

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

2ed

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

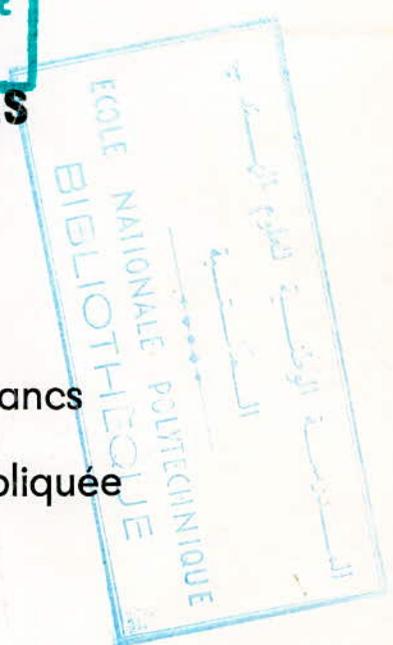


**PROJET DE FIN D'ETUDES**

**THESE**

D'INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

**Sujet : Etude et Réalisation de Bancs  
de Manipulation d'Electronique Appliquée**



Proposé par : M. TOMASZ STUSZKIEWICZ

Professeur à l'ENPA

Docteur et Professeur à l'académie des mines et métallurgie de CRACOVIE

Réalisé par ;

Rabah KIES

M. T. BENSIDHOUM

Janvier 1982

المكتبة الوطنية  
العلمية  
بمصر  
BIBLIOTHEQUE  
NATIONALE  
SCIENTIFIQUE  
DU CAIRE

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

---

**ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE**

---

**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE**

---

**PROJET DE FIN D'ETUDES**

---

**THESE**  
D'INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE

**Sujet : Etude et Réalisation de Bancs  
de Manipulation d'Electronique Appliquée**

Proposé par : M. TOMASZ STUSZKIEWICZ

Professeur à l'ENPA

Docteur et Professeur à l'académie des mines et métallurgie de CRACOVIE

Réalisé par ;

Rabah KIES

M. T. BENSIDHOUM

Janvier 1982



§ § § § § § § § § § § § § § § §  
R E M E R C I E M E N T S  
§ § § § § § § § § § § § § § § §

Nous tenons à présenter nos vifs remerciements à:

- M<sup>r</sup> TOMASZ STUSZKIEWICZ d'avoir proposé ce sujet et de nous avoir procuré les moyens de le réaliser.
- Tous nos professeurs qui ont contribué à notre formation.
- Tous nos amis qui nous ont aidés de près ou de loin.

INTRODUCTION . . . . .

apitre premier: POLARISATION ET STABILISATION DU TRANSISTOR

- But de la polarisation . . . . .	1
I - Le transistor au repos . . . . .	1
I <sub>1</sub> - Caractéristiques statiques . . . . .	1
I <sub>2</sub> - Droite de charge statique . . . . .	2
I <sub>3</sub> - Droite d'attaque statique . . . . .	2
I <sub>4</sub> - Points de repos . . . . .	3
I <sub>5</sub> - Plage d'utilisation des caractéristiques statiques de sortie . . . . .	3
II - Stabilisation thermique . . . . .	3
II <sub>1</sub> - Stabilisation due à la résistance de collecteur . . . . .	3
II <sub>2</sub> - Stabilisation par résistance d'émetteur . . . . .	4
II <sub>3</sub> - Causes des dérives . . . . .	4
1- Le gain statique $\alpha$ en montage base commune . . . . .	4
2- La tension $V_{BE}$ . . . . .	5
3- Le courant $I_{CBo}$ . . . . .	5
4- Dérive globale . . . . .	5
II <sub>4</sub> - Exemple de calcul du facteur de stabilité . . . . .	5
1- Stabilité vis à vis de $\beta$ . . . . .	6
2- Stabilité vis à vis de $I_{CBo}$ . . . . .	6
3- Stabilité vis à vis de $V_{BE}$ . . . . .	7
4- Exemple numérique . . . . .	7
III - Etude des différents montages . . . . .	8
III <sub>1</sub> - Polarisation par pile et résistance de base . . . . .	9
III <sub>2</sub> - Polarisation par résistance entre $V_{CC}$ et base . . . . .	9
III <sub>3</sub> - Polarisation par résistance entre collecteur et base . . . . .	10
III <sub>4</sub> - Polarisation par pont entre $V_{CC}$ et masse . . . . .	10
IV - Travail de préparation . . . . .	11
V - Travail de manipulation . . . . .	11
V <sub>1</sub> - Obtention du point de repos . . . . .	11

V <sub>2</sub> - Stabilité vis à vis de l'alimentation . . . . .	12
V <sub>3</sub> - Stabilité vis à vis de $\beta$ . . . . .	12

Chapitre deuxième: ETUDE D'UN ETAGE AMPLIFICATEUR

I - Rappels . . . . .	13
I <sub>1</sub> - Amplification . . . . .	13
I <sub>2</sub> - L'amplificateur est un quadripole . . . . .	13
I <sub>3</sub> - Paramètres hybrides H <sub>ij</sub> d'un quadripole . . . . .	13
I <sub>4</sub> - Détermination graphique des paramètres hybrides . . . . .	14
II - Etude de l'étage amplificateur . . . . .	14
II <sub>1</sub> - Détermination graphique des paramètres h <sub>ij</sub> du transis- tor . . . . .	14
II <sub>2</sub> - Calcul des éléments du montage . . . . .	15
1- Circuit de polarisation . . . . .	15
2- Calcul des condensateurs . . . . .	17
III- Calcul des gains,impédances d'entrée et de sortie . . . . .	18
III <sub>1</sub> - Calcul de l'amplification en courant . . . . .	18
III <sub>2</sub> - Calcul de l'amplification en tension . . . . .	18
III <sub>3</sub> - Calcul de l'amplification en puissance . . . . .	19
III <sub>4</sub> - Calcul de l'impédance d'entrée . . . . .	19
III <sub>5</sub> - Calcul de l'impédance de sortie . . . . .	19
IV - Travail de préparation . . . . .	19
V - Travail de manipulation . . . . .	20
V <sub>1</sub> - Vérification du circuit de polarisation . . . . .	20
V <sub>2</sub> - Mesure de l'amplitude maximale du signal de sortie . . . . .	20
V <sub>3</sub> - Mesure de gain en tension à vide . . . . .	20
V <sub>4</sub> - Détermination de la fréquence de coupure à 3dB . . . . .	20
V <sub>5</sub> - Mesure de l'impédance d'entrée du montage . . . . .	20
V <sub>6</sub> - Mesure de l'impédance de sortie du montage . . . . .	21
V <sub>7</sub> - Mesure du gain en puissance . . . . .	22

Chapitre troisième: CIRCUITS DE CALCUL ANALOGIQUE

- Généralités . . . . .	24
I- Rappels . . . . .	24
I <sub>1</sub> - Représentation schématique d'un amplificateur opéra- tionnel . . . . .	24

I <sub>2</sub> -	Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel idéal . . . . .	.24
I <sub>3</sub> -	Courant de polarisation . . . . .	.25
I <sub>4</sub> -	Tension de décalage d'entrée - offset - . . . . .	.25
I <sub>5</sub> -	Caractéristique de transfert . . . . .	.26
I <sub>6</sub> -	Caractéristiques du $\mu$ A 741 . . . . .	.26
II-	Etude de circuits de calcul analogique . . . . .	.27
II <sub>1</sub> -	Circuit additonneur inverseur . . . . .	.27
II <sub>2</sub> -	Circuit soustracteur . . . . .	.28
II <sub>3</sub> -	Circuit intégrateur . . . . .	.28
	1- Principe . . . . .	.28
	2- Schéma pratique . . . . .	.29
II <sub>4</sub> -	Circuit dérivateur . . . . .	.30
	1- Principe . . . . .	.30
	2- Cas pratique . . . . .	.31
II <sub>5</sub> -	Remarques concernant les montages étudiés . . . . .	.32
III-	Travail de préparation . . . . .	.33
IV-	Travail de manipulation . . . . .	.34
IV <sub>1</sub> -	Circuit additionneur . . . . .	.34
IV <sub>2</sub> -	Circuit soustracteur . . . . .	.34
IV <sub>3</sub> -	Circuit intégrateur . . . . .	.34
IV <sub>4</sub> -	Circuit dérivateur . . . . .	.34

Chapitre quatrième: MULTIVIBRATEUR A AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

I	- Principe des comparateurs de tension . . . . .	.36
II	- Multivibrateur à amplificateur opérationnel . . . . .	.36
II <sub>1</sub> -	Généralités . . . . .	.36
II <sub>2</sub> -	Principe de fonctionnement . . . . .	.37
II <sub>3</sub> -	Calcul de la fréquence des signaux . . . . .	.38
	1- Durée T <sub>1</sub> du créneau positif . . . . .	.38
	2- Durée T <sub>2</sub> du créneau négatif . . . . .	.38
	3- Fréquence du signal . . . . .	.39
III	- Multivibrateur à fréquence, rapport cyclique et amplitude variables . . . . .	.40
III <sub>1</sub> -	Principe de fonctionnement . . . . .	.40

III <sub>2</sub> - Calcul des fréquences minimale et maximale du signal . . .	40
III <sub>3</sub> - Calcul des rapports cycliques minimal et maximal . . .	44
IV - Travail de préparation . . . . .	41
V - Travail de manipulation . . . . .	42
V <sub>1</sub> - Mesure des fréquences minimale et maximale du signal...	42
V <sub>2</sub> - Mesure des rapports cycliques minimal et maximal.....	42
V <sub>3</sub> - Relevé d'oscillogrammes . . . . .	42
W <sub>4</sub> - Mesure de l'amplitude maximale du signal de sortie .....	42

Chapitre cinquième: ETUDE DES CARACTERISTIQUES DU THYRISTOR

I- Courbe caractéristique . . . . .	43
II- Action de la gachette . . . . .	43
III- Manipulation proposée . . . . .	44

CONCLUSION

ANNEXE : Mesures sur les bancs de manipulations réalisés

BIBLIOGRAPHIE

## INTRODUCTION

---

L'utilisation de l'électronique dans plusieurs domaines de l'industrie est aujourd'hui une réalité vivante.

L'apport de l'électronique dans la métallurgie est considérable. Il arrive parfois que le budget des investissements dépasse 30% pour le matériel électronique dans une usine métallurgique.

En effet, différents appareils électroniques contrôlent la bonne marche des machines, laminoirs, fours... et ont amélioré ainsi le rendement et la productivité. Les performances d'aujourd'hui ne sont pas possibles sans l'électronique. Dans les fours électriques, par exemple, tous les paramètres physiques et chimiques que l'on peut obtenir sont envoyés à une centrale de contrôle et de pilotage. Cette centrale dispose d'un ordinateur de procédés qui règle l'alimentation du four, la température, la composition des gaz, le courant et le voltage du four d'arc...

D'autre part, ce n'est que dans les dernières années que les appareils et systèmes électroniques, ayant une notable influence sur la productivité et la sécurité ont fait leur apparition dans les mines. En effet il a fallu une longue période aux utilisateurs et aux constructeurs pour définir, étudier, et réaliser des appareils, des ensembles mettant en oeuvre des composants nouveaux- diodes, transistors, thyristors...-

Ces appareils ont aussi contribué à une diminution des accidents et amélioré les conditions du mineur de fond.

Ce bref tour d'horizon nous permet de dire que l'électronique est à l'origine des plus importants progrès accomplis ces vingt dernières années dans le domaine des mines et de la métallurgie.

C'est donc une nécessité à ce que l'ingénieur en mines et métallurgie soit au courant de l'évolution de l'électronique dans ce domaine.

Le but de notre projet est de réaliser un ensemble de bancs de manipulation pour le module "Électronique Appliquée", module enseigné au semestre six du département des mines et métallurgie. La réalisation de ces bancs de manipulation va donc servir de travaux pratiques pour ce module et permettra aux étudiants l'illustration du cours théorique.

.../...

Par cette étude , nous nous proposons d'initier les étudiants -futurs ingénieurs en mines et métallurgie- à la manipulation d'appareils et systèmes électroniques en tenant compte de leur niveau de connaissances dans ce domaine. Certes , les exposés théoriques sont parfois détaillés mais ceci est nécessaire pour la compréhension du TP.

Nous ne pensons pas faire de l'ingénieur en mines et métallurgie un ingénieur en électronique mais au moins un ingénieur qui sait entretenir un matériel électronique ou choisir en présence de divers notices d'appareils pour un éventuel achat,

Le nombre de manipulations est limité en raison du nombre d'heures prévu pour les séances de TP - 32 heures pour TP et TD par semestre -.

Parmi un ensemble de manipulation, nous avons choisi ceux qui nous ont semblé être les plus intéressants du point de vue pédagogique.

## POLARISATION ET STABILISATION DU TRANSISTOR

### - BUT DE LA POLARISATION

Dans le fonctionnement en amplificateur, le transistor est toujours associé à un dispositif de polarisation qui détermine le point de repos, c'est à dire les valeurs en continu de  $V_{CE}$ ,  $I_C$ ,  $V_{BE}$ ,  $I_B$ .

Pour éviter le plus possible la distorsion, le point de repos:

- doit être voisin du milieu de la droite de charge pour l'alternatif

- Ne doit pas subir un déplacement excessif lorsque la température s'élève.

### I- LE TRANSISTOR AU REPOS.

Le rapport  $I_C/I_B$  reste sensiblement constant, en première approximation, pour un transistor en fonctionnement normal. Nous poserons à température ordinaire  $I_C/I_B = \beta_s$ .  $\beta_s$  est appelé amplification statique en courant du transistor.

En injectant un courant  $I_B$  faible dans la base d'un transistor en fonctionnement normal, on contrôle un courant de collecteur  $I_C$  BEAUCOUP plus intense.

#### I<sub>1</sub>- Caractéristiques statiques

L'étude des caractéristiques statiques précise les relations entre les tensions et les courants continus appliqués aux bornes d'un transistor. Ces relations sont représentées par des réseaux de courbes appelés réseaux de caractéristiques.

Le transistor qui est un tripôle peut être considéré comme un quadripôle à condition de mettre l'un des pôles commun à l'entrée et à la sortie. On obtient alors trois montages:

Base commune, émetteur commun, collecteur commun.

On se rend compte alors qu'il existera un réseau de caractéristiques pour chacun des trois montages. Ceux-ci sont caractérisés par quatre grandeurs: les tensions et les courants d'entrée et de sortie. Du reste la relation  $I_B + I_C + I_E = 0$  montre que deux des trois courants

sont indépendants et de même pour  $V_{EB} + V_{BC} + V_{CE} = 0$  montre aussi que deux des trois tensions sont indépendantes. Il reste quatre grandeurs à considérer et deux des quatre grandeurs sont fonction des deux autres soit par exemple:

$$I_C = f(V_{CE}, I_B)$$

$$V_{BE} = f(V_{CE}, I_B)$$

### -Caractéristiques en montage émetteur commun

Pour mesurer point par point les caractéristiques d'un transistor en émetteur commun on utilise le montage de la figure 1. On obtient alors le réseau de caractéristiques de la figure 2

Quadrant I:  $I_C = f(V_{CE})$  pour des valeurs constantes de  $I_B$

// II:  $V_{CE} = f(V_{BE})$

Quadrant III:  $V_{BE} = f(I_B)$

// IV:  $I_C = f(I_B)$  pour des valeurs constantes de  $V_{CE}$

### I<sub>2</sub> - Droite de charge statique

C'est le lieu géométrique du point de repos de coordonnées  $V_{CE}$  et  $I_{C0}$ . La droite de charge représente la caractéristique tension-courant du circuit extérieur collecteur. Son équation est  $I_C = f(V_{CE})$ . Pour le schéma de la figure 3 nous pouvons écrire :

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

$$I_C = \frac{V_{CE} + V_{CC}}{R_C}$$

C'est une droite de pente négative car  $V_{CE}$  est négatif - transistor PNP. Remarquons que le point de fonctionnement ne peut se déplacer que sur la portion de la droite de charge se trouvant dans le premier quadrant.

### I<sub>3</sub> - Droite d'attaque statique.

C'est le lieu géométrique du point de repos de coordonnées  $V_{BE}$ ,  $I_B$ . La droite d'attaque représente la caractéristique tension-courant du circuit externe de base.

Son équation ne dépend pas des caractéristiques du transistor:

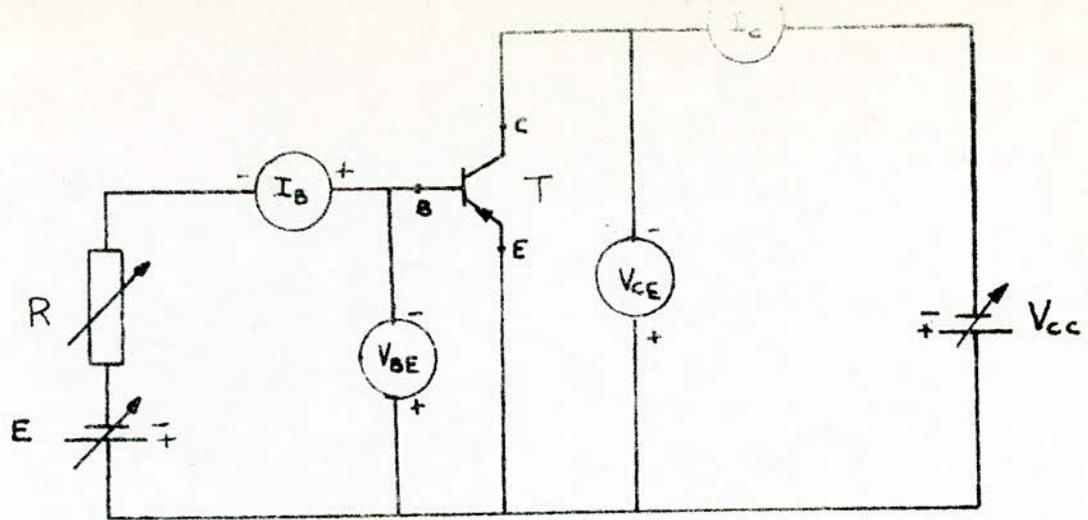


Fig 1: Montage utilisé pour la mesure des caractéristiques statiques.

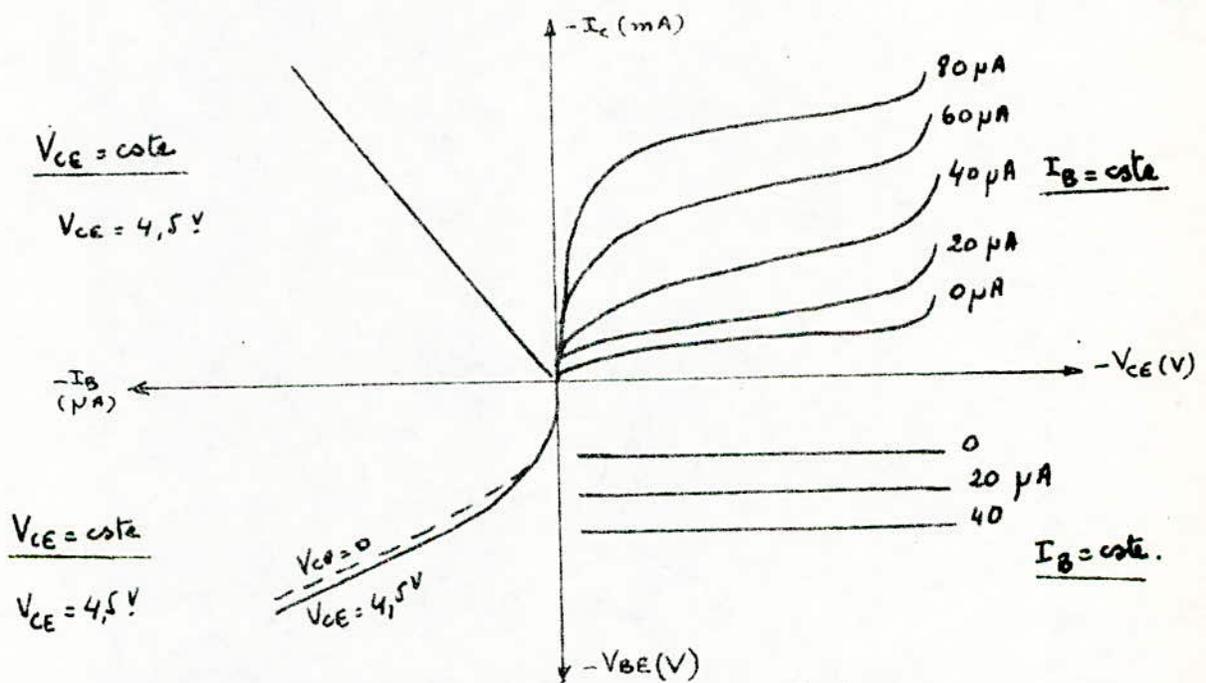


Fig 2: Réseau de caractéristiques statiques en émetteur commun.

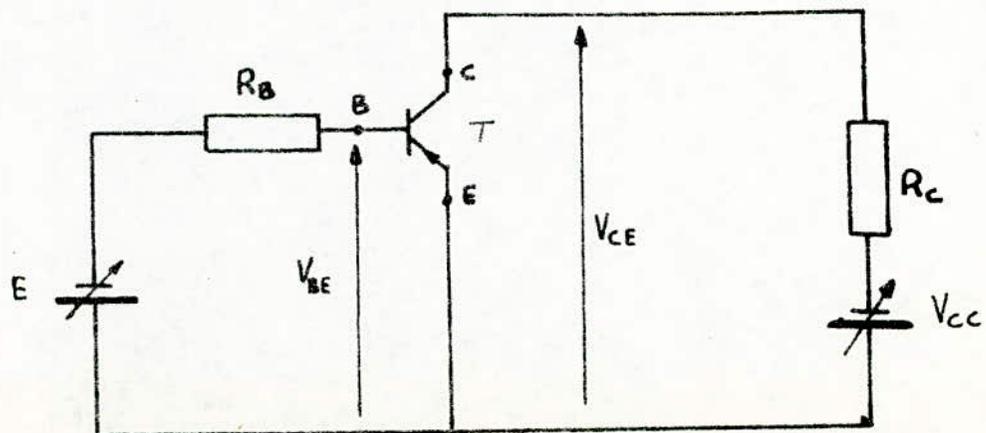


Fig 3: Transistor PNP en fonctionnement normal

On a pour la figure 3 :

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

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

Avec  $V_{BE} < 0$

#### I<sub>4</sub> - Points de repos

Ce sont les points dont les coordonnées correspondent à des grandeurs de repos - figure 4 -

Dans le premier quadrant, le point P de repos est à l'intersection de la droite de charge statique et de la caractéristique du réseau de sortie correspondant au courant de repos  $I_{B0}$  obtenu dans le circuit d'entrée. Les coordonnées de P sont  $V_{CE0}$  et  $I_{C0}$ .

Dans le troisième quadrant le point de repos P'' est à l'intersection de la droite d'attaque et de la caractéristique. Si cette dernière n'est pas unique, il faut considérer la caractéristique correspondant à la tension  $V_{CE0}$  obtenue précédemment. Les coordonnées de P'' sont  $I_{B0}$  et  $V_{BE0}$ .

Les points de repos P' et P''' des deux autres quadrants peuvent être placés grâce à leurs coordonnées : P'(  $I_{B0}$ ,  $I_{C0}$  ) P'''(  $V_{CE0}$ ,  $V_{BE0}$  )

#### I<sub>5</sub> - Plage d'utilisation des caractéristiques statiques de sortie

Les points de repos définissent l'état dans lequel est placé le transistor . Le point P , en particulier , doit se trouver à l'intérieur d'un domaine limité par : -figure 5-

- Le segment OA qui correspond au transistor bloqué  $I_B = 0$
- Le segment OD qui correspond au transistor saturé  $V_{CE} = 0$
- Le segment DC qui correspond à  $I_{Cmax}$
- Le segment AB qui correspond à  $V_{CEmax}$
- La courbe BC qui correspond à la limitation en puissance.

## II - STABILISATION THERMIQUE

### III<sub>1</sub> - Stabilisation due à la résistance de collecteur

Afin de mettre en évidence la stabilisation introduite par

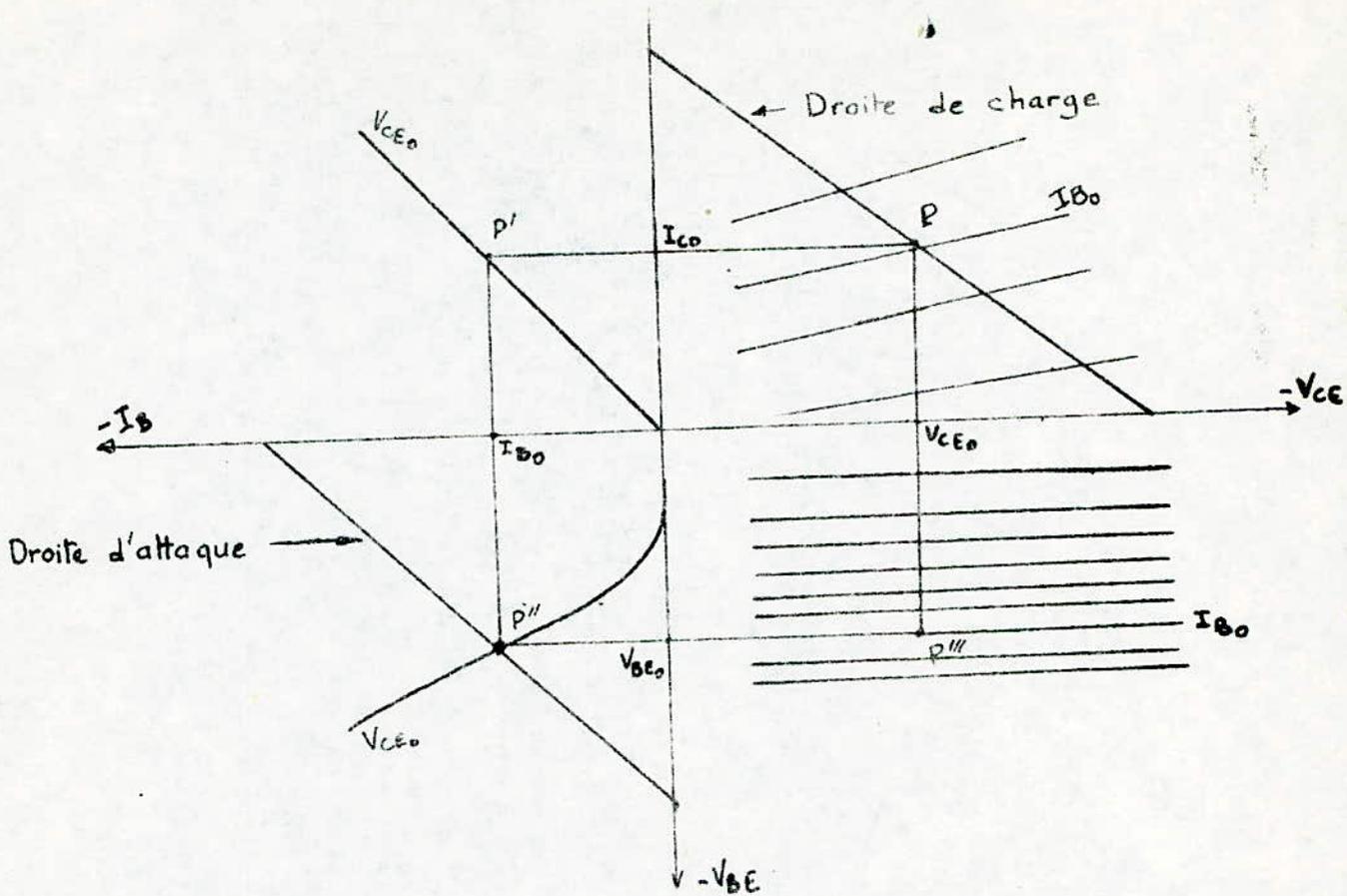


Fig 4 : Points de repos.

