

1968

UNIVERSITE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES



ETUDE ET REALISATION PRATIQUE

D'UN

G . B . F .

SIGNAL

SINUSOÏDAL ET RECTANGULAIRE

15 Hz - 150 KHz

Proposé par : M. SANSAL

Réalisé par : M. AWAD K.

et

MAHFOUZ H.

UNIVERSITÉ D'ALGER  
ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département :

TÉLÉCOMMUNICATIONS

*Département Télécommunications*

*Reçu, le 17/6/68  
M. S. S.*

P R O J E T D E F I N D'É T U D E

ÉTUDE ET RÉALISATION PRATIQUE  
d'un GÉNÉRATEUR BASSE-FRÉQUENCE

15 Hz - 150 KHz

Proposé par : M. SANSAL

Réalisé par : M. AWAD K.

et.

MAHFOUZ H.

Promotion 1968

/-7 V A N T - /- ) R O P O S

Notre projet consiste à construire un élément essentiel de l'équipement d'un laboratoire électronique ; c'est un générateur BF pour la gamme de 30 Hz à 130 KHz - sinusoïdal et rectangulaire.

Dans notre étude, nous donnerons un rappel sur les oscillateurs RC, et, nous donnerons une étude détaillée pour l'oscillateur à pont de Wien qui sera à la base de la construction de notre générateur BF pour le signal sinusoïdal. Nous ferons aussi une étude sur le Trigger de Schmitt qui sera à la base de la génération des signaux rectangulaires, puis nous donnerons une étude sur le cathodyne qui servira comme étage de sortie de notre générateur, et, enfin l'étalonnage et le schéma pratique de notre générateur.

Nous remercions chaleureusement Monsieur SANSAL de nous avoir proposé ce sujet, d'avoir eu la bonne volonté de nous guider, de nous corriger la rédaction et de nous vérifier les calculs, et des excellents conseils qu'il n'a cessé de nous donner.

Enfin, il nous est un agréable devoir de remercier tous les professeurs qui nous ont enseignés et, en particulier, Monsieur J. SLOSIAR, Chef du Département des Télécommunications pour son aide précieuse, et Monsieur A. OUABDESSELAM, Directeur de l'E.N.P.A pour ses conseils paternels.

AWAD - MAHFOUZ



# I - I N T R O D U C T I O N

-----

## 1 - 1 - GENERATEURS DE SIGNAUX

On peut les classer en deux grandes catégories :

- A- Générateurs d'ondes entretenues (sinusoïdales, modulées ou pures).
- B- Générateurs de signaux non sinusoïdaux (impulsions, ondes rectangulaires, triangulaires, en dents de scie, etc...)

Les générateurs de signaux sinusoïdaux doivent couvrir largement les fréquences de travail, or les équipements électroniques travaillent sur les fréquences s'échelonnant entre une fraction par seconde (servomecanismes), aux fréquences utilisées dans les radars et relais hertziens (plusieurs milliers de MHz). Il est évident qu'aucun générateur ne saurait couvrir seul une gamme aussi énorme, et, en fait on ne travaille toujours que sur une faible partie de spectre, couverte par un générateur conçu pour cette gamme de fréquences.

## 1 - 2 - CLASSIFICATION DES GENERATEURS A ONDES SINUSOIDALES

Sur la figure (1), on voit, tracé à l'échelle logarithmique, le spectre de fréquences couvrant de 0,1 Hz à 1 000 MHz (dix décades). Ce spectre contient les gammes de fréquences des générateurs de laboratoire dont l'étendue est tracée sur le graphique. Le trait plein indique la plage minimale couverte, les pointillés le dépassement souhaitable.

a) - Le générateur très basse fréquence est destiné essentiellement aux études sur les servomécanismes. Il couvre par exemple la gamme de 0,01 Hz à 50 ou 100 Hz.

b) - Le générateur BF, qui va au moins de 20 Hz à 20 KHz, et, si possible jusqu'à 100 ou 200 KHz. Il y a alors recouvrement avec le générateur HF.

- c) - Le générateur HF, qui va de 100 KHz à 50 MHz ; il couvre les gammes de radiodiffusion GO, PO et CO.
- d) - Les générateurs vidéo couvrant de 10 Hz à 10 MHz par exemple.
- e) - Les générateurs V.H.F (à ondes métriques).
- f) - Les générateurs U.H.F (à ondes décimétriques).

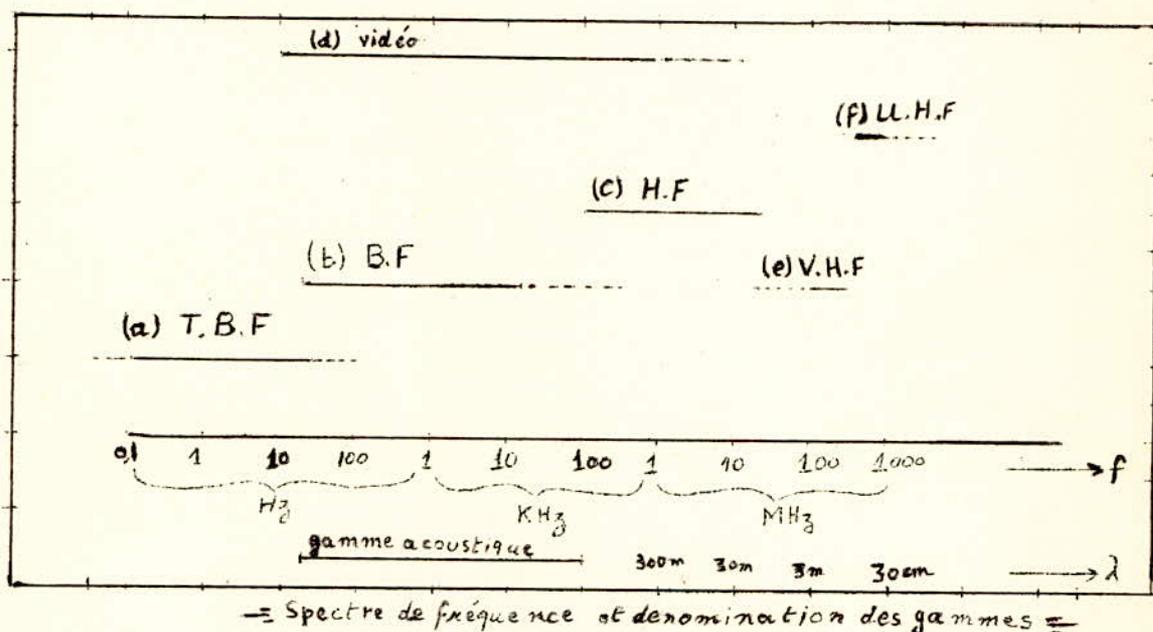


Fig.(1) Un générateur de signaux procure des tensions sinusoïdales de fréquence connue avec une précision déterminée, de 0,1 à 2 % selon les appareils. Le générateur de laboratoire produit un signal d'amplitude connue avec une précision de 1 à 5 % et possède à cet effet des dispositifs d'étalonnage et de contrôle du niveau. Enfin, on peut appeler générateur de service un appareil fournissant une tension de sortie variable de niveau connu approximativement (5 à 20 %), ce qui est toujours préférable à une absence complète d'indications.

Les tensions de sortie varient avec les modèles, elles sont généralement de 10 à 20 V pour les générateurs B.F. à tubes

et, de 1 à 5 V pour les appareils transistorisés ; elles sont de 0,1 à 2 V pour les générateurs HF. Pour les générateurs BF, on spécifie aussi la puissance de sortie dans une charge de 600  $\Omega$  par exemple, et, qui peut être de 50 mW à plusieurs Watts.

-----

## II - O S C I L L A T E U R R C A T U B E S

=====

### 2 - 1 - GENERALITE

La production d'oscillations s'obtient en reportant une fraction du signal de sortie d'un amplificateur, sur l'entrée avec une phase correcte. En principe, le signal de report doit être en phase avec le signal initial, ou tout au moins, satisfaire à certaines conditions de phase (critère de Niquist).

On obtient une réaction positive telle que :

$$A = \frac{A_0}{1 - BA_0} \quad (2.1)$$

$A_0$  = amplification sans réaction

$A$  = amplification avec réaction

$B = \frac{V_e}{V_s}$  = taux de réaction

$BA_0$  = facteur de réaction.

Pour obtenir des signaux sinusoïdaux, il faut :

- Ajuster  $BA_0$  un peu supérieur à 1
- Filtrer les harmoniques à l'aide de :
  - circuits à constantes localisées LC ou RC
  - circuits à constantes réparties (quartz, lignes ou cavités).

Un montage oscillateur doit par ailleurs :

- Posséder un réglage de fréquence
- Avoir une stabilité en fréquence plus ou moins poussée en fonction de l'utilisation.
- Fournir sur le circuit de sortie, soit la fréquence fondamentale soit l'un des harmoniques (multiplicateur de fréquence).

## 2 - 2 - OSCILLATEUR A RESEAU DEPHASEUR (Phase shift)

### a) - Principe

La tension de sortie d'un filtre RC est déphasée en arrière d'un angle par rapport à la tension d'entrée telle que

$$\operatorname{tg} \psi = 1/RC\omega \quad (2.2)$$

En choisissant RC tels que

$$\psi = 60^\circ$$

On peut obtenir avec trois circuits RC un déphasage de  $180^\circ$  compensant la rotation de phase d'1 tube électronique.

### b) - Différents réseaux : (Fig.(2).)

Les réseaux à éléments en progression géométrique ou à quatre cellules permettent d'obtenir des affaiblissements plus faibles. On peut avec ces réseaux réaliser des oscillateurs à triodes, car pour que le système oscille, le gain du tube doit être plus grand que l'affaiblissement provoqué par le réseau.

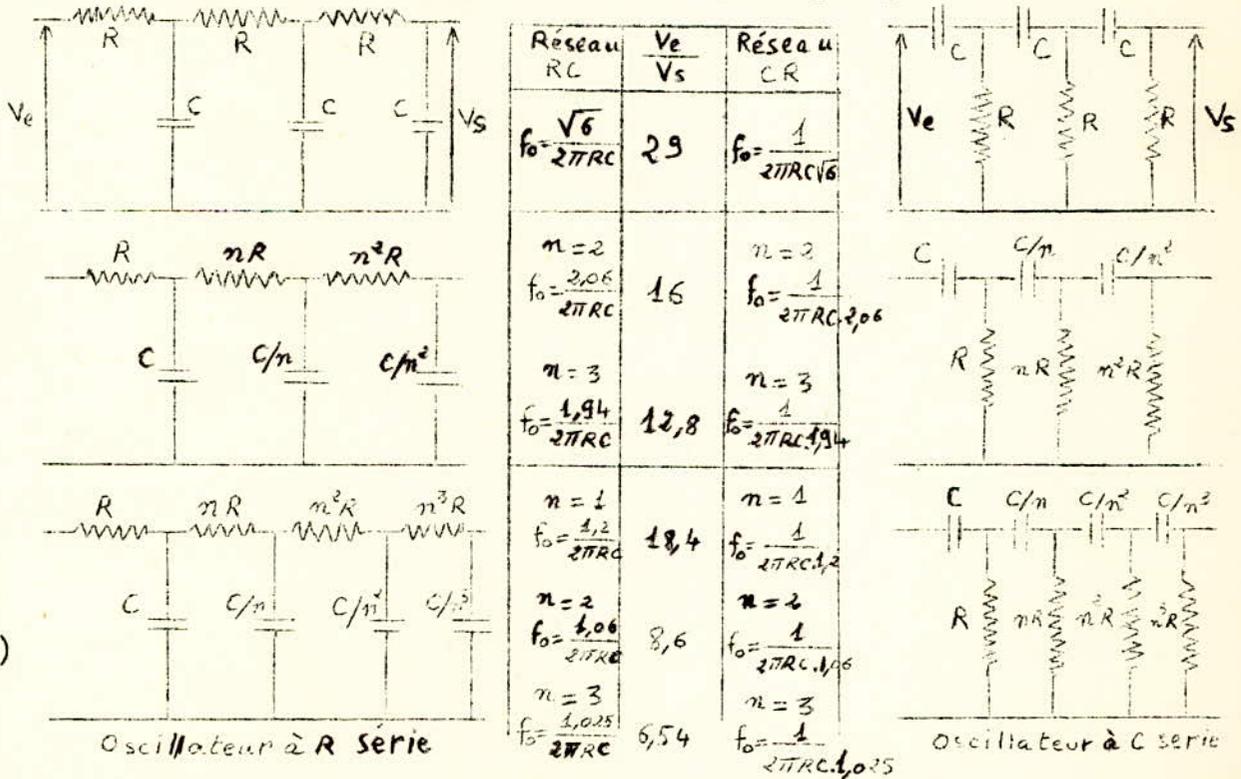


Fig.(2)

c) - Montage : (Fig. (3).)

Le réglage de fréquence se fait par les condensateurs C dont une armature peut être reliée à la masse. La résistance Ra choisie pour que, compte tenu de Rk, le gain soit supérieur à 29.

$C_1 \gg C$  et  $R_g \gg R$  pour ne pas trop influencer sur les caractéristiques du réseau.

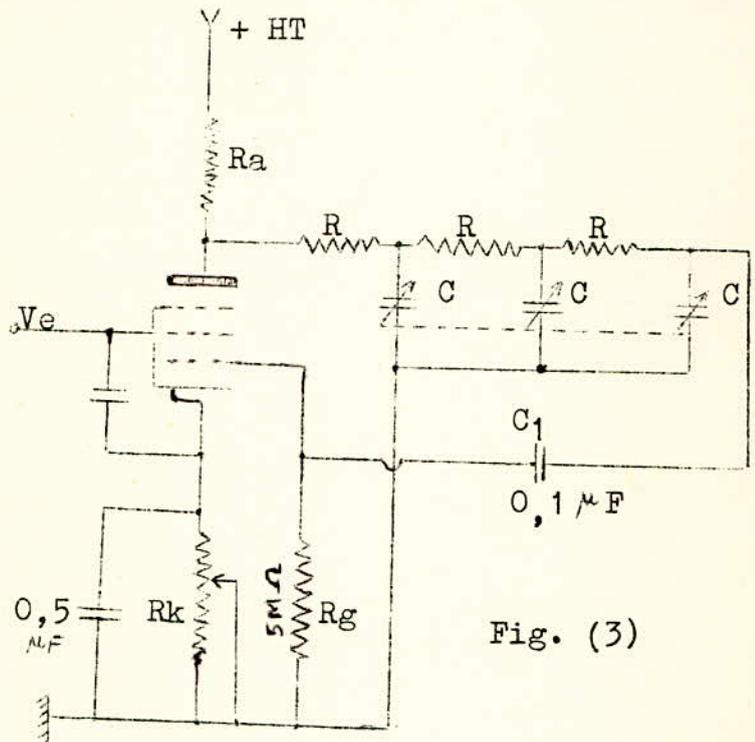


Fig. (3)

Avec  $C = 22 \text{ pF}$  et  $R = 33 \text{ K}\Omega$  la fréquence peut atteindre 500 KHz.

Le taux de réaction peut être dosé par la résistance de cathode Rk.

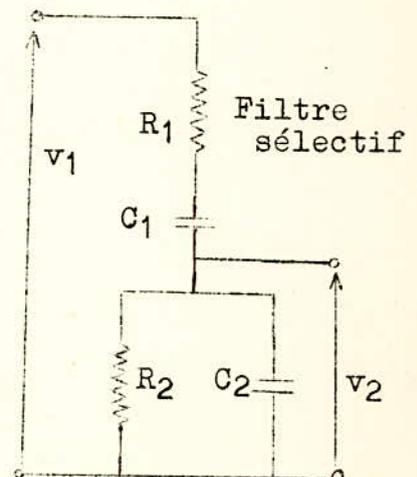
2 - 3 - OSCILLATEUR A FILTRE SELECTIF :

Fig. (4)

a) - Principe :

Un filtre sélectif incorporé dans une chaîne de réaction d'un amplificateur peut amener la production d'oscillation sinusoïdales aux conditions suivantes :

- La tension ramenée à l'entrée doit être en phase, compte tenu du déphasage introduit par le filtre et de celui du tube amplificateur.



- Le gain de l'amplificateur doit être légèrement supérieur à l'affaiblissement provoqué par le filtre.

- Si le filtre a une fréquence de transmission maximale, on l'introduit dans une chaîne de réaction positive, et s'il a une fréquence de transmission minimale, on le place dans une chaîne de réaction négative.

- La résistance d'entrée doit être faible et la résistance de sortie grande.

b)- Montage : (Fig.(5).)

On utilise un filtre du type série-parallèle (Fig.4) possédant une fréquence de transmission maximale, qui doit donc être placé dans une chaîne de réaction positive. La tension de sortie du filtre est en phase sur la tension d'entrée, d'où la réaction de plaque à grille du tube précédent pour réaliser la condition de phase.

