

## I - ETUDE DU REDRESSEMENT

### MATERIEL

- 4 diodes montées sur plaquette
- transformateur 220V/3, 6, 9, 12V
- oscilloscophe cathodique
- résistances      {
  - 100    Ω
  - 3,6    Ω
  - 0,3    Ω
- condensateurs      {
  - 220    μF
  - 470    μF
  - 1000    μF
  - 1000    μF

## I - Notions sur les semi-conducteurs

### I-1) - Généralités

Un conducteur est un élément des colonnes I à III du tableau périodique des éléments. Son atome possède donc 1 à 3 électrons sur sa couche externe. Ces électrons n'appartenant à aucun atome en particulier, sont animés de mouvements désordonnés dans le métal. On les appelle électrons libres et ils sont responsables de la conduction.

L'atome d'isolant possède par contre plus de 4 électrons sur sa couche externe. Les électrons sont liés aux atomes et ne sont pas libres de mouvements dans le matériau.

Les éléments de la colonne IV du tableau périodique (carbone, silicium germanium.etc) possède quatre électrons sur leur couche externe. Dans le cristal, chaque atome met en commun ses quatre électrons avec ses quatre plus proches voisins. Tous les noyaux sont entourés de 8 électrons périphériques. Ce sont les semi-conducteurs (figure 1). Pour arracher un électron à l'atome il faut lui fournir une énergie de  $0,75\text{ev}$  ( $1\text{ev} = 1,610^{-19}$  joule) pour le germanium.

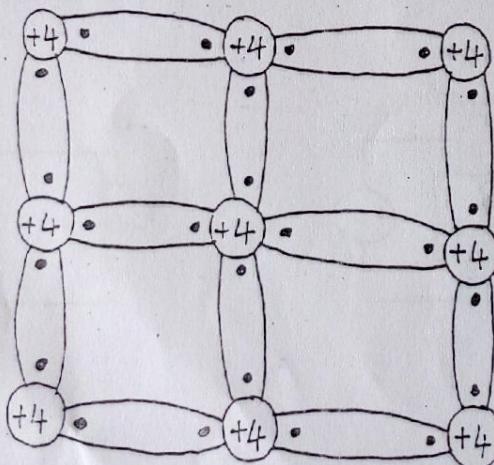


Figure 1

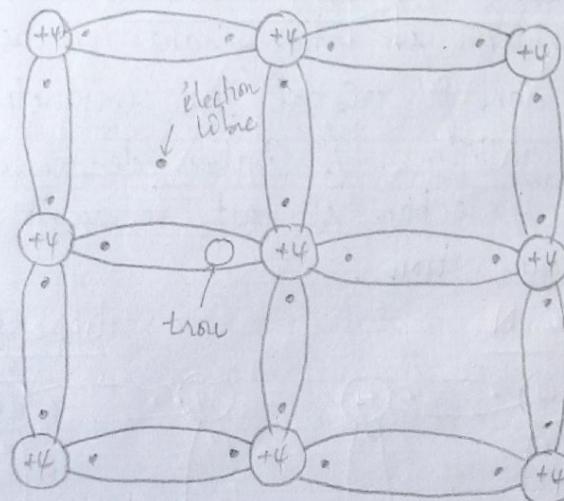
### I-2 Semi-conducteur intrinsèque

A zéro degré absolu ( $-273^{\circ}\text{C}$ ), le semi-conducteur est un isolant parfait. Sous l'effet de l'agitation thermique à la température ambiante, un électron peut échapper à l'attraction des noyaux devenant alors un électron

### III. 2- Sémi-conducteur intrinsèque

À zéro degré absolu (-273°C), le semi-conducteur peut être un isolant parfait. Sous l'effet de l'agitation thermique à la température ambiante, un électron peut s'échapper à l'attraction des noyaux, devenant alors un électron libre. Il laisse ainsi une place libre dans le réseau appelé trou.

Dans un tel cristal appelé intrinsèque, on a autant de trous que d'électrons et le courant électrique est constitué par le double déplacement d'électrons et de trous en sens inverse.



### III. 3- Sémi-conducteur extrinsèque ou dopé.

a) Semi-conducteur de type N.

C'est un type de semi-conducteur dans lequel les élections libres sont majoritaires mais les trous minoritaires.

Il est obtenu en introduisant dans le cristal des impuretés de valence 5 en (antimoine, arsenic) en très faibles quantités. Le 5<sup>e</sup> électron de leur couche externe peut facilement être libéré, et devenir donc libre.

b) Semi-conducteur de type P.

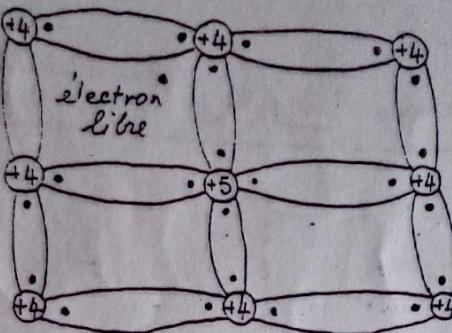


Figure 3

### I-3-2 Semi-conducteur de type P

Introduisons maintenant une impureté de valence 3 (indium ou gallium) toujours en quantité très faible de façon à ne pas modifier la structure du cristal. L'atome d'indium ne peut alors assurer que trois liaisons avec 4 atomes de germanium qui l'entourent. Comme il manque un électron, tout se passe comme s'il y avait un trou (figure 4).

Dans ce type de semi-conducteur, les trous sont majoritaires et les électrons sont minoritaires.

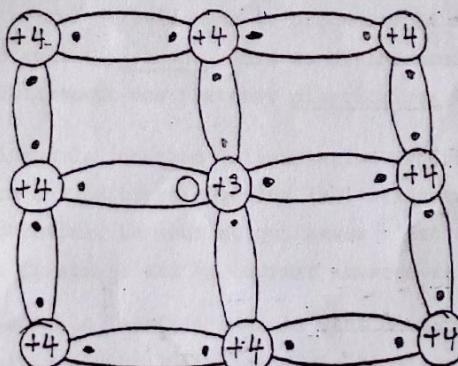
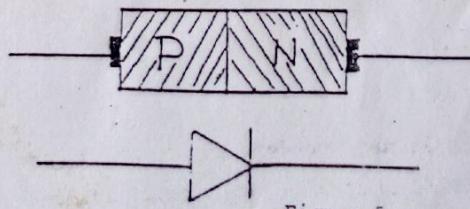


Figure 4

### II Jonction PN

On appelle jonction, la mise en contact de deux semi-conducteurs de types différents (P et N) (figure 5)



symbole de la diode

Figure 5

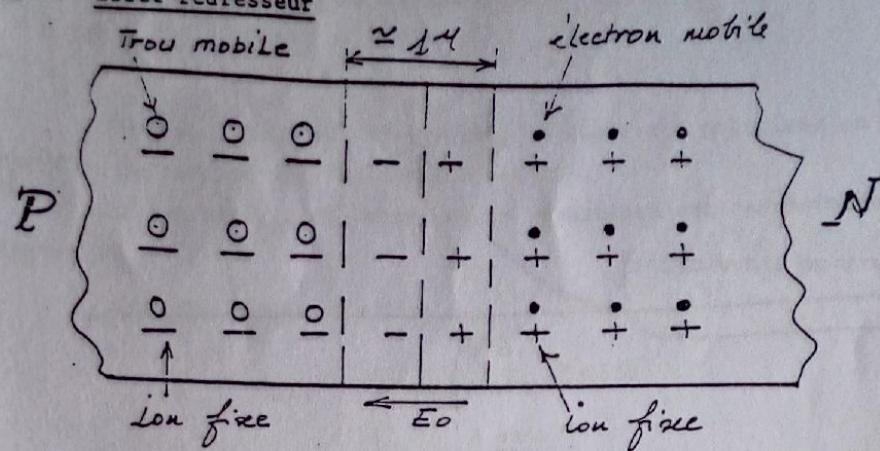
II- 1 Effet redresseur

Figure 6

Soit une jonction PN sans aucune alimentation extérieure. Les électrons majoritaires de N vont profiter de l'agitation thermique pour diffuser vers les trous majoritaires de P, mais les ions qui constituent le réseau cristallin restent fixes et créent une barrière de potentiel qui a arrêté rapidement le processus de diffusion précédent. La barrière de potentiel s'oppose ainsi au déplacement des majoritaires mais favorise le déplacement des porteurs minoritaires (figure 7).

Polarisons la jonction (alimentation extérieure) en inverse en reliant la zone P à la borne négative de l'alimentation. On augmente la barrière de potentiel. Le courant qui passe n'est dû qu'aux minoritaires et il est très faible. C'est le courant inverse de diode.

Polarisons la jonction dans le sens direct en reliant la zone P à la borne positive de l'alimentation. La barrière de potentiel diminue et l'on observe un courant dû aux majoritaires. Le courant est d'autant plus élevé que la tension appliquée est grande. Le courant direct devient d'ailleurs important dès que la tension directe dépasse 0,6V pour une diode au silicium.

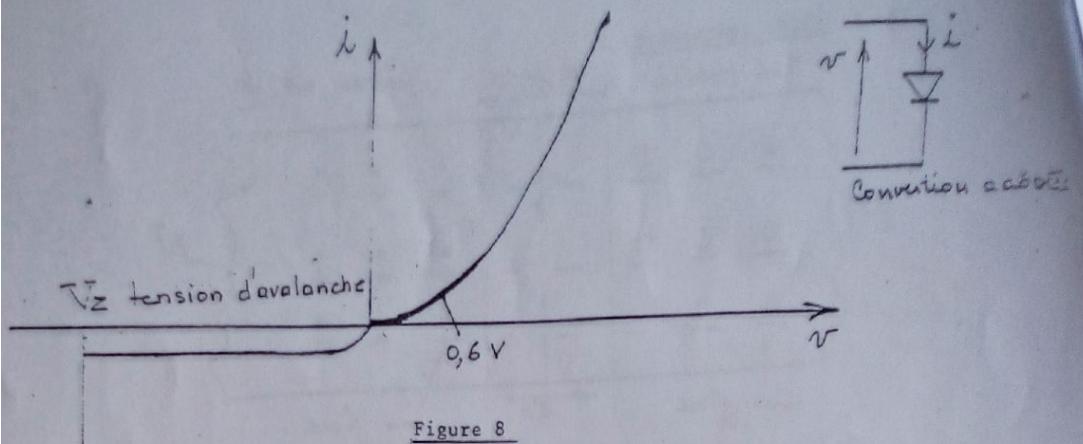


Figure 8

La caractéristique de la diode est représentée à la figure 8. La tension de 0,6V est appelée tension de seuil.

Pour une certaine valeur de la tension inverse appelée tension d'avalanche ou tension de Zéner l'énergie cinétique des minoritaires atteint 0,75eV, ce qui provoque la rupture des liaisons entre les atomes de germanium et la production de paires électrons-trous. Ces minoritaires traversent aussi la jonction et il s'en suit une réaction en chaîne appelée phénomène d'avalanche qui provoque la destruction du cristal. On doit donc limiter à une valeur convenable la tension inverse de diode.