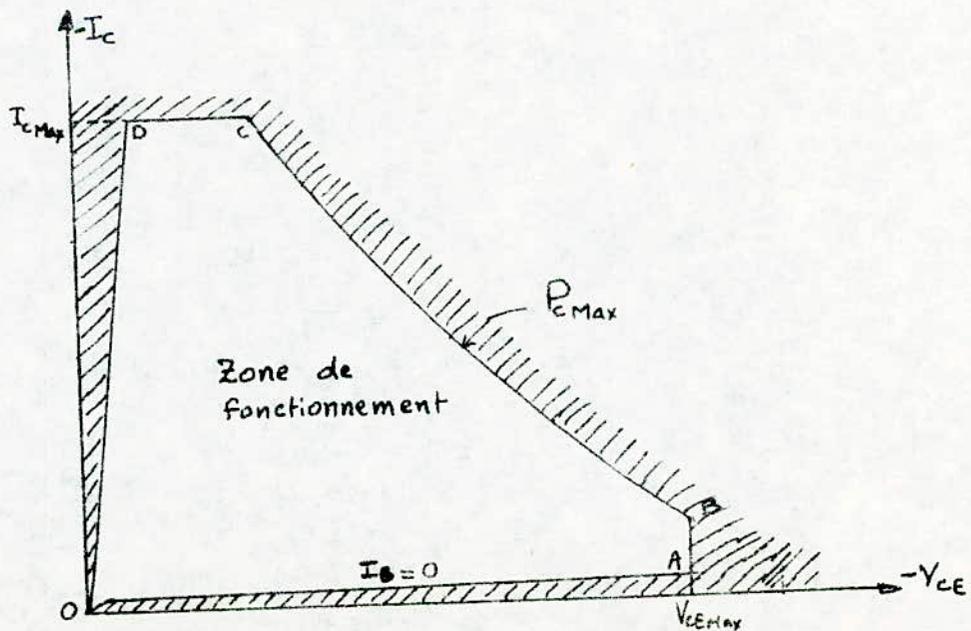


Fig 5: Plage d'utilisation des caractéristiques statiques de sortie.

la résistance de collecteur  $R_C$ , déterminons la valeur de la puissance dissipée  $P_C$  pour le montage de la figure 3.

$$P_C = |V_{CE0}| I_{C0} = I_{C0} (V_{CC} - R_C I_{C0}) = \frac{(V_{CC} - R_C I_{C0}) R_C I_{C0}}{R_C}$$

Le numérateur de ce rapport est formé de deux termes dont la somme est constante.  $P_C$  est donc maximale lorsqu'ils sont égaux.

La courbe représentant les variations de  $P_C$  en fonction de  $I_{C0}$  passe par un maximum - figure 6 - que nous pouvons déterminer facilement :

$$P_C = P_C \text{ max} \iff V_{CC} - R_C I_{C0} = R_C I_{C0} \quad I_{C0} = V_{CC}/2R_C$$

Dans ce cas on a  $V_{CE0} = V_{CC}/2$

Donc en choisissant un point de repos tel que  $V_{CE0}$  soit la moitié de la tension  $V_{CC}$ , le transistor reçoit une puissance  $P_C$  qui peut être considérée comme pratiquement constante si les variations de  $I_{C0}$  sont faibles. Si  $I_{C0}$  varie,  $P_C$  décroît et aucun emballement thermique n'est à craindre.

### II<sub>2</sub> - Stabilisation par résistance d'émetteur.

Une résistance  $R_E$  est placée entre l'émetteur et la masse - fig 7 - Si une variation de température provoque une augmentation de  $I_{C0}$ ,  $I_{E0}$  croît également ainsi que la chute de tension  $R_E I_{E0}$ . La tension  $V_{CE0} = V_{CC} - R_C I_{C0} - R_E I_{E0}$  diminue ainsi que la tension  $V_{BE0}$ :

$$V_{BE0} = R_2 I_P - R_E I_{E0} \text{ il en résulte une diminution de } I_{E0} \text{ suivie de } I_{C0}$$

Nous reconnaissons là le propre d'un équilibre stable.

### II<sub>3</sub> - Causes des dérives

En pratique trois paramètres sont retenus comme sources de dérive:

- 1- Le gain statique  $\alpha$  en montage base commune ( $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$ )

Pour les transistors au silicium la variation de  $\alpha$  en température est :

$$\Delta\alpha/\Delta T = 10^{-4}/^\circ C \text{ dérive relativement faible.}$$

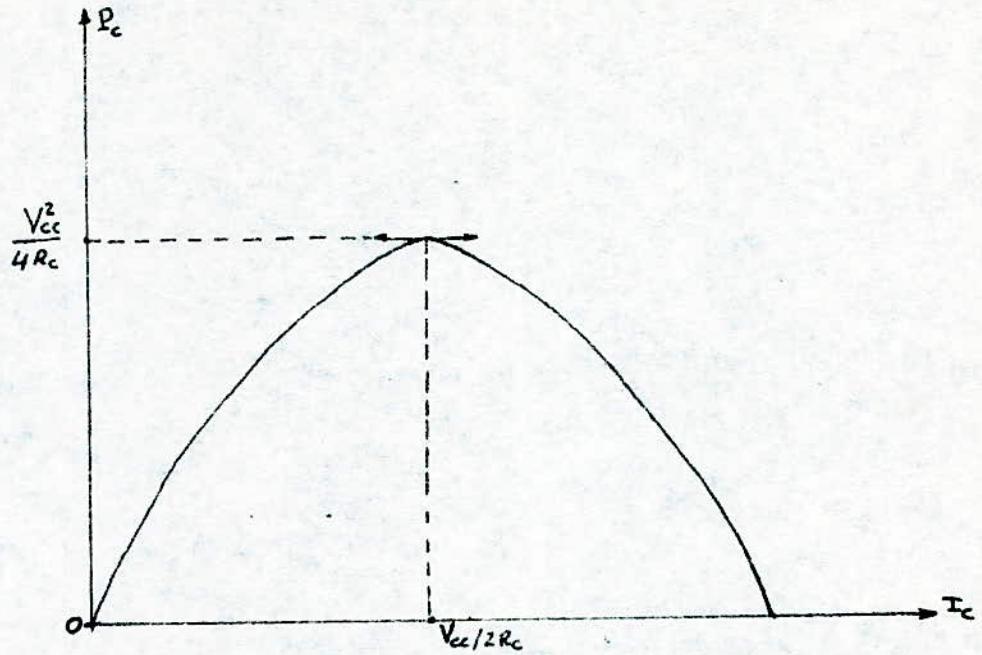


Fig6: Variation de la puissance  $P_c$  absorbée par le transistor en fonction du courant  $I_c$  de collecteur.

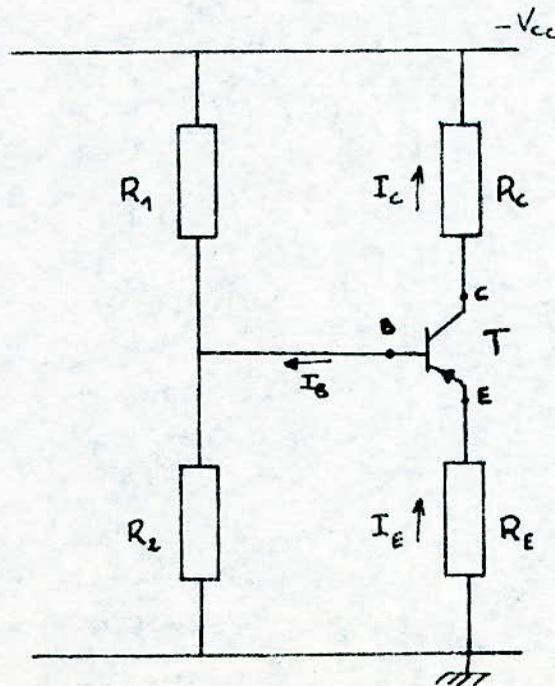


Fig7: Stabilisation par résistance d'émetteur.

2/ La tension V<sub>BE</sub>

C'est la tension de la jonction base-émetteur . Sa variation en température est, pour le silicium, de:

$$\Delta V_{BE} / \Delta T = - 2,2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$$

3/ Le courant I<sub>CB0</sub>

C'est le courant résiduel traversant la jonction inverse collecteur-base. I<sub>CB0</sub> est élevé pour les transistors au germanium et faible pour les transistors au silicium. ce courant double tous les 8° pour le germanium et tous les 5 à 6° pour le silicium.

4/ Dérive globale

$$I_{C0} = f ( I_{CB0} , V_{BE0} , \beta )$$

$$dI_{C0} = \frac{\partial I_{C0}}{\partial I_{CB0}} dI_{CB0} + \frac{\partial I_{C0}}{\partial V_{BE0}} dV_{BE0} + \frac{\partial I_{C0}}{\partial \beta} d\beta$$

$$dI_{C0} = S_I dI_{CB0} + S_V dV_{BE0} + S_\beta d\beta$$

Avec :  $S_I = \partial I_{C0} / \partial I_{CB0}$        $S_V = \partial I_{C0} / \partial V_{BE0}$        $S_\beta = \partial I_{C0} / \partial \beta$

$$\Delta I_{C0} = S_I \Delta I_{CB0} + S_V \Delta V_{BE0} + S_\beta \Delta \beta$$

II4 - Exemple de calcul du facteur de stabilité

Soit le montage de la figure 9.

1/ Stabilité vis à vis de  $\beta$

$$S_\beta = dI_C / d\beta$$

$$\begin{aligned}
 V_{CC} &= R_E I_E + V_{EB} + R_B I_B & I_E &= I_C + I_B \\
 &= (R_E + R_B) I_B + R_E I_C + V_{EB} & I_C &= \beta I_B \\
 &= (R_E + R_B) I_C / \beta + R_E I_C + V_{EB} \\
 &= I_C \left[ \frac{R_E + R_B}{\beta} + R_E \right] + V_{EB}
 \end{aligned}$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{\frac{R_E + R_B}{\beta} + R_E} = (V_{CC} - V_{EB}) \frac{\beta}{R_E(\beta + 1) + R_B}$$

$$S_{\beta} = (V_{CC} - V_{EB}) \frac{R_E + R_B}{[R_E(1 + \beta) + R_B]^2}$$

2/ Stabilité vis à vis de  $I_{CBo}$

$$S_I \equiv dI_C / dI_{CBo}$$

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

$$V_{CC} = R_B I_B + R_E (I_C + I_B) + V_{EB}$$

Différencions ces deux équations, on obtient :

$$dI_C = \beta dI_B + (\beta + 1) dI_{CBo} \quad (1)$$

$$0 = (R_B + R_E) dI_B + R_E dI_C \quad (2)$$

Avec  $V_{CC}$ ,  $R_C$ ,  $R_E$ , des constantes et  $V_{BE}$  négligeable. Nous tirons de l'équation (2):

$$dI_B = -\frac{R_E}{R_C + R_E} dI_C$$

Remplaçons  $dI_B$  par sa valeur dans la 1<sup>ère</sup> équation, nous obtenons :

$$dI_C = -\frac{\beta R_E}{R_B + R_E} dI_C + (\beta + 1) dI_{CBo}$$

$$S_I = \frac{+1}{1 + \frac{R_E}{R_E + R_B}}$$

### 3/ Stabilité vis à vis de $V_{BE}$

$$S_V = dI_C / dV_{BE}$$

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

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{EB} + R_E (I_C + I_B)$$

Dans ce cas l'influence de  $I_{CBO}$  est négligeable. Différencions ces deux équations en considérant  $V_{CC}$ ,  $R_E$ ,  $R_B$  Constantes.

$$dI_C = \beta dI_B$$

$$0 = (R_B + R_C) dI_B + R_E dI_C + dV_{EB}$$

En remplaçant dans la 2<sup>ème</sup> équation  $dI_B$  par  $dI_C/\beta$ , on obtient:

$$0 = \left( \frac{R_B + R_C}{\beta} + R_E \right) dI_C - dV_{BE}$$

d'où :

$$S_V = \frac{\beta}{R_E (\beta + 1) + R_B}$$

### 4/ Exemple numérique :

Quelle sera la valeur du courant de dérive  $\Delta I_C$  si la température augmente de  $20^\circ\text{C}$  à  $100^\circ\text{C}$  ?

$$\Delta I_C = S_I \Delta I_{CBO} + S_V \Delta V_{BE} + S_\beta \Delta \beta$$

Pour un transistor au silicium le 2<sup>eme</sup> terme est nettement prépondérant.

Donc :  $\Delta I_C = S_V \Delta V_{BE}$  Or nous savons que  $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} = - 2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

$\Delta T = 80^\circ\text{C}$        $\Delta V_{BE} = - 2,2 \text{ mV} \times 80 = - 0,176 \text{ V.}$

D'autre part  $\beta = I_{C0}/I_{B0} = 183$      $R_E = 360\Omega$  et  $R_B = 410 \text{ K}\Omega$   
pour le montage de la figure 9. Voir plus loin les calculs

Donc :  $S_V = \frac{183}{(360 \times 184) + 410 \times 10^3} = 38 \cdot 10^{-5} \text{ s}^{-1}$

$\Delta I_C = - 38 \cdot 10^{-5} \times 0,176 = - 6,7 \cdot 10^{-5} \text{ A} = -67 \mu\text{A}$

$$\Delta I_C = - 67 \mu\text{A}$$

Cette valeur ne perturbera pas trop le point de repos puisque  $I_{C0}$  est choisi à 5,5 mA.

### III - ETUDE DES DIFFÉRENTS MONTAGES

Le transistor utilisé est un BC 307 A au silicium de type PNP.

$V_{CE \text{ max}} = - 45 \text{ V}$      $V_{BE \text{ max}} = - 5 \text{ V}$      $I_C \text{ max} = 200 \text{ mA}$

$P_C \text{ max} = 300 \text{ mW.}$

Le point de repos est choisi comme suit :

$I_{C0} = 5,5 \text{ mA}$      $I_{B0} = 30 \mu\text{A}$      $V_{CE0} = - 7 \text{ V}$      $V_{BE0} = - 0,7 \text{ V}$

La tension d'alimentation est fixée à  $V_{CC} = 15 \text{ V}$

- Calcul de  $R_E$  et  $R_C$  pour tous les montages.

On se fixera un potentiel d'émetteur de  $- 2 \text{ V}$  d'où :

$R_E = V_{ME}/I_C = 360 \Omega$

$$R_E = 360 \Omega$$

$$V_{CC} = R_C + R_E I_C - V_{CE} \quad R_C + R_E = \frac{V_{CC} + V_{CE}}{I_C} = \frac{15 - 7}{5,5} = 1,45 \text{ K}\Omega$$

$$R_C = 1450 - 360 = 1090 \Omega$$

On prendra :

$$R_C = 1 \text{ K}\Omega$$

V  
Valeur normalisée

III<sub>1</sub> - Polarisation par pile et résistance de base

Le schéma du montage est donné par la figure 8.

Ce type de montage présente un inconvénient : c'est celui d'utiliser deux sources d'alimentation. On prendra E = 4,5 V.

$$E = V_{MB} + R_B I_B \quad R_B = \frac{E - V_{MB}}{I_B} = \frac{4,5 - 2,7}{30} = 60 \text{ K}\Omega$$

$$R_B = 56 \text{ K}\Omega$$

Valeur normalisée

III<sub>2</sub> - Polarisation par résistance entre V<sub>CC</sub> ET BASE

$$V_{CC} = V_{MB} + R_E I_B \quad V_{MB} = V_{RE} + V_{EB} = 2 + 0,7 = 2,7 \text{ V.}$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{MB}}{I_B} = \frac{15 - 2,7}{30} = 410 \text{ K}\Omega$$

$$R_E = 390 \text{ K}\Omega$$

Valeur normalisée

### III<sub>3</sub> - Polarisation par résistance entre collecteur et base

Le schéma du montage est donné par la figure 10 .

$$V_{CE} = - R_B I_B + V_{BE} \quad R_B = \frac{V_{BE} - V_{CE}}{I_B} = \frac{-0,7 + 7}{30} = 210 \text{ K}\Omega$$

$R_B = 180 \text{ K}\Omega$	Valeur normalisée
-----------------------------	-------------------

### III<sub>4</sub> - Polarisation par pont entre V<sub>CC</sub> et masse

Le schéma du montage est donné par la figure 11.

D'après l'expression  $I_C = \beta I_B + I_{CBO} = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CBO}$ , la stabilisation consiste à diminuer  $I_B$ , donc  $V_{BE}$ , lorsque le courant résiduel  $I_{CBO}$  augmente par suite d'une élévation de température.

$$V_{MB} = R_E I_E + V_{EB} \quad V_{EB} = V_{MB} - R_E I_E$$

$$\Delta V_{EB} = \Delta V_{MB} - R_E \Delta I_E \approx \Delta V_{MB} - R_E \Delta I_C$$

Pour que  $\Delta V_{EB}$  soit le plus grand possible, il faut que  $\Delta V_{MB}$  soit le plus petit possible. Comme  $V_{MB} = V_{CC} - R_1 (I_p + I_B)$ , le courant de pont doit être très supérieur à  $I_B$ . On prendra donc  $I_p = 10 I_B$ .

#### -Calcul de R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>

$$V_{R2} = V_{MB} = R_2 \cdot 9I_B \quad R_2 = \frac{V_{MB}}{9I_B} = \frac{2,7}{9 \times 30} = 10 \text{ K}\Omega$$

$R_2 = 10 \text{ K}\Omega$
----------------------------

$$V_{CC} = V_{MB} + R_1 10I_B \quad R_1 = \frac{V_{CC} - V_{MB}}{10I_B} = \frac{15 - 2,7}{300} = 41 \text{ K}\Omega$$

$R_1 = 39 \text{ K}\Omega$	Valeur normalisée
----------------------------	-------------------

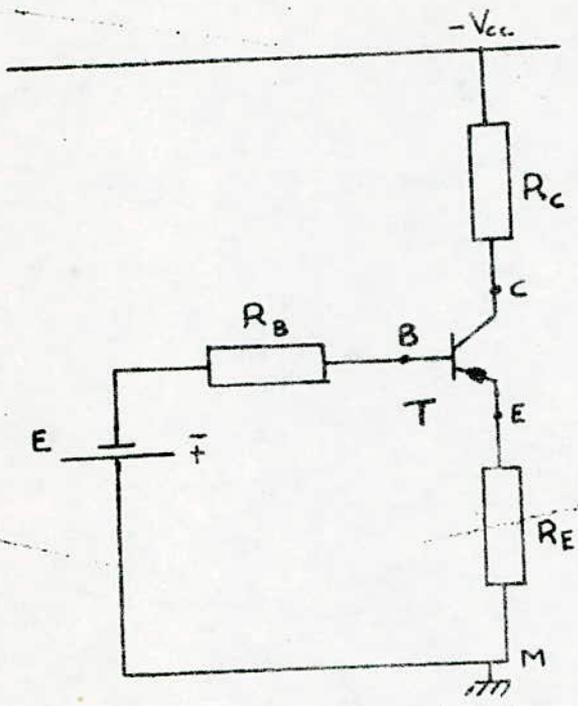


Fig 8: Polarisation par pile et résistance de base.

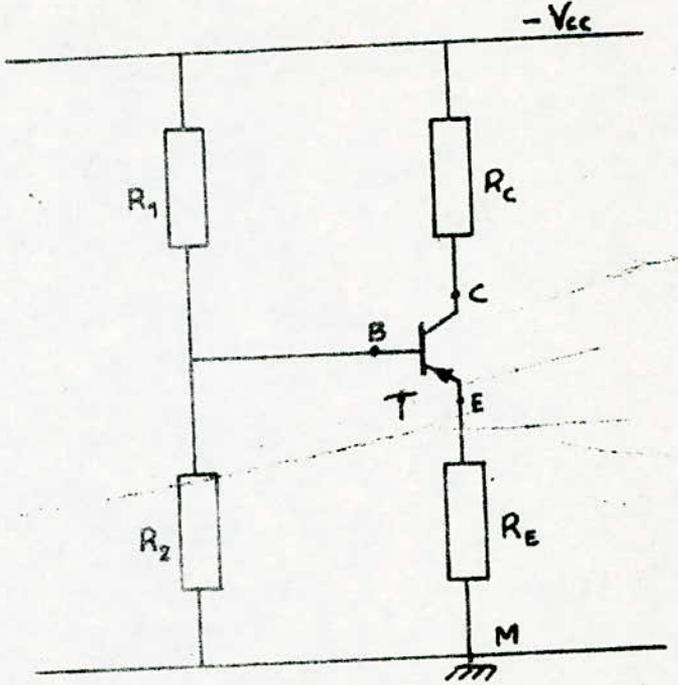


Fig 9: Polarisation par pont entre  $V_{cc}$  et masse.

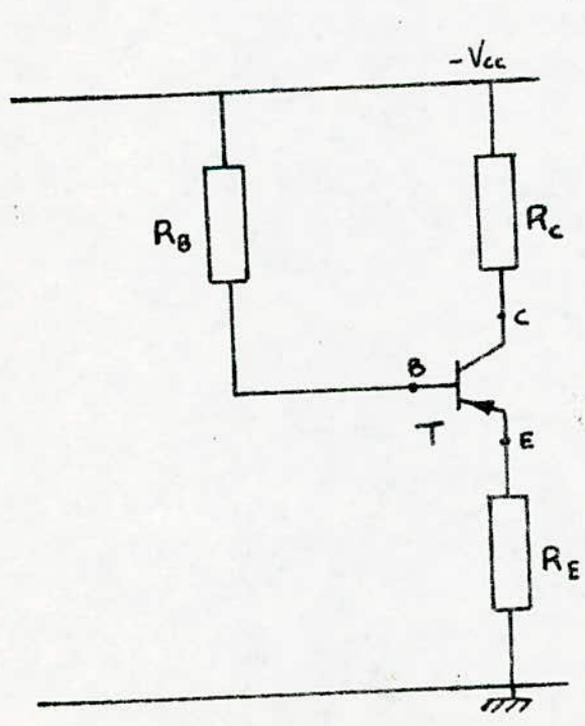


Fig 10: Polarisation par résistance entre  $V_{cc}$  et base.

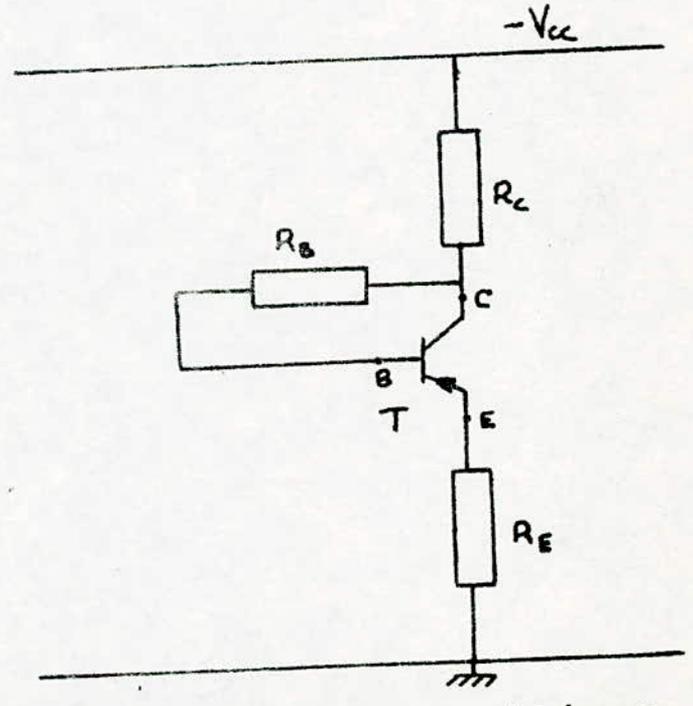


Fig 11: Polarisation par résistance entre collecteur et base

#### IV - TRAVAIL DE PREPARATION

Soient les quatre montages des figures 8 , 9 , 10 , 11 .

- Données :

$$V_{CC} = 15V \quad \beta = 183 \quad E = 4,5V \quad I_C = 5,5mA \quad V_{CE} = -7V \quad V_{BE} = -0,7V$$
$$I_P = 10I_B \quad V_{EM} = -2V$$

- Questions :

Calculer pour chaque montage :

- 1/ Les résistances de polarisation pour avoir le point de repos.
- 2/ Les équations des droites de charge et d'attaque.
- 3/ Le facteur de stabilité  $S_V = dI_C/dV_{BE}$  POUR LES montages 10 et 11.

Application numérique : Si la température varie de  $20^\circ\text{C}$  à  $100^\circ\text{C}$ , calculer la dérive en courant  $\Delta I_C$  !

#### V - TRAVAIL DE MANIPULATION

Soit les montages des figures 8 , 9 , 10 , 11 .

Pour chacun des montages , faire les mesures suivantes et représenter les résultats sous forme de tableaux:

1/ Obtention du point de repos Transistor T (BC 307 A)

- a - Régler la tension d'alimentation à  $V_{CC} = 15V$  et  $E = 4,5V$  pour le montage de la figure 8
- b - Ajuster le potentiomètre, P , si nécessaire , pour avoir le point de repos  $I_{C0} = 5,5 \text{ mA}$  et  $V_{CE0} = -7V$ . Ne plus toucher à ce potentiomètre.
- c - Mesurer le courant  $I_B$  et la tension  $V_{BE}$  ainsi que les tensions  $V_{RE}$  et  $V_{RC}$  aux bornes de  $R_E$  et  $R_C$  .

2/ Stabilité vis à vis de l'alimentation

- a - Fixer maintenant  $V_{CC}$  à 12V .
- b - Mesurer alors les tensions  $V_{CE}$  ,  $V_{BE}$  ,  $V_{RE}$  ,  $V_{RC}$  , et les courants  $I_C$  et  $I_B$  . En déduire  $\beta = I_C/I_B$  .
- c - Comparer les résultats obtenus avec ceux trouvés pour  $V_{CC} = 15V$  .  
Conclusions?

3/ Stabilité vis à vis de  $\beta$

- a - Brancher le transistor T' - BC 308 B - à la place de T, mettre la tension d'alimentation à  $V_{CC} = 15V$
- b - Même mesures qu'en b- du 2/
- c - Comparer les résultats obtenus avec ceux trouvés pour le transistor T du 1/ . Conclusions?

