

UNIVERSITÉ DE LILLE

50376
1964
3

FACULTÉ DES SCIENCES

50.376
1964
3

Exclu du prêt

Centre de 3^{me} Cycle d'Electronique

THÈSE DE 3^{ME} CYCLE

Contribution à la réalisation
d'un Spectromètre Hertzien
à double modulation

Membres du Jury : M. GABILLARD, *Président*

M. LEBRUN

M. WERTHEIMER



Présentée à Lille, le 28 Février 1964

par Yves WACHÉ

Ce travail a été effectué au Laboratoire de Spectroscopie Hertzienne du Département de Physique de la Faculté des Sciences de l'Université de Lille, sous la direction de Monsieur le Professeur R. WERTHEIMER, à qui nous tenons à exprimer nos sentiments de vive gratitude.

Nous remercions tout particulièrement Monsieur le Professeur GABILLARD, directeur du Centre de 3ème Cycle d'Electronique de Lille, qui a bien voulu nous faire l'honneur de présider notre jury, ainsi que Monsieur le Professeur A. LEBRUN, membre de notre Jury.

Nos remerciements vont encore à Messieurs ROSSEELS, VANHOUTTE et DUPONT pour les conseils et l'aide constante qu'ils nous ont apportés, ainsi qu'au Personnel de l'atelier de mécanique qui a bien voulu se charger de la réalisation des pièces de précision.

INTRODUCTION

Le présent travail expose l'étude et la réalisation d'un dispositif stabilisant la fréquence d'un klystron 8 mm et permettant le balayage linéaire de la fréquence de cette source à des vitesses très lentes.

Dans ce but, nous avons modélisé le klystron par une tension sinusoïdale à 100 kHz et construit un ondemètre en transmission.

Le signal 100 kHz transmis par l'ondemètre attaque, après amplification, un détecteur de phase qui fournit alors une tension continue de correction permettant soit de corriger les fluctuations de la fréquence de la source par rapport à l'ondemètre, soit de faire dériver lentement la source.

Nous avons enfin utilisé ce dispositif à l'étude d'une raie du spectre de rotation de l'anhydride sulfureux.

CHAPITRE I - BALAYAGE LENT

- 1°) Influence de la vitesse de balayage sur la
largeur des raies 1
- 2°) Rapport Signal/Bruit 3

CHAPITRE II - STABILISATION ET BALAYAGE

- 1°) Principe de la stabilisation 5
- 2°) Principe du balayage en fréquence 8

CHAPITRE III - APPAREILLAGE

- 1°) Ondemètre 9
- 2°) Détecteur de phase 12
- 3°) Tension de sortie 14
- 4°) Générateur 100 kHz 16
 - a) Oscillateur 16
 - b) Modulateur 16
 - c) Référence 17
- 5°) Amplificateur 100 kHz 18
- 6°) Diagrammes caractéristiques du servo mécanisme 19
- 7°) Filtres 20

CHAPITRE IV - MESURES ET RESULTATS

- 1°) Ondemètres 21
- 2°) Raies 22

CHAPITRE V - CONCLUSION

CHAPITRE I

BALAYAGE LENT

Les sources hyperfréquences utilisées présentent, du fait même de leur construction, une instabilité de fréquence liée à l'utilisation de la modulation de vitesse sur le faisceau d'électrons issus de la cathode.

Au laboratoire, nous avons jusqu'ici pallié à cette instabilité en balayant les klystrons en fréquence à des vitesses suffisantes (de 7 à 100 Hz) pour que la probabilité de fluctuation soit faible pendant le balayage d'une raie.

Cependant, en Spectroscopie Hertzienne, la largeur des raies d'absorption observées dépend, pour une part de la vitesse à laquelle ces raies sont décrites. Il est donc nécessaire, si nous voulons observer des formes de raies proches de la réalité, de balayer nos klystrons, en fréquence à des vitesses suffisamment lentes.

1°) Influence de la vitesse de balayage sur la largeur des raies.

Soit un klystron dont la fréquence varie linéairement en fonction du temps (Réf 1 - 1).

Le signal émis par la source est de la forme

$$S = S_0 e^{j\theta} = S_0 e^{j(\omega t + \varphi)} = S_0 e^{j[(\omega_0 + \frac{b}{2})t + \varphi]}$$

avec θ = phase du signal donc $\frac{d\theta}{dt}$ = fréquence instantanée = ω

La vitesse moyenne de variation de fréquence est alors égale à

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{d^2\theta}{dt^2} = b$$

Supposons le klystron balayé linéairement en fréquence, nous avons alors $b = \text{Cte}$, $\omega = \omega_0 + bt$

$$\theta = \omega_0 t + \frac{1}{2} bt^2 \quad \text{et} \quad S = S_0 \exp j \left[\omega_0 t + \frac{1}{2} bt^2 \right]$$

Le spectre en fréquence de ce signal nous est donné par la transformée de Fourier du signal :

$$\begin{aligned} g(\omega) &= \frac{S_0}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp j \left[\omega_0 t + \frac{1}{2} bt^2 \right] \cdot \exp(-j\omega t) dt \\ &= \frac{S_0}{2\pi} \sqrt{\frac{j}{2\pi b}} \exp \left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2b} \right] \end{aligned}$$

L'amplitude de $g(\omega)$ qui est égale ici à $S_0 \sqrt{\frac{1}{2\pi b}}$ est indépendante de la fréquence de la source : ω

Considérons maintenant que nous envoyons ce signal S dans le filtre constitué par la raie du gaz à étudier. La réponse en amplitude de ce filtre est donnée par :

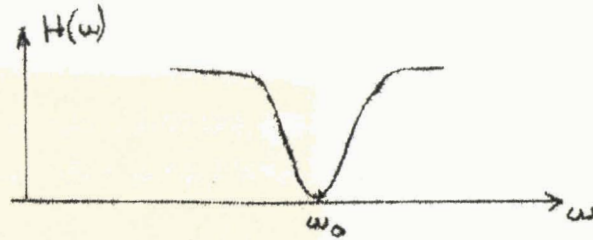
$$H(\omega) = 1 - \exp \left[-\frac{1}{2} (\log 2) \cdot \left(\frac{\omega_0 - \omega}{\Delta \omega} \right)^2 \right]$$

qui donne bien $H(\omega_0) = 0$, $H(\omega_1) = H(\omega_2)$

tel que $|\omega_1 - \omega_0| = |\omega_2 - \omega_0| = \Delta \omega$

$$\begin{aligned} H(\omega_1) &= 1 - \exp \left[-\frac{1}{2} (\log 2) \left(\frac{\Delta \omega}{\Delta \omega} \right)^2 \right] \\ &= 1 - \exp \left[-\frac{1}{2} (\log 2) \right] = 1 - 2^{-1/2} \\ &= 1 - \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

(Courbe de Gauss inversée)



(Nous supposons la variation de phase due à ce filtre linéaire ou nulle)

La réponse de ce filtre à une tension d'entrée de la forme $y(\omega)$ sera :

$$V(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(\omega) H(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

$$= \sqrt{\frac{1}{1-j\gamma}} \left\{ \exp \left[-\frac{\gamma b t^2}{2(\gamma^2 + 1)} \right] \right\} \left\{ \exp \left[j\omega_0 t + \frac{j b t^2}{2(\gamma^2 + 1)} \right] \right\}$$

avec $\gamma = 4(\log 2) \cdot \frac{b}{(\Delta\omega)^2}$

La dernière exponentielle, exposant imaginaire représente la phase du signal de sortie.

A l'entrée la phase était : $\omega_0 t + \frac{bt^2}{2}$
 à la sortie elle est devenue : $\omega_0 t + j \frac{bt^2}{2} \times \frac{1}{1+\gamma^2}$

La phase du signal de sortie varie moins vite que celle du signal injecté.

Il y a donc un élargissement des raies du à la vitesse de balayage b .
 Cet élargissement est d'autant plus grand que b est plus important.

2°) Rapport signal/bruit

En plus de l'amélioration de la forme des raies nous envisageons une augmentation du rapport $\frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}}$.

En effet, du point de vue électronique la raie peut être considérée comme un filtre à bande étroite. En opérant en régime dynamique, on transforme une courbe de réponse de raie en un signal dont l'amplitude varie en fonction du temps. Si l'on en veut une reproduction fidèle il faut que la bande passante de l'amplificateur qu'il traverse soit d'autant plus grande que sa durée est plus brève.

Le bruit à la sortie de l'amplificateur croitra donc comme la bande passante et la vitesse de balayage, alors que, l'amplitude maximale du signal reste pratiquement la même.

Par contre, si nous balayons lentement la fréquence de la source, nous pouvons diminuer les largeurs de bandes et réduire alors le bruit par rapport au signal.

CHAPITRE II

Stabilisation et Balayage

1°) PRINCIPE DE LA STABILISATION

Une source hyperfréquence émet un faisceau d'ondes dont la fréquence varie aléatoirement au cours du temps.

Bien que nous utilisions des alimentations stabilisées il subsiste toujours un léger ronflement à 100 Hz sur les hautes tensions.

D'autre part, le fait de chauffer le filament du klystron en alternatif ajoute encore une cause possible de modulation de la fréquence de la source.

La cause principale de la modulation de cette fréquence reste cependant la très haute impédance du réflecteur de la source qui permet des couplages par capacité avec des fils voisins.

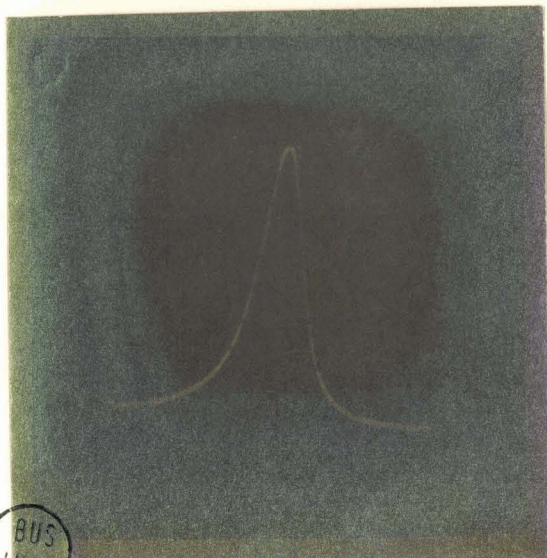
A ces modulations alternatives viennent s'ajouter des dérivés lentes dues aux effets thermiques sur la cavité.

Ces différentes causes font que la fréquence de la source considérée n'est pas fixe au cours du temps, ni instantanément, ni en moyenne.

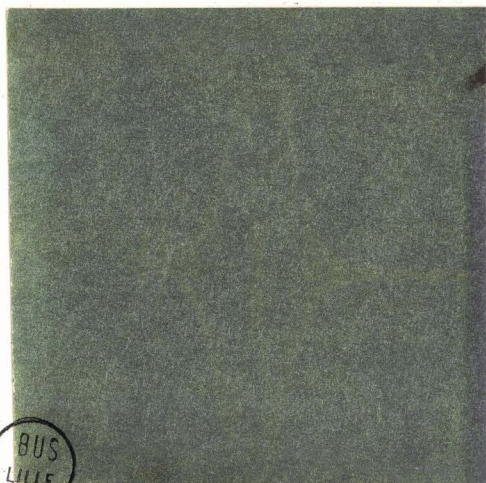
Si nous désirons diminuer ces fluctuations et ces dérives de la source, qui se traduisent par des variations de fréquence, il nous faut donc disposer d'un moyen de mesurer l'écart de fréquence et de transformer cette information

Δf en un signal de correction appliqué de façon convenable à la source.

La fréquence du klystron étant très sensible aux variations de la tension réflecteur nous avons pensé corriger les écarts de fréquence en transformant le Δf précédent en un ΔV appliqué au réflecteur du klystron utilisé.



BUS
LILLE



BUS
LILLE

Mesure de Δf , écart de fréquence.

Les mesures courantes de longueur d'onde se font le plus souvent à l'aide d'un ondemètre, à cavité résonante.

