Zeitschrift: Archives des sciences [1948-1980]
Herausgeber: Société de Physique et d'Histoire Naturelle de Genève
Band: 9 (1956)
Heft: 4

Artikel: Spectrographie hertzien à haute résolution et relaxation nucléaire
Autor: Manus, Claude
Kapitel: IV: Étude sur les «lock-in»
DOI: https://doi.org/10.5169/seals-738983

Nutzungsbedingungen
Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation
L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use
The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 15.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

CHAPITRE IV

ÉTUDE SUR LES « LOCK-IN »

§ 1. Introduction.

Les premières observations de résonance se firent sur oscillographe, selon le schéma général de la figure 1. Le signal de résonance attaque un amplificateur haute fréquence, suivi d'une détection, l'amplification se poursuit en B.F. Supposons que la fréquence de balayage du signal soit de 50 c/sec. Les considérations précédentes (chap. I) nous ont montré que les conditions de relaxation en passage rapide faisaient apparaître des courbes telles que celles de la figure 14. Le calcul montre qu'il faut une cinquantaine d'harmoniques pour observer le signal sans déformation, en d'autres termes une bande passante des amplificateurs B.F. d'environ 3 Kc/sec. Dans ces conditions, le calcul et l'expérience fixent à ces dispositifs un bruit de fond propre ramené à l'entrée de l'ordre de 1μ volt. Tous les signaux dont l'amplitude est inférieure à cette valeur sont donc invisibles à l'oscillographe; ceci est le cas pour la majorité des corps; seuls certains liquides sont suceptibles d'être observés à l'oscillographe, dans des conditions d'ailleurs de S/B assez médiocres.

C'est ainsi que les premiers travaux importants sur la R.M.N. furent effectués sur enregistreur de courant continu. L'enregistreur est attaqué par un détecteur de phase, auquel il a été donné le nom de « lock-in ».

§ 2. « Lock-in » classique [45].

Les observations à l'oscillographe se font avec une amplitude de balayage du champ magnétique alternatif plus grande que la largeur de raie observée. Le bon fonctionnement du « lock-in » exige au contraire un balayage d'amplitude beau-

coup plus petite que la largeur de raie. Le passage à la résonance s'effectue au moyen de trois champs magnétiques (fig. 32):

1) un champ constant H_0, de valeur légèrement inférieure à la résonance;
2) un champ alternatif de faible amplitude, de la forme $H = h_0 \sin \omega_s t$;
3) un champ variant linéairement dans le temps, qui permet de décrire toute la courbe de résonance. La vitesse de passage doit être d'autant plus lente que les temps de relaxation sont élevés.

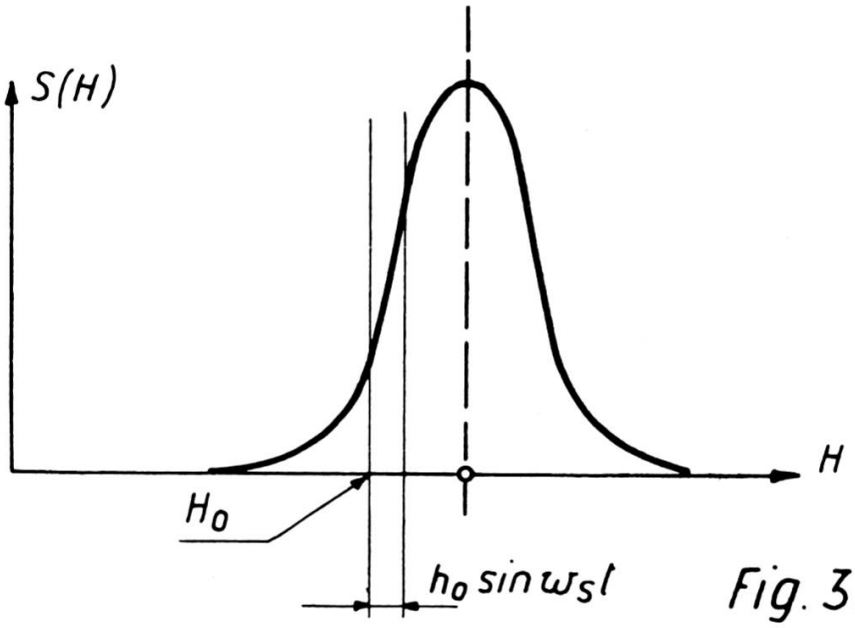


Fig. 32

Soit $e(H)$, l'amplitude du signal pour un champ H.

$$e(H + h_0 \sin \omega_s t) = e(H) + \frac{\partial e}{\partial H} h_0 \sin \omega_s t + \\ + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 e}{\partial H^2} \left(h_0^2 \sin^2 \omega_s t\right) + \ldots \qquad \text{(IV-1)}$$

où:

$$e_{(H)} = S_{(H)} \sin \omega t \text{ (fig. 31)}$$

$$\omega = 2\pi f \ (f = \text{fréquence de Larmor}).$$

Si nous observons la composante à la fréquence ω_s, c'est la dérivée du premier ordre qui apparaît. Si nous examinons la composante à la fréquence $2\omega_s$, c'est la dérivée du deuxième

ordre que nous observons. Certains expérimentateurs choisissent d'observer la deuxième dérivée.

Pour transcrire l'expression (IV-1) en termes de radioélectricité, nous dirons que la profondeur de modulation de la porteuse (fréquence de Larmor) est proportionnelle à la dérivée première du signal dans le développement limité au terme du premier ordre. Pour transmettre l'information à la fréquence 0, une opération d'hétérodynage à la fréquence de balayage s'impose. Le signal ainsi transformé en composante continue actionne un appareil enregistreur, qui donne directement la dérivée du signal. Tel est le principe des premiers « lock-in » utilisés par Bloembergen [46] et Shimoda [47] entre autres. D'autres principes ont été proposés [48, 49].