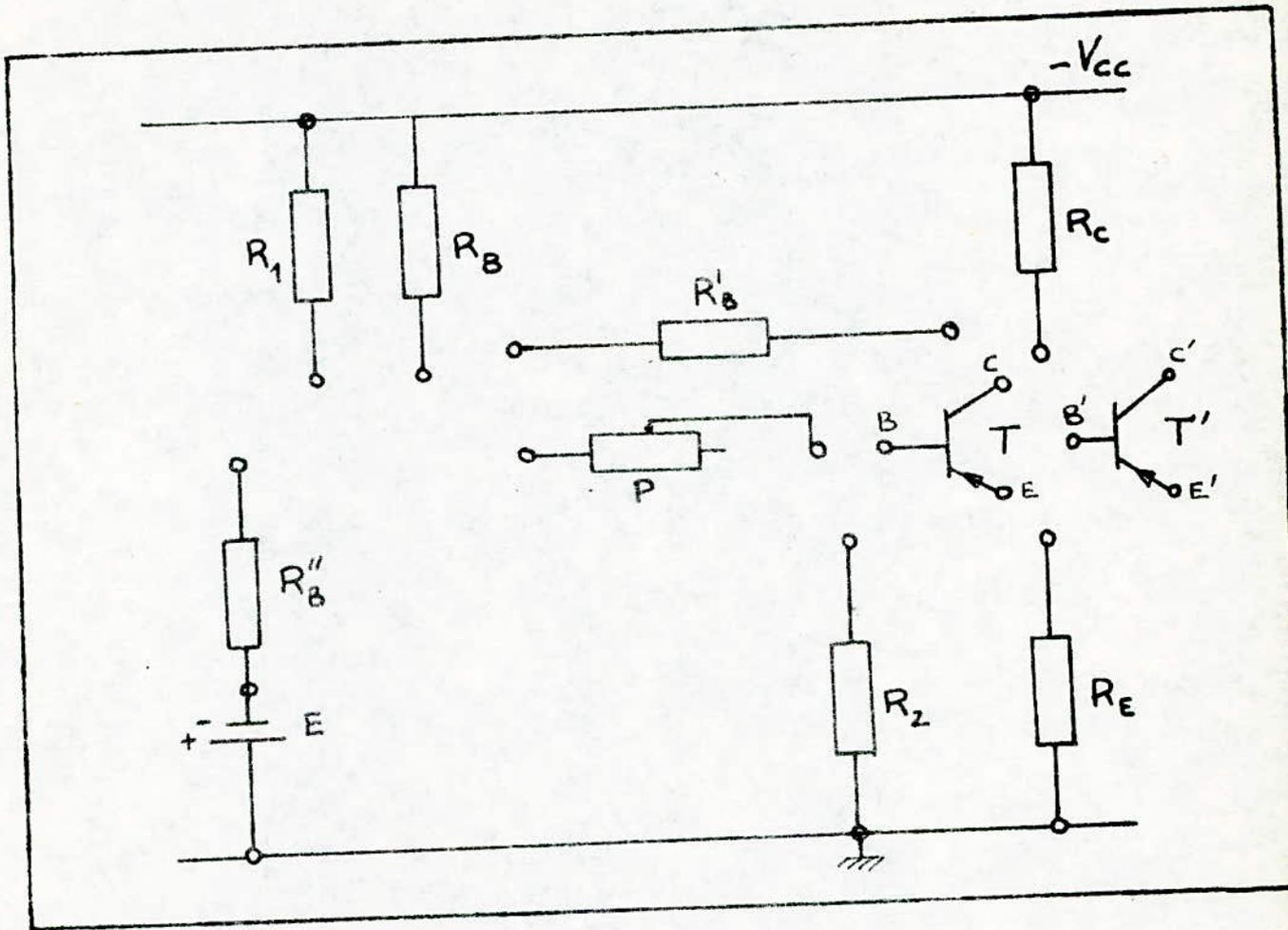


Fig12: schéma de la maquette.

RAPPELS

I<sub>1</sub>-AMPLIFICATION

Les techniques d'amplification d'un signal constituent un domaine relativement large du fait de leur importance et leur diversité. Pour fonctionner, de nombreux dispositifs -comme les relais, haut-parleurs, antennes...etc- nécessitent des courants relativement intenses et les signaux d'amplitudes trop faibles ne peuvent être utilisés directement pour alimenter ces appareils : il est donc nécessaire de les amplifier.

I<sub>2</sub>-L'AMPLIFICATEUR EST UN QUADRIPOLE

Un quadripole est un élément à quatre bornes : deux bornes de sortie et deux bornes d'entrée. -figure 1-

Un amplificateur est assimilable à un quadripole :

-entre les deux bornes d'entrée E et E' nous appliquons le signal à amplifier.

-sur les deux bornes de sortie S et S' , nous recueillons le signal amplifié. La tension de sortie est appliquée aux bornes d'une charge R<sub>L</sub>.

I<sub>3</sub>-PARAMETRES HYBRIDES H<sub>ij</sub> D'UN QUADRIPOLE

On écrit la tension d'entrée et le courant de sortie en fonction du courant d'entrée et la tension de sortie.

$$v_1 = H_{11}i_1 + H_{12}v_2$$

$$i_2 = H_{21}i_1 + H_{22}v_2$$

Les paramètres H<sub>ij</sub> sont appelés paramètres hybrides du quadripole. Ils sont de nature différente et pour cette raison sont appelés hybrides.

.../...

#### I4- DETERMINATION GRAPHIQUE DES PARAMETRES HYBRIDES

Le transistor monté avec une électrode commune à l'entrée et à la sortie est un quadripole. Il possède donc des paramètres  $h_{ij}$ .

Si le transistor est monté en émetteur commun, on peut écrire:

$$v_{be} = h_{11}i_b + h_{12}v_{ce}$$

$$i_c = h_{21}i_b + h_{22}v_{ce}$$

Avec  $v_{be} = \Delta V_{BE}$     $v_{ce} = \Delta V_{CE}$     $i_b = \Delta I_B$     $i_c = \Delta I_C$

On peut écrire encore:

$$\Delta V_{BE} = h_{11} \Delta I_B + h_{12} \Delta V_{CE}$$

$$\Delta I_C = h_{21} \Delta I_B + h_{22} \Delta V_{CE}$$

Les variations de  $I_C$ ,  $I_B$ ,  $V_{BE}$ ,  $V_{CE}$  se faisant autour de leurs valeurs de repos, on déterminera donc les paramètres hybrides autour des grandeurs de repos.

La figure 2 explicite la détermination de ces paramètres.

#### II- ETUDE DE L'ETAGE AMPLIFICATEUR

Le schéma du montage est représenté par la figure  
Le transistor utilisé est un BC 307A au silicium de type PNP.  
Nous avons relevé les caractéristiques statiques du transistor en émetteur commun-figure -

$$\left. \begin{array}{l} I_C = f(V_{CE}) \\ V_{BE} = g(V_{CE}) \end{array} \right\} \quad \text{à } I_B = \text{constante} = 30 \mu A$$

$$\left. \begin{array}{l} I_C = f'(I_B) \\ V_{BE} = g'(I_B) \end{array} \right\} \quad \text{à } V_{CE} = \text{constante} = -7V$$

#### II<sub>1</sub>- DETERMINATION GRAPHIQUE DES PARAMETRES $h_{ij}$

Nous avons déterminé graphiquement les paramètres hybrides du transistor au point de repos:  $I_{C0} = 5,5mA$     $V_{CE0} = -7V$     $I_{B0} = 30 \mu A$     $V_{BE0} = -0,67V$

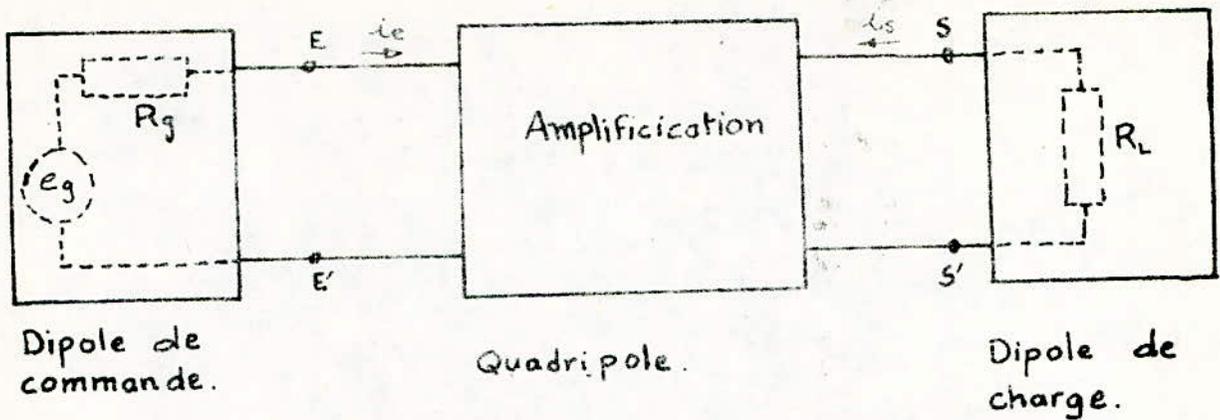


Fig 1 : L'amplificateur est un quadripole.

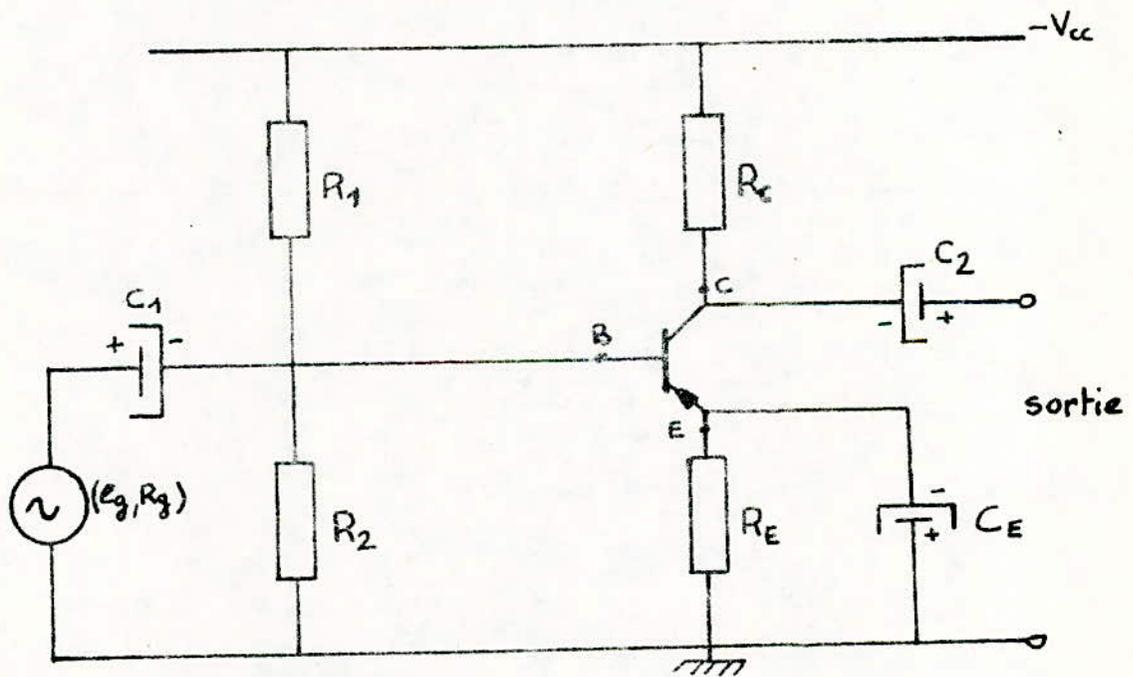
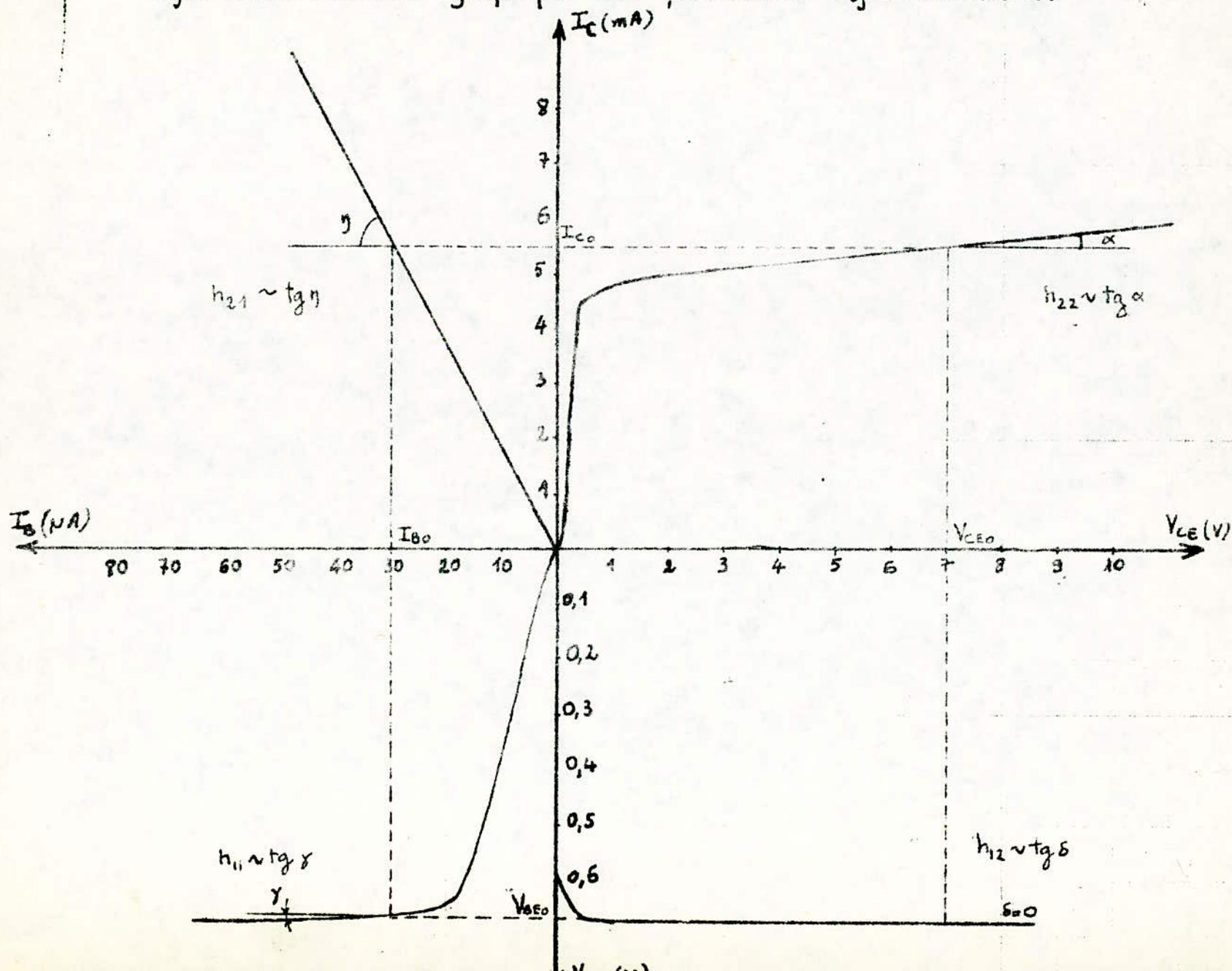


Fig 3 : Schéma du montage.

Fig2: Détermination graphique des paramètres  $h_{ij}$  du transistor.



$$h_{11} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{0,68-0,67}{(35,7-30) 10^{-6}} = 1,75 \text{ K}\Omega$$

$$h_{11} = 1,75 \text{ K}\Omega$$

$$h_{12} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} \approx 0$$

$$h_{12} \approx 0$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{6,5-4,5 \cdot 10^{-3}}{(35-25) 10^{-6}} = 200$$

$$h_{21} = 200$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{5,7-5,35 \cdot 10^{-3}}{(3-6) 10^{-6}} = 1,75 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{22} = 1,75 \cdot 10^{-4}$$

Contraintes:

- L'amplitude du signal de sortie doit pouvoir atteindre 6V sans écrêtage.

- Le courant, dans  $R_1$ , au repos, est  $I_p = 10 I_B$

II<sub>2</sub> - CALCUL DES ELEMENTS DU MONTAGE

II<sub>21</sub> - Circuit de polarisation:  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_C$ ,  $R_E$ .

Dans tous les calculs qui suivent nous prendrons  $V_{CC} = 15V$ .

Pour le régime statique, nous considérons le schéma de la figure 4.

La droite de charge statique a pour équation:

$$-V_{CC} = V_{CE} - (R_C + R_E) I_C \quad \text{avec } I_E \approx I_C \quad \text{ET } V_{CE} < 0$$

$$I_C = \frac{V_{CC} + V_{CE}}{R_C + R_E}$$

En alternatif la résistance  $R_E$  est découplée par le condensateur  $C_E$ . Pour trouver l'équation de la droite de charge dynamique, il faut différencier l'équation de la droite de charge statique.

Elle passe par le point de repos et correspond à l'équation aux variations suivante:

$$\boxed{\Delta V_{CE} = R_C \Delta I_C}$$

Avec  $V_{CE} < 0$ 

Pour que l'amplitude du signal de sortie puisse atteindre 6V sans distorsion,  $\Delta V_{CE}$  doit être au moins égal à 6V. L

La droite de charge dynamique coupe l'axe des tensions au point qui correspond à  $|\Delta I_C| = 5,5 \text{ mA}$  d'où:

$$|\Delta V_{CE}| = R_C |\Delta I_C| = R_C 5,5 \text{ mA}$$

$$\Delta V_{CE} \geq 6 \text{ V} \quad R_C \geq \frac{6 \text{ V}}{5,5 \text{ mA}} = 1,1 \text{ K}\Omega$$

Donc  $R_C$  doit être supérieure ou égale à 1,1 K $\Omega$

On prendra  $R_C = 1,2 \text{ K}\Omega$

Calcul de  $R_E$ :

$$I_C(R_C + R_E) = V_{CC} + V_{CE} \quad R_C + R_E = \frac{V_{CC} + V_{CE}}{I_C} = \frac{15 - 7 \text{ V}}{5,5 \text{ mA}}$$

$$R_C + R_E = 1,455 \text{ K}$$

$$\boxed{R_E = 255 \Omega}$$

Calcul de  $R_1$  et  $R_2$  :

$$I_{R_1} = 10 I_B \quad I_{R_2} = 9 I_B$$

$$V_{R_2} = V_{MB} = +0,7 + 255 \times 5,5 \times 10^{-3} = +2,1 \text{ V}$$

$$V_{R_2} = R_2 \times 9 I_B \quad R_2 = \frac{V_{R_2}}{9 I_B} = \frac{2,1 \text{ V}}{30} = 7,8 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_2 = 7,8 \text{ K}\Omega}$$

$$V_{R_1} = V_{CC} - V_{MB} = 15 - 2,1 = 12,9 \text{ V}$$

$$V_{R_1} = R_1 \times 10 I_B \quad R_1 = \frac{V_{R_1}}{9 I_B} = \frac{12,9}{30 \times 10} = 43 \text{ K}\Omega$$

$$\boxed{R_1 = 43 \text{ K}\Omega}$$

II<sub>22</sub> - Calcul des condensateurs

Les condensateurs C<sub>1</sub> , C<sub>2</sub>, C<sub>E</sub> doivent arrêter le continu et laisser passer l'alternatif .

- Le condensateur C<sub>E</sub> est dit de découplage. Il doit présenter en alternatif une impédance très inférieure à la résistance R<sub>E</sub> à la fréquence de travail , en particulier à la fréquence de coupure basse.

En pratique on prend:  $1/C_E W_C \leq R_E/10$  avec  $W_C = 2\pi F_C$  , F<sub>C</sub> étant la fréquence de coupure basse. F<sub>C</sub> = 200 Hz ( mesurée plus loin)

$$C_E \gg \frac{R_E}{R_E \cdot 2\pi \cdot F_C} \quad C_E \geq \frac{10}{255 \cdot 2\pi \cdot 200} = 31 \mu F \quad \boxed{C_E \geq 31 \mu F}$$

- Le condensateur C<sub>1</sub> est dit de blocage : il évite de court-circuiter le pont de polarisation R<sub>1</sub>-R<sub>2</sub> par le générateur EF -E<sub>g</sub>, R<sub>g</sub> . Son impédance en alternatif doit être très inférieure à l'impédance d'entrée de l'étage amplificateur: Z<sub>e</sub>

$$Z_e = R_B // h_{11} \text{ calculée plus loin} \quad \text{avec } R_B = R_1 // R_2$$

$$R_B = \frac{43,7,8}{43+7,8} = 6,6 \text{ K}\Omega \quad Z_e = \frac{1,75 \cdot 6,6}{1,75+6,6} = 1,38 \text{ K}\Omega$$

$$\frac{1}{C_1 W_C} \ll \frac{Z_e}{10} \quad C_1 \gg \frac{10}{Z_e \cdot 2 \cdot F_C} = \frac{10}{1,38 \cdot 2\pi \cdot 200 \cdot 10^3} = 5,8 \mu F$$

$$\boxed{C_1 \gg 5,8 \mu F}$$

- Le condensateur C<sub>2</sub> de blocage -ou de liaison- évite la circulation du courant continu de collecteur dans la résistance de charge. Dans notre cas, la résistance de charge est l'impédance d'entrée de l'oscilloscope.

.../...

L'impédance d'entrée  $Z_{OS}$  de l'oscilloscope est de l'ordre de 1 MΩ

Donc  $\frac{1}{C_2 \omega_C} \ll \frac{Z_{OS}}{10}$   $C_2 \gg \frac{10}{Z_{OS} \cdot 2\pi f_C} = \frac{10}{10^6 \cdot 2\pi \cdot 200} = 0,8 \text{ nF}$

$$C_2 \gg 0,8 \text{ nF}$$

III - CALCUL DES GAINS , IMPÉDANCES D'ENTRÉE ET DE SORTIE

Le schéma équivalent en alternatif du montage est donné par la figure 5 . Dans ce schéma nous avons négligé l'influence des paramètres  $h_{12}$  et  $h_{22}$ .

III1- Calcul de l'amplification en courant:  $G_i = i_s / i_e$

$$v_e = h_{11} i_b = h_{11} \frac{R_B}{R_B + h_{11}} i_e \quad i_e = \frac{R_B + h_{11}}{R_B} i_b$$

$$i_s = h_{21} i_b \quad G_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{h_{21} i_b}{\frac{R_B + h_{11}}{R_B} i_b} = \frac{h_{21} R_B}{R_B + h_{11}}$$

$$G_i = \frac{h_{21} R_B}{R_B + h_{11}}$$

Application numérique:  $G_i = 158$

III 2- Calcul de l'amplification en tension:  $G_V = V_S / V_e$

$$V_e = h_{11} i_b \quad V_S = - R_C i_s = - h_{21} i_b \cdot R_C \quad G_V = V_S / V_e$$

$$G_V = - \frac{h_{21} i_b R_C}{h_{11} i_b} = - \frac{h_{21} R_C}{h_{11}}$$

$$G_V = \frac{- h_{21} R_C}{h_{11}}$$

Application numérique:  $G_V = 148,5$

.../...

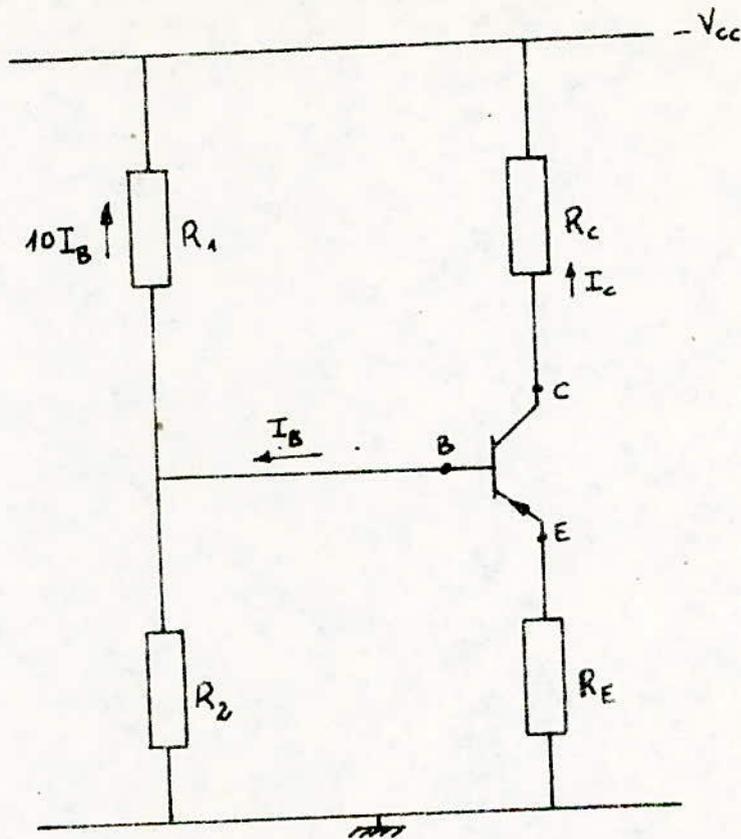


Fig4 : Schéma à considérer en régime statique.

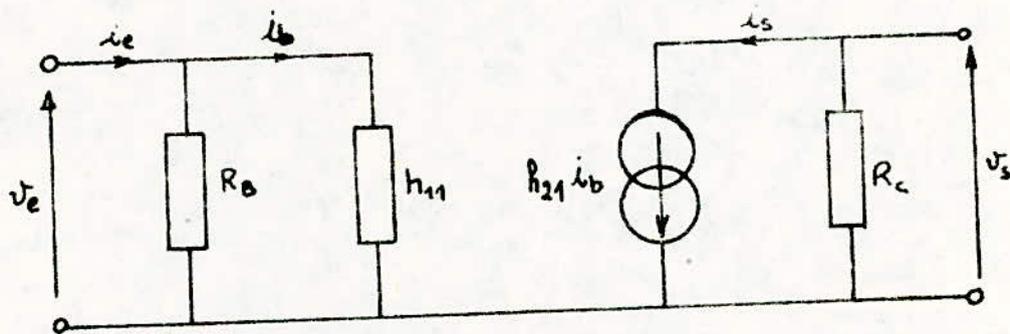


Fig5 : Schéma équivalent en régime dynamique.

III 3- Calcul de l'amplification en puissance :  $G_P = P_S / P_e$

$$P_S = V_S i_S \quad P_e = V_e i_e \quad G_P = \frac{P_S}{P_e} = \frac{V_S i_S}{V_e i_e} = G_V G_i$$

$$|G_P| = \frac{h_{21} R_C}{h_{11}} \times \frac{h_{21} R_B}{R_B + h_{11}}$$

$$|G_P| = \frac{h_{21}^2 R_C R_B}{h_{11} (R_B + h_{11})}$$

Application numérique:  $|G_P| = 23463$

- Calcul de l'impédance d'entrée :  $Z_e = V_e / i_e$

$$V_e = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}} i_e$$

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e}$$

$$Z_e = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}}$$

Application numérique:  $Z_e = 1,38 \text{ K}\Omega$

III 4- Calcul de l'impédance de sortie:  $Z_S$

C'est l'impédance vue par la charge.

$$Z_S = R_C$$

Application numérique:

$$Z_S = 1,2 \text{ K}\Omega$$

IV - TRAVAIL DE PRÉPARATION

- 1- Définir ce qu'est le régime dynamique.
- 2- Déterminer le rôle des éléments du montage amplificateur.
- 3- Trouver l'équation de la droite de charge dynamique:

$$\Delta I_C = f(\Delta V_{CE}) \text{ en considérant que le condensateur } C_E \text{ est un court-}$$

4- Déterminer graphiquement les paramètres hybrides  $h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}$  du transistor, en utilisant les caractéristiques statiques de la figure 2, au point de repos  $I_{C0}=5,5\text{mA}$   $V_{CE0}=-7\text{V}$   $V_{BE0}=-0,67\text{V}$   
 $I_{B0}=30 \text{ A}$

## V- TRAVAIL DE MANIPULATION

### 1- Vérification du circuit de polarisation

- Régler la tension de l'alimentation à 15V
- Mesurer la tension continue  $V_{CE0}$ . Si  $V_{CE0}=-7\text{V}$ , faites l'essais suivants sinon agir sur la résistance  $R_1$  pour avoir cette valeur.

