$$

$$\rightarrow \frac{Y(p)}{X(p)} = \frac{H(p)}{1 - F(p)H(p)}$$

$$\frac{Y(p)}{X(p)} = G(p)$$

$$G(p) = \frac{H(p)}{1 - F(p)H(p)}$$

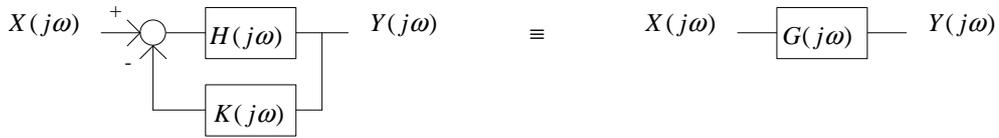
2. Un Système Bouclé à comparateur +/+ peut se ramener à un SB à comparateur +/- :



On a évidemment :  $K(p) = -F(p)$

1.3. Contre-Réaction (CR) et Réaction positive (RP) pour un Système Bouclé

Soit un Système Bouclé à comparateur +/- de Boucle Ouverte  $H(j\omega)$  :



$$G(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 + K(j\omega)H(j\omega)}$$

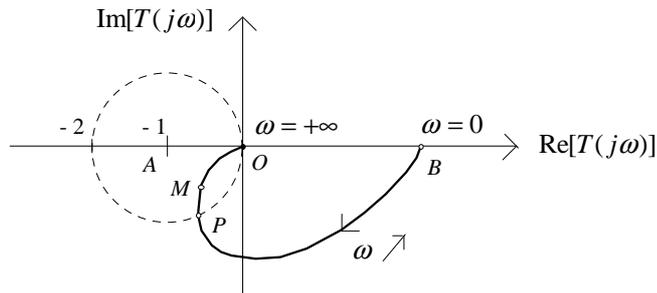
Il y a CR pour les pulsations  $\omega$  telles que :  $|G(j\omega)| < |H(j\omega)| \rightarrow |1 + K(j\omega)H(j\omega)| > 1$

Il y a RP pour les pulsations  $\omega$  telles que :  $|G(j\omega)| > |H(j\omega)| \rightarrow |1 + K(j\omega)H(j\omega)| < 1$

Interprétation dans le plan complexe

Soit  $T(j\omega) = K(j\omega)H(j\omega)$  : FT de la BO

Exemple



$T(j\omega)$  : complexe représenté par le vecteur  $\overrightarrow{OM}$ ,  $M$  se déplaçant sur la courbe  $BO$  lorsque  $\omega$  varie de 0 à  $+\infty$

1 : complexe représenté par le vecteur  $\overrightarrow{AO}$

$1 + T(j\omega)$  : complexe représenté par le vecteur  $\overrightarrow{AO} + \overrightarrow{OM} = \overrightarrow{AM}$

→ L'arc  $OP$  contient les fréquences pour lesquelles il y a : RP.  
L'arc  $PB$  contient les fréquences pour lesquelles il y a : CR.

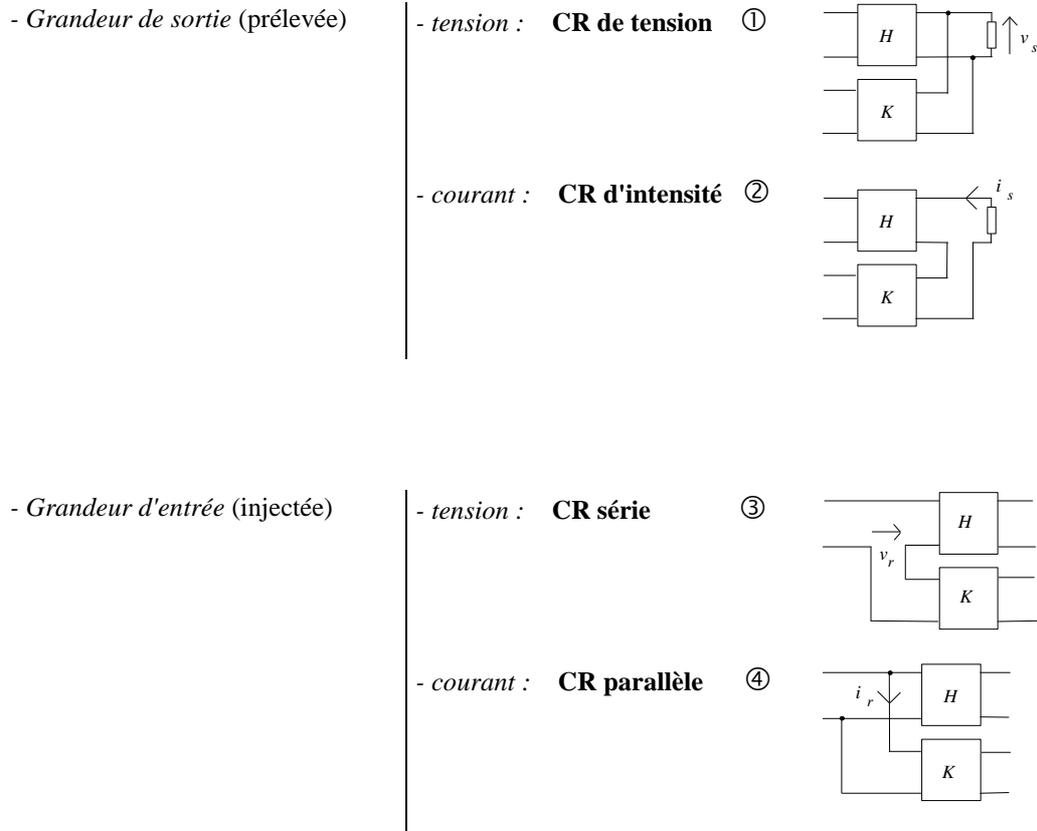
La RP traduit une moindre stabilité du Système Bouclé.  
La CR traduit une meilleure stabilité du Système Bouclé.

Lorsqu'on réalise une boucle de réaction d'un système, on cherche à réaliser une CR et non une RP (si l'on désire que le système fonctionne en régime linéaire).

Ex. AOP (Amplificateur Opérationnel) rebouclé de la sortie vers l'entrée inverseuse pour le stabiliser.

1.4. Cas des Systèmes Bouclés Electroniques

Le bouclage se traduit pour les systèmes linéaires, par une CR (et non une RP).



- 4 types de CR :
- CR tension-série ①-③
  - CR tension-parallèle ①-④
  - CR intensité-série ②-③
  - CR intensité-parallèle ②-④

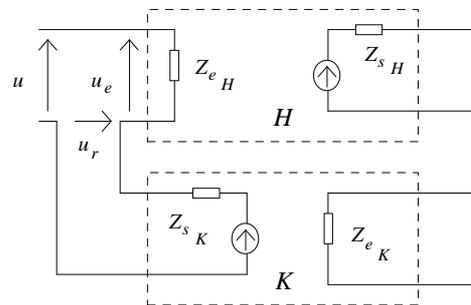
- Propriétés de la CR :
- Diminution du gain du système (ex.: amplificateur)
  - Stabilisation du système
  - Diminution de la distorsion de phase
  - Diminution de la distorsion harmonique
  - Augmentation de la Bande Passante (BP)
  - Facteur de Mérite (= Gain × BP) conservé.

Ex. AOP (Amplificateur Opérationnel).

Influence de la CR sur l'Impédance d'Entrée  $Z_e$  et de Sortie  $Z_s$

Entrée

- CR série :



La CR série augmente l'impédance d'entrée  $Z_e$  du système ouvert équivalent à la CR, par rapport à l'impédance d'entrée  $Z_{eH}$  (car  $Z_{eH}$  est en série avec  $Z_{sK}$ )

- CR parallèle :

La CR parallèle diminue l'impédance d'entrée  $Z_{eH}$  (car  $Z_{eH}$  est en // avec  $Z_{sK}$ )

Sortie

- CR de tension :

La CR de tension diminue l'impédance de sortie  $Z_s$  ( $Z_{sH}$  en // avec  $Z_{eK}$ )

- CR d'intensité :

La CR d'intensité augmente l'impédance de sortie  $Z_s$  ( $Z_{sH}$  en série avec  $Z_{eK}$ )

Les expressions de  $Z_e(j\omega)$ ,  $Z_s(j\omega)$  en fonction de  $Z_{eH}(j\omega)$ ,  $Z_{sH}(j\omega)$ ,  $Z_{eK}(j\omega)$ ,  $Z_{sK}(j\omega)$ ,  $H(j\omega)$  et  $K(j\omega)$  s'obtiennent en prenant le quadripôle équivalent au Système Ouvert équivalent à la CR.

## 2. Stabilité d'un Système Bouclé (Théorie des Systèmes Bouclés)

Définition physique

Soit un système ayant un état d'équilibre statique et un fonctionnement linéaire au voisinage de cet état.

Soit une perturbation momentanée qui écarte initialement le système de son état d'équilibre, mais à l'intérieur du domaine linéaire.

Un système est stable au sens strict, ou encore asymptotiquement stable (stabilité au sens de Lyapunov), s'il y a retour à l'équilibre après disposition de la perturbation, et instable s'il s'écarte de cette position d'équilibre pour aller éventuellement vers un autre état d'équilibre s'il existe.

Autre définition de la stabilité (au sens large) : à entrée bornée correspond une sortie bornée pour le système.

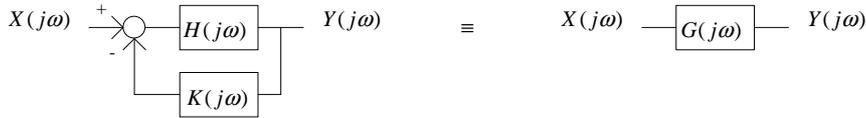
Exemple : pendule simple 

On peut aussi obtenir en sortie du système un écart permanent ou une oscillation permanente sinusoïdale dont l'amplitude dépend des non-linéarités du système. Le système est alors à la limite de la stabilité (il est dit juste stable ou juste instable selon la définition considérée (sens strict, sens large)).

**Critère simplifié de stabilité d'un Système Bouclé linéaire : (critère du Revers)**

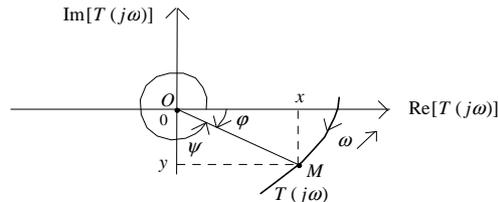
(applicable s'il ne pose pas d'ambiguïtés, si la Boucle Ouverte (BO) est stable au sens large)

Soit un Système Bouclé (SB) à comparateur +/- de Boucle Ouverte  $T(j\omega)$  :



Soit :  $T(j\omega) = K(j\omega)H(j\omega)$  (BO)  $G(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1+T(j\omega)}$

Rappel : complexe en coordonnées cartésiennes et polaires :



Coordonnées cartésiennes (x, y) :  $T(j\omega) = x + jy$

Coordonnées polaires (OM, \varphi) :  $OM = |T(j\omega)| = \sqrt{x^2 + y^2}$   $\varphi \equiv \psi = \text{Arg}T(j\omega) = \text{Arctg} \frac{y}{x}$   $(\psi - \varphi = 2\pi)$

Critère du revers algébrique : on compare  $T(j\omega)$  par rapport à -1 (point critique) (point complexe (Re= -1; Im= 0)):

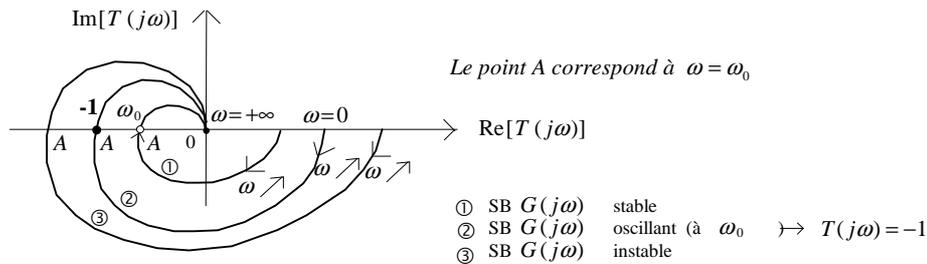
Soit  $\omega_0$  la pulsation telle que :  $\text{Arg}[T(j\omega_0)] = -\pi$ .

Si  $|T(j\omega_0)|$  ( $=|T(j\omega)|_{\omega=\omega_0}$ ) est :

- < 1 : le Système Bouclé est stable
- = 1 : le Système Bouclé est oscillant (à  $\omega_0$ ) :  $T(j\omega) = -1$
- > 1 : le Système Bouclé est instable

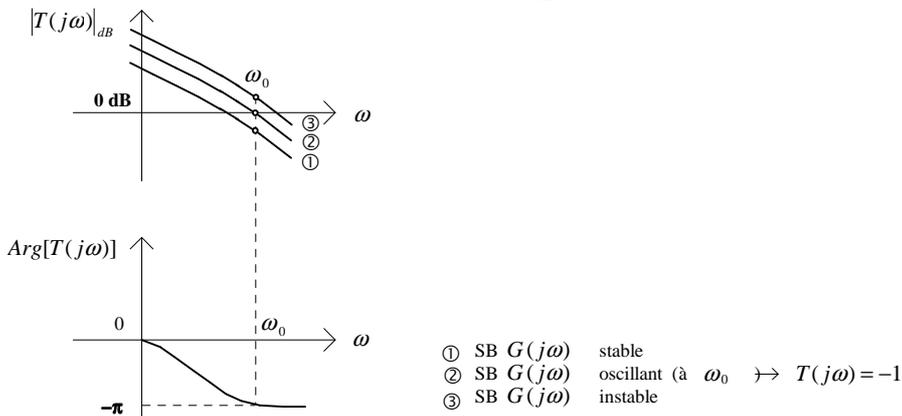
Critère du revers dans le plan de Nyquist (plan complexe) :

Si lorsqu'on parcourt le lieu de la BO  $T(j\omega)$  dans le sens des pulsations  $\omega \nearrow$  ( $\omega$  varie de 0 à  $+\infty$ ), on laisse sur sa gauche le point -1, le SB est stable (si le lieu passe par le point -1, le SB est à la limite de l'instabilité). Si le lieu entoure le point critique (-1), le SB est instable.



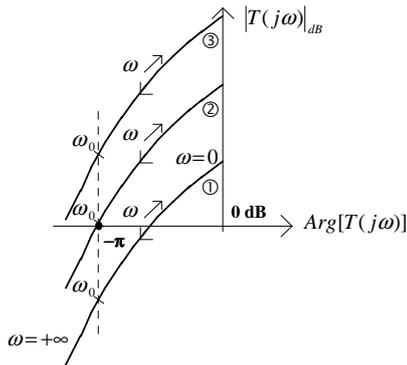
Critère du revers dans le plan de Bode

$|T(j\omega)|_{dB} = 20 \log|T(j\omega)|$



Critère du revers dans le plan de Black

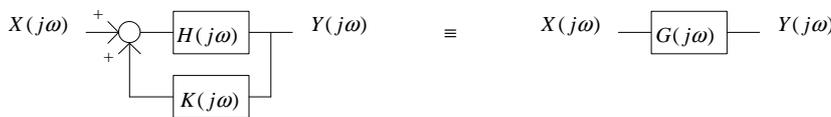
$$|T(j\omega)|_{dB} = 20\log|T(j\omega)|$$



- ① SB  $G(j\omega)$  stable
- ② SB  $G(j\omega)$  oscillant (à  $\omega_0$ )  $\rightarrow T(j\omega) = -1$
- ③ SB  $G(j\omega)$  instable

Critère de stabilité du revers pour les systèmes à comparateur +/- :

Soit un Système Bouclé (SB) à comparateur +/- de Boucle Ouverte  $T(j\omega)$  :



Soit :  $T(j\omega) = K(j\omega)H(j\omega)$  (BO)

$$G(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 - T(j\omega)}$$

Le point critique est le point +1 et non plus -1 comme pour les Systèmes Bouclés à comparateur +/-.

Critère du revers algébrique : on compare  $T(j\omega)$  par rapport à +1 (point complexe (Re = 1; Im = 0)) :

Soit  $\omega_0$  la pulsation telle que :  $Arg[T(j\omega_0)] = 0$ .

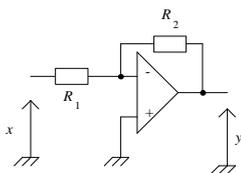
Si  $|T(j\omega_0)|$  ( $= |T(j\omega)|_{\omega=\omega_0}$ ) est :

- < 1 : le Système Bouclé est stable
- = 1 : le Système Bouclé est oscillant (à  $\omega_0$ ) :  $T(j\omega) = 1$
- > 1 : le Système Bouclé est instable

Il en est de même pour les autres formes du critère du revers.

Exemple d'application de la théorie des Systèmes Bouclés (SB)

AOP inverseur comme un SB

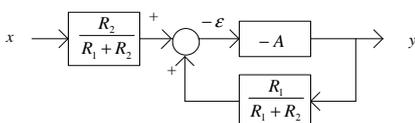


Ne pas écrire  $V_+ = V_-$  qui suppose déjà que le système fonctionne en linéaire alors que la théorie des systèmes bouclés peut déterminer si le fonctionnement est linéaire ( $\equiv$  stabilité). En écrivant  $V_+ = V_-$  on aboutit à un module non bouclé :

$x \rightarrow \left[ \frac{-R_2}{R_1} \right] \rightarrow y$  On écrit donc :

$$y = A(V_+ - V_-) = A\varepsilon \quad V_- = \frac{R_1 y + R_2 x}{R_1 + R_2} \text{ (th. de Millman)} \quad V_+ = 0 \quad \varepsilon = V_+ - V_-$$

d'où le schéma-bloc :



On peut ensuite appliquer la théorie des SB pour voir dans quel domaine le SB est linéaire ( $\equiv$  stable ici).

### 3. Oscillateurs sinusoïdaux

Parmi les différents signaux périodiques, la sinusoïde est la seule qui se conserve le long d'un réseau linéaire (les sinusoïdes sont des fonctions propres des filtres linéaires).

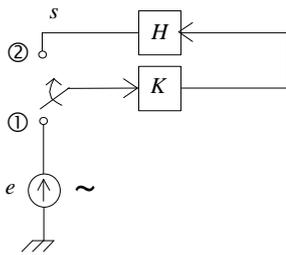
Les oscillateurs sinusoïdaux sont des systèmes actifs ( $\equiv$  alimentés par une source stationnaire, permanente), qui sans entrée, fournissent en sortie un signal sinusoïdal.

- 2 types d'oscillateurs :  
 - oscillateurs à réaction  
 - oscillateurs à résistance négative

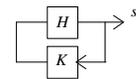
#### 3.1. Oscillateurs à Réaction

Principe

Soit le schéma-bloc, faisant intervenir 2 systèmes linéaires de FT  $H(j\omega)$  et  $K(j\omega)$  :



Soit l'interrupteur en position ① : si  $H(j\omega)K(j\omega) = 1$  on a :  $s = e$  ( $s(t) = e(t) \leftrightarrow S(j\omega) = E(j\omega)$ )



Si alors l'interrupteur bascule ② : la situation est inchangée :  $s = e$  mais **sans entrée** :

En pratique, le démarrage des oscillations (①) se fait à l'aide des tensions parasites (bruit d'antenne ...) qui sont filtrées par le système  $H(j\omega)K(j\omega)$  (qui se trouve à la limite de la linéarité), en une sinusoïde dont la théorie linéaire peut prédéterminer la fréquence. La phase ① est donc purement formelle, et le montage ② est suffisant.