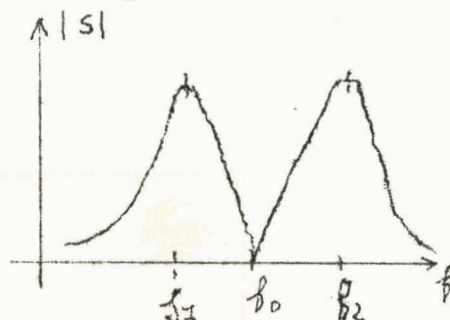
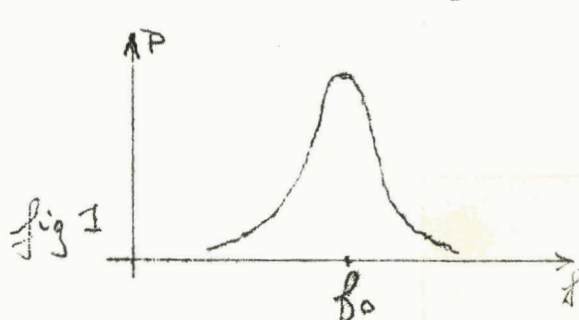
S'il est commode de mesurer le Δf correspondant à la dérive lente de la source avec un ondemètre, il ^{est} par contre, impossible de mesurer à chaque instant le Δf correspondant aux fluctuations rapides.

Nous utiliserons donc pour la mesure de Δf , en plus de l'ondemètre, une modulation cohérente de la source à la fréquence F .

Nous disposons donc d'une source dont la fréquence instantanée est donnée par

$$f = f_0 + \delta f \cdot \cos(2\pi F t)$$

Sur le guide couplé à la source, nous plaçons un ondemètre en transmission dont la caractéristique est reproduite figure 1.



L'ondemètre joue un rôle de discriminateur, la puissance transmise sera donc modulée en amplitude à la fréquence F .

Nous recueillons donc, à la sortie de l'ondemètre, un signal 100 kHz dont le module $|S|$ varie comme indiqué figure 2.

Les fréquences f_1 et f_2 pour lesquelles S passe par un maximum, correspondent aux points d'inflexion de la courbe de la fig. 1.

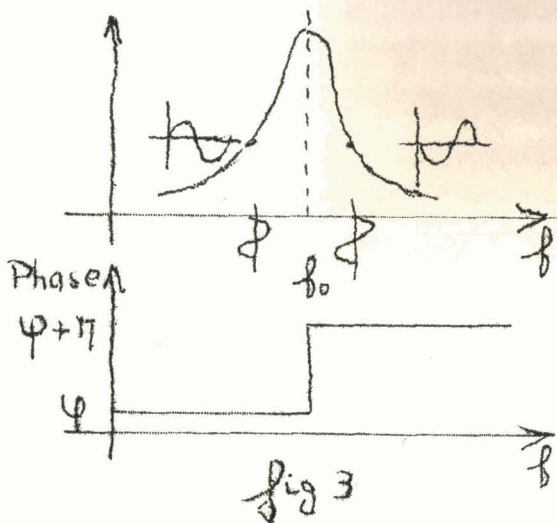
En première approximation nous prendrons $f_2 - f_1 = \Delta f$ tel que cet intervalle soit égal à la "largeur à mi puissance", ou encore :

$$\Delta f = \frac{f_0}{Q}$$

où Q est le facteur de qualité de l'ondemètre pour la transmission.

L'amplitude du signal de fréquence F varie, entre f_1 et f_2 dans le même sens que la valeur absolue de l'écart de la fréquence de la source par rapport à f_0 , fréquence de résonance de l'ondemètre.

Le seul renseignement de l'amplitude $\{S\}$ du signal de modulation ne suffit pas pour caractériser entièrement l'écart en fréquence ; il nous manque le sens de cet écart.



Nous pouvons remarquer que la phase du signal de fréquence F , transmis par l'ondemètre est différente de π suivant que nous considérons une fréquence supérieure ou inférieure à f_0 . (Voir figure 3).

D'où l'utilisation d'un détecteur de phase.

Nous utiliserons comme tension de référence pour ce détecteur la tension de modulation de la source à la fréquence F .

Le signal d'erreur S , étant en phase ou en opposition de phase par rapport à la tension de modulation (ou de référence), le détecteur de phase fournira une tension continue positive ou négative suivant que la phase sera φ ou $\varphi + \pi$, c'est à dire, suivant que le klystron oscillera sur une fréquence f supérieure ou inférieure à la fréquence f_0 de résonance de l'ondemètre.

La tension de sortie du détecteur de phase est donc un signal dont la loi de variation est analogue à celle de Δf .

Cette tension continue peut alors être ajoutée, dans le sens convenable, à la tension réflecteur, de manière à corriger les écarts de fréquence.

2°) PRINCIPE DU BALAYAGE EN FREQUENCE

Nous venons de voir que l'appareillage précédemment décrit permettait de corriger les écarts en fréquence de la source.

Il est aussi possible en plus de la correction des écarts, de décrire une certaine gamme de fréquence.

En effet, si la source oscille sur la fréquence f , et, si nous plaçons l'ondemètre sur la fréquence $f' \neq f$, le servo mécanisme tend à ramener la source sur f' . Si nous déplaçons lentement f' , la fréquence de la source suivra, "à distance" le déplacement de la fréquence de l'ondemètre.

En effet, le stabilisateur de fréquence utilise un signal de correction qui résulte de l'amplification d'une tension d'erreur qui varie dans le même sens que l'écart entre la fréquence à corriger et celle de référence. L'écart de fréquence est donc nécessaire à l'élaboration du signal de correction; lorsque celui-ci est fixé, l'écart de fréquence résiduel est alors d'autant plus faible que l'amplification est plus élevée.

CHAPITRE III

APPAREILLAGE

1°) L'ONDEMETRE

L'ondemètre est constitué de deux parties principales :

- a) d'un corps en laiton argenté, cylindrique, couplé au guide principal par deux trous, distants de $\lambda_g/2$, percés dans le petit côté du guide (couplage de BLEANEY) (2).
- b) d'un guide de sortie faisant un angle de 45° avec l'axe du guide principal. Il est couplé au corps de l'ondemètre par un trou percé dans la paroi latérale du cylindre (couplage de BETHE) (3).

Dans les deux cas le couplage se fait par champ magnétique. Les dimensions de cet ondemètre ont été calculées pour la fréquence de 33 GHz, centre de la bande 29-37 GHz dans laquelle le guide 8 mm RG 96U est utilisé.

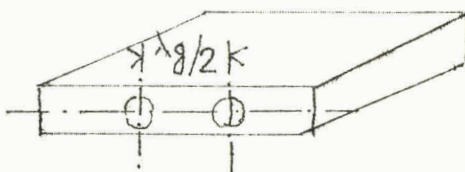


fig 4

Les trous de couplage du guide principal à la cavité doivent être distants de $\lambda_g/2$ (fig. 4). Nous supposons que le seul mode qui se propage dans le guide est le mode fondamental TE_{01}

Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{1}{\lambda_g^2} = \frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \quad \text{avec} \quad \frac{1}{\lambda_c^2} = \frac{1}{4b^2}$$

Soit en passant en fréquence

$$\frac{\lambda_g}{2} = \frac{1}{2\sqrt{\left(\frac{f}{c}\right)^2 - \frac{1}{4b^2}}}$$

avec $c = 3.10^8$ m/sec
 $f = 33.10^9$ Hz
 $b = 7,11 \cdot 10^{-3}$ m

D'où $\frac{\lambda_g}{2} = 5,91$ mm

Le guide de sortie placé sur la paroi latérale du corps de l'ondemètre est couplé à la cavité par un trou situé à $\frac{\lambda_g}{4}$ du fond de la cavité (figure 5). Mais ici, il s'agit d'un guide circulaire et non plus rectangulaire comme précédemment.

Nous aurons donc :

$$\frac{1}{\lambda_g'^2} = \frac{1}{\lambda^2} - \frac{1}{\lambda_c'^2}$$

avec $\lambda_c' = 1,64 r = 0,82 D$

D'où

$$\frac{\lambda_g'}{4} = \frac{1}{4 \sqrt{\left(\frac{b}{c}\right)^2 - \frac{1}{(0,82 D)^2}}}$$

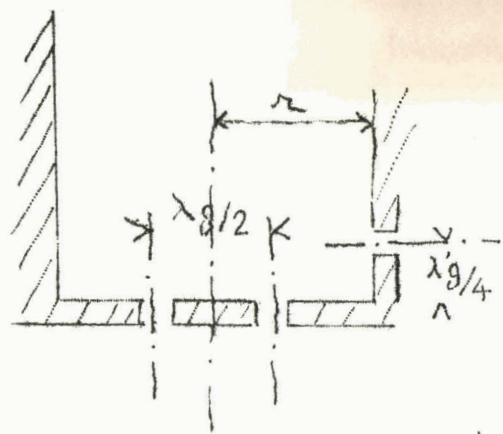


fig. 5.

$$\frac{\lambda_g'}{4} = 3,59$$
 mm

D.J.E. INGRAM indique que le facteur de qualité Q d'une cavité cylindrique pour les modes TE_{021} , TE_{011} et TE_{111} varie dans le rapport 4,18 ; 2,4 ; 1.

Dans notre ondemètre les modes $TE_{0, r, s}$ seront les seuls couplés. En effet les trous de couplage, distants de $\frac{\lambda_g}{2}$ donnent naissance à deux champs magnétiques déphasés de π dans la cavité, avec des composantes de directions opposées.

De ce fait tous les modes $TE_{1, r, s}$ sont éliminés.

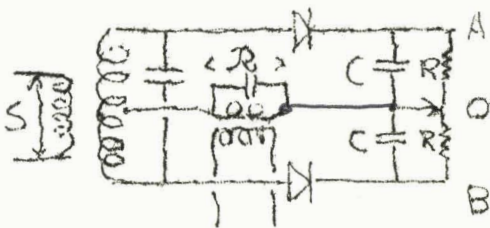
Ceci a l'avantage de coupler en particulier le mode TE_{011} dont le facteur de qualité est 2, 4 fois plus grand que pour le TE_{111} . D'autre part, nous n'excitons pas de courants radiaux sur les faces terminales de la cavité, donc le piston ne pose pas de problème de contact.

Nous pouvons supposer cependant que les modes $TE_{2,1,4}$ seront couplés. Nous les éliminons à la transmission en plaçant le guide de sortie à 45° par rapport au guide principal.

Les modes $TE_{0,1,4}$ étant de révolution seront couplés, de même que les modes dont la symétrie est d'ordre 4. Les modes $TE_{2,1,4}$, d'ordre 4 ne seront pas couplés. Le diamètre des trous de couplage a été pris égal à 2,3 mm.

Le facteur de qualité mesuré est de 26.000 environ.

2°) Le DETECTEUR DE PHASE



Supposons les tensions S et R déphasées d'un angle $0 < \varphi < \pi$ l'une par rapport à l'autre.

Les tensions S_1 et S_2 fournies par le transformateur S sont déphasées de π

A ces deux tensions nous ajoutons la tension de référence R. Nous pouvons représenter cette sommation sur un diagramme de Fresnel. (Fig. 7)

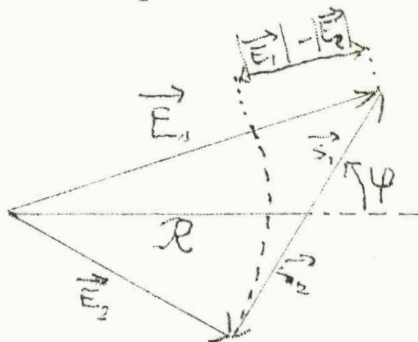


fig. 7.

Puis nous détectons les tensions E_1 et E_2 par les diodes D_1 et D_2 . Ensuite nous intégrons ces tensions détectées et nous obtenons les valeurs crêtes des tensions $\vec{E}_1$ et $\vec{E}_2$ soit $|E_1|$ et $|E_2|$.

Les circuits intégrateurs RC sont disposés de telle sorte que nous fassions la différence des tensions continues $|E_1|$ et $|E_2|$.

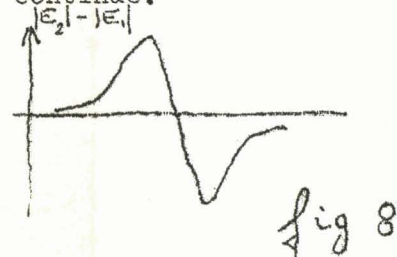


BUS
LILLE

Caractéristiques de ce détecteur de phase

Dans le cas qui nous intéresse, la différence de phase est tantôt φ tantôt $\varphi + \pi$ et seule l'amplitude varie de façon continue.

La caractéristique aura donc l'allure représentée à la figure 8. On obtiendra l'amplitude maximale en choisissant soit $\varphi = 0$, soit $\varphi = \pi$



Remarque sur les amplitudes relatives de la référence par rapport au signal.

Il est indispensable que l'amplitude du signal ne puisse devenir plus grande que celle de la référence. En effet, le détecteur de phase peut-être décomposé en deux générateurs de tension.