### 2- Vérification de l'amplitude du signal de sortie

- Brancher le générateur BF à l'entrée du montage et injecter un signal sinusoïdal de fréquence  $F=10\text{KHz}$ .
- Brancher l'oscilloscope à la sortie du montage et mesurer l'amplitude maximale du signal sans distorsion.

### 3- Mesure du gain en tension à vide

- Réaliser le montage de la figure 6.
- Fixer  $V_1 = \text{constante} = 10\text{mV}$  à l'aide du potentiomètre d'amplitude du GEF
- Mesurer la tension de sortie  $V_2$  dans une gamme de fréquence allant de 100 Hz à 120 KHz . Faire un tableau.
- Tracer alors la courbe  $G_V \text{ dB} = 20 \log V_2/V_1$  en fonction de la fréquence sur papier semi-log.

### 4- Détermination de la fréquence de coupure à 3 dB

La fréquence de coupure à 3 dB sera déterminée à partir du graphe précédent:  $G_V \text{ dB} = f(F)$   
On rappelle que  $G_V (F=F_C) = G_V \text{ max} - 3\text{dB}$

### 5- Mesure de l'impédance d'entrée du montage

On utilisera le montage de la figure 7.

Il s'agit d'une attaque en courant : c'est à dire que le courant délivré par le générateur est pratiquement constant étant donné que la résistance de 470 K $\Omega$  est choisie très grande devant l'impédance d'entrée du montage. Nous allons montrer qu'il est ainsi facile de mesurer l'impédance d'entrée du montage. On procédera de la manière suivante :

- R non branchée

On mesure la tension de sortie  $V_S$ .  $V_S = G_V V_e$

A l'entrée on a  $V_e = Z_e i_e$  en remplaçant l'ampli par son impédance d'entrée  $Z_e$ .

-R branchée

On règle la résistance R - boîte AOIP - jusqu'à ce l'on ait  $V'_S = V_S/2$ .

On a alors :

$$Z_e = R$$

Démonstration:

$$V'_S = G_V V'_e = G_V (Z_e // R) i_e \quad (1)$$

$$V'_S = V_S/2 = G_V V_e/2 = G_V Z_e i_e/2 \quad (2)$$

$$(1) = (2) \Rightarrow G_V (Z_e // R) i_e = G_V Z_e i_e/2 \quad Z_e // R = Z_e/2$$

$$Z_e = R$$

Récapitulation :

- R non branchée, mesurer  $V_S$ .
- Brancher R - boîte AOIP - et faites la varier jusqu'à obtention de  $V'_S = V_S/2$
- Lire alors la valeur de  $Z_e$  sur la boîte AOIP.

### 5- Mesure de l'impédance de sortie du montage

D'après le théorème de thévenin le schéma équivalent au montage vu par la charge et attaqué par un générateur -  $E_g, R_g$  - est donné par la figure 8.

.../...

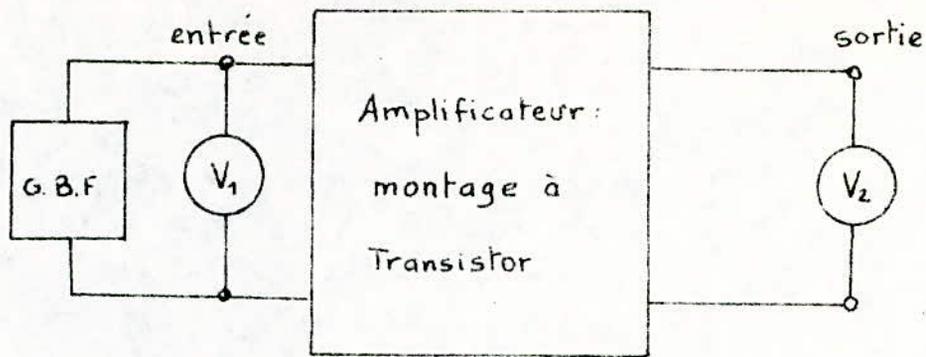


fig6: Mesure du gain à vide.

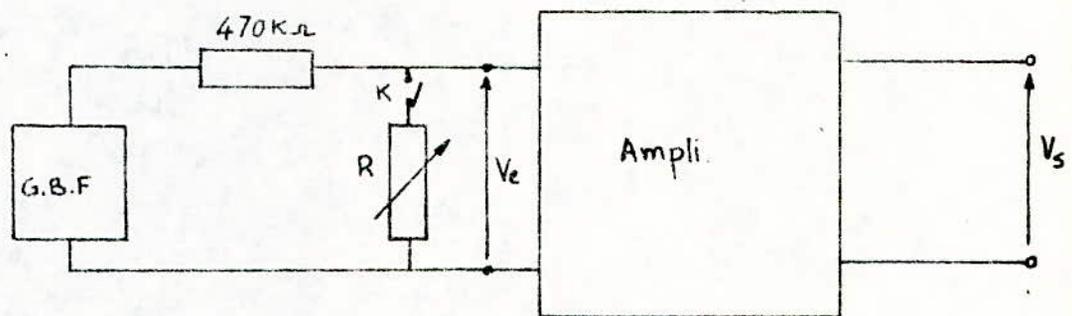
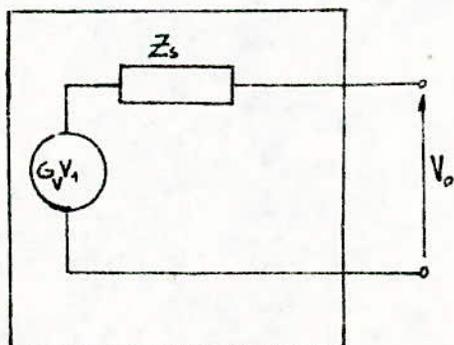


fig7: Mesure de l'impédance d'entrée du montage.



Générateur équivalent vu à la sortie du montage.

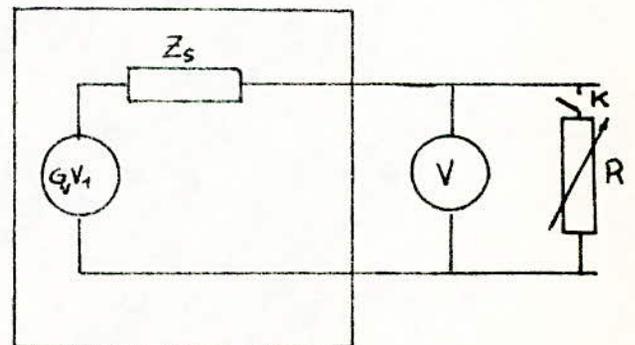


fig8: Mesure de l'impédance de sortie du montage.

$V_0 = G_V V_1$  est la tension à vide à la sortie du montage .

$V_1$  : c'est la tension de sortie du générateur qui alimente le montage.

$G_V$  : c'est le gain en tension à vide du montage.

$Z_S$  : c'est l'impédance de sortie du montage.

- Mesure de  $Z_S$

- Mesurer la tension à vide  $V_0$  .

- Brancher une résistance variable R - boîte AOIP -

La tension aux bornes de R est égale à :

$$V_R = \frac{R}{R+Z_S} G_V V_1 = \frac{R V_0}{R+Z_S}$$

- Faites varier la résistance R jusqu'à obtenir une tension à ses bornes égale à  $V_0/2$  . On a alors :

$$Z_S = R$$

7-Mesure du gain en puissance

Le schéma du montage est donné par la figure 9.

Connaissant les impédances d'entrée et de sortie du montage ,on peut déterminer facilement le gain en puissance . C'est donc une mesure indirecte.

Le courant délivré par le générateur BF est sensiblement égal à  $i_1 = V_1/470 \text{ K}\Omega$  puisque  $Z_e = 470 \text{ K}\Omega$ .

Nous aurons donc une puissance à l'entrée :

$$P_e = Z_e i_1^2 = Z_e (V_1/470\text{K})^2$$

A la sortie de l'amplificateur la puissance disponible, quand la condition d'adaptation est réalisée, est  $P_S = V_S^2/Z_S$

Nous pouvons donc déterminer le gain en puissance en relevant la tension à l'entrée et à la sortie. Les impédances d'entrée et de sortie  $Z_e$  et  $Z_s$  sont mesurées auparavant.

$$G_P = \frac{P_S}{P_e} = \frac{V_S^2/Z_S}{(V_1/470K)^2 Z_e}$$

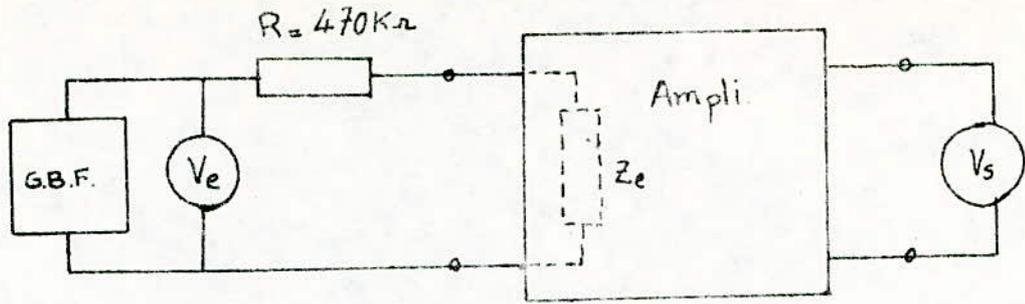


Fig 9: Mesure du gain en Puissance du montage.

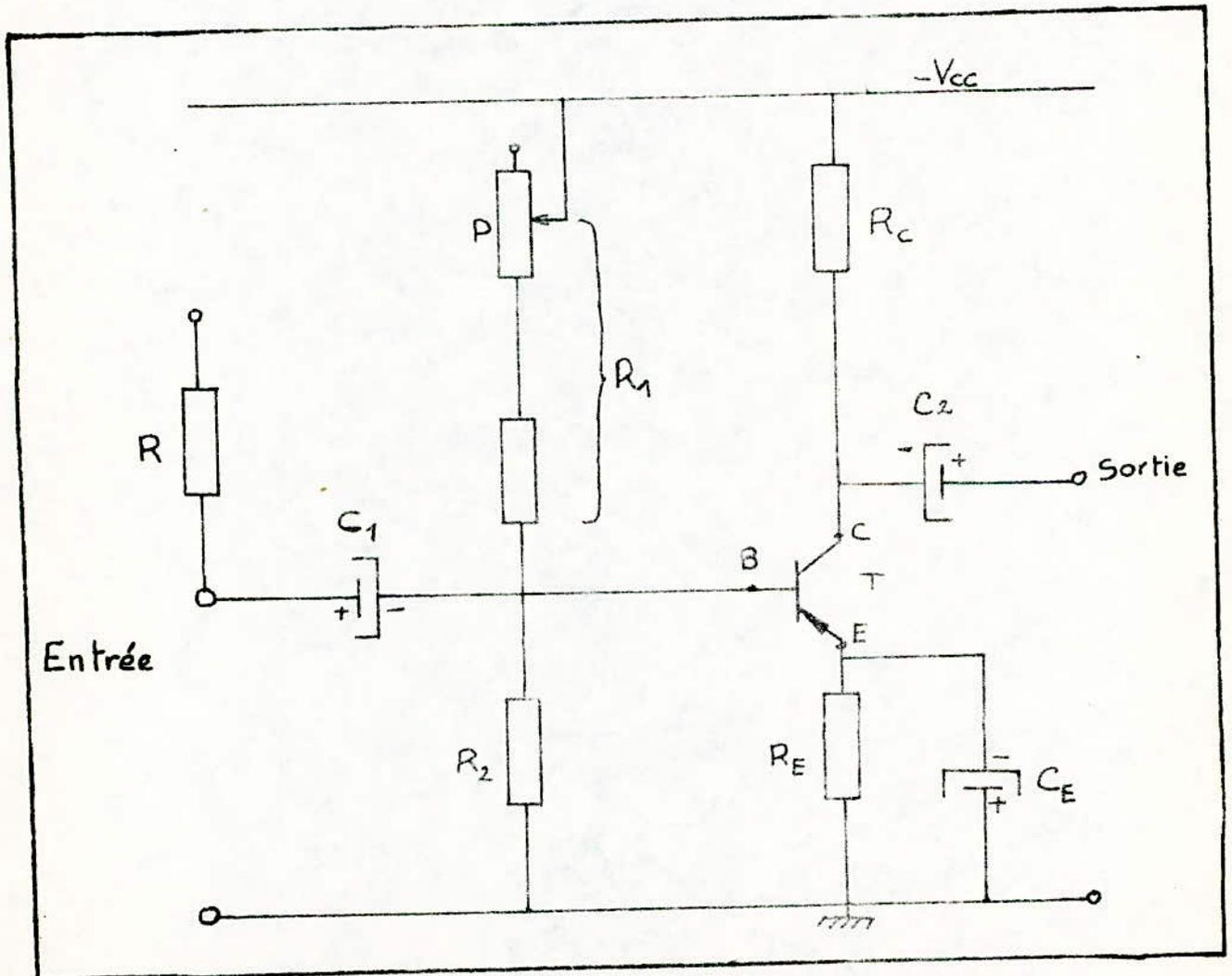


Schéma de la maquette.

-GENERALITE

Dans les premiers calculateurs analogiques il était fait appel à des amplificateurs à courant continu à très grand gain de haute qualité auxquels on les dotant de circuits de contre-réaction appropriés il était possible de faire effectuer les principales opérations mathématiques: addition, soustraction, intégration, dérivation... et qui pour cette raison furent nommés amplificateurs opérationnels.

I-RAPPELS

I<sub>1</sub>-REPRÉSENTATION SCHEMATIQUE D'UN AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Schématiquement l'amplificateur opérationnel se présente sous forme de triangle avec généralement deux entrées et une sortie -figure 1-. Ces deux entrées fonctionnent en différentiel: une inverseuse c'est à dire que le signal qui lui est appliqué se voit changé de signe et qui est généralement appelé "entrée moins", l'autre entrée est dite directe car le signal qui est lui est appliqué ne subit pas d'inversion directe lors de son traitement par l'amplificateur. Cette entrée est nommée "entrée plus" et est marquée + sur le schéma de l'amplificateur. L'amplificateur opérationnel nécessite généralement deux sources d'alimentation continues qui sont généralement omises sur le schéma, dans un but de simplification.

I<sub>2</sub>-CARACTERISTIQUES DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL PARFAIT

Les particularités d'un amplificateur parfait sont:  
-Gain en boucle ouverte infini.

.../...

- Impédance d'entrée infinie.

- Impédance de sortie nulle afin de lui permette de fonctionner à n'importe quelle fréquence sans apporter d'atténuation aux fréquences élevées.

-Tension de sortie parfaitement nulle en l'absence de signal à l'entrée.

-Les courants d'entrée  $I_+$  et  $I_-$  sont considérés comme nuls.

Si cet idéal n'a pu être atteint, il a été possible de réaliser des amplificateurs dont les caractéristiques sont suffisamment bonnes.

### I<sub>3</sub>- COURANT DE POLARISATION

Le courant de polarisation  $I_p$  est le courant issu d'une source de résistance interne infinie, qu'il faudrait appliquer sur l'une des entrées pour avoir une tension de sortie nulle. On peut considérer deux courants de polarisation: celui de l'entrée non inverseuse  $I_+$  et celui de l'entrée inverseuse  $I_-$ . C'est la différence de ces deux courants qui constitue le courant de décalage d'entrée.

### I<sub>4</sub>- TENSION DE DECALAGE D'ENTREE -OFFSET-

Dans un amplificateur opérationnel idéal, la tension de sortie est parfaitement nulle en l'absence de signal à l'entrée. Dans la pratique il n'en est généralement pas exactement ainsi. On nomme tension de décalage d'entrée -offset-, la petite tension  $V_D$  qu'il est nécessaire d'appliquer à l'entrée pour obtenir une tension de sortie pratiquement nulle. Tout se passe comme si on avait affaire à un amplificateur opérationnel parfait avec en série, avec l'une des entrées, un générateur de tension  $V_D$  qu'il est nécessaire de neutraliser en appliquant une tension équivalente en opposition pour ramener la sortie au potentiel de la masse. Le courant de décalage  $I_D$  est le courant fourni par cette source pour obtenir un courant de sortie nul.

## I<sub>5</sub> - CARACTERISTIQUE DE TRANSFERT

Si nous relevons la caractéristique de transfert d'un amplificateur opérationnel, nous obtiendrons une courbe représentée à la figure 2.

Cette courbe comporte deux zones de saturations dues au fait que la tension de sortie ne peut excéder celle de l'alimentation encadrant une zone de fonctionnement linéaire. Pour un amplificateur opérationnel idéal, cette courbe est symétrique par rapport aux deux axes, c'est à dire que la zone linéaire s'étend à la même valeur, et avec une même pente, dans la région négative comme dans la région positive.

On appelle tension maximale de sortie  $V_S \text{ max}$  de l'amplificateur, la hauteur de la zone linéaire de la courbe caractéristique de transfert. C'est elle qui définit l'amplitude maximale de crête du signal de sortie en l'absence de distorsion.

## I<sub>6</sub> - CARACTERISTIQUES DU $\mu A$ 741

$A_0$  : Gain de tension en boucle ouverte : 100 dB  
 $Z_{in}$  : Impédance d'entrée : 1 M $\Omega$   
 $Z_S$  : Impédance de sortie : 150  $\Omega$   
 $I_p$  : Courant de polarisation d'entrée : 200 A  
 $V_{cc \text{ max}}$  : tension d'alimentation maximale :  $\pm$  18 V  
 $V_i \text{ max}$  : tension d'entrée maximale :  $\pm$  13 V  
 $V_S \text{ max}$  : tension de sortie maximale :  $\pm$  14 V  
 $V_{io}$  : tension d'offset à l'entrée : 2 mV  
CMRR : Rapport de réjection en mode commun : 90 dB  
FT : Fréquence de transition : 1 MHz

.../...

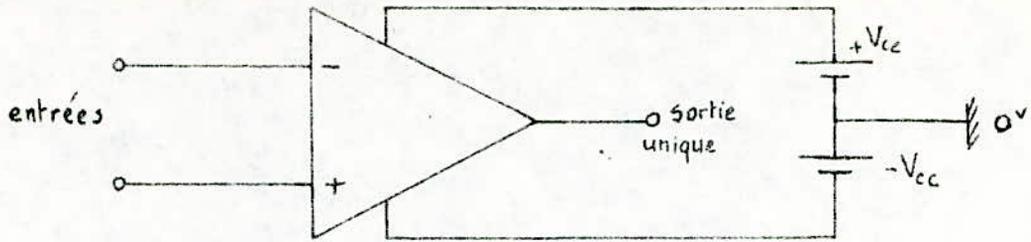


Fig 1: Schéma d'un Ampli. opérationnel avec ses deux sources d'alimentation.

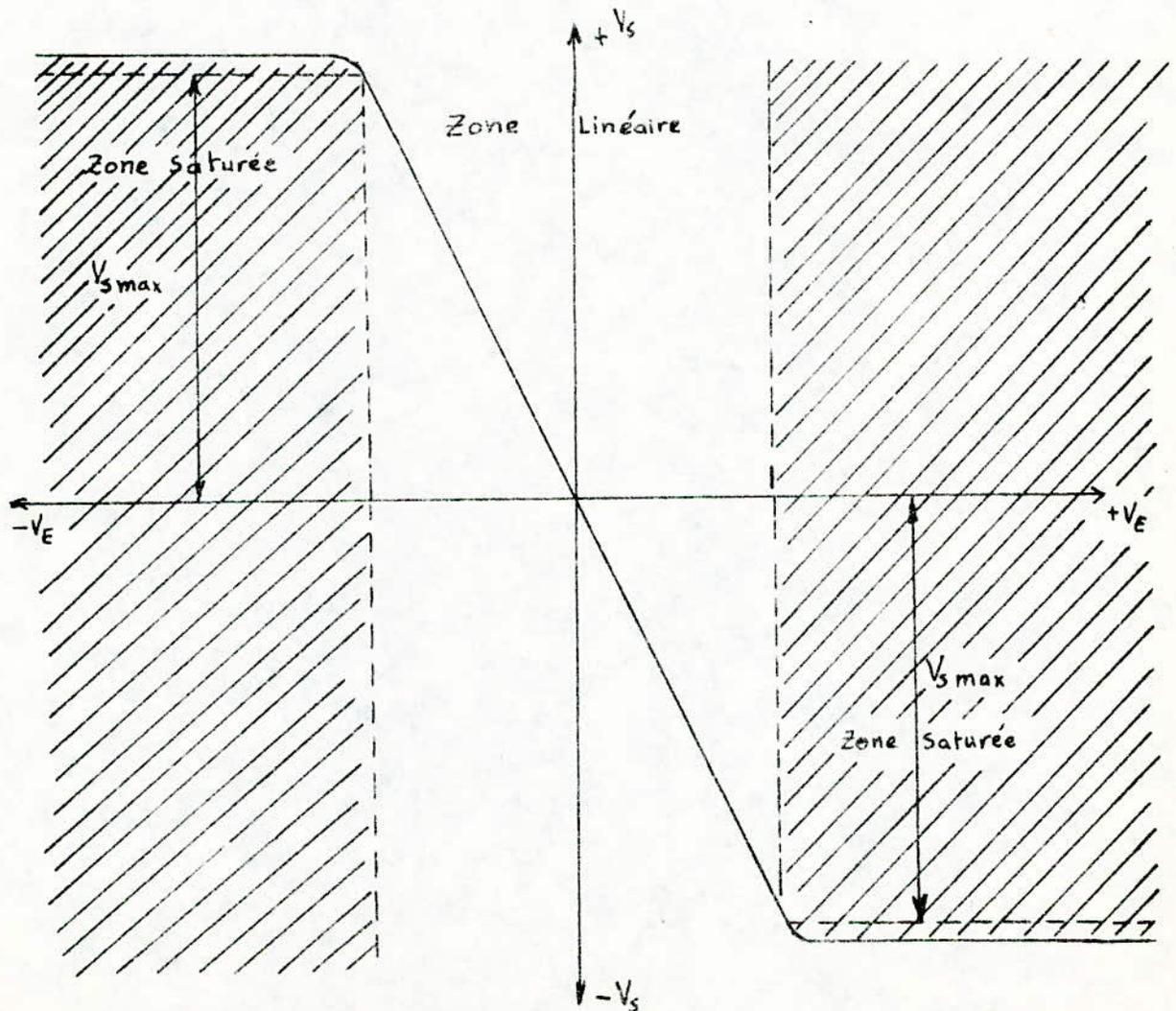


Fig2: Caractéristique de Transfert d'un ampli. op. idéal.

II ETUDE DE CIRCUITS DE CALCUL ANALOGIQUE

II<sub>1</sub> - Circuit additionneur inverseur

L'opération mathématique la plus simple réalisable avec un amplificateur opérationnel est l'addition.

La figure 3 représente le schéma de principe d'un additionneur à deux entrées.

Si on considère l'amplificateur comme parfait - gain infini, impédance d'entrée infinie - le courant qui traverse R est la somme des courants qui traversent R<sub>1</sub> et R<sub>2</sub>, et le point de sommation est au potentiel de la masse.

On a donc :  $I = I_1 + I_2$

$$V_s = -RI = -R(I_1 + I_2)$$

$$V_{E1} = R_1 I_1 \quad I_1 = V_{E1}/R_1$$

$$V_{E2} = R_2 I_2 \quad I_2 = V_{E2}/R_2$$

$$V_s = -R(V_{E1}/R_1 + V_{E2}/R_2)$$

Si  $R_1 = R_2 = R$  on aura :

$$V_s = -(V_{E1} + V_{E2})$$

- Circuit additionneur non inverseur

Le montage non inverseur se prête bien au circuit d'addition comme le prouve le schéma de la figure 4.

Le courant d'entrée I étant négligeable, nous pouvons écrire que le potentiel du point A est :

$$V_A = (R/R + R) V_s = V_s/2$$

Le courant I étant négligeable :

$$\frac{V_{E1} - V_s}{R_1} + \frac{V_{E2} - V_s}{R_2} = 0$$

Si  $R_1 = R_2$  nous pouvons simplifier et écrire :

$$V_{E1} + V_{E2} = 2 V_s$$

Le gain en boucle ouverte  $G_0$  de l'amplificateur étant infini :

$V_A = V_E$  nous pouvons donc écrire :

$$V_{E1} + V_{E2} = 2 V_A = 2V_S/2 = V_S$$

$$V_S = V_{E1} + V_{E2}$$

## II<sub>2</sub> - CIRCUIT SOUSTRACTEUR

Le montage représenté sur la figure 5 permet de réaliser la différence entre les tensions  $V_{E1}$  et  $V_{E2}$ .

Toujours avec les suppositions faites au début on peut écrire :

$$V_S = -(R_1 + R_2)I + V_{E2}$$

$$V_{E2} = R_1 I + V_E \quad I = (V_{E2} - V_E)/R_1$$

$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{E1} \quad \text{or } V_E = V_A \quad \text{donc } I = \frac{V_{E2}}{R_1} - \frac{R_2}{R_1(R_1 + R_2)} V_{E1}$$

$$\text{et } V_S = -\frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{E2} + R_2/R_1 V_{E1} + V_{E2}$$

$$V_S = \frac{R_2}{R_1} (V_{E1} - V_{E2})$$

$$V_S = V_{E1} - V_{E2} \quad \text{si } R_1 = R_2$$

## II<sub>3</sub> - CIRCUIT INTEGRATEUR

La possibilité d'intégrer un signal avec précision est fondamentale tant pour la solution d'équations différentielles, dans un calculateur analogique, que pour l'étude de systèmes dynamiques.

### II<sub>3</sub><sub>1</sub> - PRINCIPE

La figure 6 donne le schéma d'un montage intégrateur simple.

