

# Préparation de la manipulation N° 1.

Titre: Filtre et notion de bande passante

## I- but de la manipulation

Cette manipulation a pour but de déterminer la (les) fréquence de coupure des différents types de filtre.

## II- Principes

Notre manipulation consistera à faire varier la fréquence d'entrée de notre circuit et relever les valeurs de tension de sortie correspondante et

## III- Rappels théoriques et démonstration des formules

### a- Définition

Un filtre est un quadripôle qui transmet de manière sélective et avec des caractéristiques

bien définis les diverses fréquences composant un signal d'entrée. En d'autres termes, c'est un circuit électronique qui réalise le traitement d'un signal.

### b) Types de filtres

On distingue plusieurs types de filtres :

→ les filtres passe-bas: Ils ne laissent passer que les fréquences au-dessous de la "fréquence de coupure". C'est un atténuateur.

→ filtre passe-Haut: Il ne laisse passer que les fréquences au-dessus de la fréquence de coupure. Il atténue les autres. Autrement dit il laisse passer ce qui est haut

→ filtre passe-bande: Il ne laisse passer que les fréquences d'une bande et atténue toutes celles qui sont supérieures ou inférieures à la bande en question.

Un filtre est caractérisé par sa fonction de transfert (ou transmittance) notée

$$T = \frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}}$$

où  $V_{\text{sortie}}$  est la tension de sortie  
 $V_{\text{entrée}}$  entrée.

le gain du filtre est une grandeur exprimée en décibel (dB) et vaut  $G = 20 \log_{10}(T)$

$$G = 20 \log_{10} \left( \frac{V_s}{V_e} \right)$$

La transmittance passe par un maximum  $T_{\max}$ . Le filtre sera dit passant lorsque

$$T \geq \frac{T_{\max}}{\sqrt{2}} \text{ donc lorsque } G \geq G_{\max} - 3 \text{ dB.}$$

→ Pour le cas d'un filtre passe bande, cette valeur de  $T$  ou  $G$  est atteinte pour 2 fréquences appelées fréquences de coupure,  $N_1$  et  $N_2$ . La bande passante est l'intervalle des fréquences  $[N_1, N_2]$  avec  $N_1 < N_2$ .

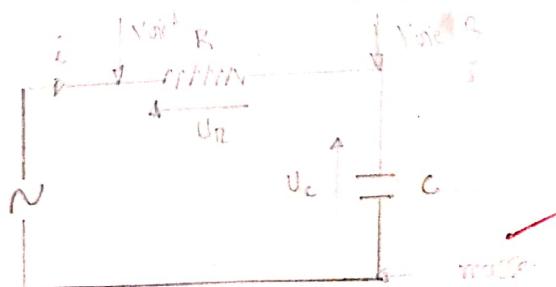
→ Pour un filtre passe bas,  $T \geq \frac{T_{\max}}{N_2}$  pour  $N \leq N_c$

→ Pour un filtre passe haut  $T \geq \frac{T_{\max}}{N_2}$  pour  $N \geq N_c$

avec  $N_c$  = fréquence de coupure.

### Filtre passe-bas

Le schéma du montage est le suivant :

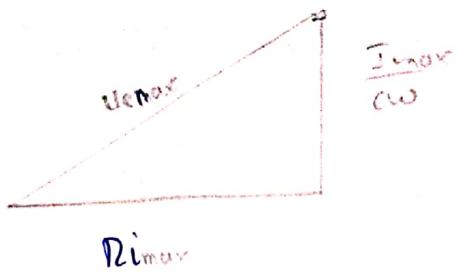


Le GBF délivre une tension  $U_e = U_{e\max} \sin(\omega t + \phi)$

L'équation diff est :  $RC \frac{dU_c}{dt} + U_c = U_e = U_{e\max} \sin(\omega t + \phi)$

donc la solution est  $U_c = U_{c\max} \sin(\omega t + \phi_c)$

Le diagramme de Fresnel nous donne :



$$\begin{aligned}
 U_{\text{emax}}^2 &= (R1_{\text{max}})^2 + \left(\frac{I_{\text{max}}}{cw}\right)^2 \\
 &= I_{\text{max}}^2 \left(1 + \frac{(R1_{\text{cw}})^2}{(cw)^2}\right) \\
 &= \frac{I_{\text{max}}^2}{(cw)^2} (1 + (R1_{\text{cw}})^2) \\
 \Rightarrow U_{\text{emax}} &= \frac{I_{\text{max}}}{cw} \sqrt{1 + (R1_{\text{cw}})^2} \quad \text{or} \quad T_{\text{max}} = \frac{I_{\text{max}}}{cw} \\
 \Rightarrow U_{\text{emax}} &= U_{\text{max}} \sqrt{1 + (R1_{\text{cw}})^2}
 \end{aligned}$$

plutôt que

$$T = \frac{1}{\sqrt{1 + (R1_{\text{cw}})^2}}$$

### Fréquence de coupure

la fréquence de coupure est celle pour laquelle

$$T = \frac{T_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \text{ @ ie } G = G_{\text{max}} - 3 \text{ dB. on } T_{\text{max}} = 1$$

$$\textcircled{1} \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (R1_{\text{cw}})^2}}$$

$$\Rightarrow \sqrt{1 + (R1_{\text{cw}})^2} = \sqrt{2}$$

$$\Rightarrow (\pi c (2 \sqrt{2} f_c))^2 = 1$$

Soit

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

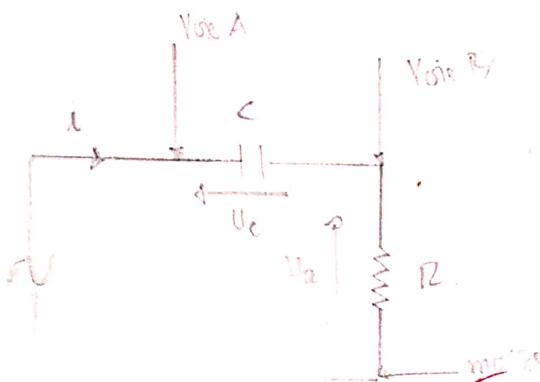
Dans ce cas, le déphasage est  $\phi /$

$$\operatorname{tg} \phi = 2\pi f_c RC$$

$$= 1 \quad \text{et} \quad \phi = \frac{\pi}{4} \text{ rad}$$

Prise entre bornes de la résistance.

Le schéma est le suivant:



La tension de sortie étant celle prise aux bornes de R, on a :

$$T = \frac{U_R}{U_e} \quad \text{ou d'après le diagramme de Fresnel} \quad U_e = \sqrt{(RI_w)^2 + \left(\frac{I_w}{C\omega}\right)^2}$$

$$\Rightarrow T = \frac{RI_w}{\sqrt{(RI_w)^2 + \left(\frac{I_w}{C\omega}\right)^2}}$$

$$\Rightarrow T = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \frac{1}{(C\omega)^2}}}$$

$$\Rightarrow T = \frac{RC\omega}{\sqrt{1 + (RC\omega)^2}}$$

$$T = \frac{R\omega}{\sqrt{1 + (R\omega)^2}}$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(R\omega)^2}}}$$

La valeur max est  $T_{max} = 1$  (lorsque  $\omega$  très grand)  
 C'est pourquoi le filtre est filtre passe-Haut.

Le Gain est

$$G = 20 \log(T)$$

$$= -10 \log\left(1 + \frac{1}{(R\omega)^2}\right)$$

→ fréquence de coupure

$$\text{Pour } f = f_c, T(f) = \frac{T_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

$$T(f) = \frac{1}{\sqrt{2}} \Rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{R\omega}{\sqrt{1 + (R\omega)^2}}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2} = \frac{(R\omega)^2}{1 + (R\omega)^2}$$

$$\Rightarrow R\omega = 1$$

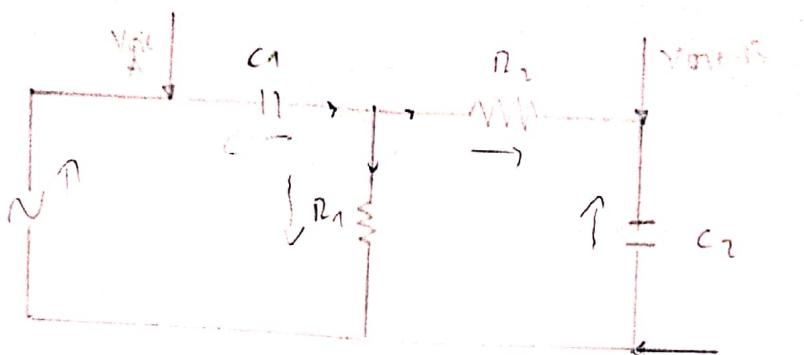
$$\Rightarrow 2\pi f_c = \frac{1}{R}$$

$$\Rightarrow f_c = \frac{1}{2\pi R}$$

Pour déterminer graphiquement la fréquence  $f_c$ ,  
 on trace la droite asymptote (oblique) à la courbe  
 du gain. L'intersection de 7<sup>e</sup> droite avec l'axe  
 de fréquence nous donne  $f_c$ .

## Filtre passe-bande

Le schéma est le suivant :



La tension de sortie est celle que sur la voie B  
et la tension d'entrée sur la voie A. La  
fonction de transfert de notre filtre

$$H(j\omega) = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{(1 + iR_2C_1\omega)(1 - i\frac{1}{R_1C_1\omega})} \quad \text{pr } R_2 = R_1$$

$$= \frac{1}{(1 + iR_2C_1\omega)(1 - \frac{i}{R_1C_1\omega})}$$

$$= \frac{1}{1 + iR_2C_1\omega + \frac{i}{R_1C_1\omega} + \frac{R_2\omega}{R_1C_1\omega}}$$

$$= \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + i(R_2C_1\omega - \frac{1}{R_1C_1\omega})}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = |H(j\omega)| = \left| \frac{1}{1 + \frac{C_2}{C_1} + i(R_2C_1\omega - \frac{1}{R_1C_1\omega})} \right|$$

Mercredi, 8 octobre 2014

## PRÉPARATION DE LA MANIPULATION N°2

TITRE : LES QUADRIPOLES

### Matériel

Le matériel nécessaire pour cette manipulation est constitué de :

- 2 quadripoles identiques
- Un Générateur basse fréquence
- 2 Voltmètres électroniques
- 2 micro ou milliompermètre
- Un oscilloscope
- boîte de résistance.

✓

### I. But de la manipulation

Le but de celle manipulation est la caractérisation et l'utilisation des quadripoles.

### II. Principe

✓

Pour atteindre notre but, nous allons pour un quadripôle par une association de quadripôles, déterminer (mesurer) les grandeurs électriques d'entrée et de sortie afin de déterminer les caractéristiques propres.

✓

### III - Rappels théoriques

Nous commençons par une définition explicite du terme quadripôle.

#### 1- Définition

Un quadripôle est un réseau électrique relié aux circuits extérieurs par quatre bornes. Deux de ces quatre bornes sont appelées bornes d'entrée et sont reliées à une source d'énergie et les deux autres appelées bornes de sortie sont reliées à une impédance de charge (« charge »).

Notre manipulation portera essentiellement sur des quadripôles pris dans l'ordinaire, c'est-à-dire constitués uniquement de résistances purifiées.

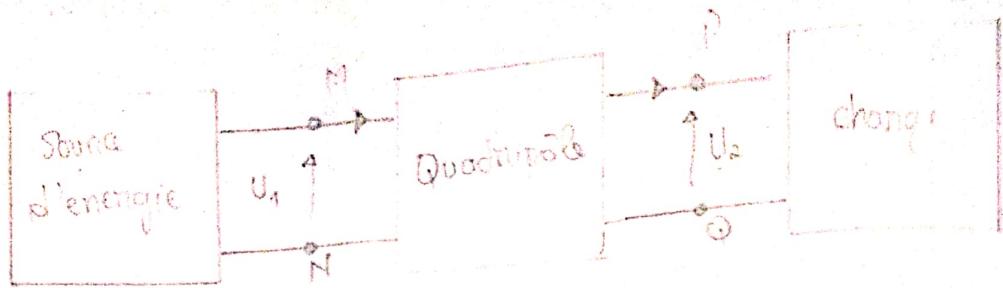
## 2- Caractérisation

Quatre grandeurs électriques caractérisent un quadripôle : les tensions d'entrée et sortie ( $U_1$  et  $U_2$  respectivement) et les courants d'entrée et sortie ( $I_1$  et  $I_2$  respectivement). Il faut à noter que deux de ces grandeurs peuvent s'exprimer en fonction des autres par des relations linéaires. Ceci nous offre la possibilité de caractériser un quadripôle par une matrice appelée la matrice de transfert inverse donnée par :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (1) \quad \text{Voir !}$$

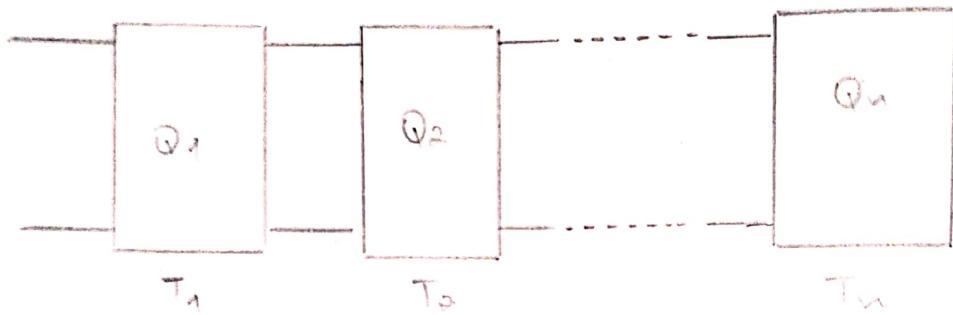
Le déterminant de cette matrice vaut 1 c'est-à-dire  $AD - BC = 1$ . De plus, si le quadripôle ne contient que des résistances réelles, les constantes  $A, B, C, D$  sont réelles et dans le cas contraire, ils sont complexes.

Le schéma suivant résume les notations et conventions que nous utilisons.



→ Association des quadripôles en cascade

Soit  $n$  quadripôles ( $Q_i, i=1, n$ ) de fonction  $T_i$ <sup>Matié</sup>.  
de transfert temporelle  $T_i$ , on a le schéma suivant :



Cett. association de quadripôle est équivalente à un unique quadripôle dont la matrice de transfert est  $T = T_1 \cdot T_2 \cdot \dots \cdot T_n$  ✓.

### 3) Détermination des termes de la matrice de transfert

D'après la relation 1, on a :

$$U_1 = AU_2 + BI_2$$

$$I_1 = CU_2 + DI_2$$

La détermination du facteur A se fait  
par le rapport  $U_1/U_2$  lorsque  $I_2$  vaut 0.