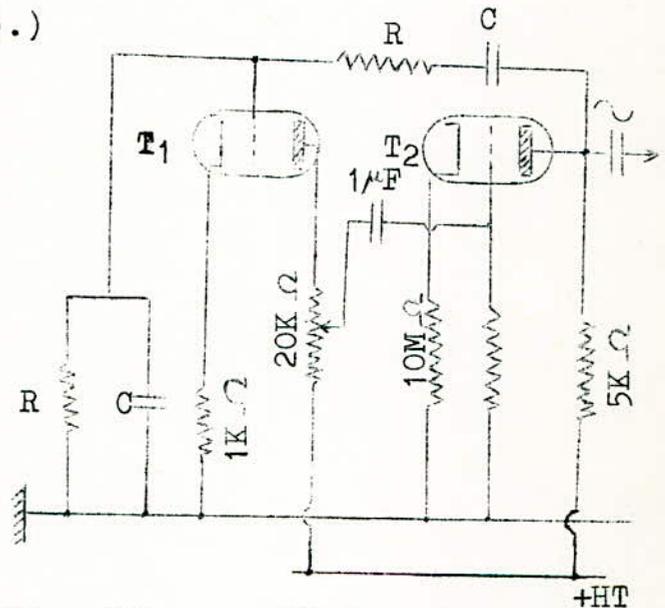


Fig. (5) : oscillateur à filtre sélectif.

On remarque que le schéma se déduit de celui d'un multivibrateur dont l'une des liaisons RC est remplacée par un filtre sélectif.

## 2 - 4 - OSCILLATEURS A FILTRES EN T :

### Principe :

Le filtre en double T, fig. (6), a une fréquence de transmission minimale et sera placé dans une chaîne de réaction négative. La tension de sortie du filtre est déphasée de  $180^\circ$  par rapport à la tension d'entrée.

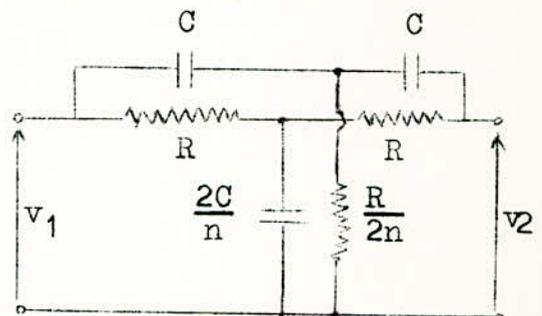


Fig.(6) : filtre en double T

$$f_0 = \frac{n}{2 RC}$$

2 - 5 - OSCILLATEURS EN PONT DE WIEN :

Principe :

L'étude de cet oscillateur sera l'objet du chapitre suivant, car :

- 1°) - Il est le type principal des oscillateurs à filtre sélectif.
- 2°) - Il sera à la base de la construction de notre G.B.F.

-----

III - OSCILLATEUR A PONT DE WIEN

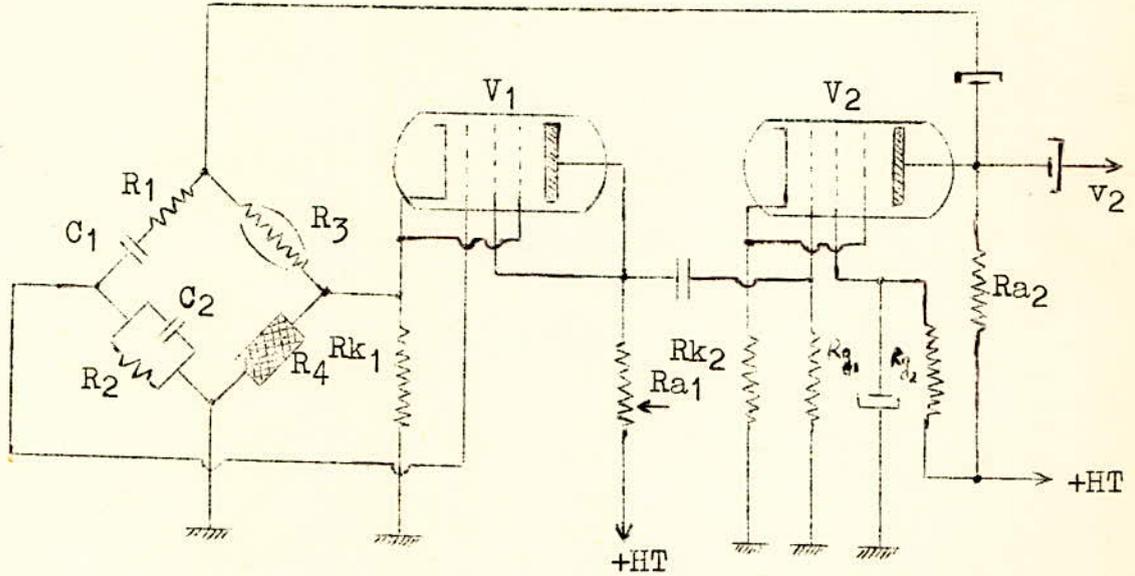


Fig.(7) : oscillateur à pont de Wien

3 - 1 - PONT DE WIEN :

La théorie des dipôles mixtes (série-parallèle), fig(8), montre que la tension de sortie  $v_2$  sera en parallèle avec la tension d'entrée  $v_1$ , à la condition :

$$\varphi_2 = 0 \quad (3.1)$$

$$v_2 = v_1 \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{X_1}{X_2} + 1\right) - j \left(\frac{R_1}{X_2} - \frac{X_1}{R_2}\right)} \quad (3.2)$$

et

$$\varphi_2 = \text{arc tg} \frac{\frac{R_1}{X_2} - \frac{X_1}{R_2}}{\frac{R_1}{R_2} + \frac{X_1}{X_2} + 1} \quad (3.3.)$$

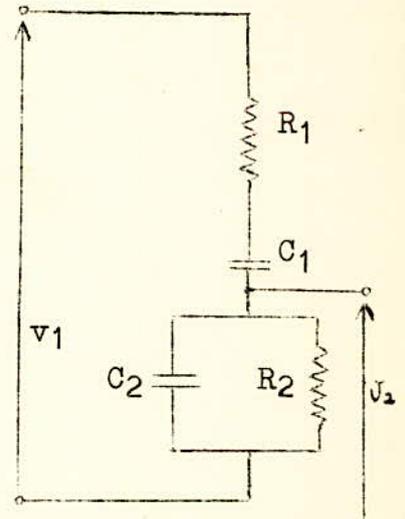


Fig.(8) : dipôle mixte

$$\text{où } X_1 = -\frac{1}{C_1 W} \quad \text{et} \quad X_2 = -\frac{1}{C_2 W} \quad (3.4.)$$

La condition  $\Psi_2 = 0$  nous permet d'écrire :

$$R_1 R_2 = X_1 X_2 \quad (3.5.)$$

Dans notre cas de pont de Wien on a :

$$R_1 = R_2 = R \quad \text{et} \quad X_1 = X_2 = X = -\frac{1}{C W} \quad (3.6.)$$

d'où l'on déduit la fréquence propre du pont de (3.5) et (3.6)

$$R_1 R_2 = \frac{1}{C_1 C_2 W^2}$$

$$\text{d'où} \quad W^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

En tenant compte de (3.5) on aura :

$$W = \frac{1}{RC} = 2 \pi f \quad (3.7)$$

d'où l'on tire la fréquence propre du pont :

$$f = \frac{1}{2 \pi RC} \quad (3.8)$$

A cette fréquence la tension de sortie  $v_2$  sera :

$$v_2 = \frac{1}{3} v_1 \quad (3.9)$$

### 3 - 2 - OSCILLATEUR A PONT DE WIEN : (fig.(7).)

Le type principal des oscillateurs, à pont ou filtre sélectif, est celui utilisant le pont de Wien. Le montage d'un tel oscillateur est représenté sur la figure (7). On voit d'après la figure, qu'il s'agit d'un amplificateur à deux étages, les tubes travaillant sur les résistances respectivement  $R_{a1}$  et  $R_{a2}$ . La réaction positive est faite ici par le produit RC série-parallèle, composé des résistances  $R_1$   $R_2$ , des capacités  $C_1$  et  $C_2$ . Par le pôle mixte, est ramenée la tension de sortie du tube  $V_2$  à l'entrée du tube  $V_1$ . Pour la réaction positive, la tension de réaction doit être en phase avec la tension d'entrée. On a déjà vu au paragraphe

précédent qu'un tel cas se produit pour la fréquence propre du pont donnée par (3.8)

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

En tenant compte de ce que, pour cette fréquence, le coefficient de réaction  $\beta_k$  est donné par la relation :

$$\beta_k = \frac{v_g}{v_2} = \frac{1}{3} \quad (3.10)$$

Il faudrait avoir, pour que la réaction critique soit atteinte, une amplification  $A_0$  de l'amplificateur à deux étages :

$$A_{0k} = \frac{1}{\beta_k} = 3 \quad (3.11)$$

Naturellement c'est une valeur très faible. Dans les conditions véritables, l'amplification  $A_0$  possède une valeur essentiellement plus grande et par conséquent, un tel oscillateur ne fournit pas un signal harmonique, mais un signal variant périodiquement à plusieurs composantes harmoniques.

On lutte contre ce fait par l'introduction d'une contre-réaction qui est appliquée de la sortie de  $V_2$  par le diviseur  $R_3, R_4$  à la cathode de  $V_1$ . Alors la tension résultante agissant entre la grille et la cathode de  $V_1$  est :

$$v_{gk} = v_g - v_k \quad (3.12)$$

On voit que sur le diviseur  $R_3, R_4$ , il ne se produit pas de déphasage et pour la fréquence propre, la tension  $v_g$  est en phase avec  $v_k$ , et la tension  $v_{gk}$  est aussi en phase avec ces dernières, car, elle doit toujours remplir la condition :

$$v_g > v_k \quad (3.13)$$

Ca veut dire que, du point de vue de la naissance des oscillations, le coefficient de réaction pour la fréquence propre est :

$$\beta = \frac{v_{gk}}{v_2} = \frac{v_g}{v_2} - \frac{v_k}{v_2} = \frac{1}{3} - \frac{R_4}{R_3+R_4} \quad (3.14)$$

A L'équilibre des oscillations, on doit avoir :

$$\beta = \frac{1}{A_0} \quad (3.15)$$

et alors  $\frac{1}{3} - \frac{R_4}{R_3+R_4} = \frac{1}{A_0}$

ou après transformation

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{2 A_0 + 3}{A_0 - 3} \quad (3.16)$$

où  $A_0$  est l'amplification sans réaction.

Il est évident, si maintenant les résistances  $R_3$  et  $R_4$  sont choisies de façon à satisfaire la relation (3.16), et que dans ce cas, pour la fréquence propre du dipole mixte RC, la condition de réaction critique sera remplie aussi et par conséquent, si au hasard, le dispositif accroche et commence à osciller, les oscillations se maintiendront.

Afin de faciliter le moment d'amorçage des oscillations, il faut considérer qu'au début du fonctionnement, la réaction positive est surcritique, puisqu'elle doit diminuer progressivement au fur et à mesure de l'augmentation de l'amplitude de la tension de sortie, et enfin, se stabiliser à la valeur critique par une certaine valeur de l'amplitude de la tension de sortie. Il en résulte que la branche de réaction doit comporter un élément dont la valeur sera variable. d'après la tension appliquée, ou le courant passant par cet élément. Ainsi, les circuits de réaction doivent avoir outre les éléments linéaires, au moins, un ou plusieurs éléments non linéaires.

### 3 - 3 - STABILISATION AUTOMATIQUE D'AMPLITUDE :

On a dit que le générateur de la figure (7) a un fonctionnement instable : tout ce qui entraîne une variation d'amplitude soit le fait décrocher, soit détermine une distorsion

sensible. On est donc conduit à prévoir un dispositif stabilisateur d'amplitude qui, correctement réalisé, maintient constante la tension de sortie à par exemple  $\pm 0,2$  dB d'un bout à l'autre de la gamme. On peut envisager des stabilisateurs d'amplitude thermiques ou du type antifading ; les premiers sont pratiquement seuls employés.

Le régulateur thermique est une résistance non linéaire affectée d'un coefficient de température aussi élevé que possible. Dans une résistance à coefficient de température positif (lampe d'éclairage à filament métallique), la résistance augmente avec l'intensité du courant qui la traverse. Dans une résistance à coefficient de température négatif ou thermistance, au contraire la résistance diminue lorsque le courant augmente.

Dans la pratique on monte une ampoule dans le bras  $R_4$  du pont ou bien une thermistance à la place de  $R_3$ .

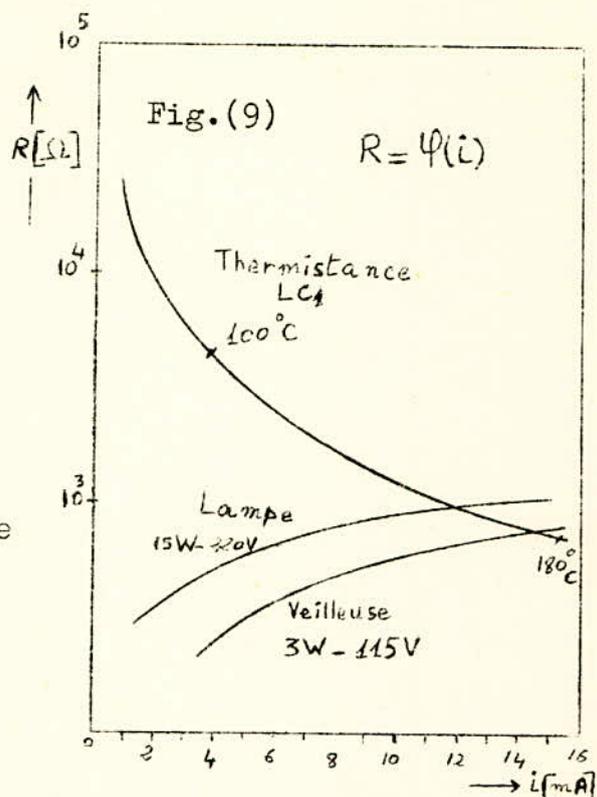
Supposons que pour une raison quelconque, l'amplitude de l'oscillation augmente. Le courant dans le diviseur  $R_3$ ,  $R_4$  augmente, réduisant la résistance de la thermistance ou augmentant celle de l'ampoule. Dans les deux cas, le rapport  $R_3/R_4$  diminue et s'approche de la condition d'équilibre (3.16) qu'on peut écrire :

$R_3 > 2 R_4$  (3.17) car  $A_0$  augmente réduisant ainsi l'amplitude de l'oscillation.

On peut encore considérer que l'augmentation d'amplitude diminue le rapport  $\frac{vk}{v_2}$  et renforce ainsi le taux de contre-réaction, ramenant ainsi l'amplitude à sa valeur initiale. Cette action est très efficace.

On a donc le choix entre le régulateur par ampoule et par thermistance.

La figure (9) montre les caractéristiques  $R = \psi(i)$  relevées sur les lampes 15 W, 220 v et 3 W, 115 V d'une part, et sur une thermistance type "perle" d'environ 150.000 à 20° C (CTN 82 901 de la Radio-technique; B8-320-03-P/150 K C.O.P.R.I.M. ou LC1 du carbone Lorraine). L'échelle des R est logarithmique afin de bien mettre en évidence la proportionalité des variations. On note d'abord que la pente est beaucoup plus grande pour la thermistance que pour les lampes. En effet le coefficient de température (négatif) de la thermistance est de l'ordre de 4 % / °C, soit à peu près dix fois plus que pour une lampe à filament métallique. La thermistance est donc un régulateur beaucoup plus efficace que la lampe.



Un autre facteur défavorise encore la lampe ; en plus du courant de l'oscillation, elle est parcourue par le courant cathodique continu de  $V_1$  qui a pour effet de réduire la variation donnée de  $i$ . La thermistance, placée dans le bras adjacent du pont, n'est pas parcourue par cette composante gênante.

Mais l'argument le plus important en faveur de la thermistance est sa résistance choisie à volonté.

Pour ces trois facteurs favorables on choisira pour notre montage la thermistance B8-320-03-P/150K C.O.P.R.I.M.

-----

## IV - L E C A T H O D Y N E

---

### 4 - 1 - DEFINITION

La figure (10) indique un amplificateur, dont la masse, au point de vu courant alternatif, se trouve sur l'anode, c'est pourquoi, cet amplificateur est nommé : amplificateur avec l'anode à la masse. Ceci signifie que la tension sur la résistance de charge  $R_z$  est en phase avec le courant anodique et par conséquent aussi avec la tension d'excitation.

Il en résulte pour l'amplification

$$A_o = \frac{v_2}{v_1} = S_d R_z > 0 \quad (4.1)$$

Mais la tension de réaction  $v_r$  est donnée dans le sens de l'anode vers la cathode ; cela veut dire que cette tension est en phase opposée par rapport à la tension de sortie  $v_2$ .