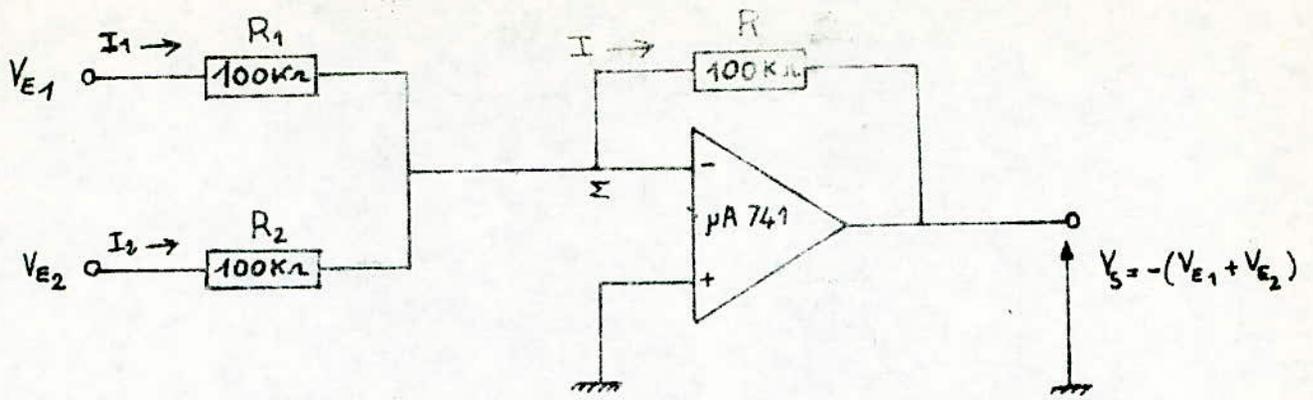


fig3. Additionneur Inverseur

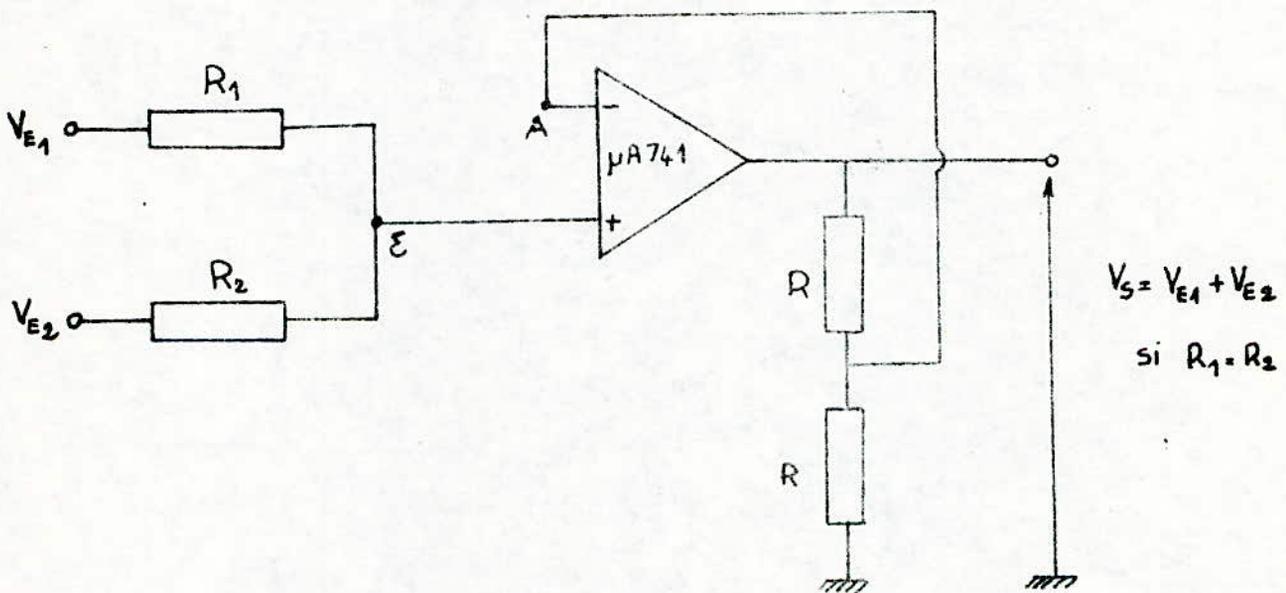


Fig:4 Additionneur non inverseur

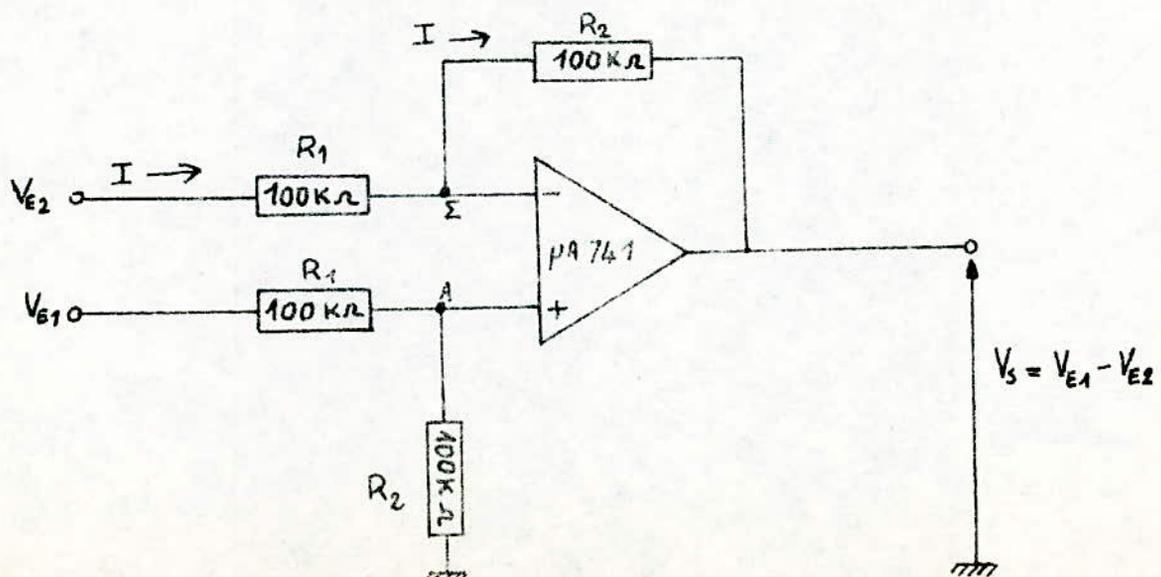


fig:5 Soustracteur

Dans ce montage, dans le cas idéal, le courant qui traverse la résistance R d'entrée doit être égal à celui qui traverse le condensateur d'intégration C.

Nous savons que la tension provoquée aux bornes d'un condensateur par le passage d'un courant i pendant un intervalle de temps est:

$$v_e = \int_0^t i dt$$

Or l'expression de i est :  $i = V_e/R \Rightarrow v_c = 1/RC \int_0^t V_e dt$   
 De plus dans notre montage  $V_S = -V_C$  d'où :

$$\boxed{-V_S = -1/RC \int_0^t V_e dt = -1/T \int_0^t V_e dt}$$

Avec  $T = RC$  : constante d'intégration du circuit.

Réponse en fréquence-figure 8-

$$V_S = -1/T \int_0^t V_e dt \Rightarrow V_S = -V_e/Tp \text{ avec } p=jw$$

$$\boxed{G = V_S/V_e = -1/Tp}$$

II32- SCHEMA PRATIQUE

Pour pouvoir utiliser le montage intégrateur théorique, il est impératif de compenser le courant d'offset, sinon ce courant charge C jusqu'à saturation de l'ampli opérationnel.

Une solution consiste à réduire le gain aux basses fréquences en mettant une résistance R' en contre réaction -figure 7-

$$Z_1 = R' // C \quad Z_1 = R' / (1 + R' C p) \quad Z_2 = R$$

$$G = V_S/V_e = -Z_1/Z_2$$

$$\boxed{G = \frac{R'}{R} \frac{1}{1 + R' C p}}$$

Ce montage ne peut intégrer que les signaux dont la pulsation w est telle que  $w \gg 1/R' C$ .

# Schéma d'un Intégrateur

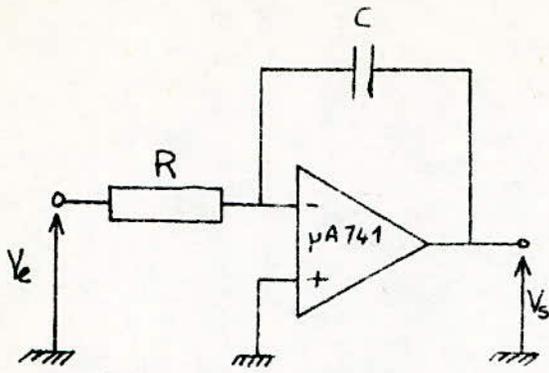


Fig. 6 Schéma de principe.

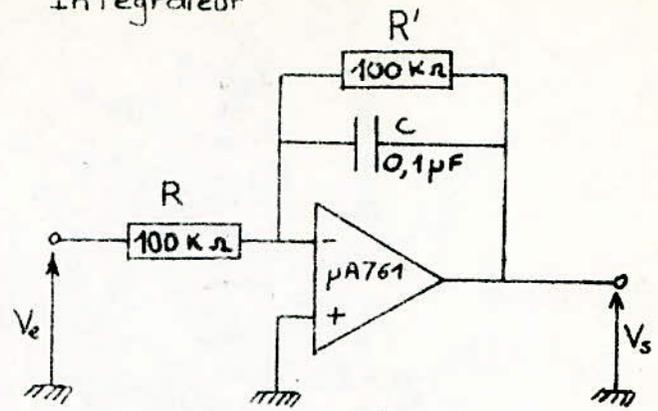
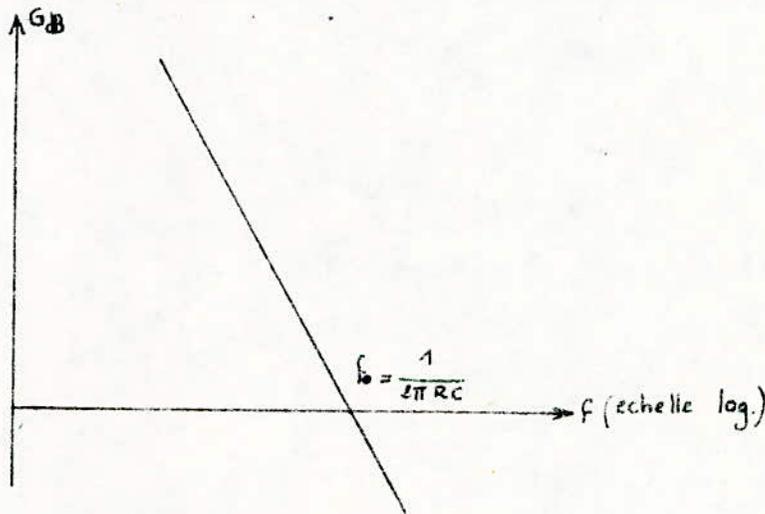
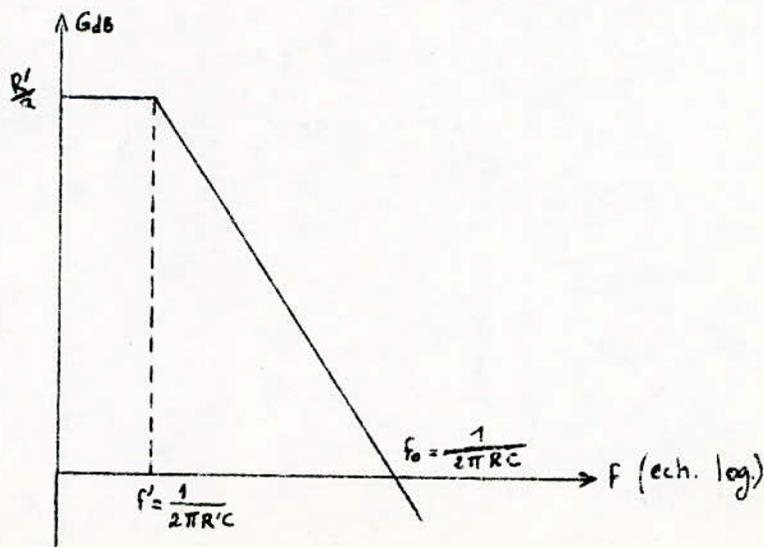


Fig. 7 schéma pratique.



a. Réponse théorique.



b. Réponse réelle.

Fig 8: COURBES DE L'INTÉGRATEUR

En effet :

$$W \gg 1/R'C \Rightarrow WR'C \gg 1$$

$$G \approx -1/RCp = -1/Tp$$

Pour la manipulation, nous avons choisi  $R' = 100 \text{ K}\Omega$  et  $C = 0,1 \mu\text{F}$   
 $R'C = 10^{-2}\text{s}$      $W = 200$      $\Rightarrow F \gg 1/2\pi R'C = 1/2\pi 10^{-2} = 16 \text{ Hz}$

Donc F doit être très supérieur à 16 Hz .

#### II4- CIRCUIT DÉRIVATEUR

##### II41- PRINCIPE

La figure 9 donne le schéma de principe d'un dérivateur. Nous savons que tout courant qui traverse la capacité traverse également la résistance R car la résistance d'entrée de l'amplificateur opérationnel est supposée très grande .

$$i = \frac{V_A - V_S}{R} = \frac{V_S}{R} \quad \text{Car A est une masse virtuelle .}$$

D'autre part  $i = C \text{ dv}/\text{dt}$  et  $V_C = V_e - V_A$  d'où :

$$V_S = - RC \text{ d}V_e/\text{d}t$$

##### REPOSE EN FREQUENCE

$$V_S = - RC \text{ d}V_e/\text{d}t \quad \text{d}/\text{d}t = p \quad V_S = - RCpV_e$$

Posons  $T = RC$      $V_S = - Tp$

$$G(p) = V_S/V_e = - Tp$$

Ce montage n'est pas stable car il conduit à un gain croissant avec la fréquence. Pour remédier à cet inconvénient, une capacité  $C_2$  est mise en parallèle sur  $R_2$  pour pouvoir shunter celle-ci

.../...

pour les fréquences élevées et une résistance  $R_1$ , mise en série avec  $C_1$ , s'ajoute à l'impédance de  $C_1$  -figure 10-

Ces éléments rajoutés diminuent le gain surtout aux fréquences élevées pour lesquelles l'impédance de  $C$  est très faible.

II42- CAS PRATIQUE

Le schéma pratique est donné par la figure 10.

Entre le point A et l'entrée on a une impédance série  $Z_S = R_1 + 1/C_1p$  et entre la sortie et le point A, on a une impédance parallèle

$$Z_p = R_2 / (1 + R_2 C_2 p)$$

Or  $i = \frac{V_e - V_A}{Z_S} = \frac{V_e}{Z_S}$  A étant une masse virtuelle.

D'autre part  $i = \frac{V_A - V_S}{Z_p} = \frac{-V_S}{Z_p}$

Ce qui donne:  $V_e / Z_S = -V_S / Z_p$   $G = V_S / V_e = - Z_p / Z_S$

$$G(p) = \frac{-R_2 C_1 p}{(1 + R_2 C_2 p)(1 + R_1 C_1 p)}$$

On pose  $T_1 = R_1 C_1$ ,  $T_2 = R_2 C_2$

En pratique il est conseillé de prendre  $T_1 = T_2 = T'$  pour avoir l'amortissement critique et en général  $R_1 \ll R_2$  donc  $C_1 \gg C_2$

-Etude de la fonction de transfert  $G(p)$ .

$$T_1 = T_2 = T' \quad G(p) = \frac{-R_2 C_1 p}{(1 + T' p)(1 + T' p)} = \frac{-R_2 C_1 p}{(1 + T' p)^2}$$

Trois cas peuvent se présenter:

1<sup>er</sup> cas:  $T' W \ll 1$

soit donc  $W \ll 1/T' = 1/R_1 C_1 = 1/R_2 C_2$

$$G(p) = -R_2 C_1 p$$

Le montage se comporte donc comme un dérivateur. La fréquence de coupure est obtenue pour  $G_p = 1$ .

Soit  $|G| = R_2 C_1 \omega_0 = 1 \Rightarrow \omega_0 = 1/R_2 C_1$

$F_{01} = 1/2\pi R_2 C_1$        $F_{01} = 10,6 \text{ KHz}$

2<sup>e</sup> Cas:  $T'W \gg 1$  soit  $W \gg 1/T'$

$G(p) = -R_2 C_1 p / (T' p)^2$       Or  $C_1 = T' / R_1$

$G(p) = -R_2 / R_1 R_2 C_2 p = -1/R_1 C_2 p$

$G(p) = -1/R_1 C_2 p$

Le montage se comporte donc comme un intégrateur. Dans ce cas la fréquence de coupure est:

$|G(p)| = 1 \Rightarrow 1/R_1 C_2 \omega_0 = 1 \Rightarrow \omega_0 = 1/R_1 C_2$

$F_{02} = 1/2\pi R_1 C_2$

Application num:  $F_{02} = 106 \text{ KHz}$

3<sup>e</sup> Cas  $T'W = 1$  soit  $W = 1/T' = 1/R_1 C_1 = 1/R_2 C_2$

$F = 1/2\pi R_1 C_1 = 1/2\pi R_2 C_2$

C'est la fréquence à partir de laquelle le montage ne se comporte plus en dérivateur mais en intégrateur. On l'appelle donc la fréquence critique.

$F_c = 1/2\pi R_1 C_1 = 1/2\pi R_2 C_2$

App. Num:  $F_c = 10,6 \text{ KHz}$

II<sub>5</sub> - REMARQUES CONCERNANT LES MONTAGES ETUDIES.

-Si les courants d'entrée de l'amplificateur opérationnel ne sont pas nuls, cela entrainerait une tension d'erreur à l'entrée. Pour compenser cette erreur les courants  $I_-$  et  $I_+$  doivent obligatoirement retourner à la masse à travers les mêmes résistances. Si les deux courants  $I_-$  et  $I_+$  sont égaux la compensation est totale. Sur la maquette nous avons donc prévu un potentiomètre P de 100K entre la borne + de l'amplificateur opérationnel et la masse.

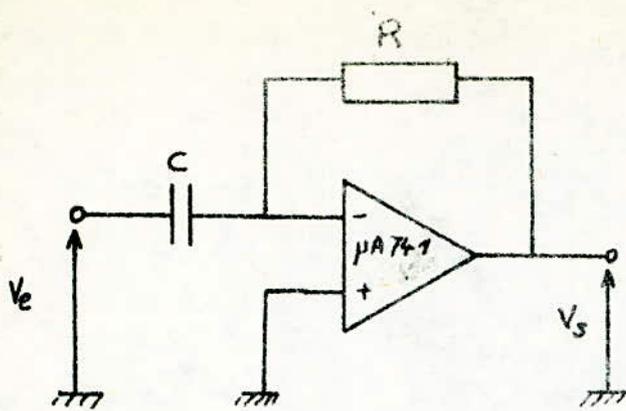


Fig:9 Dérivateur théorique

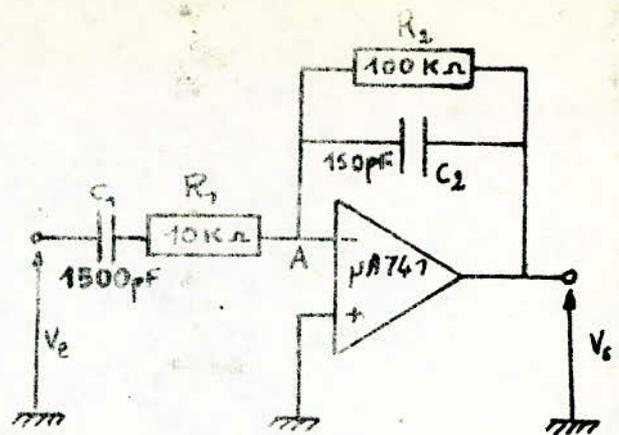


Fig:10 Dérivateur pratique

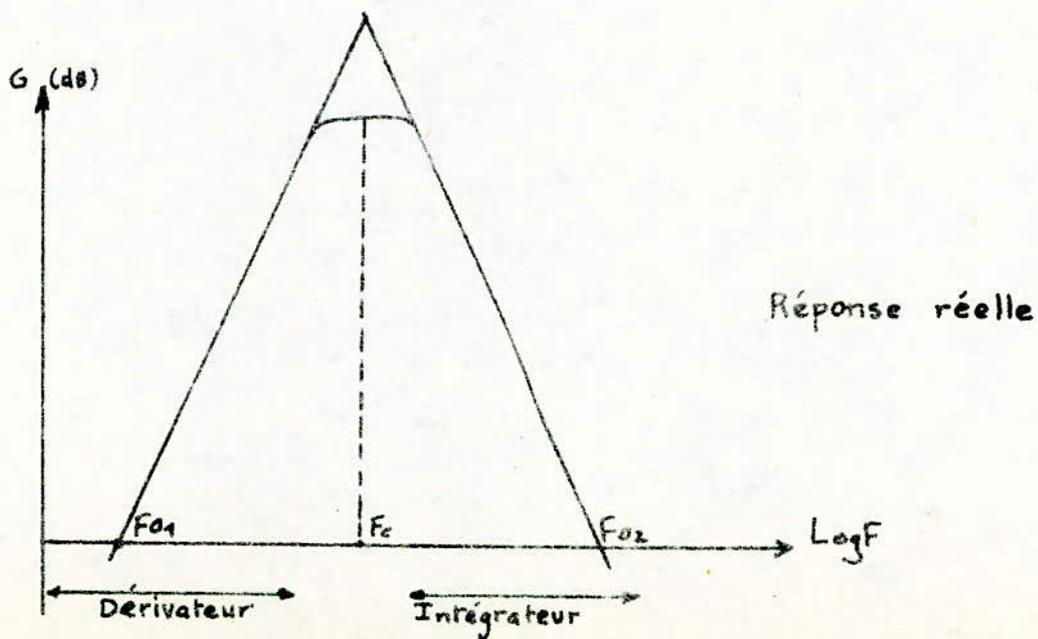
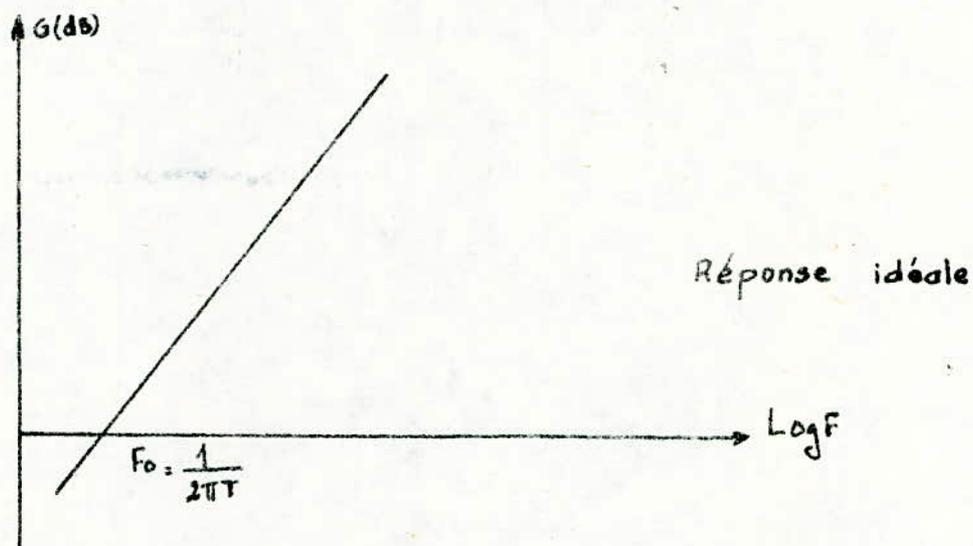


Fig:11 Réponses en fréquence.

- Pour chaque montage étudié, avant de commencer les mesures, les entrées doivent être reliées à la masse et on réglera P pour avoir une tension nulle à la sortie.

- Dans le cas du soustracteur, le potentiomètre P doit être ajusté à sa valeur extrême de 100 K $\Omega$ .

### III - TRAVAIL DE PREPARATION

#### III<sub>1</sub> - Intégrateur :

Soit le montage de la figure 7

a/ On appelle  $Z_p = C//R'$

$$\text{Déterminer } G = \frac{V_s}{V_e} = - \frac{Z_p}{R}$$

b/ Quelle est la condition sur la fréquence F ( $F = W/2\pi$ ) pour que le montage fonctionne en intégrateur /on rappelle que G, dans ce cas, doit être de la forme  $G = - G_0/P$  avec  $P = jW$ .

Faites l'application numérique pour  $R = R' = 100 \text{ K}\Omega$  et  $C = 0,1 \mu\text{F}$ .

#### III<sub>2</sub> - Dérivateur :

Soit le montage de la figure 10:

a/ On appelle  $Z_p = C_2//R_2$  et  $Z_s = C_1$  en série avec  $R_1$ .

$$\text{Déterminer } G = V_s/V_e = - Z_p/Z_s.$$

b/ Montrer que le montage peut fonctionner en dérivateur et en intégrateur suivant la fréquence. On rappelle que G, dans le cas d'un dérivateur, est de la forme  $G = - T_p$ .

c/ Pour  $R_1 = 10 \text{ K}\Omega$   $R_2 = 100 \text{ K}\Omega$   $C_1 = 1500 \text{ pF}$   $C_2 = 150 \text{ pF}$   
Calculer la fréquence critique  $F_c$  et les fréquences de coupure  $F_{01}$  du dérivateur et  $F_{02}$  de l'intégrateur la fréquence de coupure est celle pour laquelle le gain est égal à l'unité.

#### IV - TRAVAIL DE MANIPULATION

##### IV<sub>1</sub> - Circuit additionneur

Réaliser le montage de la figure 3.

Mesurer la tension de sortie  $V_s$  pour les tensions d'entrées continues  $V_{E1}$  et  $V_{E2}$  suivantes :

- a/  $V_{E1} = 5V$              $V_{E2} = 5V$
- b/  $V_{E1} = 5V$              $V_{E2} = -3V$
- c/  $V_{E1} = -5V$             $V_{E2} = +5V$
- d/  $V_{E1} = -5V$             $V_{E2} = -5V$

##### IV<sub>2</sub> - Circuit soustracteur

Réaliser le montage de la figure 5.

Mesurer la tension de sortie  $V_s$  pour les tensions d'entrées continues  $V_{E1}$  et  $V_{E2}$  précédentes.

##### IV<sub>3</sub> - Intégrateur

Réaliser le montage de la figure 7.

a/ Injecter un signal sinusoïdal de fréquence  $F = 1 \text{ KHz}$  à l'aide d'un oscilloscope bicourbe, mesurer le déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie.

b/ Injecter des signaux carrés à l'entrée de fréquence **1KHz**.

- Brancher un oscilloscope à la sortie.
- Qu'observez-vous ?
- Mesurer la période des signaux observés.
- Mesurer la pente des signaux intégrés.

##### IV<sub>4</sub> - Dérivateur

Réaliser le montage de la figure 10.

a/ Injecter à l'entrée un signal sinusoïdal d'amplitude constante  $V_e = 10 \text{ mV}$ .

- Faites varier la fréquence du générateur dans une gamme allant de 500 Hz à 120 KHz et mesurer  $V_s$  pour chaque valeur de F.

- Tracer sur papier semi Log la courbe:  $G \text{ (dB)} = 20 \text{ Log } |G| = f(F)$ .
- Déterminer graphiquement les fréquences de coupure  $F_{01}$  et  $F_{02}$  et la fréquence critique  $F_c$ .

b/ Comparer avec les résultats théoriques.