Toutefois, certaines diodes appelées diodes Zéner fonctionnent dans ces conditions. Elles sont utilisées en polarisation inverse comme éléments de régulation de tension moyennant l'adjonction d'une résistance de stabilisation.

## II-2 Fonctionnement en redresseur

### II-2-1 Redressement 1 alternance (figure 9)

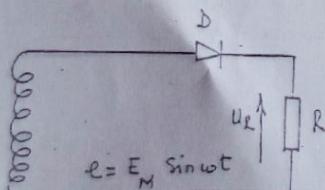


Figure 9

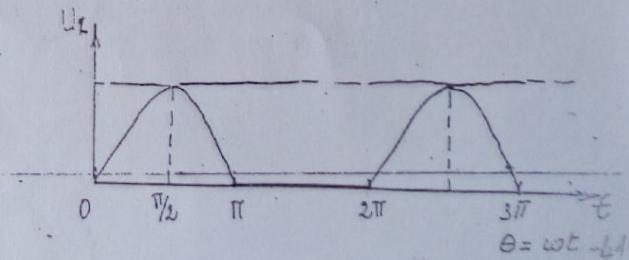


Figure 10

Pendant l'alternance positive, la diode est polarisée dans le sens direct et le courant qui la traverse est :

$$i = \frac{e}{R}$$

Pendant l'alternance négative, la diode est polarisée en sens inverse et le courant qui la traverse est nul.

La tension  $u_R$  aux bornes de la résistance est représentée à la figure 10.

Sa valeur moyenne est :

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

$$U_{Rmoy} = \frac{E_M}{\pi} = 0,45 E \quad (E \text{ valeur efficace de } e)$$

La valeur maximale de la tension inverse ou tension inverse récurrente est  $E_M$ .

### III-2-2 Redressement deux alternances

#### a) Redressement avec point milieu

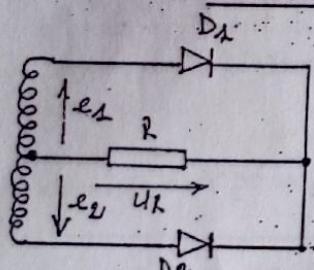


Figure 11

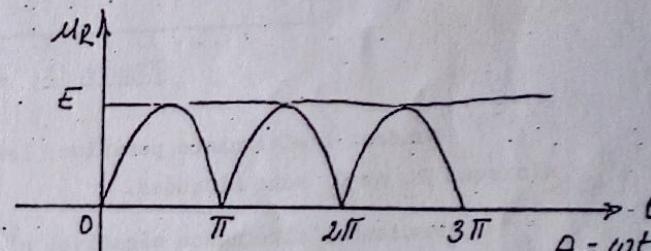


Figure 12

Les tensions  $e_1$  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, la diode  $D_1$  est passante alors que la diode  $D_2$  est bloquée. A l'alternance négative les rôles de  $D_1$  et  $D_2$  sont inversés. La tension  $u_R$  aux bornes de la résistance garde toujours le même sens (figure 12).

Sa valeur moyenne est :

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

$$U_{Rmoy} = \frac{2E_M}{\pi} = 0,90 E$$

La valeur de la tension inverse récurrente est  $2E_M$

b) Redressement par pont de Graetz

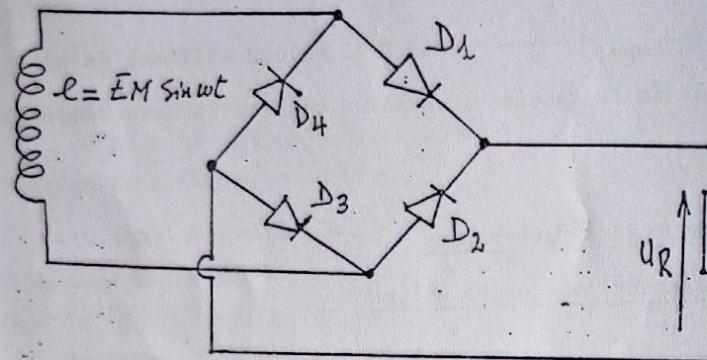


Figure 13

Pendant l'alternance positive, les diodes  $D_1$  et  $D_3$  sont passantes alors que  $D_2$  et  $D_4$  sont bloquées.

Pendant l'alternance négative, c'est  $D_2$  et  $D_4$  qui sont passantes alors que  $D_1$  et  $D_3$  sont bloquées.

La tension  $u_R$  a la même forme que celle de la figure 12 et l'on a encore :

$$U_{Rmoy} = \frac{2E_M}{\pi} = 0,90 E$$

La tension inverse récurrente est  $\frac{E_M}{2}$

Ce montage présente deux avantages par rapport au redressement avec point milieu :

- On n'a besoin que d'une tension au lieu de deux

- La tension inverse récurrente a une valeur plus faible

L'inconvénient est qu'il nécessite 4 diodes au lieu de deux.

II-2-3 Facteur de forme et taux d'ondulation :

La tension redressée peut s'écrire :

$$u_R = U_{Rmoy} + u_{ond}$$

On définit le taux d'ondulation et le facteur de forme  $F$  par :

$$\zeta = \frac{U_{ond}}{U_{Rmoy}} \quad U_{ond} : \text{valeur efficace de } u_{ond}$$

et

$$F = \frac{U_R}{U_{moy}} \quad U : \text{valeur efficace de } u_R$$

La relation entre  $F$  et  $\zeta$  est :

$$F^2 = 1 + \zeta^2$$

II-2-4 Filtrage capacitif

Nous nous limiterons pour l'étude théorique au redressement 1 alternance.

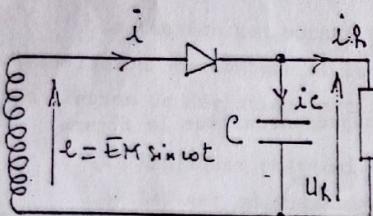


Figure 14

Pour réduire les ondulations, on met une capacité en parallèle sur  $R$ . On suppose qu'à l'instant  $t = 0$ , la charge de la capacité est nulle. On peut écrire pendant la charge :

$$i_R = \frac{E_M}{R} \sin \theta \quad \text{avec } \theta = \omega t$$

$$i_C = C \frac{de}{dt} = C \omega E_M \cos \theta$$

$$u_R = R i_R$$

Nous avons vu que :

$$i_C = -\alpha i_E$$

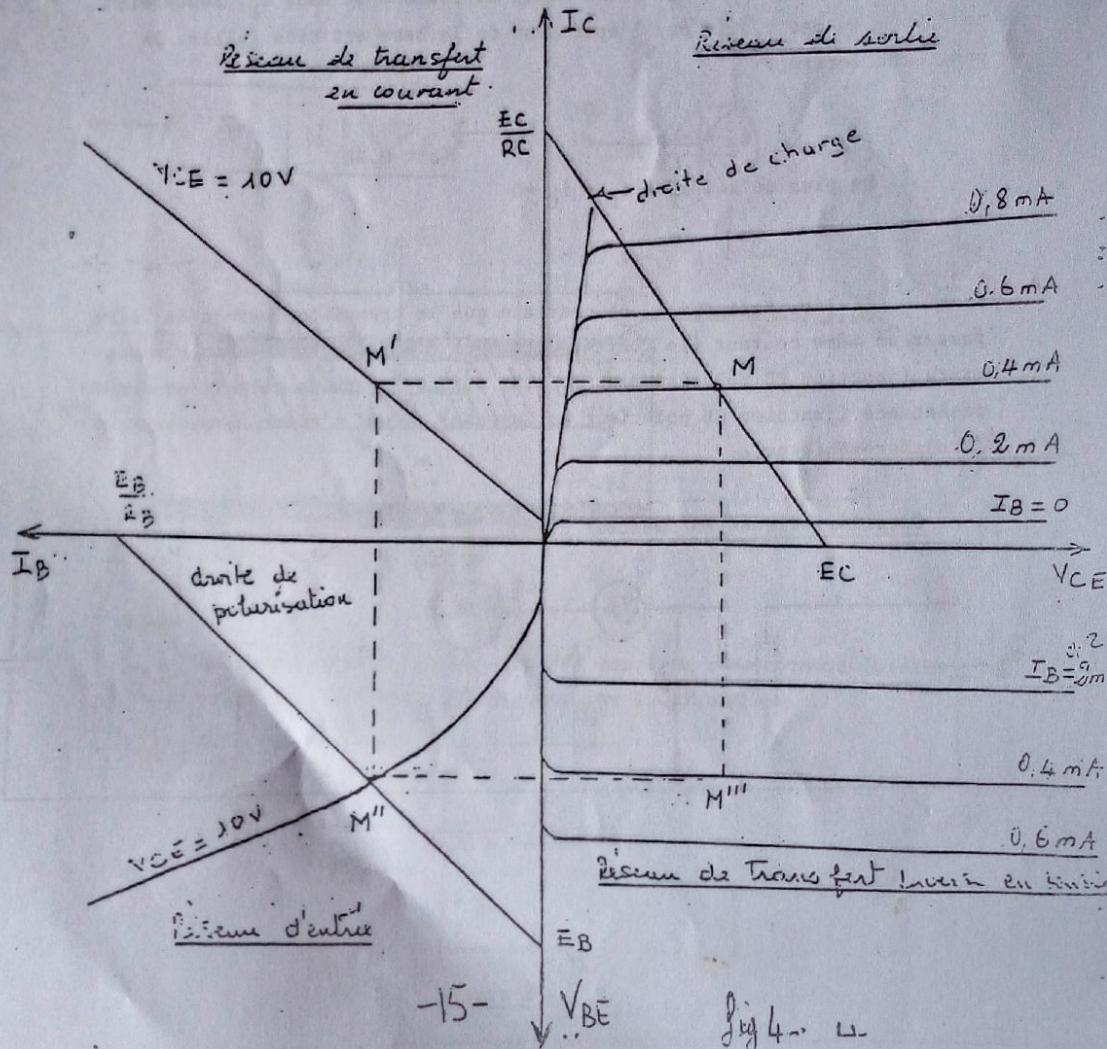
$$i_E + i_B + i_C = 0$$

On a donc :

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

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

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



### III Manipulation

Le but de la manipulation est de comprendre le fonctionnement d'un redresseur.

#### II-1 Caractéristique de la diode

Réaliser le montage suivant :

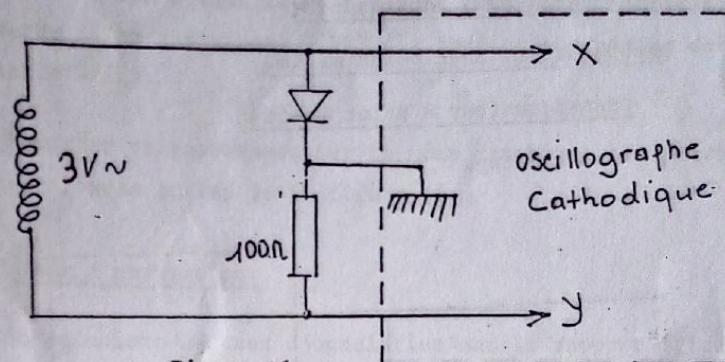


Figure 16

La tension aux bornes de la diode est envoyée sur les plaques de déviation horizontale et la tension aux bornes de la résistance sur les plaques de déviation verticale.

