

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).

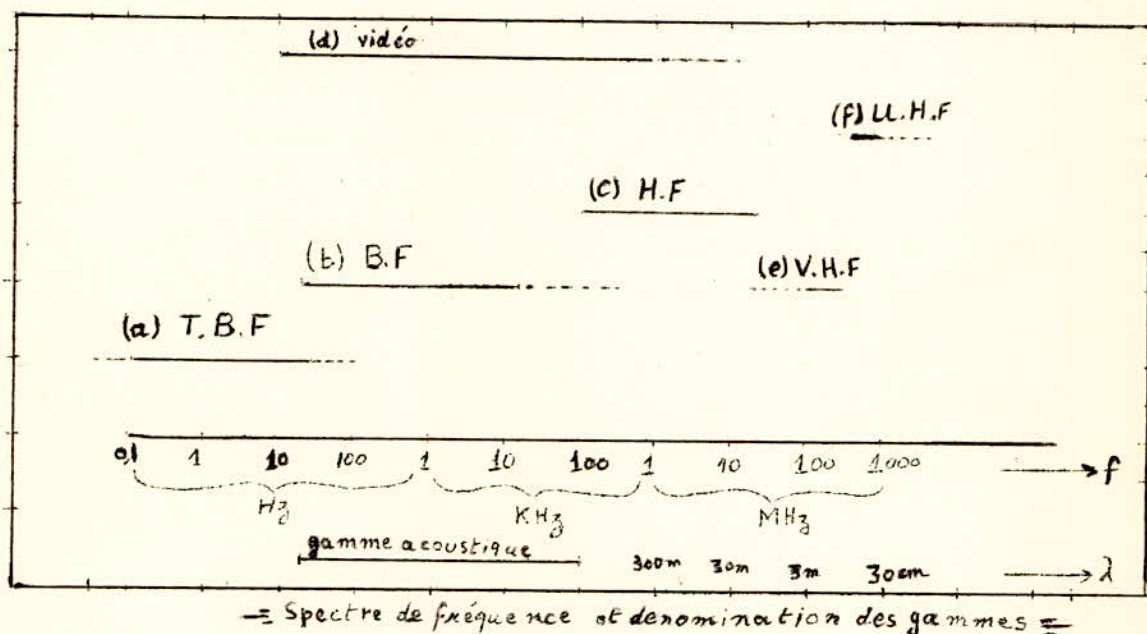


Fig.(1) Un générateur de signaux procure des tensions sinusoïdales de fréquence connue avec une précision déterminée, de 0,1 à 2 % selon les appareils. Le générateur de laboratoire produit un signal d'amplitude connue avec une précision de 1 à 5 % et possède à cet effet des dispositifs d'étalonnage et 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 Ω 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° 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.

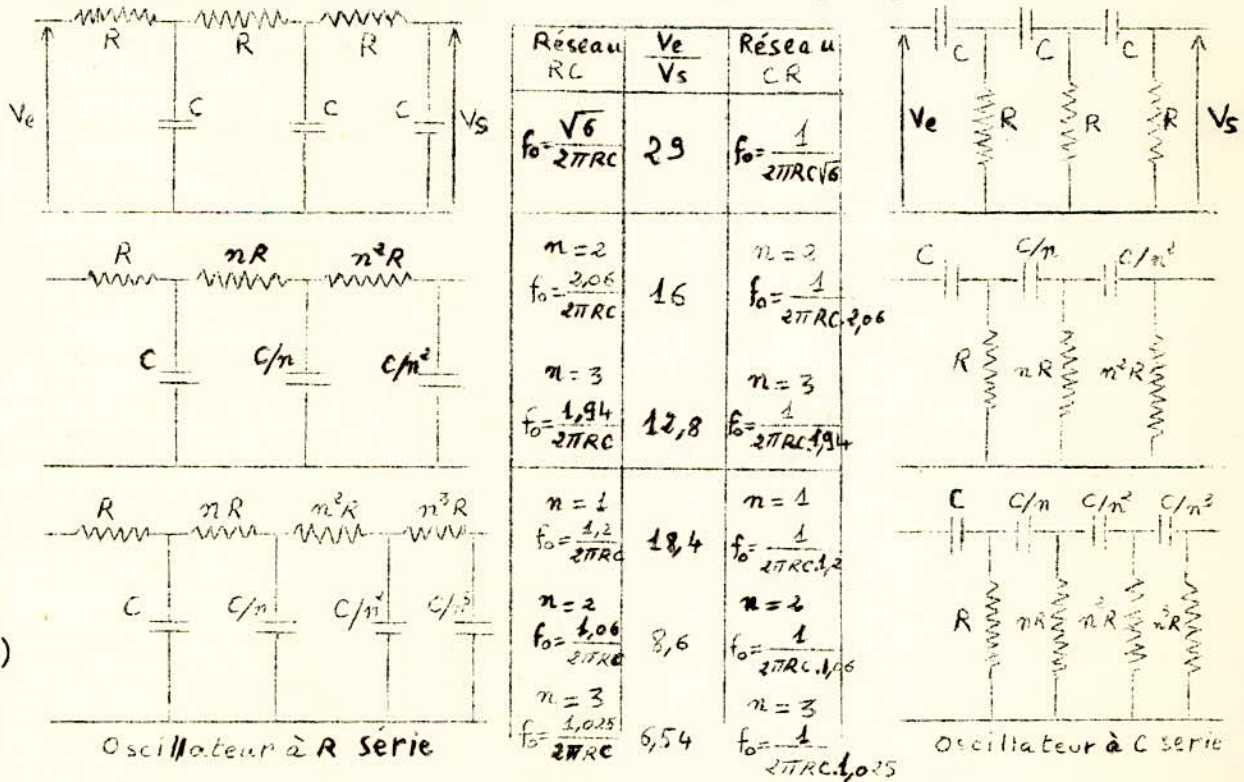


Fig.(2)

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.

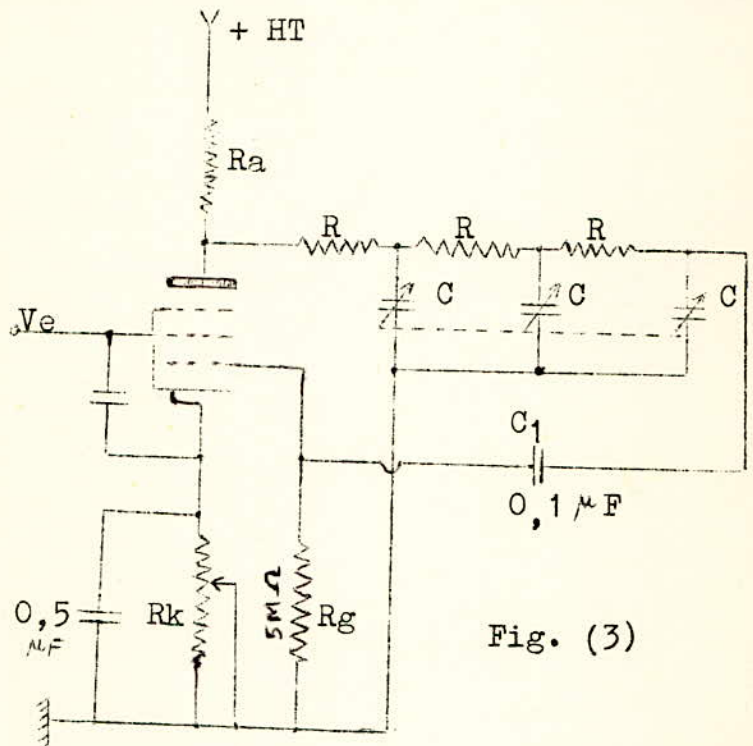


Fig. (3)

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.