Sur le premier nous faisons la somme $\vec{R} + \vec{S}$ puisque la différence de phase entre Référence et Signal est π . Dans ce premier cas, même si $|\vec{S}| < |\vec{R}|$ nous aurons toujours $|\vec{R} + \vec{S}|$ croissant.

Sur le deuxième générateur de tension nous faisons la différence $\vec{R} - \vec{S}$ et dans ce cas à cause de la détection, si $|\vec{S}| > |\vec{R}|$, il y a tout d'abord décroissance du courant continu de sortie de la valeur $|\vec{R}|$ à la valeur 0, puis croissance de 0 à $|\vec{S}| - |\vec{R}|$.

Si nous effectuons alors la somme des deux tensions fournies par ces deux générateurs nous aurons une tension qui n'augmentera pas proportionnellement à $|\vec{S}|$.

Le fonctionnement du dispositif en serait alors perturbé. Si, par contre, $|\vec{S}|$ reste toujours inférieur à $|\vec{R}|$ la tension continue fournie par le second générateur que nous avons considéré, décroîtra sans jamais atteindre la valeur nulle, et nous pourrions alors effectuer sans danger la somme des tensions continues.

Matériel utilisé

Dans la réalisation du détecteur de phase nous avons été surtout guidés par des questions d'isolement.

En effet, la tension continue, positive ou négative, disponible, est à ajouter à la tension réflecteur. Nous avons donc envisagé de l'intercaler entre l'alimentation du klystron et le réflecteur.

Le circuit complet du détecteur de phase se trouve alors porté à la très haute tension qui existe entre réflecteur et masse (environ 3 000 volts). Par contre les enroulements primaires des transformateurs de ce détecteur, reliés à des circuits électroniques classiques, sont portés au plus à quelques centaines de volts (250 environ).

D'où la nécessité d'isoler fortement les enroulements primaires et secondaires. Les deux transformateurs sont semblables. Le matériau magnétique utilisé est un pot fermé en ferrite.

L'isolement est réalisé par un mandrin en téflon, à deux gorges. Les enroulements sont constitués par du fil de Lietz (100 tours environ). Pour obtenir des signaux propres nous avons été amenés à accorder les circuits secondaires par des capacités d'environ 3 000 p F.

Les diodes utilisées sont des OA 202 qui supportent une tension inverse relativement élevée (150 V).

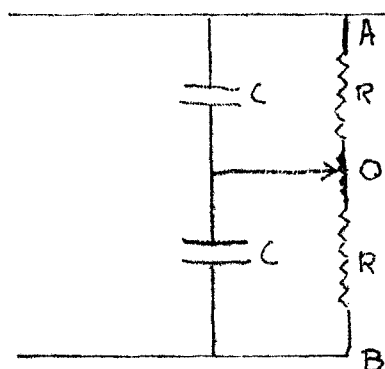


fig. 9

Les circuits intégrateurs RC sont constitués par une capacité de 1 000 p F et une résistance de 83 k Ω à laquelle nous ajoutons un potentiomètre de 50 k Ω .

Ce potentiomètre a pour rôle de rétablir l'équilibre des tensions entre les points A et B.

En effet, les tensions S_1 et S_2 fournies par le transformateur de la voie signal peuvent ne pas être de même amplitude (en particulier parce que les deux moitiés de

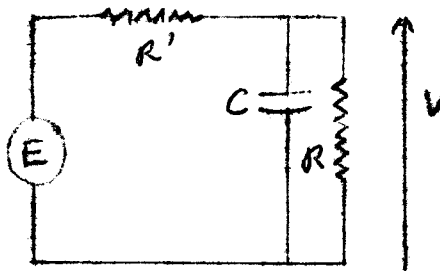
l'enroulement sont bobinées l'une au dessus de l'autre et non de façon symétrique par rapport au primaire).

L'admittance de ces circuits s'écrit :

$$Y = \frac{1}{R} + j C \omega = \frac{1 + j R C \omega}{R}$$

Soit R' la résistance interne de la source.

Nous pouvons écrire :



$$V_{\omega} = E \times \frac{\frac{R}{1 + jRC\omega}}{R' + \frac{R}{1 + jRC\omega}}$$

$$= E \frac{R}{R' (1 + jRC\omega) + R}$$

En courant continu nous aurions :

$$V_0 = E \frac{R}{R' + R}$$

La bande passante à 3 dB sera donnée par la valeur de ω pour laquelle :

$$|V_{\omega}| = V_0 \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Soit :

$$\frac{R^2}{(R' + R)^2 + R^2 R'^2 C^2 \omega^2} = \frac{R^2}{(R' + R)^2 2}$$

$$\text{ou } (R' + R)^2 + R^2 R'^2 C^2 \omega^2 = 2 (R' + R)^2$$

$$\text{soit } \omega^2 = \frac{1}{C^2} \frac{(R' + R)^2}{R^2 R'^2}$$

$$\omega = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R'} + \frac{1}{R} \right)$$

En supposant que $R = R'$, c'est à dire que l'impédance du générateur est égale à la résistance de charge, nous obtenons

$$f = 3,2 \text{ kHz}$$

3°) TENSION DE SORTIE DU STABILISATEUR

L'excursion de fréquence du klystron 8 mm utilisé varie de 0,8 à 2 MHz par volt dans la bande 27 - 35 GHz.

Les mesures d'excursion ont été faites en ne modifiant que la tension réflecteur de la source (balayage en dent de scie).

Notre stabilisateur fonctionnant par addition d'une tension d'erreur à la tension réflecteur, nous pouvons penser que l'excursion de fréquence sera la même.

Si nous désirons rattraper un écart de 10 MHz à partir d'une position d'équilibre, il est nécessaire que la tension de sortie du stabilisateur soit au moins égale à :

$$V = \frac{10}{0,8} \times 1 = 12,5 \text{ volts}$$

Si nous voulons en plus, corriger les fluctuations rapides, le gain du servo mécanisme doit être supérieur à 1. En le prenant égal à 2 nous aurons : $V = 25 \text{ volts}$.

Si nous désirons corriger un écart de 10 MHz de part et d'autre de la fréquence d'équilibre nous devons obtenir une tension continue égale à 25 volts.

Cette dernière, provenant de la détection d'un signal 100 kHz, celui-ci aura une amplitude crête à crête de $2 \times 25 = 50 \text{ volts}$.

Nous en déduisons que la référence, devant toujours être supérieure au signal aura une amplitude au moins égale à 50 volts. Nous l'avons prise égale à 150 volts crête à crête.

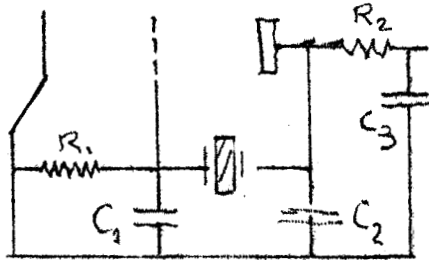
Comme nous connaissons l'amplitude maximale du signal de sortie de l'amplificateur nous pouvons évaluer son gain maximum.

4°) Le GENERATEUR 100 kHz

Il est composé d'un oscillateur
d'une charge cathodique de modulation
d'un étage déphaseur
d'un amplificateur

a) L'oscillateur (fig. 10)

C'est un quartz LPE dans un montage de Pierce.



C_1	1 000 pF au mica
C_2	2 200 pF au mica
C_3	0,1 pF au papier
R_1	47 k
R_2	33 k

Ce montage nous fournit une tension de sortie de 5 V crête à crête.

Nous nous sommes volontairement limités à cette faible valeur afin d'éviter les distorsions qui seraient gênantes dans le détecteur de phase.

L'étage oscillateur alimente deux voies

- la modulation du réflecteur
- la référence du détecteur de phase.

b) Modulation du réflecteur (fig. 11)

Elle se fait par l'intermédiaire d'une charge cathodique.

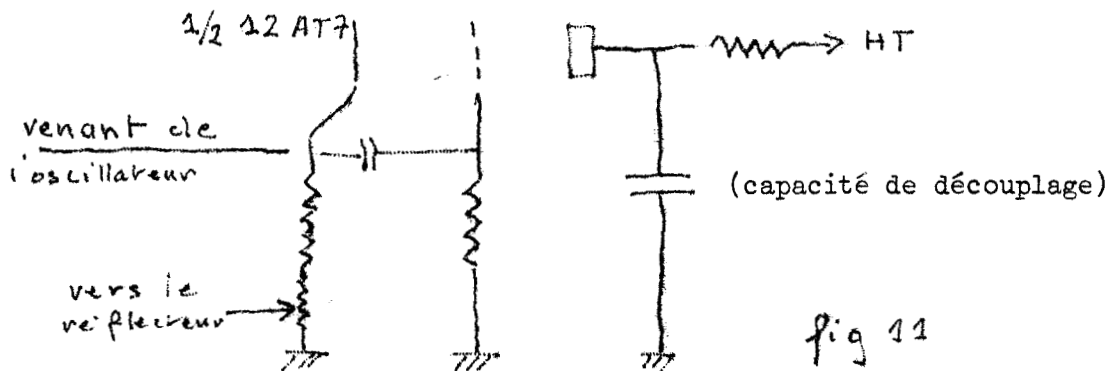


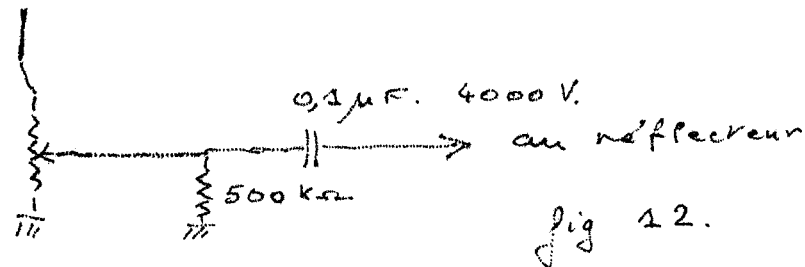
fig 11

Tension d'entrée $v_e = 5 \text{ V}$ crête à crête

Tension de sortie $v_o \ll 3 \text{ V}$ crête à crête

La tension de sortie est prise sur un potentiomètre de $1 \text{ k}\Omega$ ce qui permet de faire varier son amplitude sans pour autant modifier la résistance de cathode du tube et de ce fait sans perturber le fonctionnement de cet étage.

Le couplage de cette modulation se fait par l'intermédiaire d'une capacité à haut isolement, conformément au schéma de la figure 12.



c) Référence du détecteur de phase (fig. 13 et 15)

Nous disposons à la sortie du pilote d'une tension de 5 volts crête à crête.

Il faut pouvoir adapter la phase de la référence par rapport à celle du signal si nous voulons obtenir le maximum de tension de sortie sur le détecteur de phase.

Nous avons utilisé pour cela un étage cathodyne suivi d'un déphaseur RC classique. Le pilote 100 kHz attaque la grille d'une triode dont les résistances de plaques et de cathode sont égales, et qui, de ce fait, fournit deux tensions d'amplitudes égales et de phases opposées.

D'après le diagramme de Fresnel ci contre, il est clair que :

$$R = 0 \rightarrow \phi = \pi$$

$$R \gg \frac{1}{C\omega} \rightarrow \phi \neq 0$$

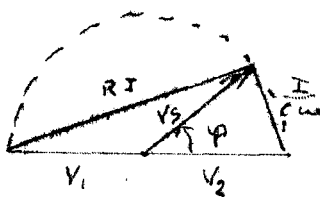


fig 14

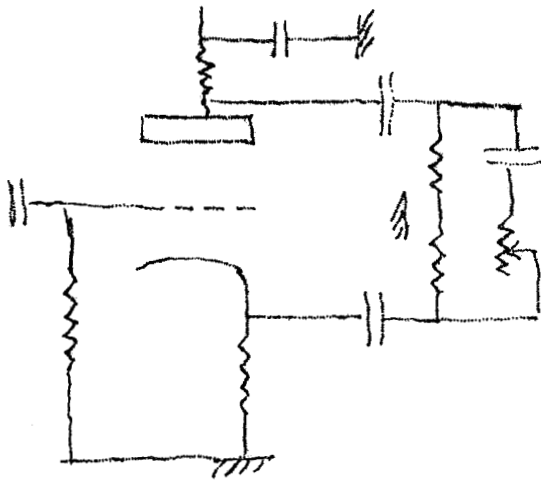


fig 13

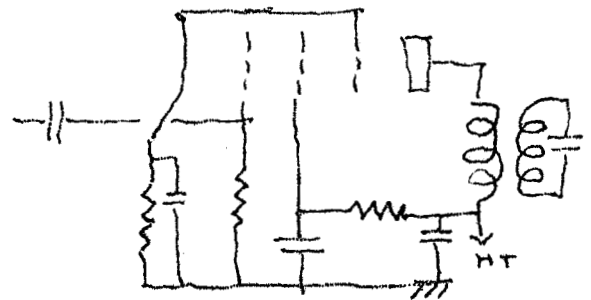


fig 15

Nous disposons donc ici d'une ~~cor~~^{re}rection de la phase de la référence par rapport à la modulation.