Structure d'un oscillateur à réaction

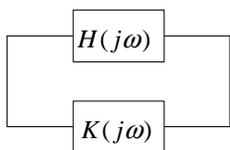
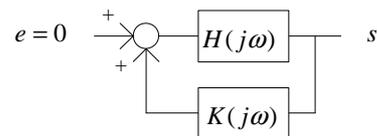


Schéma fonctionnel ( $\equiv$  schéma-bloc, block diagram)



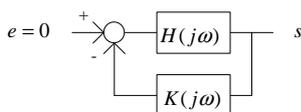
Condition d'oscillation

$$H(j\omega)K(j\omega) = 1$$

Remarque

Avec un Système Bouclé à comparateur +/-, on aurait pour condition d'oscillation :

$$H(j\omega)K(j\omega) = -1$$



Traduction de la condition d'oscillation

L'équation complexe se traduit par 2 équations réelles :

$$H(j\omega)K(j\omega) = 1 \quad \Leftrightarrow \quad \begin{cases} \text{Arg}[H(j\omega)K(j\omega)] = 0 & (1) \quad \rightarrow \quad \omega = \omega_0 \\ |H(j\omega)K(j\omega)|_{\omega=\omega_0} = 1 & (2) \end{cases}$$

Remarque

Avec un Système Bouclé à comparateur +/-, on aurait pour traduction de la condition d'oscillation :

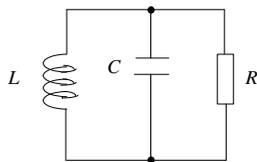
$$H(j\omega)K(j\omega) = -1 \quad \Leftrightarrow \quad \begin{cases} \text{Arg}[H(j\omega)K(j\omega)] = -\pi & (1) \quad \rightarrow \quad \omega = \omega_0 \\ |H(j\omega)K(j\omega)|_{\omega=\omega_0} = 1 & (2) \end{cases}$$

- L'équation (1) donne la pulsation d'oscillation  $\omega = \omega_0$  (si elle existe)
- L'équation (2) donne la condition d'oscillation du Système Bouclé.

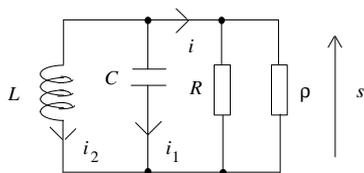
L'amplitude  $e_0$  de l'oscillation est fixée par les non-linéarités du système : la théorie linéaire est incapable de prédéterminer  $e_0 \rightarrow$  théorie des systèmes non-linéaires nécessaire.

### 3.2. Oscillateur à Résistance négative

Exemple : Circuit bouchon amorti



La solution de ce circuit à une impulsion de courant (bruit extérieur) est oscillatoire, amortie par la résistance  $R$ .  
Si une résistance négative  $\rho$  compense  $R$ , on a un oscillateur :



$$i(t) = -(i_1(t) + i_2(t)) = -\left(C \frac{ds(t)}{dt} + \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0+t} s(t) dt\right) \quad (t_0 : \text{instant initial})$$

$$s(t) = (R // \rho) i(t) \quad \rightarrow \quad i(t) = \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{|\rho|}\right) s(t)$$

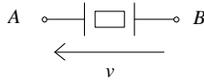
$$\rightarrow \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0+t} s(t) dt + C \frac{ds(t)}{dt} + i(t) = 0 \quad \rightarrow \quad C \frac{d^2 s(t)}{dt^2} + \left[\frac{1}{R} - \frac{1}{|\rho|}\right] \frac{ds(t)}{dt} + \frac{1}{L} s(t) = 0$$

Si  $R = |\rho|$  :  $C \frac{d^2 s(t)}{dt^2} + \frac{1}{L} s(t) = 0$  : solution sinusoïdale pour  $s(t)$

$$\rightarrow \boxed{s(t) = s_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0)} \quad \text{avec : } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

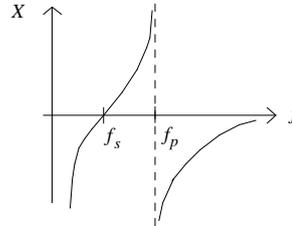
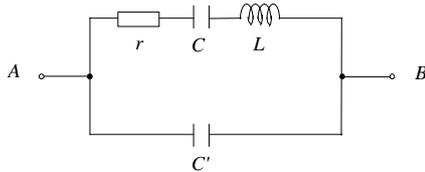
**3.3. Stabilisation de l'oscillation : oscillateur à quartz**

On utilise l'effet piezoélectrique de quartz :



$v \leftrightarrow$  déformation mécanique du quartz (phénomène réversible).

Entre A et B, le quartz se comporte comme un circuit sélectif :



$X(f)$  : réactance du quartz (partie imaginaire de l'impédance  $Z(j\omega)$  du quartz ( $\omega = 2\pi f$ ))

$f_s$  : fréquence de résonance série du quartz

$f_p$  : fréquence de résonance parallèle du quartz.

$f_s$  est très voisine de  $f_p$  :  $f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C'}}$  car :  $C' \gg C$

On a :

$$\begin{cases} f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \\ f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC'}{C+C'}}} \end{cases}$$

Le quartz, inséré dans un circuit oscillateur, stabilisera la fréquence  $f_0$  de l'oscillation entre  $f_s$  et  $f_p \rightarrow f_0 \approx C^{1e}$ .

**4. Résumé sur les systèmes à réaction**

**4.1. Système Bouclé à comparateur +/-**



$$G(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 + K(j\omega)H(j\omega)} \quad T(j\omega) \overset{\Delta}{=} K(j\omega)H(j\omega)$$

Le critère de stabilité porte sur  $T(j\omega) = H(j\omega)K(j\omega)$  par rapport au point -1.

- Soit  $\omega_0$  la pulsation telle que :  $Arg[T(j\omega_0)] = \pi$  ( $\equiv Arg[T(j\omega_0)] = -\pi$ )
- Si  $|T(j\omega_0)|$  ( $\equiv |T(j\omega)|_{\omega=\omega_0}$ ) est :
 

$< 1$ :	le Système Bouclé est stable ( $y(t)$ bornée si $x(t)$ bornée)
$= 1$ :	le Système Bouclé est oscillant en l'absence de signal d'entrée $x(t)$ , $y(t)$ : oscillation sinusoïdale de pulsation $\omega_0$ (si $\omega_0 = 0$ , $y(t) = C^{1e}$ )
$> 1$ :	le Système Bouclé est instable ( $y(t)$ sature)

4.2. Système Bouclé à comparateur +/-



$$G(j\omega) = \frac{H(j\omega)}{1 - K(j\omega)H(j\omega)}$$

$$T(j\omega) \stackrel{\Delta}{=} K(j\omega)H(j\omega)$$

Le critère de stabilité porte sur  $T(j\omega) = H(j\omega)K(j\omega)$  par rapport au point +1.

1. Soit  $\omega_0$  la pulsation telle que :  $Arg[T(j\omega_0)] = 0$

2. Si  $|T(j\omega_0)|$  ( $=|T(j\omega)|_{\omega=\omega_0}$ ) est :

< 1 :	le Système Bouclé est stable ( $y(t)$ bornée si $x(t)$ bornée)
= 1 :	le Système Bouclé est oscillant en l'absence de signal d'entrée $x(t)$ , $y(t)$ : oscillation sinusoïdale de pulsation $\omega_0$ (si $\omega_0 = 0$ , $y(t) = C^{te}$ )
> 1 :	le Système Bouclé est instable ( $y(t)$ sature)

4.3. Oscillateur sinusoïdal à réaction ( $\equiv$  Système Bouclé à comparateur +/- et sans entrée ( $\equiv$  à entrée nulle))



C'est un cas particulier de Système Bouclé à comparateur +/- dans le cas d'une entrée nulle :  $x = 0$   
 → on applique le critère relatif aux Systèmes Bouclés à comparateur +/-.

Le critère de stabilité porte sur  $T(j\omega) = H(j\omega)K(j\omega)$  par rapport au point +1.

1. Soit  $\omega_0$  la pulsation telle que :  $Arg[T(j\omega_0)] = 0$

2. Si  $|T(j\omega_0)|$  ( $=|T(j\omega)|_{\omega=\omega_0}$ ) est :

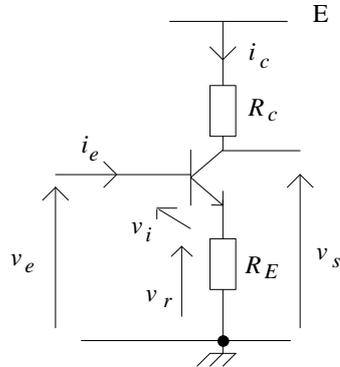
< 1 :	le Système Bouclé est stable ( $y(t)$ évanescence)
= 1 :	le Système Bouclé est oscillant en l'absence de signal d'entrée $x(t)$ , $y(t)$ : oscillation sinusoïdale de pulsation $\omega_0$ (si $\omega_0 = 0$ , $y(t) = C^{te}$ )
> 1 :	le Système Bouclé est instable ( $y(t)$ sature)

**TD 7 ANNEXE. CONTRE-REACTION - STABILITE - OSCILLATEURS SINUSOIDAUX**

*Contre-Réaction*

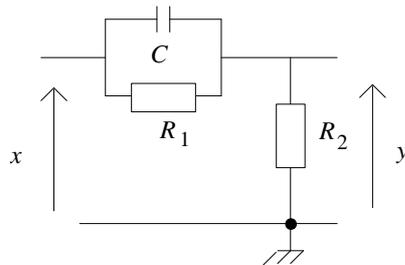
**1. Amplificateur à transistor (émetteur commun)**

(Le circuit de polarisation n'est pas représenté pour simplifier la représentation)



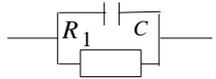
- a) Donner le schéma équivalent en dynamique du montage en faisant apparaître la Contre-Réaction (CR).
- b) De quel type de CR s'agit-il ?

**2. Filtre dérivateur**



a) Déterminer  $H'(j\omega) = \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)}$

$$X(j\omega) \rightarrow \boxed{H'(j\omega)} \rightarrow Y(j\omega)$$

- b) En posant :  mettre le système sous la forme d'un Système Bouclé (SB).

- c) Retrouver l'expression de  $H'(j\omega)$  d'après b).

*Stabilité*

**3. Stabilité d'un amplificateur bouclé**

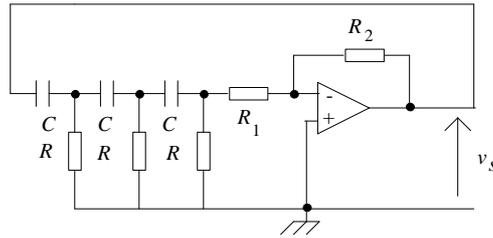
Un amplificateur a pour Fonction de Transfert (FT) :

$$H(j\omega) = \frac{H_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_0}\right)^3} \quad \left| \begin{array}{l} H_0 = -50 \\ \omega_0 = 10^5 \text{ rd / s} \end{array} \right.$$

- a) Montrer qu'avec une boucle de réaction de FT :  $K(j\omega) = K_0 = 0.08$ , le SB est stable. (boucle de réaction à comparateur +/+).
- b) Déterminer la valeur de  $K_0$  pour que le SB entre en oscillation. Donner la pulsation  $\omega_{os}$  de l'oscillation.

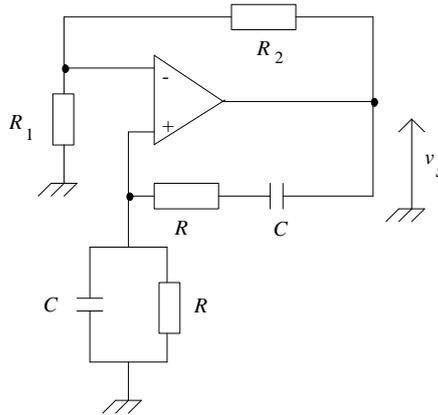
Oscillateurs sinusoïdaux

4. Oscillateur à Réseau Déphaseur



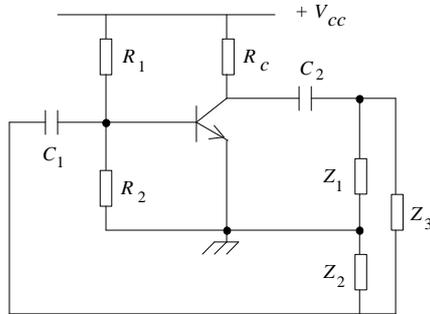
- Déterminer la condition pour que le système oscille et donner la fréquence d'oscillation  $f_0$ .

5. Oscillateur à pont de Wien



- Déterminer la condition pour que le système oscille et donner la fréquence d'oscillation  $f_0$ .

6. Oscillateurs Hartley, Colpitts, Clapp et Pierce



Les impédances  $Z_1, Z_2, Z_3$  sont des réactances pures :  $Z_i = j X_i \quad i = 1,2,3 \quad X_i : \text{reel}$

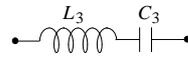
On suppose :  $r // R_1 // R_2 \cong r$  ( $r$  : résistance d'entrée du transistor) et que :  $\frac{X_1 X_2}{r R_c} \ll 1$

- Déterminer la condition pour que le système oscille et donner la fréquence d'oscillation  $f_0$  des oscillateurs :

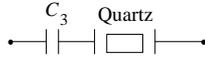
- Hartley :  $Z_1 = L_1 ; Z_2 = L_2 ; Z_3 = C_3$

- Colpitts :  $Z_1 = C_1 ; Z_2 = C_2 ; Z_3 = L_3$

- Clapp :  $Z_1 = C_1 ; Z_2 = C_2 ; Z_3 = L_3$  en série avec  $C_3$  :



- Pierce :  $Z_1 = C_1 ; Z_2 = C_2 ; Z_3 = C_3$  en série avec un quartz :



(Même fréquence d'oscillation que l'oscillateur de Colpitts) - (Un quartz se comporte comme un circuit RLC sélectif  $\equiv$  d'impédance toujours  $\approx$  nulle sauf à une fréquence  $f_0$  dite de résonance).

## TP 7 ANNEXE. Oscillateurs sinusoïdaux

### 1. Matériel nécessaire

- Oscilloscope
- Générateur de signaux Basses Fréquences (GBF)
- Alimentation stabilisée ( 2x[ 0-30 V] ... + 1x[ 5 V] ... )
- Multimètre
- Moniteur MS05 (plaquette de câblage)
- Câbles : - 1 T, 1 BNC-BNC, 1 BNC-Banane, 1 sonde oscilloscope, 6 fils Banane, petits fils.
  
- **Composants :** - 3 Résistances 1 k $\Omega$  (1/4 Watt)
- 1 Résistance 10 k $\Omega$
- 1 Potentiomètre 100 k $\Omega$  (multitours)
- 1 Potentiomètre 1 M $\Omega$  (multitours)
- 3 Condensateurs 1  $\mu$ F
- 4 Amplificateurs Opérationnels type 741 (741, TL071, TL081 ...)

### 2. Notation du TP

Faire examiner par le professeur en fin de séance, l'ensemble étude théorique et compte-rendu de manipulation.

### 3. Etude théorique

#### 3.1. Oscillateur à réseau déphaseur

Soit le circuit où l'Amplificateur Opérationnel (AO) est alimenté en +Vcc et -Vcc avec Vcc = 15 Volts :

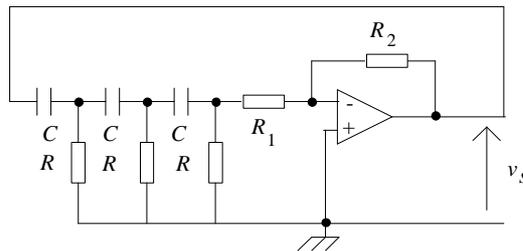


Figure 2

Par la théorie linéaire, déterminer la condition et la fréquence d'oscillation.

A. N. :  $R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 1 \mu\text{F}$

#### 3.2. Oscillateur à pont de Wien

Soit le circuit où l'Amplificateur Opérationnel est alimenté en +Vcc et -Vcc avec Vcc = 15 Volts :

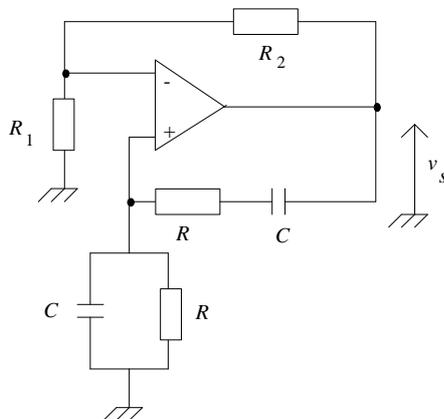


Figure 3

Par la théorie linéaire, déterminer la condition et la fréquence d'oscillation.

A. N. :  $R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 1 \mu\text{F}$

### 4. Etude expérimentale

#### 4.0. Test de l'Amplificateur Opérationnel

Monter (et simuler) l'AO en suiveur (figure 8). La sortie doit être identique à l'entrée prise sinusoïdale par ex., d'amplitude ~1 Volt et de fréquence ~ 1 kHz, en alimentant l'Ampli. Op. avec :  $\pm V_{cc} \approx \pm 15$  Volts.

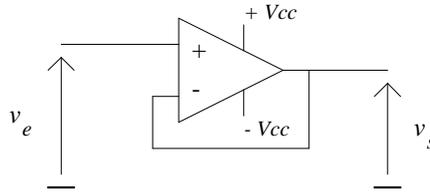


Figure 8

#### 4.1. Oscillateur à réseau déphaseur

Câbler et simuler le circuit de la Fig. 2., avec  $R_2$  : Potentiomètre 1 M $\Omega$ .

- Mesurer la valeur de  $R_2$  au démarrage des oscillations.
- Augmenter et diminuer  $R_2$  autour de cette valeur. Observations pour le signal de sortie ?
- Comparaisons avec la théorie pour la condition et la fréquence d'oscillation.
- Observer le signal en sortie de chaque bloc  $H$  et  $K$  issus de la segmentation du système.

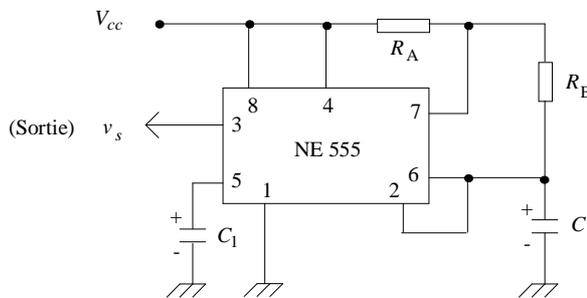
#### 4.2. Oscillateur à pont de Wien

Câbler et simuler le circuit de la Fig. 3., avec  $R_2$  : Potentiomètre 100 k $\Omega$ .

- Mesurer la valeur de  $R_2$  au démarrage des oscillations.
- Augmenter et diminuer  $R_2$  autour de cette valeur. Observations pour le signal de sortie ?
- Comparaisons avec la théorie pour la condition et la fréquence d'oscillation.
- Observer le signal en sortie de chaque bloc  $H$  et  $K$  issus de la segmentation du système.