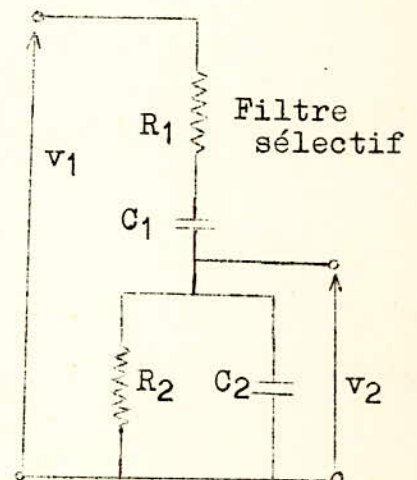
2 - 3 - OSCILLATEUR A FILTRE SELECTIF :

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.

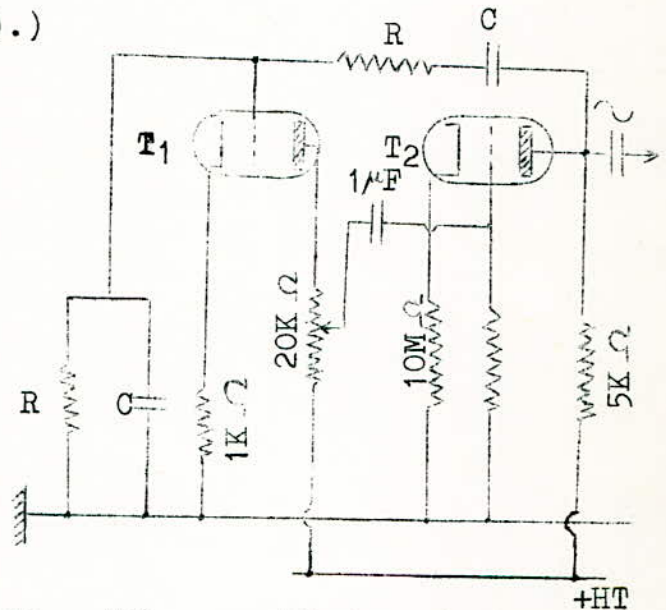


Fig. (5) : oscillateur à filtre sélectif.

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° par rapport à la tension d'entrée.

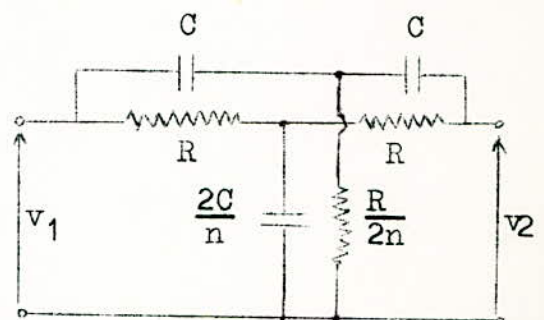


Fig.(6) : filtre en double T

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

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

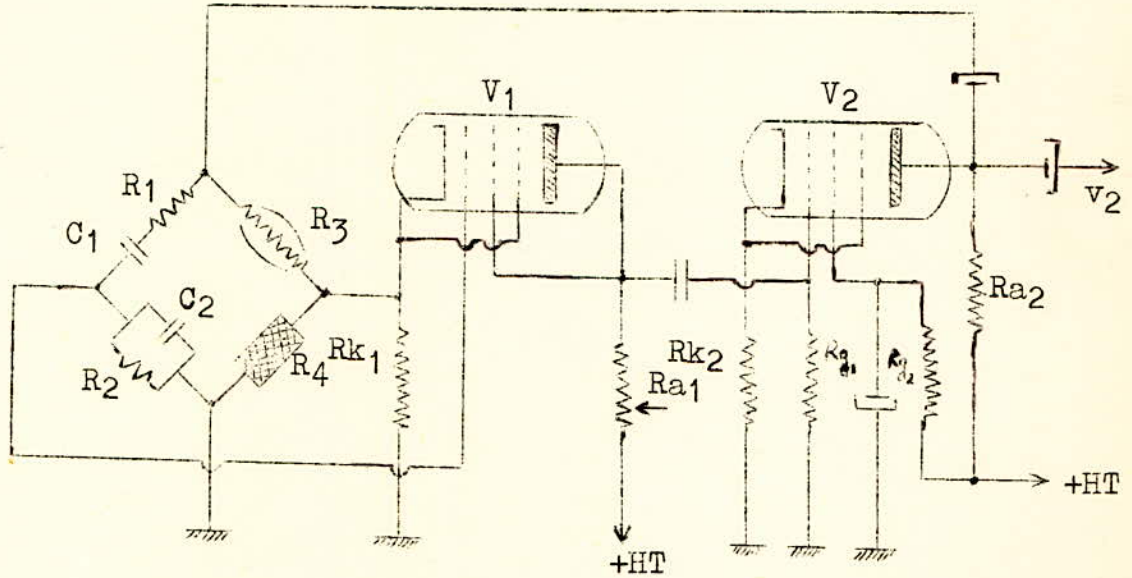


Fig.(7) : oscillateur à pont de Wien

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

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

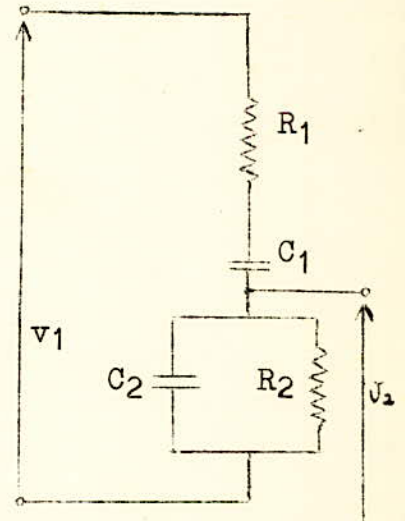


Fig.(8) : dipôle mixte

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

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 β_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 .

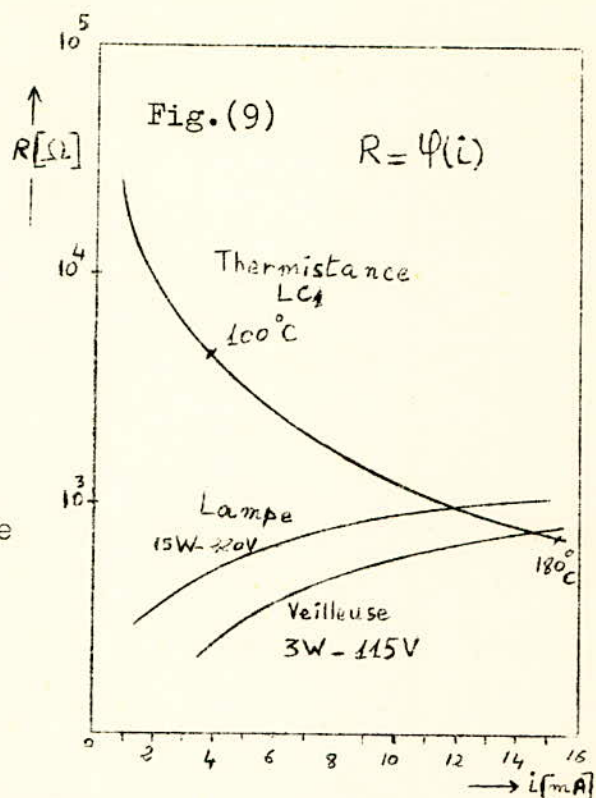
Supposons que pour une raison quelconque, l'amplitude de l'oscillation augmente. Le courant dans le diviseur R_3 , R_4 augmente, réduisant la résistance de la thermistance ou augmentant celle de l'ampoule. Dans les deux cas, le rapport R_3/R_4 diminue et s'approche de la condition d'équilibre (3.16)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