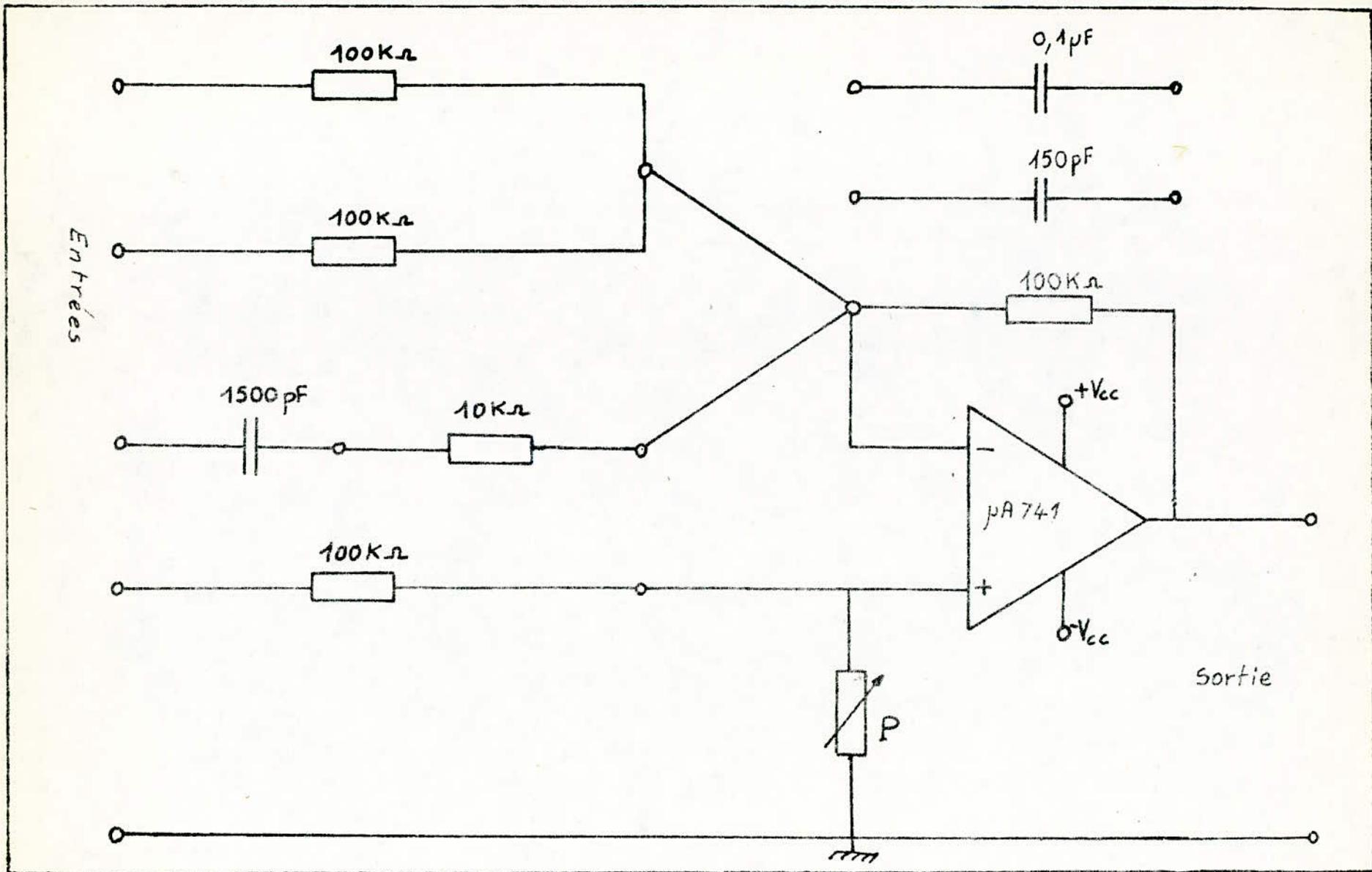


schéma de la maquette

I - PRINCIPE DES COMPARETEURS DE TENSION.

Le gain en boucle ouverte d'un amplificateur opérationnel est si grand qu'il suffit d'une très faible variation de la tension différentielle d'entrée pour faire passer le niveau de la sortie de l'une des valeurs extrêmes à celle de polarité opposée

C'est là le principe des comparateurs de tension dont le schéma de principe est représenté à la figure N°1.

Si la tension d'entrée  $V_e$  est de quelques millivolts seulement supérieur à celle de référence  $V_{réf}$ , la sortie de l'amplificateur est à  $-V_s \text{ max}$ , il suffit que la tension d'entrée devienne plus petite que  $V_{réf}$  de seulement quelques millivolts pour que la tension de sortie s'inverse et devienne  $+V_s \text{ max}$ .

Dans la pratique, la tension de référence est ajustée avec précision au moyen de diodes Zener de manière à éviter que la tension de saturation ne soit atteinte et par là même, améliorer le temps de réponse du comparateur.

II - MULTIVIBRATEUR A AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

III - GENERALITES

Les multivibrateurs réalisés selon les techniques classiques ( tubes, transistors, etc... ) fournissent un signal de sortie qui ne varie qu'entre 0V et une tension voisine de  $+V_{cc}$ .

Ce qui fait l'intérêt des multivibrateurs à amplificateurs opérationnels, c'est qu'ils délivrent un signal symétrique par rapport au potentiel de la masse.

Le schéma de principe est celui de la figure 2.

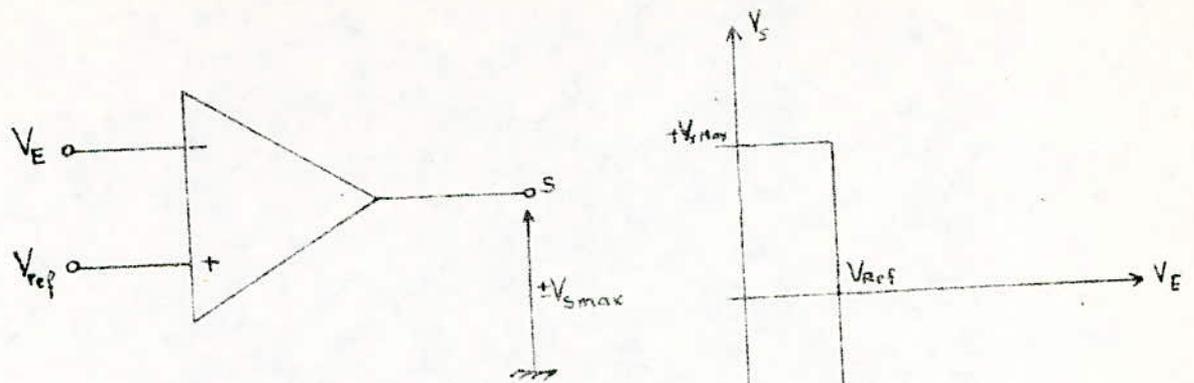


Fig1: Principe d'un comparateur de tension avec ampli. op.

caractéristique de transfert d'un comparateur

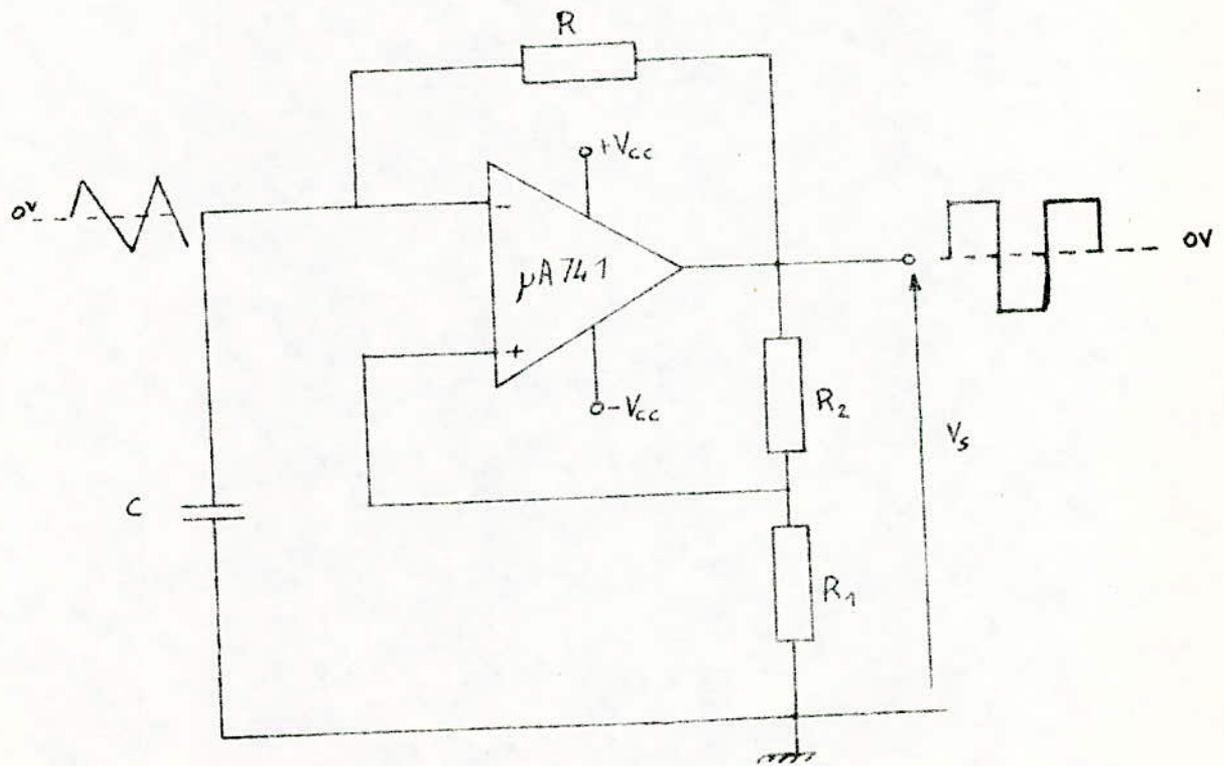


Fig2: Schéma de principe d'un multivibrateur à ampli. op.

## II2 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Supposons que le signal de sortie est d'abord positif depuis un temps suffisant pour que le condensateur C soit chargé à une tension voisine de celle imposée à l'entrée positive non inverseuse de l'amplificateur par le diviseur de tension  $R_1/R_2$ . Lorsque cette tension sera atteinte ou dépassée de quelques millivolts la tension de sortie va s'inverser brusquement et passer à  $-V_s$  max. Le condensateur va alors se décharger puis se recharger en sens inverse jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne ou dépasse légèrement celle présente sur la borne non inverseuse. Nouvelle inversion de la tension de sortie, charge en sens inverse de C etc...

Ce système de commutation continue à se répéter indéfiniment produisant ainsi des signaux carrés à la sortie et des signaux sensiblement triangulaires aux bornes de C.

La fréquence de fonctionnement dépend à la fois de la constante de temps du réseau C-R et du rapport de transformation de  $R_1$  et  $R_2$ . Ainsi est-il possible de modifier la fréquence en agissant sur l'un de ces quatre composants.

La fréquence n'étant pas affectée par les variations de l'alimentation, ainsi le circuit a-t-il une très bonne stabilité en fréquence.

### - Linéarité des signaux triangulaires

Si nous branchons un oscilloscope aux bornes du condensateur C, nous observons un signal triangulaire qui sera d'autant plus linéaire que le rapport  $R_1/R_2$  sera petit, c'est à dire que le taux de réaction sera plus faible. En effet comme le montre la figure . Le condensateur se charge selon une exponentielle de constante de temps RC et la tension à ses bornes tend vers  $V_s$  max. Plus le basculement se produira tôt, c'est à dire plus petite sera la tension présente sur l'entrée (+) de l'amplificateur par rapport à  $V_s$  max, plus faible sera la portion de cette exponentielle, donc mieux cette portion de courbe pourra être assimilée à une droite.

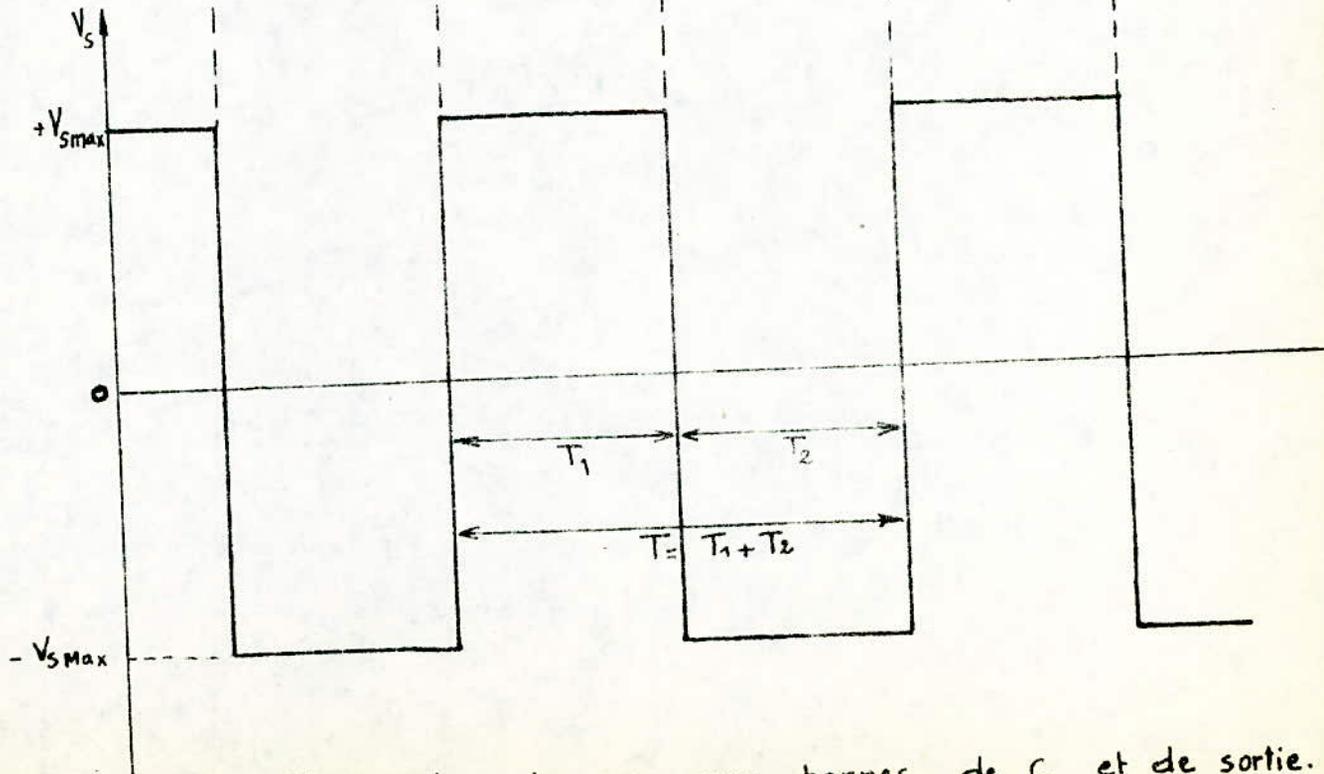
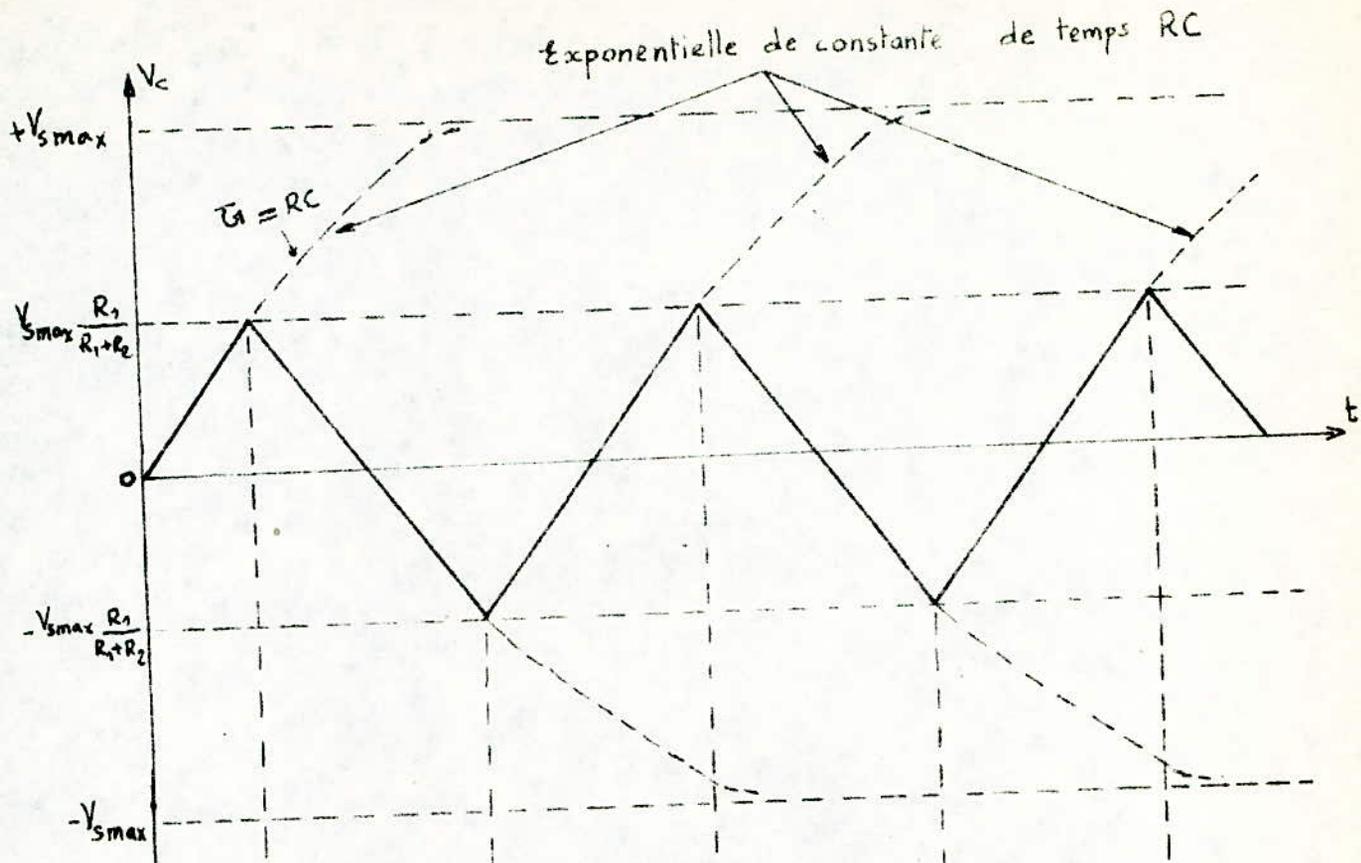


Fig 3: Allures des signaux aux bornes de C et de sortie.

II3 - CALCUL DE LA FREQUENCE DES SIGNAUX.

1 - Durée T<sub>1</sub> du créneau positif

Le créneau positif commence au moment où la tension aux bornes du condensateur atteint la valeur  $V_c = - V_s(R_1/R_1 + R_2)$  et prend fin quand elle atteint la valeur  $V_c = + V_s(R_1/R_1 + R_2)$  donc correspond à un  $\Delta V_c = 2V_s(R_1/R_1 + R_2)$

S'il n'y avait pas basculement, la tension aux bornes de la capacité serait passée de  $- V_s(R_1/R_1 + R_2)$  à  $+ V_s$ , d'où la loi de variation de la tension aux bornes de C :

$$\Delta V_c (t) = [V_s + V_s R_1/R_1 + R_2] [1 - \exp(- t/RC)]$$

$$\text{Or } \Delta V_c (T_1) = 2V_s(R_1/R_1 + R_2)$$

$$\Rightarrow V_s [1 + R_1/R_1 + R_2] [1 - \exp(- T_1/RC)] = 2V_s(R_1/R_1 + R_2)$$

$$[2R_1 + R_2 / R_1 + R_2] [1 - \exp(- T_1/RC)] = 2R_1/R_1 + R_2$$

$$[1 - \exp(- T_1/RC)] = 2 R_1 / 2 R_1 + R_2$$

$$\exp(- T_1/RC) = R_2 / 2 R_1 + R_2 \quad T_1 = RC \text{ Log} (2 R_1 + R_2 / R_2)$$

$$T_1 = RC \text{ Log} (1 + 2 R_1/R_2)$$

2 - Durée T<sub>2</sub> du créneau négatif

Le créneau négatif commence au moment où la tension aux borne de la capacité atteint la valeur  $V_c = + V_s(R_1/R_1 + R_2)$  et prend fin quand elle atteint la valeur  $V_c = - V_s(R_1/R_1 + R_2)$  donc correspond à un  $\Delta V_c = - 2 V_s(R_1/R_1 + R_2)$

S'il n'y avait pas basculement, la tension aux bornes de C serait passée de  $+ V_s(R_1/R_1 + R_2)$  à  $- V_s$ , d'où la loi de variation de la tension aux bornes de C :

$$\Delta V_c(t) = - \left[ V_s + V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] \left[ 1 - \exp(-t/RC) \right]$$

$$\Delta V_c(t) = - V_s \left( R_2 + 2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left[ 1 - \exp(-t/RC) \right]$$

Or  $\Delta V_c(T_2) = - 2V_s \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

$$- V_s \left( R_2 + 2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \left[ 1 - \exp(-T_2/RC) \right] = - 2V_s \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)$$

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

### 3 - Fréquence du signal

La période du signal est :  $T = T_1 + T_2 \Rightarrow 2RC \operatorname{Log} \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$

$F = 1/T$  d'où :

$$F = \frac{1}{2RC \operatorname{Log} \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)}$$

Remarque :

Le montage étudié ci-dessus fournit des signaux carrés, c'est à dire que  $T_1 = T_2$ .

Nous allons montrer que l'on peut obtenir des signaux rectangulaires ( $T_1 \neq T_2$ ). C'est le cas du montage étudié en manipulation.

En effet, si le condensateur C se charge par l'intermédiaire d'une résistance R pour les alternances positives et par l'intermédiaire d'une résistance R' pour les alternances négatives, on aura :

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

$$T_2 = R' C \operatorname{Log} \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$T = T_1 + T_2 = (R + R') C \operatorname{Log} \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$F = 1/T = \frac{1}{(R + R') C \operatorname{Log} \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)}$$

III - MULTIVIBRATEUR A FREQUENCE, RAPPORT CYCLIQUE, AMPLITUDE VARIABLES

Le schéma est donné à la figure 3.

III<sub>1</sub> - Principe de fonctionnement

On définit le rapport cyclique :  $T_1/T$

$T_1$  = durée du créneau positif

$T$  = période

Ces deux variables étant indépendantes l'une de l'autre, la variation du rapport  $T_1/T$  est obtenue par l'intermédiaire du potentiomètre  $P_1$  et des diodes de commande  $D_1$  et  $D_2$ . Pour les alternances positives  $C$  se charge par l'intermédiaire de  $D_1$  et par la partie de  $P_1$  située à gauche du curseur, tandis que pour les alternances négatives  $C$  se charge par l'intermédiaire de  $D_2$  et de la partie de  $P_1$  située à droite du curseur. Ainsi les deux constantes de temps du circuit et par suite le rapport  $T_1/T$  de l'onde de sortie varient-ils avec la position de  $P_1$ . Il est à noter cependant que la somme des deux constantes de temps est constante ainsi la position de  $P_1$  n'a-t-elle pas d'action sur la fréquence de fonctionnement du circuit, la fréquence étant réglable par  $P_2$ . Dans la pratique, la variation du rapport des durées  $T_1$  et  $T_2$  est limitée aux valeurs 11/1 et 1/11 suivant la position du curseur de  $P_1$ , la variation de la fréquence lors du déplacement du curseur étant inférieure à 5% de cette fréquence. Ce circuit montre également comment un potentiomètre variable de 1 K $\Omega$  peut être branché aux bornes de sortie de l'amplificateur opérationnel afin d'assurer le contrôle de l'amplitude.

Le potentiomètre  $P_0$  permet de compenser la tension d'erreur existante éventuellement à l'entrée.

III<sub>2</sub> - Calcul des fréquences minimale et maximale du signal

$$F = \frac{1}{(R + R') C \text{ Log}(1 + 2R_1/R_2)}$$

Avec  $R = r + R_3$  et  $R' = r' + R_3$

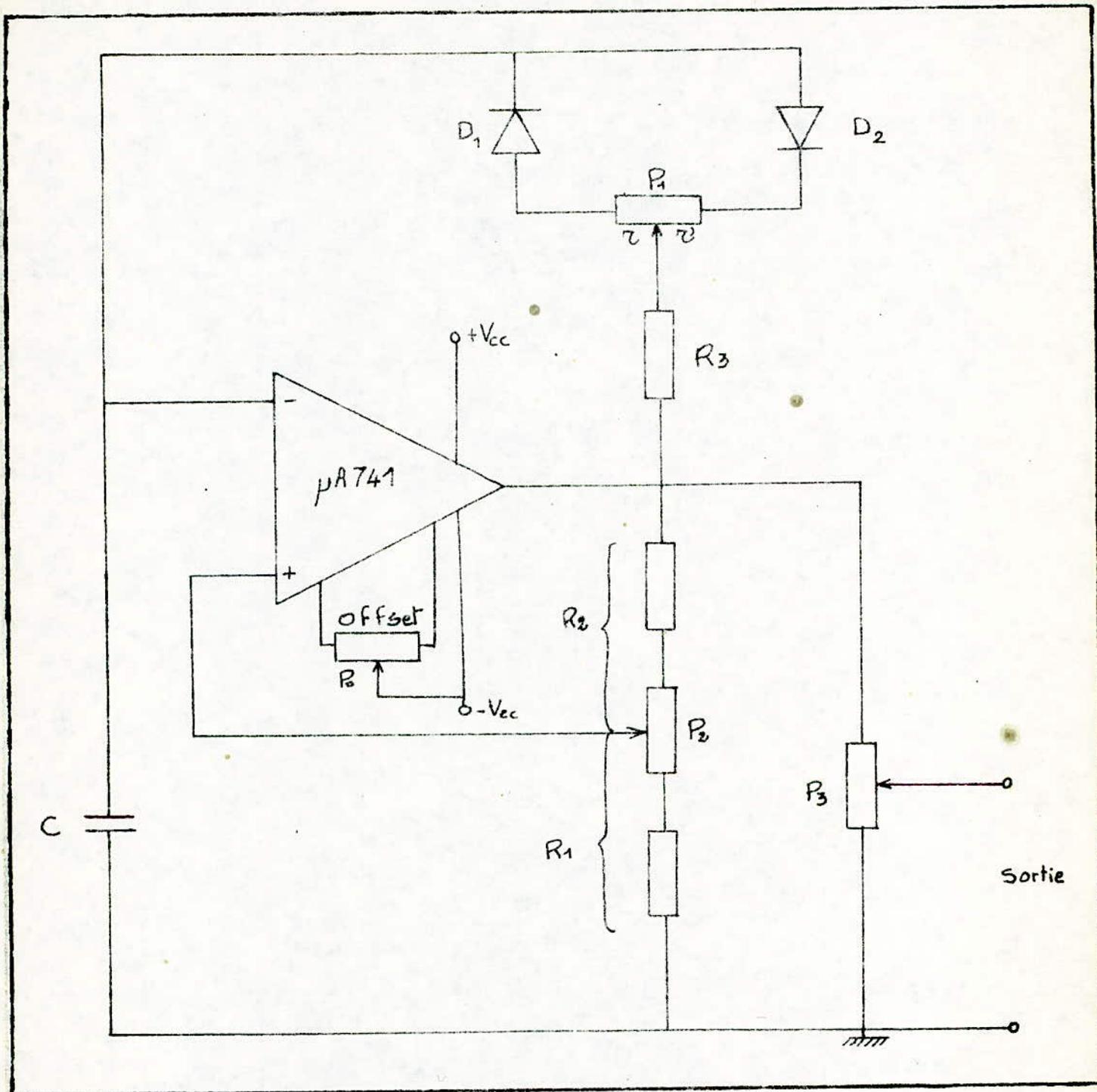


Fig4: schéma de la maquette

$$R + R' = \text{constante}$$

$$R + R' = r + r' + 2 R_3 = 100 \text{ K}\Omega + 2 \times 10 \text{ K}\Omega = 120 \text{ K}\Omega$$

$$F \text{ min} = F (R_1 \text{ max})$$

$$F \text{ max} = F (R_1 \text{ min})$$

$$R_1 \text{ min} = 10 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 200 \text{ K}\Omega$$

$$R_1 \text{ max} = 110 \text{ K}\Omega \quad R_2 = 100 \text{ K}\Omega$$

$$F \text{ min} = \frac{1}{120 \times 10^3 \times 10^{-8} \text{ Log} (1 + 2 \times 110/100)} = 716 \text{ Hz}$$

$$F \text{ max} = \frac{1}{120 \times 10^3 \times 10^{-8} \text{ Log} (1 + 2 \times 10/200)} = 8,743 \text{ Khz}$$

### III<sub>3</sub> - CALCUL des rapports cycliques minimal et maximal

$$T_1 = RC \text{ Log} (1 + 2 R_1/R_2)$$

$$T = (R + R') C \text{ Log} (1 + 2R_1/R_2) \quad T_1/T = R/R + R'$$

Le rapport  $T_1/T$  ne dépend donc que de la position du potentiomètre  $P_1$ .

$$R + R' = \text{constante} \quad T_1/T = KR \quad \text{avec } K = 1/R + R' = 1/120K$$

$$(T_1/T) \text{ min} = KR \text{ min} = 10/120 = 0,083 \quad (T_1/T) \text{ min } \% = 8,3 \%$$

$$(T_1/T) \text{ max} = KR \text{ max} = 110/120 = 0,917 \quad (T_1/T) \text{ max } \% = 91,7 \%$$

### IV - TRAVAIL DE PREPARATION

IV<sub>1</sub> - Calculer les fréquences minimale et maximale des signaux.