La tension V_S obtenue à la sortie du déphaseur attaque alors la grille d'une penthode dont la charge est constituée par le primaire du transfo de référence du détecteur de phase.

La figure donne le schéma d'ensemble de la voie "référence".

page 32.

5°) L'AMPLIFICATEUR 100 kHz (figure 17, page 32).

Essentiellement constitué de trois étages identiques, utilisant chacun une penthode triode ECF 80, le signal à amplifier provient d'un cristal, dont l'impédance est faible (1 000 Ω).

Ce signal a, d'autre part, une amplitude faible (de l'ordre de 10^{-5} V) et peut comporter du bruit. Nous voulons que le dernier étage de cet ampli soit relié directement au transformateur de la voie signal du détecteur de phase ; par conséquent que le niveau de sortie soit grand (150 volts crête à crête au maximum). D'où le gain total : 5.10^6 . Les tubes utilisés ont une double fonction :

- pentode amplificatrice, autorisant un gain élevé par étage
- triode séparatrice des étages, charge cathodique à faible impédance de sortie évitant les accrochages entre étages.

Du fait de la proximité de l'oscillateur et du grand gain de l'amplificateur nous avons été amenés à blinder sérieusement ce dernier par rapport à l'oscillateur. De même, afin d'éviter les courants de masse, la fiche N d'entrée de l'amplificateur a été isolée du châssis.

La bande passante de cet amplificateur a été élargie à 10 kHz. Il est en effet utile qu'elle soit convenablement adaptée à celle du détecteur de phase afin d'éviter, à l'amplificateur, une caractéristique de phase à variation trop rapide.

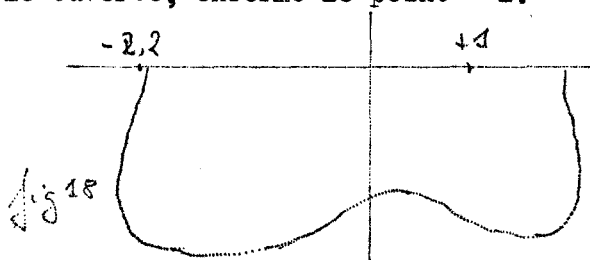
L'expérience nous a conduit à prendre des bandes passantes qui sont dans le rapport 4.

6°) DIAGRAMMES CARACTERISTIQUES DU SERVO MECANISME

Avant la mise en service de l'appareillage sur le klystron nous avons étudié les variations de l'amplitude et de la phase du signal de sortie fourni par le servo mécanisme, en fonction des excursions de fréquence du klystron produites par applications d'une tension alternative à fréquence variable f.

Ces mesures nous ont donné les courbes de la page 35. Il y avait une augmentation du gain pour la fréquence de 2,5 kHz et en même temps une rotation de phase de π à 0.

Ces courbes nous montrent que le servo mécanisme est du second ordre (puisqu'il présente une résonance) et qu'il va accrocher puisque le diagramme de Nyquist, en boucle ouverte, enferme le point + 1. (Voir figure 18).



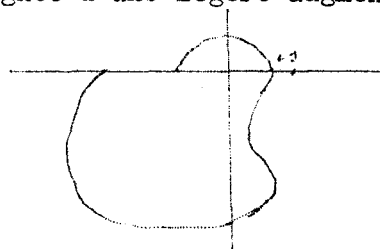
7°) FILTRES

Nous avons donc shunté la sortie du détecteur de phase par un filtre RC dont la fréquence de coupure soit inférieure à 2,5 kHz. Nous avons choisi $C = 10 \text{ nF}$ et $R = 100 \text{ k}\Omega$. Les nouvelles courbes obtenues montrent toujours une résonance vers 2,5 kHz, mais elle est beaucoup plus faible qu'auparavant, d'une part, et associée à une double rotation de phase d'autre part.

La première rotation a lieu vers 150 Hz. Elle est due au filtre RC. Elle s'accompagne d'une chute du gain.

La deuxième rotation de phase a lieu vers 2,5 kHz, fréquence correspondant à la résonance. Elle est accompagnée d'une légère augmentation du gain qui reste cependant inférieur à 1.

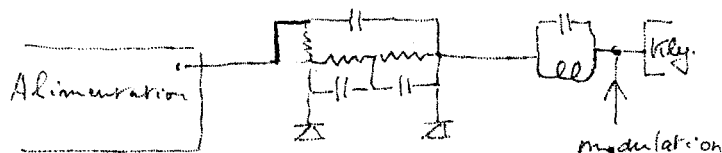
Le nouveau diagramme de Nyquist n'entoure plus le point + 1 (voir fig. 19).



Filtre 100 kHz

Pour éviter que le signal de référence, par suite de fuites ou de déséquilibre dans le détecteur de phase, ne vienne moduler à son tour le réflecteur et de ce fait perturber le fonctionnement du stabilisateur, nous avons jugé utile de placer entre le détecteur de phase et le réflecteur un bouchon à 100 kHz.

En principe le montage réflecteur doit être du type indiqué par la figure 20 avec filtre entre la modulation et le correcteur.



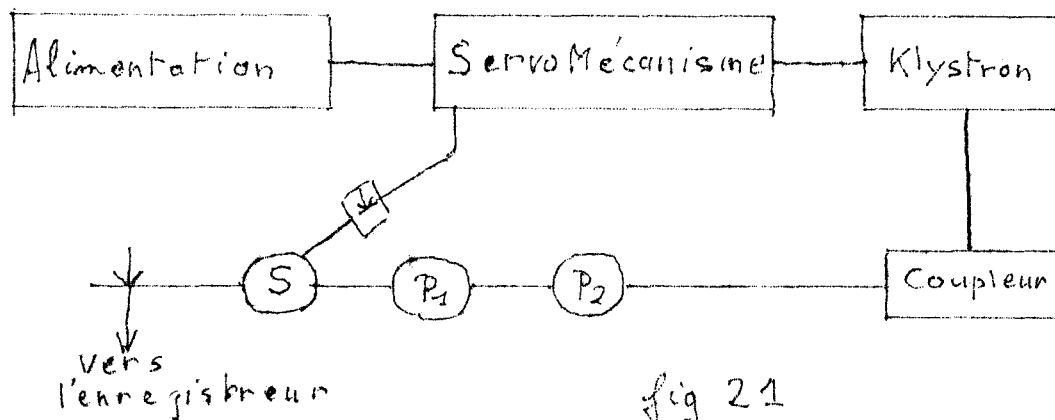
CHAPITRE IV

MESURES ET RESULTATS

1°) ONDEMETRES

Nous avons tout d'abord étudié la stabilisation du klystron et la possibilité pour le servo mécanisme d'entraîner le klystron sur une certaine gamme de fréquences.

Nous plaçons pour cela le servo mécanisme entre l'alimentation et le klystron et nous enregistrons le signal capté par un cristal en bout de ligne. (Voir figure 21).



Entre la source et le cristal nous avons placé trois ondemètres :

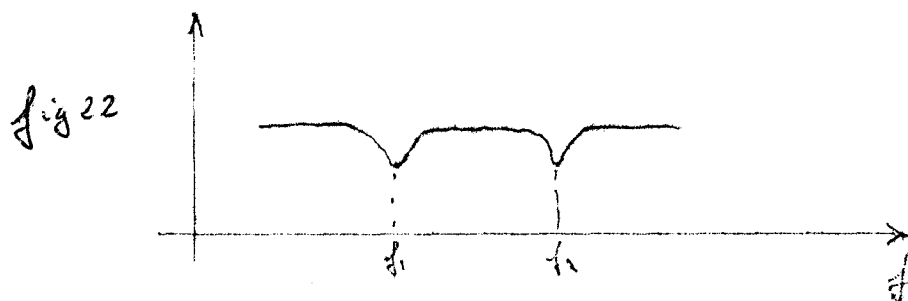
- a) 1'ondemètre "stabilisateur" S
- b) deux ondemètres Philips étalonnés P_1 et P_2
- c)

Nous fixons le klystron et l'ondemètre stabilisateur sur la fréquence f_0 et nous plaçons les ondemètres étalonnés sur deux fréquences f_1 et f_2 , telles que $f_0 < f_1 < f_2$.

Puis nous déplaçons, à la main, l'ondemètre stabilisateur de telle sorte que la fréquence du klystron varie.

Si nous enregistrons alors le signal capté par le cristal en bout de ligne nous voyons apparaître les deux pips d'absorption des ondemètres étalonnés.

Nous pouvons donc en déduire que le klystron a balayé la gamme (f_1, f_2) de fréquence. (Voir figure 22).



Nous avons pu ainsi observer des déplacements en fréquence pour le klystron de 5 MHz à 20 MHz suivant la fréquence de résonance de l'ondemètre : en effet, la puissance transmise par l'ondemètre varie en fonction de la fréquence. Elle n'est pas constante sur toute la gamme de fréquence couverte par l'ondemètre.

2°) RAIES

Nous avons ensuite appliqué ce balayage lent à l'étude de la raie de SO_2 dont la fréquence est de 31 922,209 MHz.

Nous observons d'abord la raie en vidéo avec l'installation utilisée ; elle apparaît sous sa forme dérivée.

Puis nous observons cette même raie en double modulation (balayage du klystron en dent de scie + 100 kHz). Nous recueillons le signal hyperfréquences modulé à 100 kHz en bout de cellule.

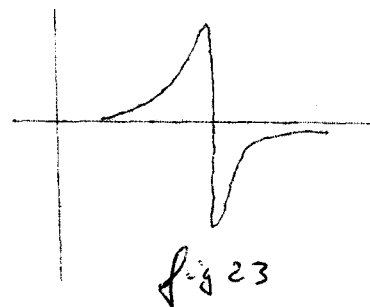


fig 23

Nous amplifions ce signal grâce à un ampli à bande étroite la raie apparaît alors parmi les T.O.S.

Puis nous coupons le balayage en dent de scie et nous utilisons notre servo mécanisme.

Le signal que nous enregistrons est alors le signal détecté de sortie de l'ampli 100 kHz.

Nous avons fait décrire au klystron plusieurs fois la même gamme de fréquence, en le déplaçant à la main d'abord, à faible pression (raie visible) puis à forte pression (raie invisible).

Le déplacement manuel de la fréquence de l'ondemètre ne nous a jamais permis d'observer la raie de SO_2 .

Nous avons ainsi été amenés à penser que, vu la vitesse de balayage la raie devait être ^{un}transitoire extrêmement bref et que la constante de temps de l'enregistreur était grande (2 sec) elle ne pouvait apparaître.

Nous avons donc repris les mêmes expériences, dans les mêmes conditions, mais en faisant varier la fréquence de l'ondemètre par échauffement.

Pour cela nous avons bobiné, autour du corps de l'ondemètre un fil de cupron, sous perles de porcelaine dont la résistance est de 5Ω .

Alimenté sous 18 volts continu, cette résistance s'échauffe et dilate l'ondemètre.

La longueur de la cavité augmentant, la fréquence de résonance diminue.

Nous avons, avec un tel balayage, observé aisément la raie de SO_2 .

Différentes formes d'une même raie.

Tout d'abord, pour détecter la présence d'une raie, il faut comparer deux enregistrements ; le premier à faible pression (0,05 mm Hg) l'autre à forte pression (> 1 mm Hg).

Cette comparaison montre que les deux courbes ne diffèrent qu'à l'endroit où la raie apparaît plus ou moins intense suivant la pression.

Interprétation de la forme des raies.

Soit une raie de fréquence f_0 . L'absorption qu'elle produit en fonction de la fréquence se traduit par une courbe dite de Gauss, centrée sur f_0 (figure 23).

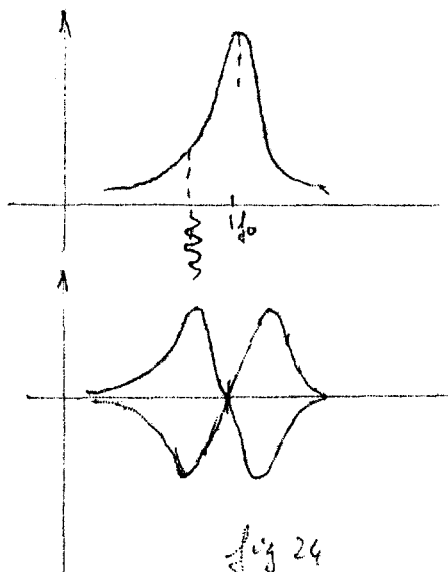


fig 24

Nous modulons sinusoïdalement la fréquence de la source en même temps que nous déplaçons lentement cette fréquence linéairement.