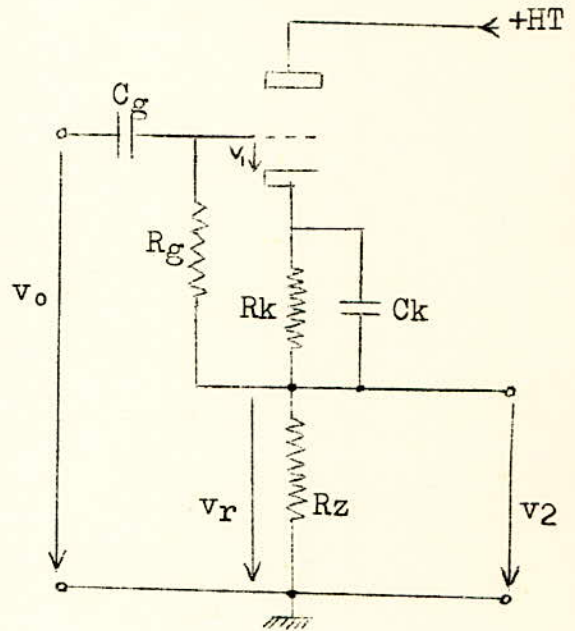


Fig.(10)

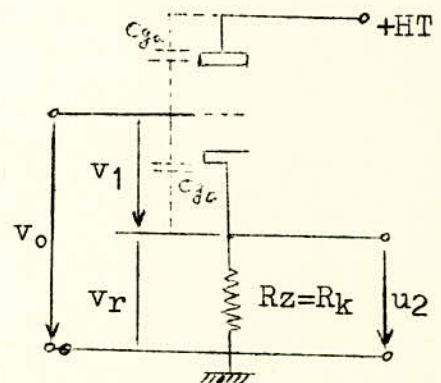


Fig.(11)

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 :

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

où R_i est la résistance interne du tube électronique.

mais on a $\mu = S R_i$

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

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

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

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 :

$$I_c = S v_0 \quad \text{Figure (12)}$$

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 :

$$v_1 = v_0 - v_2$$

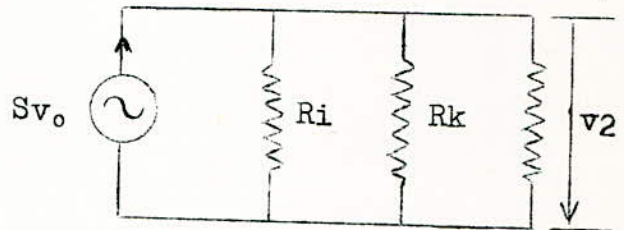


Fig.(12)

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".

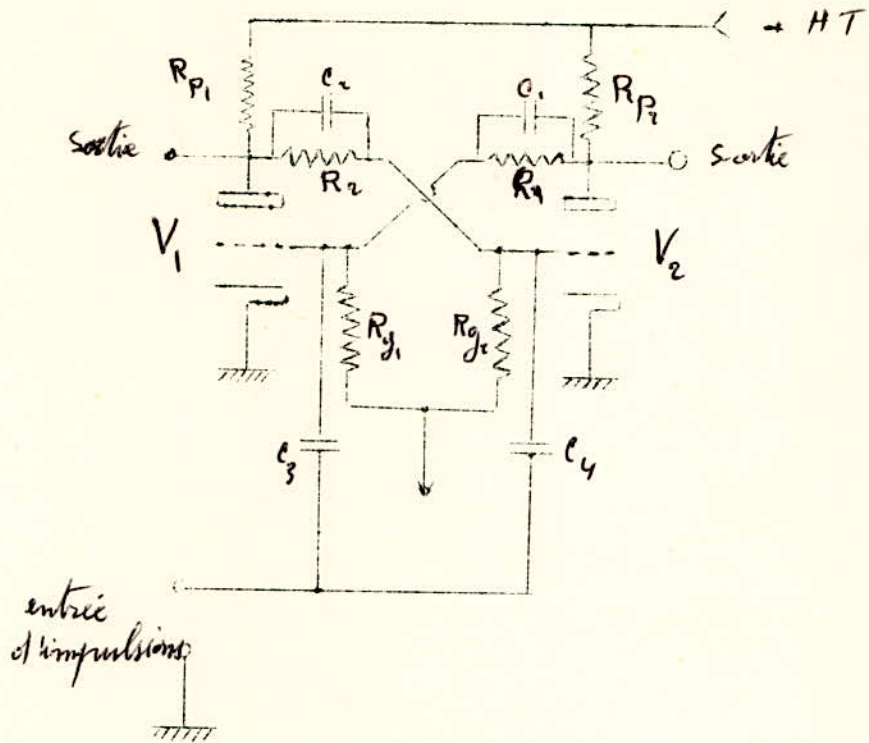
Ce dispositif est un "trigger de Schmitt" qui donne à sa sortie un signal rectangulaire ayant la même fréquence que le signal d'excitation.

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.

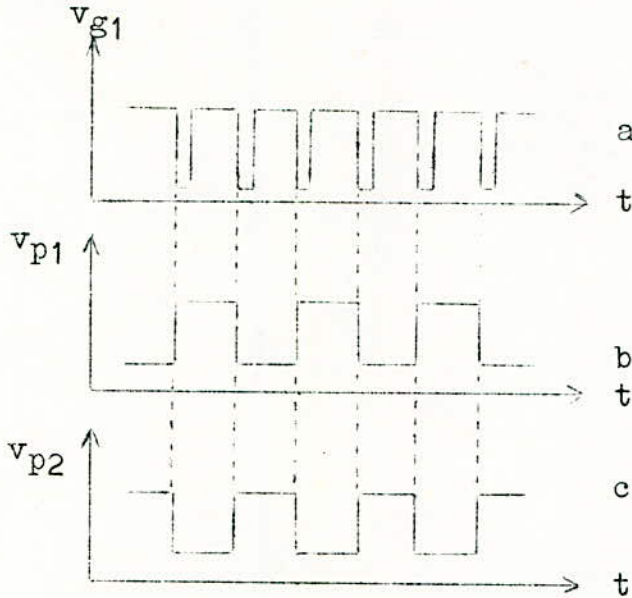


fig. 14

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 .