- Expliquer pourquoi on obtient sur l'écran la courbe  $i = f(v)$
- Relever soigneusement sur papier millimétré la caractéristique de la diode en respectant les échelles (ne pas oublier que le montage introduit un déphasage de  $\pi$  entre les signaux  $x$  et  $y$ )
- Estimer la tension de seuil en choisissant une sensibilité adaptée à l'oscilloscophe. On précisera l'incertitude sur ce résultat.

#### III-2 Redressement 1 alternance (figure 9, $R = 100\Omega$ )

alimentation 3V

Observer et relever soigneusement la tension  $u_R$  aux bornes de la résistance. (préciser les échelles)

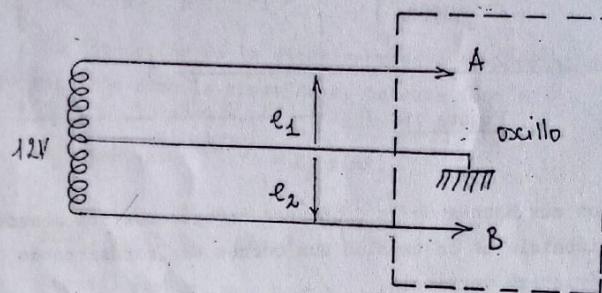
Mesurer  $E_M$   
 Mesurer  $U_{Rmoy}$  en utilisant la fonction AC/DC de l'oscilloscophe  
 cathodique.  
 Calculer le rapport  $\frac{U_{Rmoy}}{E}$  et comparer au résultat théorique.  
 Faire un calcul d'erreurs.

### III-3 Redressement deux alternances

#### III-3-1 Redressement avec point milieu

##### a) transformateur à point milieu

montage



Observer simultanément les tensions  $e_1$  et  $e_2$  et les relever soigneusement. Quelle remarque faites-vous ?

##### b) Redressement (Figure 11, $R = 100\Omega$ )

Faire la même manipulation qu'en III-2

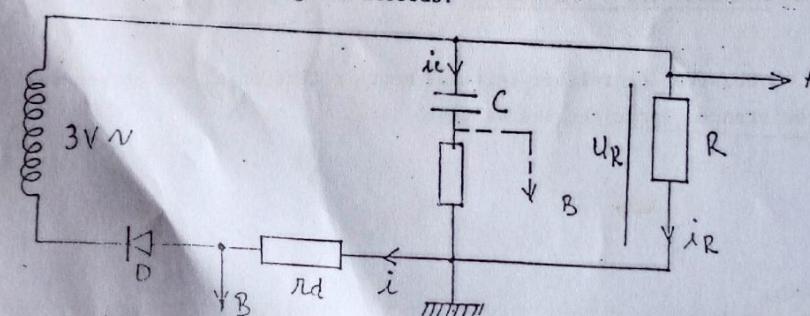
$$U_R = \frac{E_m}{\pi}$$

### III-3 Filtrage

#### III-3-1 Tracé des courbes $u_R$ , $i_C$ et $i$ (figure 15)

Réaliser le montage ci-dessous:

$$\frac{t_n}{\pi} = \bar{n}$$



43-1

On prendra :  $R = 100\Omega$

$C = 1000\mu F$

$r_C = 0,2 \approx 0,8\Omega$

$r_d = 3,7 \approx 3\Omega$

INV

En appuyant sur la touche "INV", relever les courbes  $i$  et  $u_R$  (tension aux bornes de  $r_d$  proportionnelle à  $i$ ).

Tout en conservant la voie A pour mesurer  $u_R$ , utiliser la voie B pour mesurer  $i_C$  en supprimant "INV" (la tension aux bornes de  $r_C$  est proportionnelle à  $i_C$ ).

Reporter soigneusement sur le même graphique les courbes  $u_R$ ,  $i_C$  et  $i$  et comparer avec celles de la figure 15

### III-3-2 Taux d'ondulation

On calculera le taux d'ondulation par le rapport (figure 15) :

$$\tau = \frac{\Delta U}{U_{Rmoy}}$$

En utilisant la fonction AC/DC de l'oscilloscope cathodique, compléter le tableau suivant en simple et double alternance

$C(\mu F)$	220	470	1000	1220	1470	2000
$U_{Rmoy}$						
$\Delta U$						
$\tau$						
$F$						

Commenter

## II - TRANSISTOR BIPOLAIRE

### MATERIEL UTILISE

- Transistor bipolaire 2N3055 monté sur plaquette
- Alimentation stabilisée HEATKIT
- Oscilloscophe cathodique
- Générateur BF
- Boîtes AOIP { X 10000  
X 1000  
X 100  
X 10  
X 10  
X 1
- 2 ampèremètres
- 1 multimètre numérique
- 1 voltmètre électronique

I - Partie Théorique

I-1 Effet transistor (voir redressement pour la jonction PN)

Les transistors comportent 3 couches de semi-conducteur disposés en sandwich dans l'ordre NPN ou PNP (figure 1).

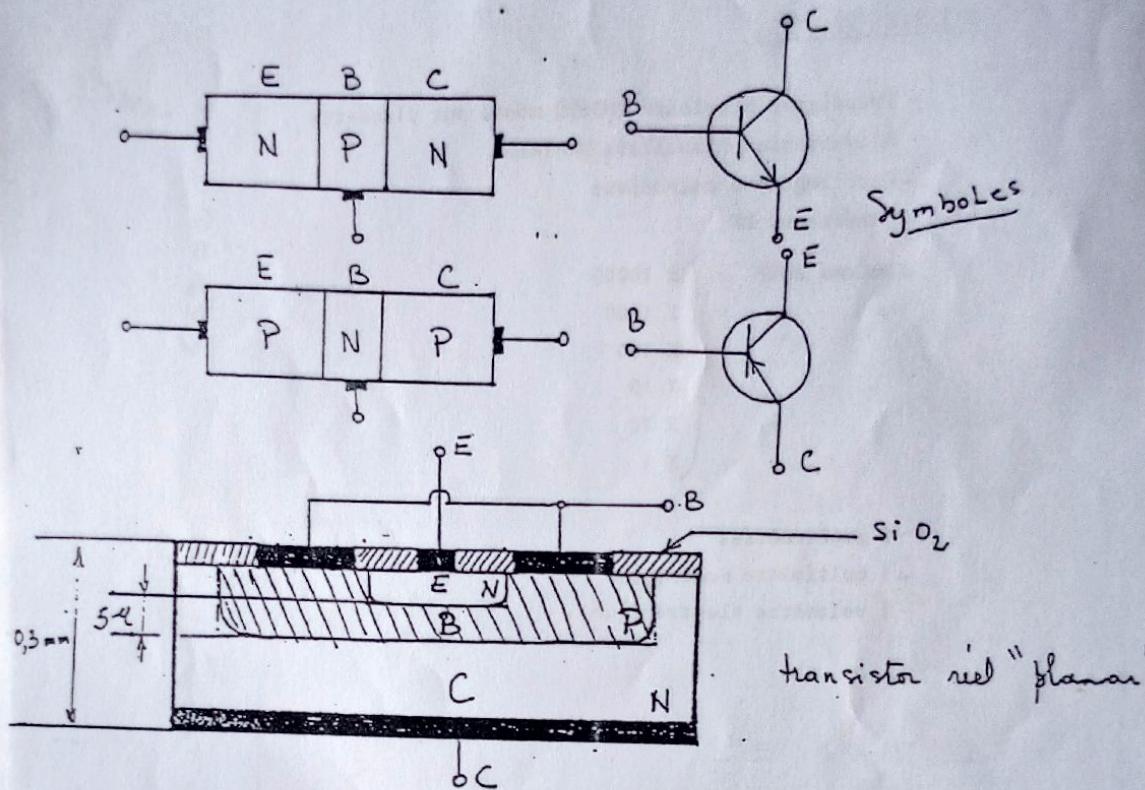


Figure 1

Raisonnons sur un transistor NPN monté en base commune (base à la masse) avec les conventions indiquées sur la figure 2.

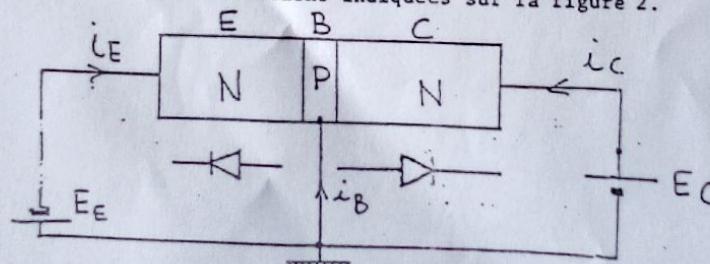


Figure 2

Le transistor est formé de deux diodes à jonction montées en opposition : la diode ou jonction émetteur-base (EB) est polarisée dans le sens direct, alors que la jonction collecteur-base (CB) est polarisée en inverse.

La jonction EB étant polarisée dans le sens direct, la barrière de potentiel diminue, ce qui permet à un grand nombre de majoritaires (électrons) de passer de l'émetteur à la base. Ces électrons vont s'ajouter aux électrons minoritaires de la base et traverser la jonction CB qui est polarisée en inverse et constituer ainsi le courant de collecteur  $i_C$ .

En fait, tous les électrons injectés dans la base n'atteignent pas le collecteur car certains profitent de leur passage à la base pour se recombiner et disparaître, créant ainsi un courant de base  $i_B$ . Toutefois, ce phénomène est réduit car l'épaisseur de la base est très faible. On peut donc écrire :

$$i_C = - \alpha i_E \quad (\alpha \approx 0,98)$$

$$\text{De plus on a : } i_E + i_B + i_C = 0$$

Si l'on fait  $\alpha = 1$ , on constate que le transistor permet de faire passer un même courant (le courant émetteur) d'un circuit de faible résistance (jonction EB polarisé dans le sens direct) dans un circuit de grande résistance (jonction CB polarisée en inverse). C'est l'effet transistor (transfer-resistor).