Nous supposons que l'amplitude de modulation sinusoïdale provoque une excursion de fréquence nettement inférieure à la largeur de raie.

L'amplitude du signal 100 kHz recueillie sur le cristal détecteur est donc proportionnelle à la dérivée de la courbe représentant la raie (figure 24).

La phase de ce signal varie de π au passage en f_0 .

Nous enregistrons la partie détectée de ce signal 100 kHz.

1er Cas - La raie est seule, sans TOS.

Dans ce cas l'enregistrement présente deux maximums successifs. C'est le cas de la figure 35 page 37

2ème Cas - La raie est superposée à un TOS (voir figure 25)

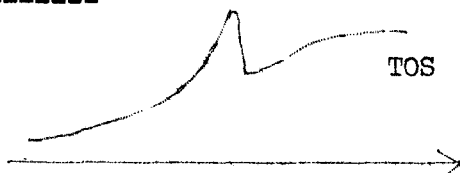
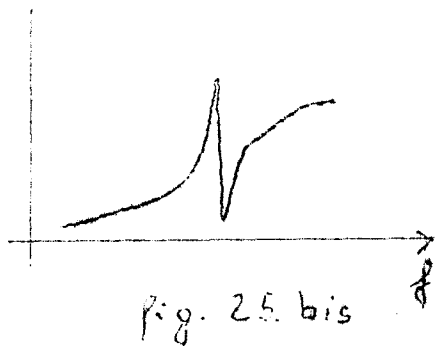


Fig. 25

Dans ce cas il existe deux signaux à 100 kHz, le premier étant dû au TOS, le second, dû à la raie.

Nous pouvons supposer que le TOS est beaucoup plus large que la raie et de ce fait le signal produit par ce TOS a une phase constante.



Par contre, la phase du signal produit par la raie varie de π en f_0 .

Donc avant f_0 les deux signaux s'ajoutent, après le passage en f_0 ils se retranchent.

Si cette différence n'est pas négative, nous observerons bien, sur l'enregistrement, la dérivée de la raie. C'est le cas de la figure 35 page 38

CHAPITRE V

CONCLUSION

L'appareillage que nous avons mis au point permet un gain notable sur le rapport $\frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}}$. Au laboratoire, la raie que nous avons observée était détectée en vidéo avec un rapport $\frac{S}{B}$ de l'ordre de 8.

Nous l'avons enregistré avec un rapport $\frac{S}{B} = 75$ soit une amélioration d'environ 10.

Nous pouvons également espérer, en utilisant un topeur de fréquence, mesurer la fréquence des raies avec une précision accrue du fait de la diminution du facteur b de la vitesse de balayage.

D'autre part, un tel dispositif doit nous permettre d'observer la structure fine des raies (structure quadrupolaire en particulier).

BIBLIOGRAPHIE

-:-:-:-:-:-:-:-:-:-

1 - BLEANEY, LOUBSER et PENROSE

R.P. Proc. Phys. Soc. 59, 1947, 185

1 - 1 - MONTGOMERY

p. 247

2 - BLEANEY

Spectroscopy at Radio 61 - D.J.E. INGRAM

3 - BETHE

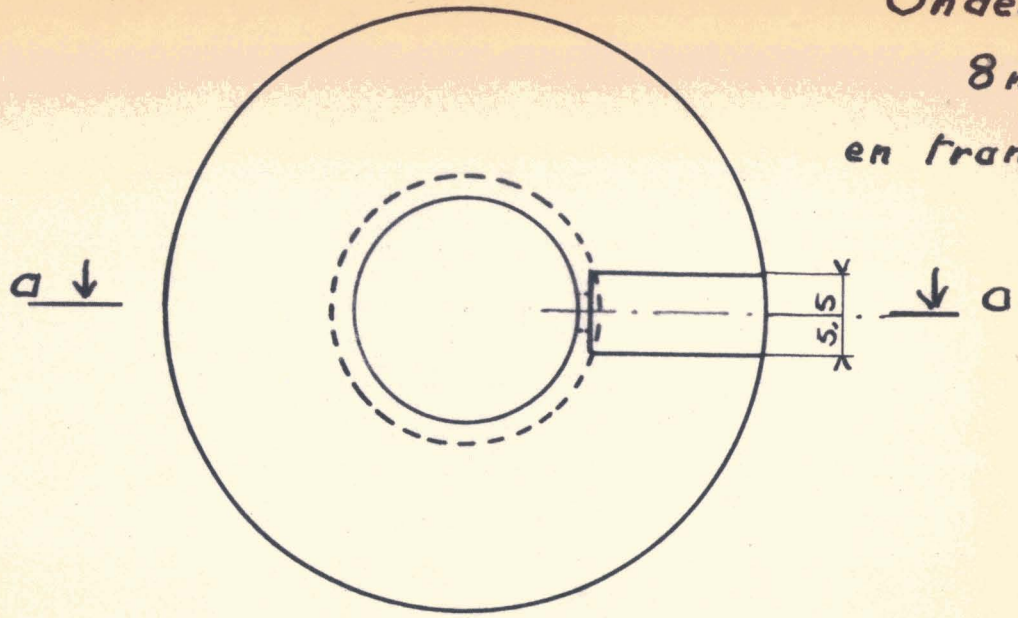
Tech. Mesures micro ondes 889 - MONTGOMERY