On écrit  $A = \left(\frac{U_1}{U_2}\right) i_2 = 0$

Par suite, on a :

$$B = \left(\frac{U_1}{I_2}\right) U_2 = 0$$

$$C = \left(\frac{I_1}{U_2}\right) I_2 = 0$$

$$D = \left(\frac{I_1}{I_2}\right) U_2 = 0$$

$$A = \left(\frac{U_1}{U_2}\right) i_2 = 0$$

#### 4) Utilisation des quadripôles dans un montage

Le problème qui se pose est le suivant :  
Un quadripôle est inséré entre un générateur de tension, d'impédance  $Z_g$  et une charge  $Z_c$ .  
On souhaite connaître les 4 signaux  $U_2, U_1, I_1, I_2$ .

Vu!



figure 2

On peut les calculer en résolvant le système.

$$(S) \quad \begin{cases} U_1 = AU_2 + BI_2 & (P) \\ i_1 = CU_2 + DI_2 & (PP) \end{cases}$$

or  $U_1 = e - Z_g I_1$  et

$$U_2 = Z_c I_2. \quad (S)$$

$$(S) = \begin{cases} e - Z_g I_1 = AU_2 + BI_2 \\ i_1 = CU_2 + DI_2 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} e - Z_g I_1 = (AZ_c + B) I_2 \\ i_1 = (CZ_c + D) I_2 \end{cases}$$

Il est préférable d'obtenir ces grandeurs à partir d'autres qui sont :

→ l'impédance vue par la génération entre M et N,

→ les caractéristiques du générateur équivalent alimentant la charge  $Z_c$ .

→ Déterminons l'impédance d'entrée  $Z_e$

d'un quadripôle débitant de  $Z_c$ .

Le schéma est le suivant :

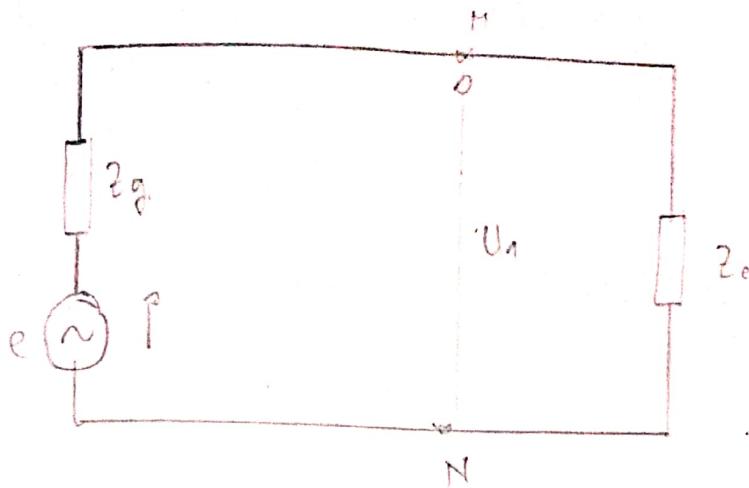


Fig 3

Vu de M et N, le réseu l'ensemble quadripôle  
et on change en équivalent à une impédance  
 $Ze$ .

On déduit que

$$Ze = \frac{U_1}{I_1} \quad (\text{loi des mailles})$$

$$= \frac{AU_2 + BI_2}{CU_2 + DI_2}$$

$$= \frac{A\left(\frac{U_1}{I_2}\right) + B}{C\left(\frac{U_1}{I_2}\right) + D}$$

on peut appeler 3,  $\frac{U_2}{I_2} = Ze$

donc

$$Ze = \frac{AZ_c + B}{CZ_c + D}$$

De celle relation et sachant que

$e = I_1 (Ze + Zg)$  et  $U_1 = e - Zg I_1$ , on détermine

$U_1$  enfin pour

$$U_1 = \frac{eZe}{Ze + Zg}$$

$$\text{et } I_1 = \frac{e}{Ze + Zg}$$

→ Détermination des caractéristiques du générateur équivalent à l'ensemble source quadrupôle

D'après le théorème de Thévenin, l'associé quadrupôle-générateur est équivalent à un générateur de fém  $e' = k_e$  et d'impédance  $z_s$ .

On a le schéma suivant :

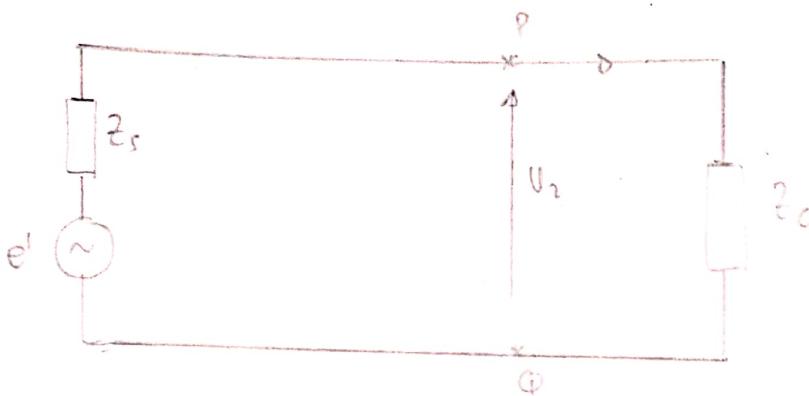


Figure a

On peut écrire

✓

$$u_2 = e' - z_c i_2 = k_e - z_s i_2 \quad (a)$$

Calculons  $k_e$  et  $z_s$

on a :  $z_s = -\frac{u_2}{i_2}$  lorsque  $e = 0$ ,

Dans ce cas  $z_g = -\frac{u_1}{i_1}$ .

$$\frac{u_1}{i_1} = -z_g = \frac{A(-z_s) + B}{C(-z_s) + D}$$

$$\text{et } Z_s = \frac{D^2g + R}{C^2g + A} . \quad \text{En plus } K = \left( \frac{U_2}{e} \right) i_2 = 0$$

Les équations du système (S) se réduisent

donc a :  $U_1 = AU_2$  et  $i_1 = CU_2$ .

Sachant que  $U_1 = e^{-2g} U_2$  on a :

$$AU_2 = e^{-2g} CU_2 \Rightarrow U_2 (A + C^2g) = e$$

$$\Rightarrow K = \frac{U_2}{e} = \frac{1}{A + C^2g}$$

Connaissons  $Z_s$  et  $K$ , on a :

$$U_2 = \frac{Ke^2c}{Z_s + Z_c}$$

$$\text{et } i_1 = \frac{Ke}{Z_s + Z_c}$$

## Vu! 5. Utilisation Correcte des appareils

### a- le Voltmètre.

Pour avoir  $A = 0$ , il faut que  $i_2 = 0$ .

Pour cela, le voltmètre doit avoir une grande résistance (infinie pour empêcher  $i_2$  de passer). Mais dans la pratique il possède une impédance P.



D'après la figure précédente on a :

$$U_2' = \frac{Pe'}{P + Z_s} \quad \text{un voltmètre idéal donnerai}$$

$U_2 = e'$ . Il faut donc que

$|Z_s \ll P|$ . Pour avoir cette relation, on utilisera un voltmètre de forte impédance d'en-tête.

### b) Ampèremètre.

Pour avoir  $B$ , et  $D$ , il faut avoir le courant court-circuit  $i_2$ . L'ampermètre idéal doit avoir une impédance nulle pour avoir  $U_2' = 0$  (court circuit).

Mais en pratique, il possède une impédance  $r$ , ou  $i_2' = \frac{e}{Z_s + r}$ . L'ampermètre idéal devrait donner  $i_2 = \frac{e}{Z_s}$ .

Il faut donc que  $|r \ll Z_s|$ .

### IV - Manipulation

Le générateur que nous utilisons a une impédance  $Z_g = 1,62 \text{ k}\Omega$ .

Il conviendra d'utiliser une résistance  
faible pour former le quadripôle et déduire  
à partir de la mesure de la tension à  
les bornes.

Note : les bornes  $\text{N}$  et  $\text{P}$  sont reliées entre elles.

Données :  $Z_0 = 1,62 \text{ k}\Omega$ ,  $f = 1000 \text{ Hz}$ .  
 $U_0 = 4V$ .

Il est important de fixer la valeur de la tension d'entrée. Pour cela, branchons notre GBF à l'oscilloscope afin de vérifier l'absence de composante continue.

Pour le faire, lorsqu'on branche l'oscilloscope, la courbe obtenue doit être la même lorsqu'on est en mode Alternatif (AC) et continu (DC).

## 1. Détermination A et C

Précis

Nous utilisons des ampèremètres de classe (en alternatif).

$$C_1 = \quad C_2 = \quad \text{avec} \quad d$$

calibre

et sachant que

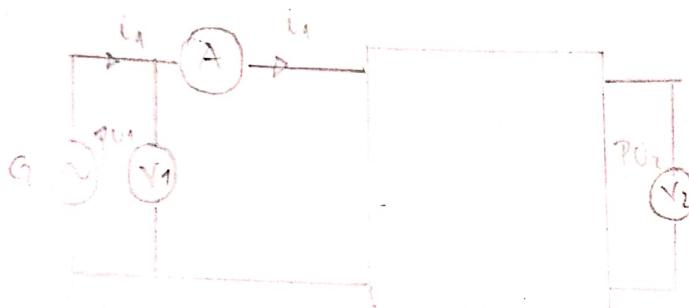
$$i = \frac{\text{nombre de division de déviation} \times \text{Calibre}}{\text{Nbre total de division}}$$

$$U = \frac{\text{Résistance} \times \text{Calibre}}{\text{Nbre de division de l'échelle}}$$

$$\Delta U = \Delta i = \frac{\text{classe} \times \text{calibre}}{100} + \frac{0,5 \times \text{calibre}}{\text{nombre total de division}}$$

Le montage proposé est le

suivant :



✓ ✓ .

avec  $V_2$  le voltmètre de grande impédance.

$$A = \frac{U_1}{U_2} \Rightarrow \ln A = \ln U_1 - \ln U_2$$

$$\Rightarrow \frac{dA}{A} = \frac{dU_1}{U_1} - \frac{dU_2}{U_2}$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta A}{A} = \frac{\Delta U_1}{U_1} + \frac{\Delta U_2}{U_2}$$

$$\Rightarrow \boxed{\Delta A = \left( \frac{\Delta U_1}{U_1} + \frac{\Delta U_2}{U_2} \right) A}$$

On trouve

$$A = \left( 1 + \frac{\Delta U_1}{U_1} + \frac{\Delta U_2}{U_2} \right) \text{ expérime}$$

$$\boxed{U_1 = V}$$

$$\boxed{I_1 = A}$$

(à déterminer  
expérimentalement)

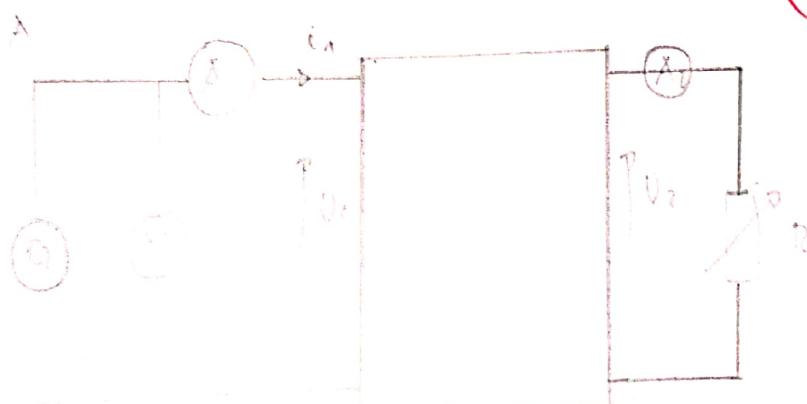
et  $\boxed{A = (\pm)}$

De même  $C = \frac{i_2}{U_2} \Rightarrow \boxed{\Delta C = \left( \frac{\Delta U_1}{U_2} + \frac{\Delta U_2}{U_2} \right) C}$

$$\boxed{C = (\pm)}$$

## 2- Détermination de D et B

Le montage utilisé est le suivant : ✓



Mode

Nous devons faire varier  $R$  et déterminer les grandeurs  $U_1$ ,  $I_2$  et  $I_1$

Nous obtenons le tableau suivant (que nous complétons pendant la séance) :

$U_1/I_1$						
$R(\Omega)$						
$U_2/V$						
$I_1/A$						
$I_2/A$						
$\Delta U$						
$\Delta I_1$						
$\Delta I_2$						
$U_1/I_1$						

tableau 1

Ensuite nous tracerons les courbes

$$C_1 \text{ et } C_2 \mid C_1 : \frac{U_1}{I_1} = f(\Omega) \quad C_2 : \frac{I_1}{U_1} = f(\Omega)$$

A partir de ces courbes on peut obtenir

B et D en extrapolant à  $\Omega=0$  car

Pour  $\Omega=0$ ,  $U_2=0$  et d'après la définition,

$$B = \left( \frac{U_1}{I_1} \right) U_2=0 \quad \text{et} \quad D = \left( \frac{I_1}{U_1} \right) U_2=0$$

on obtient :

$$B = (\pm)$$

$$D = (\pm)$$

### 3- Utilisation du quadripôle dans

un montage

### a) Caractéristiques d'entrée

On doit déconnecter le GBF du circuit,  
brancher l'ohmètre à l'entrée du quadripôle.