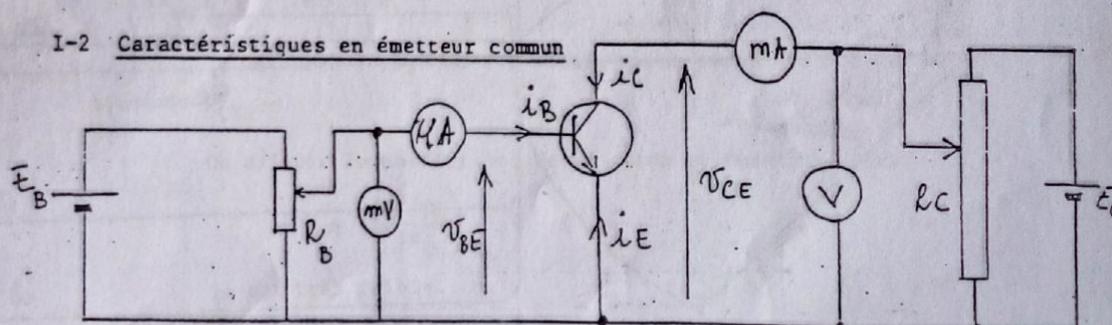


Figure 3

Nous avons vu que :

$$i_C = -\alpha i_E$$

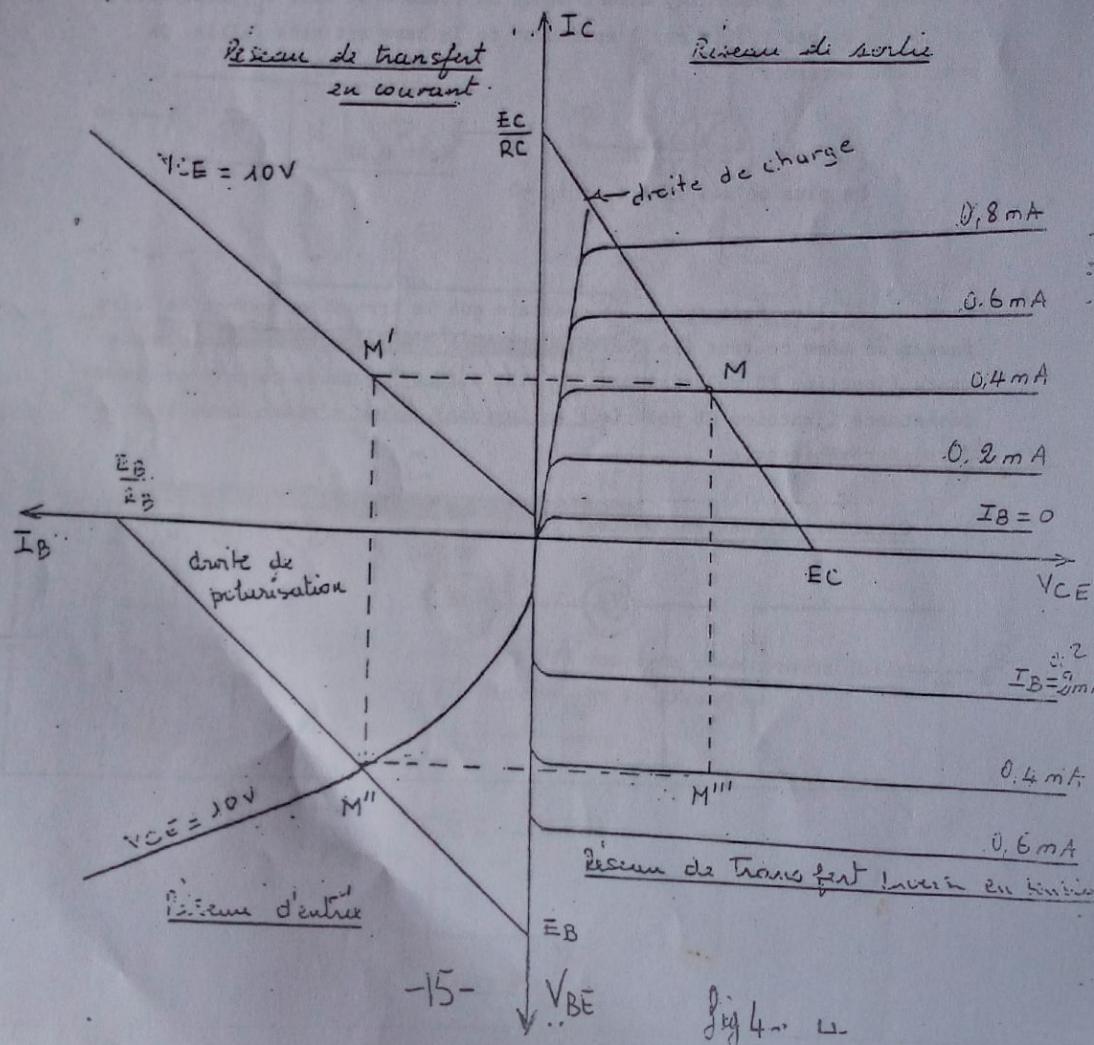
$$i_E + i_B + i_C = 0$$

On a donc :

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

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

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



$$I-2-1 \quad i_C = f(v_{CE}) \text{ à } I_B \text{ constant}$$

Ces courbes sont sensiblement parallèles et équidistantes avec toutefois une légère tendance à s'écartez de plus en plus lorsque la tension  $v_{CE}$  croît.

On définit la résistance de sortie en émetteur commun par

$$\rho = \left( \frac{\Delta v_{CE}}{\Delta i_C} \right)_{I_B}$$

$$I-2-2 \quad i_C = f(i_B) \text{ à } v_{CE} \text{ constante}$$

C'est une droite qui coupe l'axe des courants en un point voisin de l'origine.

On définit le coefficient d'amplification en courant :

$$\beta = \left( \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right)_{v_{CE}}$$

$$I-2-3 \quad v_{BE} = f(i_B) \text{ à } v_{CE} \text{ constante}$$

Cette courbe a l'allure des caractéristiques des diodes polarisées dans le sens passant.

On définit la résistance d'entrée en émetteur commun :

$$r = \left( \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right)_{v_{CE}}$$

$$I-2-4 \quad \bar{v}_{BE} = f(v_{CE}) \text{ à } I_B \text{ constant}$$

Cette caractéristique est sensiblement parallèle à l'axe des tensions  $v_{CE}$ .

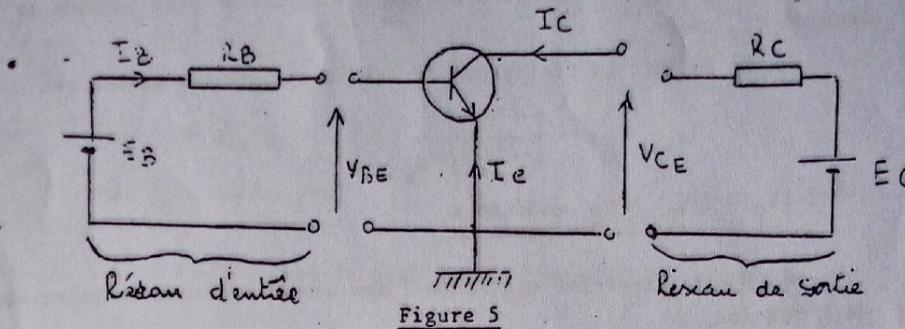
On définit le coefficient de réaction en émetteur commun

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

$\gamma$  est très faible.

### I-3 Polarisation d'un transistor

#### I-3-1 Point de fonctionnement



##### a) Droite de charge

Les caractéristiques du réseau de sortie déterminent les variations de  $I_C$  en fonction de  $V_{CE}$ .

On peut donc écrire l'équation de la droite de charge :

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

L'intersection de cette droite de charge avec le réseau de sortie détermine le point de fonctionnement M (figure 4)

##### b) Droite de polarisation

Les éléments du réseau d'entrée déterminent une relation entre  $I_B$  et  $V_{BE}$ . On peut écrire l'équation de la droite de polarisation :

$$V_{BE} = E_B - R_B I_B$$

Le choix du point de fonctionnement M impose le point de fonctionnement M'' par lequel doit passer la droite de polarisation.

Il faut donc choisir  $V_{BE}$  et  $R_B$  pour que la droite de polarisation passe par M'' (figure 4)

#### I-3-2 Polarisation

Pour déterminer  $I_B$  et  $V_{BE}$  nécessaires au point de fonctionnement choisi, il faut polariser correctement la base.

Il existe plusieurs procédés de polarisation. Nous nous intéresserons uniquement à la polarisation directe par résistance de base. (figure 6)

En pratique, il s'agit de déterminer les résistances  $R_C$  et  $R_E$  nécessaires au point de fonctionnement.

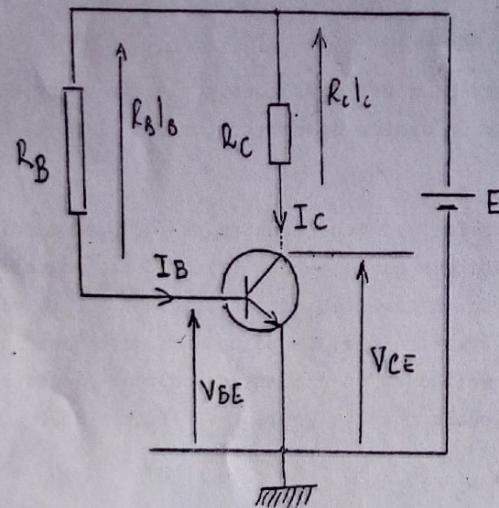


Figure 6

On peut écrire :

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

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

## I-4 Amplification

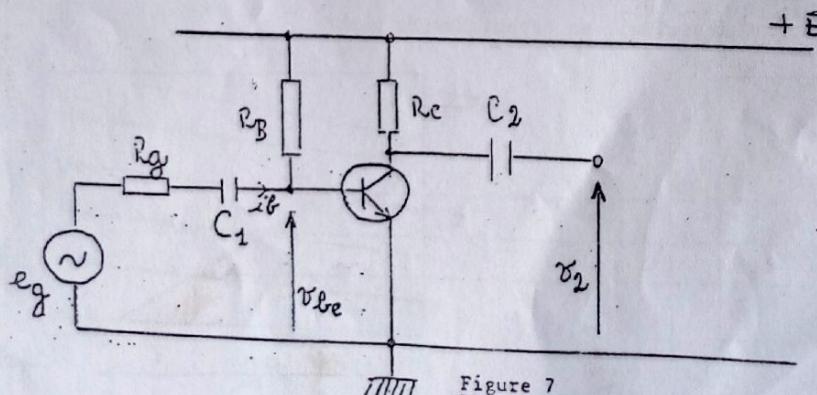


Figure 7

Le courant de base s'écrit maintenant :

$$i_B = I_B + i_b$$

avec  $I_B$  : composante continue

$$i_b = I_b \sqrt{2} \sin \omega t.$$

Le courant de collecteur n'est plus constant et le point de fonctionnement va se déplacer sur la droite de charge (figure 8) :

$$v_{CE} = E - R_C i_C$$

Connaissant cette droite, on peut construire facilement point par point la caractéristique dynamique dans le plan  $i_C, i_B$ . Cette nouvelle droite est sensiblement confondu avec la caractéristique statique car la pente des courbes statiques  $i_C = f(v_{CE})$  est faible. Le point de fonctionnement décrit le segment AB donc M est le milieu et on obtient un courant ondulé dont la composante sinusoïdale est en phase avec le courant  $i_b$  (figure 8) soit :