#### 4.3. Multivibrateur astable (oscillateur rectangulaire, donc non sinusoïdal) (facultatif)

Utilisation du circuit intégré NE 555 monté en astable ( $\equiv$  oscillateur) :



CI NE 555 ou équivalent: SN 72555 ou SFC 2555  
 $R_A = 1 \text{ k}\Omega$        $R_A$  doit toujours être  $\neq 0$   
 $R_B =$  Potentiomètre 10 k $\Omega$   
 $C = 4.7 \text{ nF}$   
 $C_1 = 10 \text{ nF}$   
 $V_{cc} = 10 \text{ Volts}$

Figure 9

L'allure du signal de sortie est la suivante :

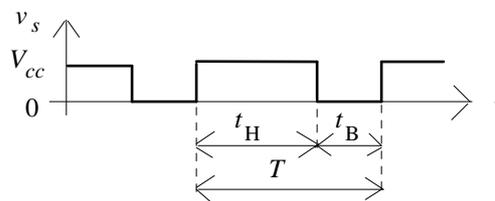


Figure 10

Sachant que :  $t_H$  correspond à la charge de  $C$  à travers  $(R_A + R_B)$  :  $t_H = 0.693(R_A + R_B) C$   
 $t_B$  correspond à la décharge de  $C$  dans  $R_B$  :  $t_B = 0.693 R_B C$

$$T = t_H + t_B = 0.693(R_A + 2R_B) C : \text{période de } v_s(t) \quad f = 1/T \approx \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C} : \text{fréq. de } v_s(t)$$

$$\text{Rapport cyclique de } v_s(t) : R_0 = \frac{t_H}{T} \times 100\% = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B} \quad 50\% < R_0 < 100\%$$

$$R_0 = 50\% \text{ pour } R_B \gg R_A \quad R_0 = 100\% \text{ pour } R_B = 0$$

- Comparer le rapport cyclique  $R_0$  de  $v_s(t)$  avec la théorie en faisant varier  $R_B$ .
- En faisant  $R_B \gg R_A$  (en pratique :  $R_B \approx 10 R_A$  suffit), proposer, calculer et réaliser un filtre simple (filtre passif RC intégrateur du 1er par exemple) pour obtenir un signal sinusoïdal à partir de  $v_s(t)$ .

**4.4. Oscillateur à quartz en logique** (*oscillateur rectangulaire, donc non sinusoïdal*) (facultatif)

Câbler le montage suivant (fig. 11) et visualiser les signaux en A et B : (Alimentation TTL : +5 Volts)

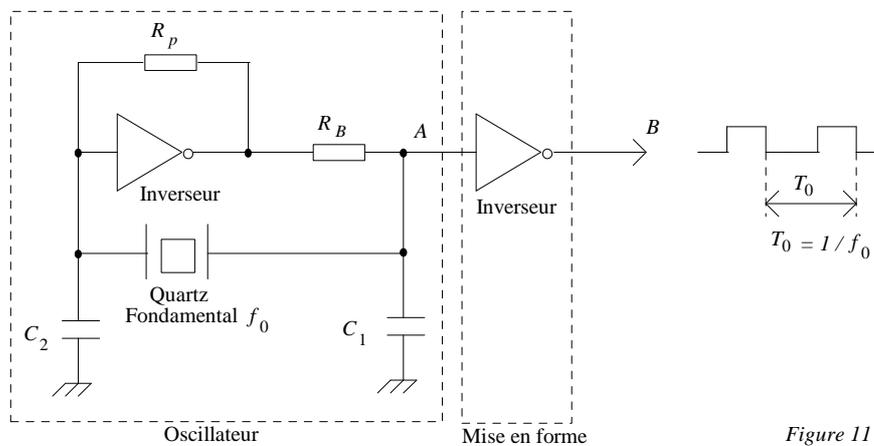


Figure 11

- $R_p = 10 \text{ M}\Omega$
- $R_B = 2 \text{ k}\Omega$
- $C_1 = C_2 = 62 \text{ pF}$
- Quartz : 32 kHz
- Inverseurs : CMOS 4049

Informations du constructeur : (Datasheet)

- La Résistance  $R_p$  sert à polariser la porte de l'oscillateur :  $R_p$  doit être élevée :  $R_p \cong 10 \text{ M}\Omega$ .
- Soit  $Z_B$  la charge de la porte oscillateur :  $Z_B : \begin{cases} R_B : \text{Resistance} \\ C_B : \text{Capacite equivalente a } C_1 \text{ et } C_2 : \end{cases}$

$C_B$  :

En choisissant  $C_B = 32 \text{ pF}$  ( $C_B$  doit être compris entre 20 et 32 pF)  
 On obtient :  $C_1 = C_2 = 2 C_B \rightarrow C_1 = C_2 = 64 \text{ pF}$  (62 pF : valeur normalisée)

- Les oscillations sont correctes pour :  $Z_B \cong Z_L$  avec :

$$Z_L = \frac{X_c^2}{R_L}$$

$$X_c = \frac{1}{j\omega C_B}$$

$R_L$  : resistance de modelisation du quartz :

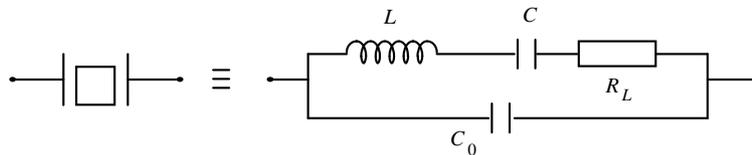


Figure 11

→  $Z_B = R_B \# \frac{1}{\omega_0 C_B}$  avec  $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$  : pulsation d'oscillation.

- On a les correspondances :

Quartz	$f_0 = 32 \text{ kHz}$	$f_0 = 200 \text{ kHz}$	$f_0 = 2 \text{ MHz}$
$R_L$	200 kΩ	2 kΩ	100 Ω
$L$	700 H	27 H	529 mH
$C$	0.003 pF	0.024 pF	0.012 pF
$C_0$	1.7 pF	9 pF	4 pF

- Proposer, calculer et réaliser un filtre simple (filtre passif RC intégrateur du 1er par exemple) pour obtenir un signal sinusoïdal à partir de  $v_s(t)$ .

**Rangement du poste de travail**

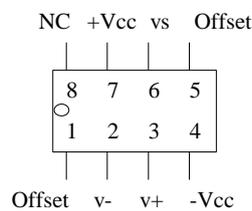
( 0 pour tout le TP sinon).

**ANNEXE TP**

**DOCUMENTATION**

**DES COMPOSANTS**

Brochage de l'amplificateur opérationnel type 741 :



NC : Non Connecté

Offset : ne pas utiliser

## 8 ANNEXE. MODULATION - DEMODULATION

### 1. Généralités

La transmission d'une information (en général à Basse Fréquence (BF)) peut se faire directement par câble coaxial par exemple (pour blindage) : le support est le fil.

On peut également utiliser la voie électromagnétique (ondes radioélectriques) : le support est l'atmosphère. Le signal électrique est converti en onde électromagnétique (comme la lumière) à l'émission. A la réception, la conversion inverse est réalisée.

La conversion est immédiate : une antenne (≡ fil électrique) traversée par un courant électrique  $i$  émet un champ électromagnétique variant comme  $i$  (phénomène réversible : les antennes sont émettrices et réceptrices).

*Exemple* : Transmission d'un signal dans la gamme audiofréquence : (occupant une plage de 20 Hz à 20 kHz) : la transmission directe de ce signal par onde Hertzienne (≡ onde radioélectrique) est impossible cependant car :

- Il serait impossible, à la réception, de distinguer ce signal de toute autre signal occupant la même plage de fréquences.
- Les dimensions des antennes émettrice et réceptrice étant de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde  $\lambda$  du signal émis, elles auraient des dimensions prohibitives : soit  $f = 1$  kHz, une composante des fréquences du signal :

$$f = 1 \text{ kHz} \rightarrow \lambda = \frac{c}{f}$$

$c$  : vitesse de la lumière (≡ vitesse de transmission d'une onde par voie électromagnétique) :  $c = 3.10^8 \text{ m/s}$

$$\rightarrow \lambda = \frac{3.10^8}{10^3} = 300 \text{ km} \quad !!!$$

-Même avec de telles antennes, la fréquence du signal variant entre 20 Hz et 20 kHz, les antennes ne pourraient être adaptées pour toute la plage de fréquence (de plus, on ne pourrait à la réception, se caler sur une fréquence fixe).

On va donc insérer le signal information Basse Fréquence (BF) dans un signal à Haute Fréquence (HF) pour la transmission Hertzienne : c'est la *modulation*.

La portée de la transmission est d'autant plus grande que la puissance d'émission (→ de l'alimentation) est élevée :

Puissance du signal  $x(t)$  :  $P = \frac{1}{T} \int_T x^2(t) dt$

$P$  croît avec l'amplitude de  $x(t)$

$T$  : durée (ou période) de  $x(t)$

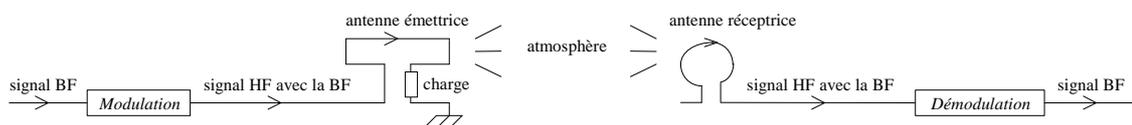
(Ex.:  $x(t) = A \sin \omega t \rightarrow P = \frac{A^2}{2}$ )

La transmission d'une onde HF autorise des antennes de petite taille. La portée est néanmoins réduite du fait de la traversée des couches enveloppant la terre :



A la réception, on va filtrer et récupérer seulement l'information : c'est la *détection* (ou *démodulation*).

On utilise donc un signal porteur (≡ porteuse) qui a une HF pour véhiculer l'information utile BF :



*Rappel* : émission/réception électromagnétique

Une antenne (émettrice ou réceptrice) est un simple fil. Un fil électrique parcouru par un courant électrique émet un champ électromagnétique d'intensité proportionnelle à ce courant. Le phénomène est réversible : un champ électromagnétique au voisinage d'un fil électrique provoque la circulation d'un courant électrique.

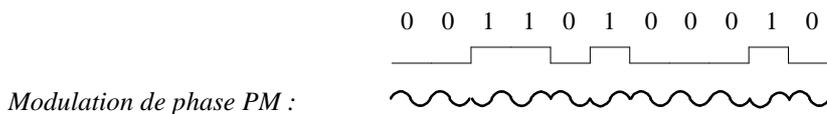
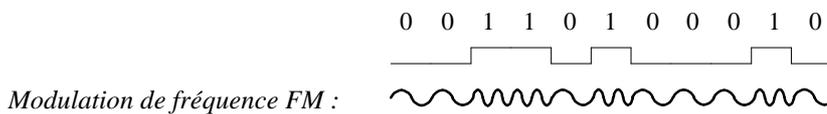
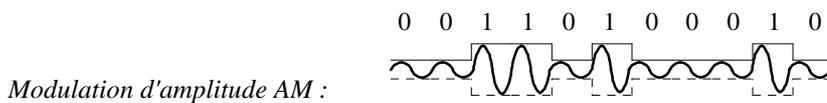
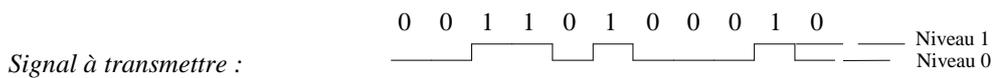
Pour que l'occupation en fréquence soit minimal, on utilise généralement une porteuse sinusoïdale (la porteuse n'occupe alors qu'une seule fréquence : la fréquence de la sinusoïde).

**3 façons d'insérer le signal BF dans la porteuse HF :**

- On insère :
- la BF dans l'amplitude de la porteuse : *Modulation d'amplitude AM (Amplitude Modulation)* ou encore *ASK (Amplitude Shift Keying)*
  - la BF dans la fréquence de la porteuse : *Modulation de fréquence FM (Frequency Modulation)* ou encore *FSK (Frequency Shift Keying)*
  - la BF dans la phase de la porteuse : *Modulation de phase PM (Phase Modulation)* ou encore *PSK (Phase Shift Keying)*

Ex. Transmission d'un signal numérique :

(porteuse sinusoïdale : )



- porteuse :  $s_p(t) = A \cos(2\pi f_p t + \varphi)$  la porteuse est quasi-toujours sinusoïdale
- $A \rightarrow A(t) = A + s_m(t)$  : c'est la modulation AM ( $s_m(t)$  : signal à transmettre)
- $f_p \rightarrow f_p(t) = f_p + s_m(t)$  : c'est la modulation FM
- $\varphi \rightarrow \varphi(t) = \varphi_0(t) + s_m(t)$  : c'est la modulation PM ( $\varphi_0(t) = 2\pi f_p t + \varphi$ )

**3 types de modulation :**

- Modulation analogique continue
- Modulation analogique par impulsions
- Modulation par impulsions codées (Modulation Numérique)

HF : signal porteur, noté  $s_p(t)$

BF : signal utile, signal modulant, noté  $s_m(t)$

Pour la modulation d'amplitude :  $s_p(t)$  sinusoïdale de fréquence allant de qq. 100 kHz à qq. MHz.

Pour la modulation de fréquence :  $s_p(t)$  sinusoïdale de fréquence de l'ordre de 100 MHz.

→ Avec une porteuse de fréquence 1 MHz, l'encombrement spectral du signal audio de l'exemple précédent occupant de 20 Hz à 20 kHz, est translaté de 1 MHz et devient maintenant : de 1.00005 MHz à 1.02 MHz → l'antenne est alors adaptée à toute la plage (et une dimension raisonnable).

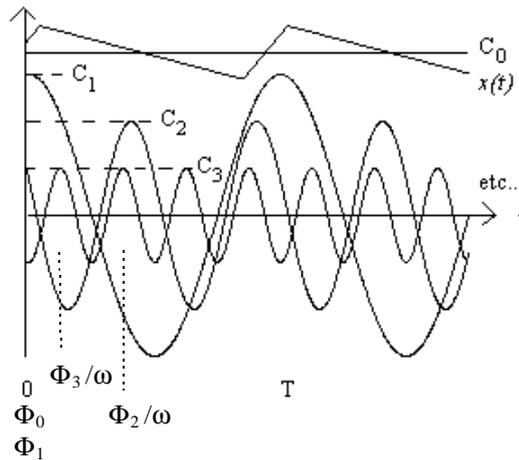
Il suffit à la réception de s'accorder sur la fréquence porteuse, autour de laquelle la variation de fréquence relative est faible → différenciation aisée, ≠ à sans modulation : la détection, ou démodulation, consiste alors en un simple filtrage fréquentiel (passe-bas, pour éliminer la porteuse HF et ne conserver que le signal utile BF).

Rappel : décomposition en série de Fourier

Un signal  $x(t)$  périodique de période  $T$  (de fréquence  $\nu = 1/T$ ) peut se décomposer comme une somme de composantes sinusoïdales :

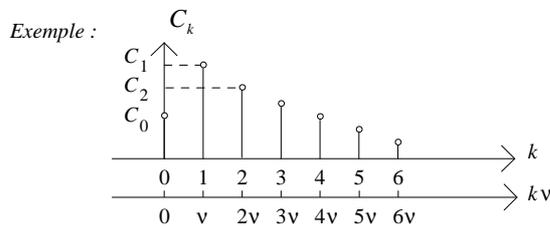
$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} C_k \cos(k\omega t + \Phi_k) \quad \text{avec : } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

Exemple : Décomposition en série de Fourier d'un signal périodique « triangulaire »



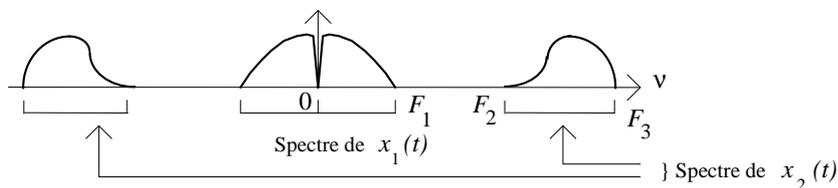
Rappel : spectre

Spectre d'amplitude : il indique l'amplitude de chacune des composantes harmoniques ( $\equiv$  sinusoïdales) de  $x(t)$  ( $C_k$  n'existe que pour  $k \geq 0$ )

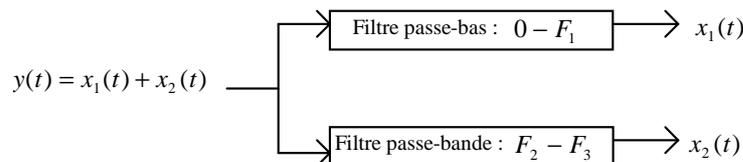


Rappel : filtrage analogique

Un exemple simple de filtrage consiste à isoler un signal  $x_1(t)$  à partir d'une mesure  $y(t)$  contenant 2 signaux  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$ . Si dans le domaine fréquentiel,  $x_1(t)$  et  $x_2(t)$  ont des spectres d'amplitude disjoints tels que :



Alors on a :



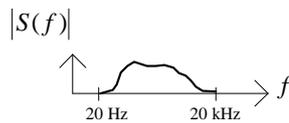
Résumé

Transmettre un signal par voie radioélectrique sans moduler implique 2 problèmes :

- La taille de l'antenne.
- Les signaux de même spectre de fréquence (≡ occupation en fréquence, ≡ gamme des fréquences des sinusôïdes composant le signal (th. de Fourier)) sont noyés (mêlangés) à l'émission.

Exemple : Emission sans modulation de 2 signaux de musique (leur spectre va de 20 Hz à 20 kHz) :

Spectre d'amplitude



Spectre occupé (occupation en fréquence)



Les 2 signaux se mélangent si on les transmet tels quels car, à la réception, il est impossible de les séparer.

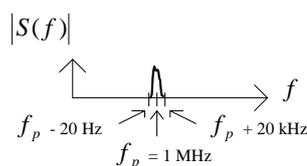
Le principe de la séparation consiste en un filtrage fréquentiel : le récepteur se cale sur (sélectionne) la fréquence (ou la gamme de fréquences) du signal à détecter et élimine le reste des fréquences. Si des signaux occupent la même plage de fréquences, il est donc impossible de les séparer à la réception par filtrage fréquentiel aveugle.

La modulation consiste à effectuer une transposition de fréquences du signal à émettre autour de la fréquence  $f_p$  de la porteuse (porteuse sinusoidale de fréquence  $f_p \sim 1$  MHz).

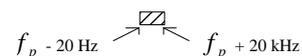
Ainsi, la variation relative de fréquence du signal modulé est très faible et autorise une détection (démodulation, filtrage fréquentiel) permettant de récupérer le signal original en se calant sur la fréquence de la porteuse. Pour transmettre plusieurs signaux BF, il suffit alors d'utiliser pour chacun une fréquence de porteuse différente autour de laquelle le récepteur se calera pour la détection.