Le schéma :



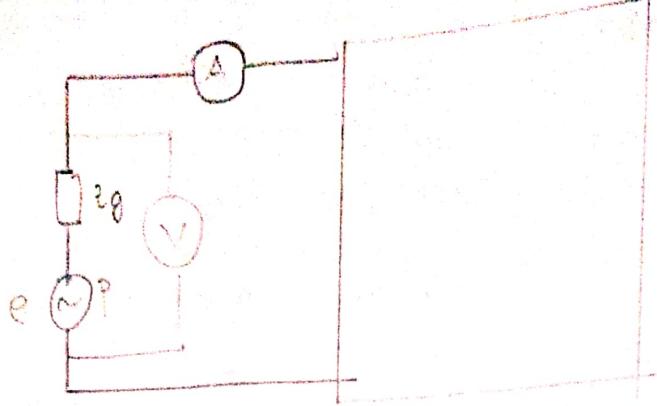
on a le tableau suivant :

$Z_C$	50 $\Omega$	200 $\Omega$
$Z_E$		

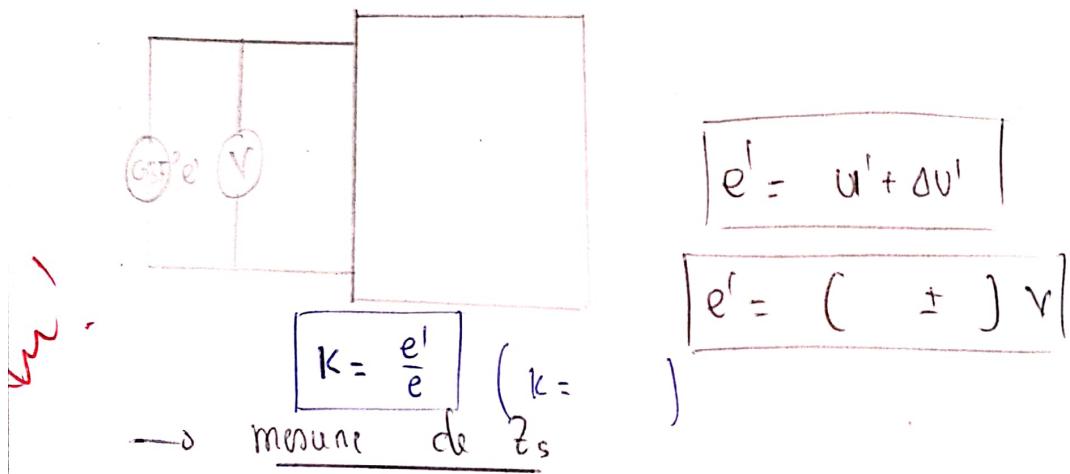
✓ !

### b) Caractéristique de sortie

→ Mesure de la fém.  
Pour la faire, brancher l'ampermètre  
comme indiqué sur le schéma suivant et  
à l'aide de la relation  $e = U + ZgI$   
déterminer  $I$ . déterminer  $e$ .



→ mesure de  $e'$ : Au montage précédent, enlever l'ampèremètre et brancher le voltmètre de grande impédance aux bornes du GBF. La tension mesurée  $|u'| = e'|$  car la grande résistance du voltmètre empêche le courant de circuler.



Pour le faire il faut annuler  $e'$  tout en gardant  $R_g$ . Le montage utilisé est:



On sait que  $e' = k e$   
il faut annuler  $k$   
or  $k = \frac{1}{c_2 g + A}$  et  $c = \left(\frac{i_1}{i_2}\right)$

Pour l'annuler, il fallait que  $A$  soit très grand.  
 Pour cela il faut utiliser un ampermètre de très  
 faible impedance.

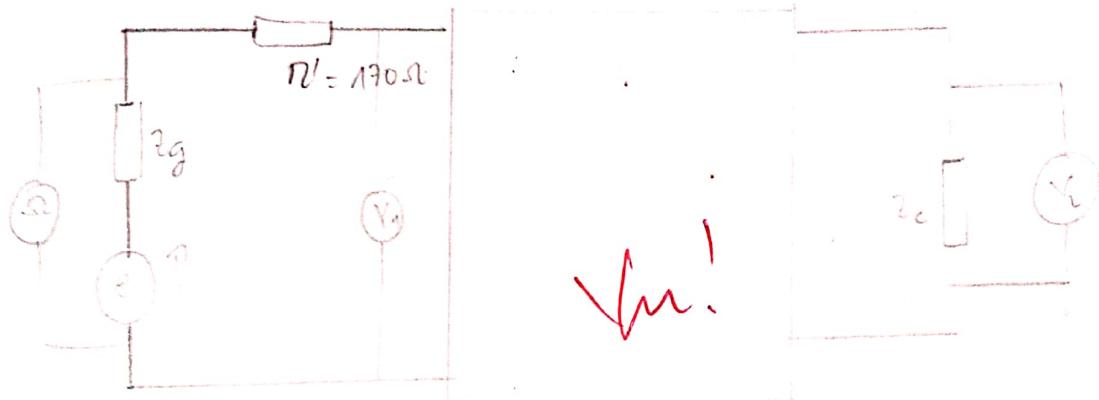
On obtient  $(Z_S = \infty)$

La valeur théorique est

$$Z_S = \frac{D^2g + B}{C^2g + A}$$

→ On a le schéma :

$A =$



On détermine  $k'$  par le rapport  $\frac{V_1}{V_2}$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{C(Zg + R') + A}. \quad \text{Ce rapport est différent}$$

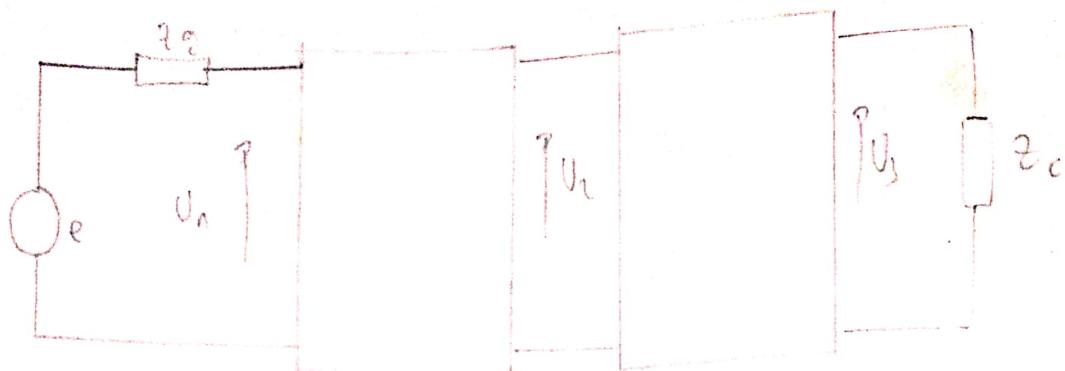
de celui obtenu avant. On aura :

$U_1$	
$U_2$	
$A$	
$C$	

Dans ce cas  $(Z_S = \infty) \Omega$

#### 4- Association en cascade

On réalise le montage suivant



Pour mesurer la fem du générateur,  $U_1$ ,  $U_2$  et  $U_3$ , on doit brancher l'oscilloscope respectivement aux bornes de  $G$  pour avoir  $U_e$  et  $U_1$ , entre les 2 quadripôles pour avoir  $U_2$  et aux bornes de  $R_C$  pour  $U_3$ .

Pour cela, on suit les étapes suivantes.

a) Détermination de la matrice de transfert

de l'ensemble et on calcule  $U_1$  et  $U_2$ . Soit

À celle matrice.

$$M = T_1 \cdot T_2$$

$$= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} A^2 + BC & AB + BD \\ AC + DC & BC + D^2 \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} 118,05 & 217 \\ 0,06 & 0,1 \end{matrix}$$

Tout en sachant que

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = M \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix}$$

b) Calculer les caractéristiques du générateur équivalent à l'ensemble générateur - 1<sup>er</sup> quadripôle fait comme au 3.b.

On obtient :  $e'' = U_1 = (0,102 \pm ) V$

c) On calcule la charge équivalente à l'ensemble 2<sup>e</sup> quadripôle - charge comme au 3.b. On obtient :

$$Z_S = ( ) \Omega$$

✓ !

Conclusion

# PRÉPARATION DE LA MANIPULATION N° 3

## TITRE : UTILISATION DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

### Matiriel

Pour mener à bien notre manipulation, nous aurons besoin des éléments suivants :

- 2 boîtes d'amplificateurs opérationnels montées sur plaque
- une alimentation stabilisée avec point milieu.
- Un générateur basse fréquence (GBF)
- Un oscilloscope
- 2 multimètres.

### I. But de la manipulation

Cette manipulation devra nous permettre de connaître un amplificateur opérationnel et de nous donner une idée sur son utilisation.

## II. Principe

Pour atteindre nos objectifs, nous allons faire varier certaines grandeurs de notre circuit et observer les modifications subies par les grandeurs caractéristiques de l'AOP (pour chacun des montages).

## III. Rappels théoriques

Nous commençons par une définition et la donnée des caractéristiques d'un amplificateur opérationnel.

### 1. Définition et caractéristiques

Un amplificateur opérationnel est un circuit amplificateur possédant une très grande impédance d'entrée, une faible impédance de sortie et un fort gain en tension.

Son rôle principal est d'assurer la fonction d'amplification. C'est donc un composant actif qui nécessite une alimentation en tension.

De plus, les caractéristiques de cet amplificateur

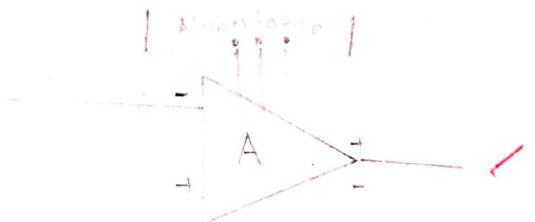
nous donnent la possibilité de créer des fonctions mathématiques tels que les périodes, les intégrales, les sommes et bien d'autres.

- L'amplificateur montré peut entraîner :
- une entrée dite « inverseuse » ( $e^-$ ) : le signal de sortie ( $V_s$ ) est en opposition de phase par rapport à celui injecté à son entrée.
  - une entrée dite « non inverseuse » ( $e^+$ ) pour lequel le signal de sortie est en phase avec celui injecté à l'entrée. On peut écrire

$$S = A(e^+ - e^-)$$

où  $A$  est le gain en boucle ouverte de l'AOP.

Le schéma d'un AOP est :



Dans la théorie, nous définissons la notion d'amplificateur parfait ou idéal.

Un amplificateur parfait ou idéal possède :

- Une impédance d'entrée infinie.

- une bande passante infinie
- une impédance de sortie nulle
- un gain infini

Si l'impédance d'entrée étant infinie, les 2 entrées sont au même potentiel. Ainsi, En l'absence d'un signal d'entrée, la tension de sortie est nulle.

## 2. Etude de quelques montages de base

Nous travaillons avec le modèle d'AOP idéal.

### a- Amplificateur inverseur

Le schéma d'un tel amplificateur est le suivant:

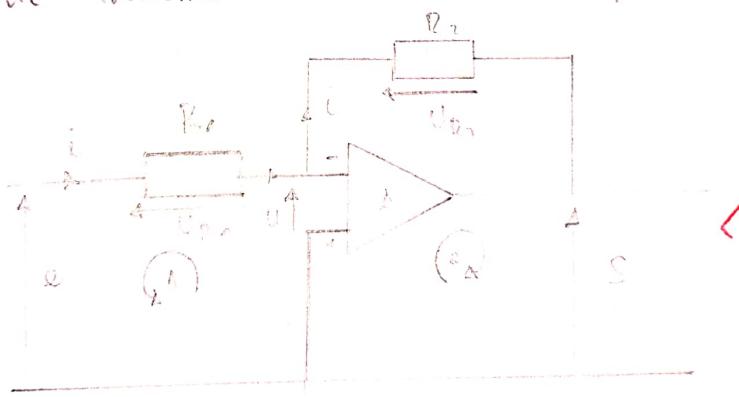


Figure 1

Dans la branche ①, la loi des mailles nous donne :

$$\begin{aligned} U_{R1} - e + U &= 0 \Rightarrow e = U_{R1} + U \text{ or } U = 0 \text{ (AOP idéal)} \\ &\Rightarrow e = R_1 i \quad (\star) \end{aligned}$$

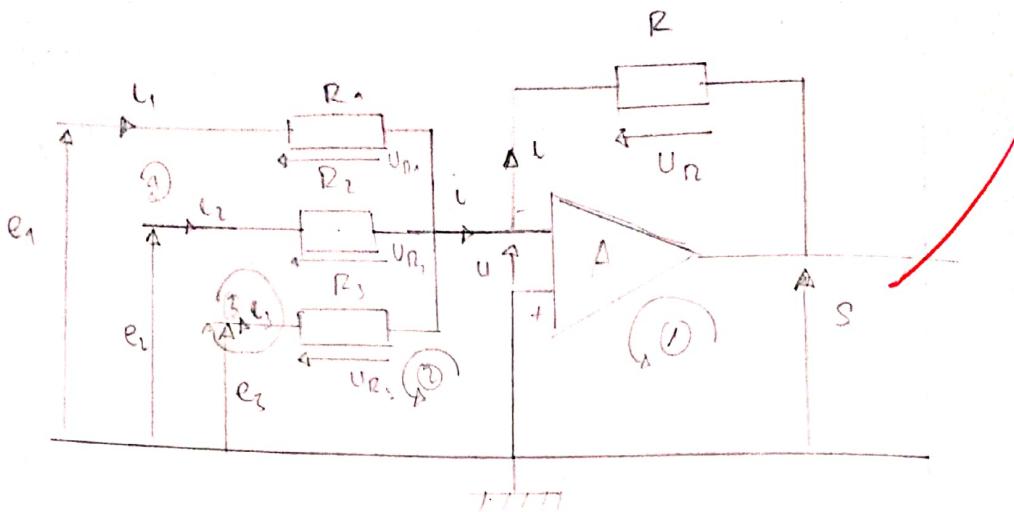
Donc la maille ② on a :

$$-U_{R2} - S = 0 \Rightarrow S = -U_{R2} = -R_2 i \quad (\star\star)$$

$$(\star) \text{ et } (\star\star) \Rightarrow \frac{S}{e} = -\frac{R_2}{R_1} \Rightarrow S = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)e$$

b) montage normateur

Le schéma du montage est le suivant :



Dans la maille ①, on a :

$$\begin{aligned} -U + S + U_n &= 0 \Rightarrow S = -U_n \\ &\Rightarrow S = -R_1 i_1. \end{aligned}$$

Or d'après la première loi de Kirchhoff,  
 $i = i_1 + i_2 + i_3$

$$\Rightarrow S = -R(i_1 + i_2 + i_3) \quad (\star)$$

Dans la maille ② on a :

$$U_{R_3} - e_3 + U = 0 \Rightarrow e_3 = U_{R_3} + U \Rightarrow i_3 = \frac{e_3}{R_3}$$

Dans la maille ③ :

$$U_{R_1} - e_1 + U = 0 \Rightarrow e_1 = U_{R_1} + U \Rightarrow i_1 = \frac{e_1}{R_1}$$

Dans la maille ④ :

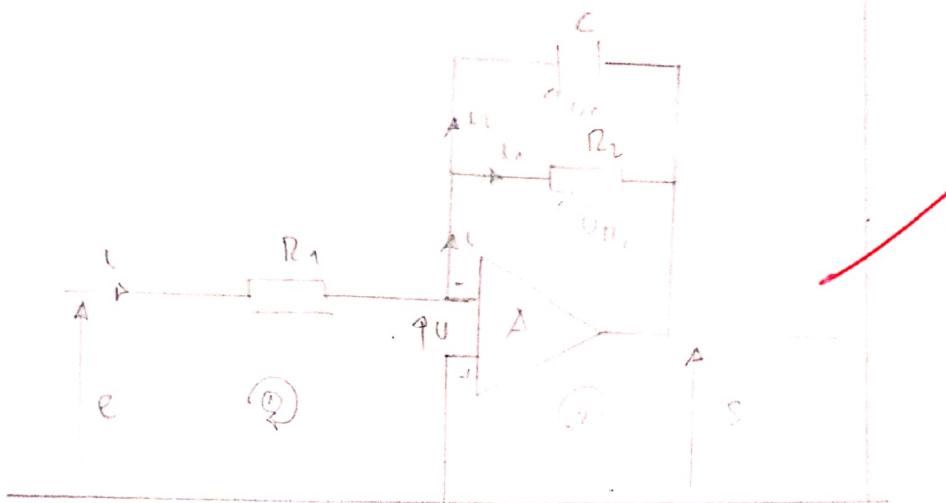
$$U_{R_2} - e_2 + U = 0 \Rightarrow e_2 = U_{R_2} + U \Rightarrow i_2 = \frac{e_2}{R_2}$$

Ainsi,

$$S = -R \left( \frac{e_1}{R_1} + \frac{e_2}{R_2} + \frac{e_3}{R_3} \right)$$

c) montage intégrateur

Le schéma du montage est le suivant



On a :  $i_2 = C \frac{dU_c}{dt}$  (\*)

pu dans la maille ② on peut écrire  
d'après la loi des mailles que :

$$S + U_{R_2} = 0 \Rightarrow S = -U_{R_2}$$

$$S = -U_c$$

$$(*) \Rightarrow i_2 = -C \frac{dS}{dt}$$

$$\Rightarrow dS = -\frac{i_2}{C} dt$$

$$\text{or } i = i_1 + i_2 \Rightarrow i_2 = i - i_1$$

$$\Rightarrow dS = -\frac{1}{C} (i - i_1) dt$$

De plus, d'après ①. on a :

$$e - U_{R_1} - U = 0 \Rightarrow e = U_{R_1}$$
$$\Rightarrow i = \frac{e}{R_1}$$

$$\Rightarrow ds = -\frac{1}{C} \left( \frac{e}{R_1} - i_1 \right) dt$$

or si  $R_2 \rightarrow +\infty$ ,  $i_1 \Rightarrow 0$  (le courant ne passe plus dans cette branche).