$$i_C = I_C + i_c$$

avec

$$i_c = I_c \sqrt{2} \sin \omega t.$$

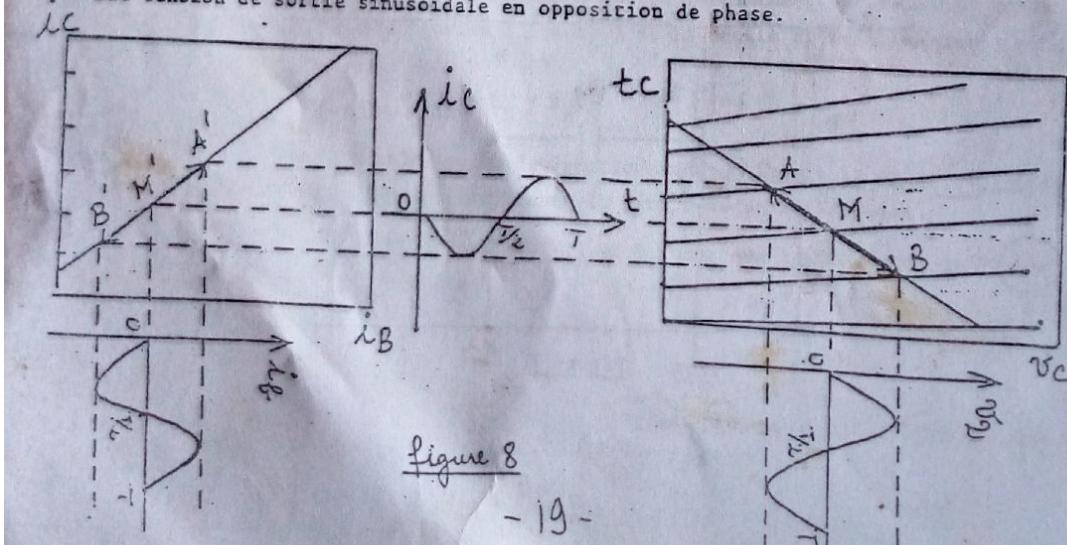
On a donc :  $v_{CE} = E_C - R_C (I_C + i_c)$

$$v_{CE} = v_{CE} + v_2$$

avec

$$v_2 = - R_C i_c$$

On peut donc dire qu'à un courant d'entrée sinusoïdal correspond une tension de sortie sinusoïdale en opposition de phase.



## IV -UTILISATION DES AMPLIFICATEURS                   OPERATIONNELS

## MATERIEL

- 1 amplificateur opérationnel monté sur plaquette
- 1- alimentation stabilisée avec point milieu
- Géné BF , Alimentation 0-20V continu , Transfo 6V-
- Oscilloscope , Multimètre .

I - GENERALITES                   ( FIGURE 1)

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.

L' amplificateur possède deux entrée

- Une entrée dite " inverseuse " ( $e^-$ ): le signal de sortie ( $v_s$ ) est en opposition de phase par rapport à celui injecté cette entrée.

- Une entrée dite "non inverseuse" ( $e^+$ ) le signal de sortie ( $v_s$ ) est en phase avec celui injecté à cette entrée.

( $v^+$ ) et ( $v^-$ ) sont les entrées de l'alimentation continu avec point milieu.

$$\text{On peut écrire que } s = A ( e^+ - e^- )$$

A est appelé gain en boucle ouverte de l'amplificateur opérationnel.

## I- 1 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL IDEAL OU PARFAIT

L' amplificateur parfait ou idéal possède:

- une impédance d'entrée infini
- une impédance de sortie nulle
- un gain infini
- une bande passante infinie (voir TP 1er semestre).
- L'impédance d'entrée étant infinie, les deux entrées ( $e^-$ ) et ( $e^+$ ) sont au même potentiel.( court- circuit virtuel)
- Pour un amplificateur idéal, en l'absence de signal d'entrée, la tension de sortie est nulle.

## II- ETUDE THEORIQUE DE QUELQUES MONTAGES FONDAMENTAUX

Dans cette partie, on raisonnera toujours sur l'amplificateur idéal (voir ci-dessus).

### III- 1 AMPLIFICATEUR INVERSEUR (FIGURE 2)

Calculer  $s$  en fonction de :  $e$ ,  $R_1, R_2$

### III- 2 MONTAGE SOMMATEUR (FIGURE 3)

Calculer  $s$  en fonction de  $e_1, e_2, e_3, R_1, R_2, R_3$  et  $R$

On écrira la première loi de Kirchoff, à savoir que :

$$i = i_1 + i_2 + i_3$$

### III- 3 MONTAGE INTEGRATEUR (FIGURE 4)

montrer que  $s = - \frac{1}{RC} \int e dt$  si  $i_2 \rightarrow \infty$

### III- 5 MONTAGE NON INVERSEUR (FIGURE 5)

montrer que  $s = \frac{e(R_1 + R_2)}{R_1}$

Lorsque  $R_2 = 0$  et  $R_1$  tend vers l'infini, on a :

$$s = e$$

Ce montage appelé "suiveur de tension" est utilisé comme adaptateur d'impédance (figure 6)

### III- 6 MONTAGE DIFFERENTIEL ( FIGURE 7)

Calculer  $s$  en fonction de  $e_1, e_2, R_1, R_2, R_3$ , et  $R_4$

Vérifier que si  $\frac{R_4}{R_2} = \frac{R_3}{R_1}$ ; On a :  $s = \frac{R_3}{R_1} (e_2 - e_1)$

### III- 7 CONVERSION TENSION / COURANT ( FIGURE 8)

Montrer que  $i$  est constant quelle que soit la valeur de  $R$ . On obtient ainsi un générateur de courant.

MONTAGES A AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

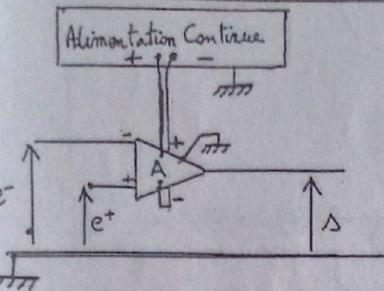


Figure 1 : Ampli. Op (6 connexions)

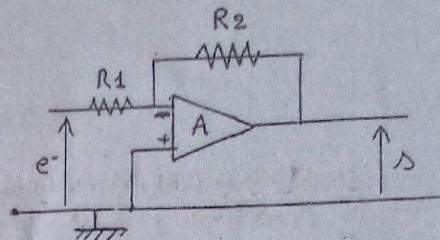


Figure 2 : Amplificateur Inverseur

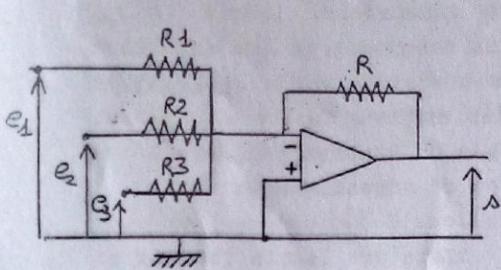


Figure 3: Sommeteur

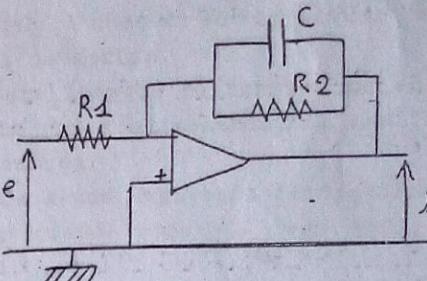


Figure 4 : Intégrateur (capacitif)

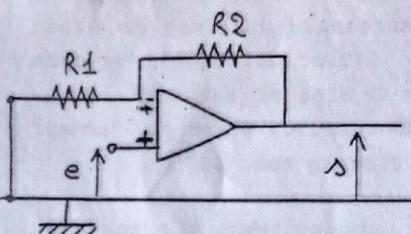


Figure 5 Montage non inverseur

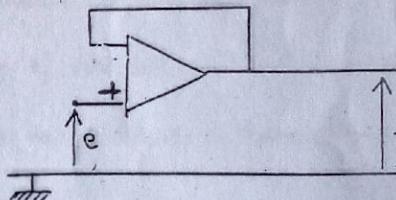
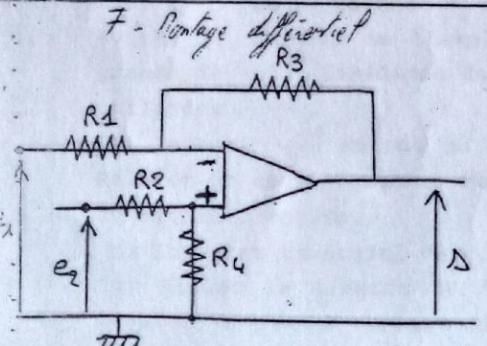
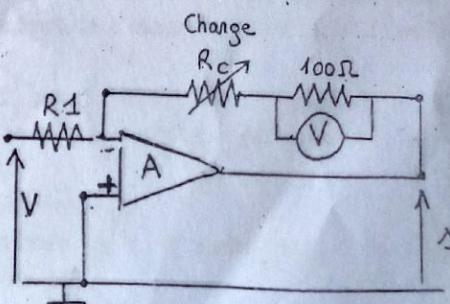


Figure 6 : Suiveur de tension.



-9-

8 - Conversion tension - courant



## MANIPULATION

On alimentera l'amplificateur à l'aide d'un générateur de tension continue avec point milieu  $\pm 12$  V . On mettra + 12V sur l'entrée ( $v^+$ ) et - 12V sur l'entrée ( $v^-$ )

Les mesures seront effectuées à l'oscilloscope cathodique.  
Réglage de l'amplitude:

Bruit: Signal indépendant du signal d'entrée en amplitude et en fréquence qui se superpose au signal de sortie.

Saturation: L'amplificateur est saturé lorsque la tension de sortie atteint la valeur maximum délivrable par l'alimentation; l'amplitude est alors indépendante du signal d'entrée.

Pour chaque mesure on se placera à une amplitude suffisamment petite pour ne pas saturer l'ampli; la plus grande possible pour améliorer le rapport signal sur bruit.

### - 1 AMPLIFICATEUR INVERSEUR (FIGURE 2)

On prendra  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$

Le générateur basse fréquence qui fournit la tension d'entrée sera réglé en position sinusoïdale à 1000Hz (on prendra soin de ne pas saturer l'amplificateur).

a) Mesurer le gain  $G = \frac{v_o}{v_i}$  pour  $R_2$  variant de 10 à 1000  $\text{k}\Omega$ .

Tracer la courbe correspondante

b) Sur le même graphique portez vos prévisions théoriques II.1

### - 2 MONTAGE INTEGRATEUR (FIGURE 4)

Réaliser le montage avec  $R1=10 \text{ k}\Omega$  ;  $R2=1 \text{ M}\Omega$  ;  $C=0,01 \mu\text{F}$

La résistance  $R_2$  est utilisée en contre réaction pour éviter le blocage de l'amplificateur. Sa valeur 1  $\text{M}\Omega$  reste toujours grande devant l'impédance de la capacité, compte tenu des fréquences utilisées.

a) Injectez à l'entrée un signal sinusoïdal de fréquence 1000 Hz Relevez un oscillogramme; Montrez que la sortie est bien l'intégrale du signal d'entrée..

b) Injectez un signal carré ; même travail

c) Placer le transfo 6V à l'entrée ; A l'aide du voltmètre mesurez  $V_s$  pour  $C$  variant de 1 à 10  $\mu\text{F}$  ;

Déterminer la capacité des capa inconnues  $C1;C2$ .

### III- 4 Etude D'un Générateur de Courant (FIGURE 8)

Réaliser le montage de la figure 8.