Alors le facteur de réaction sera valable :

$$\beta = - \frac{v_r}{v_2}$$

Dans le cas de la figure on aura :

$$\beta = - 1 \quad (4.2)$$

Dans ce cas, la valeur absolue de la tension ramenée à l'entrée est égale à la valeur

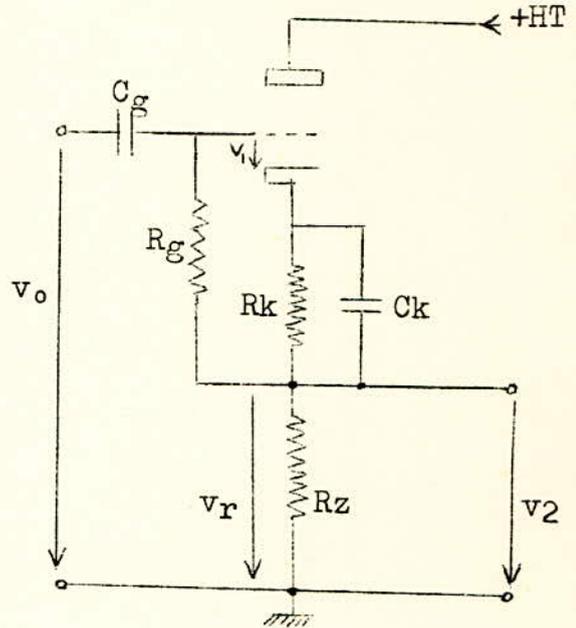


Fig.(10)

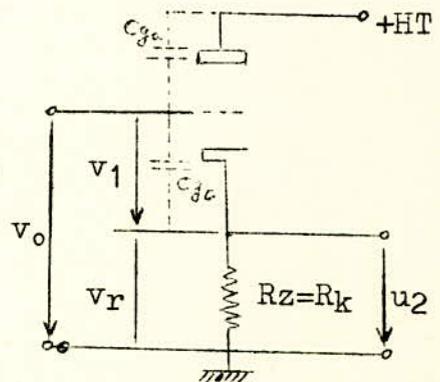


Fig.(11)

absolue de la tension de sortie.

On peut simplifier le montage de la figure (10), si, la résistance de charge au point de vue courant alternatif, peut aussi produire la polarisation, et, on aura le montage de la figure (11). La tension  $v_2$  sur cette résistance suit en phase la tension d'excitation.

C'est pourquoi, on appelle un tel montage ; cathodyne ou cathode follower (cathode suiveuse).

#### 4 - 2 - L'AMPLIFICATION DU CATHODYNE

En fait, le cathodyne est un amplificateur à contre-réaction et son amplification peut s'exprimer par :

$$A = \frac{A_0}{1 + A_0} \quad (4.3)$$

et en tenant compte de (4.1)

$$A = \frac{Sd R_k}{1 + Sd R_k} \quad (4.4)$$

Si on exprime la pente dynamique  $Sd$  en fonction de la pente statique  $S$ , on aura :

$$A = \frac{S \frac{R_k R_i}{R_k + R_i}}{1 + S \frac{R_k R_i}{R_k + R_i}} = \frac{SR_i}{SR_i + 1 + \frac{R_i}{R_k}}$$

où  $R_i$  est la résistance interne du tube électronique.

mais on a  $\mu = SR_i$

$$\text{d'où} \quad A = \frac{\mu}{\mu + 1 + \frac{R_i}{R_k}} \quad (4.5)$$

Dans les cas pratiques :  $\mu \gg 1$  ; donc (4.5) peut s'écrire :

$$A \approx \frac{\mu}{\mu + \frac{R_i}{R_k}} = \frac{SR_k}{1 + SR_k} \quad (4.6)$$

On voit, d'après la relation (4.6) que l'amplification en tension du cathodyne est toujours plus petite que 1 et ne tend vers 1 que pour  $R_z \Rightarrow \infty$ .

Ceci tient au fait que les tensions  $v_0$  et  $v_2$  sont en phase et que par conséquent, entre la grille et la cathode agit la différence des deux tensions. Alors, si pour la valeur finie de  $R_k$  on avait  $v_2 \gg v_0$ , le courant d'anode devait être soit en phase opposée à  $v_2$ , soit nul. Dans le premier cas,  $v_2$  serait en opposition de phase par rapport à  $v_0$ , dans le deuxième cas, on aurait  $v_2 = 0$ . Ceci n'a rien de physique et par conséquent, il n'en est rien.

Là on peut conclure que le cathodyne ne peut pas servir d'amplificateur de tension.

#### 4 - 3 - IMPEDANCE DE SORTIE D'UN CATHODYNE

En fait, le cathodyne est un amplificateur à réaction de tension, alors son impédance de sortie est :

$$Z_{it} = \frac{Z_i}{1+A_0} \quad (4.7)$$

L'impédance de sortie du même amplificateur sans réaction est :

$$Z_i = \frac{R_i R_k}{R_i + R_k} \quad (4.8)$$

d'où  $Z_{it}$  peut s'écrire :

$$Z_{it} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} + S} \quad (4.9)$$

On remarque que l'impédance de sortie d'un cathodyne possède un caractère purement ohmique, donc on peut la désigner par  $R_{ik}$  et on aura

$$R_{ik} = \frac{1}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_k} + S} \quad (4.10)$$

Il en résulte qu'un cathodyne peut être remplacée par une source équivalente, dont la résistance interne est constituée par les résistances en parallèle  $R_i$ ,  $R_k$  et  $1/S$ . Il s'agit donc d'une combinaison parallèle des résistances, alimentée par une source de courant, dont, le courant permanent est égal au courant de court-circuit du cathodyne :

$$I_c = S v_o \quad \text{Figure (12)}$$

Dans les cas pratiques, très souvent, on a  $R_i \gg R_k$ , et alors :

$$\frac{1}{R_{ik}} = \frac{1}{R_k} + S \quad (4.11)$$

d'où l'on tire :

$$R_{ik} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{SR_k}} \quad (4.12)$$

Et enfin, on voit d'après (4.12) que la résistance de sortie d'un cathodyne est toujours plus petite que l'inverse de la pente du tube électronique au point de fonctionnement considéré.

Si l'on a  $SR_k \gg 1$  c.à.d.  $\frac{1}{SR_k} \ll 1$  la résistance de sortie sera :

$$R_{ik} \simeq \frac{1}{S} \quad (4.13)$$

#### 4 - 4 - IMPEDANCE D'ENTREE D'UN CATHODYNE

Il est très important de trouver l'influence de la réaction sur l'impédance d'entrée du cathodyne. D'après la figure 11, l'impédance d'entrée est formée surtout par les capacités parasites entre la grille et les autres électrodes du tube, puisqu'il n'y a pas d'autres éléments.

Sur la capacité  $C_{gc}$ , entre la grille et la cathode, agit la tension :

$$v_1 = v_o - v_2$$

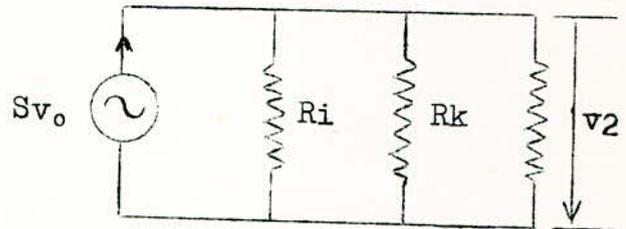


Fig.(12)

Cette capacité est traversée par le courant :

$$I_{gc} = pC_{gc} (v_0 - v_2)$$

$$I_{gc} = pC_{gc} (1 - A)v_0 \quad (4.14)$$

et par conséquent, à cette capacité peut être substituée une capacité équivalente  $C'_{gc}$  branchée directement aux bornes de la source d'excitation :

$$C'_{gc} = C_{gc} (1 - A) \quad (4.15)$$

Mais on a déjà vu que l'amplification  $A$  d'un cathodyne diffère peu de 1 (4.6), donc  $C'_{gc}$  est très faible.

La capacité d'entrée totale du tube monté en cathodyne est :

$$C_{g1} = C_{ga} + C_{gc} (1 - A) \quad (4.16)$$

La capacité d'entrée, du même tube monté en amplificateur avec la cathode à la masse, est :

$$C_{g2} = C_{gc} + C_{ga} (1 + A_0) \quad (4.17)$$

Si nous comparons ces capacités, nous obtenons :

$$\frac{C_{g1}}{C_{g2}} = \frac{C_{ga} + C_{gc} \left(1 - \frac{A_0}{1+A_0}\right)}{C_{gc} + C_{ga} (1 + A_0)} = \frac{1}{1 + A_0} = \frac{1}{1 + SRk} \quad (4.18)$$

On voit, d'après (4.18), que le cathodyne est plus avantageux du point de vue de la capacité d'entrée qu'un amplificateur avec la cathode à la masse.

Enfin, en comparant un cathodyne avec un amplificateur, avec la cathode à la masse, on voit que le premier :

1) - Ne peut pas servir d'un amplificateur de tension, car son amplification est toujours plus petite que 1.

2) - Par contre, le cathodyne possède une très faible capacité d'entrée et une faible résistance de sortie.

39 - Aussi, le cathodyne va servir dans les cas où l'on demande une adaptation d'impédance, il est souvent utilisé comme étage coupleur entre l'amplificateur de tension et l'utilisateur possédant une assez grande capacité.

En résumé il servira comme un étage de sortie.

-----

## PRODUCTION DES SIGNAUX RECTANGULAIRES

-----

Pour produire les signaux rectangulaires, nous avons utilisé un dispositif déclenché par le signal sinusoïdal produit par la première partie qui est l'oscillateur à "pont de Wien".

Ce dispositif est un "trigger de Schmitt" qui donne à sa sortie un signal rectangulaire ayant la même fréquence que le signal d'excitation.

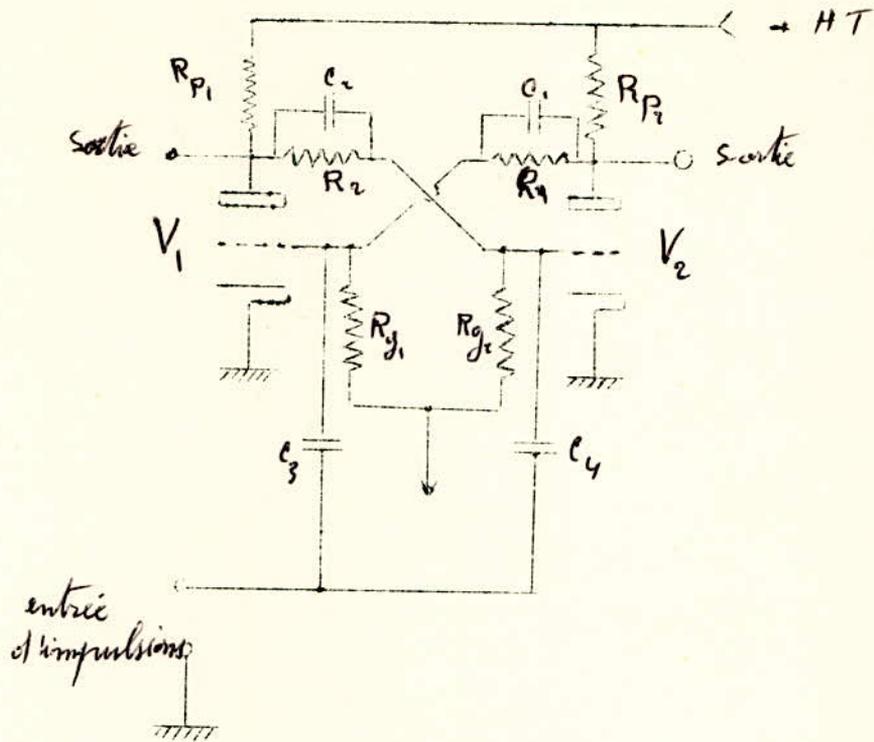
Le trigger de Schmitt est dérivé du multivibrateur bistable d'Ecclès et Jordan. Nous allons donc expliquer le montage d'Ecclès-Jordan, pour passer après à l'étude détaillée du Trigger de Schmitt.

## V - MULTIVIBRATEUR BISTABLE D'ECCLES - JORDAN

-----

C'est un dispositif à déclenchement possédant deux états stables. Il est appelé aussi bascule, ou échelle de 2, ou, improprement, flip - flop.

Le schéma du montage d'Ecclès-Jordan est représenté par la fig. 13



Comme on voit il s'agit de deux tubes  $V_1$  et  $V_2$  (triodes ou pentodes) montés en amplificateurs à résistances, les résistances de charge d'anode étant respectivement  $R_{p1}$  et  $R_{p2}$  de valeurs relativement faibles (quelques dizaines de  $K\Omega$ ). Chaque anode attaque la grille de l'autre tube par une liaison continue, formée par exemple pour l'attaque de la grille de  $V_1$  par les résistances  $R_1$  et  $R_{g1}$ .

Les résistances  $R_{g1}$  et  $R_{g2}$  sont de valeurs élevées (quelques centaines de  $K\Omega$ ). Nous ne tiendrons d'abord pas compte des capacités  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  et  $C_4$  dont le rôle sera expliqué ultérieurement.

Les valeurs de la H.T., de la polarisation et des résistances doivent être choisies pour que le montage satisfasse aux conditions suivantes :

- 1) - Quand la grille de  $V_1$  est reliée à la masse, ce

qui entraîne une baisse de potentiel de l'anode de  $V_1$  par rapport à la masse, la grille de  $V_2$  est portée à un potentiel suffisamment négatif par rapport à la masse pour que  $V_2$  soit largement bloqué.

2) - Quand la grille de  $V_1$  est portée à un potentiel suffisamment négatif par rapport à la masse pour que  $V_1$  soit bloqué, ce qui entraîne une remontée du potentiel de l'anode de  $V_1$ , la grille de  $V_2$  est amenée à un potentiel positif par rapport à la masse, ou, plus exactement le point commun de  $R_2$  et  $R_{g2}$ , supposé déconnecté de la grille de  $V_2$ , est porté à un potentiel positif par rapport à la masse (car le fait que ce point commun soit relié à la grille de  $V_2$  empêche son potentiel de devenir positif par rapport à la masse en raison du courant grille qui prend naissance dans  $V_2$ ).

3) - Les conditions précédentes doivent être toujours satisfaites quand on permute  $V_1$  et  $V_2$  dans leur énoncé.

Supposons maintenant que du courant passe dans les deux tubes. Si à un moment donné le courant de  $V_1$  augmente un peu par exemple, il en résulte une baisse du potentiel d'anode de  $V_1$ , ce qui, par le diviseur de tension  $R_2 - R_{g2}$ , entraîne une baisse du potentiel grille de  $V_2$ , d'où une diminution de courant et une montée du potentiel d'anode de  $V_2$ , qui par le diviseur  $R_1 - R_{g1}$ , provoque une montée du potentiel grille de  $V_1$ , ce qui accentue le courant anodique de  $V_1$ .

Le même raisonnement montrerait que, si le courant anodique de  $V_1$  diminue, le jeu de liaison entre  $V_1$  et  $V_2$  entraîne une baisse du potentiel grille de  $V_1$ .

Le régime dans lequel  $V_1$  et  $V_2$  débitent simultanément est donc instable et l'ensemble ne peut y demeurer. Mais puisque les conditions 1 et 3 sont remplies on voit que deux états stables peuvent exister :

a) -  $V_1$  est bloqué (son potentiel grille est très négatif) et  $V_2$  débite au maximum.

b) -  $V_2$  est bloqué et  $V_1$  débite au maximum.

Le système peut rester indéfiniment dans l'un ou l'autre de ces états.

Supposons maintenant que ce soit  $V_1$  qui débite et  $V_2$  qui soit bloqué. Si nous appliquons au point A une impulsion négative de grande amplitude par les condensateurs  $C_3$  et  $C_4$ , elle va être transmise à la grille de  $V_2$ , ce qui n'aura pas d'effet puisque ce tube est déjà bloqué, et à la grille de  $V_1$  qui se bloquera. Pendant un temps très court, inférieur même à la durée de l'impulsion, les deux tubes seront bloqués. A la fin de l'impulsion un des deux tubes va se remettre à débiter puisque l'état correspondant aux deux tubes bloqués est instable.

C'est ici qu'interviennent les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . En effet, si on ne les avait pas utilisés, il aurait très bien pu arriver que, à la fin de l'impulsion, ce soit  $V_1$  qui se mette à débiter. Autrement dit l'arrivée de l'impulsion négative en A, en l'absence de  $C_1$  et  $C_2$ , peut faire basculer le système ou ne pas le basculer. Au contraire, si le montage comporte les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  le processus est différent : au moment de l'arrivée de l'impulsion négative, quand  $V_1$  se bloque la montée du potentiel de l'anode de  $V_1$  provoque la charge des condensateurs  $C_2$  et  $C_4$  en série ; l'effet de cette charge est de rendre, au moment de la fin de l'impulsion, la grille de  $V_2$  plus positive (ou plutôt moins négative) que celle de  $V_1$ . Il s'en suit que c'est l'autre état stable qui s'établit, c'est à dire  $V_1$  bloqué et  $V_2$  débitant.

On voit donc qu'à chaque impulsion négative envoyée en A, le montage bascule d'un état d'équilibre à l'autre.

Comme il y a deux états d'équilibre et qu'une période est constituée par la succession de ces deux états, on conclut qu'à 2 impulsions en A correspond une seule période.