Description du schéma de principe (fig. 33).

L'amplificateur B.F. est sélectif (fréquence de passage ω_s) de façon à ce que le bruit de fond ne sature pas l'organe mélangeur. Pour des questions de stabilité vis-à-vis du vieillissement

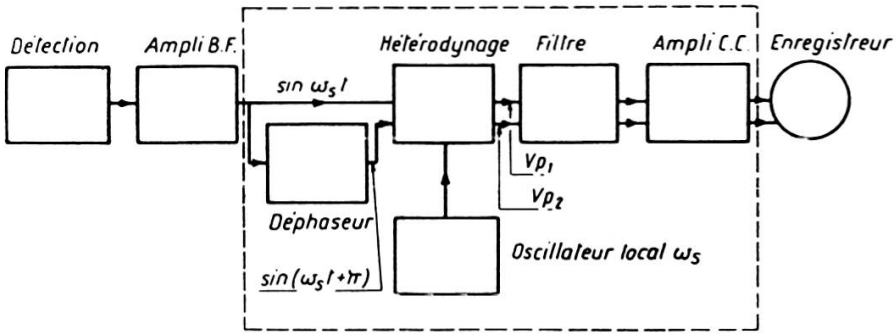


Fig. 33 Lock-in

des lampes et d'amplification en courant continu, il est recommandé d'utiliser un montage symétrique. Ceci explique l'existence du déphaseur qui permet d'attaquer le mélangeur avec deux tensions dont l'une est déphasée par rapport à l'autre de π. L'oscillateur local fournit la même fréquence ω_s; il est muni d'un déphaseur continu. A la sortie de la mélangeuse, il a été prévu un filtre pour éliminer la composante $2\omega_s$, suivi

d'un amplificateur à courant continu à constante de temps réglable, qui attaque un enregistreur.

La constante de temps peut être réglée de façon à ce que la bande passante de sortie soit inférieure à 1 c/sec, voire 0,1 c/sec. Dans ce dernier cas, la réduction du bruit de fond par rapport aux dispositifs avec oscillographe (bande passante 3 Kc/sec) est de:

$$\left[\frac{3\ 10^3}{10^{-1}}\right]^{1/2} \approx 170\ .$$

Ce qui permet de faire des observations avec un bruit ramené à l'entrée de l'ordre de 10^{-8} volts.

Fonctionnement du « lock-in » (fig. 34).

Soit $E_s \sin \omega_s t$, la tension de sortie de l'amplificateur B.F. Soit V_{p_1} la tension de sortie du mélangeur.

$$V_{p_1} = z\,[S_0 + \Delta S \sin(\omega_s t + \varphi)]\, E_s \sin \omega_s t\ . \qquad \text{(IV-2)}$$

S_0 = pente en l'absence de modulation, ΔS = variation de pente produite par la modulation, φ = différence de phase entre l'oscillateur local et le signal.

D'où:

$$V_{p_1} = z\,S_0\,E_s \sin \omega_s t + E_s\,\Delta S\,z\left[\frac{1}{2}\cos\varphi - \frac{1}{2}\cos(2\,\omega_s t + \varphi)\right]\ .$$

Les termes en $\omega_s t$ et en $(2\omega_s t + \varphi)$ sont supprimés par le filtre.

Il reste donc:

$$V_{p_1} = \frac{1}{2} E_s\, z\,(\Delta S) \cos\varphi\ . \qquad \text{(IV-3)}$$

Il apparaît, pour des raisons de déphasage en V_{p_2} (voir fig. 33), la tension:

$$V_{p_2} = -\frac{1}{2} E_s\, z\,(\Delta S) \cos\varphi\ . \qquad \text{(IV-4)}$$

Enfin, le courant dans l'enregistreur est donné par l'expression bien connue:

$$\Delta i = \frac{1}{2} S'\,(V_{p_1} - V_{p_2}) \qquad \text{(IV-5)}$$

où S′ = pente de l'amplificateur différentiel à courant continu. En remarquant que:

$$z(S_0) = A_0 \text{ (amplification apportée par la mélangeuse)} \quad \text{(IV-6)}$$

$$m = \frac{\Delta S}{S_0} = \text{profondeur de modulation de la pentode.} \quad \text{(IV-7)}$$

On obtient:

$$\Delta i = \frac{1}{2} S' (E_\varepsilon \, m \, A_0 \cos \varphi) \, . \quad \text{(IV-8)}$$

Ainsi cette relation nous montre que dans le cas d'un mélangeur symétrique réalisé au moyen de deux pentodes, il convient de prendre une lampe possédant un « m » élevé (soit à « sharp cut-off »). De plus, pour avoir la réponse optimum, il faut disposer d'un réglage de phase de l'oscillateur local. La figure 35 donne les détails constructifs d'un des « lock-in » que nous avons utilisé.