On prendra:  $e = 5$  volts continus ;  $R_1 = 5000\Omega$  ;  $R_3 = 100\Omega$

La tension aux bornes de  $R_3$  sera mesurée avec un voltmètre électronique de forte impédance d'entrée.

a) Expliquer le montage ( démontrez que le courant reste constant quel que soit  $R_C$ ).

b) Faire varier  $R_C$ . Indiquer pour quelles gammes de valeurs de  $R_C$  le courant reste constant. ~~Faire  $R_1=10\ 000\Omega$  Recommandez, Expliquez~~

### III- 5 Adaptateur d'impédance ( suiveur de tension ) FIGURE 6

Realiser le montage 1 ; régler le générateur à environ 1V, 50Hz.

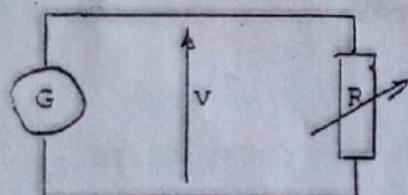
Faire varier R de 100 Ohm à 1 Méga-Ohm (100, 1k, 10k, 100k, 1000 k

) ; Mesurer V pour chaque valeur de R ; Commentez .

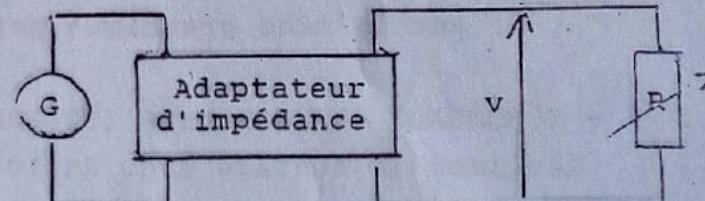
Intercaler un adaptateur d'impédance entre le géné et la charge ( montage 2 ) ; effectuer les même mesures.

Quelle est l'utilité du montage?

Montage 1:



Montage 2:



VII - QUADRIPOLES

MATERIEL

- 2 quadripôles identiques
- générateur BF
- voltmètre électronique
- micro ou milliampermètre
- oscilloscophe cathodique
- boîtes AOIP      { X 100  
                      { X 10  
                      { X 1  
                      { X 0,1

## I - Généralités sur les quadripôles passifs linéaires

### 1) Définition

On appelle quadripôle, un réseau électrique relié aux circuits extérieurs par quatre bornes. Deux bornes, appelées bornes d'entrée, sont connectées à une source d'énergie (où à un circuit actif équivalent à un générateur). Les deux autres, appelées bornes de sortie sont reliées à une impédance de charge (souvent appelée "charge").

Nous nous intéressons uniquement aux quadripôles passifs linéaires, c'est-à-dire constitués uniquement de résistances pures, de condensateurs et de bobines d'induction.

### 2) Matrice de transfert.

Quatre grandeurs électriques permettent de décrire le fonctionnement d'un quadripôle :

- la tension et le courant d'entrée  $u_1$  et  $i_1$
- la tension et le courant de sortie  $u_2$  et  $i_2$

Deux de ces grandeurs peuvent s'exprimer en fonction des deux autres par deux relations linéaires.

Il est donc possible de caractériser un quadripôle au moyen d'une matrice, par exemple la matrice de transfert inverse qui s'écrit

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_2 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

On montre de plus que  $AD-BC = 1$ . Si le quadripôle n'est formé que de résistances pures, les coefficients A, B, C, D sont des nombres réels. En présence de selfs et de capacités, ces termes sont des nombres complexes, fonctions de la fréquence.

Le schéma de la figure 1 résume les notations et les conventions de signe adoptées.

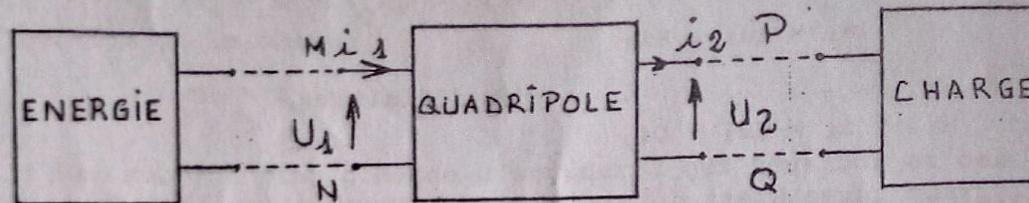


Figure 1

Remarquons que la conservation de l'électricité implique que le courant  $i_1$ , entrant par la borne  $M$  ressort par la borne  $N$ , de même pour  $i_2$ . (bornes  $P$  et  $Q$ )

### 3) Association de quadripôles en cascade.

La représentation d'un quadripôle au moyen de la matrice de transfert permet de décrire facilement le fonctionnement du quadripôle résultant de l'association en cascade de plusieurs quadripôles (figure 2)

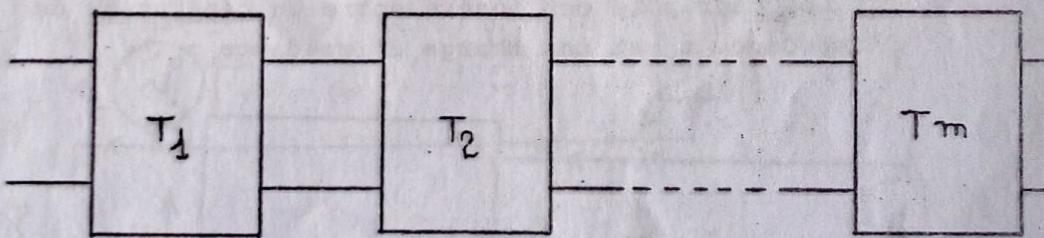


Figure 2

Cet ensemble peut être remplacé par un quadripôle unique dont la matrice de transfert  $T$  est égale au produit des matrices de transfert

$$T = T_1 \cdot T_2 \cdot \dots \cdot T_n$$

### III - Détermination des termes de la matrice de transfert

$$u_1 = Au_2 + Bi_2$$

par définition

$$i_1 = Cu_2 + Di_2$$

Le terme A est déterminé par rapport  $u_1/u_2$  lorsque  $i_2$  est nul. Sous forme condensé, A s'écrit

$$A = \left( \frac{u_1}{u_2} \right)_{i_2=0}$$

De même pour les autres termes :

$$B = \left( \frac{u_1}{i_2} \right)_{u_2=0} \quad C = \left( \frac{i_1}{u_2} \right)_{i_2=0} \quad D = \left( \frac{i_1}{i_2} \right)_{u_2=0}$$

### III - Utilisation des quadripôles dans un montage

#### 1) Enoncé du problème

Le quadripôle est inséré entre un générateur de f.e.m.e., d'impédance  $z_g$  et une charge d'impédance  $z_c$ .

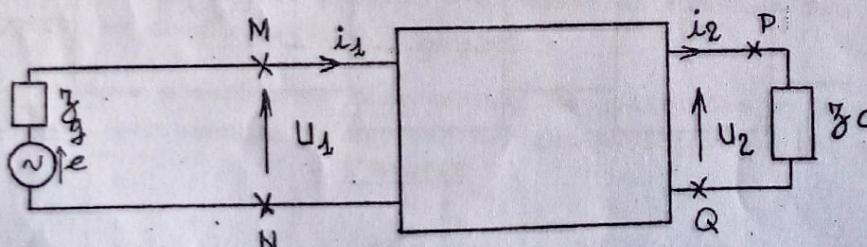


Figure 3

On souhaite connaître les 4 signaux  $u_1, u_2, i_1, i_2$ .

On peut calculer leurs valeurs en résolvant le système de 4 équations suivantes :

quadripôle

$$\begin{cases} u_1 = Au_2 + Bi_2 & (1) \\ i_1 = Cu_2 + Di_2 & (2) \end{cases}$$

Equation du générateur

$$u_1 = e - z_g i_1 \quad (3)$$

Equation de la charge

$$u_2 = z_c i_2 \quad (4)$$

Il est souvent plus commode d'accéder à ces tensions et ces courants à partir d'autres grandeurs que nous allons définir :

- . L'impédance vue par le générateur entre les points M et N
- . Les caractéristiques du générateur équivalent alimentant la charge  $z_c$ .

2) Impédance d'entrée  $z_e$  d'un quadripôle débitant dans  $z_c$

Vu des points M et N (figure (3)), le réseau formé par le quadripôle et sa charge est équivalent à une impédance  $z_e$  (Figure (4)).

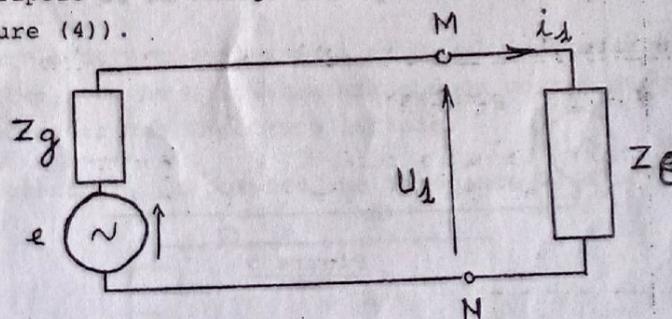


Figure 4

$$\text{On déduit : } z_e = \frac{u_1}{i_1}$$

Calculons  $z_e$  en fonction des éléments de la matrice de transfert : divisons membre à membre les équations (1) et (2) :

$$z_e = \frac{u_1}{i_1} = \frac{A u_2 + B i_2}{C u_2 + D i_2} = \frac{A \frac{u_2}{i_2} + B}{C \frac{u_2}{i_2} + D}$$

$$\text{or d'après (4)} \quad \frac{u_2}{i_2} = z_c$$

d'où  
$$z_e = \frac{A z_c + B}{C z_c + D}$$

Inversement, connaissant  $z_e$  il est facile de déterminer  $u_1$  et  $i_1$ .

A partir de la figure 4 :

$$u_1 = \frac{e z_e}{z_e + z_g} \quad i_1 = \frac{e}{z_e + z_g}$$

### 3) Générateur équivalent à l'ensemble source-quadripôle.

Le réseau formé par le quadripôle et le générateur est équivalent à un générateur de force électromotrice  $e' = K_e$  et d'impédance interne  $z_s$ . (Théorème de THEVENIN)

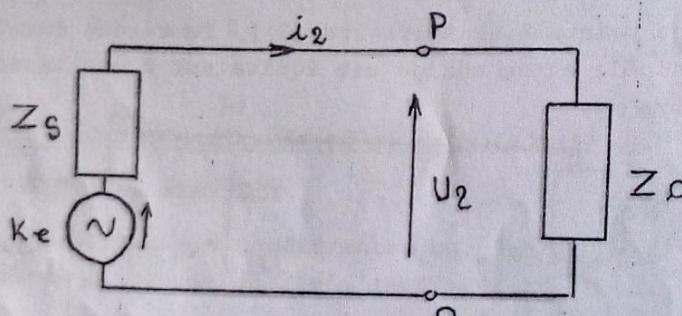


Figure 5

On peut écrire (Figure 5)

$$u_2 = e' - z_s i_2 = K_e - z_s i_2$$

Calculons  $K$  et  $z_s$  en fonction des termes de la matrice de transfert ( $z_s$  est aussi appelée impédance de sortie du quadripôle).