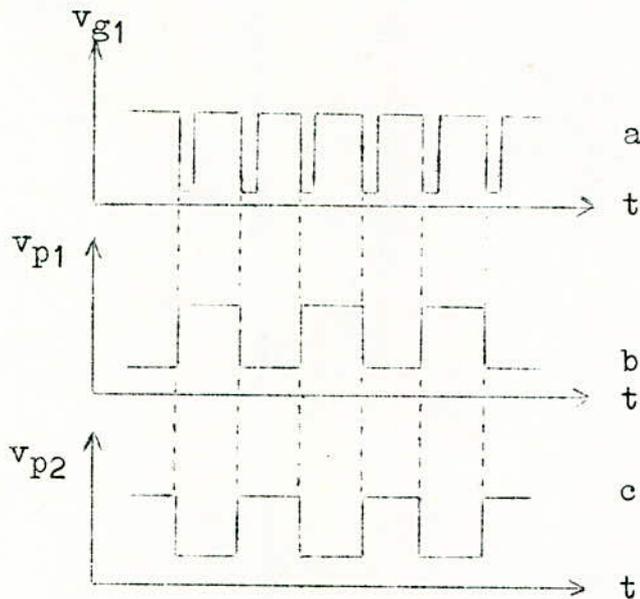


fig. 14

Signaux rectangulaires symétriques obtenus sur une plaque a et sur l'autre b d'un Eccles-Jordan attaqués par les impulsions a

Nous avons vu qu'une impulsion négative appliquée en A provoquait le basculement. Une impulsion positive le provoque aussi, mais il faut qu'elle soit de plus grande amplitude pour pouvoir débloquent franchement le tube qui était bloqué. Ceci est dû à ce que, comme "marge de sécurité", on porte la grille du tube bloqué à un potentiel beaucoup plus négatif par rapport à la cathode, que la valeur qui correspond au cut-off. Si on utilise une impulsion négative il n'est même pas nécessaire qu'elle soit égale au cut-off : il suffit qu'elle amorce le basculement qui se continue tout seul.

#### POLARISATION DE LA BASCULE D'ECCLÈS-JORDAN

La source de polarisation -  $V_{g_0}$  est supprimée et

remplacée par une polarisation sur les cathodes à l'aide d'une résistance  $R_k$ .

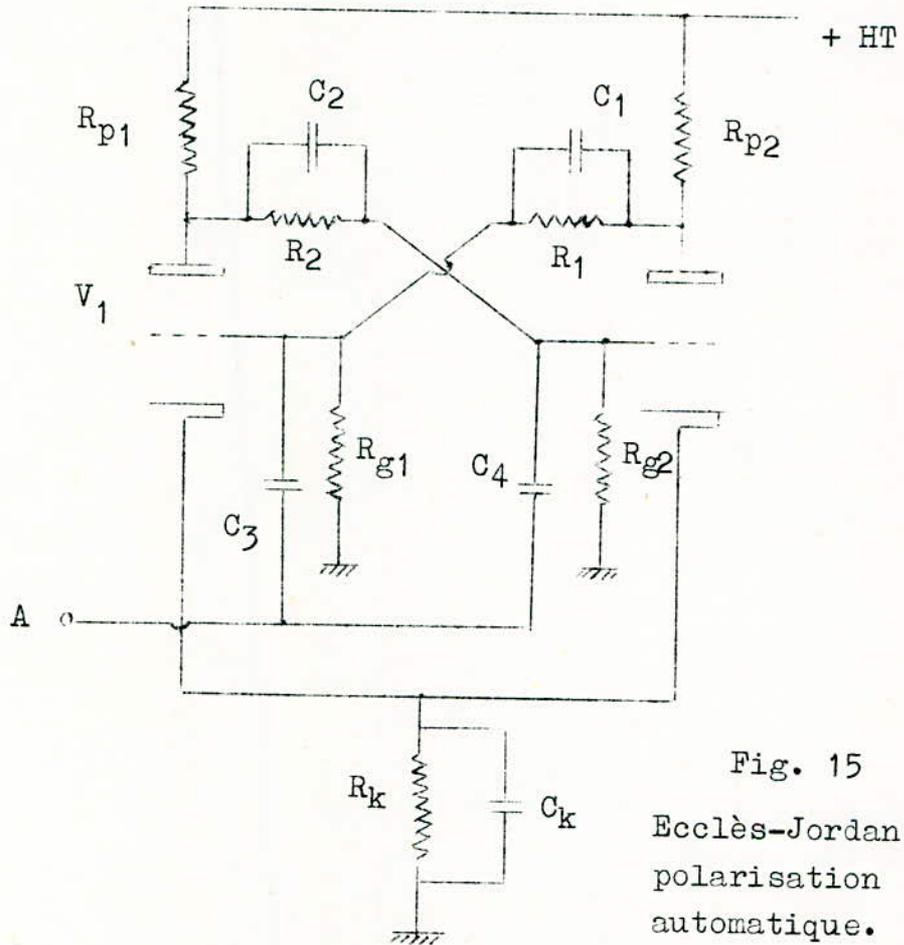


Fig. 15  
Eccles-Jordan à  
polarisation  
automatique.

## VI - TRIGGER DE SCHMITT

---

Le trigger de Schmitt est un montage à deux états d'équilibre, qui dérive de l'Ecclès-Jordan par remplacement d'un des deux couplages continus de plaque à grille (plaque de  $V_2$  à grille de  $V_1$ ) par un couplage cathodique qui est également un couplage continu. Son schéma est donné par la figure (

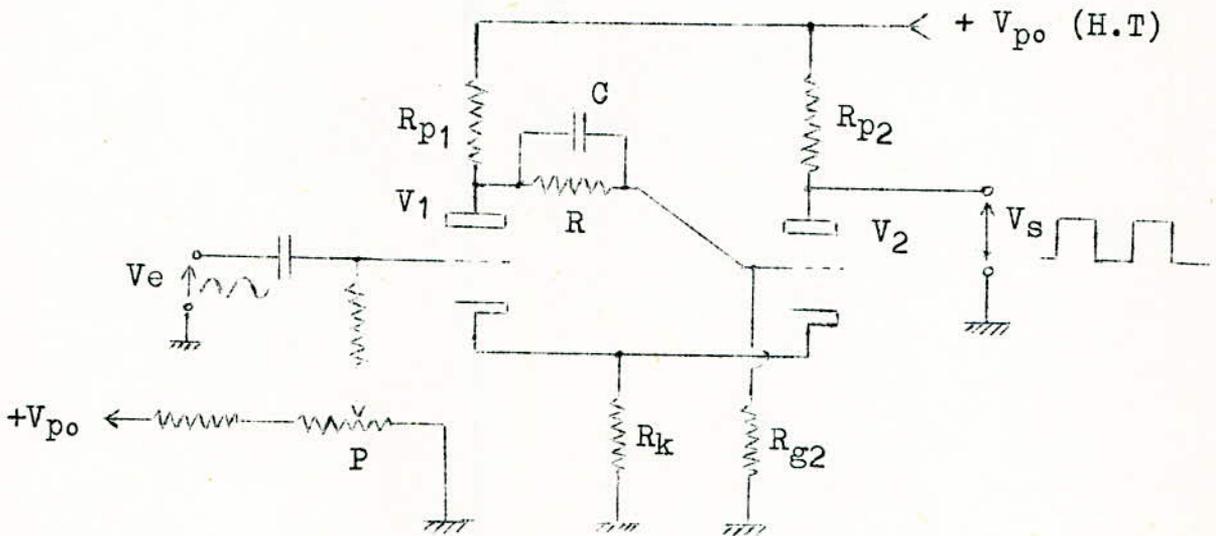


Fig. 16 - Trigger de Schmitt

Ici la réaction est obtenue à l'aide de la résistance  $R_k$  dans le circuit cathodique l'existence des deux états stables est due à la réaction positive incorporée dans le circuit et que le gain  $\beta A_0$  de la boucle réactive de couplage est supérieur à 1. (Réaction positive surcritique).

1er CAS :  $\beta A_0 < 1$

On comprend plus le fonctionnement du montage si on

fait au début  $\beta A_0 < 1$ . Pour y arriver, il suffit de diminuer  $R_{p1}$ . Si  $R_{p1}$  est suffisamment petit, le système ne peut basculer, il fonctionne alors en amplificateur très sensible dans lequel les courants dans  $V_1$  et  $V_2$  varient très vite en fonction du potentiel grille de  $V_1$ .

En effet si le tube  $V_2$  conduit il y a une chute de tension sur  $R_k$ , ce qui élève le potentiel de la cathode du tube  $V_1$ . Ainsi si  $V_e$  est suffisamment faible,  $V_1$  sera bloqué ; la tension sur l'anode de  $V_2$  sera :

$$V_s = V_{p_0} - R_{p2}I_2 \text{ où } I_2 = \text{courant dans } V_2 \text{ pour } V_1 \text{ bloqué.}$$

Si on fait croître  $V_e$  (à l'aide du potentiomètre P), le système ne présente un changement que quand le potentiel de grille de  $V_1$  atteint son point de cut-off. Le tube  $V_1$  va alors conduire et le système va amplifier, et puisque le gain  $\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e}$  est positif,  $V_s$  va monter en réponse à la montée de  $V_e$ .

Mais si  $V_e$  augmente, le potentiel anodique de  $V_1$  diminue, ce qui est traduit par une diminution de potentiel grille de  $V_2$  et une augmentation du potentiel de cathode de  $V_2$ . La tension  $V_e$  peut atteindre une valeur pour laquelle  $V_2$  sera bloqué. On aura alors :

$$V_s = V_{p_0}$$

et la sortie ne répond plus à l'entrée. Voir fig. (17- a).  $V_A$  est la tension de déblocage du tube  $V_1$ .

### 2ème CAS : $\beta A_0 = 1$

Augmentons maintenant  $\beta A_0$  en augmentant  $R_{p1}$ . Ceci a un effet négligeable sur  $V_A$ . Cependant le gain de l'amplificateur  $\frac{\Delta V_s}{\Delta V_e}$  va augmenter et la partie ascendante sur la courbe va avoir une pente plus raide. Cette pente continue à augmenter avec  $\beta A_0$  jusqu'à ce qu'on ait  $\beta A_0 = 1$ , juste au point où le circuit devient une bascule. La pente est alors infinie.

3ème CAS :  $\beta A_o > 1$

Quand le gain de réaction  $\beta A_o$  devient supérieur à 1, la pente de la courbe précédente devient négative. La caractéristique  $V_s = f(V_e)$  prend alors la forme d'un S : voir fig. (17 - b)

Si les valeurs des résistances sont bien choisies le tube  $V_1$  est bloqué pour les faibles valeurs du potentiel grille  $V_e$  du tube  $V_1$ . L'anode de  $V_1$  est donc au potentiel  $+V_{p0}$ , et s'il n'y a pas de courant grille dans  $V_2$ , le potentiel grille de  $V_2$

$$V_{g2} = V_{p0} \frac{R_{g2}}{R + R_{g2}}$$

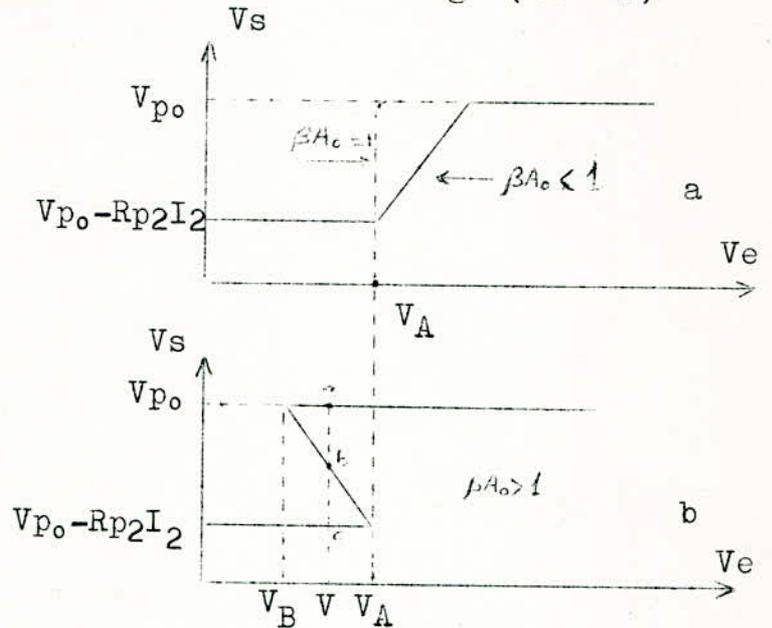


Fig. 17

Le tube  $V_2$  débite et le passage du courant dans  $R_k$  porte sa cathode à un potentiel légèrement supérieur à celui de sa grille. Ce potentiel est suffisamment large pour bloquer  $V_1$ .

Faisons croître maintenant le potentiel grille de  $V_1$ . Ce tube  $V_1$  commence à débiter lorsque ce potentiel atteint une valeur  $V_A$  ; cette valeur est notablement inférieure au potentiel de la grille de  $V_2$  ( $V_{g2} = V_{p0} \frac{R_{g2}}{R + R_{g2}}$ ).

Dès que le potentiel grille de  $V_1$  atteint cette valeur  $V_A$ , il y a une légère chute de tension dans  $R_p$ , et le potentiel d'anode de  $V_1$  décroît. Cela entraîne par la liaison continue  $R - R_{g2}$  une baisse du potentiel de grille de  $V_2$ . Ceci entraîne une baisse du potentiel de la cathode de  $V_2$ , donc de celle de  $V_1$ .

Le courant  $V_1$  va donc croître (mais moins que le courant

de  $V_2$  décroît car  $R_{p2} < R_{p1}$ ), faisant baisser le potentiel anodique de  $V_1$  et celui de la grille de  $V_2$ , donc celui de la cathode de  $V_2$ , provoquant ainsi une augmentation du courant dans  $V_1$ , ...etc. On voit que l'effet est cumulatif de sorte que, après une transition très rapide, le système occupe un nouvel état d'équilibre dans lequel  $V_1$  débite (moins que  $V_2$  ne débitait dans l'état qui précédait le basculement), et  $V_2$  est bloqué. Le potentiel des cathodes s'est abaissé.

Il est recommandé de choisir  $R_{p1}$  assez faible pour que le potentiel des cathodes ne tombe pas au-dessous de la valeur  $V_A$ . Si cela se produisait le basculement ne serait pas empêché, mais dans le nouvel état du système il y aurait un courant grille dans  $V_1$ , ce qui risquerait d'être gênant.

#### R E M A R Q U E

Nous voyons qu'ici le système bascule quand le potentiel de grille de  $V_1$  franchit, aussi lentement que ce soit, la "valeur critique"  $V_A$ . Le trigger de Schmitt contrairement à tous les oscillateurs à relaxation, à tous les oscillateurs monostables ou bistables, ne se déclenche pas sous l'effet d'une impulsion, mais sous celui du franchissement, par le potentiel d'une électrode de commande, d'un potentiel critique.

Diminuons maintenant le potentiel de la grille de  $V_1$ . Le courant dans  $V_1$  va avoir tendance à diminuer, et le potentiel d'anode va remonter ainsi que ce lui de la grille de  $V_2$ . Or  $V_2$  est très largement bloqué ; le potentiel grille de  $V_1$  va donc pouvoir descendre en dessous de  $V_A$ , le système restant toujours dans le même état, car le potentiel de cathode de  $V_1$  est plus bas qu'avant le basculement.

Finalement le potentiel grille de  $V_1$  atteint une valeur  $V_B$  inférieure à  $V_A$  et pour laquelle le courant dans  $V_1$  a suffi-

samment diminué pour que, le potentiel de grille de  $V_2$  remontant et le potentiel de cathode de  $V_2$  diminuant, le tube  $V_2$  commence à débiter.

Dès lors, le courant de  $V_2$  s'ajoutant à celui de  $V_1$  dans la résistance  $R_k$ , le potentiel des cathodes remonte, le courant dans  $V_1$  diminue, le potentiel de l'anode de  $V_1$  remonte entraînant la remontée du potentiel de la grille de  $V_2$  (remontée beaucoup plus rapide que celle du potentiel de cathode), donc du courant dans  $V_2$ ... L'ensemble étant commutatif,  $V_2$  se met à débiter tandis que  $V_1$  se bloque.

### R E M A R Q U E

On aurait pu décrire le fonctionnement du circuit en utilisant la courbe en S de la figure (17 - b) :

1 - Tant que le potentiel grille  $V_g$  du tube  $V_1$  reste inférieur à  $V_A$ ,  $V_s$  garde sa valeur la plus basse.

2 - Quand  $V_g$  dépasse  $V_A$ , une droite verticale d'abscisse  $V_A$  coupe la courbe au niveau le plus haut ( $V_{p_0}$ ) : ceci se traduit dans le circuit par une transition abrupte jusqu'à ce haut niveau.

De la même façon si  $V_g$  était initialement supérieur à  $V_A$  et si  $V_g$  diminue,  $V_s$  va rester à son haut niveau jusqu'à  $V_g = V_B$  où le circuit fait une transition abrupte jusqu'au bas niveau.

3 - Une droite verticale d'abscisse  $V$  telle que :

$$V_B < V < V_A$$

Coupe la courbe en trois points : les points a et c en haut et en bas sont des points d'équilibre stable ; b est un point d'équilibre instable. On ne peut pas avoir ce point expérimentalement. Ainsi pour  $V_g = V$ , le circuit est soit au point a soit au point c suivant la direction dans laquelle  $V_g$

s'approche de  $V$ .

Ainsi pour  $V_e = V$  entre  $V_A$  et  $V_B$ , le trigger est dans un de deux états possibles : c'est un circuit bistable.