Exemple : Emission avec modulation d'un signal de musique (spectre allant de 20 Hz à 20 kHz) ( $f_p \sim 1$  MHz) :

Spectre d'amplitude



Spectre occupé (occupation en fréquence)



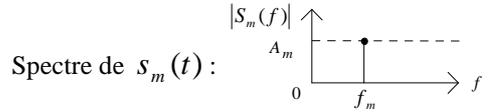
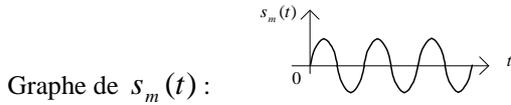
2 porteuses ne peuvent donc avoir la même fréquence sinon on ne peut démoduler (→ l'espace des fréquences est réglementé).

La porteuse constitue donc une enveloppe (au sens du courrier « postal ») dans laquelle on insère le signal à transmettre (c'est la modulation) pour ne pas que les signaux à émettre se mélangent durant le transport. (L'enveloppe est elle-même un signal, le signal porteur, de fréquence unique et de HF). La démodulation doit se charger d'éliminer cette « enveloppe » par filtrage fréquentiel passe-bas (les HF sont éliminées).

Si le signal à transmettre est caractérisé par un spectre très étroit (même à BF), il est clair qu'il n'a pas besoin de porteuse. Mais la plupart des informations ont pour support un signal BF de spectre de fréquences large en valeur relative et doivent donc être modulés.

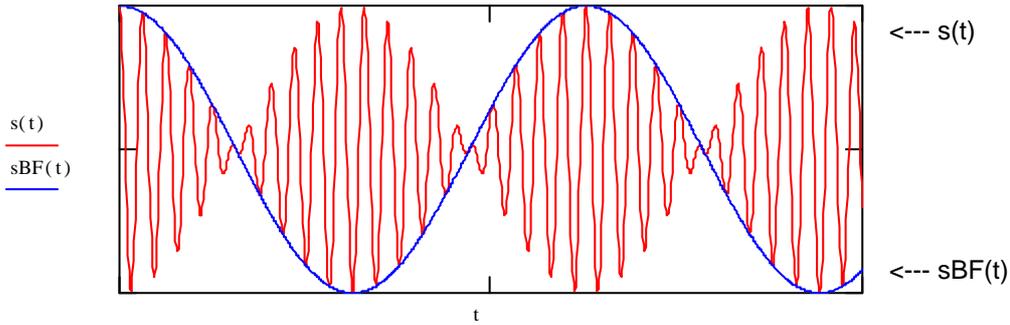
**2. Modulation par multiplication** (encore appelée modulation « sans porteuse » car  $|S(f)|=0$  à  $f = f_p$ )

Porteuse:  $s_p(t) = A_p \cdot \cos(2\pi f_p t)$       Signal BF (supposé sinusoïdal dans un 1<sup>er</sup> temps):  $s_m(t) = A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)$



**2.1. Représentation temporelle du signal modulé  $s(t)$  :** (signal émis)

$$s(t) = k \cdot s_p(t) \cdot s_m(t) = k A_p A_m \cdot \cos(2\pi f_p t) \cdot \cos(2\pi f_m t)$$

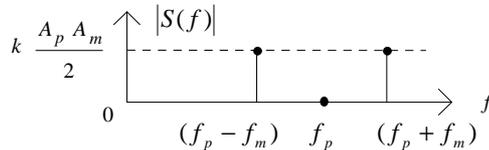


Le signal  $s_m(t)$  est, au facteur  $k A_p$  près, le signal  $s_{BF}(t)$ , qui est l'enveloppe, au sens graphique, de  $s(t)$ .

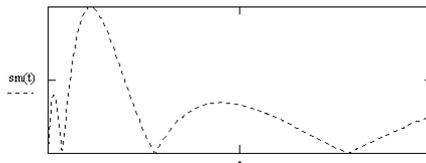
**2.2. Spectre  $S(f)$  de  $s(t)$**

$$s(t) = k \frac{A_p A_m}{2} [\cos\{2\pi(f_p + f_m)t\} + \cos\{2\pi(f_p - f_m)t\}]$$

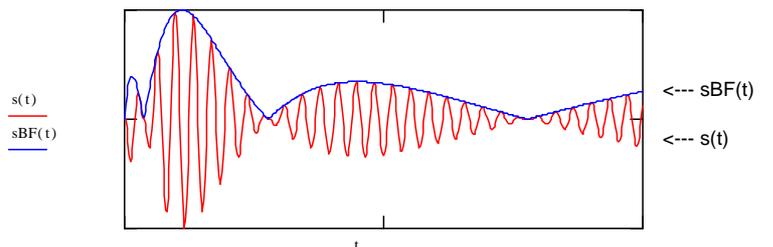
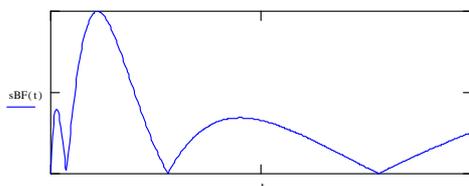
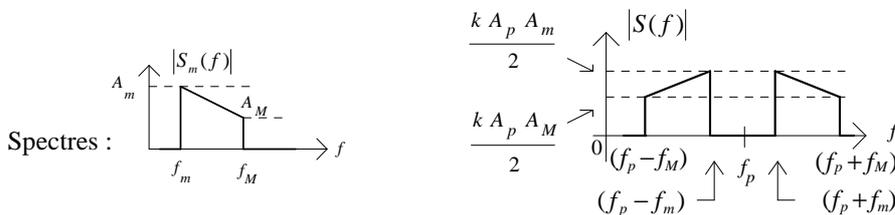
d'où le spectre d'amplitude  $|S(f)|$  de  $s(t)$  (décomposition en série de Fourier réduite ici à une simple linéarisation



du produit de cosinus) :



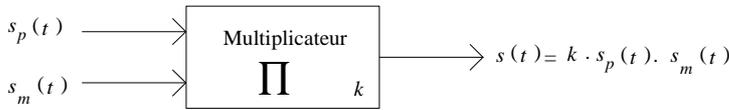
Si  $s_m(t)$  n'est pas sinusoïdal :



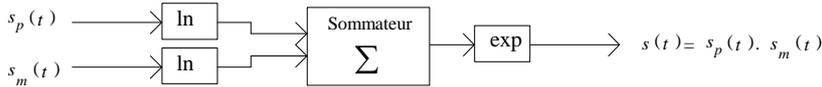
La bande de fréquences occupée par  $s(t)$  est :  $[f_p - f_m, f_p + f_m]$ .

2.3. Production du signal modulé

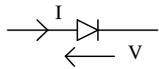
Ex. :



Ex. de réalisation par un ampli. logarithmique en cascade avec un ampli. exponentiel :



Rappel :



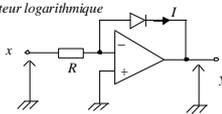
$$I = I_s \cdot e^{-\lambda V} \quad \text{avec} \quad I_s \cong 1 \text{ pA} \text{ (courant de saturation)} \quad \text{et} \quad \lambda = \frac{-q}{kT} \cong 40 \text{ (à } 27^\circ\text{C)}$$

$q$  : charge de l'électron

$k$  : constante de Boltzman

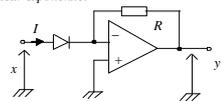
$T$  : température en Kelvin

amplificateur logarithmique



$$y = \frac{1}{\lambda} \cdot \ln\left(\frac{x}{R \cdot I_s}\right)$$

amplificateur exponentiel



$$y = -R \cdot I_s \cdot e^{-\lambda x}$$

2.4. Démodulation du signal :  $s(t) \rightarrow s_m(t)$

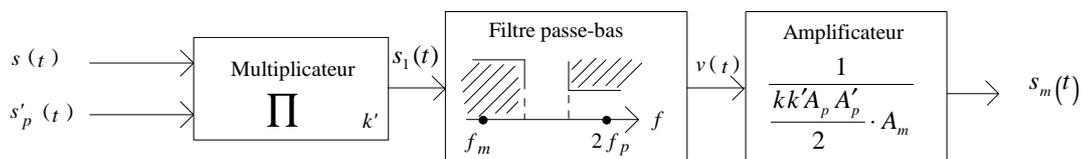
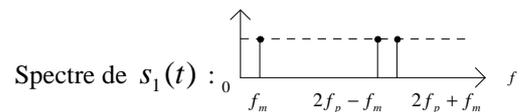
Elle peut être obtenue en multipliant  $s(t)$  par une porteuse locale (à la réception):  $s'_p(t)$  avec :

$$s'_p(t) = A'_p \cdot \cos(2\pi f_p t) \text{ puis en filtrant}$$

$$s_1(t) = k' \cdot s'_p(t) \cdot s(t) = k k' A'_p A_p A_m \cos^2(2\pi f_p t) \cdot \cos(2\pi f_m t) = \frac{k k' A'_p A_p}{2} \cdot A_m [1 + \cos(4\pi f_p t)] \cos(2\pi f_m t)$$

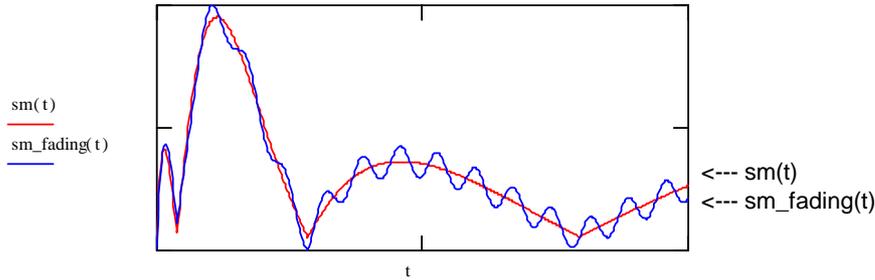
$$s_1(t) = k' \cdot s'_p(t) \cdot s(t) = \underbrace{\frac{k k' A'_p A_p}{2} \cdot A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)}_{v(t)} + \underbrace{A_m \cdot \frac{k k' A'_p A_p}{4} [\cos\{2\pi(2f_p - f_m)t\} + \cos\{2\pi(2f_p + f_m)t\}]}_{\text{éliminé par un filtre passe-bas}}$$

$$v(t) = s_m(t) \text{ au facteur } \frac{k k' A'_p A_p}{2} \cdot A_m \text{ près.}$$



**Inconvénient :** Ce procédé de démodulation nécessite un oscillateur, synchrone avec  $s_p(t)$ , à la réception.

Si la synchronisation n'est pas parfaite, l'amplitude de  $v(t)$  va varier légèrement autour de la valeur voulue au cours du temps : ce défaut est appelé « fading ».



Cet inconvénient peut néanmoins être contourné par la reconstruction, à la réception, de la porteuse  $s'_p(t)$  à partir du signal reçu  $s(t)$ .

### 3. Modulation d'Amplitude (AM)

Pour éviter l'inconvénient précédent (oscillateur nécessaire à la réception), on ajoute le signal utile  $s_m(t)$  à l'amplitude de la porteuse  $s_p(t)$ .

#### 3.1. Représentation temporelle du signal modulé : $s(t)$

Ex. :  $s_m(t)$  sinusoïdal :  $s_m(t) = A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)$

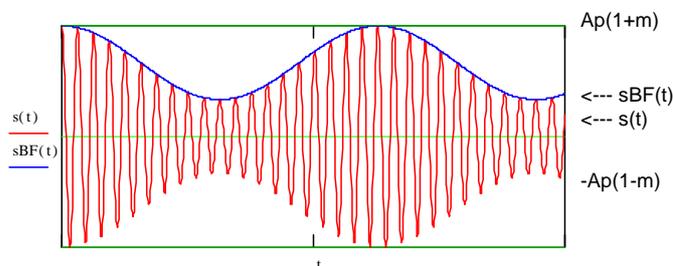
$$s(t) = [A_p + s_m(t)] \cdot \cos(2\pi f_p t) = [A_p + A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)] \cdot \cos(2\pi f_p t)$$

En posant :  $m = \frac{A_m}{A_p}$  : indice, ou taux de modulation (en %)  $m = k A_m$  avec :  $k = \frac{1}{A_p}$

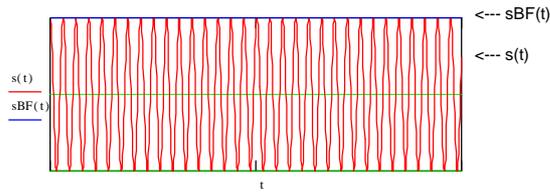
on a :  $s(t) = A_p [1 + m \cdot \cos(2\pi f_m t)] \cdot \cos(2\pi f_p t)$

• Réglage du taux de modulation  $m$  :

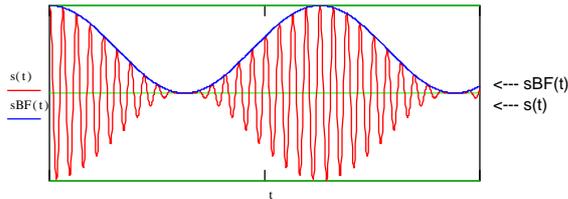
$0 < m < 1$  : L'enveloppe  $> 0$  du signal  $s(t)$  est le signal à transmettre  $s_m(t)$  (à un facteur près et un offset près) :  $A_p(1 - m) \leq$  enveloppe positive de  $s(t) \leq A_p(1 + m)$ . La modulation est correctement réalisée.



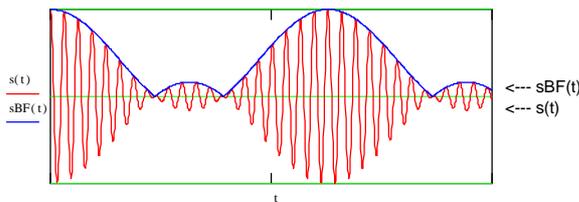
$m = 0$  : L'enveloppe  $> 0$  du signal  $s(t)$  ne témoigne pas suffisamment du signal à transmettre  $s_m(t)$  : il y a *sous-modulation* (l'information utile est indétectable)



$m = 1$  : L'enveloppe  $> 0$  du signal  $s(t)$  est le signal à transmettre  $s_m(t)$  (à un facteur près et un offset près) : on est à la *limite de la sur-modulation* :  $0 \leq$  enveloppe positive de  $s(t) \leq 2A_p$



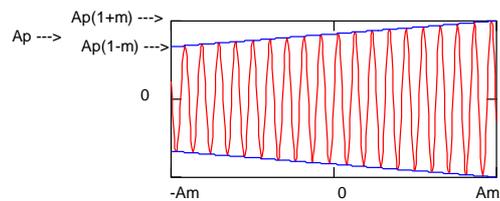
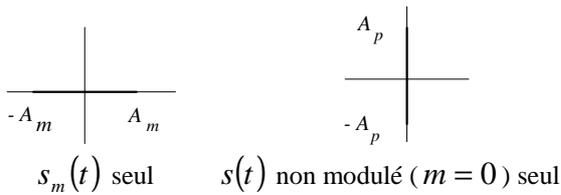
$m > 1$  : L'enveloppe  $> 0$  du signal  $s(t)$  ne témoigne plus fidèlement du signal à transmettre  $s_m(t)$  (perte d'informations à la transmission, donc à la réception) : il y a *sur-modulation*



Contrôle lié à l'aspect temporel (méthode du trapèze)

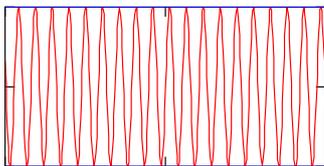
Oscilloscope en position XY :  $\begin{cases} X \leftrightarrow s_m(t) \\ Y \leftrightarrow s(t) \end{cases}$

On a la représentation temporelle :

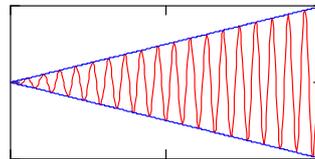


$s_m(t)$  et  $s(t)$  ( $0 < m < 1$  : modulation correcte)

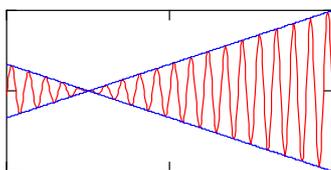
$m = 0$  : *sous-modulation*



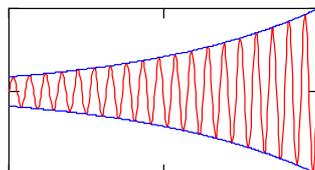
$m = 1$  : *limite de la sur-modulation*



$m > 1$  : *sur-modulation*



$0 < m < 1$  et avec présence d'une *non-linéarité* :



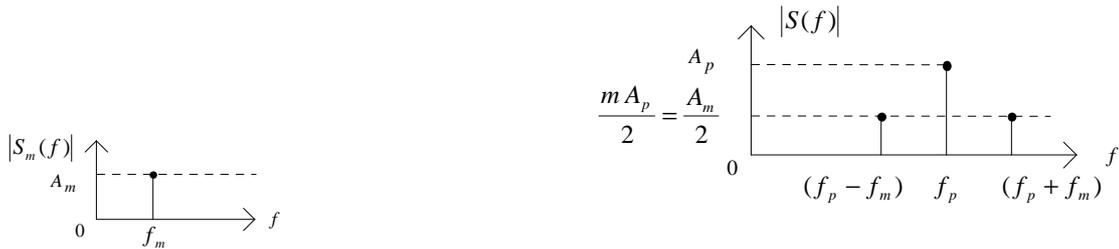
3.2. Spectre du signal modulé AM

Ex. :  $s_m(t)$  sinusoïdal :  $s_m(t) = A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)$

$$s(t) = [A_p + s_m(t)] \cdot \cos(2\pi f_p t) = [A_p + A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)] \cdot \cos(2\pi f_p t)$$

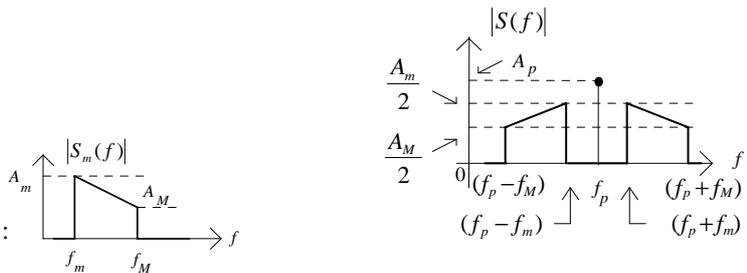
En linéarisant le produit de cosinus, on a : (avec :  $m = \frac{A_m}{A_p}$ )

$$s(t) = A_p \cos(2\pi f_p t) + \frac{mA_p}{2} \{ \cos[2\pi(f_p + f_m)t] + \cos[2\pi(f_p - f_m)t] \}$$
 d'où les spectres :



Si  $s_m(t)$  n'est pas sinusoïdal :

Spectres :



Le signal  $s(t)$  occupe la Bande de Fréquences :  $[f_p - f_M, f_p + f_M]$  → *contrôle lié à l'aspect spectral* :  
 $m > 1$  : apparition d'harmoniques supplémentaires → élargissement du spectre.