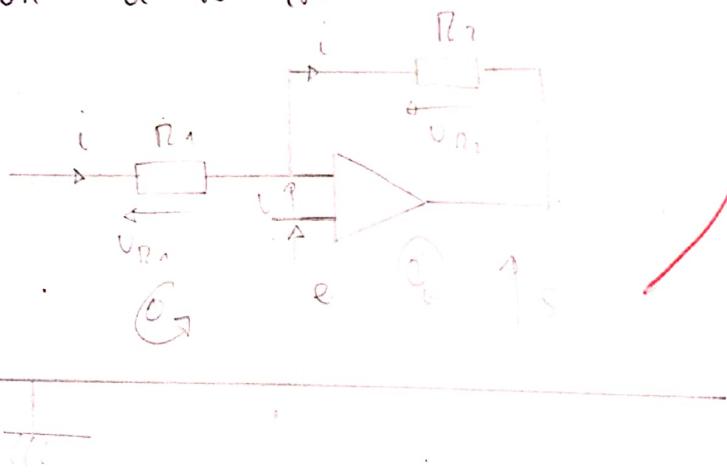
$$\Rightarrow ds = -\frac{1}{R_1 C} e dt$$

soit

$$S = -\frac{1}{R_1 C} \int e dt$$

d) montage non inverseur

On a le schéma :



Dans la maille ① on a :

$$e + U + U_{R_1} = 0 \Rightarrow e + U_{R_1} = 0$$

Dans la maille ② on a :

$$U_{R_2} + S - U - e = 0 \Rightarrow U_{R_2} + S - e = 0$$

$$\Rightarrow S = e - U_{R_2}$$

$$= e - R_2 i \quad \text{ou} \quad i_1 = - \frac{e}{R_1}$$

$$= e - \left( - \frac{e R_2}{R_1} \right)$$

$$= e + e \left( \frac{R_2}{R_1} \right)$$

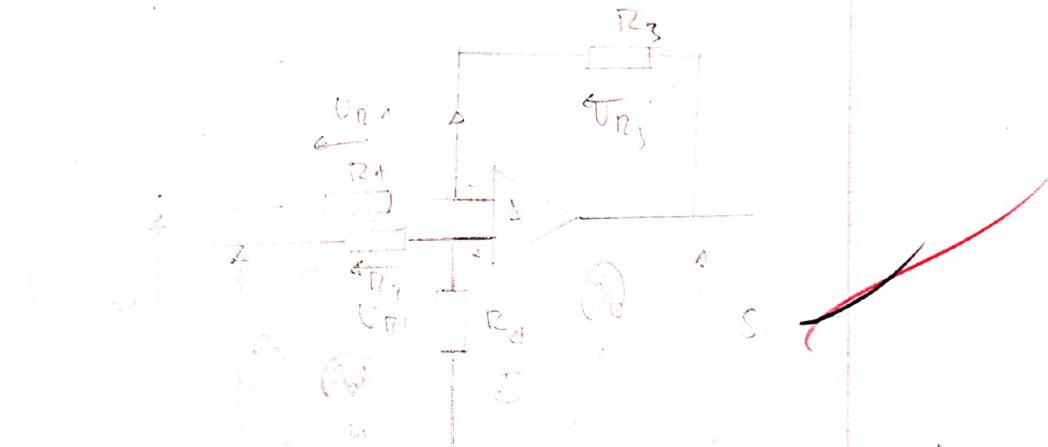
$$S = e \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

Si  $R_2 = 0$  et  $R_1 \rightarrow +\infty$ ,

$$S = e$$

Ce montage est un circuit de tension.

e) montage différentiel



Nous appliquons le principe de superposition.  
→ Si on éteint le générateur délivrant

$e_1$  et on garde celui délivrant  $e_2$ , on aura

Dans ①

$$-U_{R_3} - S^0 + e_1 - U_{R_1} = 0 \Rightarrow S^0 = -(U_{R_1} + U_{R_3} - e_1)$$

$$\Rightarrow -R_1 i_1 + e_1 - R_3 i_1 - S = 0$$

$$\Rightarrow S = e_1 - (R_1 + R_3) i_1 \quad @$$

Dans la maille 2. on a :

$$e_2 - R_2 i_2 - R_4 i_2 = 0 \Rightarrow e_2 = (R_2 + R_4) i_2$$

Dans la maille 1 on a :

$$S - R_4 i_2 + R_3 i_1 = 0 \Rightarrow S = R_4 i_2 - R_3 i_1 \quad ⑤$$

$$@ \Rightarrow i_1 = \frac{S - e_1}{R_1 + R_3} \quad (\text{a})$$

$$③ \Rightarrow S = R_4 i_2 + \frac{S - e_1}{R_1 + R_3} R_3$$

$$\Rightarrow S = \frac{R_4 e_2}{R_2 + R_4} + \frac{S R_3}{R_1 + R_3} - \frac{e_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

$$\Rightarrow S \left( 1 - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right) = \frac{R_4 e_2}{R_2 + R_4} - \frac{e_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

$$\Rightarrow S \left( \frac{R_1 + R_3 - R_3}{R_1 + R_3} \right) = \frac{R_4 e_2}{R_2 + R_4} - \frac{e_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

$$\Rightarrow \boxed{S = \left( \frac{R_1 + R_3}{R_1 + R_3 - R_3} \right) \left( \frac{R_4 e_2}{R_2 + R_4} - \frac{e_1 R_3}{R_1 + R_3} \right)}$$

Supposition  $\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1}$

$$S = \left( \frac{R_1 + R_3}{R_1} \right) \left( \frac{R_4 e_2}{R_2 + R_4} - \frac{e_1 R_3}{R_1 + R_3} \right)$$

$$= \frac{R_4}{R_1} \frac{(R_1+R_3)e_2}{R_1+R_2} - \frac{R_3}{R_1} \left( \frac{R_2+R_1}{R_1+R_2} \right) e_1$$

$$= \frac{R_3}{R_1} \left[ \frac{R_1+R_3}{R_1+R_2} e_2 - e_1 \right]$$

$$= \frac{R_4}{R_1} \frac{(R_1+R_3)e_2}{R_1 \left( 1 + \frac{R_4}{R_2} \right)} - \frac{R_3}{R_1} e_1$$

$$= \frac{R_4}{R_2} \left( \frac{R_3+R_1}{1 + \frac{R_4}{R_2}} \right) \frac{e_2}{R_1} - \frac{R_3}{R_1} e_1$$

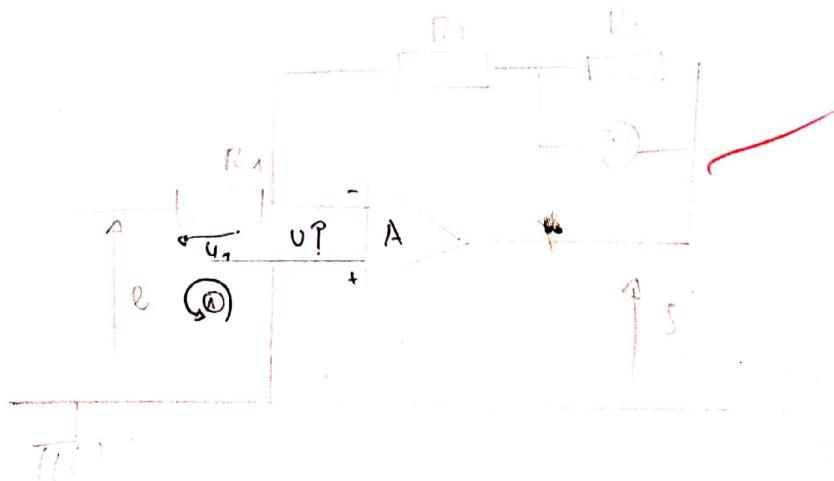
$$= \frac{R_3}{R_1} \left( \frac{R_3+R_1}{(1 + \frac{R_4}{R_2}) R_1} \right) e_2 - \frac{R_3}{R_1} e_1$$

$$= \frac{R_3}{R_1} (e_2 - e_1)$$

Ainsi, si  $\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1}$  on a bien

$$\boxed{\delta = \frac{R_3}{R_1} (e_2 - e_1)}$$

## 2f6 Conversion tension / Courant



montrons que  $i = \text{cte} \forall R$

Considérons la maille  $\textcircled{O}$  définie  
dans le schéma précédent.  
D'après la loi des mailles, on a :

$$U + U_1 - e = 0 \quad (\textcircled{a})$$

$$(\textcircled{a}) \Rightarrow U_1 + U = e \\ \text{or } U = 0 \quad (\text{AOP idéal})$$

$$\Rightarrow U_1 = e \quad \text{or } U_1 = R_1 i$$

$$\Rightarrow R_1 i = e$$

$$\Rightarrow i = \frac{e}{R_1}$$

On constate que la valeur de  $i$  est indépendante  
de  $R_2$  et comme  $R_1 = \text{cte}$ ,  $i = \text{cte} \forall R_2$ .

#### IV - Manipulation

Nous AOP sera alimenté par un  
générateur de tension avec point milieu  
 $\pm 15V$ .

Touten nos mesures seront effectuées à  
l'oscilloscope.

Un bruit est un signal indépendant du  
signal d'entrée en amplitude et en fréquence

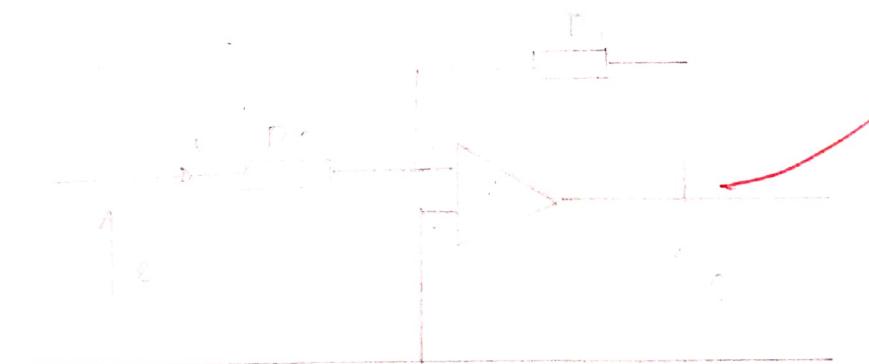
qui se superpose au signal de sortie.

la saturation: un AOP est saturé quand la tension de sortie atteint la valeur maximale délivrable par l'alimentation. En ce moment, l'amplitude est indépendante du signal d'entrée.

Pour toutes nos menues, nous nous placions à une amplitude suffisamment petite pour ne pas faire l'AOP.

#### 1 - Amplificateur inverseur

○  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ . Le schéma est le suivant:



Nous voulons tracer la courbe du gain

$$G = \frac{S}{e} \quad \text{On sait que } S = - \frac{R_2}{R_1} e$$

$$\Rightarrow G = - \frac{R_2}{R_1}$$

$$\Rightarrow \boxed{\Delta G = \left( \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_1}{R_1} \right) G} \quad \text{ou}$$

$$\boxed{\Delta G = \left( \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta e}{e} \right) G}$$

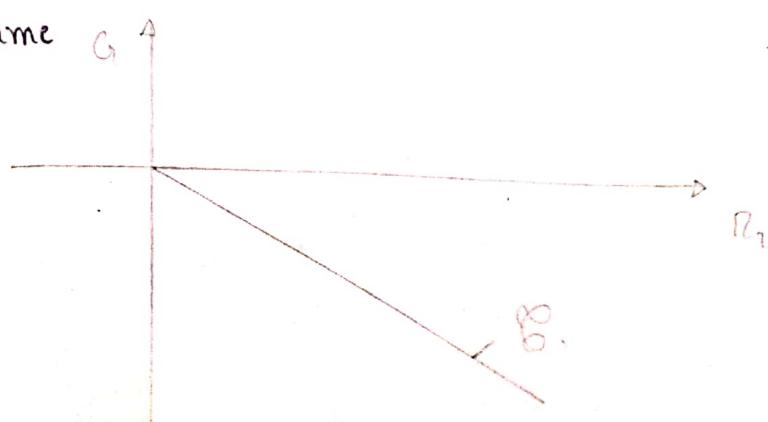
## Mode préparatoire

Nous réalisons le montage de la figure précédente. On règle la fréquence du GBF à 1000 Hz et la tension d'entrée à 0,4V : pour cela on utilise l'oscilloscope pour le faire. Ensuite nous faisons varier  $R_2$  (10 à 100 kΩ) et pour chaque valeur de  $R_2$  nous relevons la valeur de  $S$  correspondante (à l'oscilloscope).