$z_s$  est égal à  $-\frac{u_2}{i_2}$  lorsque  $e = 0$ , l'équation (3) nous

donne pour  $e = 0$   $z_g = -\frac{u_1}{i_1}$ , de (1) et (2) on tire :

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

$$z_s = \boxed{\frac{Dz_g + B}{Cz_g + A}}$$

$K$  est égal  $\frac{u_2}{e}$  lorsque  $i_2 = 0$

les équations (1) et (2) se réduisent à :

$$u_1 = Au_2 \quad \text{et} \quad i_1 = Cu_2$$

en portant dans (3) on obtient

$$K = \boxed{\frac{1}{Cz_s + A}}$$

Inversement, connaissant  $z_s$  et  $K$ , il est aisément de calculer.

$u_2$  et  $i_2$  :

$$u_2 = \frac{Ke z_c}{z_s + z_c} \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{Ke}{z_s + z_c} \quad (\text{figure 5})$$

(Théorème de THEVENIN)

#### IV - Utilisation correcte des appareils de mesure.

##### 1) Voltmètre

Pour la détermination de  $A$  et  $C$ , il faut mesurer  $u_2$  en réalisant  $i_2 = 0$ . Le voltmètre branché en sortie du quadripôle doit donc avoir une impédance infinie.

En pratique, il possède une impédance  $\rho$ ; d'où la figure 6 :

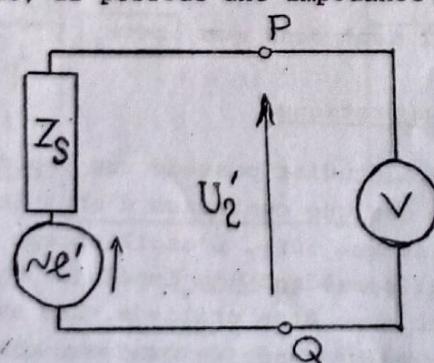


Figure 6

$$u_2' = \frac{\rho e'}{\rho + z_s} e' \quad \text{le voltmètre idéal donnerait } u_2 = e'$$

Il faut donc que  $z_s \ll \rho$ . On utilisera un voltmètre électrique de forte impédance d'entrée.

## 2- Ampèremètre

Pour la mesure de  $B$  et de  $D$ , il faut déterminer le courant de court-circuit  $i_2'$ . L'ampèremètre idéal doit avoir une impédance nulle permettant d'obtenir  $u_2' = 0$  (court circuit).

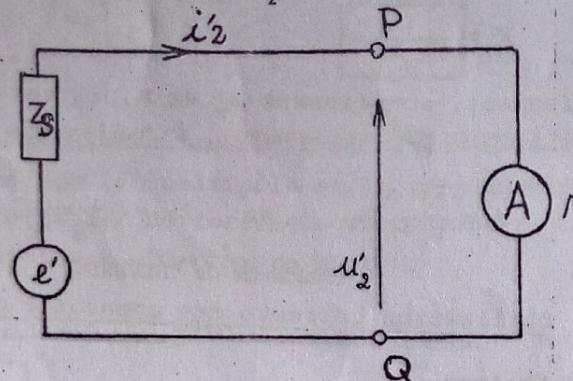


Figure 7

En pratique, il possède une impédance  $r$ , d'où la figure 7 :

$$i_2' = \frac{e}{z_s + r} \quad \text{l'ampèremètre idéal donnerait}$$

$$i_2 = \frac{e}{z_s} \quad \text{il faut donc que } r \ll z_s$$

### 3) Application pratique

Le quadripôle à étudier possède une impédance de sortie  $z_s$  de l'ordre de quelque centaines d'ohms (avec un générateur d'impédance interne  $50\Omega$ ). L'oscilloscope ou le voltmètre électronique qui possèdent une impédance égale ou supérieure à  $1M\Omega$  pourront donc être utilisés. Les ampèremètres classique qui ont une impédance de quelques ohms ne pourront pas faire la condition  $r \ll z_s$ .

Il sera nécessaire d'utiliser une résistance faible pour fermer le quadripôle et de déduire  $i_2$  à partir de la mesure de la tension ( $v$ ) aux bornes de cette résistance. Sans connaître  $z_s$ , on pourra juger de la validité de la mesure en s'assurant que  $v \ll e'$ . En effet  $i_2$  peut s'écrire (figure 7) :

$$i_2 = \frac{e - u_2'}{z_s} \approx \frac{e'}{z_s} \quad \text{si } e' \gg u_2'$$

Manipulation

Les quadripôles sont identiques et formés uniquement de résistances pures, donc tous les termes de la matrice de transfert sont des réels positifs (indépendant de la fréquence). Les bornes N et Q sont reliées entre-elles.

L'impédance interne  $z_g$  du générateur est de  $50\Omega$ . Régler sur une fréquence d'environ  $1000\text{Hz}$ . Ne pas dépasser 5 volts.

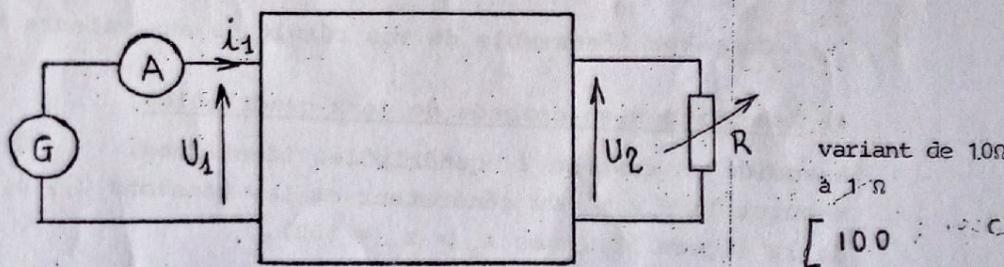
Contrôler à l'oscilloscope l'absence de composante continue, expliquer comment ?

1) Détermination de A et C

Réaliser le montage permettant de mesurer simultanément  $i_1$ ,  $u_1$  et  $u_2$ . En déduire A et C du quadripôle.

2) Détermination de B et D

Réaliser le montage de la figure 8

Figure 8

Pour différentes valeurs de R déterminer  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $i_1$  tracer les courbes  $\frac{u_1}{i_2}$  et  $\frac{i_1}{i_2}$  en fonction de R ; les extrapolier à R=0 en déduire B et D, expliquer pourquoi ?

3) Utilisation du quadripôle dans un montagea/ Caractéristique d'entrée

Mesurer à l'ohmêtre pour 2 valeurs de  $z_C$  ( $50\Omega$  et  $20\Omega$ )  
(On prendra soin de débrancher le générateur).

AR ML

l'impédance d'entrée  $z_e$ , (donner le schéma de mesure) comparer aux prévisions théoriques.

b/ Caractéristique de sortie

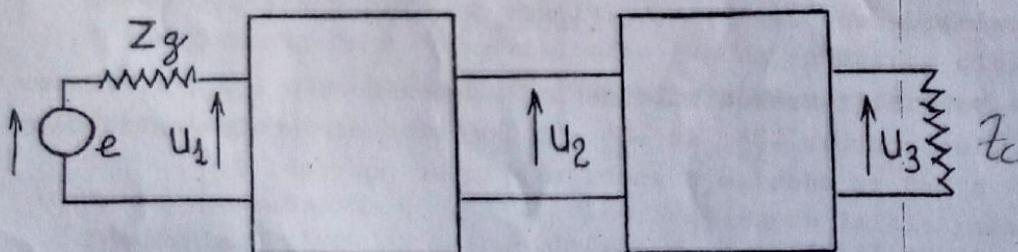
- Alimenter directement le quadripôle avec le générateur.  
Mesurer les f.e.m.e. et  $e'$  en précisant le mode opératoire utilisé. (retirer  $z_c$ )  
En déduire K.
- Mesurer à l'ohmètre l'impédance de sortie  $z_s$ .  
(Attention : pour mesurer  $z_s$  il faut annuler  $e'$  tout en gardant  $z_g$ ) indiquer le montage utilisé.
- Alimenter maintenant le quadripôle en intercalant en série avec le générateur une résistance de  $176\Omega$ . Le coefficient K et l'impédance de sortie  $z_s$  seront ils modifiés ? Dans l'affirmative, déterminer les nouvelles valeurs.

Comparer l'ensemble de vos résultats aux valeurs théoriques.

4) Association en cascade de deux quadripôles

Associer en cascade 2 quadripôles identiques.

Mesurer la f.e.m. du générateur et les tensions  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$  de la figure 9. (avec  $z_g = z_c = 50\Omega$ ).



Comparer vos mesures aux prévisions théoriques.

Le calcul pourra être effectué de la façon suivante :

- a) Déterminer la matrice de transfert de l'ensemble des deux quadripôles. Calculer  $u_1$  et  $u_3$ .
- b) Calculer le générateur équivalent à l'ensemble générateur - 1er quadripôle
- c) Calculer la charge équivalente 2ème quadripôle - charge. Conclure.

OBJECTIF: A l'issue de cette manipulation, l'étudiant doit être capable:

- de tracer le graphe du gain exprimé en décibel en fonction de la fréquence sur du papier semi-Log et savoir l'exploiter
- Acquérir la notion de bande passante et en tirer des conclusions sur l'utilisation des appareils de mesures.

MATERIELS UTILISES

- un générateur de fréquence
- boîtes de résistances et de capacités
- un oscilloscope
- un voltmètre

Filtre: Généralement, c'est un système susceptible de transmettre un signal sans affaiblissement dans une certaine gamme de fréquence et de ne transmettre aucun signal ou alors avec un fort affaiblissement en dehors de cette gamme.

Un filtre peut être représenté par un quadripôle qui soumis à une tension d'entrée  $V_e$  fournit une tension de sortie  $V_o$ . Cette tension  $V_o$  sera étudiée en fonction de la fréquence du signal d'entrée. Pour cela on définit:

$$G(\text{db}) = 20 \log_{10} \left( \frac{V_o}{V_e} \right)$$

Représentation graphique du gain:

Diagramme de Bode

Les variations d'amplitude du signal de sortie  $V_o$  par rapport à  $V_e$  s'étendent généralement sur une gamme de fréquence très importante, rendant difficile une représentation graphique linéaire. On utilise donc du papier semi-Log.

Sur l'axe logarithmique sera porté la fréquence, sur l'axe linéaire on portera les valeurs de  $G(\text{db})$ . (ici  $G < 0$ ).

Fréquences de coupure

Elles correspondent aux fréquences pour lesquelles le gain  $V_o/V_e$  est atténue de  $\sqrt{2}$  par rapport à sa valeur maximal. ( $V_o/V_e = 1/\sqrt{2}$ )

$$G(\text{db}) = 20 \log_{10} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \right) = -3 \text{ db}$$

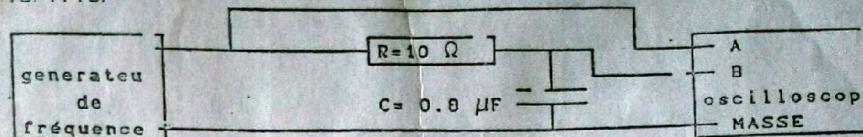
Les fréquences de coupure correspondent à un gain de -3 db.