3.3. Production du signal modulé AM

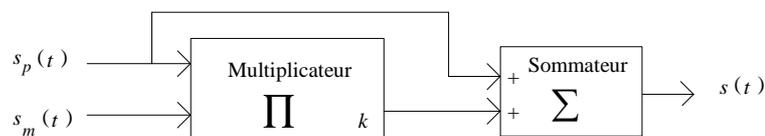
Ex. :  $s_m(t)$  sinusoïdal :  $s_m(t) = A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)$

Plutôt que de produire le signal issu de la définition :  $s(t) = [A_p + A_m \cdot \cos(2\pi f_m t)] \cdot \cos(2\pi f_p t)$

on peut produire un signal de même forme et identique au prix d'un réglage du paramètre  $k$  : ( $kA_p = 1$ )

$$s(t) = A_p \cdot \cos(2\pi f_p t) + kA_p A_m \cos(2\pi f_p t) \cdot \cos(2\pi f_m t) = s_p(t) + k \cdot s_p(t) s_m(t)$$

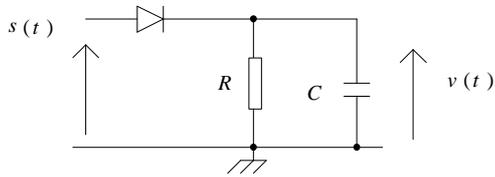
pour lequel le schéma synoptique est le suivant :



3.4. Démodulation du signal AM

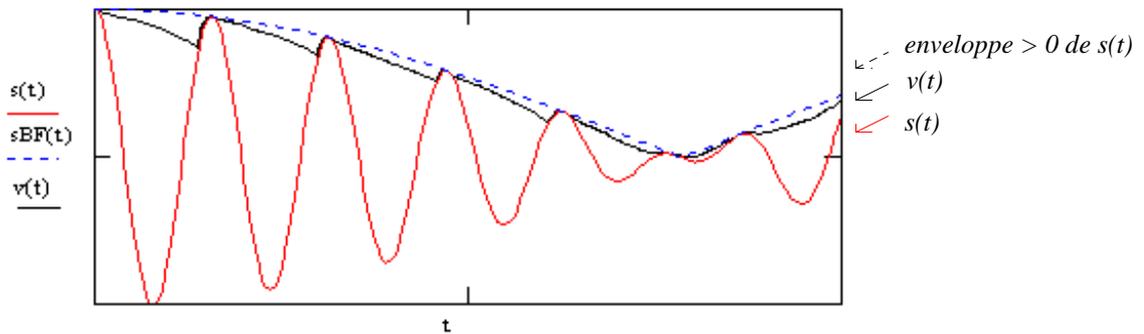
3.4.1. Démodulation à Diode

(La diode ne garde que l'enveloppe  $> 0$  de  $s(t)$ . Elle est suivie d'un filtre passe-bas pour ne retenir que les Basses Fréquences de  $s(t)$ ).



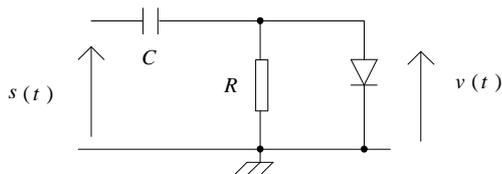
- La diode ne retient que l'enveloppe  $> 0$  de  $s(t)$ .
- Le condensateur  $C$  est calculé de telle sorte que  $\tau = RC \gg T_{HF} = \frac{1}{f_p}$

→  $v(t)$  suit la BF (Basse Fréquence) mais ne peut suivre la HF (Haute Fréquence) (filtrage passe-bas) :

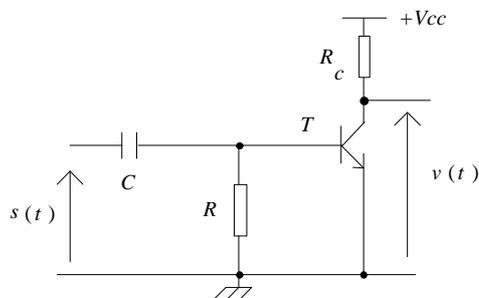


On a bien :  $v(t) \sim s_m(t)$

Autre montage (variante) :



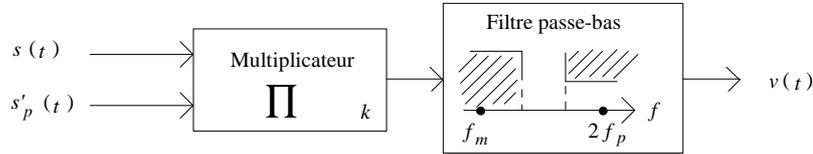
En fait, pour amplifier en plus, le signal modulé, on utilise un transistor par exemple :



3.4.2. Détection synchrone

On utilise un oscillateur local à la réception, oscillant exactement à la fréquence  $f_p$  et délivrant le signal :

$$s'_p(t) = A'_p \cdot \cos(2\pi f_p t)$$



En effet :  $k s(t) \cdot s'_p(t) = k A_p A'_p [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \cos^2(2\pi f_p t)$  d'où :

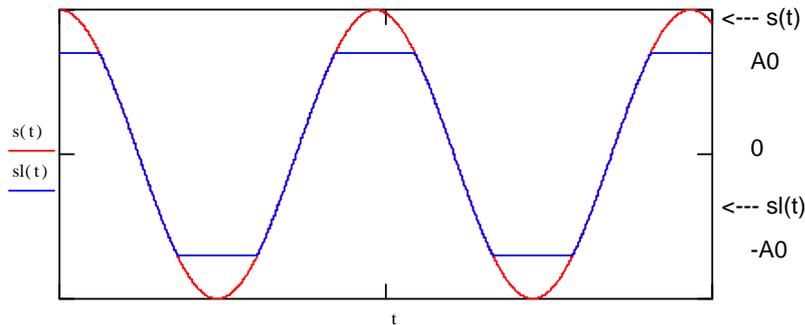
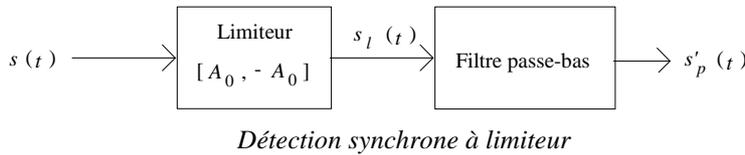
$$k s(t) \cdot s'_p(t) = \frac{k A_p A'_p}{2} \left\{ \underbrace{1 + m \cos(2\pi f_m t)}_{v(t)} + \underbrace{\cos(4\pi f_p t) + \frac{m}{2} \cos[2\pi(2f_p - f_m)t] + \frac{m}{2} \cos[2\pi(2f_p + f_m)t]}_{\text{éliminé par le filtre passe-bas}} \right\}$$

$v(t)$  est bien proportionnel à  $s_m(t)$  après élimination de la composante continue (par un simple condensateur en cascade après  $v(t)$ ) :

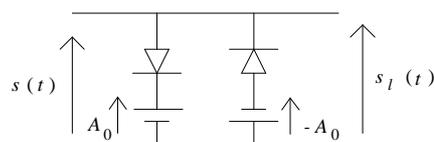
Suppression de la composante continue de  $v(t)$  :  $v'(t)$  n'a plus d'offset.

3.4.2.1. Limiteur

Pour éviter le problème de fading, l'oscillateur  $s'_p(t)$  pour la détection synchrone peut être obtenu avec un limiteur à partir de  $s(t)$  :



Réalisation du limiteur :



En négligeant le seuil des diodes (sinon remplacer A0 par A0 - 0.6)

3.4.2.2. Boucle à Verrouillage de Phase (Phase Locked Loop : PLL)

Pour éviter le problème de fading vu précédemment, on utilise de préférence un asservissement PLL pour reconstituer  $s'_p(t)$  à partir de  $s(t)$  (pour la détection synchrone) :

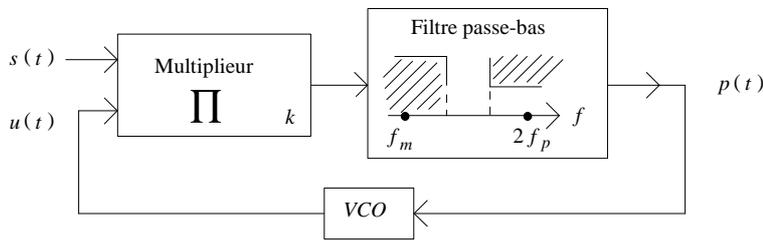
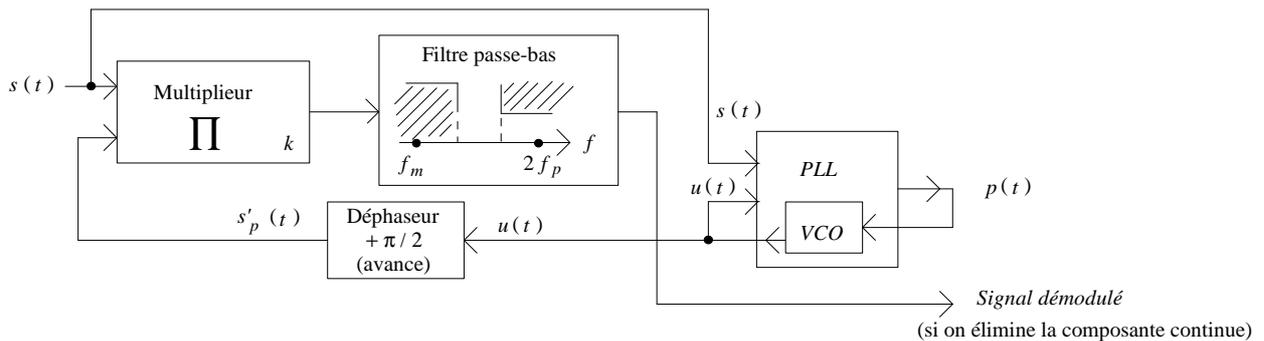


Schéma synoptique d'une PLL

L'oscillateur commandé en tension (VCO) (Voltage Controlled Oscillator) délivre le signal:  $u(t) = A'_p \cdot \sin[2\pi f_p t - \varphi(t)]$  avec  $\varphi(t)$  dépendant de la tension de commande  $p(t)$  par la relation :

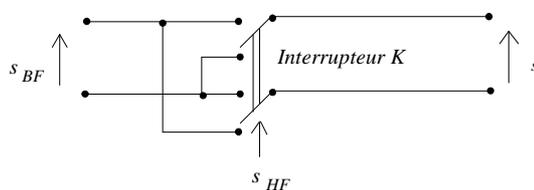
$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = a p(t) \quad \text{avec : } a : \text{C}^{\text{te}} \quad \text{et } \left| \frac{d\varphi(t)}{dt} \right| \ll 2\pi f_p$$



Détection synchrone à PLL

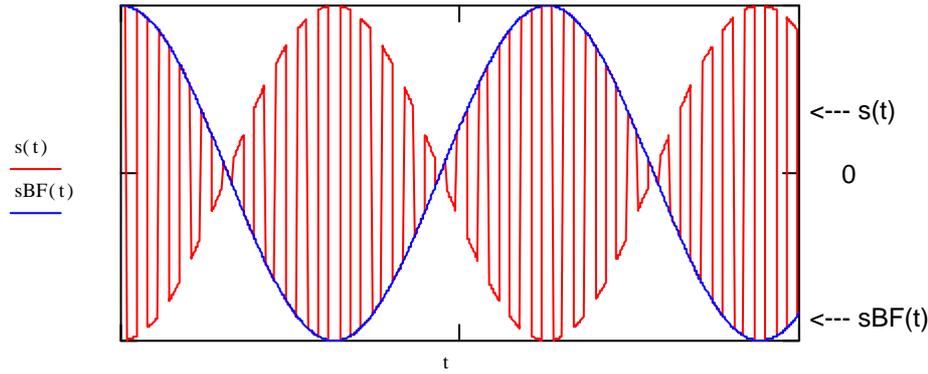
3.5. Modulation AM en anneau

Le signal porteur n'est pas une sinusoïde mais un créneau (interrupteur, commutateur analogique commandé par une horloge carrée HF) : (→ introduction d'harmoniques supplémentaires, donc de bruit à la transmission)

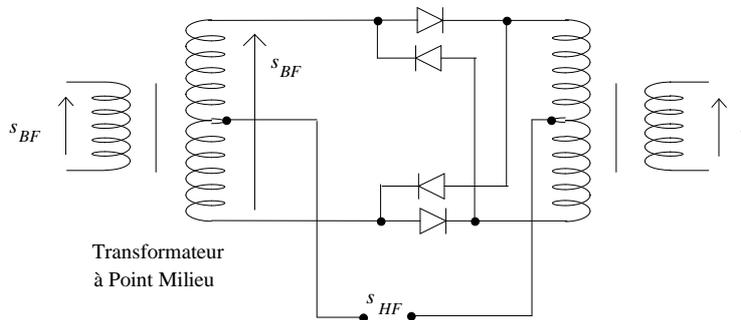


- Interrupteur K en position haute :  $s = +s_{BF}$
- Interrupteur K en position basse :  $s = -s_{BF}$

d'où le signal issu de la modulation :



En pratique, l'interrupteur  $K$  est réalisé avec des diodes :



#### 4. Modulation Bande Latérale Unique par multiplication (BLU)

On a vu que la multiplication du signal utile  $s_m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$  par la porteuse  $s_p = A_p \cos(2\pi f_p t)$  provoque 2 composantes fréquentielles sinusoïdales d'amplitudes  $k \frac{A_p A_m}{2}$  et de fréquences  $(f_p + f_m)$  et  $(f_p - f_m)$ .

La modulation BLU ne conserve qu'une seule de ces 2 composantes :

Ex. : la Bande Latérale Supérieure (BLS)  $\rightarrow$  signal émis : 
$$s(t) = \frac{k A_p A_m}{2} \cdot \cos[2\pi(f_p + f_m)t]$$

Avantage : La BLU occupe ainsi une bande de fréquences limitée par rapport à la modulation par multiplication (occupation fréquentielle réduite).

##### 4.1. Représentation Temporelle de la BLU

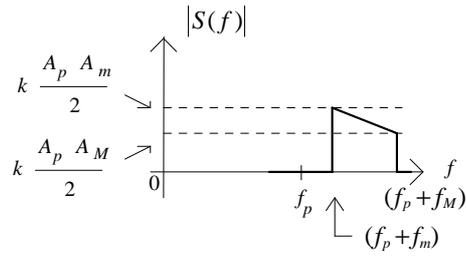
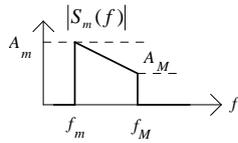
Si  $s_m(t)$  est sinusoïdal de fréquence  $f_m \rightarrow s(t)$  : sinusoïde d'amplitude  $C^{te}$  de fréquence  $f_p + f_m$

$\rightarrow$  Modulation BLU  $\equiv$  Translation du signal dans le domaine fréquentiel (translation du spectre, décalage, transposition de fréquences).

##### 4.2. Spectre du signal BLU

Si  $s_m(t)$  occupe la bande de fréquences  $[f_m, f_M] \rightarrow$  le signal modulé BLU occupe la bande  $[f_p + f_m, f_p + f_M]$  :

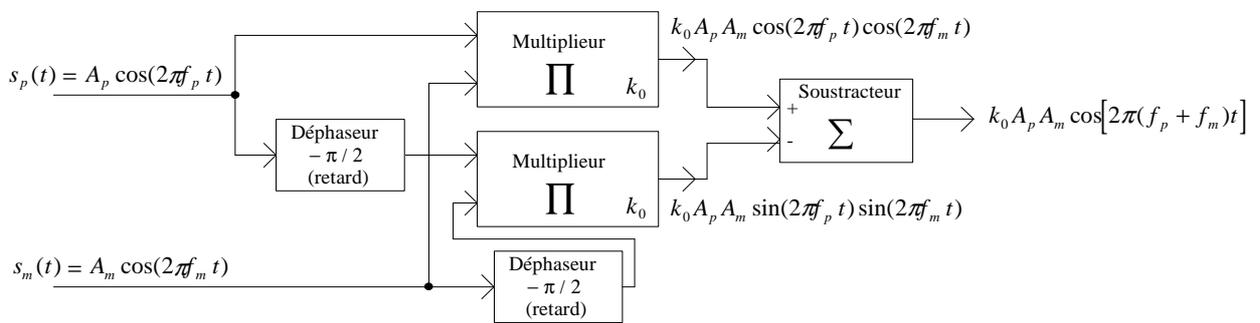
Spectres :



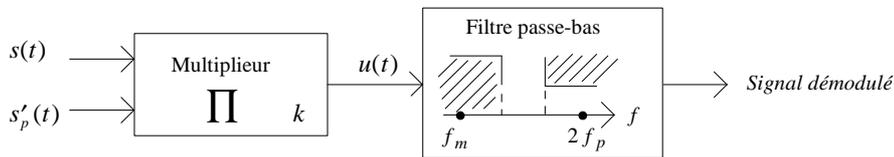
→ En ne conservant qu'une seule Bande Latérale, on limite la bande de fréquences nécessaire à la transmission.

### 4.3. Production de la modulation BLU

Ex. : Obtention par filtrage de la BLI (Bande Latérale Inférieure) ou par déphasage :



### 4.4. Démodulation de la BLU



$$s'_p(t) : \text{oscillateur local} : s'_p(t) = A'_p \cdot \cos(2\pi f_p t)$$

$$s(t) = \text{BLU} = k_0 A_p A_m \cos[2\pi(f_p + f_m)t]$$

$$\rightarrow u(t) = k_0 k A_p A_m A'_p \cos[2\pi(f_p + f_m)t] \cos(2\pi f_p t) = \frac{k_0 k A_p A_m A'_p}{2} \left\{ \underbrace{\cos[2\pi(2f_p + f_m)t]}_{\text{terme à éliminer (filtrage)}} + \cos(2\pi f_m t) \right\}$$

## 5. Modulation de Fréquence (FM)

On insère le signal BF dans la fréquence de la porteuse.

*Avantage :* La FM est moins sensible que la modulation d'amplitude aux bruits parasites car ceux-ci agissent directement sur l'amplitude du signal modulé (bruit additif) donc du signal utile à la réception, et quasiment pas sur sa fréquence.

(Les sources de bruit électromagnétique sont diverses : bruit de pollution électromagnétique des moniteurs (écrans, télé, ordinateurs...), bruit électromagnétique des moteurs, bruit galactique (bruit électromagnétique terrestre), bruit d'interférence d'autres émissions modulées ... et sont désormais soumises à une réglementation de CEM (Compatibilité ElectroMagnétique).

**5.1. Modulation de Phase et Modulation de Fréquence (PM et FM)**

Le signal modulé (≡ signal émis) peut s'écrire :  $s(t) = A(t) \cdot \cos \theta(t)$  avec :  $\theta(t)$  : phase de  $s(t)$ .