## Nous complétons le tableau

$R_2 (\Omega)$	10	100	1000	5000	10000	20000	40000	60000	100 kΩ
$S (v)$									
$R_1$									
$G$									
$G$									

Théorie nous dit que  $G = -\frac{R_2}{R_1}$ .  
Ainsi, nous devons obtenir une courbe de la forme  $G \uparrow$



## 2) montage intégrateur

Le schéma est celui de la figure ②. La géométrie  $R_2$  est utilisée pour éviter le blocage de l'amplificateur.

### Mode opératoire

Nous réalisons le montage dont le schéma est représenté par la figure ②. Ensuite, nous réglons le signal d'entrée sur la fréquence de 1000 Hz. Ensuite, nous faisons apparaître à l'oscilloscope les 2 courbes (en appuyant sur CH1 et CH2). Nous obtenons 2 courbes : l'une pour le signal d'entrée, l'autre pour le signal de sortie.

Si on note  $V_e = V_m \sin(\omega t)$  le signal d'entrée, le signal de sortie est

$$V_s = -\frac{1}{R_1 C} \int V_m \sin(\omega t) dt$$

$$= +\frac{1}{R_1 C \omega} V_m \cos \omega t$$

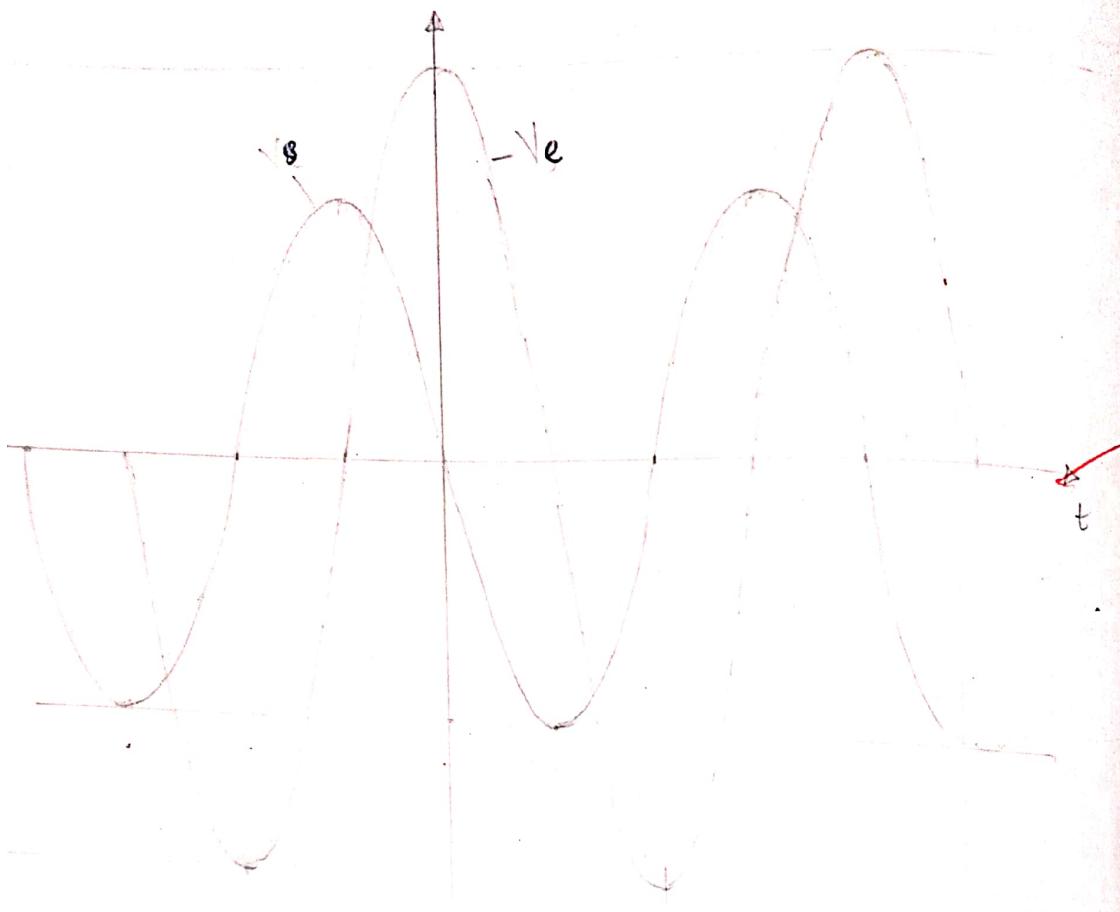
$$V_s = \frac{1}{R_1 C \omega} V_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right)$$

On constate que  $V_s$  est en avance de  $\pi/2$  sur  $V_e$ , mais l'amplitude différente. Ainsi,

Pour vérifier que la courbe  $v_s$  est l'inverse de celle de la courbe de  $v_e$ , il suffira de mesurer le déphasage entre les 2.

$$V_{se} = 0,6 V_{re}$$

On devrait obtenir



b) On fait de même pour un circuit corré. On devrait obtenir les courbes suivantes :



c) On place un transformateur à l'entrée

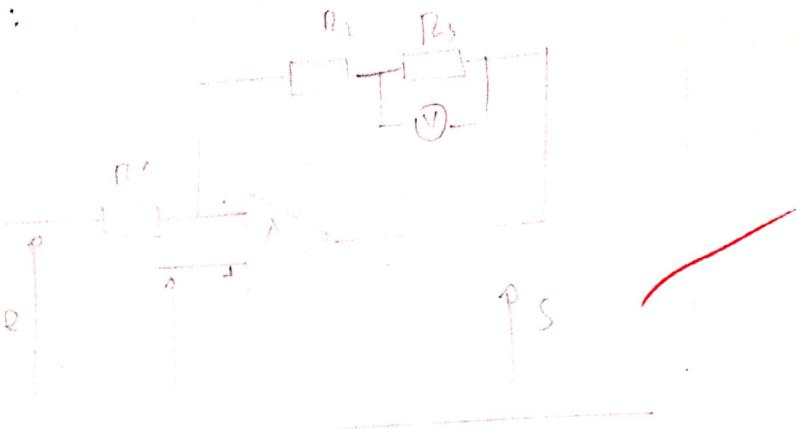
Model

Dur le montage précédent, on remplace  
 le générateur par un transformateur. On  
 fait varier la capacité  $C$  de  $0$  à  $10 \mu F$   
 et on relève la tension de sortie corres-  
 pondante pour chacune des valeurs de  $C$ .  
 On obtient le tableau.

Après avoir tracé la courbe, on met à tour de rôle dans le circuit  $C_1$  et  $C_2$ . Nous lissons les tensions respectives et nous obtenons  $C_1$  et  $C_2$  par projection des valeurs de ces tensions sur la courbe.

### 3) Etude d'un générateur de courant

Le schéma du montage à réaliser est le suivant :



Nous travaillons en continu avec  $e = 5V$ ,

$$R_1 = 5000\Omega \quad n_3 = 100\Omega$$

Le voltmètre de grande impedance monté aux bornes de  $R_3$  empêche le courant de circuler. Ainsi, le courant arrivant à l'AMP gressotina également. En plus, grâce à ce voltmètre, le courant ne circulera pas également dans  $R_2$ . Ainsi, le courant qui sortira ne dépendra pas de  $R_2$ .

b) Nous faisons varier la valeur de  $R_2$  et nous mesurons les valeurs correspondantes de  $i$  que nous plâsons dans le tableau.

Quelques :

$R_2 (k\Omega)$	100	200	300	400	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	10	80	30
I												

Sur les valeurs de  $R_2$  pour lesquelles I reste constant appartiennent à l'intervalle  $[ ]$ . (A obtenir pendant le TP).

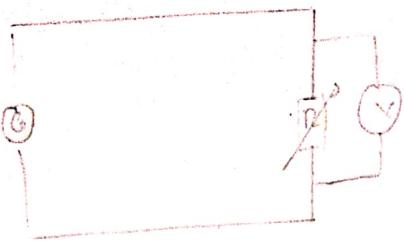
On fait le même procédé pour  $R_1 = 10 k\Omega$ . On obtient:  $R_1 \in [ ]$ .

#### 4) Adaptateur d'impédance

##### Mode opératoire

Nous fixons la tension délivrée par le GBT à 1V et sa fréquence à 50 Hz grâce à l'oscilloscope. Ensuite nous montons ce GBT aux bornes d'une résistance variable  $R$ . Pour chaque valeur prise par  $R$ , on relève la tension aux bornes de ce dernier. Ensuite nous intercalons un adaptateur entre le GBT et la résistance et nous reprenons les mesures précédentes.

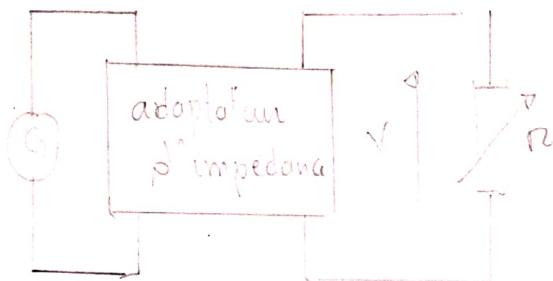
Pour le montage suivant :



on obtient :

$R(k\Omega)$	0,1	1	10	100	1000
$\checkmark$					

Pour le montage (2) :



on obtient :

$R(k\Omega)$	0,1	1	10	100	1000
$\checkmark$					

On voit que l'adaptateur permet de :

Application des AOP ✓ 29/10/19

Tchaumba

- Réalisation des filtres actifs
- amplification des signaux
- réalisation des calculs analogiques

## MANIPULATION N°4

Titre: Etude d'un redressement

### Matériel

Pour mener à bien la manipulation portant sur l'étude d'un redressement, nous avons besoin de :

- quatre diodes montées sur plaque
- Un transformateur 220V / 3, 6, 9, 12 V
- Un oscilloscophe cathodique
- des résistances
- des condensateurs.

### I. But de la manipulation

Le but de cette manipulation est la compréhension du fonctionnement d'un redresseur.

### II. Principe

On alimente un circuit contenant des résistances, des diodes et éventuellement des

condensateurs, par une tension alternative, on visualise les tensions aux bornes de certains dipôles et on fait des analyses et des déductions.

### III. Rappels théoriques

Le redressement est la conversion d'une tension alternative en une tension continue.

Pour effectuer un redressement, on utilise un convertisseur alternatif-continu pour alimenter un récepteur en continu à partir du réseau de distribution alternatif. L'élément principal de ce convertisseur est la diode.

Une diode est un dipôle passif polarisé. Il est équivalent à un interrupteur uni-directionnel non commandé. Pour comprendre le fonctionnement de ces dipôles, nous devons passer par les notions relatives aux semi-conducteurs.

#### 1. Notions sur les semi-conducteurs

##### a- Généralités

Un conducteur est un élément des colonnes I à III du tableau périodique de classification.

Il possède donc 1 à 3 atom. électrons libres de se mouvoir dans le métal. Les éléments de la colonne 4 possèdent 4 électrons sur leurs couches externes. Dans le cristal, chaque atome met en commun ses quatre électrons avec ses 4 voisins les plus proches. Tous les moyaux sont entourés de 8 électrons : Ce sont des semi-conducteurs.



figuré 1

Sous l'effet de l'agitation thermique, un électron peut échapper à l'attraction d'un autre atome pour devenir libre. Il laisse ainsi une place dans le réseau appelé trou.

Trou —————— electron libre.

fig 2

Dans un tel cristal, on a autant de trous que d'électrons libres et le courant électrique est constitué par le double de placement d'électrons et de trous en sens inverse: Ce sont des semi-conducteurs intrinsèques.

A côté de ces semi-conducteurs, on a également des semi-conducteurs extrinsèques ou dopés. On distingue les semi-conducteurs :

→ de type N où les électrons sont majoritaires et les trous minoritaires

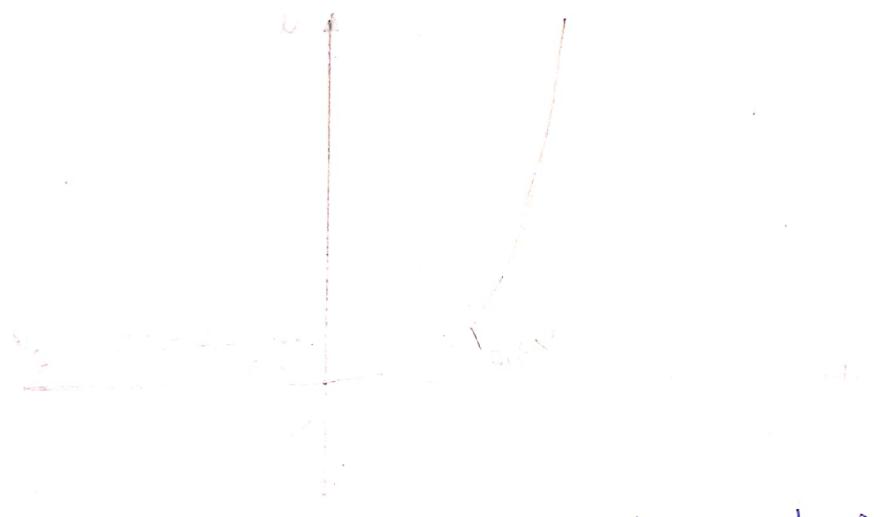
→ de type P où c'est le contraire.

Une jonction est la mise en contact de 2 semi-conducteurs de type différents (P et N). Une diode résulte d'une jonction. Son symbole est :



Celle association de 2 semi-conducteurs de type différents va donner à la

diode un mode de fonctionnement identique à un interrupteur: Il ne laisse pas passer le courant (ponctuels de changement) dans le sens N → P à cause d'une barrière de potentiel entre le Z, mais laisse passer le courant dans l'autre sens (P → N). Ce courant devient grand à partir d'une certaine valeur que prendra la pdp à son borne appelée tension seuil. Cette dernière est de 0,6 V pour une diode au silicium.



### Caractéristique d'une diode

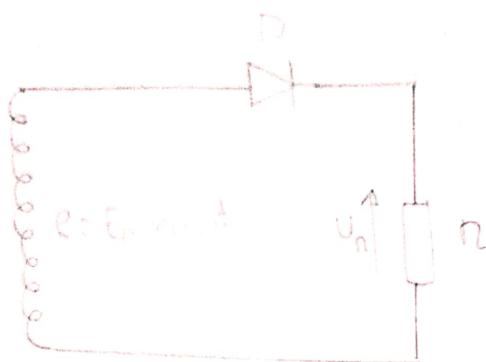
Nous devons limiter à une valeur convenable la tension inverse de la diode pour une certaine valeur de celle-ci (tension zénér), il se produit la destruction de la matie diode.