- Cours de Monsieur WERTHEIMER

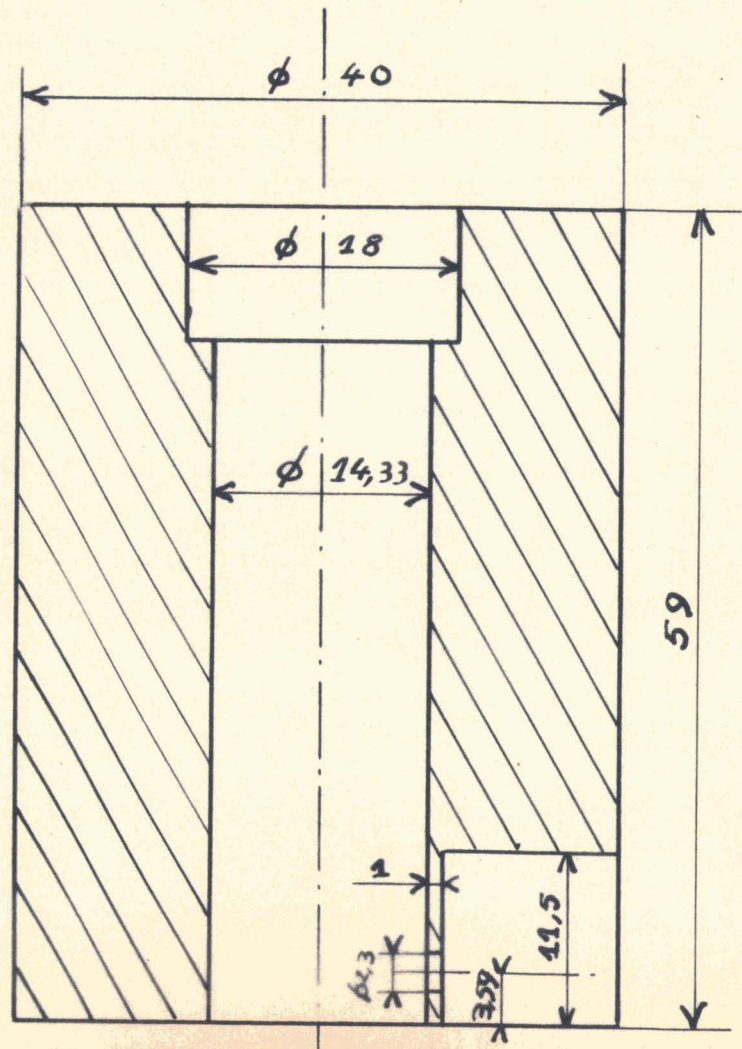
Hyperfréquences

- Terman

Ondemètre
8 mm
en transmission



Coupe aa

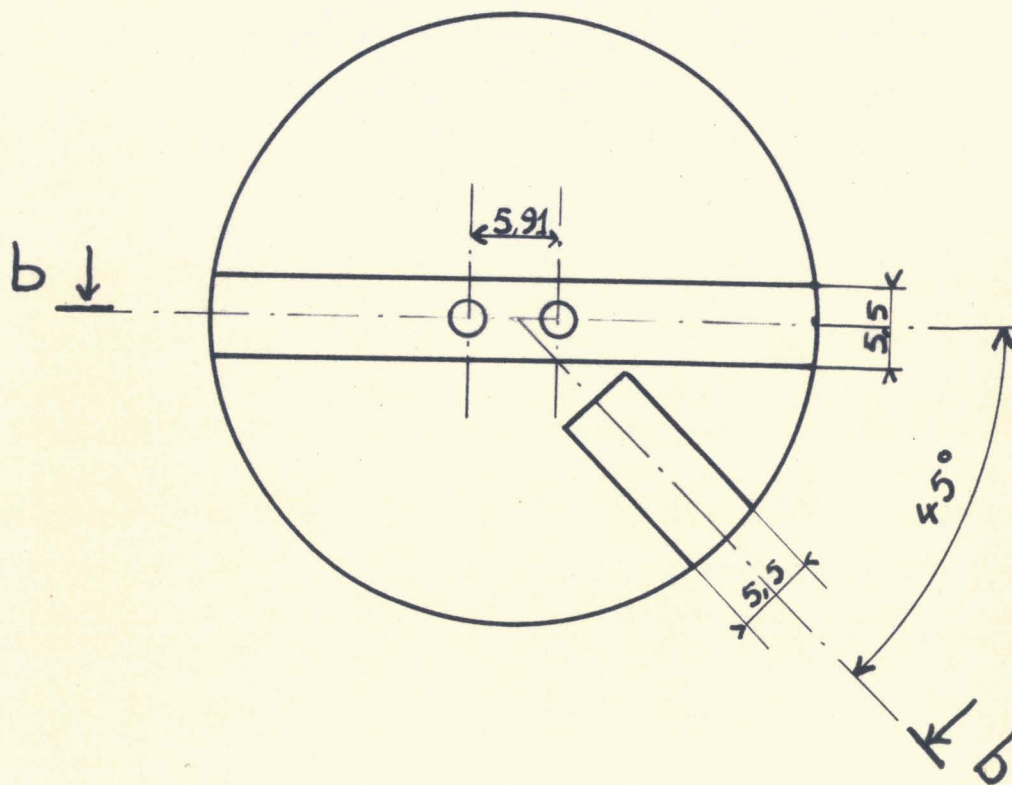


Ech.: 2

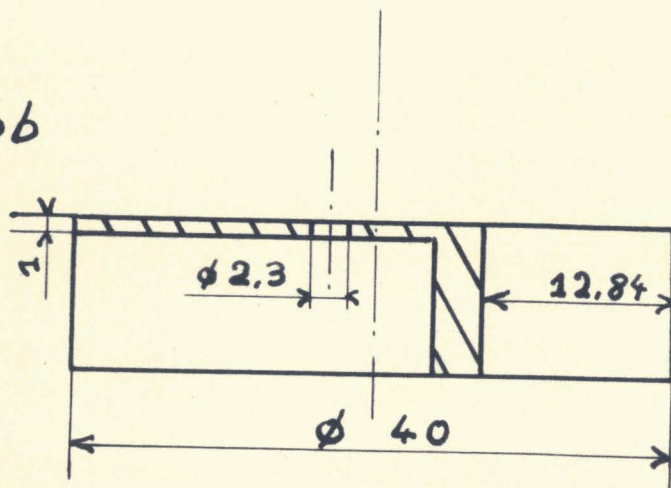
-fig 26-



Ondemètre
8 mm
en transmission



Coupe bb



Ech.: 2

- fig 27 -

Ondamètre 8mm
en transmission
- Étalonnage -

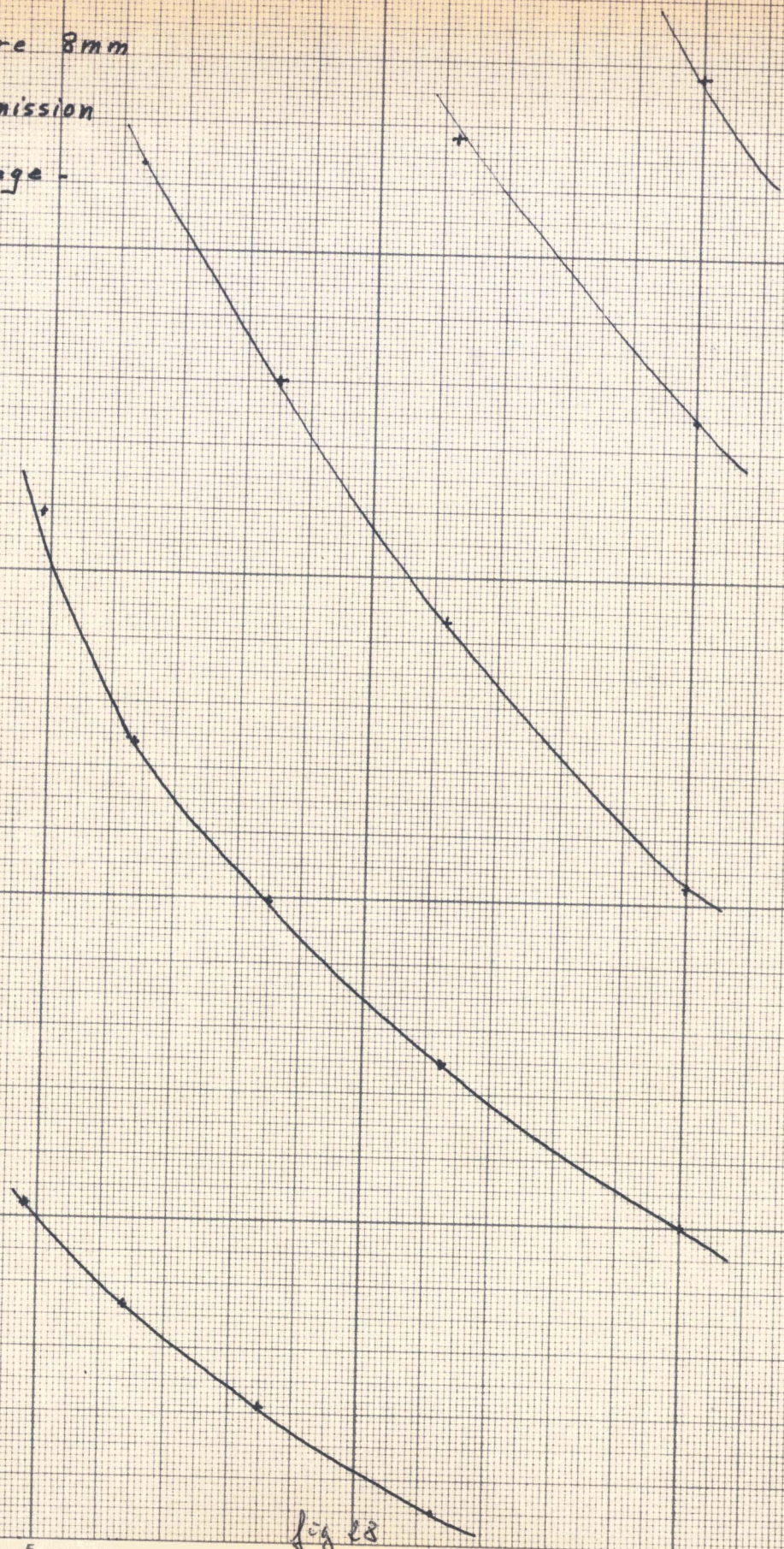
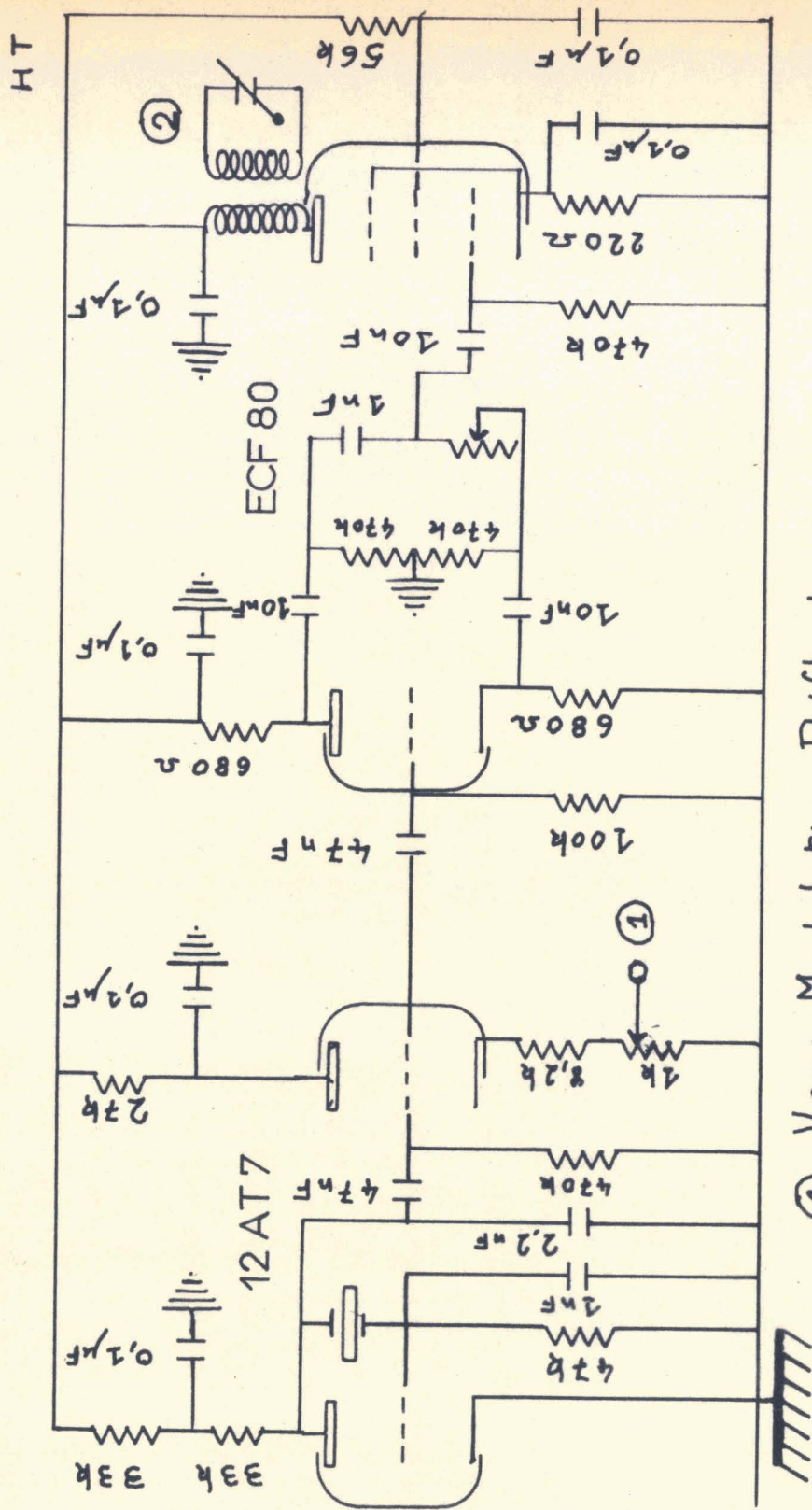


fig 28

BUS
LILLE
fréquence
en GHz

Modulation et Référence



② Transformateur de la voie Référence

du détecteur de phase

AMPLIFICATEUR 100 kHz

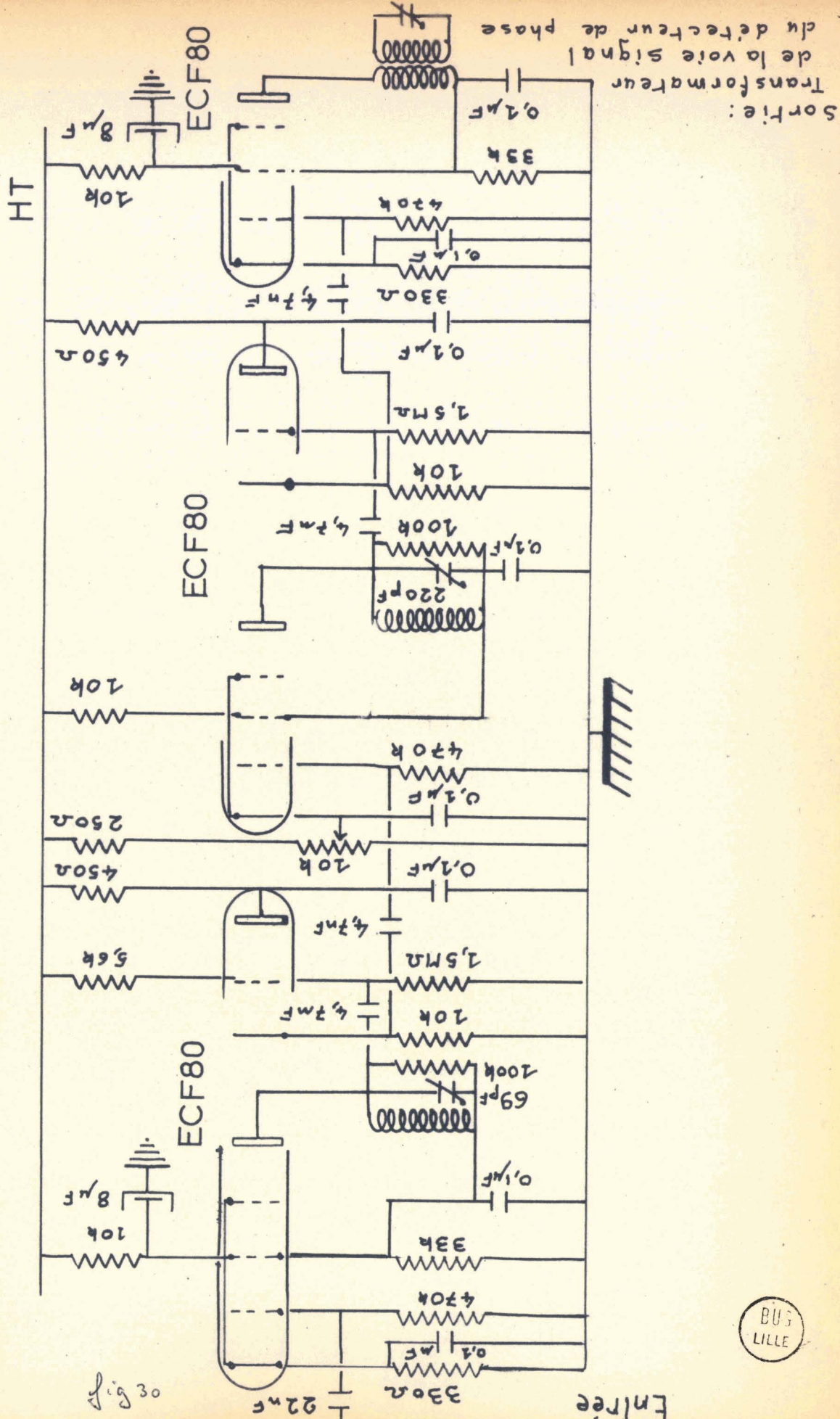
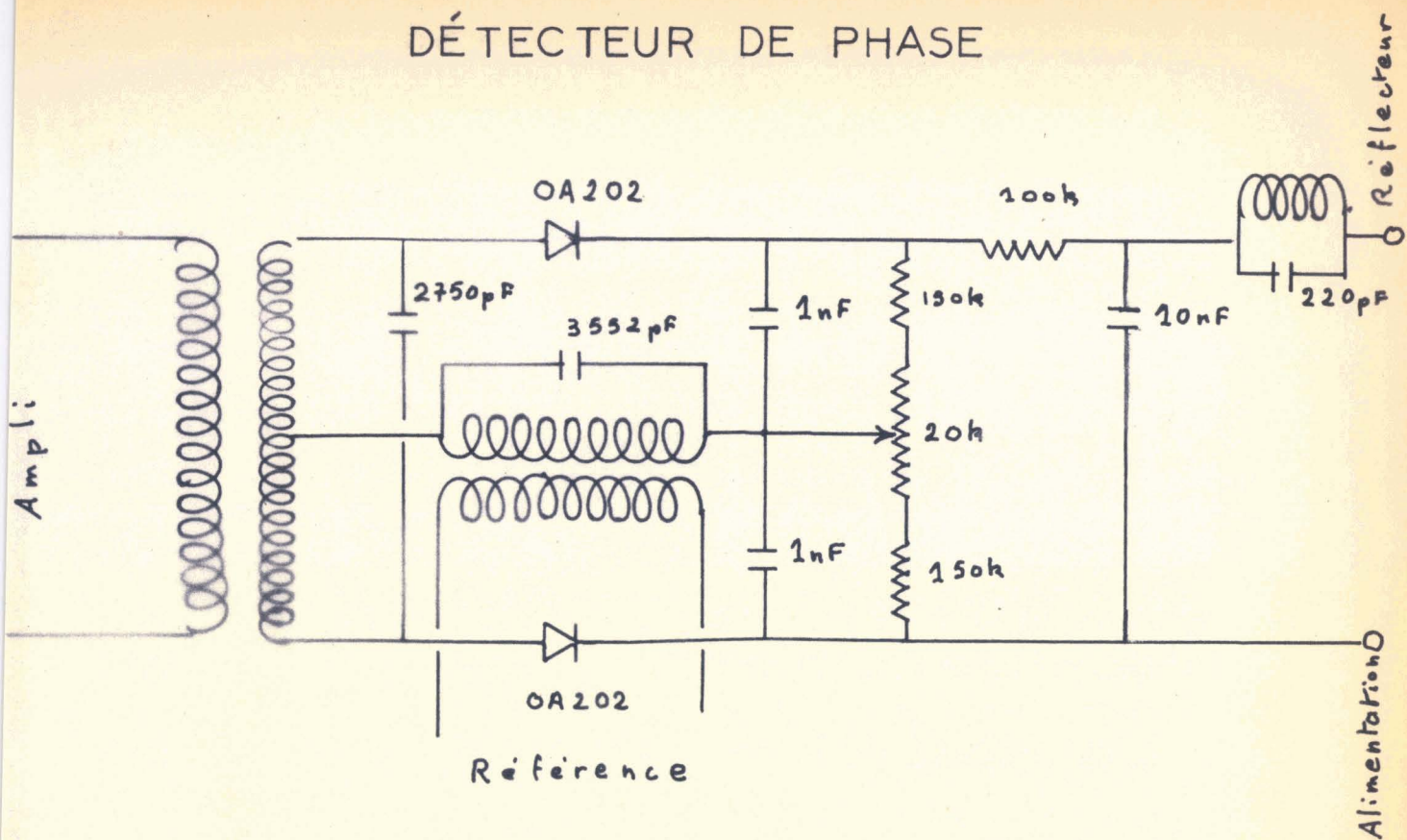