### REMARQUE

Pour le trigger de Schmitt à deux seuils  $V_A$  et  $V_B$ , si l'on fait monter le potentiel de grille de  $V_1$  au delà de  $V_A$  ; le courant de  $V_1$  augmente encore ; le potentiel des cathodes augmente également et le potentiel de grille de  $V_2$  diminue légèrement. Mais  $V_2$  est bloqué et reste bloqué, donc le potentiel de la grille de  $V_1$  n'agit plus sur  $V_2$ . Si maintenant nous faisons redescendre le potentiel de la grille de  $V_1$  à la valeur de  $V_B$ , le trigger rebascule et si le potentiel de cette grille descend encore plus bas cela n'a aucune action sur  $V_1$ , qui est bloqué, ni aucune action sur  $V_2$ .

Autrement dit quand le potentiel de la grille de  $V_1$  varie, quelle que soit sa valeur, le courant de  $V_2$  est, soit nul, soit maximum, mais toujours indépendant de ce potentiel.

En conséquence le trigger de Schmitt transforme en signal rectangulaire n'importe quel signal périodique appliqué à la grille de  $V_1$ , à condition que ce signal fasse passer le potentiel de cette grille par les valeurs  $V_A$  et  $V_B$ . Il suffit pour cela que son amplitude crête à crête soit supérieure à  $(V_A - V_B)$ .

### HYSTERISIS DU TRIGGER DE SCHMITT

On voit que le circuit de Schmitt présente un caractère d'hystérésis : pour faire une transition dans un sens, il faut d'abord dépasser le potentiel auquel la transition inverse a lieu.

Théoriquement on peut éliminer l'hystérésis en ajustant

le gain de boucle  $\beta A_0 = 1$ , ce qui revient à faire coïncider  $V_A$  et  $V_B$ .

On peut y arriver avec plusieurs méthodes. Par exemple  $\beta A_0$  varie dans le même sens que  $R_{p1}$ .

- Une autre méthode consiste à varier la polarisation des tubes. Pour cela on ajoute une résistance  $R_{k1}$  en série avec la cathode de  $V_1$ , ou bien  $R_{k2}$  en série avec la cathode de  $V_2$ . Là  $\beta A_0$  diminue lorsque  $R_{k1}$  ou  $R_{k2}$  augmente.  $R_{p1}$  et  $R_{k1}$  étant en série avec  $V_1$ , ils n'ont pas d'effet sur le circuit lorsque  $V_1$  est bloqué. Donc ces résistances n'influent pas sur  $V_A$ , mais elles peuvent rapprocher ou écarter  $V_B$  de  $V_A$ . De même  $R_{k2}$  va agir sur  $V_A$  seulement.

- La polarisation peut être changée aussi à l'aide du potentiomètre P.

- Une autre méthode consiste à varier le rapport  $\frac{R}{R + R_{g2}}$ . Là on change  $V_A$  et  $V_B$  en même temps.

Dans tous les cas ajuster le gain  $\beta A_0$  juste égal à 1 n'est pas faisable pratiquement. Si on ajuste  $G_{max} = 1$ , il y a une plage où  $G < 1$  d'où une diminution de la vitesse de réponse du circuit. Pratiquement lorsque l'hystérisis est indésirable on se contente de la diminuer et augmenter l'amplitude du signal d'entrée pour qu'elle soit grande par rapport à la plage d'hystérisis  $V_A - V_B$ .

### RAPPORT CYCLIQUE

Lorsqu'on fait varier par les méthodes précédentes,  $V_A$  ou  $V_B$  ou  $V_A$  et  $V_B$ , on fait varier le rapport cyclique (rapport des deux demi-périodes) du signal de sortie.

En pratique on règle ce rapport cyclique à l'aide du potentiomètre P.

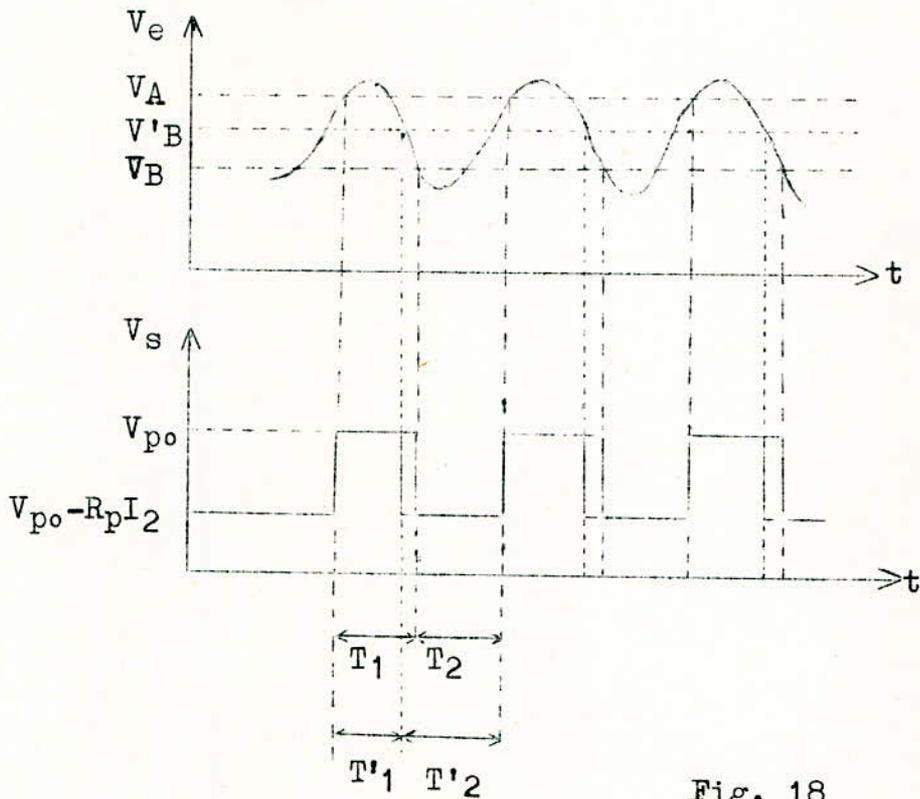


Fig. 18

### AVANTAGES DU TRIGGER DE SCHMITT

1 - La tension sur la grille de  $V_1$  n'est pas influencée par le basculement du système, donc pas de réaction du système sur la source.

2 - Il y a une borne libre (anode de  $V_2$ ) sur laquelle on prend le signal de sortie.

### APPLICATIONS

1 - La plus importante application du trigger de Schmitt est son utilisation comme comparateur d'amplitude pour marquer le moment où un signal quelconque atteint un certain niveau de référence. En ce point le trigger de Schmitt marque un changement abrupte et bien prononcé. La tension de comparaison est bien définie.

2 - Une deuxième application c'est son utilisation comme générateur de signaux carrés. L'amplitude du signal de sortie ne dépend pas de celle du signal d'attaque.

#### R E M A R Q U E

- La résistance  $R_{p2}$  sur l'anode de  $V_1$  n'est pas nécessaire pour le basculement. Elle a un effet sur l'amplitude du signal de sortie.

- De même, le condensateur C, contrairement au cas de l'Ecclès-Jordan, n'est pas indispensable au fonctionnement du trigger de Schmitt. Mais le condensateur C est utile pour accélérer le basculement ; il faut le mettre quand on excite la grille de  $V_1$  par des tensions de fréquence élevée.

## VII - CALCUL DES ELEMENTS DU G.B.F

=====

### 7 - 1 - PONT DE WIEN : fig.

Notre générateur utilise un pont à variation de capacité par un C.V. de 2 X 500 pF et, une stabilisation par la thermistance (B8 - 320 - 03 - P/150 k C.O.P.R.I.M). Il couvre la gamme 15 Hz - 130 kHz en 4 sous-gammes, utilisant pour cela une variation de R par décade.

D'après la formule (3.8) la fréquence est donnée par

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

d'où

$$R = \frac{1}{2\pi f C}$$

1ère gamme : 15 Hz - 150 Hz

$$R_1 = \frac{1}{2\pi \times 15 \times 500 \cdot 10^{-12}}$$

$$\underline{R_1 = 22,2 \text{ M}\Omega}$$

Mais la valeur normalisée est de 20 M $\Omega$ , pour cela on cherchera à augmenter la valeur de C en ajoutant une capacité ajustable (C) en parallèle de celle-ci :

$$\underline{C_1 = 7 \text{ à } 70 \text{ pF}}$$

En suivant le même résonnement et le même calcul on trouvera pour :

la 2ème gamme : (150 Hz - 1500 Hz)

$$\underline{R_2 = 2 \text{ M}\Omega}$$

$$\underline{C_2 \Rightarrow 7 \text{ à } 70 \text{ pF}}$$

La 3ème gamme : (1500 Hz - 15000 Hz)

$$\underline{R_3 = 200 \text{ K}\Omega}$$

$$\underline{C_3 \Rightarrow 7 \text{ à } 70 \text{ pF}}$$

La 4ème gamme : (15000 Hz - 130000Hz)

$$\underline{R_4 = 20 \text{ K}\Omega}$$

$$\underline{C_4 \Rightarrow 7 \text{ à } 70 \text{ pF}}$$

## 7 - 2 - CALCUL DES DIFFERENTS ETAGES :

### 7 - 2.1 - Du Point de Vue Continu

Pour éviter toute distorsion, les tubes doivent fonctionner en classe A.

La haute tension choisie est de 280 V

#### a) - Etage du tube V<sub>1</sub>

Cet étage utilise la pentode EF80, qui travaille au point de fonctionnement désigné :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{a1} = V_{g21} = 100 \text{ Veff} \\ I_K = 1,8 \text{ mA} \\ V_{g11} = -1,6 \text{ Veff} \\ V_{g31} = 0 \text{ V} \end{array} \right.$$

On sait que du point de vue continu on a :

$$V_a = HT - R_a I_a \quad (6.1)$$

$$V_{g2} = HT - R_{g2} I_{g2} \quad (6.2)$$

$$V_k = - V_{g1} = R_k I_k \quad (6.3)$$

$$I_k = I_a + I_{g2}$$

où

$V_a \implies$  tension plaque

$I_a \implies$  courant plaque

$V_{g2} \implies$  tension grille d'écran

$I_{g2} \implies$  courant grille d'écran

$V_{g1} \implies$  tension de la grille de commande

$V_k \implies$  tension cathodique

$I_k \implies$  courant cathodique

des formules précédentes on tire :

- la résistance plaque

$$\begin{aligned} R_{a1} &= \frac{HT - V_{a1}}{I_k} \\ &= \frac{280 - 100}{1,8 \cdot 10^{-3}} \end{aligned}$$

$$[ R_{a1} = 100 \text{ K } \Omega ]$$

- la résistance cathode

$$R_{k1} = \frac{V_k}{I_k} = \frac{1,6}{1,8 \cdot 10^{-3}}$$

$$[ R_{k1} = 8,88 \text{ K } \Omega ]$$

Dans le montage on prendra un potentiomètre de  $10 \text{ K } \Omega$  pour bien régler la polarisation du tube  $V_1$  et éviter une distorsion d'amplitude.

b) - Etage du tube  $V_2$

Cet étage aussi, utilise une pentode EF80 et qui fonctionne au point donné :

$$V_{a2} = 200 V_{\text{eff}}$$

$$V_{g22} = 140 \text{ Veff}$$

$$V_{g12} = - 1,65 \text{ veff}$$

$$I_{a2} = 8 \text{ mA}$$

$$I_{g22} = 2,9 \text{ mA}$$

- la résistance plaque sera

$$R_{a2} = \frac{280 - 200}{8 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_{a2} = 10 \text{ K}$$

- la résistance cathode sera :

$$R_{k2} = \frac{1,65}{10,9 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_{k2} = 150$$

- la résistance de la grille écran sera :

$$R_{g22} = \frac{HT - V_{g22}}{I_{g22}}$$

$$= \frac{280 - 140}{2,9 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_{g22} = 47 \text{ K}$$

- La capacité de polarisation de la grille écran sera donnée par :

$$C_{g22} = \frac{10}{2 f_b R_{g22}}$$

où  $f_b$  est la plus basse fréquence

$$C_{g22} = \frac{10}{2 \cdot 15 \times 47 \cdot 10^3}$$

$$C_{g22} = 2 \text{ F}$$

On prendra une capacité plus grande, soit :

$$C_{g22} = 8 \text{ F}$$

## 7 - 2.2 - Du Point de Vue Alternatif :

A - Calcul de  $R_{g12}$  et la capacité de liaison  $C_o$

- là on choisiera  $R_{g12}$  grande de façon à éviter que

le tube  $V_2$  arrive au cutt-off, puisqu'il doit fonctionner en classe A :

$$\text{soit } \underline{R_{g12} = 470 \text{ K}}$$

- La capacité de liaison  $C_o$  entre les deux étages sera donnée par la condition :

$$C_o = \frac{1}{2 f_b R_{g21}}$$

où  $f_b$  est la plus basse fréquence qu'on veut faire passer ;

$$f_b = 15 \text{ Hz}$$

$$C_o = 235 \text{ nF}$$

on prend  $\underline{C_o = 470 \text{ nF}}$

#### B - Choix de la C.T.N

En désignant par  $v_{a2}$  la tension de sortie du second étage amplificateur, appliquée à l'entrée du pont de Wien, les tensions appliquées sur la cathode et sur la grille du premier tube sont respectivement :

$$v_{k1} = \frac{R_{k1}}{R + R_{k1}} v_{a2} = \frac{v_{a2}}{1 + \frac{R}{R_{k1}}}$$

où  $R$  est la valeur de la C.T.N

$$\text{et } v_{g11} = \frac{1}{3} v_{a2}$$

et la tension grille-cathode appliquée à l'entrée du premier tube sera :

$$v_{g11} - v_{k1} = v_{a2} \left( \frac{1}{3} - \frac{1}{1 + \frac{R}{R_{k1}}} \right)$$

on voit d'après cette relation que pour :

$$R = 2R_{k1}$$

elle est nulle ou en opposition de phase avec  $v_{a2}$  et le dispositif reste au repos ; on voit par contre qu'il y aura accrochage si :

$$R < 2R_{k1}$$

et qu'elle est en phase avec  $v_{a2}$  et croît avec le rapport  $\frac{R}{R_{k1}}$ .

On a déjà vu au paragraphe ( ), que la C.T.N a pour rôle d'ajuster le rapport  $\frac{R}{R_{k1}}$ , de façon à obtenir des oscillations très pures dont la fréquence, égale à la fréquence d'équilibre du pont, ne dépend que du produit RC des branches du pont et est par suite très stable.

D'après ce qui précède on voit que la C.T.N

B8 - 520 - 03 - P/150K fera l'affaire. Car en faisant traverser le demi-pont (C.T.N -  $R_{k1}$ ) par  $i = 2\text{mA}$  ; on a d'après le graphique fig. ( ) que la C.T.N a pour valeur 11000.

Ce qui correspond à  $R_k = 5500$  , la résistance totale du demi-pont est de 16500 , ce qui donne une tension d'alimentation du pont de  $e = 33\text{ V}$  avec une dissipation de 66 mW, bien à la portée d'un tube  $V_2$  de faible puissance.

### 7 - 3 - TRIGGER DE SCHMITT

Pour le trigger de Schmitt, on a pris deux pentodes HF : EL84 et on a pris les valeurs suivantes pour les résistances :

$$R = 47\text{ K}$$

$$R_{g2} = 20\text{ K}$$

$$R_{p1} = 4,7 \text{ K}$$

$$R_{p2} = 1,8 \text{ K}$$

$$R_k = 10 \text{ K}$$

(voir figure 16 pg. 28)

On prend une haute tension pour le fonctionnement des tubes :

$$V_{po} = 140 \text{ volts}$$

On va montrer qu'avec ces valeurs le système peut basculer.

### ETAT 1

- On commence par définir l'état où le tube  $V_1$  est bloqué donc  $V_2$  conducteur.

Quand  $V_1$  est bloqué on a :

$$V_{g2} = V_{po} \frac{R_{g2}}{R_{p1} + R + R_{g2}} \quad (\text{en supposant le courant grille du tube } V_2 \text{ nul})$$

$$V_{g2} = 140 \times \frac{20}{4,7 + 47 + 20}$$

$$V_{g2} = 39,6 \text{ volts.}$$

Le schéma équivalent pour cet état est :

Nous allons déterminer graphiquement le courant  $i_2$  dans le tube  $V_2$ .

Nous avons relevé les caractéristiques  $I_p = f(V_p)$  de la pentode EF80 avec potentiel grille écran  $V_{Ge} = 140 \text{ V}$

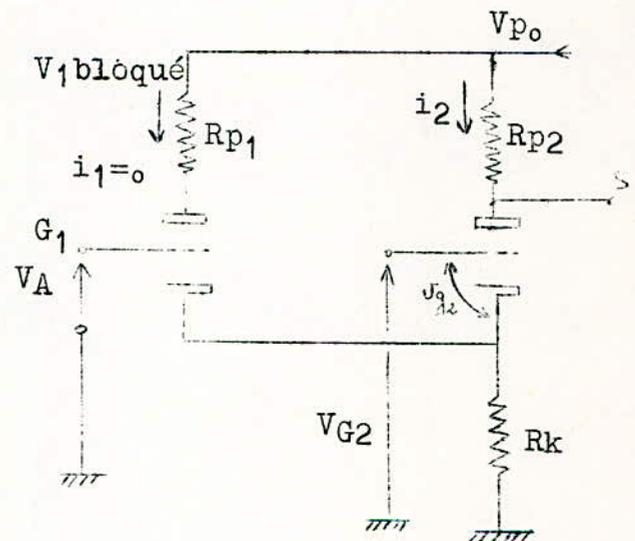


Fig. (19)

potentiel grille supresseuse  $V_{Gs} = 0V$ .