## 2. Fonctionnement en redresseur

### a. Fonctionnement une alternance

Le circuit utilisé pour un tel fonctionnement est le suivant :



Pendant l'alternance positive, la diode est passante et le courant de traversant  $i = \frac{e}{R}$ .

Pendant l'alternance négative, la diode est bloquante et aucun courant ne la traverse. La tension aux bornes de la résistance est représentée par :



Sa valeur moyenne est

$$U_{R\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T E_m \sin \omega t \, dt$$

$$\frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}$$

$$= \frac{\omega E_m}{2\pi} = \frac{E_m}{\pi} = \frac{E_{Va}}{\pi}$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$U_{nmoy} = 0,45 E$$

avec  $E = \frac{E_m}{\sqrt{2}}$

la valeur maximale de la tension inverse est  $E_n$ .

### b. Redressement double alternance

#### → Redressement avec point milieu

Pour ce type de redressement, le circuit utilisé est schématisé ci-dessous :



Si  $e_1$  et  $e_2$  sont en opposition de phase.

$$e_1 = E_m \sin \omega t$$

$$e_2 = -E_m \sin \omega t$$

Pendant l'alternance positive, le diode  $D_1$  est passante alors que le diode  $D_2$  est bloqué. Pendant l'autre alternance, c'est le contraire. Ainsi, la tension aux bornes de  $U_o$  gagne le m<sup>e</sup> sens.



Elle a une valeur moyenne

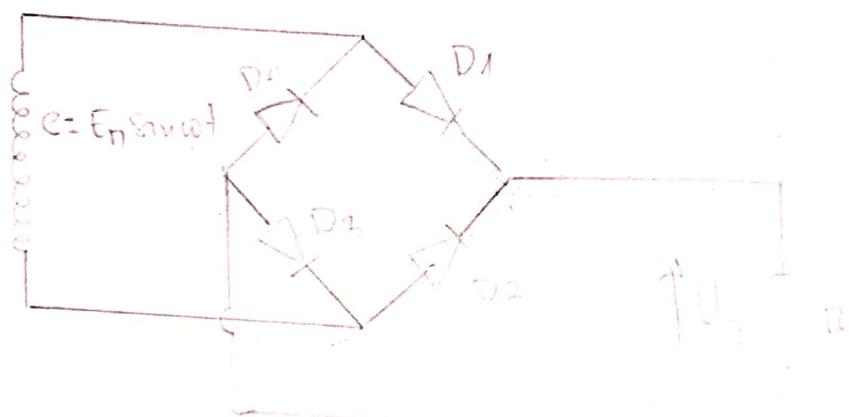
$$U_{Rmoy} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} E_m \sin \theta d\theta \\ = \frac{2E_m}{\pi}$$

$$\boxed{U_{Rmoy} = 0,90 E}$$

La valeur de la tension inverse est  $2E_m$ .

→ Rétablissement par le pont de Graetz

Le schéma de ce circuit est :



Pendant l'allumage primitive, les diodes  $D_1$  et  $D_3$  sont passantes, alors que  $D_2$  et  $D_4$  sont bloquées. Pendant l'allumage négative, on observe le phénomène contraire.

La tension aux bornes de  $U_R$  a la même forme que précédemment et  $U_{Rmoy} = 0,9E$ .

mais, la tension inverse recommande est

$$\frac{U_n}{\alpha}$$

Pour rappoir du montage avec point milieu, ce montage présente l'avantage de ne nécessiter qu'une source de tension et procure une tension inverse plus faible. Néanmoins, elle nécessite 4 diodes au lieu de 2.

### c. Facteur de forme et taux d'ondulation

La tension nécessaire peut s'écrire

$$U_n = U_{n\text{moy}} + U_{\text{ond}}$$

Le taux d'ondulation se définit par

$$\boxed{T = \frac{U_{\text{ond}}}{U_{n\text{moy}}}} \quad \text{avec } U_{\text{ond}} = \text{Valeur eff de pond.}$$

Le facteur de forme :

$$\boxed{F = \frac{U_n}{U_{\text{moy}}}}$$

on a :

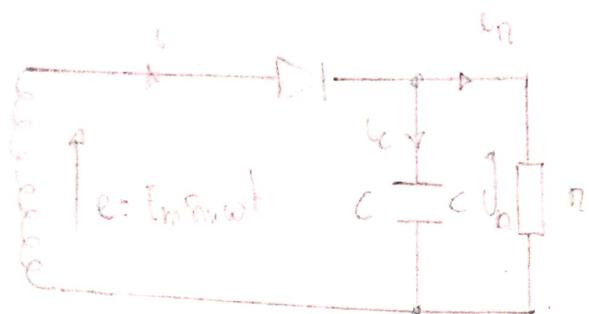
$$\boxed{\Delta T = T \left( \frac{\Delta U_{\text{ond}}}{U_{\text{ond}}} + \frac{\Delta U_{n\text{moy}}}{U_{n\text{moy}}} \right)}$$

et

$$\boxed{\Delta F = F \left( \frac{\Delta U_n}{U_n} + \frac{\Delta U_{\text{moy}}}{U_{\text{moy}}} \right)}$$

Une fois la tension redressée, il faut bien éliminer cette opération pour but de réduire les ondulations. Pour ce faire, on met utilise le filtrage capacitif.

### d- Filtrage capacitif



On sait que

$$\bullet I_R = e \Rightarrow i_R = \frac{E_m}{R} \sin \theta \quad \text{avec } \theta = \omega t$$

$$\bullet i_C = \frac{dV_C}{dt}$$

$$i_C = C \frac{de}{dt} = CW E_m \cos \theta$$

Da conductim dans la diode connue au point B lorsque :

$$i = I_R + i_C = 0$$

$$\begin{aligned} i = 0 &\Rightarrow \frac{E_m}{R} \sin \theta_1 + CW E_m \cos \theta_1 = 0 \\ &\Rightarrow \boxed{\tan \theta_1 = - R C W} \end{aligned}$$

A ce moment, le condensateur ne décharge plus la résistance avec une constante du temps  $R C$ . On a alors

$$U_n = R I_n = E_n \sin \theta_1 e^{-\left(\frac{\theta - \theta_1}{R C \omega}\right)}$$

La conduction n'apprendra en C, quindi  
d'intégration de la courbe de e et celle de  
l'exponentielle. On aura donc :

$$E_n \sin \theta_1 e^{-\left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{R C \omega}\right)} = E_m \sin \theta_2$$

$$\Rightarrow \boxed{\sin \theta_2 = \sin \theta_1 e^{-\left(\frac{\theta_2 - \theta_1}{R C \omega}\right)}}$$

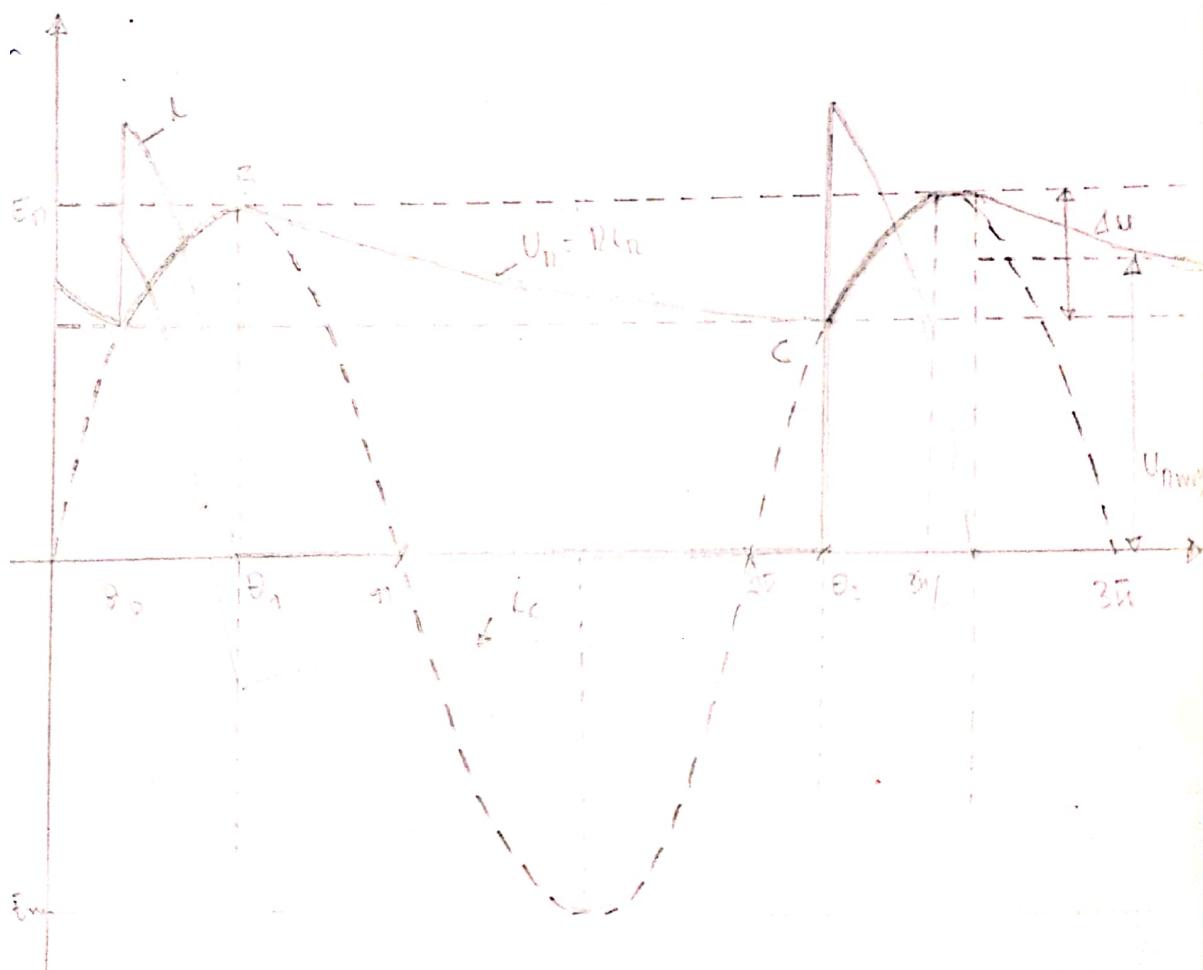
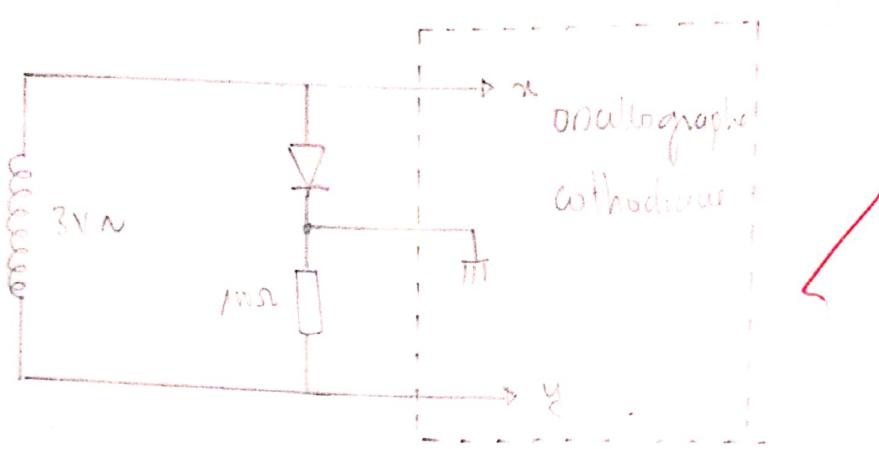


figure 5

## IV. Manipulation

### 1- Caractéristique de la diode

Dei, nous voulons déterminer la caractéristique intensité tension du mathe diode.



### Mode

Pour avoir celle caractéristique, nous réalisons le montage ci-dessous. On injecte sur la voix la tension aux bornes de la diode et sur la voix y celle aux bornes de la résistance.

La courbe obtenue à l'écran (courbe du signal de y en fonction de celui de x) est la courbe caractéristique du mathe diode. En effet, la tension sur y est proportionnelle à  $i$  car  $U_y = R_i$  et celle en x est celle du circuit ( $V$ ).

b) à l'allure suivante

c) Pour obtenir la tension seuil, on trace la tangente à la courbe au point d'inflexion. Cette courbe touche l'axe des abscisses en  $V = V_s$ . On obtient

$$V_s = \boxed{}$$

d) Rendement une alternance

### Mode opératoire

Nous réalisons le montage de la figure précédente (on injecte sur l'une des voix de l'oscillo la tension aux bornes de  $R$ ).

Dans notre circuit, on a  $e = U_R = \pi i$ . Pour avoir  $E_m$ , il suffit de mesurer  $U_{R\max}$ .