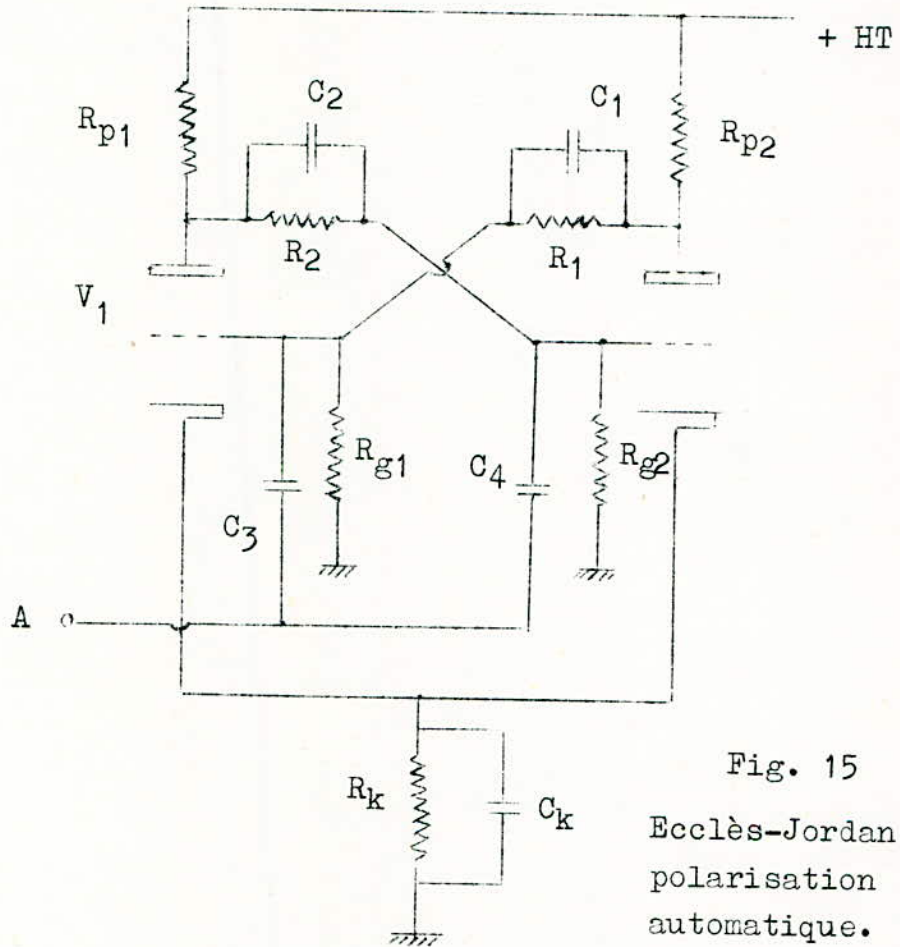


Fig. 15
Eccles-Jordan à
polarisation
automatique.

VI - T R I G G E R D E S C H M I T T

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 (

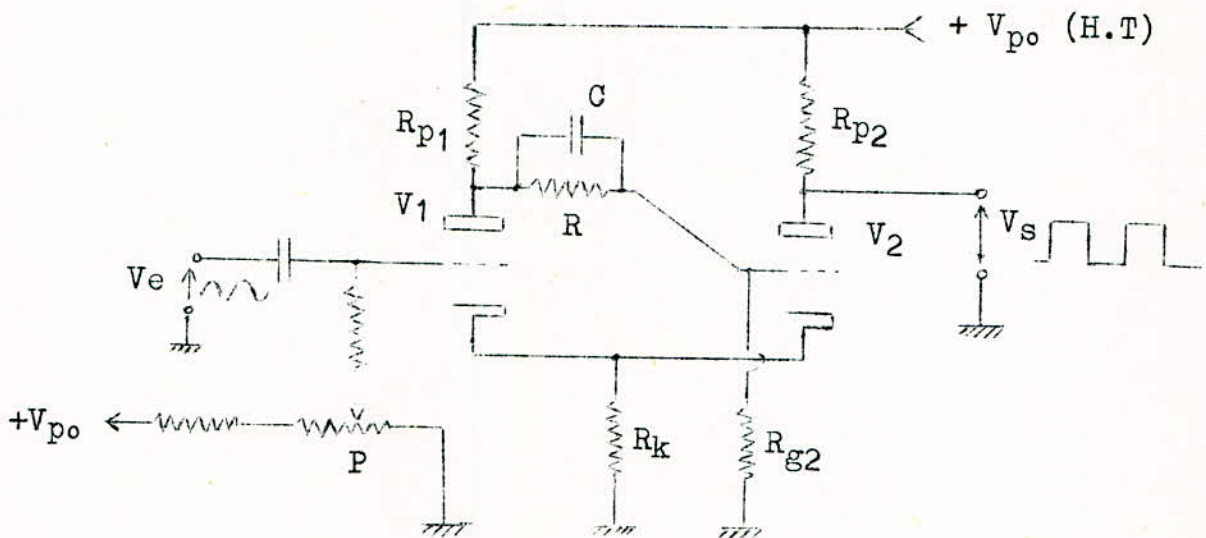


Fig. 16 - Trigger de Schmitt

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 βA_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 :

$$V_s = V_{p0} - R_{p2}I_2 \text{ où } I_2 = \text{courant dans } V_2 \text{ pour } V_1 \text{ bloqué.}$$

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 :

$$V_s = V_{p0}$$

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 βA_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 βA_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 βA_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

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

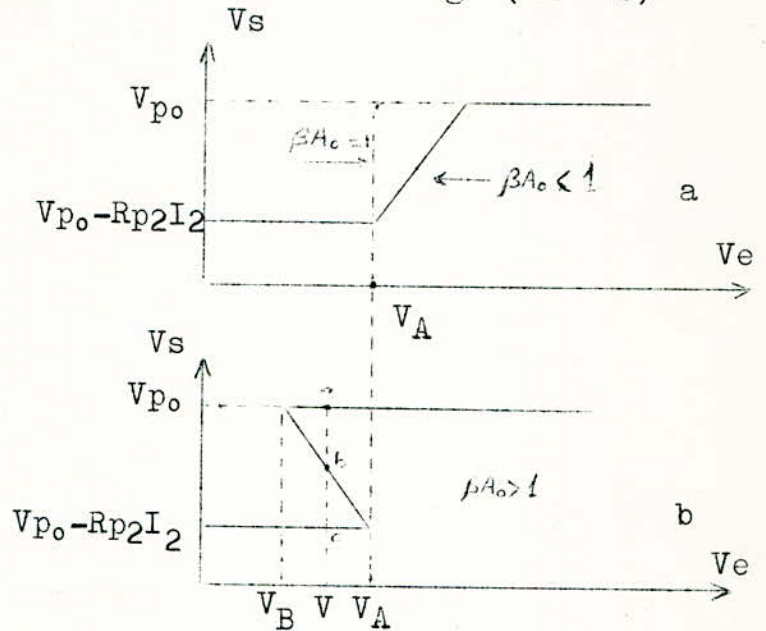


Fig. 17

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_1} , V_s garde sa valeur la plus basse.

2 - Quand V_g dépasse V_{A_1} , une droite verticale d'abscisse V_{A_1} 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_1} 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 βA_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 βA_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 βA_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'hystérésis 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'hystérésis $V_A - V_B$.

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.