On rappelle que la fréquence est réglée par le potentiomètre  $P_2$ .

IV<sub>2</sub> - Calculer les valeurs minimale et maximale du rapport cyclique  $(T_1/T)_{\text{min}}$ ,  $(T_1/T)_{\text{max}}$ .  $T_1$  étant la durée de l'alternance positive,  $T$  étant la période du signal.

MONTREZ qu'ils ne dépendent pas de la fréquence de travail.

.../...

IV<sub>3</sub> Comment régler le potentiomètre  $P_1$  pour avoir un signal carré à la sortie, c'est à dire  $T_1=T_2$ .

IV<sub>4</sub>- Quelle valeur doit prendre  $R_1$  pour avoir une meilleure linéarité des signaux triangulaires ? expliquer.

#### V- TRAVAIL DE MANIPULATION

- Alimenter l'amplificateur opérationnel à  $+V_{CC}= +15V$  et  $-V_{CC}= -15V$

- Brancher l'oscilloscope à la sortie du montage.

- Réunir les deux bornes d'entrée + et - de l'ampli-Op à la masse et régler le potentiomètre d'offset  $P_0$  pour avoir un signal nul à la sortie.

- Fixer le potentiomètre  $P_2$  à une valeur quelconque et faire varier le potentiomètre  $P_1$  de bout en bout. Mesurer, pour les positions extrêmes de  $P_1$ , la fréquence du signal à l'oscilloscope. Que remarquez-vous? Calculer alors  $\Delta F/F_{moy}$ .

V<sub>1</sub>- Fixer  $P_1$  à une valeur quelconque, prendre pour  $P_2$  ses valeurs extrêmes et mesurer à l'oscilloscope les fréquences minimale et maximale.

V<sub>2</sub>- Pour les valeurs extrêmes de  $P_1$ , mesurer les rapports cycliques  $(T_1/T)_{min}$  et  $(T_1/T)_{max}$ .

Comparer avec les résultats théoriques.

V<sub>3</sub>- Brancher l'oscilloscope bi-courbe à la sortie et aux bornes de la capacité C.

- Q'observez-vous?

- Relevez les oscillogrammes et interpréter-les.

V<sub>4</sub>- Mesurer l'amplitude maximale du signal de sortie.

Le thyristor est un semiconducteur solide au silicium à quatre couches alternativement P et N -figure 1-.

Commutateur presque idéal, redresseur et amplificateur tout à la fois, le thyristor constitue un composant de choix pour l'électronique de puissance.

C'est un dispositif bistable qui peut être commuté de l'état bloqué à l'état passant ou vice versa.

### COURBE CARACTERISTIQUE

La courbe typique du thyristor, élément unidirectionnel, est donnée à la figure 2, elle représente l'allure du courant  $I_A$  d'anode en fonction de la tension anode-cathode.

Lorsque la tension  $V$  est nulle,  $I_A$  est nul. La tension  $V_F$  s'accroissant dans le sens direct, il faut atteindre une valeur minimale  $V_D$  pour déclencher le thyristor, à ce moment, le thyristor devient passant et la chute de tension à ses bornes s'écroule, tandis que le courant  $I_A$  s'accroît. Ce courant direct sera désigné pour  $I_F$ .

Si l'on polarise le thyristor en inverse en lui appliquant une tension  $V_R$ , on observe l'apparition d'un faible courant inverse de fuite, -noté  $I_R$ -jusqu'à une tension maximale inverse qui, si elle est appliquée peut provoquer la destruction du thyristor.

### ACTION DE LA GACHETTE

La tension d'amorçage du thyristor est modifiée si l'on applique un signal de commande à sa gâchette. C'est ce que montrent les courbes de la figure 3.

Lorsque le courant de gâchette  $I_G$  est nul, la tension anode-cathode doit atteindre la tension de retardement pour que le thyristor s'amorce.

Un courant de gâchette  $I_G$  croissant réduit la valeur de la tension de retournement. A l'extrême, le thyristor se comporte comme une diode, c'est à dire que, si le courant de gâchette est suffisamment intense, la moindre tension d'anode provoque sa mise en conduction.

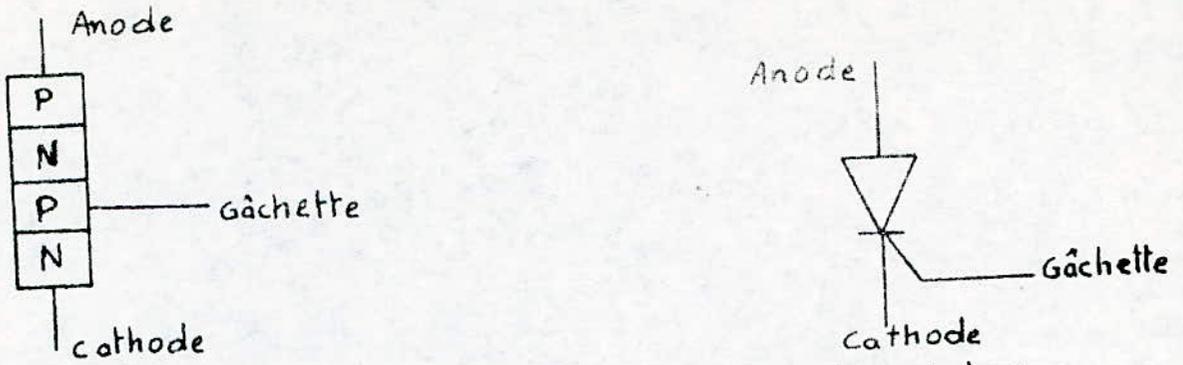


fig1: Structure et symbole du thyristor.

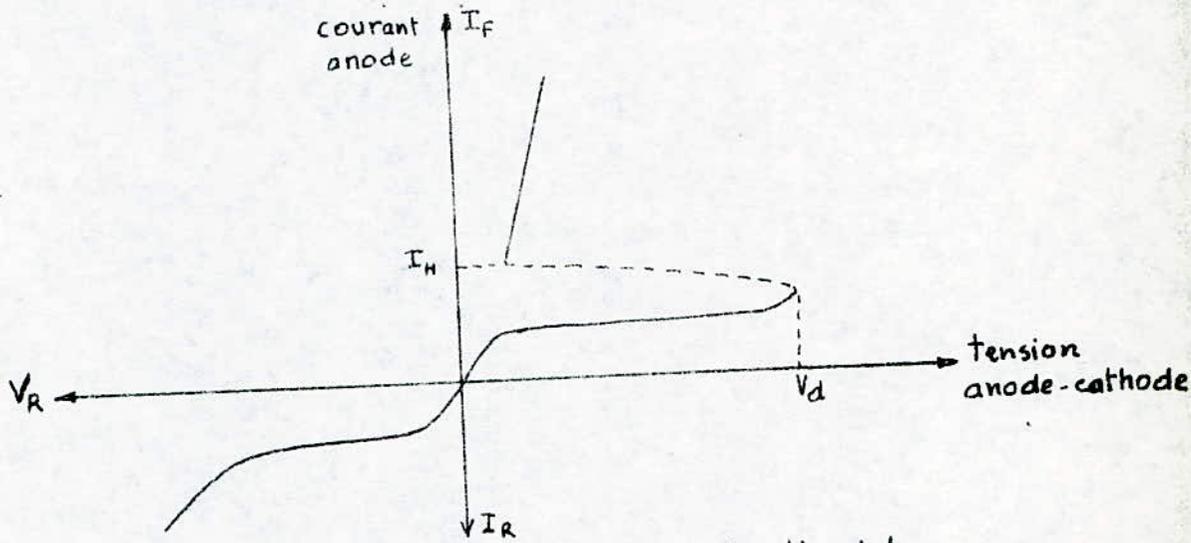


fig2 : caractéristique typique du thyristor.

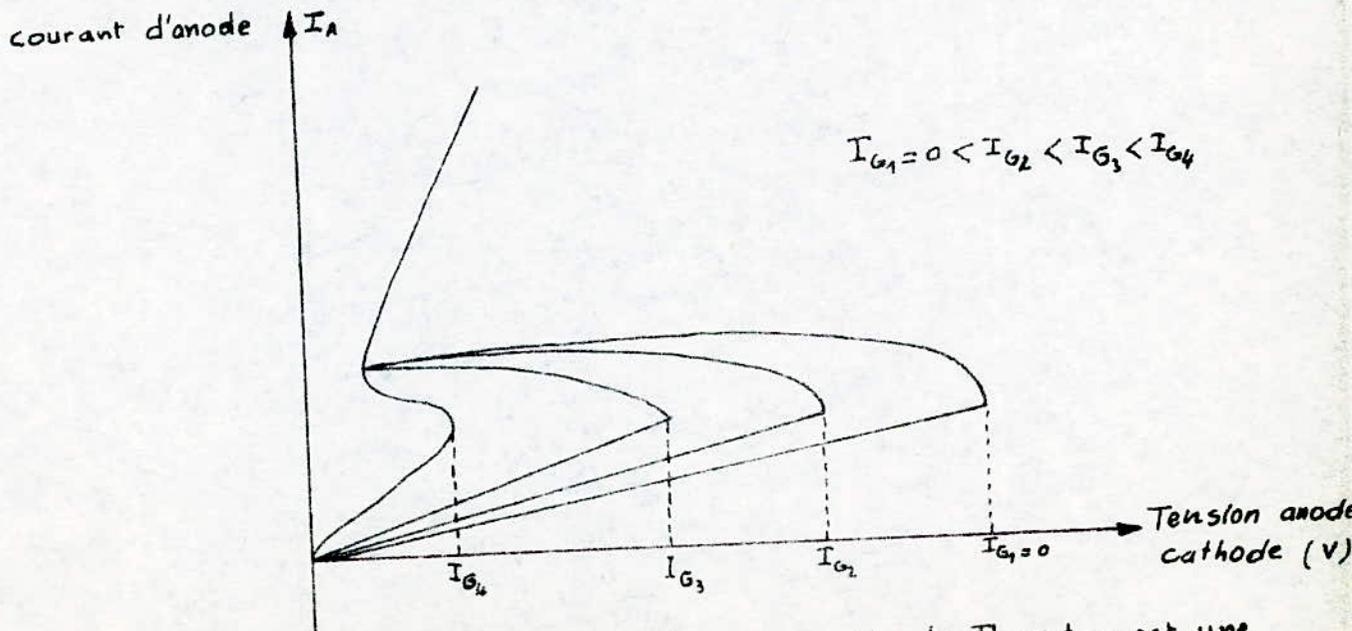


fig3 : La tension de retournement  $V_d$  du Thyristor est une fonction du courant de gâchette.

### III- MANIPULATION PROPOSEE

On prendra un thyristor dont la tension de retournement est de 100 V.

On réalisera pratiquement le schéma de la figure 4.

1-Relever pour les valeurs de  $I_G$  suivantes 0, 5, 10, et 20 mA les caractéristiques  $I_A = f(V_{AK})$ .

2-Tracer sur un même papier millimétré ces caractéristiques .

3-Que remarquez-vous ?

4-Remplacer E par une tensio alternative sinusoidale de 120V.  
Prendre dans ce cas  $I_G = 0$  -débrancher V-,visualiser sur l'oscilloscope les tensions aux bornes du thyristor  $-V_{AK}$  et aux bornes de la résistance de charge  $-V_L$  .

-Expliquer.

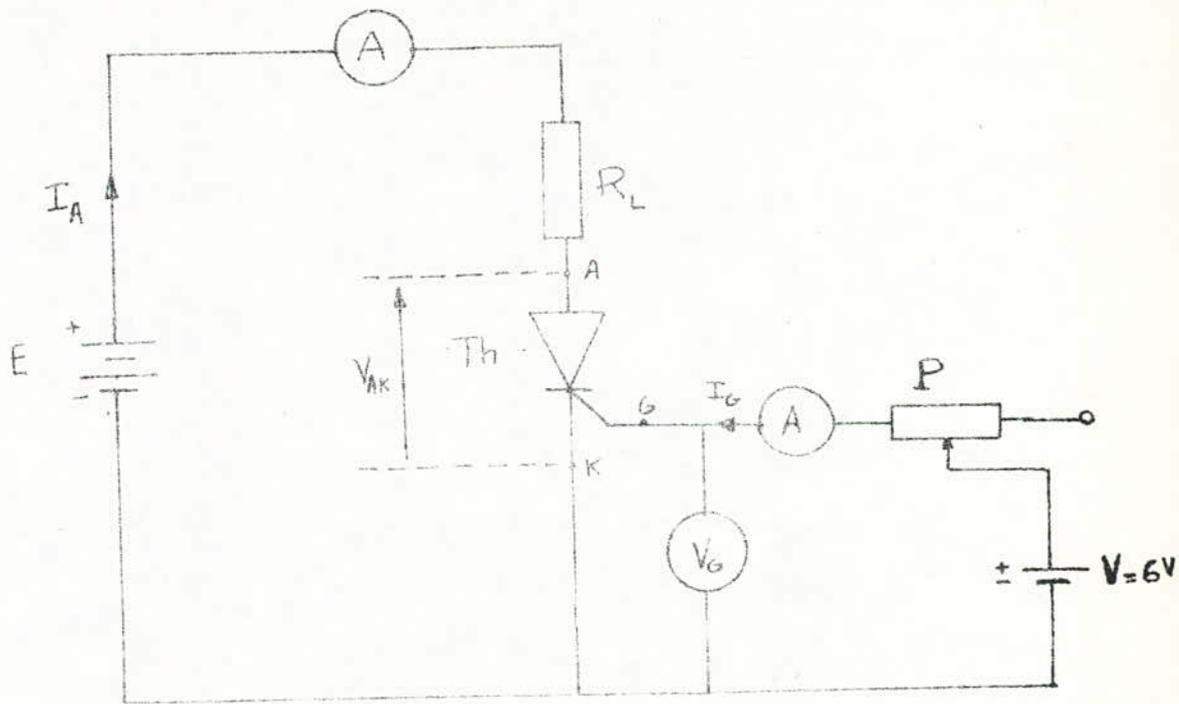


Fig 6 : Schéma pratique pour le relevé des caractéristiques statiques du Thyristor.

## CONCLUSION

Nous espérons que notre étude et sa réalisation pratique serviront beaucoup aux étudiants du module "Électronique Appliquée".

Il est souhaitable de les faire dans l'ordre présenté dans le polycope car la difficulté va en croissant. Pour cela la multiplication des maquettes s'avère nécessaire. Elle permettra aux étudiants de faire la même manipulation en même temps et de suivre ainsi l'ordre déterminé sur le polycope.

Nous insistons sur la réalisation du TP sur le thyristor qui nous semble très important dans la spécialité car c'est un élément très employé en électronique de puissance et que malheureusement les conditions matérielles ne nous ont pas permis de le réaliser.

Enfin nous souhaitons que le laboratoire soit vite équipé du matériel nécessaire pour que les travaux pratiques démarrent dans les meilleurs délais.

1917 12 15 10 40 15

A N N E X E :

MESURES SUR LES BANCS DE MANIPULATION REALISES

## POLARISATION ET STABILISATION DU TRANSISTOR

Pour chaque montage on fixe dans un premier temps  $V_{CC} = 15 \text{ V}$  puis on ajustera le potentiomètre P pour avoir le point de repos :

$I_C = 5,5 \text{ mA}$   $V_{CE} = -7 \text{ V}$ . On mesurera alors le courant  $I_B$  et les tensions  $V_{BE}$ ,  $V_{RE}$ ,  $V_{Rc}$

Pour la stabilité vis-à-vis de l'alimentation, on fixera  $V_{CC}$  à 12V et pour la stabilité vis-à-vis de  $\beta$ , on branche le transistor T' à la place T avec  $V_{CC}=15\text{V}$ . On fera les mêmes mesures que précédemment.

Dans chacun des cas on calculera  $\beta = I_C/I_B$

### I- Polarisation par pile et résistance de base

	$V_{CC} \text{ (V)}$	$I_C \text{ (mA)}$	$-V_{CE} \text{ (V)}$	$I_B \text{ (A)}$	$-V_{BE} \text{ (V)}$	$V_{RE} \text{ (V)}$	$V_{Rc} \text{ (V)}$	$\beta = I_C/I_B$
T	15	5,5	7	33	0,71	1,95	6	167
	12	5,3	4,3	35	0,73	1,9	5,8	151
T'	15	6,25	6	25	0,69	2,2	6,8	250

#### I<sub>1</sub>- Stabilité vis-à-vis de l'alimentation.

On remarque que la diminution de  $V_{CC}$  ( $\Delta V_{CC} = -3 \text{ V}$ ) se retrouve pratiquement aux bornes du transistor:  $\Delta V_{CE} = -2,75 \text{ V}$ . Ce qui explique la petite variation du courant de collecteur  $\Delta I_C = -0,2 \text{ mA}$ .

Le courant  $I_B$  augmente légèrement car  $V_{BE}$  et  $V_{RE}$  varient peu, ce qui s'explique par la relation:

$$I_B = \frac{E - V_{RE} - V_{EB}}{R_B^H}$$

#### I<sub>2</sub>- Stabilité vis-à-vis de $\beta$

On remarque qu'en changeant le transistor T par T' le point de repos change:  $\Delta I_C = +0,75 \text{ mA}$  et  $|\Delta V_{CE}| = -1 \text{ V}$ . Le courant  $I_C$  augmente tandis que la tension  $V_{CE}$  diminue.

### II- Polarisation par résistance entre V<sub>CC</sub> et base

	V <sub>CC</sub> (V)	I <sub>C</sub> (mA)	V <sub>CE</sub> (V)	I <sub>E</sub> (mA)	-V <sub>BE</sub> (V)	V <sub>RE</sub> (V)	V <sub>Rc</sub> (V)	β = I <sub>C</sub> /I <sub>B</sub>
T	15	5,5	7	33	0,72	1,95	6	167
	12	3,5	7	22	0,68	1,25	3,75	159
T'	15	7	4,75	30	0,71	2,55	7,7	233

#### II<sub>1</sub>- Stabilité vis-à-vis de l'alimentation

La tension V<sub>CE</sub> reste presque constante: ΔV<sub>CE</sub> = -0,05V. La chute de tension ΔV<sub>CC</sub> = -3V se retrouve pratiquement aux bornes de R<sub>E</sub> ET R<sub>C</sub> d'où l'importante diminution du courant de collecteur ΔI<sub>C</sub> = -2mA.

De plus, le courant I<sub>B</sub> diminue de beaucoup. Ceci s'explique par le fait qu'il est fourni par la pile V<sub>CC</sub> :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB} - V_{RE}}{R_B}$$

#### II<sub>2</sub>- Stabilité vis-à-vis de β

L'augmentation de I<sub>C</sub> et la diminution de V<sub>CE</sub> sont plus importantes que dans le montage précédent: il est donc moins stable vis-à-vis de β.

### III- Polarisation par résistance entre collecteur et base

	V <sub>CC</sub>	I <sub>C</sub> (mA)	-V <sub>CE</sub> (V)	I <sub>B</sub> (μA)	-V <sub>BE</sub> (V)	V <sub>RE</sub> (V)	V <sub>Rc</sub> (V)	β = I <sub>C</sub> /I <sub>B</sub>
T	15	5,5	7	33	0,72	1,95	6	167
	12	4,5	5,4	29	0,67	1,65	5	155
T'	15	6,1	6	25	0,69	2,15	6,75	244

#### III<sub>1</sub>- Stabilité vis-à-vis de l'alimentation

La diminution de V<sub>CC</sub>, dans ce cas, se retrouve aussi bien aux bornes du transistor (ΔV<sub>CE</sub> = -1,6V) qu'aux bornes des résistances R<sub>C</sub> ET R<sub>E</sub> (ΔV<sub>RE</sub> + ΔV<sub>Rc</sub> = -1,3V). Le courant I<sub>C</sub> s'écarte plus que dans le premier montage et moins que dans le second. ....

### III<sub>2</sub>- Stabilité vis-à-vis de $\beta$

Ce montage est plus stable vis-à-vis de  $\beta$  que les deux montages précédents :  $\Delta I_C = + 0, \text{ mA}$      $\Delta |V_{CE}| = +1V$

### IV- Polarisation par pont entre $V_{CC}$ et masse

	$V_{CC}$	$I_C$ mA	$-V_{JE}$ V	$I_B$ A	$-V_{BE}$ V	$V_{RE}$ V	$V_{Rc}$ V	$=I_C/I_B$
T	15	5,5	7	33	0,71	1,95	6	167
	12	3,9	6,35	25	0,69	1,4	4,25	156
T'	15	5,8	6,5	24	0,69	2,1	6,5	242

### IV<sub>1</sub> Stabilité vis-à-vis de l'alimentation

Elle est presque la même qu'au paragraphe II.

### IV<sub>2</sub>- Stabilité vis-à-vis de $\beta$

La dispersion du point de repos est beaucoup plus petite que dans les trois montages précédents. La polarisation par pont entre  $V_{CC}$  et masse permet le remplacement d'un transistor par un autre de même type en conservant pratiquement le même point de repos.

### V- Conclusions

V<sub>1</sub>- Dans un même montage et à la même température, deux transistors d'un même type peuvent prendre des points de repos sensiblement différents. Néanmoins, la polarisation par pont entre  $V_{CC}$  ET MASSE permet d'obtenir de bons résultats.

V<sub>2</sub>- Une variation de la tension d'alimentation provoque un déplacement du point de repos du transistor. Remarquons que la polarisation par résistance entre  $V_{CC}$  ET BASE permet d'avoir une tension  $V_{CE}$  presque constante et que la polarisation par pile et résistance de base permet la plus petite variation du courant de collecteur.

### Matériel utilisé:

- DEUX alimentations stabilisées
- Deux milliampèremètres
- Deux voltmètres

§§ § § § § § § § § § §

### ETUDE D'UN ETAGE AMPLIFICATEUR

Après avoir vérifié que la tension  $V_{CE0} = -7V$ , on fait les mesures:

#### Mesure de l'amplitude maximale du signal de sortie

ON INJECTE à l'entrée un signal sinusoïdal de fréquence  $F=10$  KHz et on branche l'oscilloscope à la sortie. On augmente progressivement l'amplitude du signal d'entrée jusqu'à ce que le signal de sortie soit à la limite de l'écrêtage. On mesure alors l'amplitude maximale du signal de sortie. On trouve  $v_s \text{ max} = 5,5$  V

#### Mesure du gain en tension à vide

On fixe l'amplitude du signal d'entrée à  $V_1$  constante = 10mV. On fait varier la fréquence du GBF dans une gamme allant de 100 Hz à 100KHz et on relève les valeurs de la tension de sortie  $V_2$ .

On obtient le tableau suivant:

F KHz	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
$V_2$ (V)	1,20	1,78	2,05	2,10	2,25	2,32	2,33	2,34	2,35	2,37
$G_v$ dB	41,58	45,00	46,23	46,44	47,04	47,30	47,34	47,38	47,42	47,49

F (KHz)	2	3	5	7	10	15	20	30	40	90
$V_2$ (V)	2,40	2,42	2,44	2,45	2,47	2,50	2,51	2,51	2,52	2,52
$G_v$ (dB)	47,60	47,67	47,74	47,78	47,85	47,95	47,99	47,99	48,02	48,02

On remarque que le gain en tension croit pour les fréquences faibles et se stabilise à partir de 1KHz environ autour de 48 dB environ

Si on augmente encore la fréquence, le gain en tension chutera. Mais les générateurs dont on dispose ne permettent pas d'arriver à ces fréquences hautes,

### Détermination de la fréquence de coupure à 3 dB

La fréquence de coupure basse est obtenue en faisant chuter le gain maximal de 3 dB. On trouve  $F_C = 200 \text{ Hz}$ .

La fréquence de coupure haute ne sera pas obtenue car elle est très grande pour le transistor employé. Elle est de l'ordre de quelques centaines de MHz. C'est donc un amplificateur à large bande.

### Mesure de l'impédance d'entrée

On fixe la fréquence du GBF à 10 KHz

- R non branchée, le voltmètre de sortie donne  $V_S = 800 \text{ mV}$
- On branche R -boite AOIP- et on la fait varier jusqu'à obtention d'une tension à la sortie  $V'_S = V_S/2$
- On lit alors la valeur de  $Z_e$  sur la boite AOIP:

$$Z_e = 1,32 \text{ K}$$

La valeur théorique est  $Z_e = 1,38 \text{ K}$ . La valeur mesurée n'est pas loin de la valeur théorique. Cette différence minime s'explique par les erreurs introduites par les appareils de mesure ainsi que sur les valeurs des résistances qui sont connues avec une certaine tolérance.