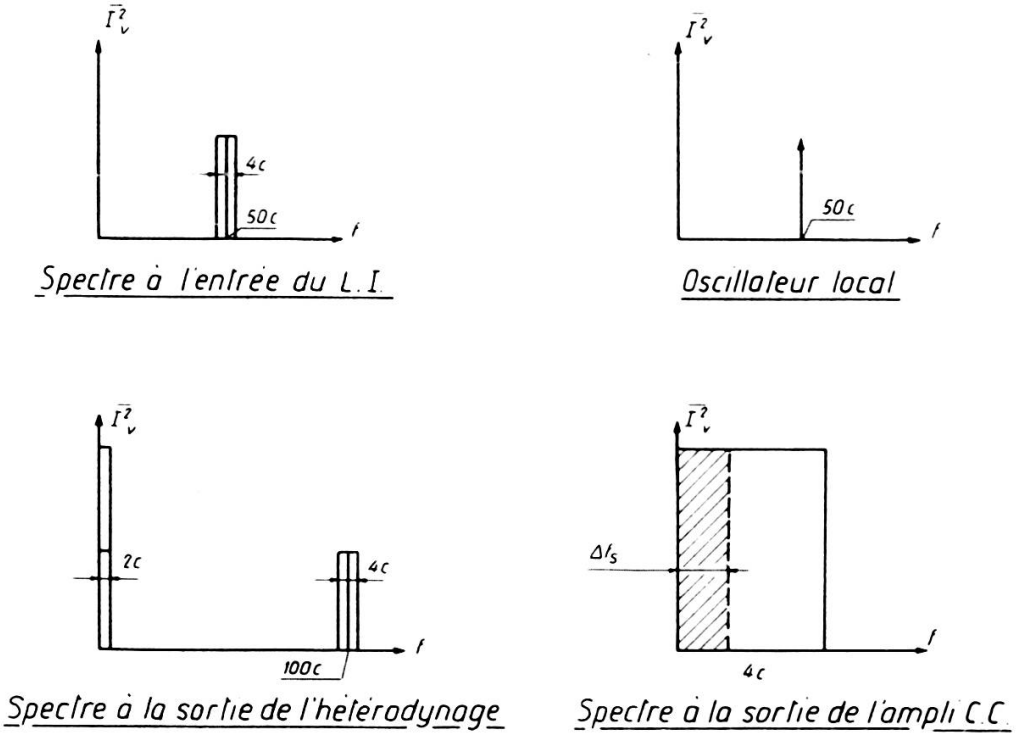


Fig 34

Détails de construction (fig. 35).

Une des caractéristiques de ce « lock-in » est qu'il est prévu pour fonctionner dans une bande de fréquences de balayage comprises entre 16 c/sec et 400 c/sec. Nous verrons plus loin que ce perfectionnement permet de dissocier les effets attribuables aux fréquences latérales, d'une part, et au mécanisme de relaxation, d'autre part (chap. VI).

Le signal est d'abord amplifié par une 6AQ6 avec circuit accordé de 16 c/sec à 400 c/sec.

La self est en ferroxcube, sa valeur est de 6 Hy. Le Q est de 8 à 40 c/sec, la bande passante correspondante est de 5 c/sec. Cette solution a été choisie, car elle est simple et ne demande pas d'ajustage particulier, ce qui ne serait pas le cas avec un filtre électronique. De plus, la sélectivité obtenue est largement suffisante. L'accord se fait très simplement au moyen d'un jeu de condensateurs au papier. La 6AQ6 attaque une double triode (6SL7) de façon à produire deux tensions déphasées respectivement de π. L'amplification totale des deux étages 6AQ6 et 6SL7 à 20 c/sec est de 150.

Le mélangeur est constitué par deux pentodes (6SJ7). Leur écran est relié en S. Leur tension est portée à 75 v continu (par batterie sèche). L'oscillateur local attaque un déphaseur d'un type classique, à amplitude constante et qui fonctionne dans d'excellentes conditions, de 16 c/sec à 400 c/sec. Cette tension de référence est amplifiée et attaque le point commun S des écrans. A la sortie du mélangeur, les deux plaques sont reliées directement sans condensateur de découplage aux deux grilles de l'amplificateur différentiel (6SN7). Les problèmes d'équilibrage et de stabilité ont été résolus par l'emploi de trois potentiomètres Hélipot. P_1 (5 KΩ) permet d'équilibrer les deux tensions de grille, P_2 et P_3 (10 KΩ) ajustent les potentiels de cathode de la 6SN7 de façon à annuler le courant dans le galvanomètre enregistreur.

La constante de temps des circuits est réglée au moyen de condensateurs variables, qui viennent se mettre en parallèle sur les deux grilles de la 6SN7.