L'équation de la droite de charge du tube  $V_2$  est :

$$V_{p2} = V_{p0} - (R_{p2} + R_k) i_2 \quad V_{p2} = 140 - 11,8 i_2$$

d'autre part la droite de polarisation est :

$$i_2 = \frac{V_{g2} - V_{g2}}{R_k} \quad i_2 = \frac{39,6 - V_{g2}}{10}$$

l'intersection sur le graphique de ces deux fonctions nous donne alors :

$$i_2 = 4,3 \text{ mA}$$

$$V_{g2} = -2,2 \text{ volts} \quad \underline{\text{état 1}}$$

l'anode du tube  $V_1$  (bloqué) est à un potentiel

$$V'_{p0} = V_{p0} \frac{R + R_{g2}}{R_{p1} + R + R_{g2}} = 140 \times \frac{47 + 20}{4,7 + 47 + 20}$$

$$\text{d'où } V'_{p0} = 131 \text{ volts}$$

sur l'anode du tube  $V_2$  (conducteur, on recueille à la sortie une tension

$$V_s = V_{p0} - R_{p2} i_2 \quad V_s = 132,25 \text{ volts}$$

Dans cet état 1, la chute dans  $R_k$  est :

$$V_k = R_k i_2 = 10 \times 4,3 \quad V_k = 43 \text{ volts}$$

La chute de potentiel entre l'anode et la cathode de  $V_1$  est alors :

$$131 - 43 = 88 \text{ volts}$$

pour  $V_p = 88$  volts les caractéristiques de l'EF80 donnent comme tension de cu-off  $V_1 = -3,6$  volts.

- Le seuil  $V_A$  est la tension juste nécessaire à l'entrée pour débloquer le tube  $V_1$ . Donc pour  $V_A$  à l'entrée, le tube  $V_1$

est juste à la limite du cut-off. On peut écrire alors :

$$V_A = V_k + V_1$$

$$V_A = 43 - 3,6 \quad V_A = 39,4 \text{ volts}$$

### R E M A R Q U E

Si, pour une polarisation nulle de la grille de  $V_2$ , on trouve que le potentiel (état 1) cathode (donc de grille) de  $V_2$  est inférieur à  $V_{g2}$ , on en déduit que le trigger fonctionne avec courant grille dans  $V_2$  quand celui-ci est débloqué.

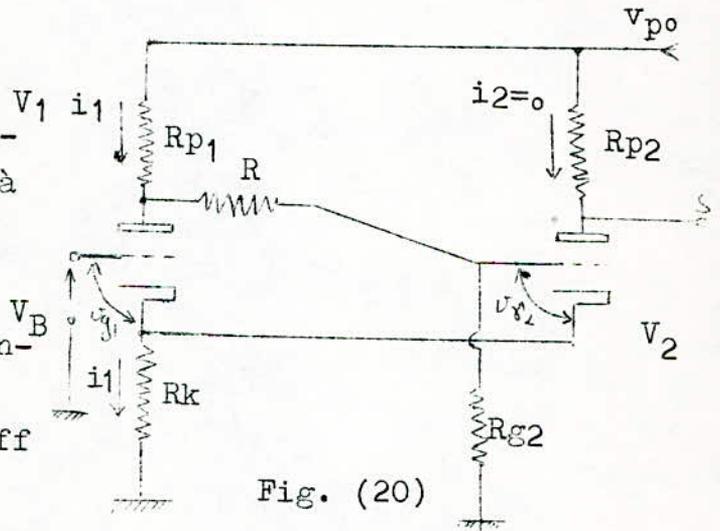
### E T A T 2

$V_1$  conducteur,  $V_2$  au cut-off.

Le schéma équivalent pour cet état est le suivant :

On suppose que la tension grille du tube  $V_2$  est juste au point pour sortir du cut-off ; c.à.d. qu'à l'entrée du tube  $V_1$  on a le seuil  $V_B$  de tension.

La valeur correspondante de  $i_1$  est obtenue en appliquant la loi de Kirchoff au circuit grille de  $V_2$  :



$$(-V_{po} + i_1 R_{p1})a + V_2 + R_k i_1 = 0 \text{ avec } a = \frac{R_{g2}}{R_{p1} + R + R_{g2}}$$

$$\text{ce qui donne : } i_1 = \frac{aV_{po} - V_2}{aR_{p1} + R_k} = \frac{39,6 - V_2}{11,36}$$

En première approximation prenons  $V_2 - V_1 = -3,6$  volts.

on a alors :  $i_1 = 3,8 \text{ mA}$ .

La chute de potentiel entre anode et cathode de  $V_2$  dans l'état 2 est alors :

$$V_{p_0} - Rk i_1 = 140 - 10 \times 3,8 = 102 \text{ volts.}$$

Les caractéristiques montrent que la valeur choisie pour  $V_2$  n'est pas suffisante pour bloquer  $V_2$ .

- Prenons  $V_2 = -5 \text{ V}$ .

on aura :  $i_1 = 3,94 \text{ mA}$

et la chute  $v_{pk}$  dans  $V_2$  sera :  $140 - 10 \times 3,94 = 100,6 \text{ V}$ .

Les caractéristiques montrent que  $V_2 = -5 \text{ volts}$  est valable.

Pour  $i_1 = 3,94 \text{ mA}$ , la droite de charge du tube  $V_1$  nous donne :

$$V_{g_1} = 2,6 \text{ volts}$$

d'où l'on peut déterminer le seuil  $V_B$  :

$$V_B = V_{g_1} + Rk i_1 = -2,6 + (10 \times 3,94) \quad V_B = 36,8 \text{ volts.}$$

Donc on voit que notre circuit basculera, pourvu que le signal de rentrée passe par les valeurs  $V_A$  et  $V_B$ .

#### 7 - 4 - CATHODYNE

Notre étage de sortie est un étage séparateur entre la charge et l'oscillateur. Il est constitué pour l'oscillateur à pont de Wien ainsi que pour le Trigger de Schmitt, par une pentode de puissance EL84 montée en cathode follower, et assure ainsi l'adaptation. Il a une grande impédance d'entrée et une faible résistance de sortie.

### 7 - 4 - 1 - Cathodyne de l'Oscillateur Sinusoïdal

Pour avoir une bonne réponse en fréquence, on attaque le cathodyne avec une tension faible, et ceci à l'aide d'un atténuateur formé par le potentiomètre P<sub>2</sub>.

On doit rentrer sur le cathodyne avec une tension dont l'amplitude est égale approximativement à 10 V, car le gain est à peu près égal à un, et la tension de sortie est égale à 10 volts maximum.

On polarise le tube avec

$$v_{gk} = -9 \text{ V}$$

$$i_k = 19 \text{ mA.}$$

ce qui nécessite une résistance de polarisation

$$R'k = \frac{9}{19 \cdot 10^{-3}} \quad R'k = 473$$

on prend  $R'k = 470$

La sortie est formée par un atténuateur à résistances en trois décades.

### 7 - 4 - 2 - Cathodyne du Trigger de Schmitt

C'est un montage cathodyne classique avec

$$V_{gk} = -5 \text{ V}$$

mais un courant  $i_k$  très faible :

$$i_k = 0,25 \text{ mA.}$$

Ceci est dû à une forte contre réaction à l'aide de la résistance de 20 K sur la cathode du tube.

La sortie se fait aussi par atténuateur.

Nous avons combiné les deux atténuateurs avec un jeu d'inverseur qui met un seul atténuateur en contact avec un des deux étages cathodiques qu'on a.

## VIII - REDRESSEMENT

### 8 - 1 - INTRODUCTION

Le redressement de l'alternatif pour obtenir du continu est beaucoup demandé en électronique ; par exemple pour se procurer, à partir d'un secteur alternatif l'alimentation d'un amplificateur, récepteur, émetteur...

Cette opération est possible avec n'importe quel tube fonctionnant dans sa région non-linéaire. ; en effet, si l'on introduit une dissymétrie entre les alternances positives et négatives du signal, c'est-à-dire, si l'on fait apparaître des harmoniques, il en résultera un courant moyen non nul, c'est-à-dire une composante continue. Mais, le problème est de donner à cette composante la plus grande amplitude et la plus grande "pureté" possibles.

### 8 - 2 - REDRESSEMENT D'UNE ALTERNANCE :

Le plus simple est d'employer une diode aux environs du "coude inférieur" de sa caractéristique (elle a d'ailleurs été imaginée pour cela).

Considérons (fig.21) une source alternatif alimentant la diode à travers une résistance  $R_p$

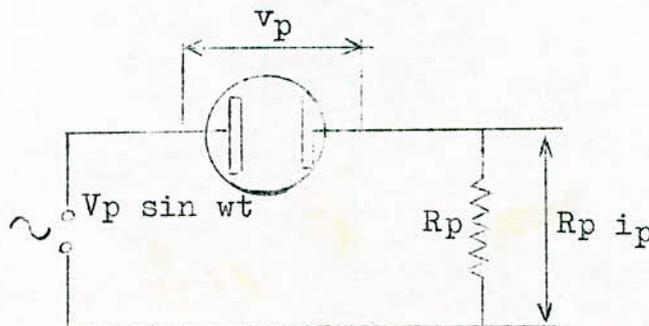


Fig. 21

REDRESSEMENT  
par diode

On peut considérer deux états distincts :

a) - La tension appliquée est positive : la diode est polarisée dans le sens passant et le courant qui la traverse doit satisfaire à la fois aux deux relations :

$$i_p = f(v_p) \text{ (diode) (8-1)}$$

$$v_p = V_p \sin \omega t - R_p i_p \text{ (circuit extérieur) (8-2)}$$

son allure est donc celle de la figure (22)

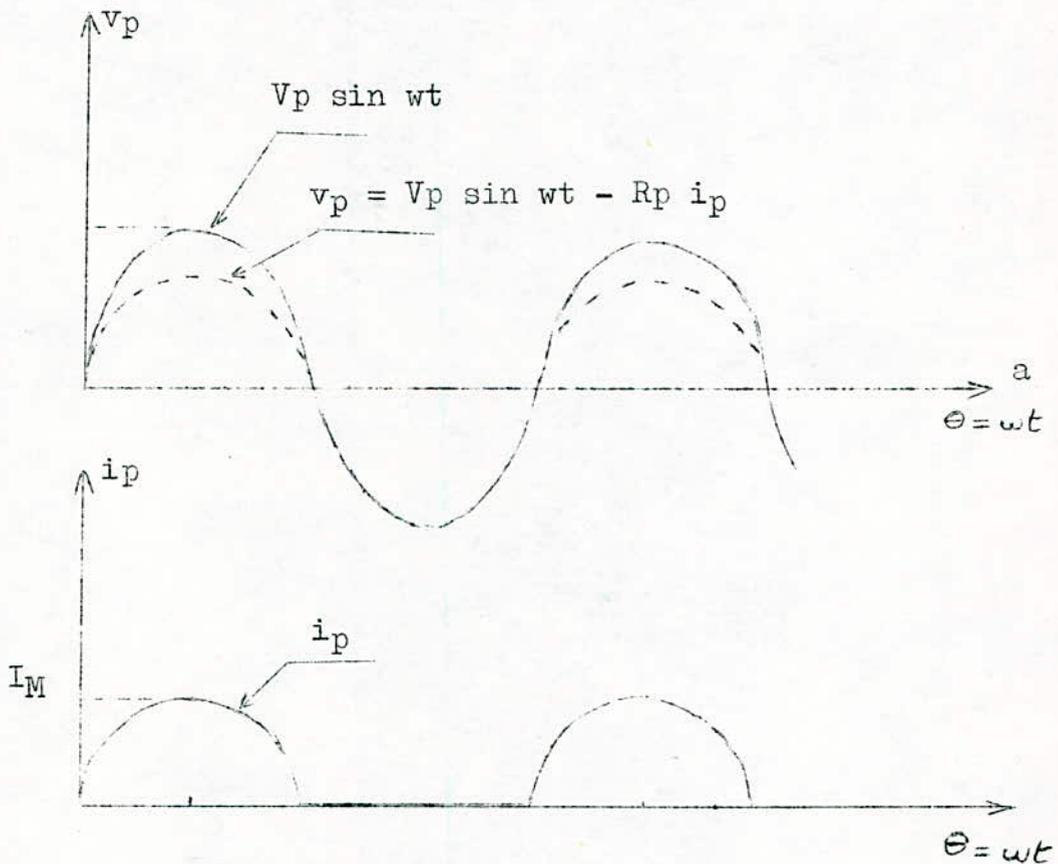


fig. (22)

b) - La tension appliquée est négative : la diode est alors bloquée, elle n'est traversée par aucun courant :

$$i_p = 0$$

- calculons la valeur moyenne du courant qui traverse le circuit extérieur (assimilé à une résistance pure R) :

$$I_{p_0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_M \sin \theta \, d\theta$$

$$I_{p_0} = \frac{I_M}{\pi} \quad (8-3)$$

où 
$$I_M = \frac{V_p \sin \omega t}{R_p + f} \quad (8-4)$$

Ce courant fait apparaître aux bornes du circuit extérieur une tension moyenne :

$$V_{p_0} = R_p I_{p_0} \quad (8-5)$$

### 8 - 3 - FACTEUR DE FORME, TAUX D'ONDULATION :

Pour l'alimentation des tubes amplificateurs, on ne doit pas se limiter au calcul de la valeur moyenne du courant redressé, mais, on doit également déterminer l'importance des ondulations car si celles-ci sont trop prononcées, elle sont nuisibles. Si l'on décompose en série de Fourier le courant, on a :

$$i_p = \frac{I_M}{\pi} \left( 1 + \frac{1}{2} \cos \theta + \frac{2}{3} \cos 2\theta + \dots \right) \quad (8.6)$$

soit 
$$i_p = I_{p_0} + i_{\text{ond}} \quad (8.7)$$

Le courant est donc la superposition du courant moyen et d'un courant d'ondulation qui comporte un terme fondamental et des harmoniques.

$$i_{\text{ond}} = \frac{I_M}{\pi} \left( \frac{1}{2} \cos \theta + \frac{2}{3} \cos 2\theta + \dots \right) \quad (8.8)$$

Pour déterminer l'importance relative de l'ondulation et de la valeur moyenne d'une grandeur on fait appel à l'un des deux coefficients suivants :

a) - Le taux d'ondulation ( $\lambda$ ) d'une grandeur ondulée est le rapport de la valeur efficace de l'ondulation à la valeur moyenne de la grandeur :

$$\lambda = \frac{I_{\text{ond}}}{I_{p_0}} \quad (8.9)$$

b) - Le facteur de forme (F) d'une grandeur ondulée est le rapport de la valeur efficace de la grandeur à sa valeur moyenne pendant une période :

$$F = \frac{I_p}{I_{p_0}} \quad (8.10)$$

D'après la loi de Joule, on peut écrire :

$$I_p^2 = I_{p_0}^2 + I_{\text{ond}}^2 \quad (8.11)$$

d'où on tire la relation entre les deux coefficients :

$$F^2 = 1 + \lambda^2 \quad (8.12)$$

#### 8 - 4 - REDRESSEMENT DES DEUX ALTERNANCES :

On peut améliorer la forme du courant plaque et réduire ainsi le taux d'ondulation en redressant les deux alternances. Pour cela, on doit utiliser deux tubes diodes et appliquer la tension respectivement à l'un puis à l'autre à l'aide d'un transformateur à point milieu (fig.23)

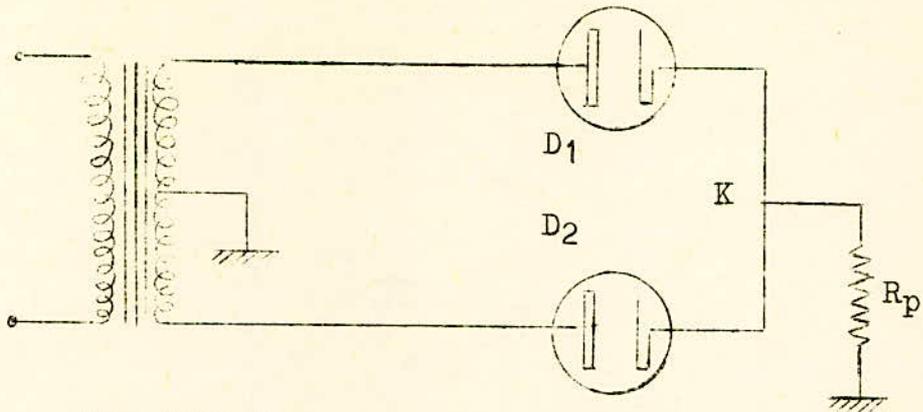
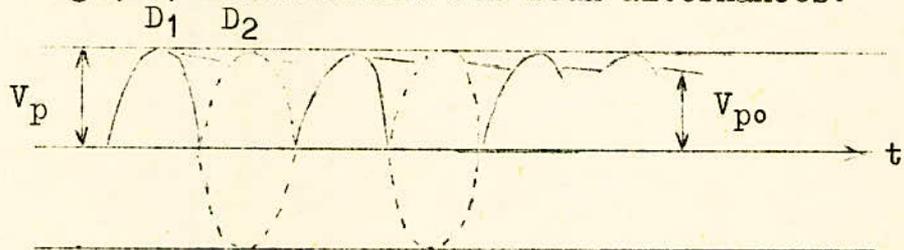


Fig.(23) Redressement des deux alternances.