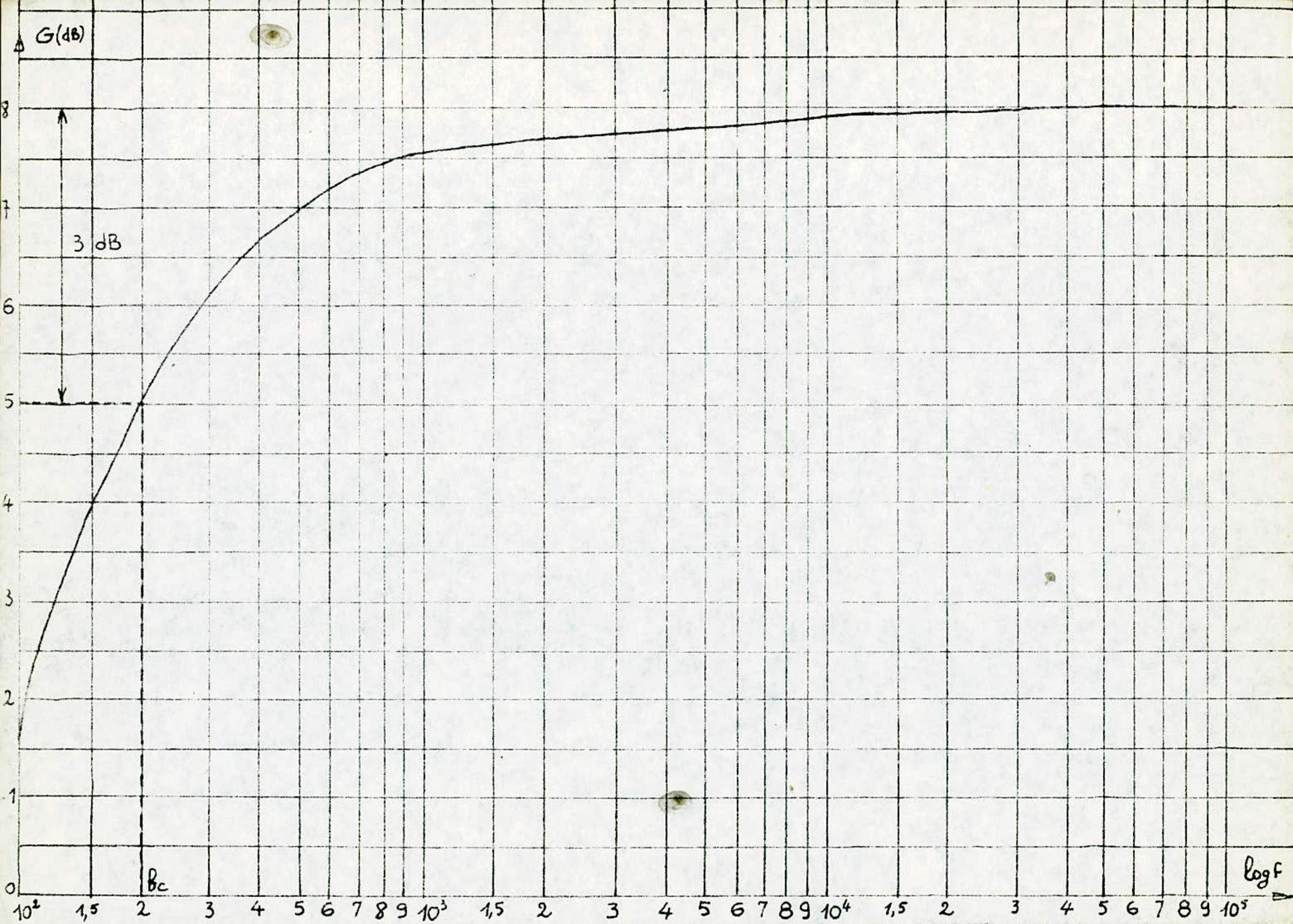
### Mesure de l'impédance de sortie

On fixe la fréquence du GBF à 10KHz.

- La boite AOIP débranchée, le voltmètre indique  $V_0 = 3,5 \text{ V}$ .
- On branche la boite AOIP, on la fait varier jusqu'à obtention d'une tension à la sortie égale à  $V_0/2 = 1,75 \text{ V}$ .
- On lit sur la boite la valeur de l'impédance de sortie:

$$Z_S = 1,35 \text{ K}$$

.../...



$\log f$

## Mesure du gain en puissance

On fixe la fréquence du GBF à 10 KHz

En utilisant la résistance fixe de 470 K à l'entrée de l'étage et en mesurant la tension  $V_e$  à la sortie du générateur et la tension  $V_S$  à la sortie de l'amplificateur, on détermine le gain en puissance d'après la formule:

$$G_p = \frac{V_S^2 / Z_S}{\left( V_e / 470 \cdot 10^3 \right)^2 Z_e}$$

On mesure  $V_e = 2,4V$   $V_S = 1V$  d'où :

$G_p = 21521$
---------------

## Matériel utilisé

- Une alimentation stabilisée
- Un générateur basse fréquence - GBF -
- Deux millivoltnètres
- Un oscilloscope

§§ § § § § § § § §

## CIRCUITS DE CALCUL ANALOGIQUE

### Circuit additionneur

Nous disposons de deux tensions continues dont on désire faire la somme

$V_{E1} = + 5V$	$V_{E2} = + 3V$	$V_S = + 8V$
$V_{E1} = + 5V$	$V_{E2} = - 3V$	$V_S = + 2V$
$V_{E1} = - 5V$	$V_{E2} = + 3V$	$V_S = - 2V$
$V_{E1} = - 5V$	$V_{E2} = - 3V$	$V_S = - 8V$

.../...

On remarque que ce circuit additionneur est inverseur: Il fait la somme de deux tensions en inversant le signe. Ceci est logique car on a attaqué le montage par l'entrée inverseuse. Dans ce montage il faudra faire attention au branchement du voltmètre : prévoir à l'avance le signe de la tension de sortie.

### Circuit soustracteur

On conserve les mêmes tensions d'entrée que précédemment pour réaliser la soustraction  $V_{E1} - V_{E2}$

$V_{E1} = + 5V$	$V_{E2} = + 3V$	$V_S = + 2V$
$V_{E1} = + 5V$	$V_{E2} = - 3V$	$V_S = + 8V$
$V_{E1} = - 5V$	$V_{E2} = + 3V$	$V_S = - 8V$
$V_{E1} = - 5V$	$V_{E2} = - 3V$	$V_S = - 2V$

La tension de sortie est donc bien la différence entre la tension appliquée à l'entrée + et de la tension appliquée à l'entrée - .

### Circuit intégrateur

#### - Mesure du déphasage

On injecte un signal sinusoïdal de fréquence 1 KHz à l'entrée du montage et on visualise sur un oscilloscope bi-courbe les signaux d'entrée et de sortie simultanément - voir oscillogramme figure 1 -

On remarque que le signal de sortie a la même fréquence que le signal d'entrée. La mesure du déphasage se fait de la façon suivante :

Distance entre deux maximums d'une même onde  $D = 6 \text{ cm}$

Distance entre deux maximums voisins des deux ondes  $d = 1,5 \text{ cm}$

$$\begin{array}{l} D \dots\dots\dots 360^\circ \\ d \dots\dots\dots \varphi \end{array} \quad \varphi = \frac{d}{D} 360^\circ = \frac{1,5}{6} 360^\circ = 90^\circ$$

Comme le signal de sortie est en retard par rapport au signal d'entrée, le déphasage est donc de  $-\pi/2$

#### - Mesure de la pente des signaux intégrés

On attaque le circuit intégrateur avec un signal carré symétrique par rapport à 0V, de fréquence  $F=1\text{KHz}$  et d'amplitude 2,5V crête à crête.

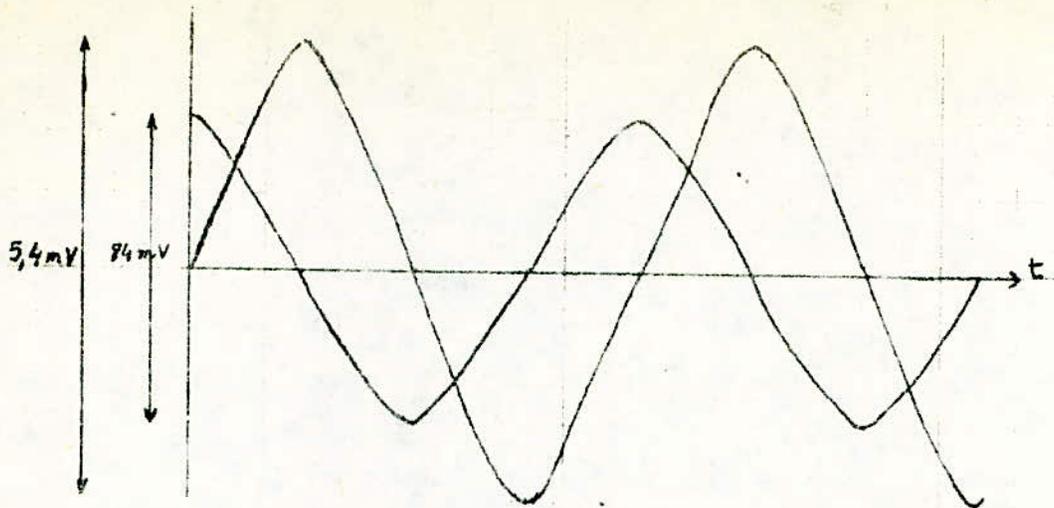


Fig 13. Mesure du déphasage entre  $V_e$  et  $V_s$  à l'oscilloscope.

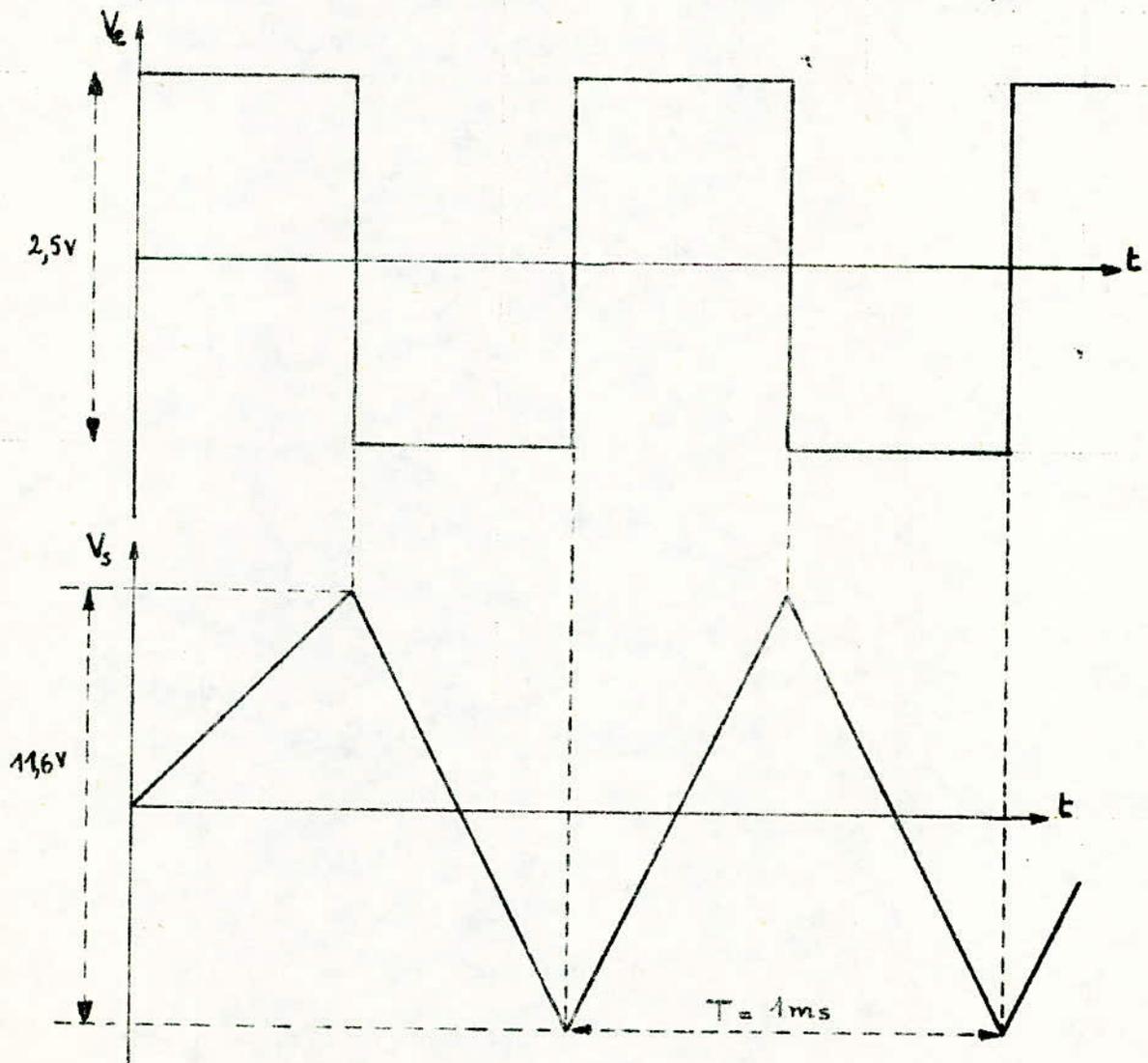


Fig 14 : Allures du signal d'entrée et du signal de sortie de l'intégrateur.

On observe à l'oscilloscope un signal de sortie triangulaire et symétrique par rapport à 0V. En visualisant simultanément, sur l'oscilloscope bi-courbe, les signaux d'entrée et de sortie, on obtient l'oscillogramme de la figure 2 .

Pendant la valeur positive-constante-du signal d'entrée, on obtient, pour le signal de sortie, un segment de droite de pente positive et pendant la valeur négative-constante aussi- on obtient un segment de droite de pente négative. La période du signal de sortie est la même que celle du signal d'entrée:  $T=1\text{ms}$

Mesures des pentes:

$$0 \ll t \ll T/2 \quad P_1 = \frac{V}{t} = \frac{5,8\text{V}}{0,5\text{ms}} = 11,6 \text{ V/ms}$$

$$T/2 \ll t \ll T \quad P_2 = \frac{V}{t} = \frac{-5,8\text{V}}{0,5\text{ms}} = -11,6 \text{ V/ms}$$

### Circuit dérivateur

On attaque le montage dérivateur avec un signal sinusoïdal d'amplitude constante  $V_1 = 10\text{mV}$ . On fait varier sa fréquence dans une gamme allant de 500 Hz à 120 KHz et on mesure la tension  $V_2$  à la sortie.

On calcule alors  $G_V \text{dB} = 20 \log V_2/V_1$ , d'où le tableau suivant:

F (KHz)	0,5	0,8	1	1,1	1,5	3	5	8	9	10
$V_2$ (mV)	4,7	7,3	9,1	10,5	13,8	24,8	38,2	48	49,2	50,1
$G_V$ (dB)	-6,55	-2,73	-0,81	0,42	2,79	7,88	11,64	13,62	13,83	13,99

F (KHz)	15	20	30	40	60	80	90	100	110	120
$V_2$ (V)	48	42,5	33	24	16,5	13	12	10,7	10	9,4
$G_V$ (dB)	13,62	12,56	10,37	7,60	4,34	2,27	1,58	0,58	0	-0,54

La courbe  $G_V \text{ dB} = f(F)$ , tracée à la figure 3., montre bien que le montage se comporte en dérivateur jusqu'à une certaine fréquence et qu'à partir d'une autre fréquence il devient intégrateur, ce qui a été démontré en théorie. On détermine graphiquement les fréquences de coupure  $F_{01}$  et  $F_{02}$  ainsi que la fréquence critique  $F_C$  :

$$F_{01} = 1,03 \text{ KHz}$$

$$F_C = 10,3 \text{ KHz}$$

$$F_{02} = 110 \text{ KHz}$$

Les résultats ainsi trouvés sont très près des résultats théoriques.

Matériel utilisé:

- Quatre alimentations stabilisées
- Un générateur basse fréquence
- Un oscilloscope bi-courbe
- Deux voltmètres

§§ § § § § § § § § §

MULTIVIBRATEUR A AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

Après avoir réglé la tension d'offset, on fait les mesures.

Mesure de  $\Delta F / F_{moy}$

Pour une position quelconque de  $P_2$ , on fait varier  $P_2$  d'une extrémité à l'autre. On remarque que la fréquence varie légèrement:

$$F = 1/T = 1/1\text{ms} = 1 \text{ KHz}$$

$$F' = 1/T' = 1/0,98\text{ms} = 1,02 \text{ KHz}$$

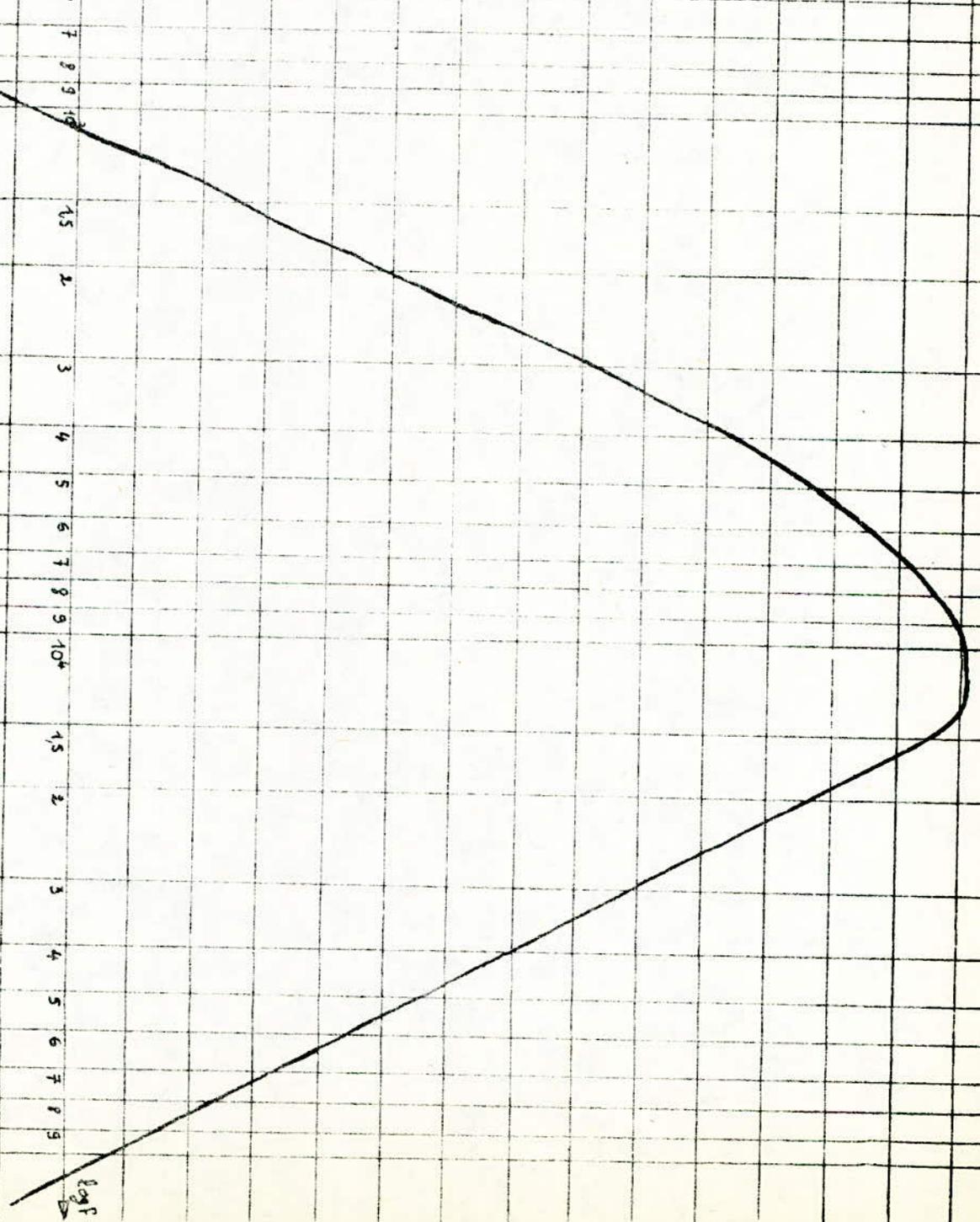
$$2 \Delta F \approx F' - F = 0,02 \text{ KHz} \quad F_{moy} = \frac{F'+F}{2} = 1,01 \text{ KHz}$$

$$\Delta F / F_{moy} = 0,02 / 1,01 = 0,02 \quad \text{soit} \quad \Delta F / F_{moy} = 2\%$$

Mesure de la fréquence minimale et maximale

On règle  $P_1$  au milieu de sa course et on mesure les fréquences correspondant aux valeurs extrêmes de  $P_2$ :

1.5 2 3 4 5 6 7 8 9 10  
1.5 2 3 4 5 6 7 8 9 10  
1.5 2 3 4 5 6 7 8 9



log F

$$T_{\min} = 3,2 \times 50 \text{ s} = 160 \cdot 10^{-6}$$

$$T_{\max} = 8,1 \times 0,2\text{ms} = 1,62 \cdot 10^{-3}$$

$$F_{\max} = 6,25 \text{ KHz}$$

$$F_{\min} = 617 \text{ Hz}$$

### Mesure des rapports cycliques minimal et maximal

A l'aide du potentiomètre  $P_2$  on fixe la fréquence à  $F=1\text{KHz}$  soit donc  $T=1\text{ms}$ . On mesure les durées maximale et minimale du crêneau positif - voir oscillogrammes figure

$$T_{1\min} = 0,5 \times 0,2\text{ms} = 0,1\text{ms}$$

$$T_{1\max} = 4,5 \times 0,2\text{ms} = 0,9\text{ms}$$

$$\frac{T_1}{T} \min = 10\%$$

$$\frac{T_1}{T} \max = 90\%$$

Ces résultats sont voisins de ceux trouvés en théorie aux erreurs dues à la lecture sur l'oscilloscope près.

### Mesure de l'amplitude maximale du signal de sortie

A l'aide du potentiomètre  $P_3$ , on règle l'amplitude du signal de sortie à sa valeur maximale. On mesure  $V_S \max$ :

$$V_S \max = 11,5\text{V}$$

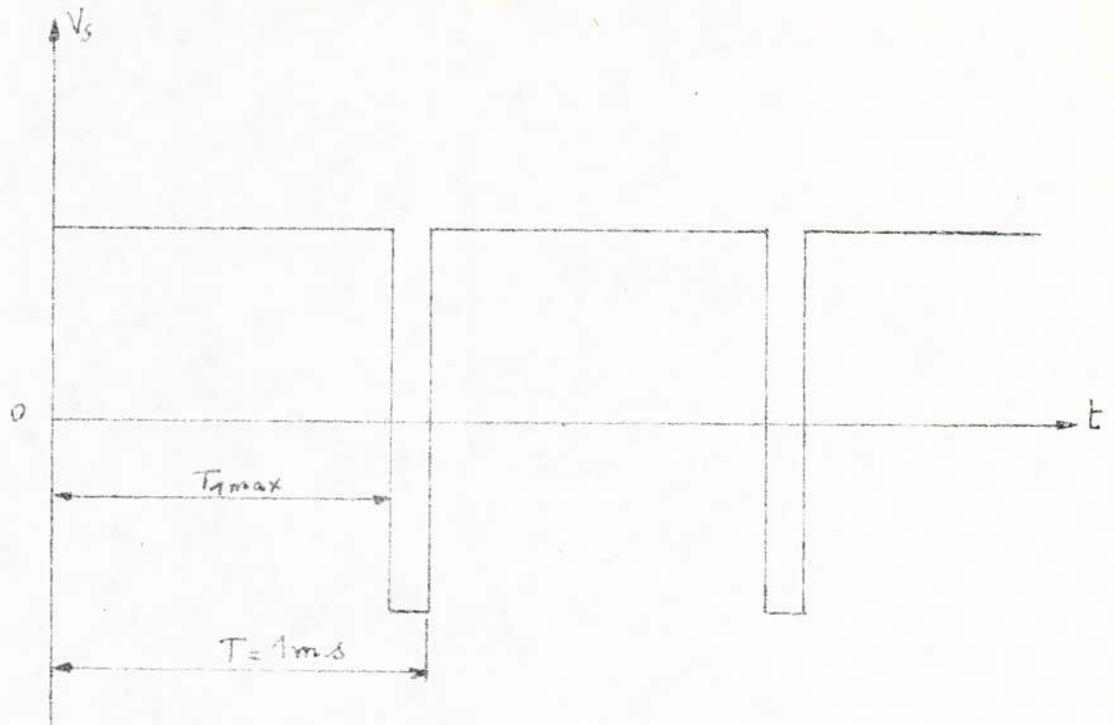


Fig 4: Mesure du rapport cyclique maximal.

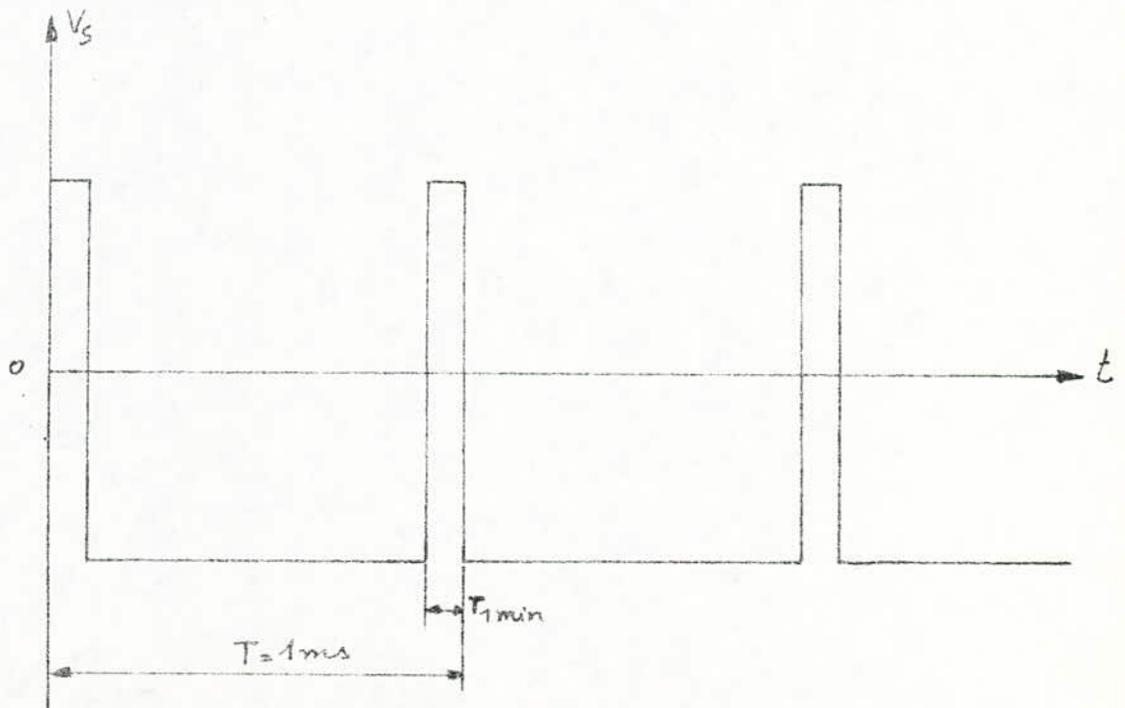


Fig 5: Mesure du rapport cyclique minimal.

- BIBLIOGRAPHIE -

---

- Cours d'électricité..... J.Niard,R.Mérat,Y.Renoux
- L'amplificateur opérationnel et ses applications.....J.C.Marchais
- Electronique -Tomes 1 et 2-.....Beauvillain et Laty
- Electronique -Fascicule III -.....M.Mounic et J.Ricard
- Pratique de l'électronique.....M.Aumiaux
- Thyristors et triacs.....H.Lilen
- Revue de mines et métallurgie.