En modulation AM :  $s_m(t)$  intervient dans  $A(t)$  Ex. :  $\begin{cases} A(t) = kA_p A_m \cos(2\pi f_m t) = kA_p s_m(t) \\ \theta(t) = 2\pi f_p t \end{cases}$

En modulation PM et FM :  $s_m(t)$  intervient dans  $\theta(t)$  :  $\theta(t) = 2\pi f_p t + \varphi(t)$  et :  $A(t) = A_p$

- en PM :  $\varphi(t) = k s_m(t)$

- en FM :  $\frac{d\varphi(t)}{dt} = k s_m(t)$

Dans le cas où le signal utile (≡ signal à transmettre, encore appelé signal modulant)  $s_m(t)$  est sinusoïdal (cas intéressant pour une étude élémentaire) :  $s_m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$ , on a, pour expression du signal modulé  $s(t)$  :

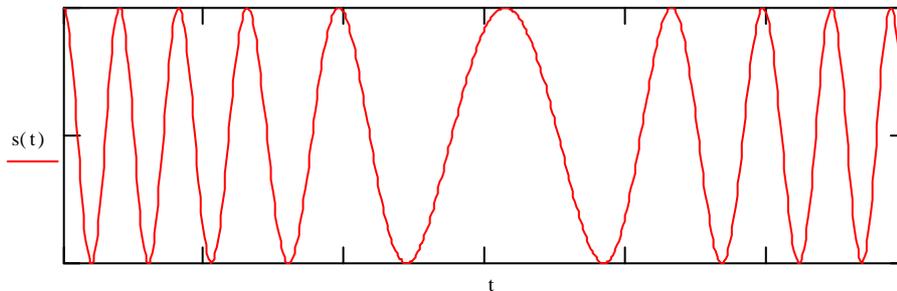
- en FM :  $s(t) = A_p \cos\left[2\pi f_p t + \frac{kA_m}{2\pi f_m} \sin(2\pi f_m t)\right] = A_p \cos\left[2\pi f_p t + m \cdot \sin(2\pi f_m t)\right]$

avec :  $m = \frac{kA_m}{2\pi f_m}$  : indice de modulation.

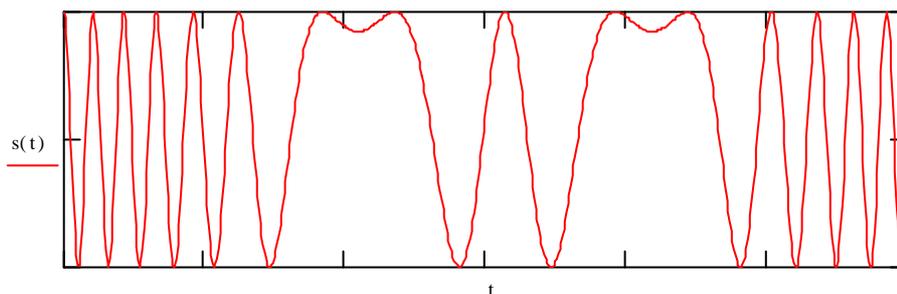
**5.2. Forme du signal FM**

Pour  $s_m(t)$  sinusoïdal :

• modulation correctement réalisée : ( $m$  faible et  $\neq 0$ )



• surmodulation (perte d'informations) : ( $m$  élevé)



5.3. Spectre du signal FM

5.3.1. Cas simple où  $m \ll 1$

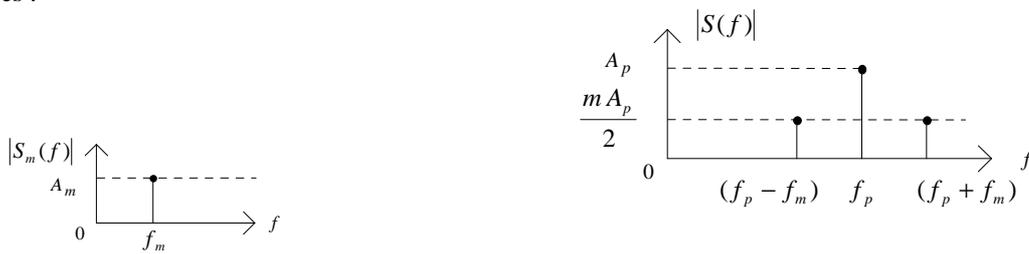
$$s(t) = A_p \cos\{2\pi f_p t + m \sin(2\pi f_m t)\} = A_p \left\{ \underbrace{\cos(2\pi f_p t)}_{\neq 0} \cdot \underbrace{\cos(m \cdot \sin(2\pi f_m t))}_{\neq 0} - \sin(2\pi f_p t) \cdot \sin(m \cdot \sin(2\pi f_m t)) \right\}$$

$$s(t) \approx A_p \cos(2\pi f_p t) - A_p \sin(2\pi f_p t) \cdot m \cdot \sin(2\pi f_m t)$$

$$\rightarrow s(t) \approx A_p \cos(2\pi f_p t) + \frac{m A_p}{2} \cdot \cos\{2\pi(f_p + f_m)t\} - \frac{m A_p}{2} \cdot \cos\{2\pi(f_p - f_m)t\}$$

↑ ↑ ↑  
porteuse BLS BLI

Spectres :



5.3.2.  $m$  quelconque

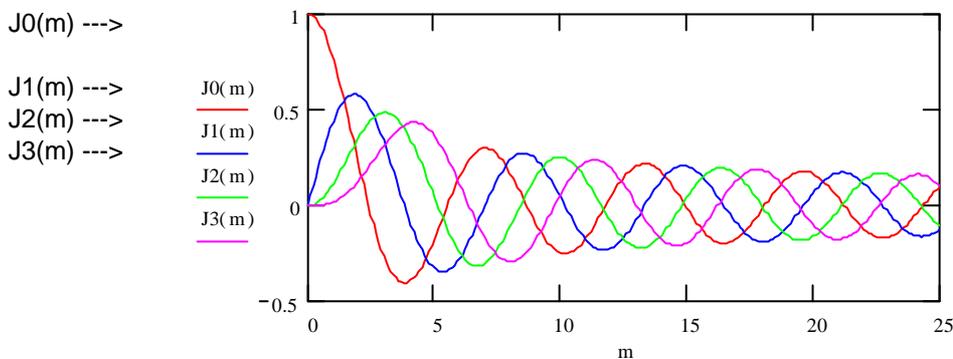
$$s(t) = A_p \cos\{2\pi f_p t + m \sin(2\pi f_m t)\} = A_p \cdot \text{Re}[e^{i\{2\pi f_p t + m \sin(2\pi f_m t)\}}] \quad (\text{formule d'Euler})$$

Décomposition de Bessel :  $e^{i m \sin(2\pi f_m t)} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cdot e^{i n 2\pi f_m t}$  où  $J_n(m)$  sont les fonctions de Bessel (réelles)

$$s(t) = A_p \cdot \text{Re} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cdot e^{i 2\pi(f_p + n f_m)t} \right] \rightarrow s(t) = A_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} [J_n(m) \cdot \cos(2\pi(f_p + n f_m)t)]$$

Le spectre de  $s(t)$  est infini ( $n : -\infty \rightarrow \infty$ ) : spectre doublement infini si  $s_m(t)$  n'est pas sinusoidal.

Fonctions de Bessel :



**5.4. Production du signal FM**

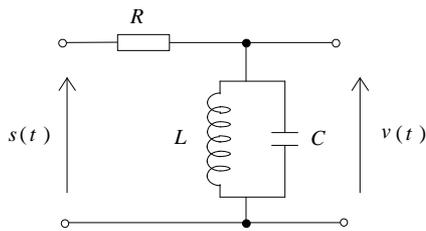
Ex. : A partir d'un oscillateur accordé : ex.: oscillateur Colpitts  $L, C$ .

$f_0$  : fréquence d'oscillation :  $f_0 = f(L, C)$   $f_0$  est variable par la capacité  $C$  variable ( $C$  : diode varicap par ex.).

La capacité  $C$  varie avec le signal utile  $s_m(t)$ .

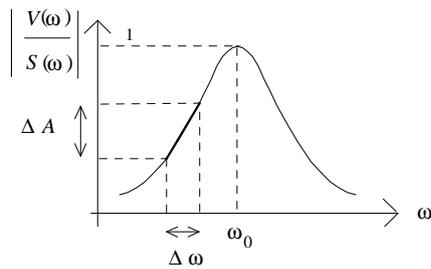
**5.5. Démodulation de Fréquence**

Ex. : Démodulateur à flancs



Soit :  $Z = Z(jL\omega) = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2}$

$Z = \frac{jL\omega}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$  avec :  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

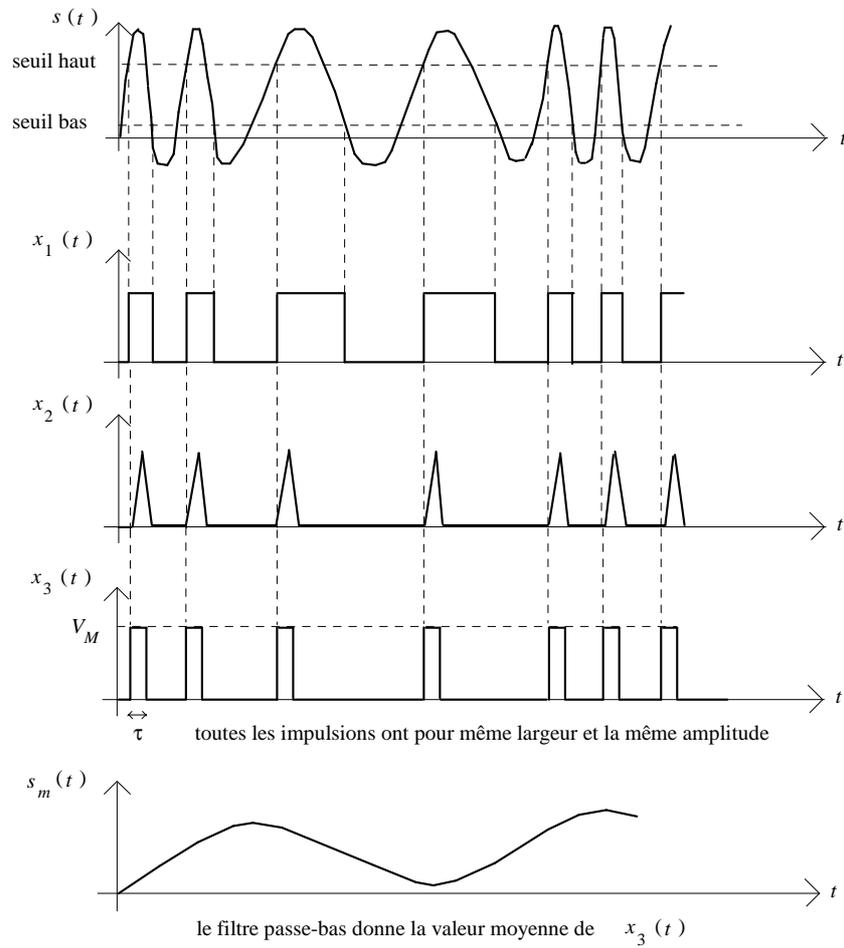
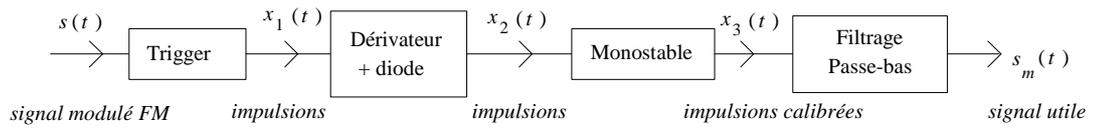


$\frac{V(\omega)}{S(\omega)} = \frac{Z}{Z + R}$

On transforme la variation de fréquence  $\Delta\omega$  en variation d'amplitude  $\Delta A \rightarrow$  On peut ensuite effectuer une démodulation d'amplitude (à PLL par exemple).

Inconvénient : la plage utilisable est faible si on veut une bonne linéarité (pas de déformation du signal).  
(il faut :  $\Delta A =$  fonction linéaire de  $\Delta\omega$  si on veut réaliser une transmission fidèle).

Autre ex. : Détection d'une FM par comptage d'impulsions :



Monostable : circuit délivrant à partir d'impulsions non calibrées, des impulsions calibrées d'amplitude  $C^{te} = V_M$  et de durée  $C^{te} = \tau$ .

5.7. Transmissions stéréophoniques

Dans les transmissions stéréophoniques, deux signaux provenant de deux micros indépendants sont transmis de l'émetteur vers le récepteur. A la réception, ces deux signaux sont aiguillés vers deux haut-parleurs différents. Le son reconstitué est ainsi plus proche du son naturel, dans la mesure où chaque oreille reçoit un son différent.

Soient  $R(t)$  et  $L(t)$  les deux signaux à transmettre.

Ces deux signaux sont au préalable filtrés de façon à limiter leur encombrement spectral à 15 kHz, puis ils sont appliqués au système ci-dessous pour produire le signal composite  $m(t)$ .

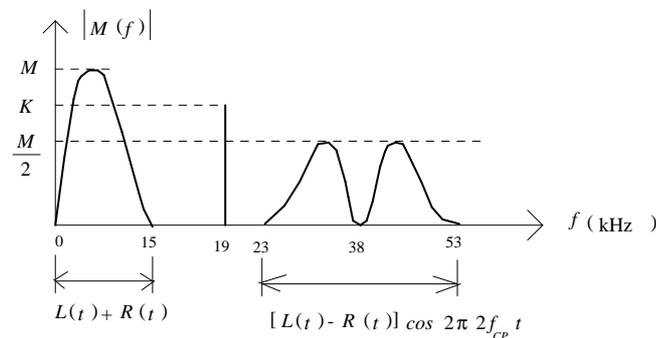
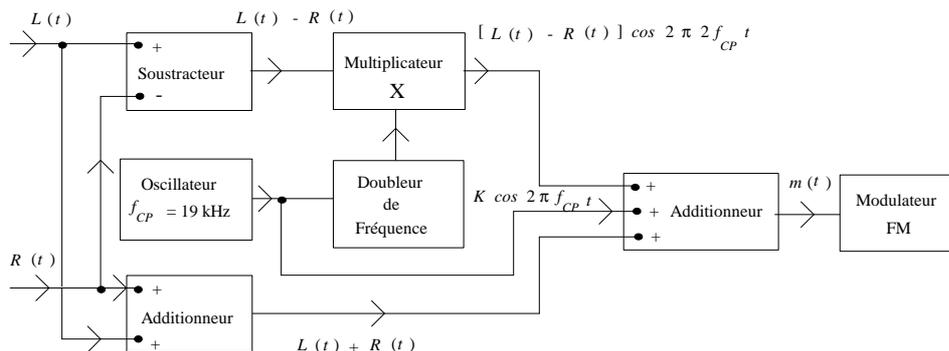
Le signal  $m(t)$  appliqué au modulateur FM résulte de l'addition des signaux suivants :

- un signal sinusoïdal de fréquence  $f_{CP} = 19$  kHz provenant d'un oscillateur pilote;
- le signal somme  $L(t) + R(t)$ ;
- le signal différence  $L(t) - R(t)$  multiplié par un signal sinusoïdal de fréquence :  $2f_{CP} = 38$  kHz .

Le signal  $m(t)$  peut ainsi être mis sous la forme :

$$m(t) = [L(t) + R(t)] + [L(t) - R(t)] \cos(2\pi 2f_{CP}t) + K \cos(2\pi f_{CP}t)$$

Sachant que les signaux  $L(t)$  et  $R(t)$  ont été au préalable limités à 15 kHz, l'encombrement spectral du signal  $m(t)$  est donné plus bas.



A la réception, le signal  $m(t)$  reconstitué par le démodulateur FM est appliqué au système décrit plus bas.

Les composantes du signal  $m(t)$  sont séparées par filtrage.

- la sous-porteuse de fréquence  $f_{CP} = 19$  kHz est détectée par un filtre passe-bande puis appliquée à un multiplicateur de fréquence par 2 pour reconstituer le signal  $\cos(2\pi 2 f_{CP} t)$ ;
- le signal  $L(t) + R(t)$  est isolé par un filtre passe-bas limité à 15 kHz ;
- le signal  $[L(t) - R(t)] \cos(2\pi 2 f_{CP} t)$  est isolé par un filtre passe-bande calé entre 23 et 53 kHz.

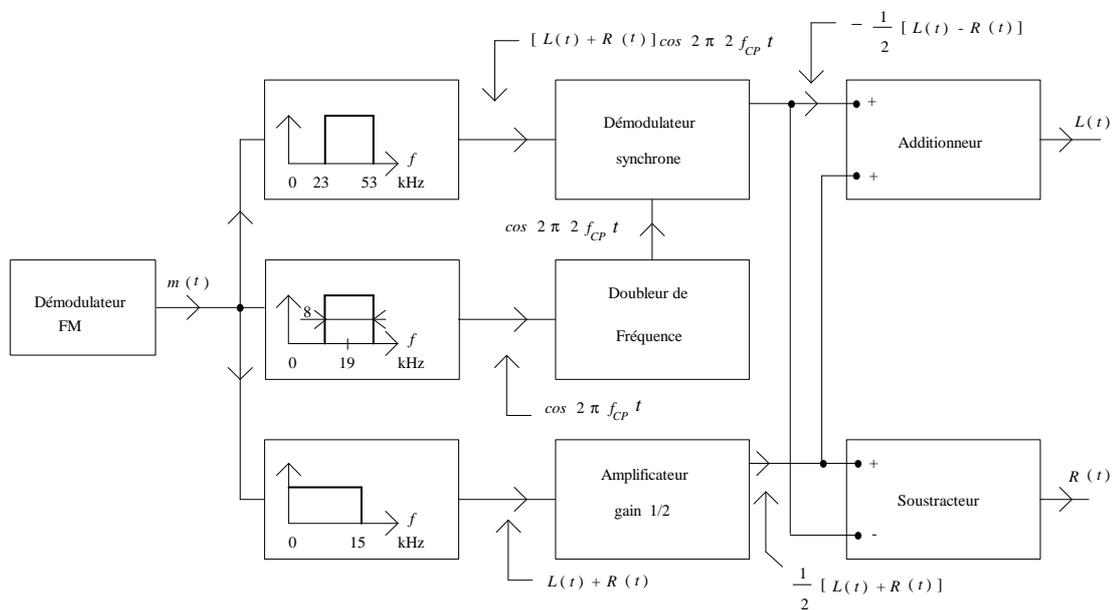
Le signal  $L(t) - R(t)$  est alors reconstitué par un démodulateur synchrone.

A partir des signaux  $L(t) - R(t)$  et  $L(t) + R(t)$ , le dispositif isole les signaux  $R(t)$  et  $L(t)$  par addition et soustraction.

*Remarque :*

Le signal  $m(t)$  encombre une bande de fréquence s'étendant de 0 à 53 kHz. La bande de fréquence nécessaire à la transmission est donc :  $B = 2(\Delta f + 53 \text{ kHz})$

où  $\Delta f$  est la déviation maximale de fréquence. Cet encombrement fréquentiel est compatible avec l'écart minimum entre les fréquences porteuses des stations radiophoniques qui est de 200 kHz.



## 6. Transmissions Numériques

### 6.1. Les modulations d'impulsions

En télécommunications, le signal représentant l'information à transmettre subit une transposition de fréquence de façon à occuper une bande de fréquence de largeur relativement faible autour d'une porteuse HF.

Cette transposition est effectuée par modulation d'un des paramètres caractérisant la porteuse : amplitude, fréquence ou phase.