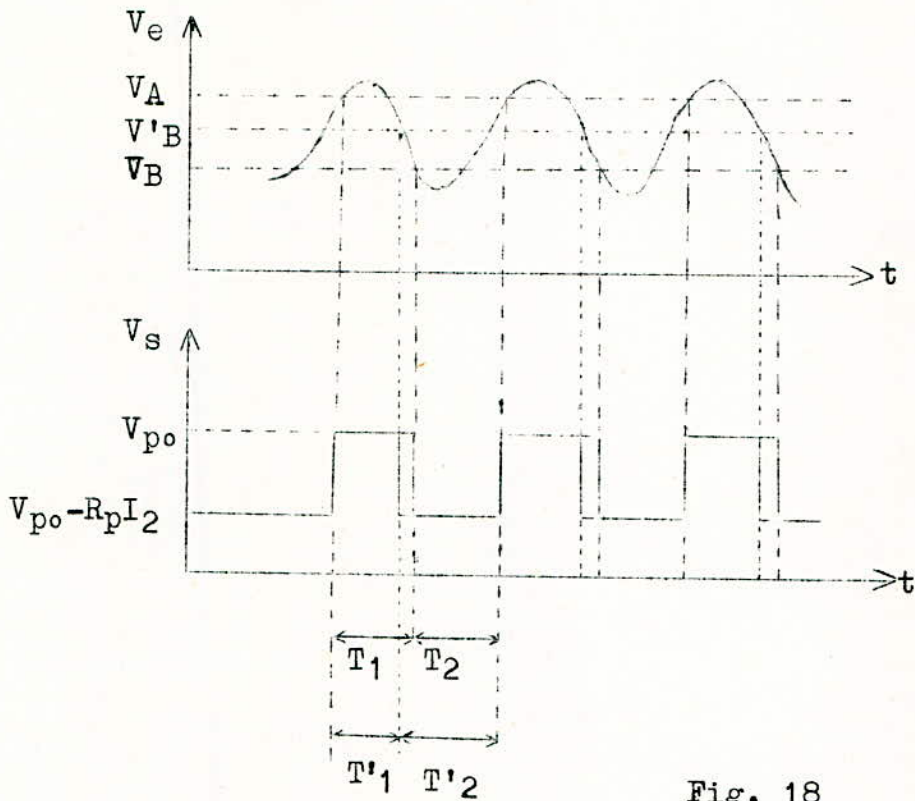


Fig. 18

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 Ω , 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 V₁

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 $V_{Ge} = 140 \text{ V}$

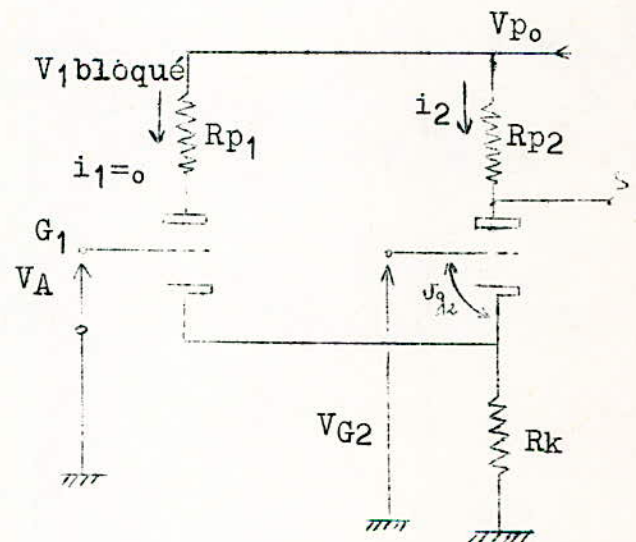


Fig. (19)

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 débloquent.

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 :

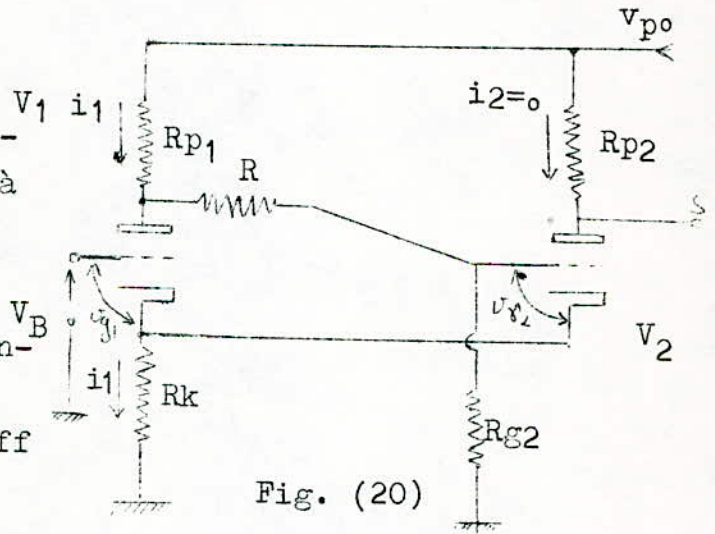


Fig. (20)

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

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

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 P₂.

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

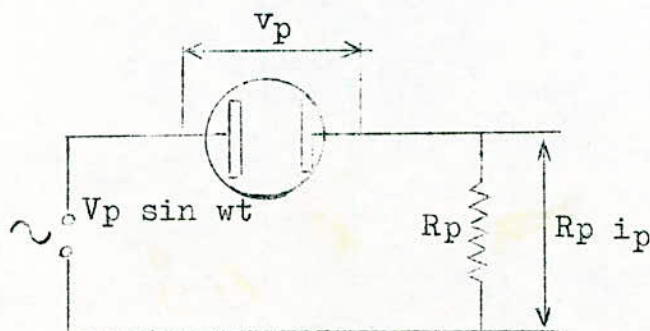


Fig. 21

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)

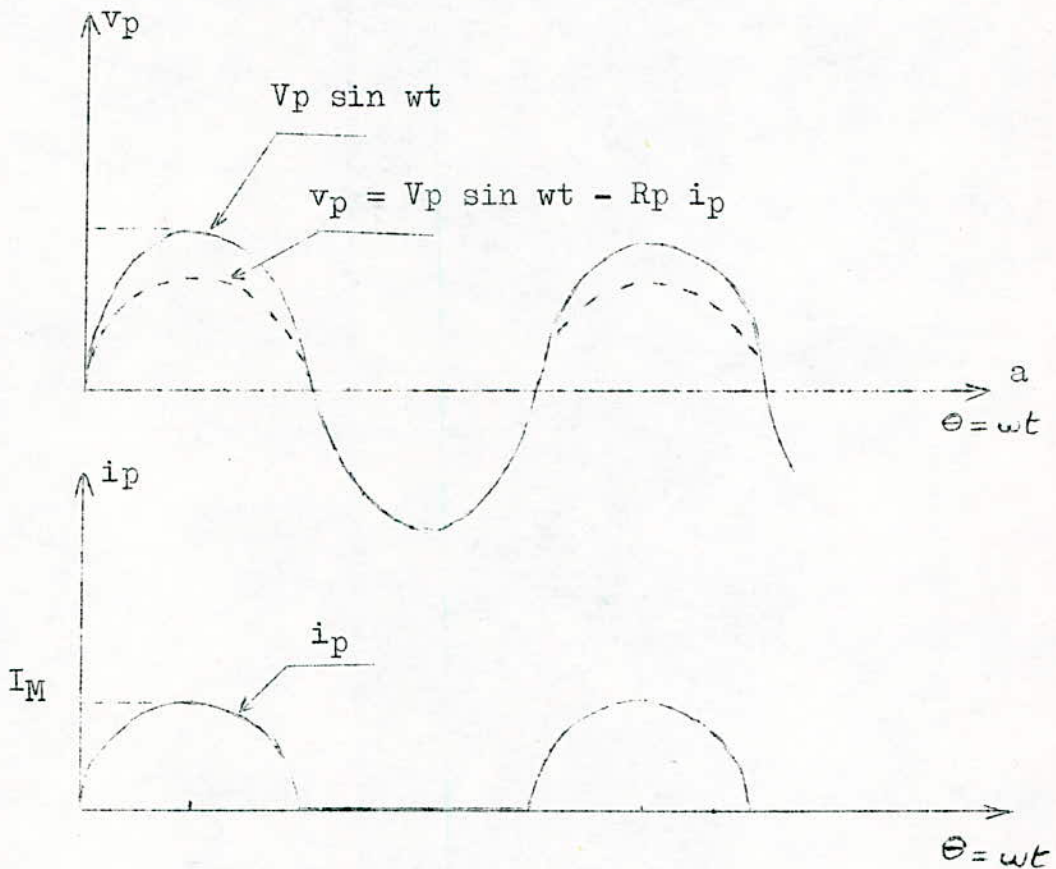


fig. (22)

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 (λ) 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)