Le déphasage introduit par le montage entre la tension d'entrée et de sortie est fonction de la fréquence. On montre (voir calcul) qu'il est égal à  $\frac{\pi}{4}$  pour  $f =$  fréquence de coupure.

FILTRE PASSE BAS

Réaliser le montage en visualisant simultanément la tension sinusoïdale d'entrée et de sortie.

Faire vérifier



On cherche à tracer la courbe de réponse de ce filtre:

$$G_1(\text{db}) = g_1(f) \quad \text{où } f \text{ est la fréquence}$$

$$\text{avec } G_1(\text{db}) = 20 \log_{10} \left( \frac{V_o}{V_e} \right)$$

Remplir le tableau suivant

On prendra  $V_e = 0.4 \text{ V}$

$f(\text{Hz})$	100	500	1k	5k	10k	20k	40k	50k	100k
$V_e$	0,14	0,4	0,190	4		0,188	0,120	0,100	0,073
$V_o$	0,396	0,397	0,398	0,386	0,1889	0,159	0,081	0,056	0,026
$V_o/V_e$	0,99	0,992	0,995	0,985	0,972	0,84	0,671	0,50	0,31
$G(\text{db})$	-0,5833	-0,0654	-0,0031	-0,359	-0,242	-1,514	-3,014	-3,849	-10,373

24K

Tableau 1

pour chaque valeur de la fréquence ,réglér la tension  $V_e=0.4 \text{ V}$   
Le réglage de la fréquence se fait a l'oscilloscope

EX: Pour  $f=10\text{K Hz} \Rightarrow$  Période =  $100 \mu\text{s}$  donc 10 div de  $10 \mu\text{s}$

Pour faciliter le réglage de la fréquence ,synchroniser l'oscilloscope sur le signal d'entrée.Régler avec le bouton LEVEL, le niveau de synchronisation a 0V.(avoir préalablement vérifier qu'en absence de signal le faisceau est sur l'axe central).

-Tracer la courbe  $G_1(\text{db}) = g_1(f)$  sur du papier semi-Log.

Les fréquences seront portées sur l'axe gradué en Log, le gain en db sur l'axe normal (linéaire).

-Sur la courbe de réponse, lire la fréquence de coupure ( $f_c$ ) et l'indiquer sur la courbe.

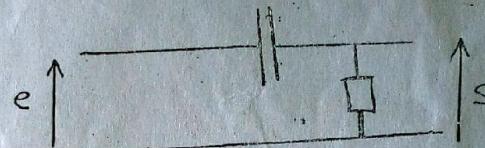
-Comparer ce résultat à la valeur théorique.

$$f_c^{\text{exp}} = \dots \quad f_c^{\text{th}} = \dots$$

-Mesurer le déphasage  $\phi$ , pour  $f = f_c$ , comparer à la valeur théorique.

-Pour un signal d'entrée de fréquence 70 K Hz et d'amplitude  $V_e = 2V$ , quelle serait la valeur maximum de  $V_s$  à la sortie du filtre passe-bas, d'après votre courbe de réponse.

#### FILTRE PASSE HAUT



-Réaliser le montage

-Faire vérifier

-Remplir le tableau suivant

On prendra  $V_e = 0.4 V$

idem filtre passe bas

$f (\text{Hz})$	100	500	1k	5k	10k	20k	40k	50k	100k
$V_s$									
$V_s / V_e$									
$G (\text{db})$									

Comme pour le filtre passe bas, la tension  $V_e = 0.4 V$  et doit être réglée pour chaque fréquence.

-Tracer la courbe  $G_2(\text{db}) = g_2(f)$

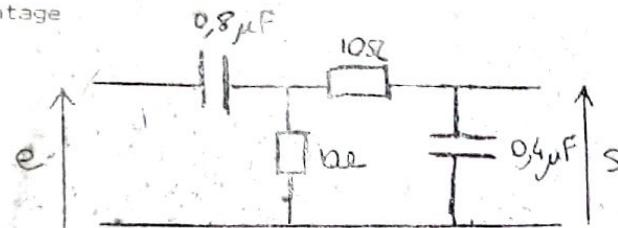
-Lire la fréquence de coupure sur la courbe.

-Comparer à la valeur théorique

-Valeur de  $V_{\text{max}}$  si  $V_e = 2 \sin(1885 t)$

## FILTRÉ PASSE BANDE

Faire le montage



faire le même travail que pour le filtre passe bas.

A vous de choisir les fréquences des mesures

trouver les deux fréquences de coupure, comparer au résultats théorique.

## BANDE PASSANTE D'UN APPAREIL DE MESURE

Tout appareil servant à mesurer des signaux variables avec le temps (Voltmètre, Ampèremètre, oscilloscope...) ne donnera une valeur correcte de

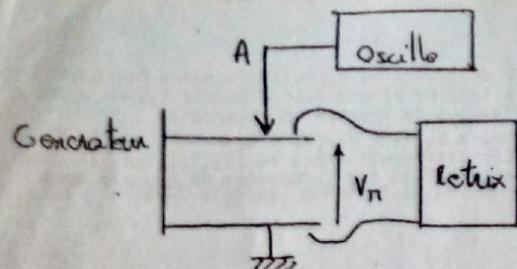
mesure que dans une gamme de fréquence donnée. Celle-ci sera fonction de la méthode de mesure de l'appareil et de la technologie utilisée pour ses divers composants.

On se propose ici de faire une mesure de tensions sinusoïdales à l'aide d'un voltmètre METRIX dans une gamme de fréquence de 50 Hz à 10<sup>5</sup> Hz.

On pourra aussi déterminer sa bande passante, c'est à dire la gamme de fréquence pour laquelle il indiquera une valeur de la tension correcte.

### Montage:

-le montage utilisé est celui de la figure ci-dessous. On voit que l'on peut comparer la mesure faite à l'aide de l'oscilloscope de la tension sinusoïdale délivrée par le générateur avec celle lue sur le METRIX. Celle donnée par l'oscilloscope servira de référence; celui-ci a en effet une bande passante supérieure à la gamme de fréquence utilisée ici.



réglage préliminaire: A l'aide de l'oscilloscope vérifier que le générateur ne comporte pas de composantes continues.

Mesure à 50 Hz : fixer la tension de sortie du générateur à une valeur quelconque.

-Pourquoi la valeur  $V_{max}$  lue sur l'oscilloscoppe est elle différente de la valeur indiquée pour le METRIX. Vérifier la relation qui les relient.

-Etude de la bande passante du metrix.

A tension constante (se placer dans les meilleures conditions de mesure possibles pour le METRIX), faire varier la fréquence du générateur de 50 Hz à  $10^5$  Hz .Relever les valeurs lues au METRIX  $V_M(f)$ , ainsi que :

$$GM(\text{db}) = 20 \log \frac{V_M(f)}{V_M(50 \text{ Hz})}$$

On prendra soin de vérifier sur l'oscilloscoppe que pour chaque valeur de la fréquence, l'amplitude de la tension délivrée par le générateur reste constante

.corriger la si nécessaire.

faire le tableau de mesure

-Tracer la courbe de réponse du METRIX en fréquence.

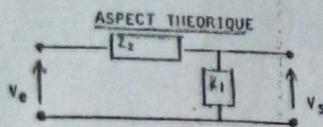
- Relever sur le graphe la fréquence de coupure supérieure de l'appareil.

- donner la fréquence de coupure basse (on prendra comme fréquence de coupure inférieure, la valeur de la fréquence pour laquelle l'aiguille du voltmètre commence à osciller.

bande passante du METRIX ?

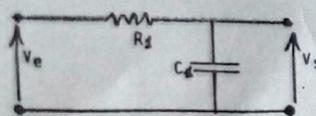
conclusions

remarque:tous vos résultats doivent être exploités.



On considère le circuit ci-contre "attaqué" par la tension sinusoïdale d'entrée  $V_e$ . On a une division de tension en alternatif.  
D'où :  $\frac{V_s}{V_e} = Z_1 / (Z_1 + Z_2)$   
Pour différents types de  $(Z_1, Z_2)$ , on effectue le calcul et les fréquences de coupure sont obtenues en arrivant  $|V_s/V_e| = 1/\sqrt{2}$ .

### 1°/ Réseau RC utilisé en filtre passe-bas



$$\text{On a ici } Z_1 = \frac{1}{jC_1\omega} \text{ et } Z_2 = R_1$$

$$\text{d'où } \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + jR_1C_1\omega}$$

$$\text{Soit } \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 + R_1^2C_1^2\omega^2} - j \frac{R_1C_1\omega}{1 + R_1^2C_1^2\omega^2} = p_1 e^{j\phi_1}$$

$$\text{avec } p_1 = \frac{1}{(1 + R_1^2C_1^2\omega^2)^{1/2}}$$

$$\text{et } \operatorname{tg} \phi_1 = -R_1C_1\omega$$

$$\text{d'où } \boxed{\phi_1 = -\operatorname{Arc} \operatorname{tg} R_1C_1\omega}$$

La pulsation de coupure  $\omega_1$  est définie par :

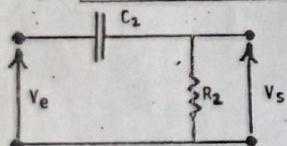
$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ soit } p_1^2 = \frac{1}{2}$$

D'où

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1C_1}$$

pour  $\omega = \omega_1$ ,  $\operatorname{tg} \phi_1 = -1$  et le déphasage est de  $-\pi/4$ . D'où les graphes.

### 2°/ Réseau RC utilisé en filtre passe-haut



$$\text{L'expression générale } V_s = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_e$$

$$\text{donne ici avec } Z_1 = R_2 \text{ et } Z_2 = \frac{1}{jC_2\omega}$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R_2C_2\omega}{R_2C_2\omega + j}$$

$$\text{d'où } \frac{V_s}{V_e} = \frac{R_2^2C_2^2\omega^2}{R_2^2C_2^2\omega^2 + 1} + j \frac{R_2C_2\omega}{R_2^2C_2^2\omega^2 + 1}$$

$$\text{On écrit que } \frac{V_s}{V_e} = A + jB = p_2 e^{j\phi_2} \text{ avec } p_2 = (\Lambda^2 + B^2)^{1/2} \text{ et } \operatorname{tg} \phi_2 = \frac{B}{A}$$

$$\text{d'où } \boxed{p_2 = \frac{R_2C_2\omega}{(R_2^2C_2^2\omega^2 + 1)^{1/2}}} \text{ et } \operatorname{tg} \phi_2 = \frac{1}{R_2C_2\omega}$$

$$\text{d'où : } \boxed{\phi_2 = \operatorname{Arc} \operatorname{tg} \frac{1}{R_2C_2\omega}}$$

La pulsation de coupure  $\omega_2$  est définie par :

$$\left| \frac{V_s}{V_e} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ soit } p_2^2 = 1/2 = \frac{R_2^2C_2^2\omega_2^2}{R_2^2C_2^2\omega_2^2 + 1}$$

$$\text{d'où } \boxed{\omega_2 = \frac{1}{R_2C_2}}$$

Pour  $\omega = \omega_2$ ,  $\operatorname{tg} \phi_2 = 1$  et le déphasage est de  $\pi/4$