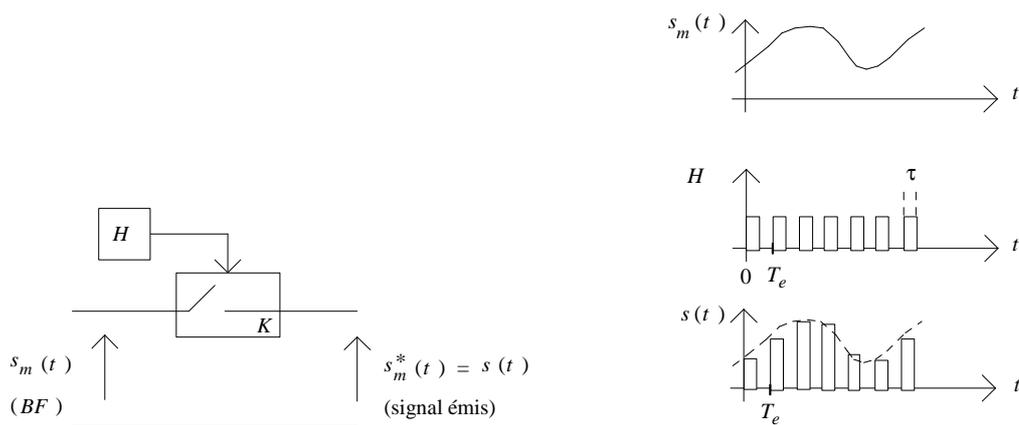
Si la porteuse est constituée d'impulsions, la modulation présente l'avantage de pouvoir transporter plusieurs signaux à la fois : c'est le multiplexage temporel (multiplexage  $\equiv$  sélection, commutation de 1 signal parmi N).

Les impulsions de la porteuse ont pour fréquence  $F_e$  : fréquence des échantillons du signal numérique. A la réception, il suffit de se caler sur la fréquence d'échantillonnage  $F_e$  pour démoduler.

#### 6.1.1. La modulation d'impulsions en amplitude

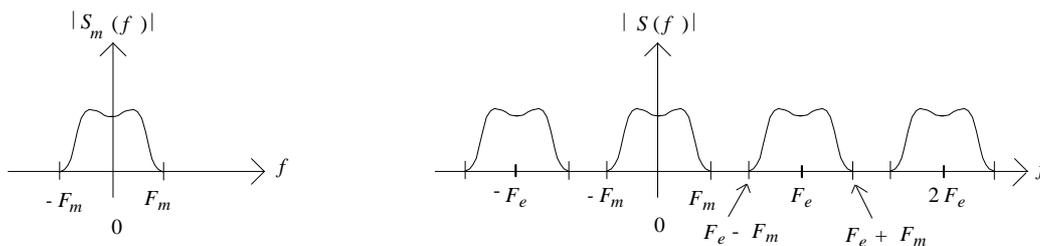
On utilise un échantillonneur rythmé par une horloge  $H$  de période  $T_e$  (période d'échantillonnage  $T_e = \frac{1}{F_e}$ ) et

fournissant des impulsions de largeur  $\tau$ . Un échantillonneur  $\equiv$  interrupteur, commutateur analogique  $K$  commandé par l'horloge  $H$



Spectre de  $s(t)$  :

On montre à l'aide de la Transformée de Fourier que l'échantillonnage temporel a pour effet de périodiser le spectre de  $s_m(t)$  : (à la période (fréquentielle)  $F_e$ ) :



La porteuse ( $\equiv$  l'horloge) doit respecter la condition de Shannon : (théorème de Shannon) :

$$F_e \geq 2 F_m \quad \text{où } F_m \text{ est la fréquence maximale contenue dans le spectre de } s_m(t),$$

sans quoi il y a recouvrement des lobes du spectre de  $s(t)$  et impossibilité, à la réception, de reconstituer  $s_m(t)$  à partir des échantillons  $s_m^*(t)$ .

Ex. : Signal de musique :  $20 \text{ Hz} < f < 20 \text{ kHz} \rightarrow F_m = 20 \text{ kHz} \rightarrow F_e \geq 40 \text{ kHz}$

Signal de parole :  $300 \text{ Hz} < f < 4 \text{ kHz} \rightarrow F_m = 4 \text{ kHz} \rightarrow F_e \geq 8 \text{ kHz}$ .

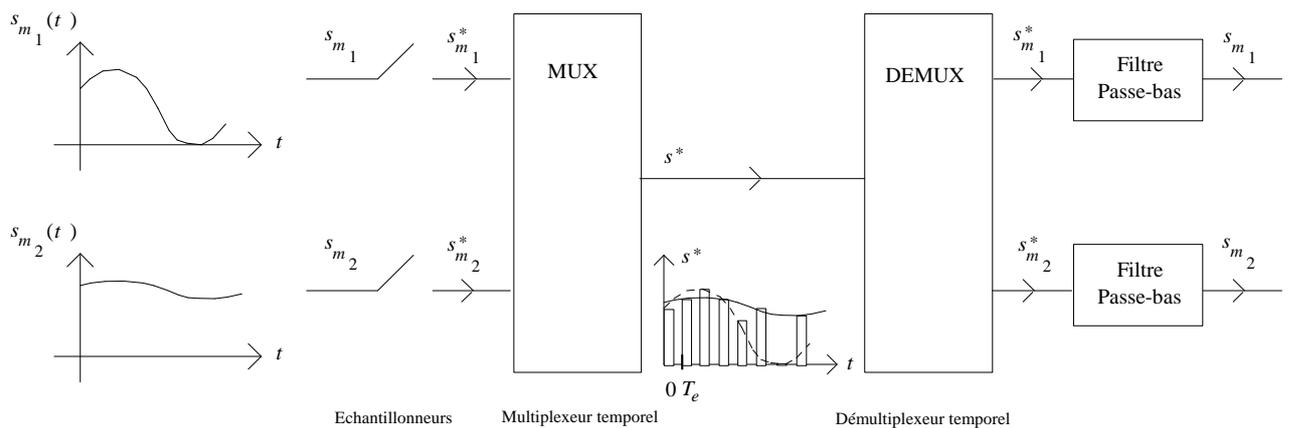
Démodulation

La démodulation se fait simplement par filtrage passe-bas de  $s(t)$  avec  $F_m$  pour fréquence de coupure.

Multiplexage

On peut, sur un même canal de transmission ( $\equiv$  une même porteuse (équivalent d'une ligne de transmission pour les transmissions filaires)) transporter plusieurs messages en même temps par multiplexage temporel ( $\equiv$  sélection d'un signal parmi  $N$ ).

A la réception, il faut séparer les messages par démultiplexage ( $\equiv$  récupération des  $N$  signaux à partir d'1 signal).

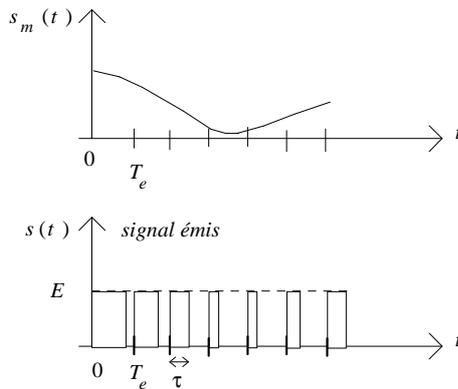


Ce système de multiplexage est utilisé en téléphonie : la fréquence supérieure de la voix est de l'ordre de  $F_m = 4 \text{ kHz}$ .

L'échantillonnage se fait à  $F_e = 8 \text{ kHz}$ . On arrive à transporter plusieurs dizaines de voies téléphoniques sur la même ligne de transmission.

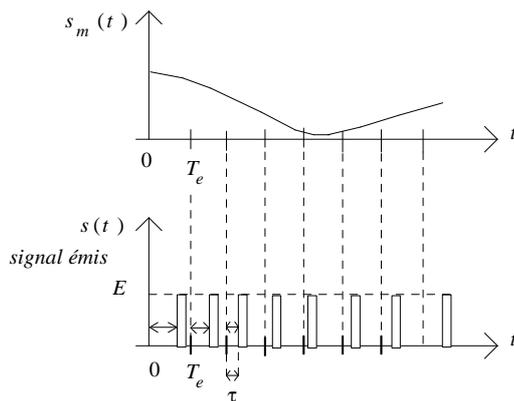
6.1.2. La modulation d'impulsions en durée (PWM : Power Width Modulation)

Les impulsions ont toutes la même amplitude, mais c'est leur durée  $\tau$  qui est fonction du signal  $s_m(t)$  à transporter.



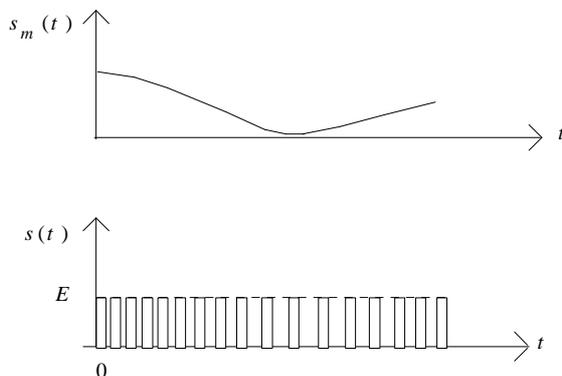
6.1.3. La modulation d'impulsions en position

Les impulsions ont toutes la même amplitude et la même durée, mais leurs fronts montants n'apparaissent tous les  $T_e$  secondes, comme dans les cas précédents. Ils sont retardés d'un temps  $\tau$  qui est fonction du signal  $s_m(t)$  à transmettre :



6.1.4. La modulation d'impulsions en densité (moins utilisée car  $F_e$  est variable)

Les impulsions ont toutes la même amplitude et la même durée, mais leur densité ( $\equiv$  fréquence) est fonction du signal  $s_m(t)$  à transmettre :



6.2. La modulation d'impulsions codées (MIC)

1 impulsion est codée par 1 mot binaire

Les échantillons successifs du signal à émettre ne sont pas utilisés directement mais sont quantifiés et codés numériquement en un mot binaire à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (CAN).

La quantification va arrondir l'amplitude de l'échantillon (cas de la modulation en amplitude) ou sa durée (cas de la modulation en durée) etc ..., à une valeur discrète parmi  $N = 2^m$  valeurs possibles

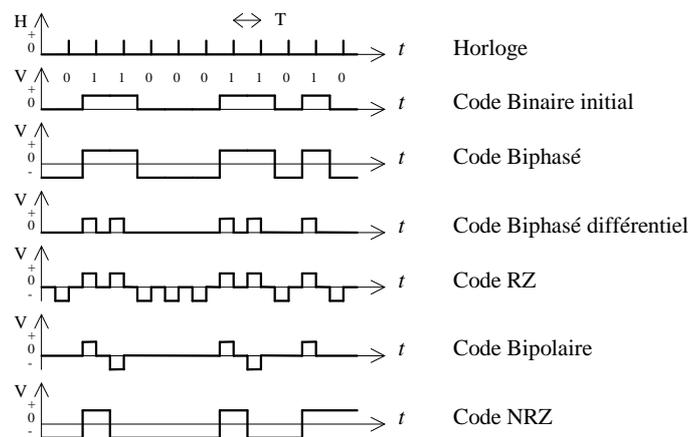
( $m$  : nombre de bits de quantification,  $N$  : dynamique de quantification, de codage).

(L'échantillonnage discrétise le temps à la période d'échantillonnage  $T_e$ , alors que la quantification discrétise la valeur, l'amplitude de l'échantillon).

Le but du codage peut être de limiter l'occupation spectrale du signal à émettre, ou l'immunisation au bruit, ou encore le compactage, la compression des données ...

Les principaux codages utilisés sont les suivants :

- code binaire biphase
- code différentiel biphase
- code RZ (Retour à Zéro)
- code NRZ (Non Retour à Zéro)
- code à modulation de délai (DM ou Miller)
- codes FM
- codes multiniveaux



Le signal numérisé (≡ échantillonné, quantifié et codé) est parfois codé directement suivant le code binaire pur (≡ code binaire initial) ou mieux, suivant le code binaire réfléchi (code de Gray) par exemple, pour autoriser la détection et la correction des erreurs de transmission.

Le code biphase présente, quant à lui, l'avantage de limiter le spectre de fréquences occupé par le signal à émettre par rapport au code binaire pur.

	Code Binaire Pur (Naturel)	Code Gray (réfléchi)
0	0 0 0 0	0 0 0 0
1	0 0 0 1	0 0 0 1
2	0 0 1 0	0 0 1 1
3	0 0 1 1	0 0 1 0
4	0 1 0 0	0 1 1 0
5	0 1 0 1	0 1 1 1
6	0 1 1 0	0 1 0 1
7	0 1 1 1	0 1 0 0
8	1 0 0 0	1 1 0 0

...

Dans le tableau ci-dessus, on voit que l'on trouve alternativement l'ordre binaire naturel et son inverse, d'où le nom de code binaire réfléchi donné au code de Gray. Le passage du code binaire pur  $N$  au code de Gray est donné par :

$$n = \frac{N \oplus 2N}{2} \quad \text{où : } \oplus \text{ symbolise l'opération logique OU EXCLUSIF.}$$

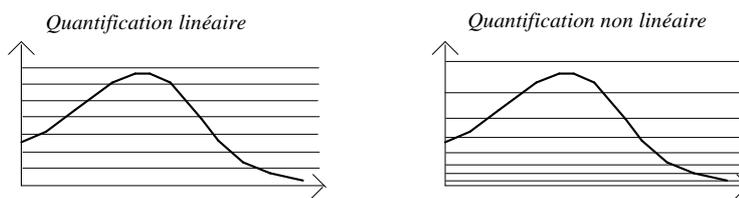
L'avantage du code de gray est que l'on passe d'un mot au suivant que par modification d'un seul bit, autorisant aisément la détection des erreurs de transmission.

Le code DCB (Décimal Codé Binaire) est utilisé pour interpréter au 1<sup>er</sup> coup d'oeil le code binaire pur :

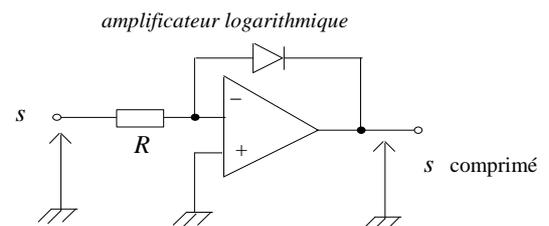
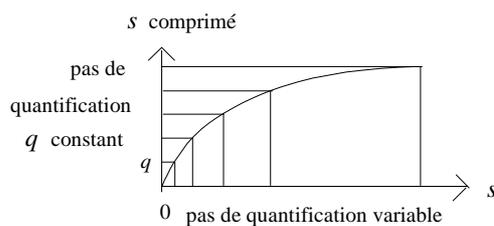
Ex. :  $793_{10}$  s'écrit :  $\underbrace{0111}_7 \underbrace{1001}_9 \underbrace{0011}_3$  en code DCB.

4 bits sont nécessaires pour coder en binaire les chiffres de 0 à 9 (le code de chaque chiffre de 0 à 9 est en binaire pur).

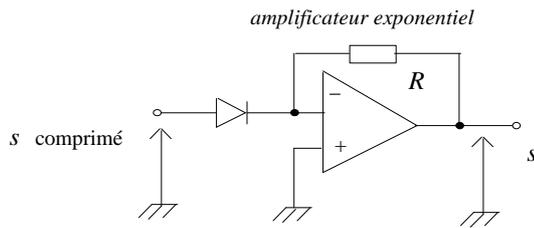
La quantification introduit un bruit dit bruit de quantification afin d'accroître le rapport signal / bruit  $SNR$  (Signal to Noise Ratio), on a intérêt à utiliser un pas de quantification variable avec l'amplitude du signal : pas faible au voisinage de 0 et plus grand pour les fortes amplitudes :



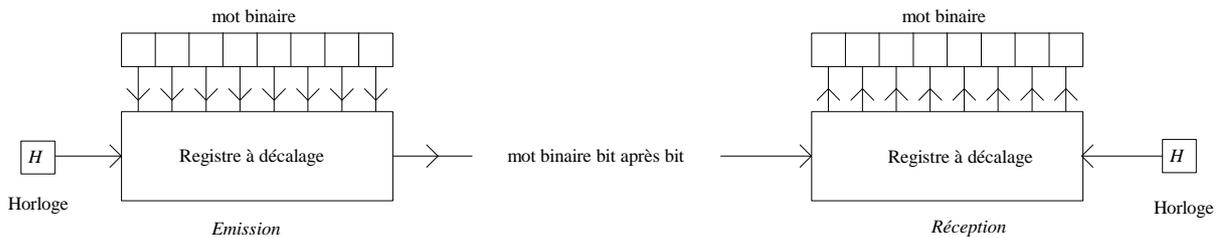
La quantification non linéaire peut être considérée comme une compression suivie d'un codage linéaire : (compression logarithmique) :



A la réception, un expanseur ayant une courbe symétrique permet de reconstituer le signal initial :



A l'émission, le mot binaire à transmettre est sérialisé à l'aide d'un registre à décalage, afin de n'utiliser qu'une seule ligne de transmission (une seule ligne pour une transmission filaire, une seule porteuse dans le cas de transmission Hertzienne) :



A la réception, un registre à décalage effectue de même le groupement parallèle des bits série avant d'attaquer un convertisseur numérique-analogique (CNA).

### 6.2.1. La Modulation $\Delta$ :

Plutôt que de transmettre le mot binaire de chaque échantillon, on ne transmet que la différence d'amplitude entre 2 échantillons consécutifs et pouvant souvent être codée sur un seul bit si la valeur des échantillons ne varie pas trop brutalement.

*Avantage :* Compression ( $\equiv$  réduction) de la quantité d'informations à transmettre.

## 6.3. Transmission du signal binaire ( $\equiv$ numérique)

### 6.3.1. Transmission en Bande de Base

Les impulsions de courant matérialisant les 0 et les 1 sont appliquées directement pour l'émission, on dit dans ce cas que la transmission se fait en bande de base.

Compte tenu du théorème de Shannon, un signal dont la bande de fréquence utile ( $\equiv$  occupée) est  $B$  nécessite un canal de largeur  $2B$ .

### 6.3.2. Transmission par modulation

Le plus souvent, la transmission en bande de base n'est pas possible du fait de la faible Bande Passante du canal de transmission, et il faut adapter le mode de représentation de l'information au canal disponible : c'est la modulation.

- Modulation ASK (Amplitude Shift Keying) : Modulation d'amplitude

Un oscillateur de fréquence élevée est modulé en tout ou rien par le signal binaire à transmettre. Le spectre du signal utile est transposé autour de la fréquence porteuse.

- Modulation FSK (Frequency Shift Keying) : Saut de fréquence

Aux 2 valeurs 0 et 1 des bits successifs correspondent 2 fréquences différentes de l'oscillateur pilote ( $\equiv$  porteuse).