Ainsi  $E_m = \boxed{U_{R\max}}$  et  $\Delta E_m =$

Pour mesurer  $U_{Rmoy}$ , on passe en continu. Grâce à la fonction AC/DC de l'oscillo, on obtient :

$\boxed{U_{Rmoy} = \text{V}}$  et  $\Delta U_{Rmoy} =$

$$\frac{U_{Rmoy}}{E_m} = \frac{\text{---}}{\text{---}} =$$

théoriquement  $\frac{U_{Rmoy}}{E_m} = \frac{1}{\pi} = 0,318$

Notons  $T = \frac{U_{Rmoy}}{E_m}$

$$\Delta T = T \left( \frac{\Delta U_{Rmoy}}{U_{Rmoy}} + \frac{\Delta E_m}{E_m} \right)$$

$$\Delta T =$$

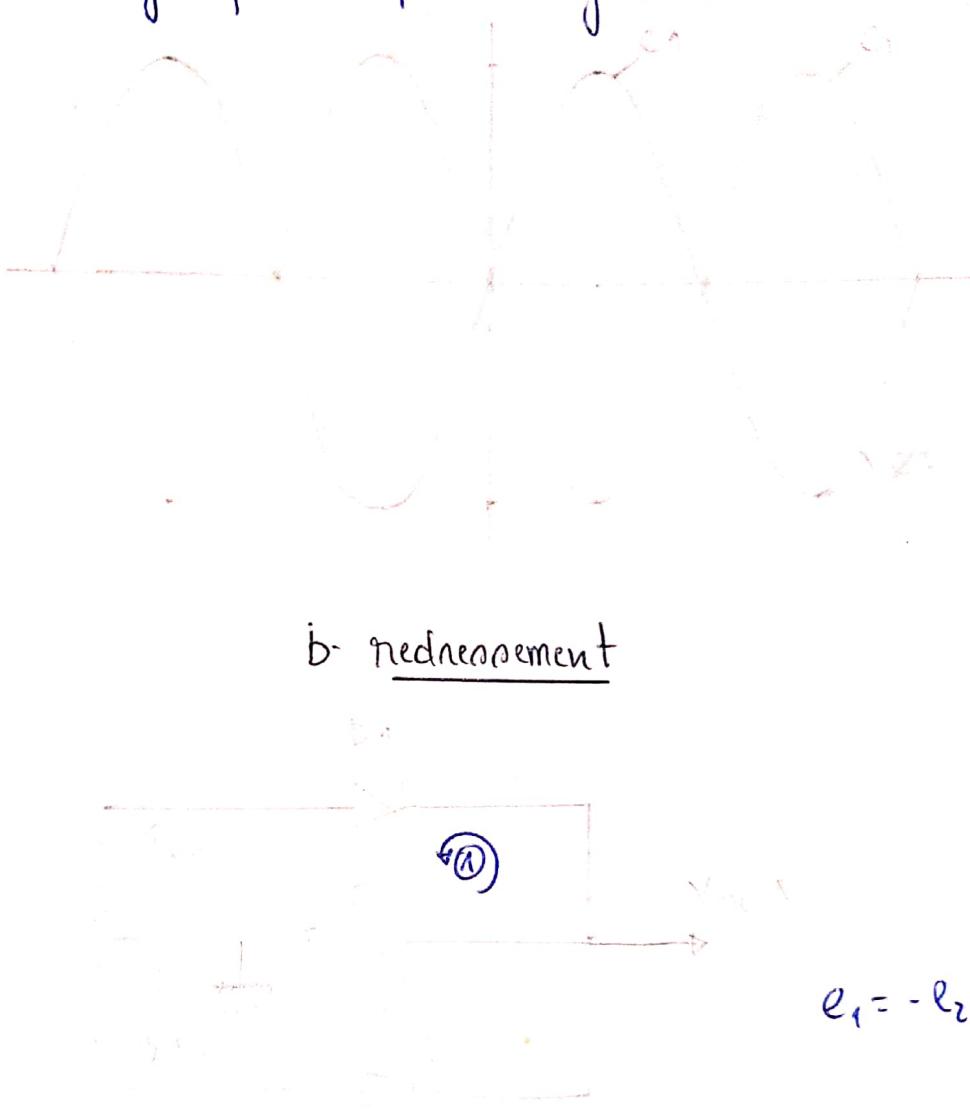
$$\boxed{T = (\pm)}$$

### 3- Redressement double alternance

#### a- Transformation avec point milieu



Après réalisation du montage précédent et par la théorie, les tensions  $e_1$  et  $e_2$  devront être en opposition de phase. On devrait obtenir une oscillographie de ce genre :



### b- redressement

$$e_1 = -e_2 = E_m \sin \omega t$$

### Mode opératoire

Après réalisation du montage de la figure précédente, on injecte sur l'une des voix de l'oscilloscophe la tension  $U_R$ . D'après le filigrane (1), on a

$$U_R = e_1 = E_m \sin \omega t$$

Pour prouver  $T_n$ , il suffit de montrer  $U_{Rmoy}$

$$U_{Rmax} = E_m = \sqrt{V}$$

$$\Delta E_m = \sqrt{V}$$

Pour déterminer  $U_{Rmoy}$ , on prendra en continu (grâce à la fonction AC/DC de l'oscilloscope) on obtient

$$U_{Rmoy} = \sqrt{V}$$

$$\Delta U_{Rmoy} =$$

$$T_n \text{ pour } \bar{T} = \frac{U_{Rmoy}}{E_m}$$

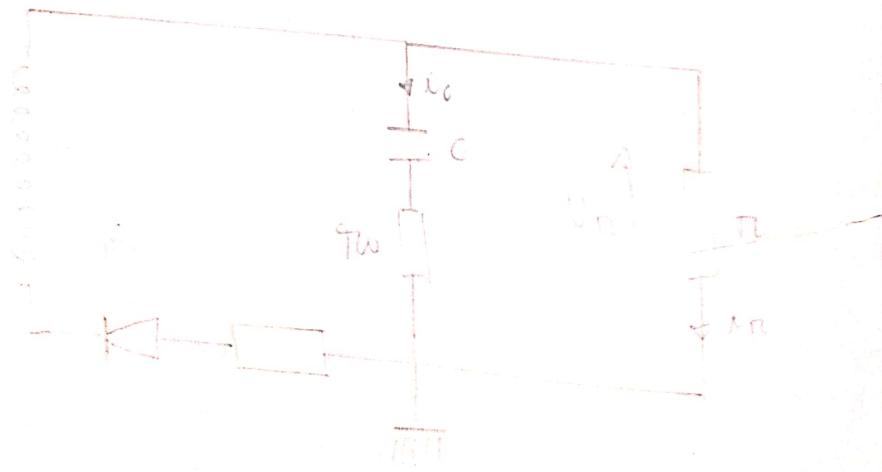
$$\text{puis } \Delta T = T \left( \frac{\Delta U_{Rmoy}}{U_{Rmoy}} + \frac{\Delta E_m}{E_m} \right)$$

AN :  $T = ( \quad \pm \quad )$

Théoriquement,  $T = \frac{\varphi}{n}$

$$\bar{T} = 0,636$$

#### 4. filtrage



Le but ici est d'obtenir les courbes  $U_R$ ,  $i_R$  et  $i_c$ .

### Mode opératoire

On réalise le montage de la figure suivante. Dans un premier temps, on injecte sur les voies A et B de l'oscillo les tensions  $U_R$  et  $U_{Rd}$ . On obtient à l'écran les courbes  $U_R$  et  $U_{Rd}$ . Sachant  $U_{Rd} = \pi_0 i$ , on déduit directement la courbe de  $i$ .

Dans un second temps, on injecte simultanément la tension  $U_R$  sur la voie B de l'oscillographie. Sachant que  $U_{Rc} = \pi_0 i_c$ , on déduit la courbe de  $i_c$  de celle de  $U_R$  obtenue à l'écran. (par division par  $\pi_0 = 0,5 \Omega$ ).

On devrait obtenir une courbe similaire à celle de la figure 5 (dans cette préparation).

### Taux d'ondulation

On calculera le taux d'ondulation par le rapport  $\overline{\delta} = \frac{\Delta U}{U_{Rmoy}}$ ,  $U_{Rmoy}$  étant obtenu en passant en continu grâce à la fonction AC/DC. Faisons nous ceci et pour chaque valeur, déterminons  $\Delta U$  et  $U_{Rmoy}$ .

On object:

$C(\mu F)$	920	470	1000	1220	1470	2000
Unmoy						
UV						
Z						
F						

Lundi, 24 novembre 2013

## Manipulation N° 5

Titre : TRANSISTOR BIPOLAIRE.

### Matériel

La liste de matériel nécessaire à la manipulation portant sur les transistors bipolaires est constituée de :

- Un transistor bipolaire 2N3055 monté sur plaque
- Une alimentation stabilisée Reatkit
- un oscilloscope cathodique
- un GSF
- des boîtes ADIP
- deux ampermètres
- un multimètre numérique
- un voltmètre électronique.

### I. But de la manipulation ✓

Belle manipulation a pour but d'étudier l'effet transistor d'un transistor bipolaire.

## II. Principe

Dans le but de déterminer les caractéristiques d'un transistor, nous allons réaliser des montages comportant un transistor, faire varier certaines grandeurs, observer les réactions du circuit et tirer des conclusions grâce à cela.

## III. Rappels théoriques

Nous commençons par la définition de quelques notions.

### 1. Définition

Un transistor est une composante électrique obtenue par la juxtaposition de deux jonctions P-N (de l'anglais transfer resistor). Il comporte trois couches de semi-conducteur disposées en sandwich dans l'ordre NPN ou PNP.

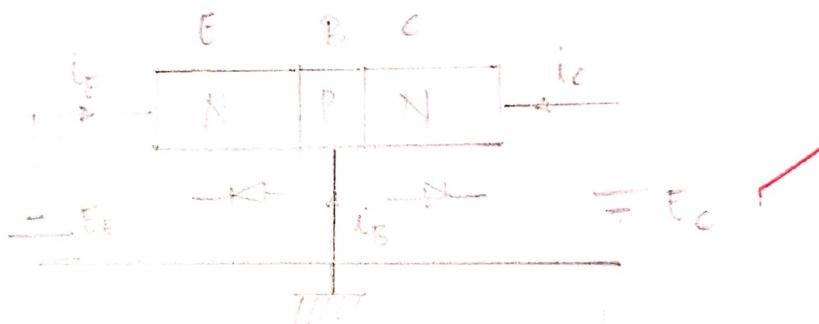


Un transistor bipolaire est un transistor à jonctions dans lequel coexistent deux types de porteurs. Les électrodes d'un transistor bipolaire sont :

- un émetteur (Zone N) fortement dopé
- une base très mince et faiblement dopée
- un collecteur (Zone N) peu dopée.

## 2- Effet transistor

Nous étudions ici un transistor NPN en base commune dont le schéma est indiqué ci-dessous.



Le transistor est formé de 2 diodes à jonction montées en opposition. L'une est polarisée dans le sens direct (EB) et l'autre dans le sens indirect. (EB) étant dans le sens direct, la diminution de la barrière de potentiel permet aux électrons de gagner à la base qui vont pour la plupart traverser la jonction BC et constituer  $i_C$ . On peut

écrivue

$$i_C = -\alpha i_E$$

avec  $\alpha = 0,98$ .

De plus,

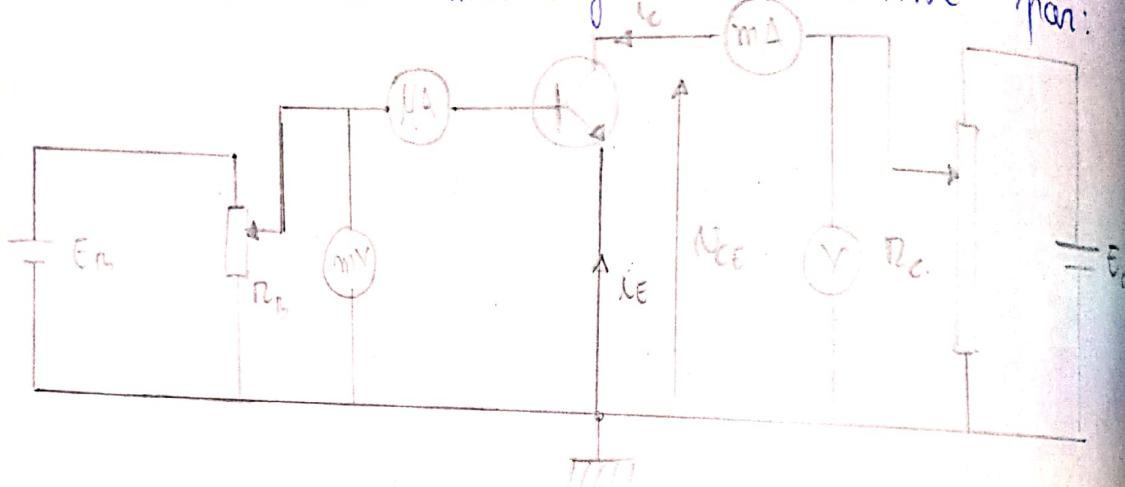
$$i_E + i_C + i_B = 0$$

Si  $\alpha = 1$ , le transistor permet de faire passer un même courant d'un circuit de faible résistance vers un circuit de grande résistance.

C'est l'effet transistor.

### 3. Caractéristiques en émetteur commun.

Soit un montage schématisé par:



Nous savons que  $i_C = -\alpha i_E$  et  $i_E + i_B + i_C = 0$

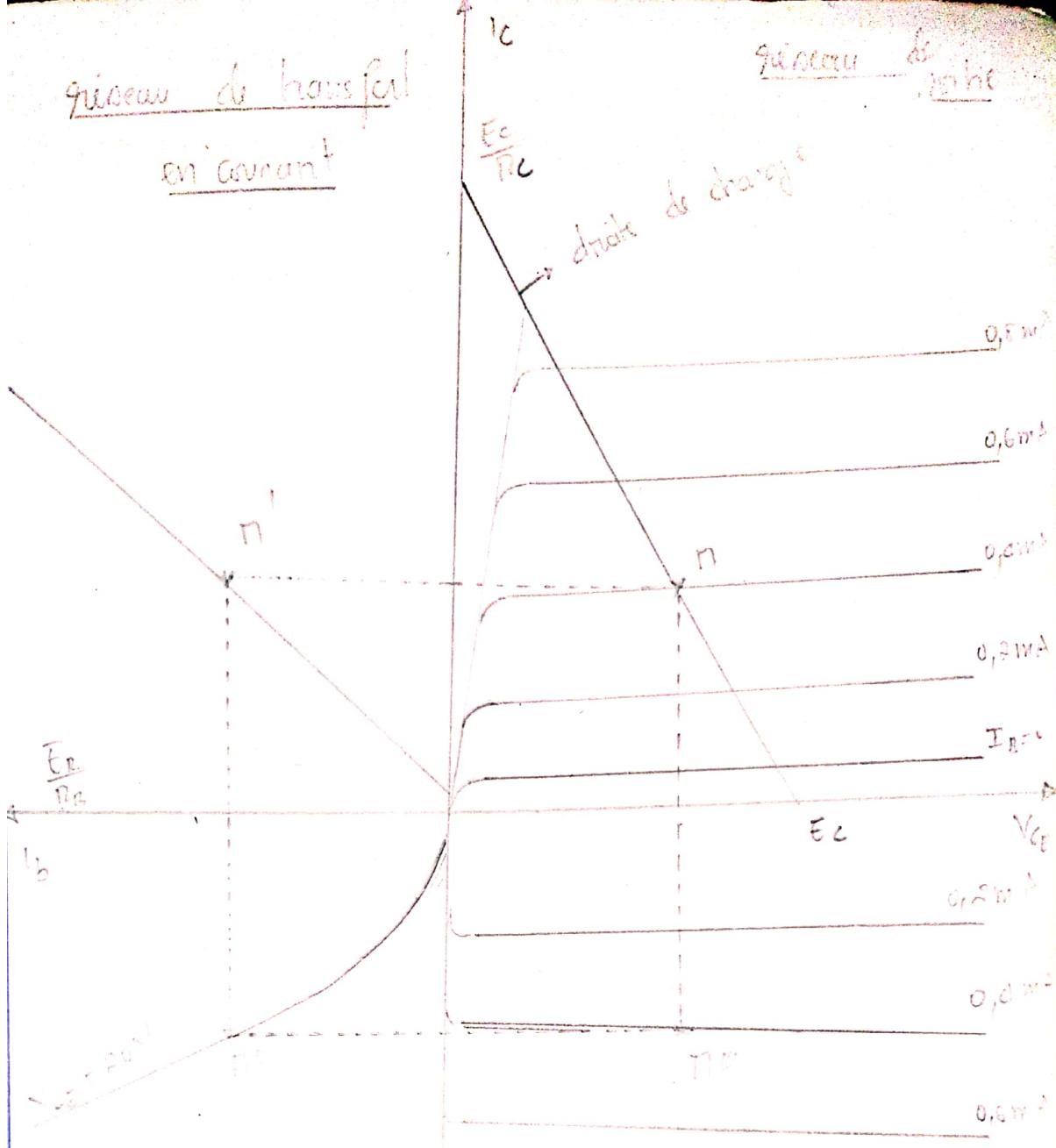
Ainsi,  $i_C = \alpha(i_B + i_C)$

$$\text{Soit } i_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} i_B$$

$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$  est le coefficient d'amplification en courant.

griseau de bousfeu

en courant



griseau d'éclat       $I_B$       griseau de bousfeu en tension

$V_{ce}$

tension

$$3-1. \quad I_c = f(V_{ce}) \text{ et } I_B = \text{cte}$$

Les courbes sont parallèles et équidistantes

avec une tendance à l'instabilité quand  $V_{CE}$  croît. La résistance de sortie en émetteur commun est

$$R_o = \left( \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \right) I_B$$

### 3-2. $I_C = f(I_B)$ à $V_{CE}$ constante

C'est une droite qui coupe l'axe des courants en un point voisin de l'origine. Le coefficient d'amplification en courant est

$$\beta = \left( \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right) V_{CE}$$

### 3-3. $V_{BE} = f(V_{CE})$ à $I_B$ constant

Elle a l'allure des caractéristiques des diodes métalliques dans le sens montant. Sa résistance d'entrée est définie par :

$$r_e = \left( \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} \right) V_{CE}$$

### 3-4. $V_{BE} = f(V_{CE})$ à $I_B$ constant

Cette caractéristique est sensiblement parallèle à l'axe des tensions  $V_{CE}$ . Le coefficient de réaction est défini par :

$$\gamma = \left( \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \right) I_B$$

$\gamma \ll 1$ .