Lorsque la plaque  $P_1$  est positive, la plaque  $P_2$  est négative les électrons issus de la cathode se dirigent vers  $P_1$  alors que le tube (2) est bloqué. A l'alternance suivante les rôles sont inversés. Le courant ( $i$ ) qui traversent la résistance de charge  $R$  a toujours le même sens, il a pour valeur moyenne :

$$I_{p0} = \frac{1}{2} I_M \sin \quad (8.13)$$

$$\text{d'où } I_{p0} = 2 \frac{I_M}{\pi} \quad (8.14)$$

Calculons le facteur de forme et le taux d'ondulation

$$I_p^2 = \frac{1}{2} I_M^2 \sin^2 = I_M^2 / 2 \quad (8.15)$$

d'où

$$F = \frac{I_M}{2} \times \frac{2}{I_M} = 1,11$$

$$= F^2 - 1 = 0,483 \text{ soit } 48,3 \%$$

R E M A R Q U E :

On aurait pu également utiliser pour ce calcul la décomposition en série de Fourier.

$$i = \frac{2IM}{3} \left( 1 + \frac{2}{3} \cos 2\theta - \frac{2}{15} \cos 4\theta + \dots \right) \quad (8.16)$$

soit en calculant le taux approché :

$$\frac{2}{3} \cdot 2 = 0,47 \text{ soit } 47 \%$$

8 - 5 - FILTRAGE

Pour améliorer la forme du courant redressé, on insère un filtre entre la charge R et les deux bornes K et la masse du redresseur. Ce filtre est du type passe-bas, il comporte une inductance et deux capacités fig (24).

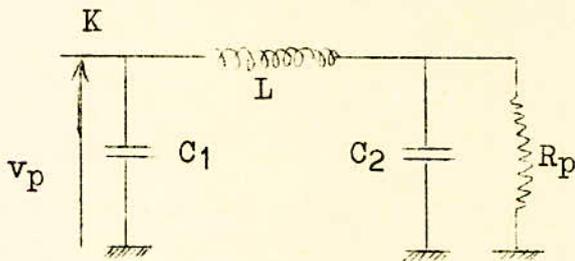


Fig. 24

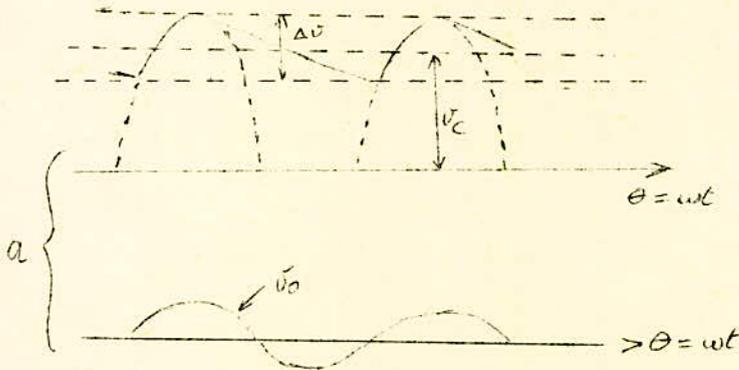
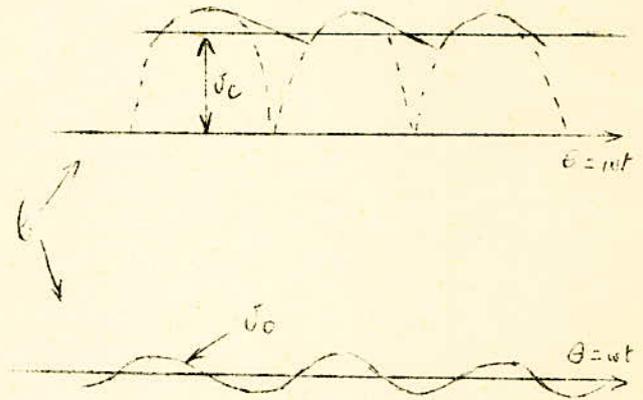


Fig. (24)

## 8 - 6 - CONDENSATEUR - RESERVOIR

Lorsque, dans une distribution d'eau, on part d'une pompe ou d'un belier à débit intermittent, on commence toujours par alimenter un gros réservoir, qui régularise le niveau et donne aux robinets un courant plus important et continu.

De même, aux bornes de la résistance  $R_p$ , ajoutons une capacité relativement grande  $C$  fig. (25). Elle va se charger pendant les alternances positives où la diode débite et absorber les pointes de courant ; par contre, pendant les alternances négatives, elle se chargera en restituant la charge emmagasinée et en prolongeant le courant dans  $R_p$ . D'où régularisation et augmentation du débit, comme le réservoir.

On peut dire aussi que l'on change le rapport entre les composantes du courant  $i_p$ , en rendant sélective l'impédance de charge : tandis-que la composante moyenne  $I_{p0}$  continue à s'écouler dans  $R_p$  seul, les composantes  $I_p$  et  $I_{p2}$ , etc... (harmoniques) passent très librement, presque sans chute de tension, dans la capacité  $C$ . C'est pourquoi la tension aux bornes varie peu autour de la valeur moyenne donnée par (8 . 5)

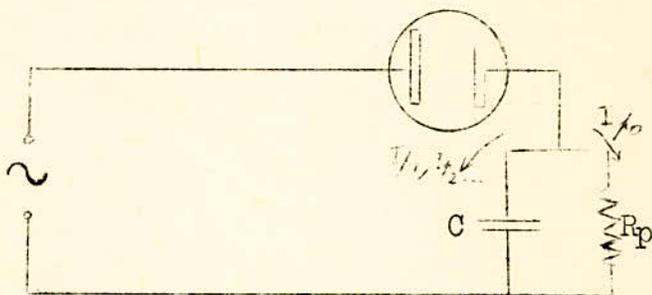


Fig. (25)

$$V_{p_0} = R_p \cdot I_{p_0}$$

cet effet de régulation sera d'autant plus marqué que C sera plus grand.

### 8 - 7 - CALCUL PRATIQUE

On demande à l'alimentation une tension continue de + 280 V avec un débit de 62 m A.

La valeur qui nous convient est la GZ34, dont le constructeur prescrit un condensateur-réservoir :

$$C_0 = 32 \mu F$$

La valeur maximum de la tension redressée, après la mise en place du condensateur réservoir sera :

$$V_1 = V_{eff} \sqrt{2} = 300 \times \sqrt{2} = 423 \text{ V}$$

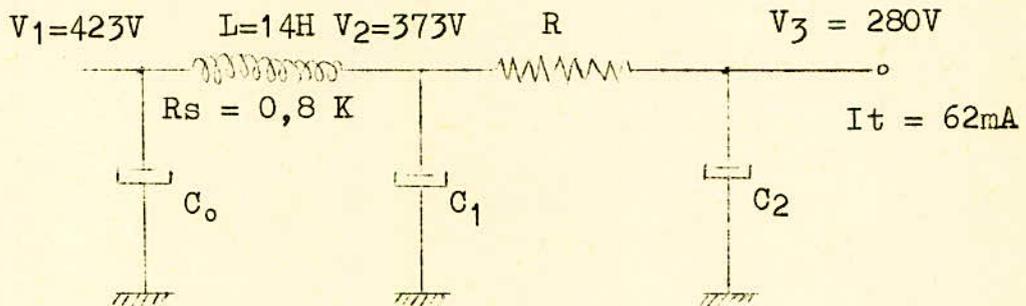


Fig. 28

Calculons R sachant que la self choisie  $L = 14 \text{ h}$  à une résistance  $R_s = 0,8 \text{ K}$  .

La tension aux bornes de la self est donnée par :

$$V_{RS} = R_s I_t = 0,8 \cdot 10^3 \times 62 \cdot 10^{-3} = 50 \text{ V}$$

La tension aux bornes de R sera :

$$V_R = V_2 - V_3 = RI t$$

$$V_2 = V_1 - V_{RS} = 423 - 50$$

$$V_2 = 373 \text{ V}$$

$$V_R = 373 - 280 = 92 \text{ V}$$

$$R = \frac{V_R}{I t} = \frac{92 \cdot 10^{-3}}{62}$$

$$R \approx 1,5 \text{ K} \Omega$$

La puissance maximum dissipée par R est :

$$P_R = V_R \cdot I t = 92 \times 62 \cdot 10^{-3}$$

$$P_R \approx 5,8 \text{ W}$$

Donc nous prendrons en pratique :

$$R = 1,5 \text{ K} \Omega \text{ bobinée } 10 \text{ W}$$

Calculons  $C_1$  ou  $C_2$

D'après la formule utilisée en pratique

$$R C_2 W = 10$$

on tire

$$C_2 = \frac{10}{R W}$$

où  $W = 4\pi f$ , car dans le redressement bialternance la fréquence double :  $F = 2f = 100 \text{ Hz}$

$$C_2 = \frac{10}{1,5 \cdot 10^3 \times 200\pi} \approx 10 \mu\text{F}$$

Pour la tension d'isolement nous prendrons

$$V_{iso} = V_1 = 423 \text{ V}$$

donc en pratique nous prendrons :

$$C_2 = 16 \mu\text{F} \quad /450\text{V}/500\text{V}$$

de même on prendra

$$C_1 = 16 \mu\text{F} \quad 450\text{V}/500\text{V}$$

## IX - ETALONNAGE DU G.B.F.

=====

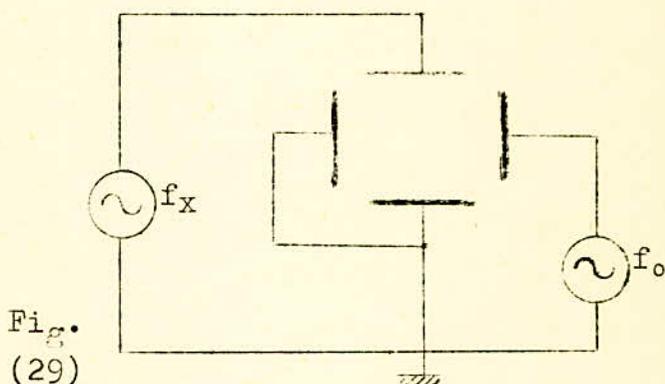
Nous avons choisi pour l'étalonnage de notre G.B.F. la méthode de comparaison à l'oscilloscope cathodique.

### 9 - 1 - COMPARAISON A L'OSCILLOSCOPE CATHODIQUE

Cette méthode consiste à comparer une fréquence inconnue  $f_x$  à une autre d'un générateur étalon.

- La source dont on veut mesurer la fréquence  $f_x$  est connectée à l'entrée de l'amplificateur commandant l'une des paires de plaques déviatrices d'un oscilloscope cathodique, par exemple celles qui donnent la déviation verticale.

La source étalonnée de fréquence  $f_0$  que nous supposons tout d'abord variable, est connectée sur l'autre paire de plaques (fig. 29 )



- Tant que les fréquences  $f_x$  et  $f_0$  sont quelconques, on obtient sur l'écran de l'oscilloscope une figure perpétuellement déformée formant une tâche lumineuse illisible.

Mais, en réglant soigneusement la fréquence étalonnée  $f_0$ , on peut trouver des valeurs pour lesquelles on obtient sur l'écran une figure de Lissajous stable.

Nous savons qu'à ce moment, les fréquences  $f_x$  et  $f_0$  sont dans un rapport entier simple, et que la forme de la figure obtenue permet de déterminer sans indécision la valeur du rapport  $\frac{f_x}{f_0}$ .

Dès lors, en faisant varier  $f_0$ , on peut trouver dans la gamme de réglage de l'appareil un ou plusieurs points, correspondant aux fréquences multiples ou sous-multiples successives et de rangs connus de la fréquence  $f_x$  et, donnant des figures stables. En lisant sur l'étalon la valeur de ces fréquences, on en déduit celle de la fréquence inconnue  $f_x$ .

- En pratique, il n'est pas indispensable pour faire la mesure d'immobiliser complètement la figure de Lissajous. Il suffit de régler la fréquence étalon à une valeur  $f'_0$  suffisamment voisine de la fréquence  $f_0$  exacte pour que l'image se déforme assez lentement et soit facilement lisible.

En général, on règle  $f_0$  à l'égalité avec  $f_x$  et on obtient une figure simple constituée par une ellipse (fig.30) ; la fréquence de déformation de

l'ellipse est alors :

$$f' = |f_0 - f_x|$$

et l'erreur de mesure à pour expression :

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{f'_0}{f_0} = \frac{f'_0}{f_x}$$

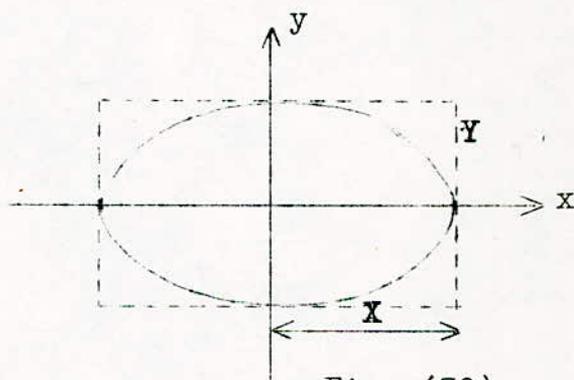


Fig. (30)

- Comme on peut en principe faire  $f'$  aussi petit que l'on veut, la précision de la mesure est à priori illimitée et d'autant meilleur que  $f$  est plus grand.

- Inversement, pour que l'on puisse obtenir et observer commodément une image stable, il faut qu'elle se déforme très lentement, donc que  $f'$  ne dépasse pas une certaine valeur  $f''$ , par exemple de l'ordre de 1 Hz au maximum. Cette condition impose une stabilité des fréquences  $f_x$  et  $f_0$  et une précision de réglage meilleurs que  $\frac{f''}{f_x}$ , c. à d. d'autant plus grande que

la fréquence à mesurer est elle-même plus grande. Si l'on admet que  $f'$  doit rester de l'ordre du hertz cette précision doit satisfaire la condition :

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} < \frac{1}{f_x}$$

- Il résulte de ces considérations que la comparaison des fréquences à l'oscilloscope cathodique est une méthode de mesure de très haute précision, dans laquelle l'erreur de mesure est pratiquement égale à l'erreur d'étalonnage et de réglage de la fréquence de référence, mais qui n'est facilement utilisable que si la fréquence à mesurer ne dépasse pas quelques dizaines de milliers de hertz.

C'est donc une méthode réservée à la gamme basse fréquence usuelle.

- Dans le cas où les deux fréquences  $f_x$  et  $f_0$  sont très différentes l'une de l'autre (par exemple  $\frac{f_x}{f_0} > 10$  ou  $\frac{f_x}{f_0} < \frac{1}{10}$ ) on obtient une figure de Lissajous compliquée ou difficile à analyser ; on peut alors faire facilement une erreur grossière en comptant les points de contact de la courbe avec les axes verticaux et horizontaux qui limitent la figure et la méthode simple des figures de Lissajous devient pratiquement inutilisable.

Dans ce cas, il est préférable d'utiliser les dispositifs à balayage elliptique :

A l'aide du montage de la figure : 31 , on produit un balayage elliptique, que l'on centre sur l'écran de l'oscilloscope à l'aide des organes de centrage ; de plus, en réglant les amplificateurs commandant les élongations verticales et horizontales, on s'arrange pour que l'ellipse devienne pratiquement un cercle.

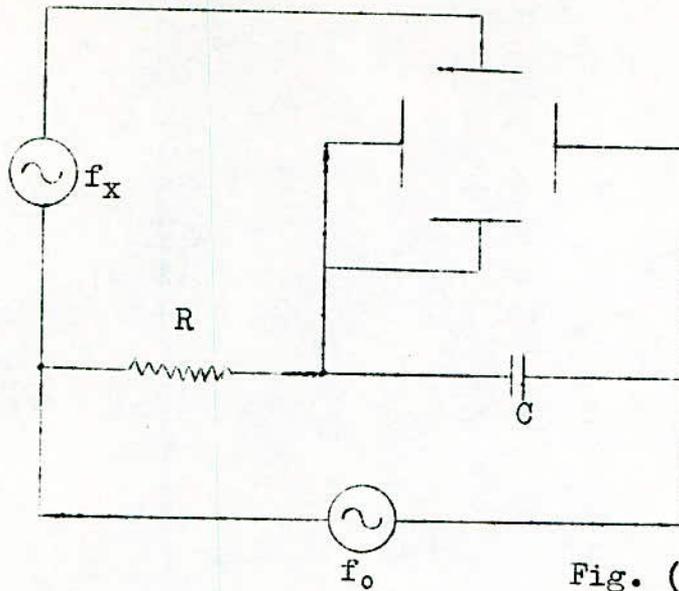


Fig. (31)

Cela fait, on connecte la source dont on veut comparer la fréquence  $f_x$  à la fréquence  $f_0$  du balayage circulaire, soit dans le circuit du cylindre de Wenhelt de l'oscilloscope, soit dans celui de l'anode  $A_2$ .