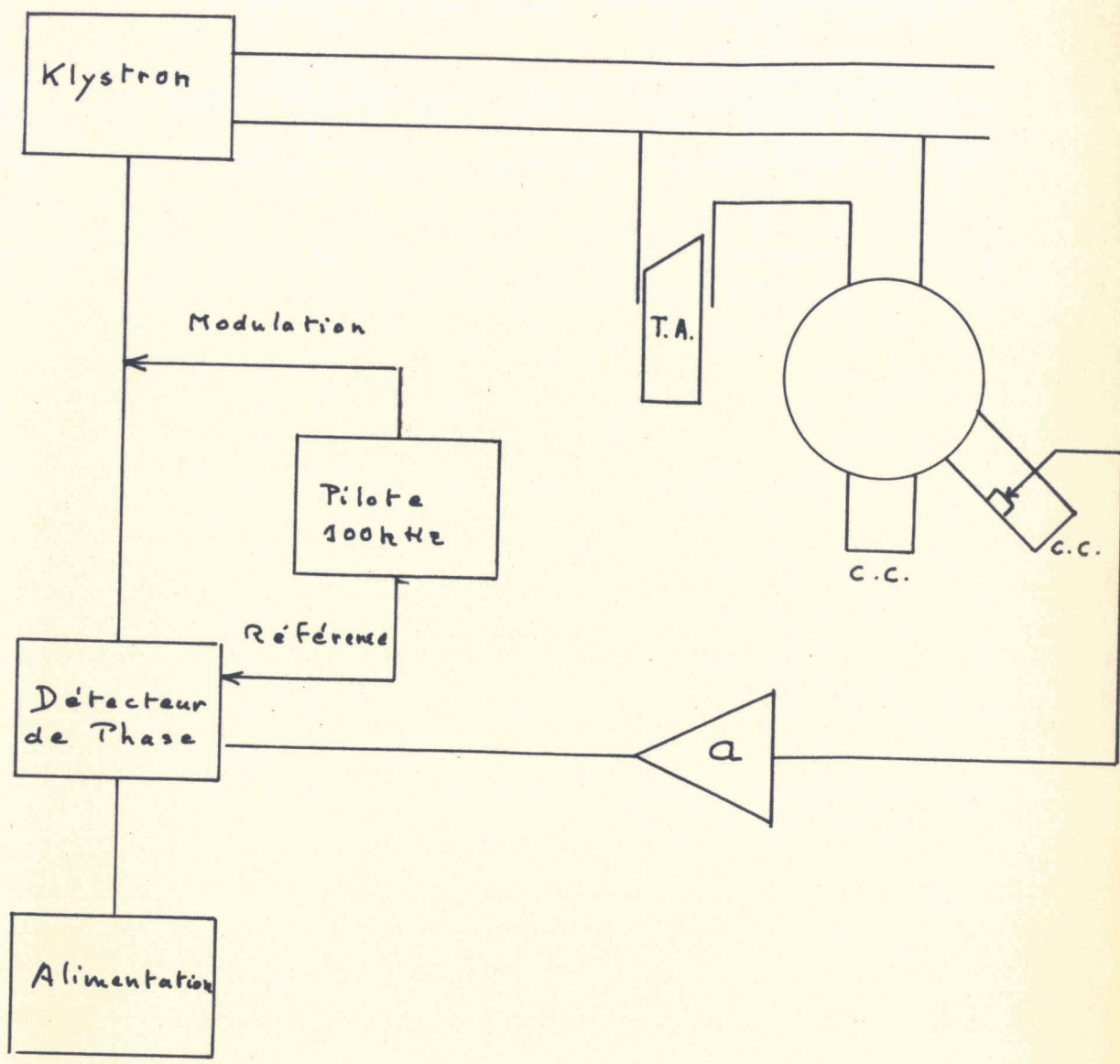
fig 30

BUG
LILLE

DÉTECTEUR DE PHASE



SCHEMA GENERAL



-fig 32-



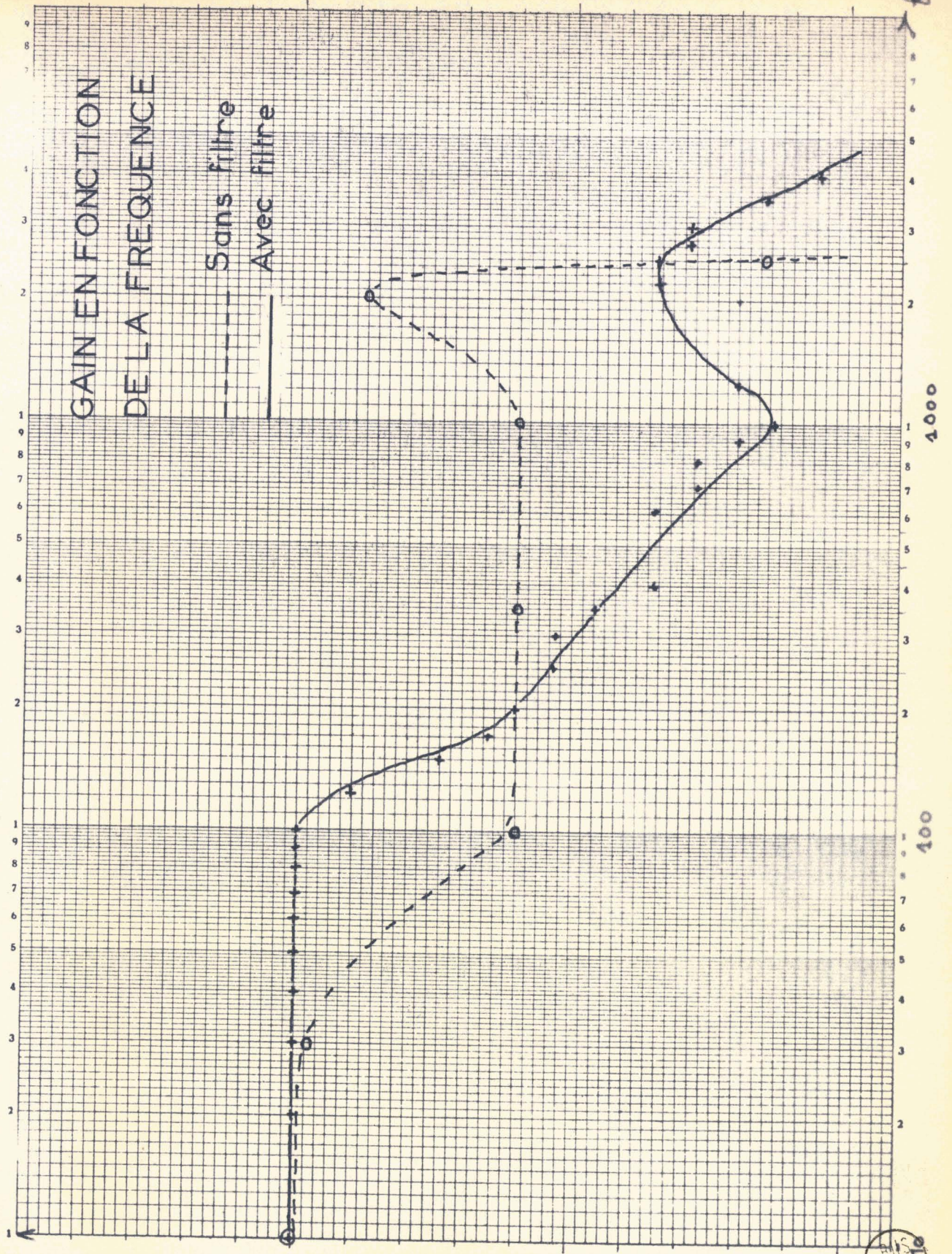
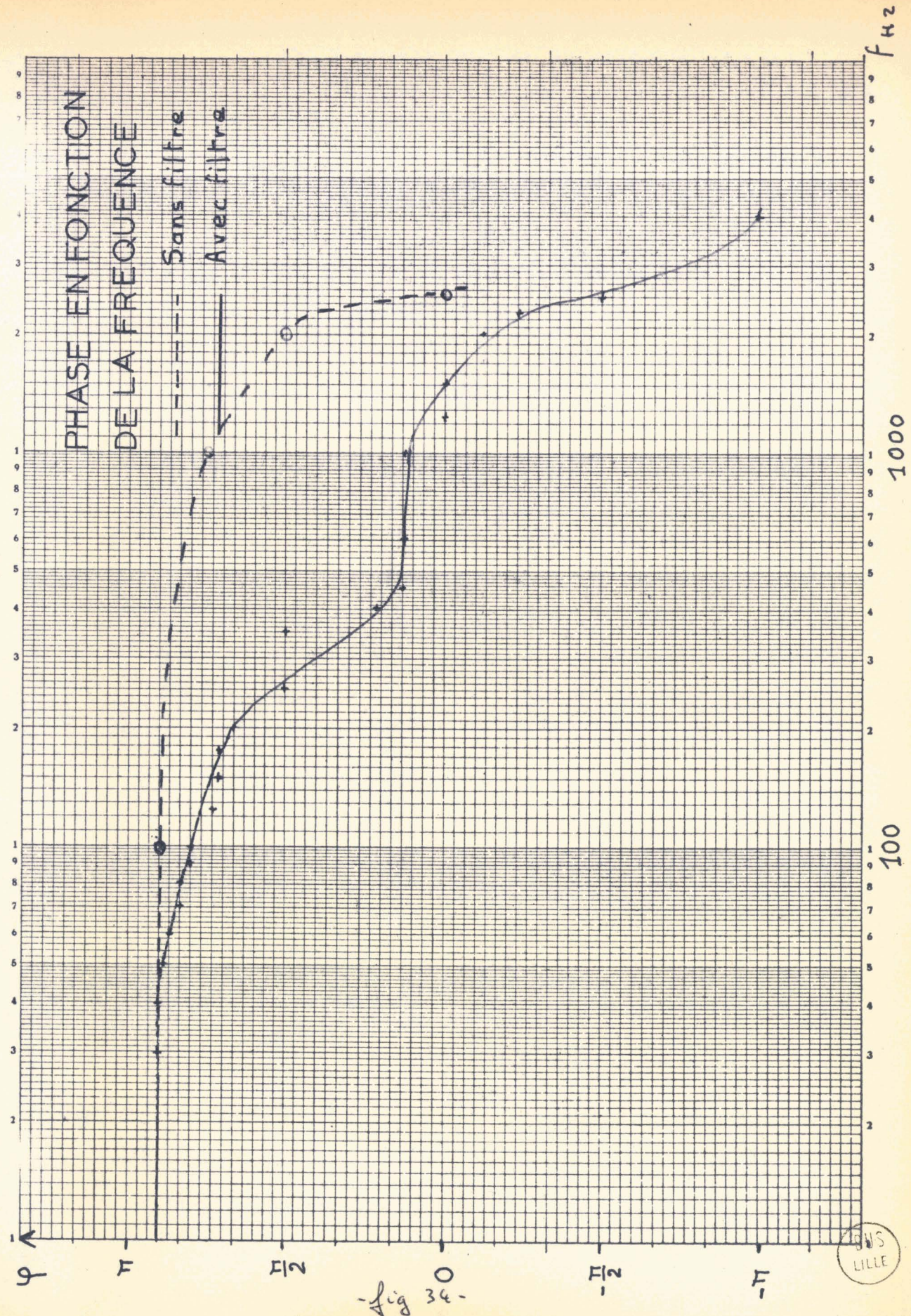