## 4- Polarisation d'un transistor

### 4-1 Point de fonctionnement



#### → Droite de charge

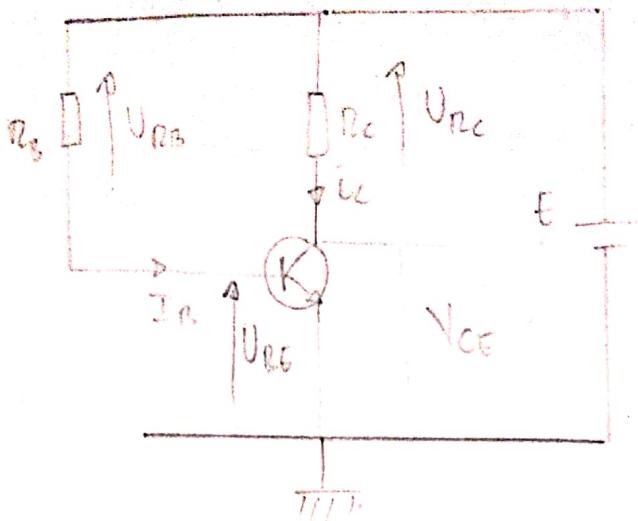
Les caractéristiques du réseau de sortie déterminent le point de fonctionnement de  $I_C$  en fonction de  $V_{CE}$ .  
D'après le schéma précédent,  $V_{CE} = E_C - R_C I_C$ .  
L'intersection de celle droite avec le réseau de sortie détermine le point de fonctionnement.

#### → Droite de polarisation

On peut écrire :  $V_{BE} = E_B - R_B I_B$ . Le choix de M impose le point de fonctionnement  $M''$  sur laquelle passe la droite de polarisation.

### 4-2 Polarisation

Une polarisation correcte de la base est nécessaire pour déterminer  $I_B$  et  $V_{BE}$ . La méthode utilisée est la polarisation directe par résistance de base. Il faut déterminer  $R_C$  et  $R_B$  nécessaires au point de fonctionnement.



$$E = V_{CE} + R_C I_C$$

$$E = V_{BE} + R_B I_B$$

$$U_{RB} = R_B I_B \Rightarrow$$

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B}$$

$$\Rightarrow \Delta R_B = R_B \left( \frac{\Delta U_{RB}}{U_{RB}} + \frac{\Delta I_B}{I_B} \right)$$

De même

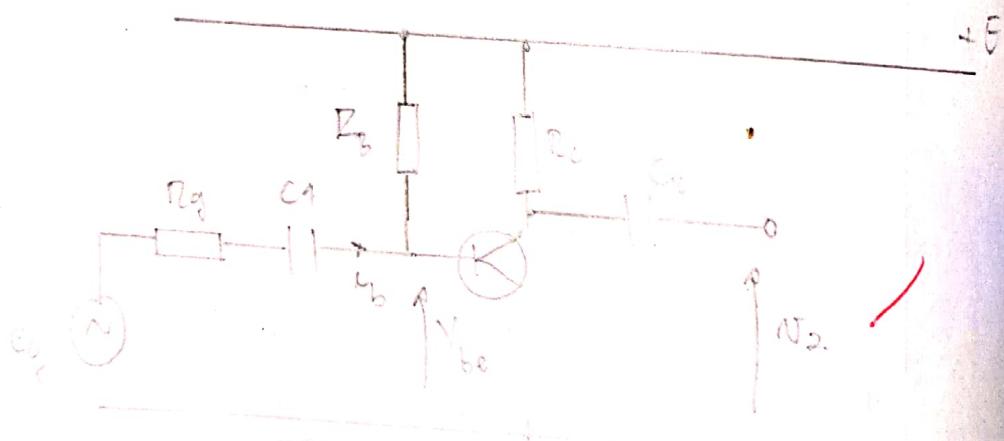
on a :

$$R_C = \frac{U_{RC}}{I_C}$$

et

$$\Delta R_C = R_C \left( \frac{\Delta U_{RC}}{R_C} + \frac{\Delta I_C}{I_C} \right)$$

## 5- amplification



Notons  $I_B$  le courant de base.

$I_E = I_B + I_C$  avec  $I_B$  la composante continue.

$i_b = I_b \sqrt{2} \sin \omega t$ . Le courant de collecteur n'étant plus constant, le point M se déplace sur la pôle de charge.

$$V_{CE} = E - R_C I_C$$

de point de fonctionnement  
de point M décrivant un segment AB dont M est le  
milieu et on applique un courant ondulé à point B  
composante sinusoidale en phase avec  $i_b$ . On a :

$$= I_c = I_{c0} + i_c \quad \text{avec} \quad I_{c0} = I_c \sqrt{2} \sin \omega t.$$

$$\text{Ainsi, } V_{CE} = E_c - R_c (I_{c0} + i_c)$$

$$= V_{CE} + V_a \quad \text{avec} \quad V_a = - R_a i_c$$

On conclut qu'à un courant donné sinusoidal correspond une tension de sortie en opposition de phase. On a :

$$V_{BC} = r i_b \quad \text{avec } r: \text{ résistance d'entrée en émission commun.}$$

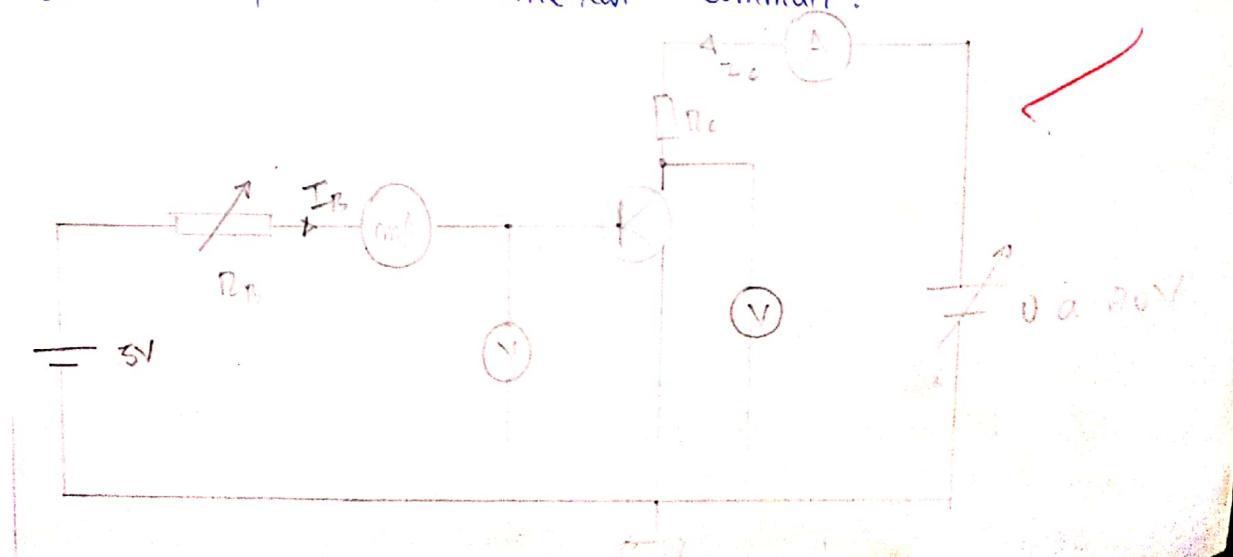
Le gain en tension  $G_v$  est donné par :

$$G_v = \frac{V_a}{V_{BC}} = - \frac{R_a i_c}{r i_b} = - \frac{R_a \beta}{r}$$

## IV. Manipulation

### 1) Trace des caractéristiques

Le but de celle partie est de tracer les caractéristiques en émission commun.



## Mode orientatoire

Nous réalisons le montage dont le schéma nous donne plus haut. Ensuite, nous faisons varier la tension de  $R_B$  jusqu'à l'obtention des courants de dont les valeurs sont successivement 0, 2, 4, 6, 8 mA; ainsi que les valeurs de  $V_{CE}$  en variant . Pour chaque couple ( $I_B, V_{CE}$ ) nous relevons les grandeurs  $I_C$  et  $V_{BE}$ .

## Résultats

$I_B$	0 mA	2 mA	4 mA	6 mA	8 mA
$V_{CE}(V)$					
0					
0,5					
1					
1,5					
2					
2,5					
3					
3,5					

$I_C$

Tableau 1

$V_{CE} (V)$	0	2	4	6	8
0					
2					
4					
6					
8					
10					
12					
14					

$V_{BE}$

Pour  $I_B = 0,4 \text{ mA}$ , on a :

$$\Delta V_{CE} = V \quad , \quad I_C = A \quad \text{et} \quad \Delta I_C = A$$

De même,  $\Delta V_{BC} = A$ .

On a :

$$\beta = \left( \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} \right) = \alpha \quad \text{et} \quad \gamma = \left( \frac{\Delta V_{BC}}{\Delta V_{CE}} \right) =$$

Pour  $V_{CE} = 10 \text{ V}$

$$I_C = A \quad \Delta I_C = A \quad \Delta I_B = A$$

$$V_{BE} = V$$

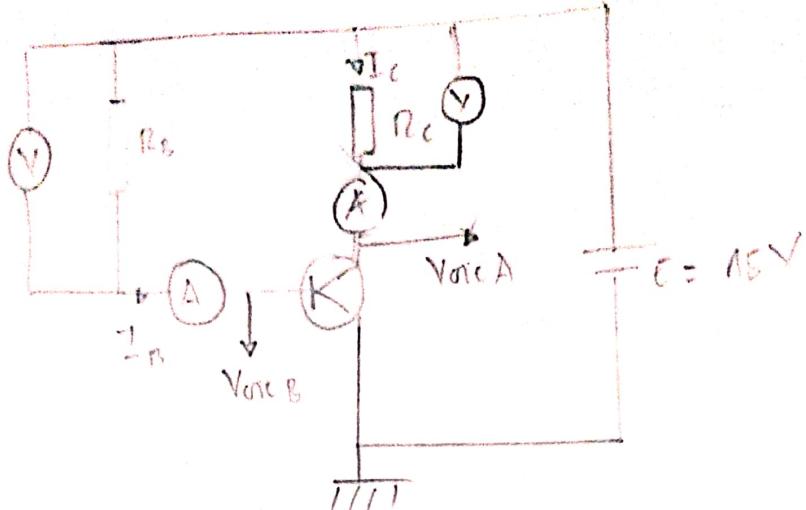
$$\Delta V_{BE} = V$$

on a :

$$\beta = \left( \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right) = \alpha$$

$$\gamma = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \alpha$$

## Polarisation



## Mode opératoire

Nous réalisons le montage ci-dessous.

On mesure les tensions  $V_{R_B}$ ,  $V_{R_C}$  à l'aide de multimètres et on injecte les tensions  $V_{CE}$  et  $V_{BE}$  sur la voix de l'oscilloscope.

## Relevés

On obtient :

$$V_{R_B} = \underline{\hspace{2cm}} \quad I_b = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_{R_C} = \underline{\hspace{2cm}} \quad I_c = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$V_{BE} = \underline{\hspace{2cm}} \quad V_{CE} = \underline{\hspace{2cm}} \quad \text{De même,}$$

$$\Delta V_{R_B} = \underline{\hspace{2cm}} \quad \Delta V_{R_C} = \underline{\hspace{2cm}} \quad \Delta I_b = \underline{\hspace{2cm}} \quad \Delta I_c = \underline{\hspace{2cm}}$$

On a :

$$R_B = \frac{V_{R_B}}{I_b} = \underline{\hspace{2cm}}$$

et

$$\Delta R_B = \underline{\hspace{2cm}}$$

$$R_C = \frac{V_{R_C}}{I_c} = \underline{\hspace{2cm}}$$

et

$$\Delta R_C = \underline{\hspace{2cm}}$$

## Mesure du gain en tension

Le but de cette partie est de calculer la valeur du gain en tension.



### Mode (principe)

Nous fixons la valeur de la fréquence du GBT et nous mesurons les valeurs de  $U_{be}$  et de  $U_o$  correspondantes. Dans un second temps, on fait varier celle valeur et pour chacune d'elle, on mesure  $U_{be}$  et  $U_o$ .

### Données

Pour  $f = 1000 \text{ Hz}$

$$U_{be} =$$

$$U_o =$$

$$G_{tr} =$$

### Tableau

$f$								
$N_{\text{D}}$								
$N_{\text{B}}$								
$G_x$								

La bande gaufrage est :

### Application

- ❖ fabrication des ampoules à incandescence
- ❖ fabrication des diodes électronoluminescentes
- ❖ bobine de relais