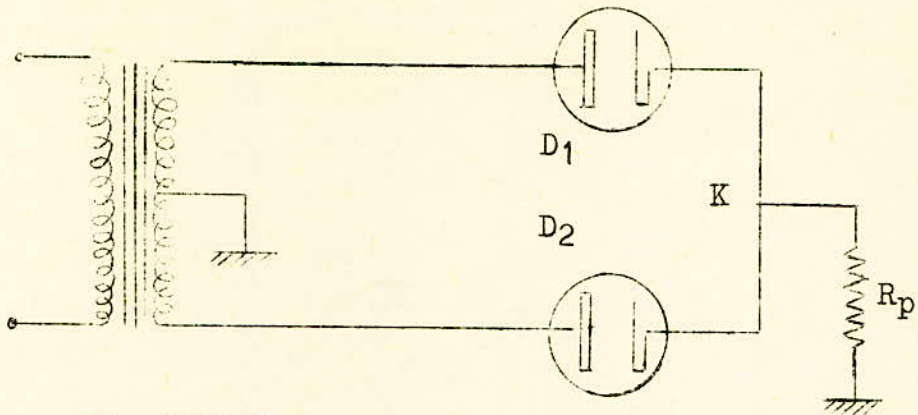
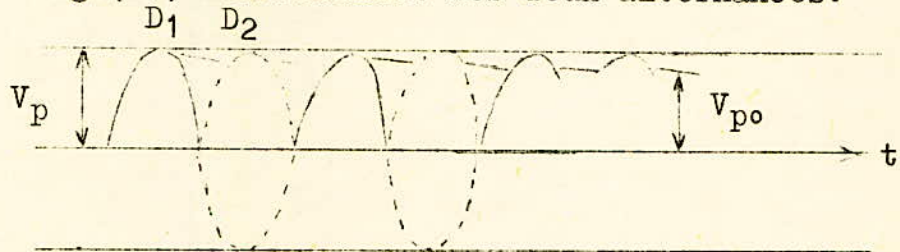


Fig.(23) Redressement des deux alternances.



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

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

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

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).

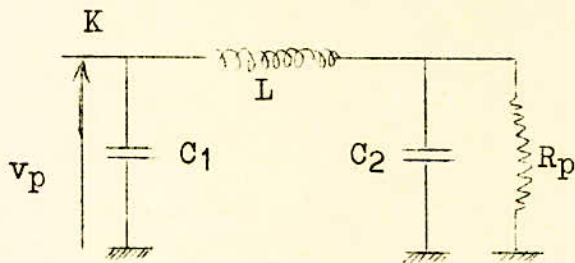


Fig. 24

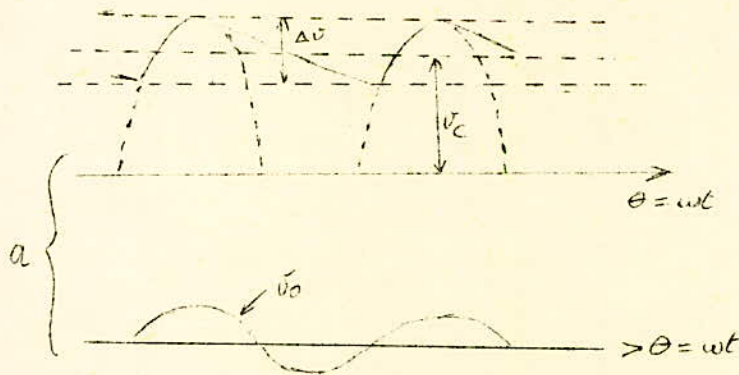
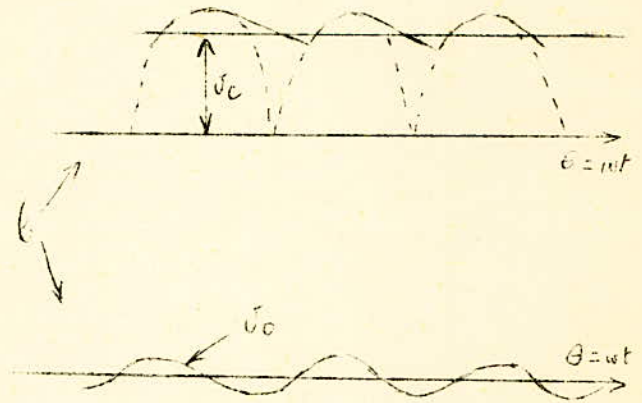


Fig. (24)

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)

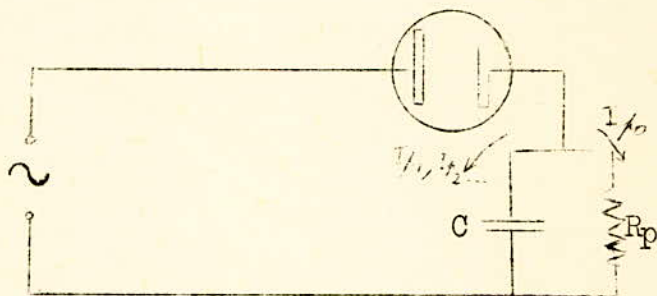


Fig. (25)

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

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 :

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

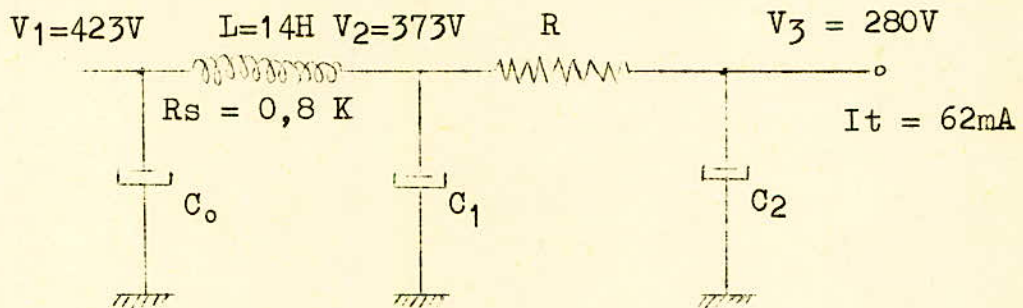


Fig. 28

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.

=====

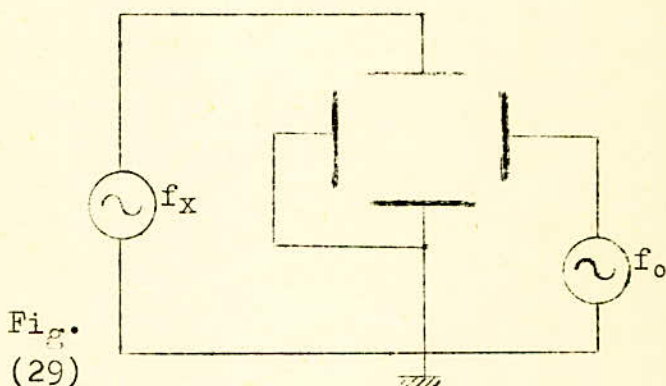
Nous avons choisi pour l'étalonnage de notre G.B.F. la méthode de comparaison à l'oscilloscope cathodique.

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 :

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

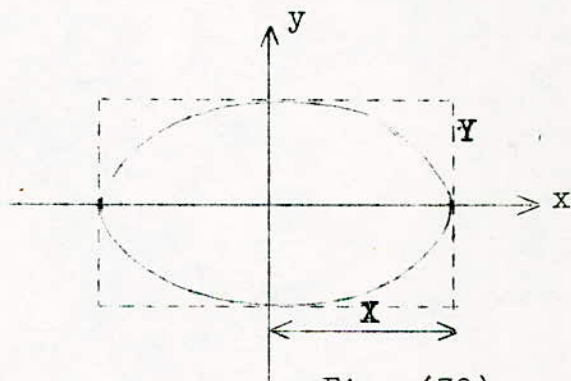


Fig. (30)

- 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.