Dans le premier cas (Wenhelt) on module à la fréquence  $f_x$  l'intensité du faisceau cathodique, donc l'éclat du spot, et l'on obtient sur l'écran un cercle ponctué du type schématisé sur la figure

Dans le second cas, on module la sensibilité de l'oscilloscope et l'élongation du spot, donc le rayon de l'oscillogramme circulaire qui varie périodiquement à la fréquence  $f'$ . On obtient alors une image dentelée du type représenté, sur la figure : 32

Dans les deux cas, on obtient une image stable chaque fois que le rapport  $\frac{f_x}{f_0}$  des deux fréquences est un nombre entier et on obtient immédiatement la valeur de ce rapport en comptant simplement le nombre de points ou de dents du diagramme circulaire :

$$\frac{f_x}{f_0} = n$$

N.B. Il suffit de réaliser le balayage circulaire avec la source de fréquence inférieure  $f_x$  ou  $f_0$  et de moduler avec la source de fréquence supérieure la tension du cylindre de Wenhelt de l'anode.

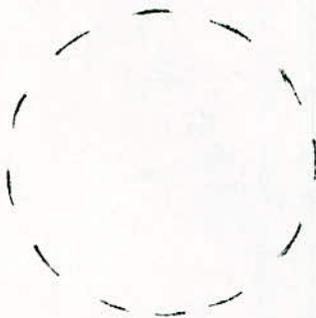


Fig. (32)

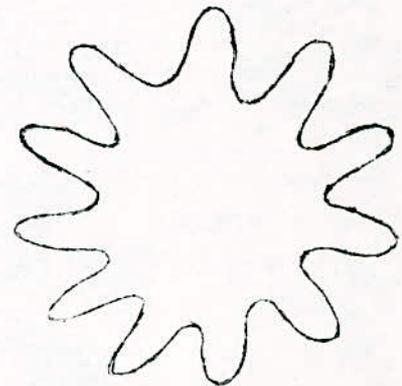


Fig. (33)

*Département Télécommunications*

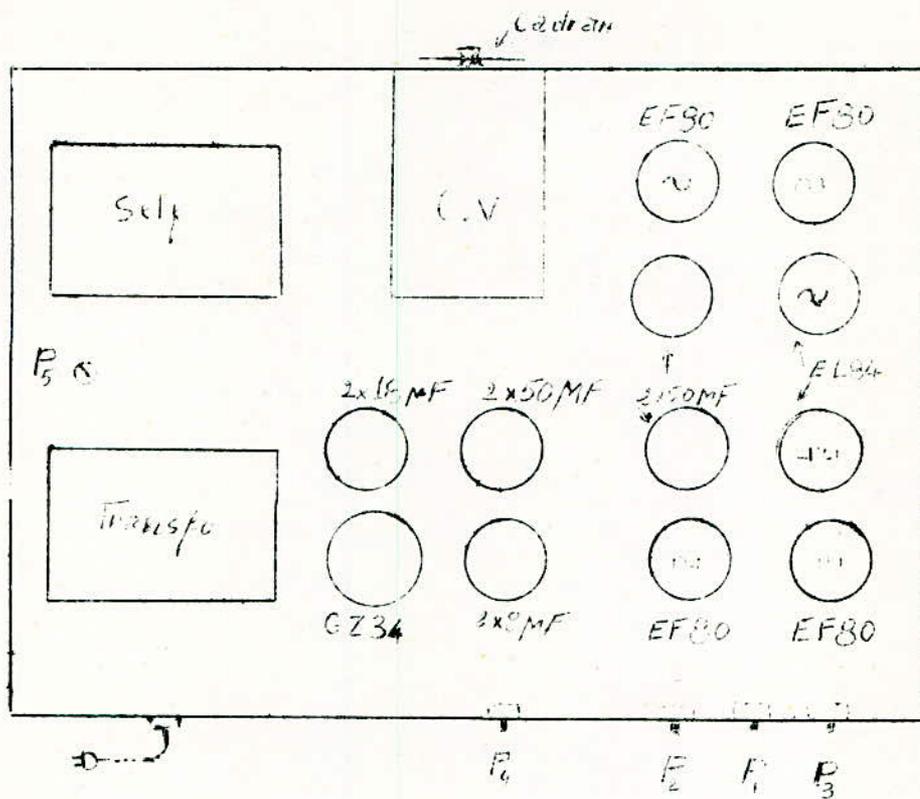
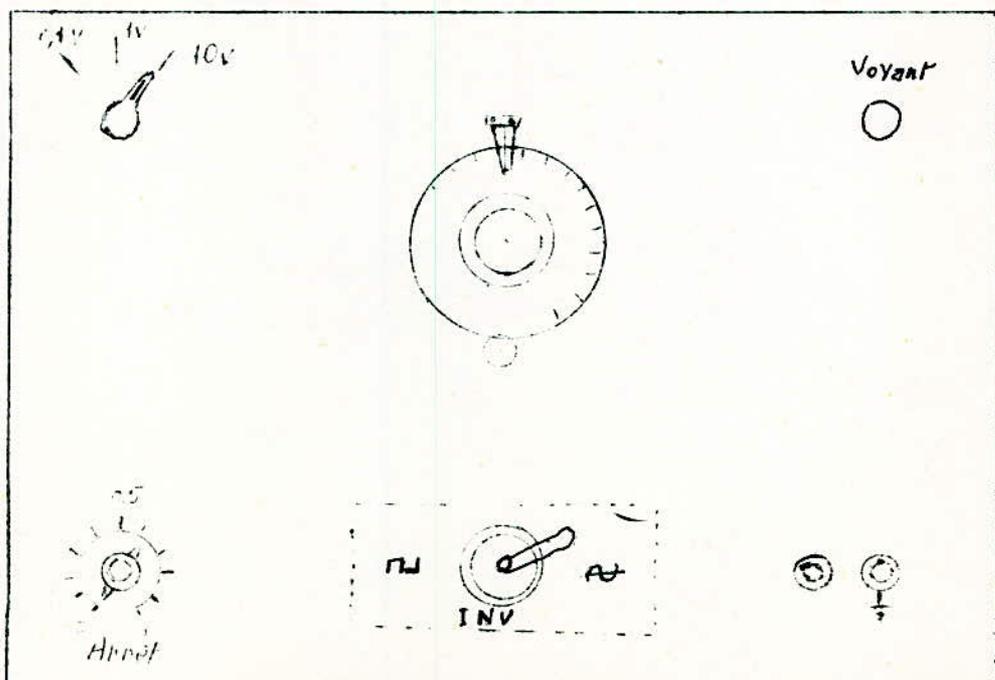
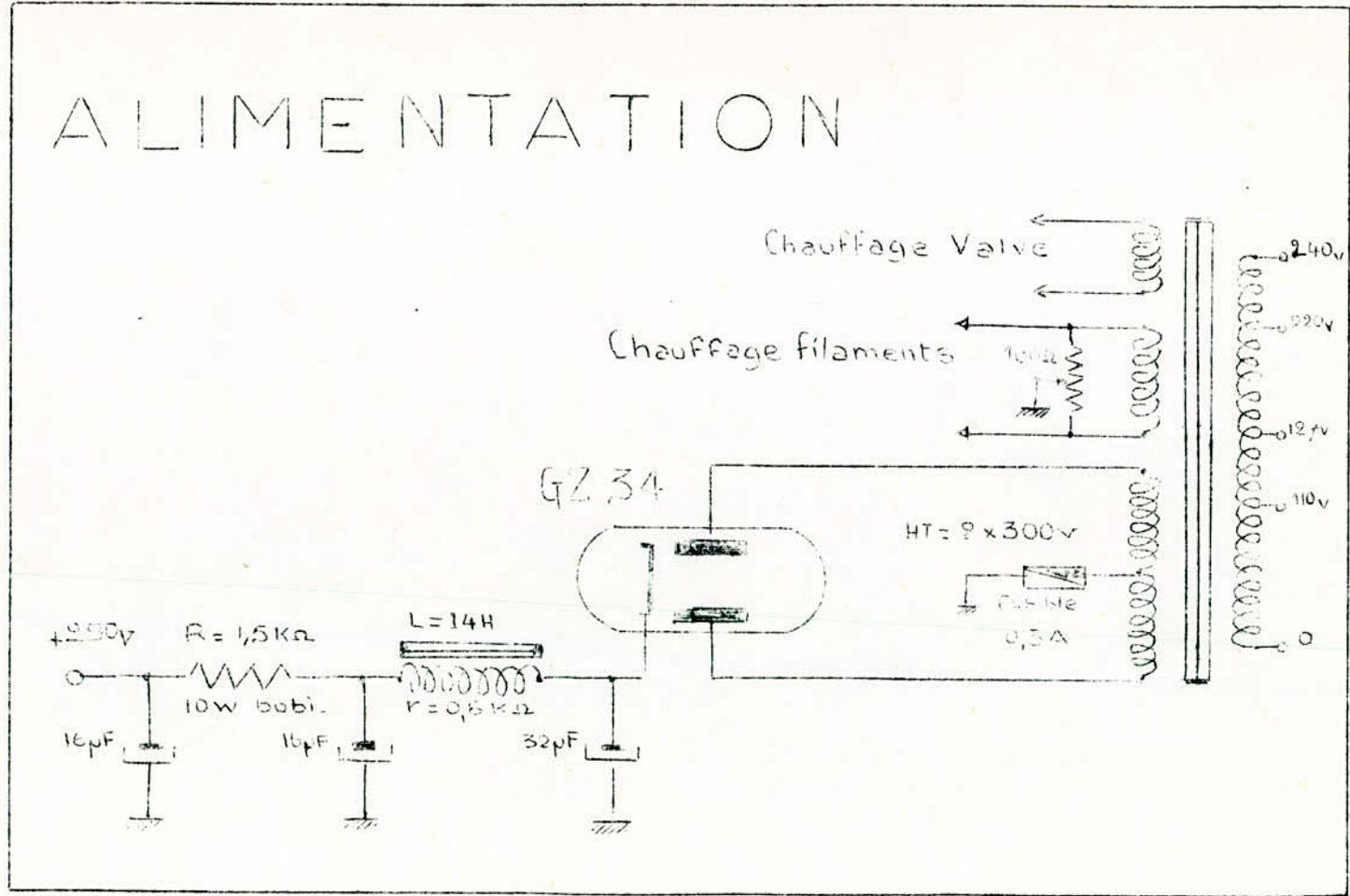


Fig. = Schema du châssis =



= Vue de face =

# ALIMENTATION



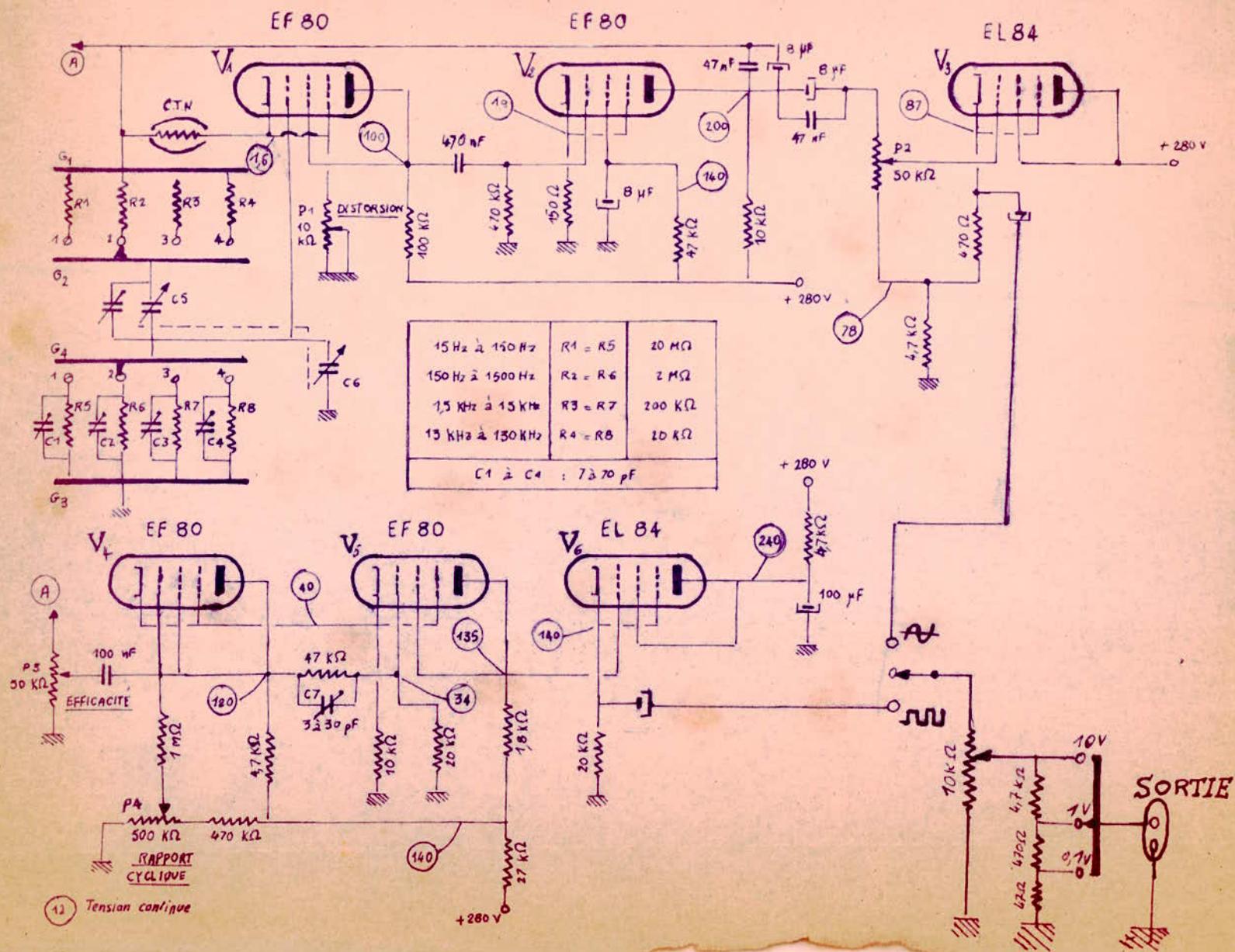


schéma complet du G13F

## X - C O N C L U S I O N

---

La simplicité du principe d'un générateur B.F ne laisse entrevoir aucune difficulté apparente tant théorique que pratique.

L'étude théorique fût dans l'ensemble assez claire.

Pour ce qui est de l'étude pratique, nous avons rencontré des obstacles qui à la première vue nous semblaient insurmontables.

Les principales difficultés furent surtout le manque de matériel qui nous a été livré seulement à la fin du mois de mai et même à ce jour certaines pièces importantes nous manquaient, entre autre, (rotacteur, système retardateur de commande du C.V).

Bien entendu ceci perturba la réalisation de notre montage.

Après avoir pris l'accord de Monsieur SANSAL, nous avons réalisé le générateur pour une seule gamme, (1,5 KHz - 15 KHz).

Nous avons fait tout ce qui était en notre pouvoir, pour mener notre tâche à bien. Toutefois ces difficultés rencontrées lors de notre montage nous ont été bénéfiques, puisqu'elles nous permettaient de connaître en partie les problèmes posés dans le domaine électronique.

# T A B L E D E M A T I E R E

	<u>Page</u>
I - INTRODUCTION	2
II - OSCILLATEURS RC A TUBE	5
2 - 1 - Généralités	
2 - 2 - Oscillateur à réseau déphaseur	
2 - 3 - Oscillateur à filtre sélectif	
2 - 4 - Oscillateur à filtre en T.	
2 - 5 - Oscillateur à pont de Wien	
III - OSCILLATEUR A PONT DE WIEN	10
3 - 1 - Pont de wien	
3 - 2 - Oscillateur à pont de Wien	
3 - 3 - Stabilisation automatique d'amplitude	
IV - LA CATHODYNE	16
4 - 1 - Définition	
4 - 2 - Amplification du cathodyne	
4 - 3 - Impédance de sortie du cathodyne	
4 - 4 - Impédance d'entrée du cathodyne	
V - MULTIVIBRATEUR BISTABLE D'ECCLES-JORDAN	22
- Fonctionnement	
- Polarisation	
VI - TRIGGER DE SCHMITT	28
- Fonctionnement	
- Hystérisis	
- Rapport cyclique	
- Avantages	

- Applications

VII - CALCUL DES ELEMENTS DU G.B.F.

37

- 7 - 1 - Pont de Wien
- 7 - 2 - Calculs des différents étages
  - 7 - 2 - 1 - Du point de vue continu
  - 7 - 2 - 2 - Du point de vue alternatif
- 7 - 3 - Trigger de Schmitt
- 7 - 4 - Cathodyne

VIII - REDRESSEMENT

49

- 8 - 1 - Introduction
- 8 - 2 - Redressement d'une alternance
- 8 - 3 - Facteur de forme - taux de modulation
- 8 - 4 - Redressement des deux alternances
- 8 - 5 - Filtrage
- 8 - 6 - Condensateur réservoir
- 8 - 7 - Calcul pratique

IX - ETALONNAGE ET REGLAGE DU G.B.F.

59

- Comparaison à l'oscilloscope cathodique

X - CONCLUSION

67

BIBLIOGRAPHIE.

## BIBLIOGRAPHIE

Pulse, Digital and Switching Waveforms

Théorie des circuits T. III

J. Slosiar

Laboratoire d'Electronique

A. Haas

Pratique électronique 1ère Edition

2ème Edition

J. P. Oemichen

Schémas électroniques

Cours de Radio Electricité Générales