- Modulation PSK (Phase Shift Keying) : Saut de phase

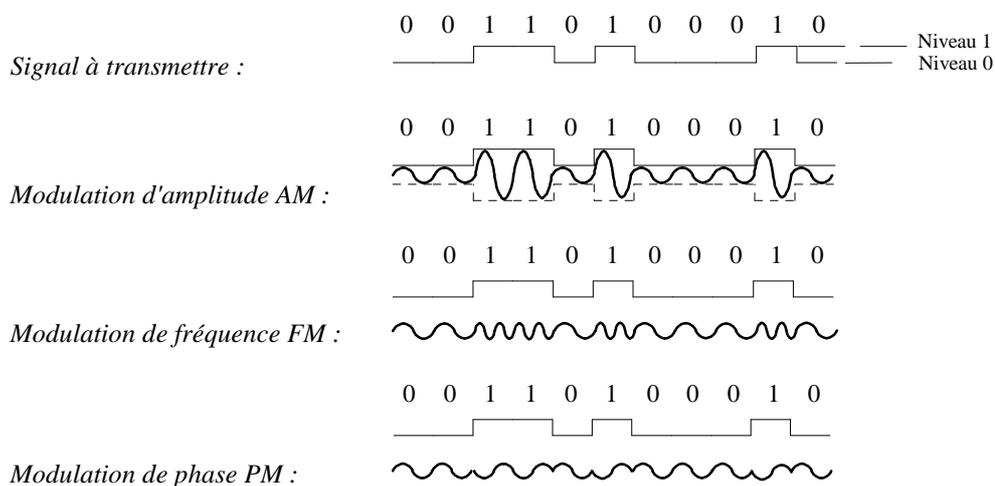
Le signal à transmettre est constitué d'impulsions polaires qui commandent une variation de  $\pm \pi / 2$  de la phase de l'oscillateur pilote. Ce procédé nécessite de connaître la phase de référence  $\rightarrow$  transmission nécessairement synchrone.

- Modulation DPSK (Differential Phase Shift Keying) : Saut de phase différentiel

Pour éviter d'avoir à transmettre une phase de référence, l'information est transmise sous forme de variations de phase.

Transmission d'un signal numérique :

(porteuse sinusoïdale : )



#### 6.4. Codes détecteurs et correcteurs d'erreurs

Le bruit dans les systèmes de transmission binaire peut modifier un bit du mot. Plusieurs codes de détection et de correction existent :

- Utilisation d'un bit supplémentaire de parité

(parité d'un mot binaire  $\equiv$  parité du nombre de bits à 1 contenus dans le mot)

A chaque mot du message à transmettre, est ajouté un bit choisi de telle sorte que le mot résultant ait une parité paire (ce bit ajouté est appelé bit de parité) :

Code détecteur d'erreurs par test de parité à la réception.

*Inconvénient* : pas de correction possible car on ne peut pas localiser le bit erroné. De plus, un nombre pair d'erreurs simultanées sur un mot passent inaperçues.

- *Codes à parités entrelacées*

Un tableau 2D ( $\equiv$  à 2 Dimensions) est construit avec les mots (tableau de taille  $N_x * N_y$ ). La parité est contrôlée horizontalement et verticalement : code détecteur plus puissant que le précédent car il y a localisation du bit d'erreur et donc correction possible. Comme le précédent, seul un nombre impair d'erreurs simultanées peut être détecté.

- *Codes de Hamming*

Codes détecteurs et correcteurs. Ils ajoutent plusieurs bits à des emplacements bien déterminés dans le mot (chacun de ces bits contrôle un groupe de bits du mot avec recouvrements des groupes) pour détecter la position des erreurs et ainsi les corriger plus efficacement

- *Codes cycliques*

Pour une transmission sûre à 100 % le Codage à Redondance Cyclique (CRC) peut être utilisé, pour lequel les données sont codées sous forme polynomiale.

Ce contrôle consiste à comparer les restes des divisions d'un polynôme par un polynôme fixe pour la donnée initiale et pour la donnée après transmission (les données étant représentées sous forme de polynômes dont la longueur conditionne le choix des polynômes diviseurs).

Plusieurs codes à redondance cyclique sont définis suivant la longueur des mots à transmettre.

- *Codes continus (correction d'erreurs en paquets)*

La plupart des codes détectent des erreurs réparties individuellement. Malheureusement, les erreurs sont parfois (même si c'est rare) groupées en paquets. (*ex.*: poussière sur un Compact Disc  $\rightarrow$  plusieurs dizaine de bits disparaissent d'un coup).

Pour combattre ce phénomène, une solution simple mais efficace consiste à effectuer un entrelacement ( $\equiv$  écriture des mots dans un ordre différent de celui de la lecture).

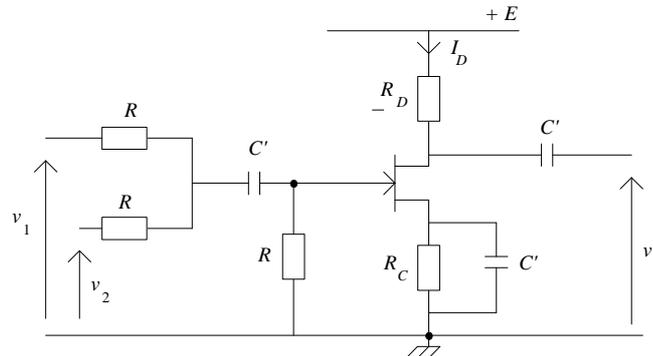
*Exemple :* entrée horizontale des mots dans une matrice et lecture verticale de ces mots.

Code détecteur et correcteur d'erreur.

---

TD 8 ANNEXE. MODULATION - DEMODULATION

1. Modulation d'Amplitude (AM)



$v_1(t)$  est le signal de porteuse (HF).  $v_2(t)$  est le signal à transmettre (BF)  
 $v_1(t) = A \cos \omega_0 t$   $v_2(t) = B \cos \Omega t$   $\omega_0 \gg \Omega$

Les condensateurs  $C'$ , de forte capacité, se comportent comme des court-circuits aux fréquences considérées.

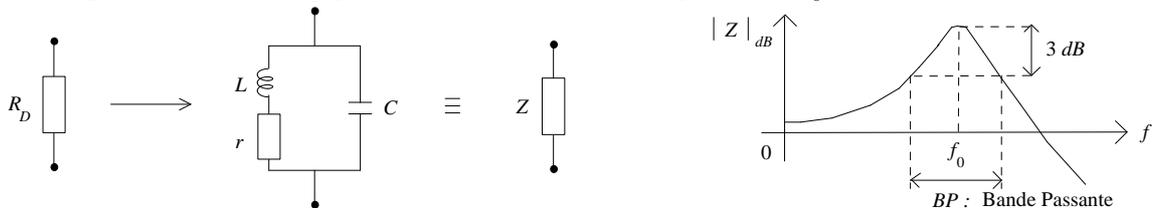
On rappelle les équations caractéristiques du TEC:  $I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$   $V_{GS_0}$  : polarisation (pt de repos)  
 $V_{GS} = V_{GS_0} + v_{GS}$

1. Calculer  $V_{GS}$
2. Déterminer la tension de sortie  $v_s$ . Donner le spectre des amplitudes de  $v_s$ .

A.N. :

$I_{DSS} = 11 \text{ mA}$	$R_D = 4.7 \text{ k}\Omega$
$V_p = -3.5 \text{ V}$	$A = 1 \text{ V}$
$V_{GS_0} = -2.7 \text{ V}$	$B = 0.5 \text{ V}$

3. On remplace la résistance  $R_D$  par un circuit LC accordé sur la pulsation  $\omega_0$  :



( $r$  : résistance de fuite de la self)  $Z = \frac{r + jL\omega}{1 - LC\omega^2 + jrC\omega}$   $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

$Q$  : facteur de surtension, de qualité, de résonance :  $Q = \frac{f_0}{BP} = \frac{L\omega_0}{r}$

- a) Mettre  $v_s(t)$  sous la forme :  $v_s(t) = -V_0(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$  (Modulation AM)
- b) Déterminer  $V_0$  et  $m$  (on rappelle qu'à la pulsation  $\omega_0$  on a :  $Z \equiv QL\omega_0$ ).
- c) Donner le schéma de principe de ce modulateur d'amplitude à TEC.

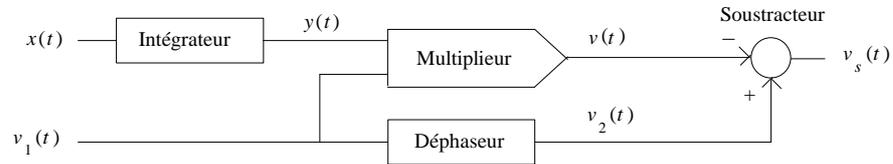
A.N :

$f_0 = 21.3 \text{ kHz}$
$L = 5.6 \text{ mH}$
$r = 53.5 \Omega$

## 2. Modulation de fréquence (FM)

### Modulateur d'Armstrong

On considère le schéma synoptique suivant d'un modulateur de fréquence appelé modulateur d'Armstrong :



1. Rappeler le montage utilisé pour obtenir un intégrateur à partir d'un amplificateur opérationnel, d'une résistance  $R$  et d'un condensateur de capacité  $C$ .

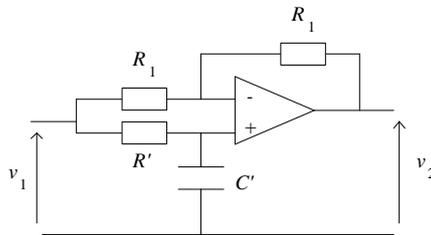
Quelle correction doit-on apporter à cet intégrateur lors d'une mise en oeuvre pratique ?

2. Le multiplieur délivre une sortie  $v = k v_1 y$ . Exprimer  $v$  en considérant que :

$$x(t) = X \cos \Omega t \quad \text{et} \quad v_1(t) = V \cos \omega_0 t \quad \omega_0 \gg \Omega$$

Donner la décomposition spectrale de  $v$ .

3. Le déphaseur est réalisé selon la structure suivante :



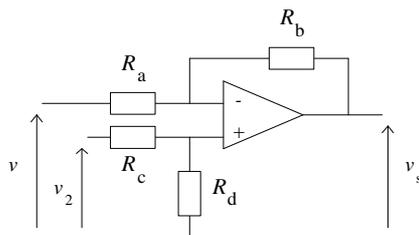
Déterminer la Fonction de Transfert  $\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)}$  de ce circuit.

Donner le diagramme de Bode du module et de la phase de cette Fonction de Transfert.

A quelle condition obtient-on des tensions  $v_1(t)$  et  $v_2(t)$  en quadrature ?

Donner alors l'expression de  $v_2(t)$  que l'on conservera dans la suite du problème.

4. On s'intéresse enfin au schéma suivant :



Rappeler la condition pour que ce montage fonctionne en soustracteur. Quelle est alors l'expression de  $v_s$  en fonction de  $v$  et de  $v_2$  ?

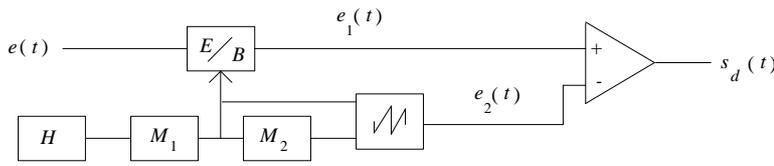
5. Exprimer la tension de sortie  $v_s(t)$  du montage complet pour les tensions  $x(t)$  et  $v_1(t)$  de la deuxième question. On donnera le résultat en fonction de  $R_a, R_b, R, C, k, V, X, \Omega, \omega_0$  et  $t$ .

6. Montrer que  $v_s(t)$  s'écrit :  $v_s(t) = f(t) \sin(\omega_0 t + \text{Arc tan}[\alpha \sin(\Omega t)])$ . Préciser  $f(t)$  et  $\alpha$ .

7. Montrer que  $f(t) = U \sqrt{1 + \alpha^2 \sin^2 \Omega t}$ . Exprimer  $U$  en fonction de  $V, R_a$  et  $R_b$ .

On suppose que le terme  $\alpha$  est très inférieur à 1. En déduire que l'on obtient une onde modulée en fréquence en sortie du dispositif.

**3. Modulation d'Impulsions en durée et Démodulation**



$H$  est une horloge de rapport cyclique  $\frac{1}{2}$  et de période  $T$ .

$M_1$  est un monostable déclenchant sur front positif et de durée  $\varepsilon$ .  $M_2$  est un monostable déclenchant sur front négatif et de durée  $T - 2\varepsilon$ .

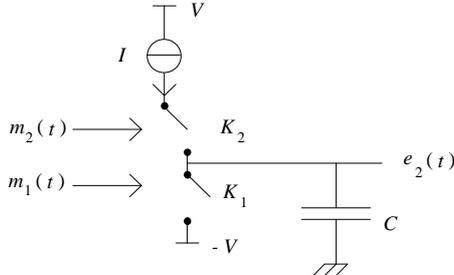
$E/B$  est un échantillon-bloqueur de durée  $T$ .

Le signal  $e_1(t)$  issu de l'échantillonneur-bloqueur est comparé au signal  $e_2(t)$  issu d'un générateur de dent de scie synchrone du signal d'horloge.

Le signal  $s_d(t)$  est un signal constitué d'impulsions modulées en durée.

**1. Etude du générateur de dent de scie**

Le générateur de dent de scie est réalisé par le montage suivant :



$V$  et  $-V$  sont les tensions d'alimentation,  $I$  une source de courant,  $K_1$  et  $K_2$  sont deux commutateurs analogiques commandés par les signaux  $m_1(t)$  et  $m_2(t)$  issus des monostables  $M_1$  et  $M_2$ .

Ces commutateurs sont fermés lorsque  $M_1$  ou  $M_2$  sont au niveau haut.

On supposera la constante de temps  $R_{on} C$  négligeable devant les durées  $\varepsilon$  et  $T$  ( $R_{on}$  est la résistance à l'état passant des commutateurs).

L'entrée du comparateur présente une impédance infinie.

- 1.1. Représenter en concordance de temps  $h(t), m_1(t), m_2(t)$  et  $e_2(t)$ .
- 1.2. On désire que la dent de scie évolue entre  $-V$  et  $V$ . Exprimer alors la relation entre  $I, C, V, T$  et  $\varepsilon$ .

**2. Etude du modulateur**

- 2.1. Pour un signal  $e(t)$  triangulaire évoluant entre  $\frac{V}{2}$  et  $-\frac{V}{2}$  et de période  $10T$ , représenter

$e(t), e_1(t), e_2(t)$  et  $s_d(t)$ ; on négligera  $\varepsilon$  pour la représentation.

Vérifier que le signal  $s_d(t)$  est un signal impulsionnel de période constante mais dont la durée des impulsions dépend de  $e(t)$ . Quelles doivent être les valeurs extrêmes de  $e(t)$  ?

- 2.2. On cherche à exprimer la durée des impulsions obtenues en sortie. Représenter alors  $e_1(t)$  et  $e_2(t)$  entre les instants  $t_n = nT$  et  $t_{n+1} = (n+1)T$ .

On supposera  $e_1(t) = e(nT_e) = e_n$  positive dans cet intervalle.

Exprimer la durée  $\theta_n$  de l'impulsion correspondant à cet intervalle de temps en sortie du comparateur.

Montrer qu'elle peut se mettre sous la forme  $\theta_n = A e_n + B$ .

- 2.3. Le signal de sortie  $s_d(t)$  contient donc les valeurs successives des échantillons de  $e(t)$ , soit le signal échantillonné  $e^*(t)$ . Quelle condition doit respecter la fréquence  $F$  de l'horloge pour que la restitution soit possible, si  $f_{max}$  est la fréquence maximale dans le spectre de  $e(t)$  ?

### 3. Démodulation d'Impulsions modulées en durée

- 3.1. On suppose  $e(t)$  constant,  $e(t) = E$ . Le signal  $s_d(t)$  est alors périodique. Exprimer sa valeur moyenne. Montrer qu'elle peut se mettre sous la forme  $S_{moy} = C E$ .
- 3.2. Si l'on suppose  $f_{max} \ll F$ , on peut considérer que  $e(t)$  varie peu à l'échelle de la période d'échantillonnage et on peut considérer la relation précédente comme valable en remplaçant  $E$  par  $e(t)$ . La valeur moyenne de  $s_d(t)$  suivra alors les évolutions de  $e(t)$  selon la loi  $S_{moy} = C e(t)$ . Montrer, alors que dans ce cas, un simple filtrage passe-bas suffit à restituer  $e(t)$ . Comment doit-on choisir la fréquence de coupure de ce filtre si  $f_{max}$  est la fréquence maximale du signal  $e(t)$  ?
-

**ELECTRONIQUE ANALOGIQUE**

**PROJETS**

## Projets d'Electronique Analogique

- .A synthétiser avec Circuit Maker sauf indication contraire
- . ~ 3 élèves par groupe de projet
- . Projet libre possible (soumis à l'accord du professeur)
- . Projet à déposer sur Arelv2 (sous forme de fichier zip) avec fichier de simulation + doc. électronique (Word, HTML, pdf) + soutenance
- . Examen oral de soutenance du projet (possibilité de notes différenciées pour les membres d'un même projet)
- . **En cas d'absences ou de mauvais résultats en TP, un examen de TP sera demandé en plus du projet**
- . Temps de réalisation d'un projet (temps moyen estimé) : 4 séances de 3h.
- . Date limite de remise/soutenance du projet : 1ère semaine de Juin (dernière séance); puis -1 à la note finale par jour de retard.

- 1 CAN simple rampe
- 2 CAN par dichotomie (essais successifs de niveaux) (*à programmer en langage C*)
- 3 Utilisation de la minuterie NE555 pour générer un signal d'horloge symétrique :  
largeur du niveau haut = largeur du niveau bas = 100 us
- 4 Utilisation des convertisseurs ADC8 et DAC8 : illustrer sur exemple à choisir
- 5 Modulation AM avec le circuit MC1496
- 6 Filtrage Passe-bas de Butterworth du 1<sup>er</sup> ordre de fréquence de coupure 1 kHz (2<sup>nd</sup> ordre en option)
- 7 Filtrage Passe-haut de Butterworth du 1<sup>er</sup> ordre de fréquence de coupure 1 kHz (2<sup>nd</sup> ordre en option)
- 8 Filtrage Passe-bande de Butterworth du 1<sup>er</sup> ordre de Bande Passante 10 kHz (5 kHz - 15 kHz) (2<sup>nd</sup> ordre en option)
- 9 Solveur d'un système de deux équations à deux inconnues à AOPs :  

$$\begin{cases} 2x + y = 1 \\ x - y = 2 \end{cases}$$
- 10 Mise en forme (Trigger de Schmitt) à AOP
- 11 Circuit limiteur à diodes
- 12 Table de mixage 3 voies avec LEDs témoins de saturation
- 13 Détecteur jour/nuit avec LED témoin
- 14 Chronomètre (minutes+secondes) avec afficheurs 7 segments
- 15 Horloge (heure, minutes, secondes) avec afficheurs 7 segments
- 16 Oscillateur à pont de Wien (oscillation sinusoïdale à la fréquence  $f = 1$  kHz)
- 17 Variateur de commande PWM de vitesse par AOP
- 18 Calculatrice analogique (opérations basiques : +, -, x, /) à AOPs (sommateur, différentiateur, log, exponentiel)
- 19 Batterie d'effets sonores audio analogiques sur signa sinusoïdal à AOP (flanging, phasing, écho, réverbération ...)
- 20 Solveur d'équations différentielles du 1<sup>er</sup> ordre :  $ax(t) + b\dot{y}(t) + cy(t) = 0$  ( $a, b, c > 0$ )
- 21 Solveur d'équations différentielles du 2<sup>nd</sup> ordre :  $ax(t) + b\dot{y}(t) + c\ddot{y}(t) + d\dot{y}(t) = 0$  ( $a, b, c, d > 0$ )
- 22 Multiplicateur à AOPs (log, exponentiel)
- 23 Calculatrice analogique (opérations basiques : +, -, x, /) à AOPs (sommateur, différentiateur, log, exponentiel)
- 25 Mise en forme à AOP et diodes zener