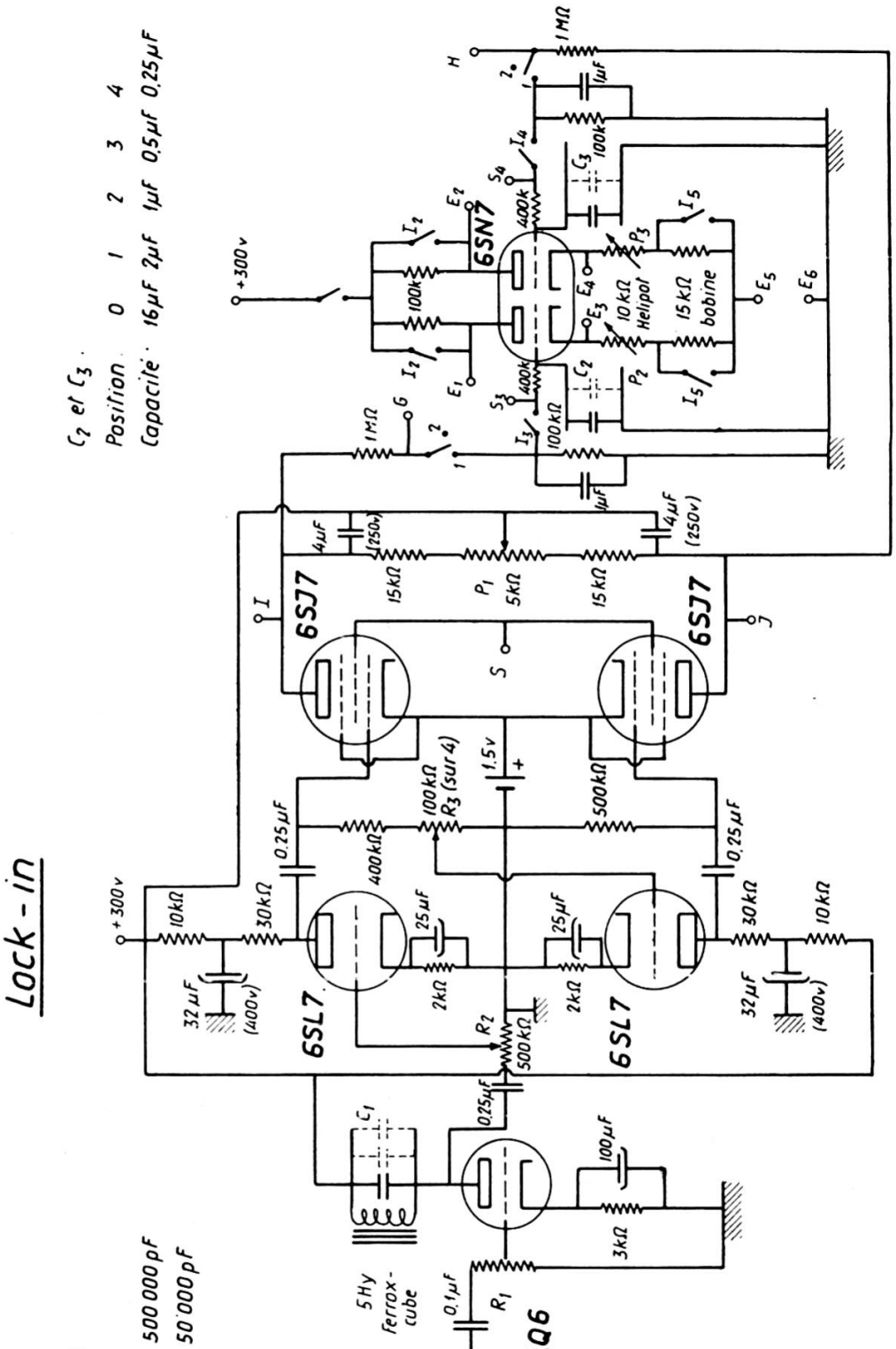


Fig. 35

R_1 : potentiomètre de 10 kΩ + 10 résistances de 10 kΩ avec sélecteur

Comparaison entre valeurs théorique et expérimentale.

Le « lock-in » dont le schéma est fixé par la figure 35 a les caractéristiques suivantes: $m = 0{,}2$; $s' = 3\,10^{-3}$; $A_0 = 18$ ($\cos \varphi = 1$). D'où $\Delta i_{th} = 5{,}4$ mA/v calculé avec (IV-8).

Expérimentalement, nous avons noté: $\Delta i_{exp} = 5{,}2$ mA/v.

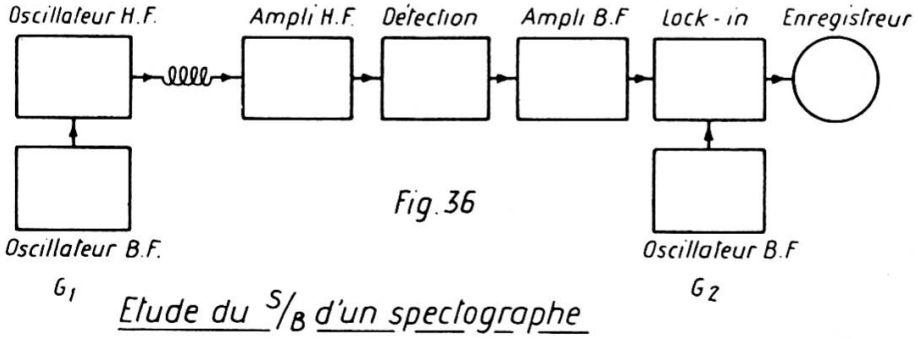
Signalons que le fonctionnement du « lock-in » est tout à fait satisfaisant, à condition:

1) de travailler avec une alimentation stabilisée;
2) d'attendre une demi-heure pour que l'appareil ait atteint sa température d'équilibre. Après quoi la stabilité est excellente.

§ 3. Nouvelle méthode de mesure directe de la sensibilité d'un spectrographe [59].

Il semble admis par certains auteurs [51] que le seul moyen d'étudier la sensibilité d'une installation est donné par l'examen même du signal. Il est cependant important, au stade des contrôles électroniques, de pouvoir donner avec précision le niveau de bruit de fond d'entrée, avant de procéder à la recherche des signaux.

Nous avons utilisé dans ce but une méthode schématisée sur la figure 36.



Le premier oscillateur B.F. (G_1) a pour but de produire une modulation d'amplitude de l'oscillateur H.F. à une fréquence

de l'ordre de 35 c/sec. A la sortie de la détection, la tension à 35 c/sec représente un signal fictif de résonance nucléaire. Si le « lock-in » est attaqué par un deuxième oscillateur B.F. (G_2) à une fréquence légèrement différente, soit par exemple de 35,5 c/sec, on voit apparaître sur l'enregistreur une fréquence de 0,5 c/sec.