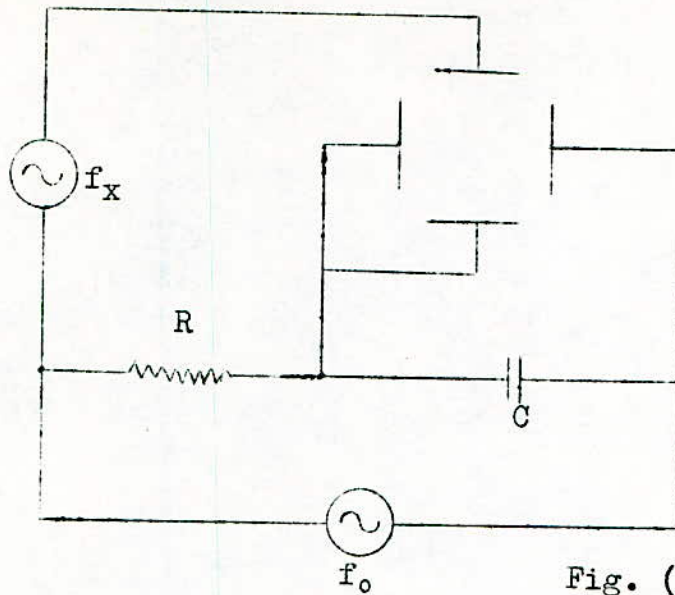


Fig. (31)

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.

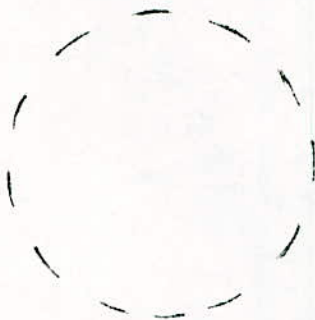


Fig. (32)

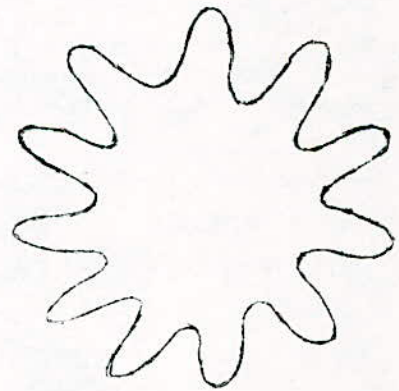


Fig. (33)

Département Télécommunications

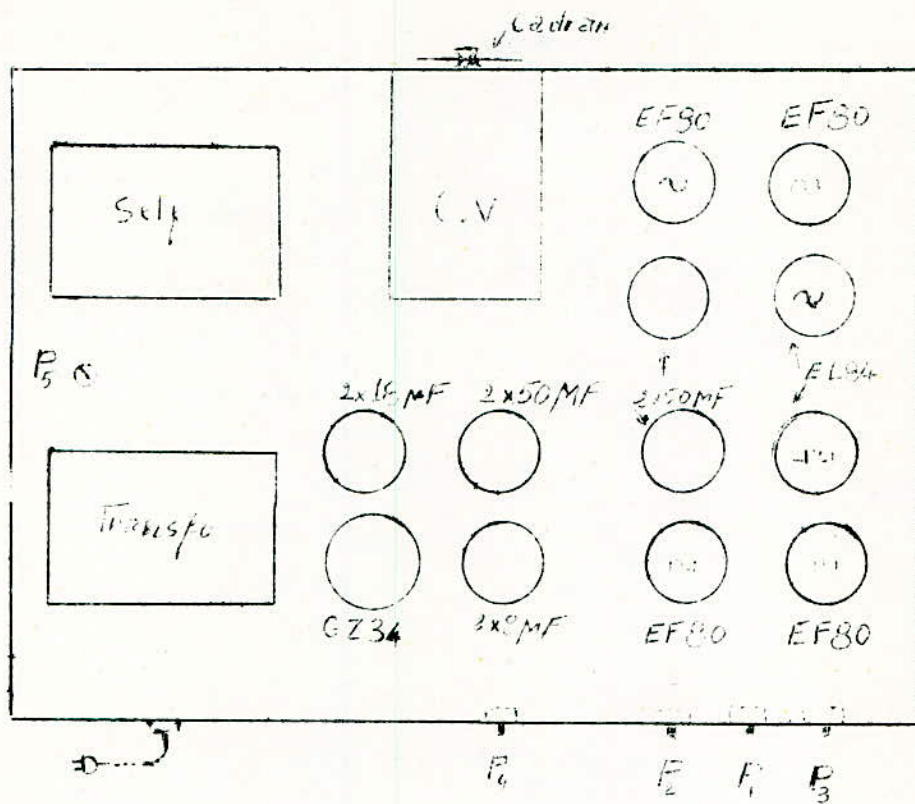
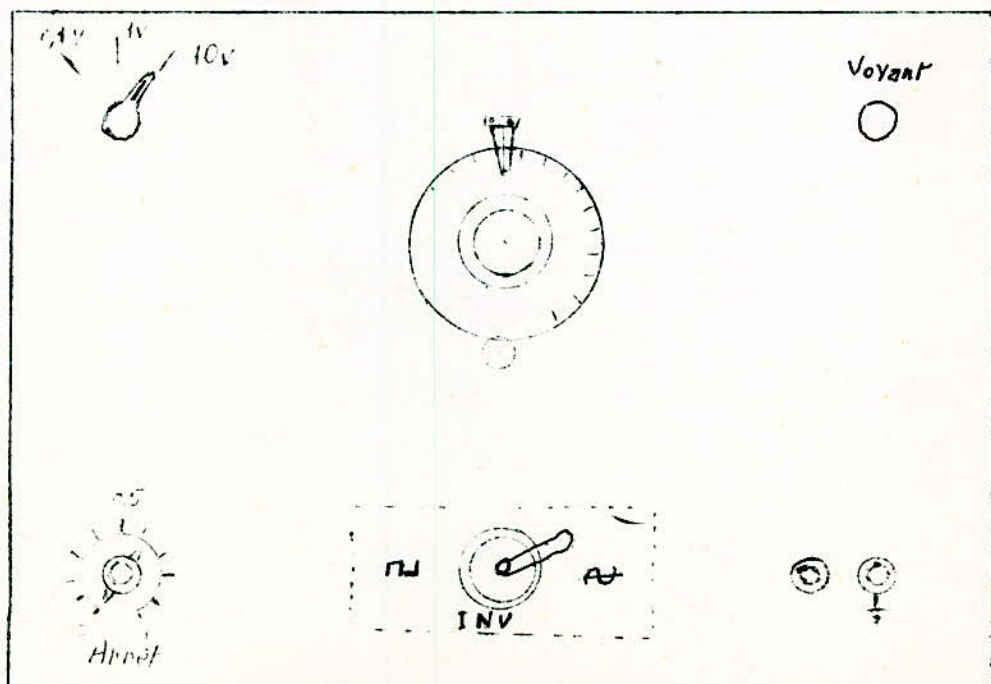
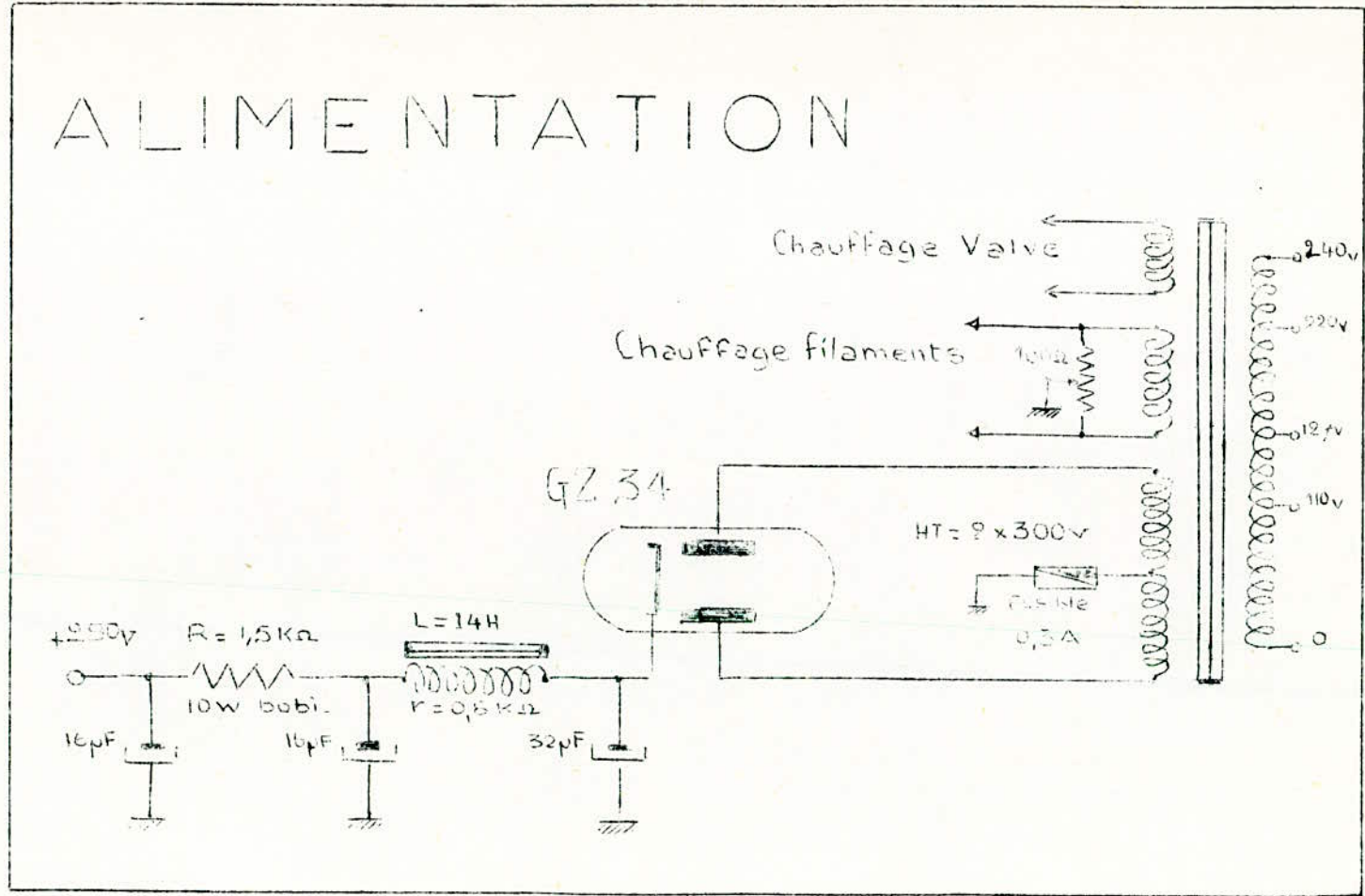