fig 33

BUS
LILLE



-fig 34-

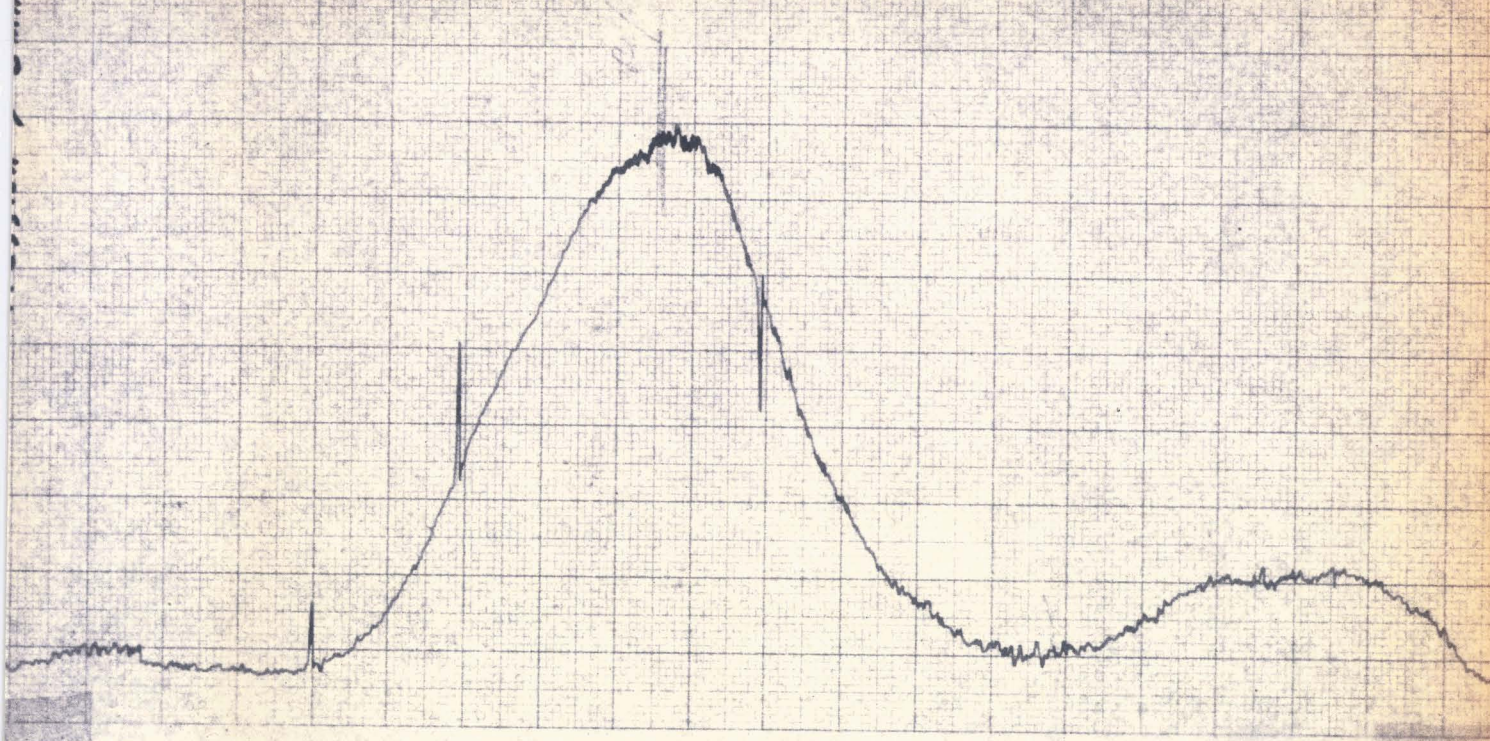
ONS
LILLE

Refroidissement

Chauffage - ρ

$\rho \rightarrow$

*



Refroidissement

Chauffage - $\rho \downarrow$

$\rho \rightarrow$

> <



fig 35

Chouffage. $\phi \downarrow$

Pression ≈ 905 mm Hg

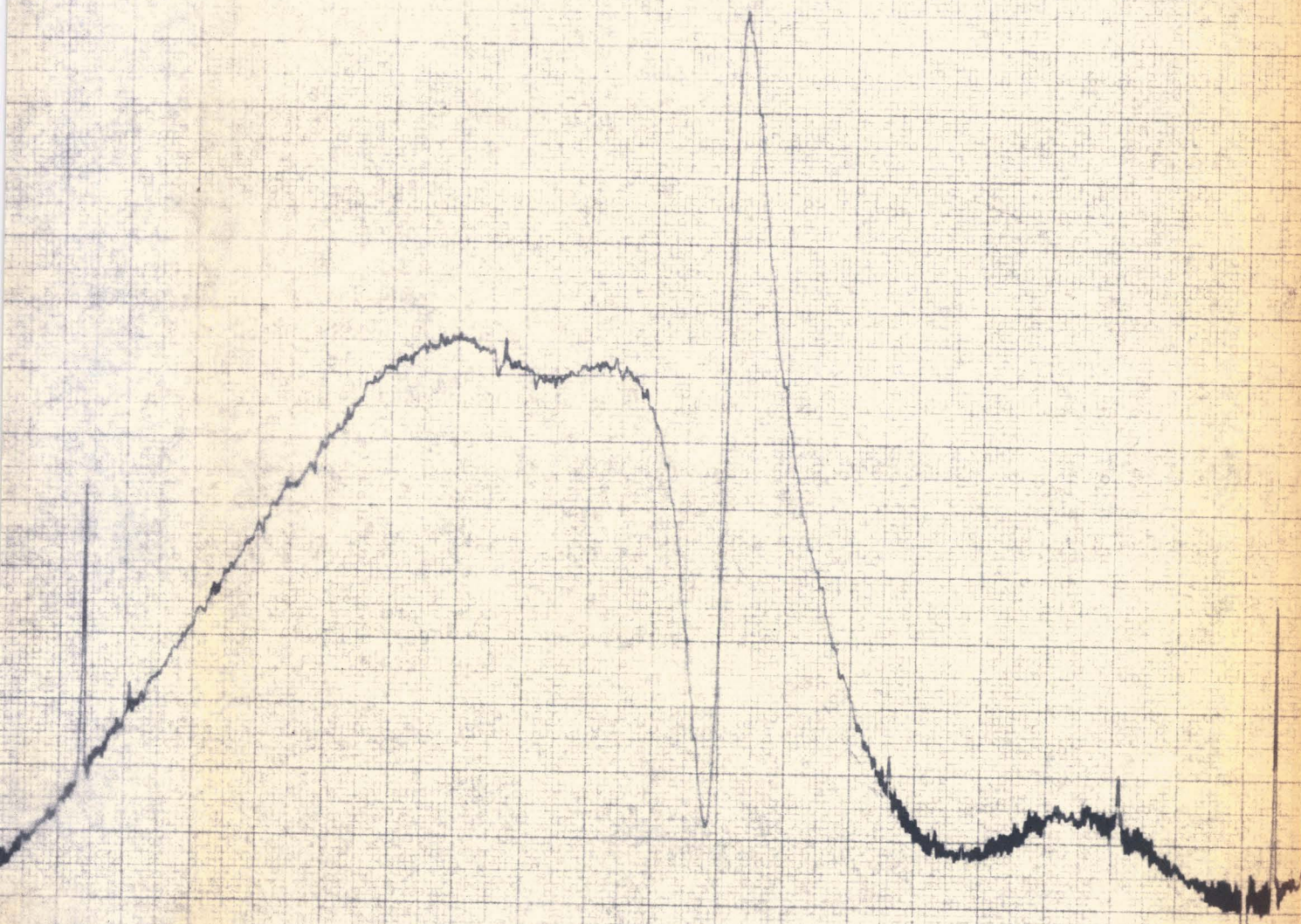
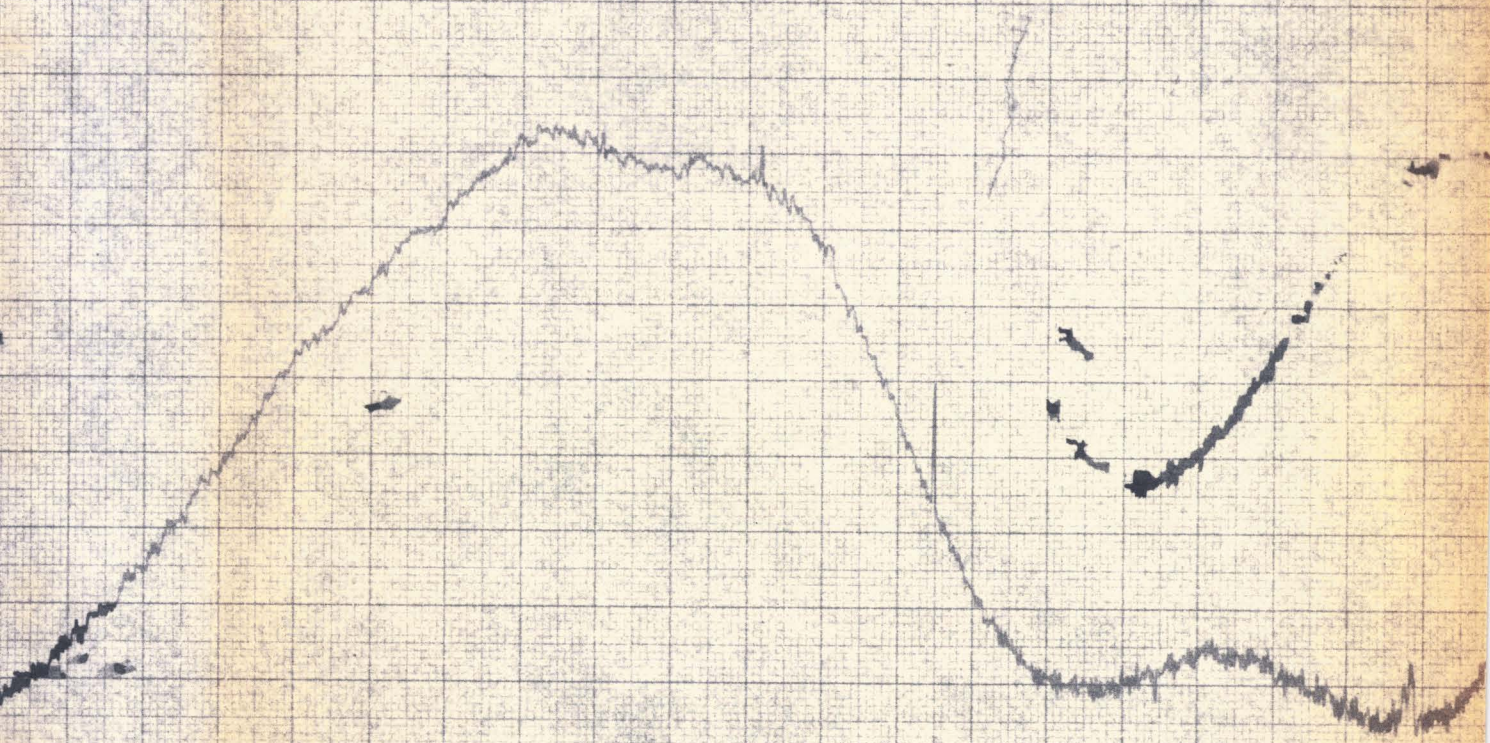


fig 36

Chaufrage- f_v
Pression $> 5 \text{ mm Hg}$



f →

fig 32