On procède de la façon suivante:

Connaissant le taux de modulation de l'oscillateur et l'amplification du dispositif, on en déduit immédiatement le niveau de bruit, après avoir réglé la modulation de sorte que le signal à 0,5 c/sec ou à une fréquence plus basse encore disparaisse dans le bruit de fond. Il faut prendre évidemment certaines précautions, entre autres contrôler la linéarité de la modulation en fonction de la tension de l'oscillateur B.F. (G_1).

Il est possible également de faire fonctionner les deux oscillateurs G_1 et G_2 à la même fréquence et de déterminer le niveau pour lequel la déviation continue après enclenchement et déclenchement de la modulation cesse d'être perceptible.

Ce test de sensibilité permet de se rendre compte très rapidement du rôle du « flicker-effect » dans le bruit de fond du dispositif. Il suffit pour cela de faire varier simultanément la fréquence de G_1 et G_2 entre 10 c/sec et 500 c/sec. Si le niveau de bruit reste le même à la sortie, c'est que le « flicker-effect » n'apporte aucune contribution appréciable. Cette méthode a fait ses preuves dans les différentes installations que nous avons été amené à construire. Elle s'est révélée efficace et rapide.

Détermination du niveau de bruit.

Nous avons constaté en faisant varier la fréquence que le spectre du bruit n'est pas blanc à la sortie du « lock-in ». A la plus basse fréquence (20 c/sec), le bruit est nettement plus élevé. L'amplification H.F. dans le cas présent n'est que de 35. Cette valeur se révèle donc insuffisante. Son augmentation doit faire disparaître toute trace de « flicker-effect », et par conséquent réduire le bruit de l'installation. C'est ce que les premières mesures ont confirmé.

Avec une amplification H.F. de 35, une tension de 0,1 v sur la détection et une bande passante de 0,03 c/sec, le bruit à l'entrée est:

$$\boxed{\left(\overline{e_\nu^2}\right)^{1/2} = 7\ 10^{-9}\ \text{v}\ .}$$

Au moyen de la formule de Nyquist:

$$\overline{e_\nu^2} = 4\ \text{K T R}\ \Delta f\ . \qquad \text{(IV-9)}$$

On peut déduire une résistance équivalente $R_e = 100$ KΩ.

Cette résistance de bruit est effectivement plus grande que la valeur de bruit théorique du circuit oscillant d'entrée, qui est de 25 KΩ.

La méthode proposée nous a donc permis de déceler rapidement un léger défaut de sensibilité de l'installation et d'y porter remède.

Remarque: Un des avantages de cette méthode est qu'elle s'effectue dans les conditions qui sont réunies lors de l'apparition d'un signal de résonance. Elle permet de contrôler entre autres le bon fonctionnement de la détection. En un mot, elle constitue un critère décisif de fonctionnement d'un spectrographe.

§ 4. Détecteur de résonance sans balayage alternatif.

Il peut être souhaitable de s'affranchir complètement de tous les effets dus à la présence des fréquences latérales (voir chap. VI). Ces effets, inhérents aux « lock-in » classiques, sont gênants lors des observations à haute résolution. Nous avons été ainsi amenés à construire un détecteur sur le principe proposé par Baker [52], fonctionnant sans aucun balayage de champ magnétique et par conséquent sans faire apparaître de fréquences latérales. L'hétérodynage s'effectue alors directement sur la fréquence de Larmor, selon le schéma de la figure 37.

Le fonctionnement de cet appareil est assez différent du précédent. Le signal de résonance nucléaire se présente, à

l'entrée de l'amplificateur H.F., sous la forme d'une onde à la fréquence de Larmor dont l'amplitude est liée à l'amplitude de la courbe de résonance.

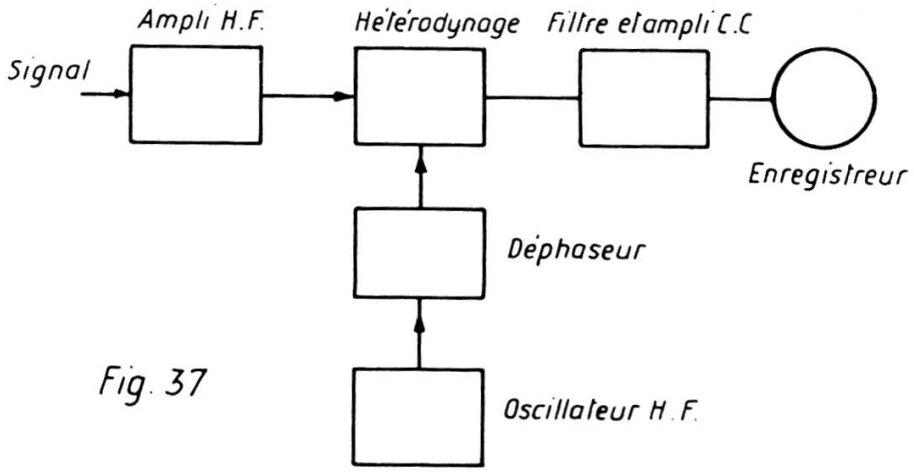


Fig. 37

L'observation se fait suivant l'axe y (fig. 38)

$$M_y = -(u \sin \omega t + v \cos \omega t) \qquad \text{(IV-10)}$$

avec:

$$H_x = H_1 \cos \omega t \ . \qquad \text{(IV-11)}$$

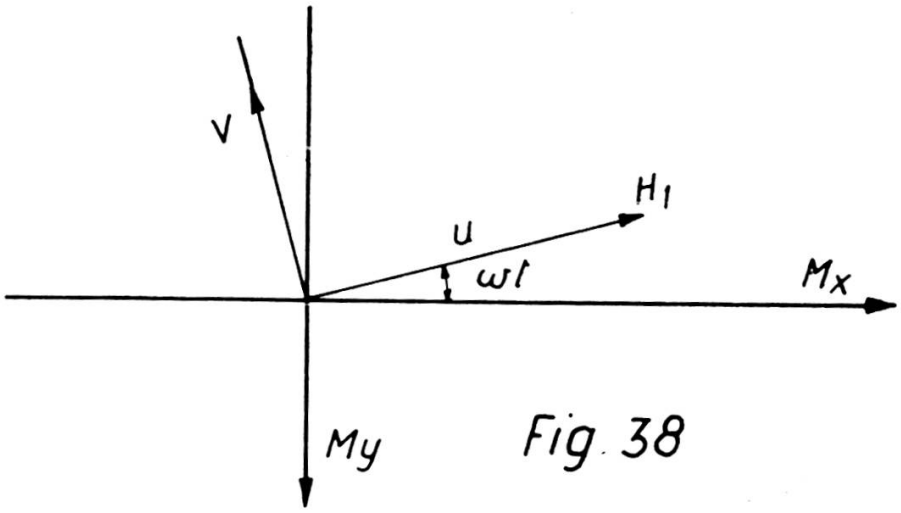


Fig. 38

Si la tension à la sortie du déphaseur est:

$$V = V_0 \cos (\omega t + \varphi) \ ,$$

à la sortie du « lock-in » il apparaît:

$$- (u \sin \omega t + v \cos \omega t) V_0 \cos (\omega t + \varphi) = \qquad \text{(IV-12)}$$

$$= - \frac{1}{2} V_0 \left[\left\{ \sin (2\omega t + \varphi) - \sin \varphi \right\} u + \left\{ \cos (2\omega t + \varphi) + \cos \varphi \right\} v \right] \cdot$$

Les termes en $(2\omega t + \varphi)$ sont éliminés par un filtre. Il reste:

$$(u \sin \varphi - v \cos \varphi) \ . \qquad \text{(IV-13)}$$

Pour $\varphi = 0$, c'est v qui apparaît (absorption),
$\varphi = \pi/2$, c'est u qui apparaît (dispersion).

Avantages de ce détecteur.

1. Les fréquences latérales sont supprimées;
2. Le déphaseur permet de séparer très facilement u et v;
3. Pas de détecteur à diode dans le circuit, ce qui supprime une des sources de bruit de fond.

Problèmes liés à la réalisation de ce détecteur.

Le bon fonctionnement d'un détecteur basé sur ce principe pose un certain nombre de problèmes délicats.

Comme il n'y a plus d'amplificateurs B.F., l'amplification doit être assurée, d'une part sur la composante H.F., d'autre part sur la composante continue. On amplifie de préférence la composante H.F. de façon à limiter les dérives. Or cette amplification nécessite un niveau de tension de fuite aussi faible que possible dans la bobine de réception. Il faut, en d'autres termes, réduire le coefficient d'induction mutuelle entre bobines d'émission et de réception au minimum.

Description du détecteur sans balayage (fig. 39).

Le schéma de la figure 39 donne les détails de construction. Le signal entre en E_1. La première lampe (6SN7) délivre deux tensions de sortie de phases opposées. Elles attaquent chacune une 6L7 dont les deux grilles n° 2 sont reliées en E_2 à un déphaseur, qui est lui-même connecté à l'oscillateur d'alimentation des bobines d'émission. Le choix s'est porté sur la 6L7 pour

assurer l'hétérodynage, car elle fonctionne d'une façon satisfaisante même si elle est attaquée par un niveau de H.F. relativement élevé. La sortie, symétrique elle aussi, en S_1 et S_2, peut être reliée grâce à un commutateur à S_3 et S_4 de l'amplificateur représenté sur la figure 35.

La réponse du dispositif est la suivante:

A l'entrée E_1: 0,1 v H.F. correspond à 0,5 mA sur l'enregistreur. Cette valeur fixe le facteur de conversion du détecteur: 5 mA/v.

On note une dérive du courant pendant les dix premières minutes de fonctionnement.

§ 5. Nouvelle méthode de mesure de la sensibilité du détecteur sans balayage (fig. 40).

Un générateur de bruit [53], dont l'émission de bruit réglable est produite par la scintillation d'une résistance, alimente le détecteur.

Principe de la mesure.

Le niveau de bruit est augmenté (au moyen du générateur) jusqu'à ce que la valeur moyenne relevée directement sur l'enregistreur corresponde à une déviation Δi. Soir $(\overline{V_B^2})^{1/2}$ la tension de bruit correspondante mesurée en E_1. Soit V_s la tension alternative appliquée en E_1 qui produit la même variation de courant Δi sur l'enregistreur. V_s est fixée par le facteur de conversion du « lock-in ».

Si η = facteur de séparation du détecteur.

$$\frac{1}{\eta} = \frac{V_s}{\left(\overline{V_B^2}\right)^{1/2}} \quad \text{avec} \quad V_s < \left(\overline{V_B^2}\right)^{1/2}. \qquad \text{(IV-14)}$$

Ainsi tous les signaux dont l'intensité est η fois plus petite que le bruit en E_1 seront invisibles à l'enregistreur. η est une fonction de la bande passante de sortie.