Fig. = Schema du châssis =



= Vue de face =

ALIMENTATION



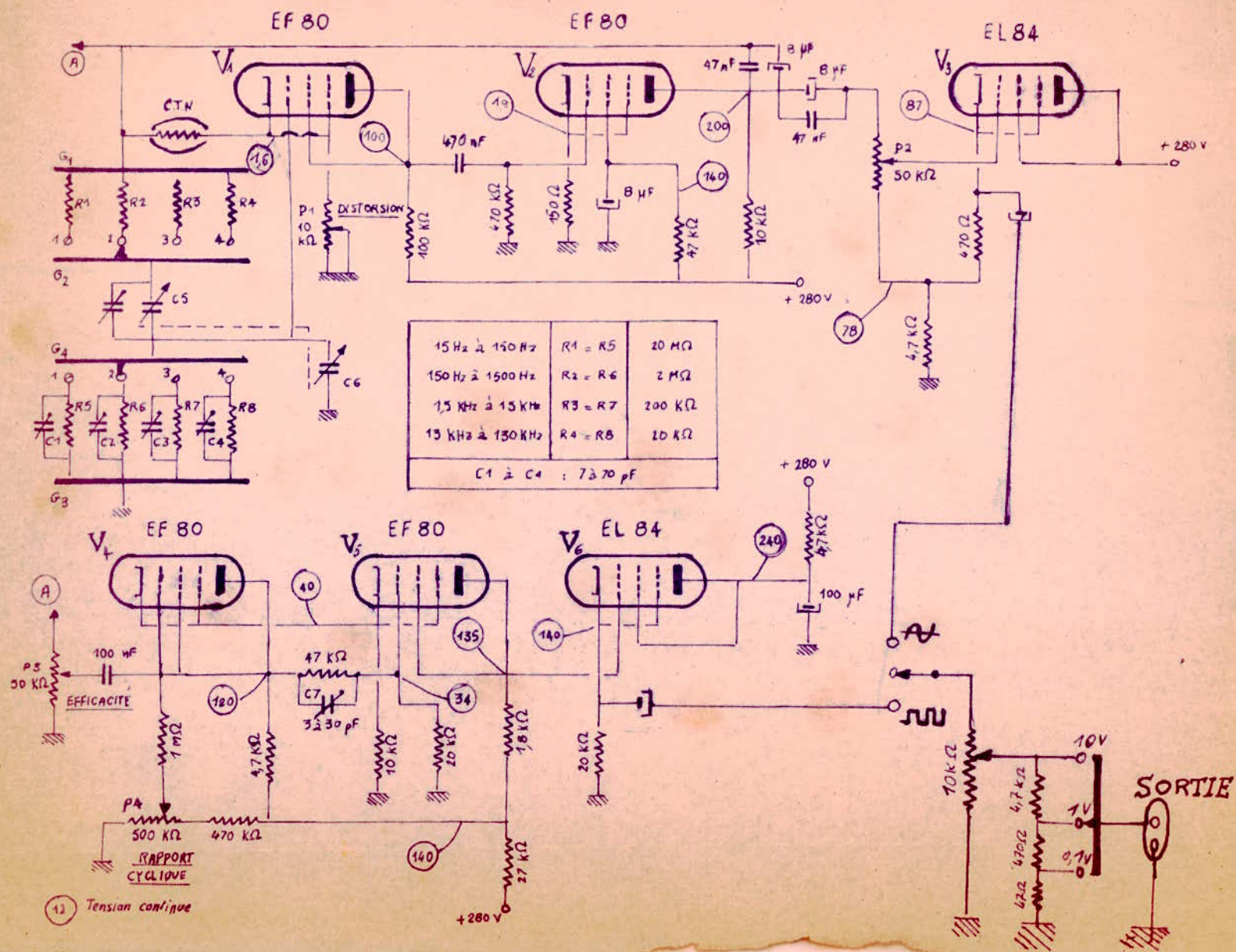


schéma complet du G13F

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