Nous avons pu mesurer directement, par cette méthode, que pour une constante de temps de sortie de 3 sec, il est possible de

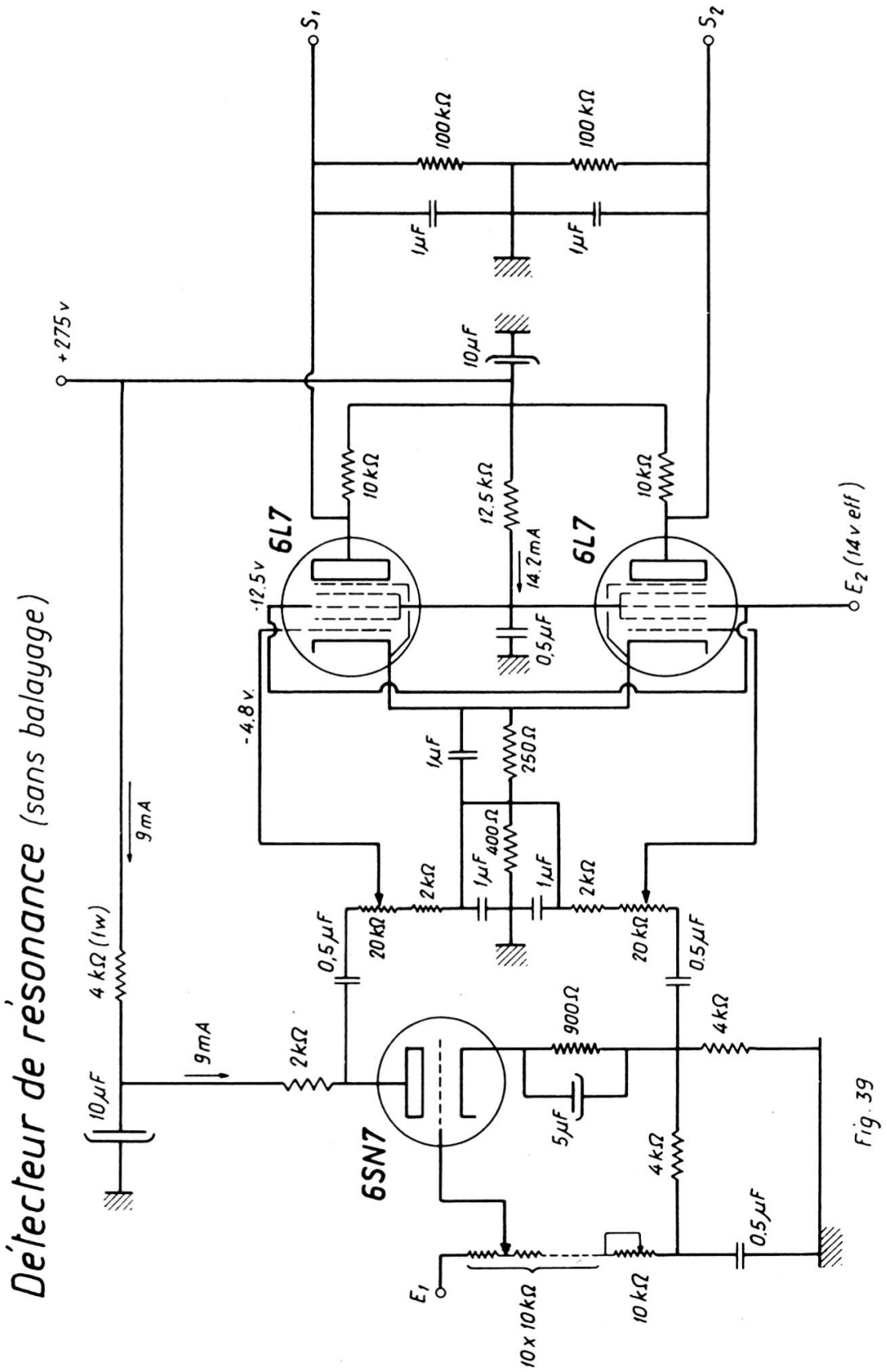

Détecteur de résonance (sans balayage)
S1
S2
100 kΩ
100 kΩ
1μF
1μF
+275 v
10μF
10 kΩ
12,5 kΩ
10 kΩ
6L7
6L7
-12,5 v
14,2 mA
0,5μF
E2 (14 v eff)
-4,8 v
1μF
250Ω
400Ω
1μF
1μF
2kΩ
2kΩ
9mA
4 kΩ (1w)
0,5μF
20kΩ
20kΩ
0,5μF
900Ω
4kΩ
9mA
2kΩ
10μF
5μF
6SN7
4kΩ
0,5μF
E1
10 x 10kΩ
10 kΩ

Fig. 39

détecter un signal dont l'amplitude est 80 fois inférieure au bruit à l'entrée E_1, *soit* $\eta = 80$.

Pour une constante de temps de 16 sec, nous avons trouvé un facteur $\eta = 200$. Il est bien entendu que nous obtiendrions sans difficulté des constantes de temps plus élevées. Il est toutefois recommandé de ne pas dépasser de telles valeurs, car les durées d'enregistrement deviennent trop considérables, d'une part, et d'autre part les conditions de stabilité deviennent toujours plus difficiles à maintenir.

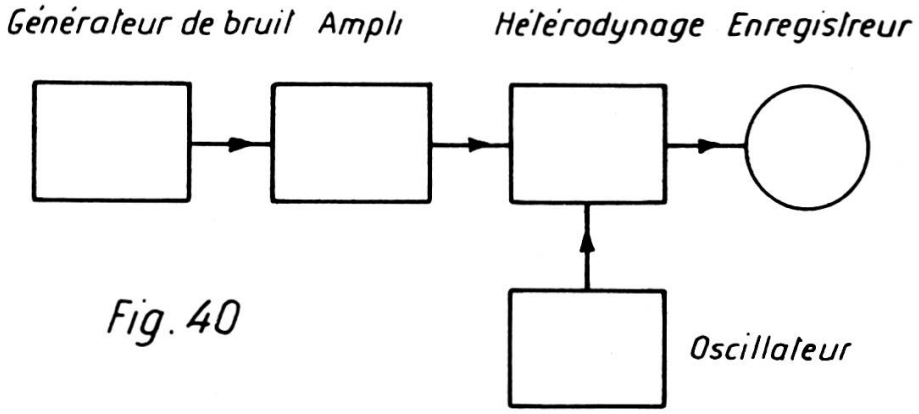


Fig. 40

§ 6. Un nouvel appareil: le détecteur amplitudinal de résonance (fig. 41).

Nous décrirons rapidement ce « lock-in » d'un type tout à fait nouveau, qui se recommande par sa très grande simplicité et par la sûreté de son fonctionnement. Le signal de la forme ($u \cos \omega t - v \sin \omega t$) attaque après amplification l'entrée S_1, où il est redressé par une diode montée en doubleuse de tension à double alternance. L'autre côté est attaqué en S_2 par la tension de l'oscillateur H.F. qui alimente les bobines d'émission. Elle traverse un amplificateur à gain réglable, puis elle est redressée par un système de détection identique au premier. Le niveau est réglé de sorte que les tensions continues en I_3 et I_4 aient des valeurs aussi identiques que possible.

La stabilité de ce « lock-in » s'est révélée très satisfaisante; pas de dérive appréciable au bout de quelques heures de fonctionnement. Ceci est dû au fait que les fluctuations d'amplitude

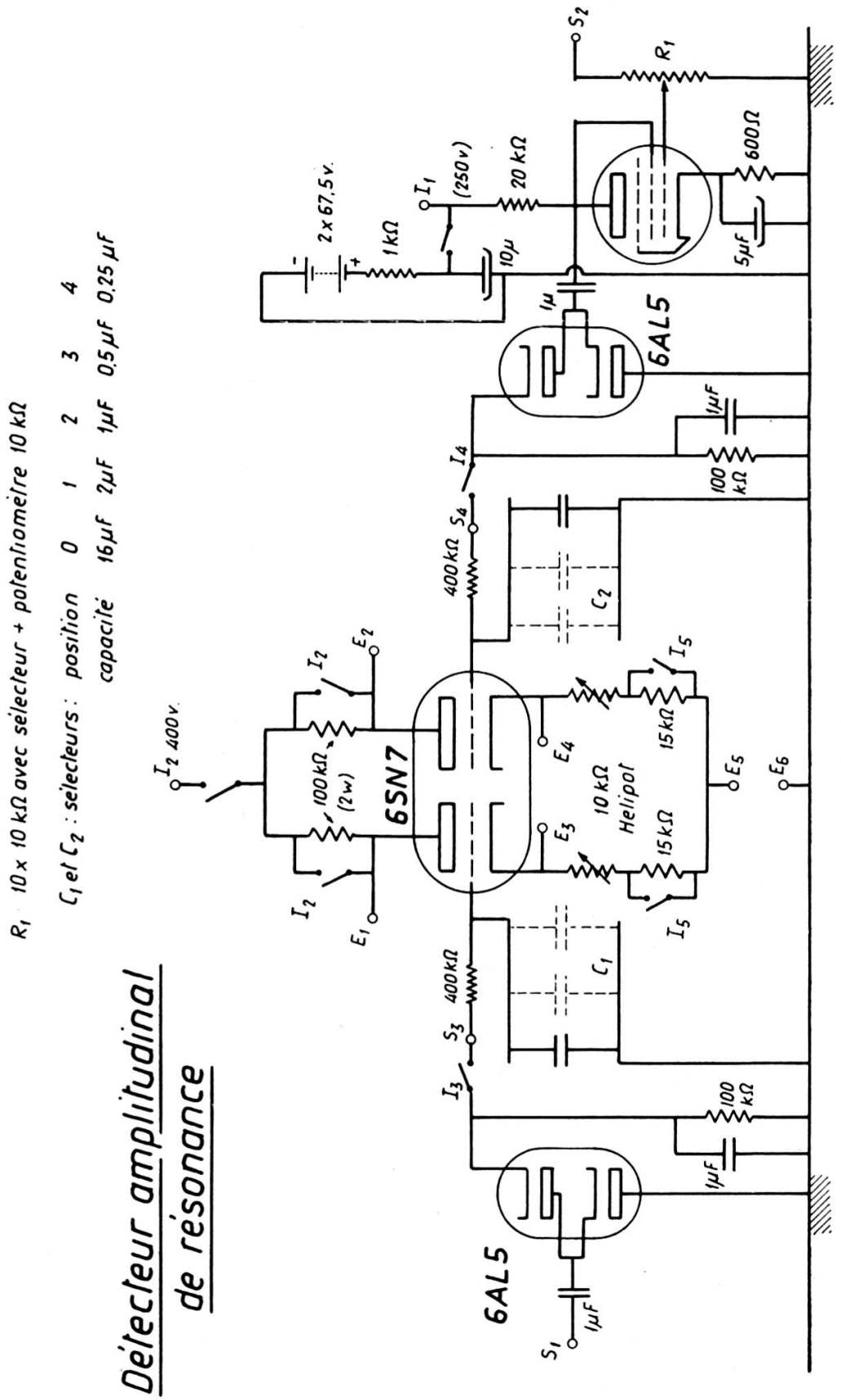
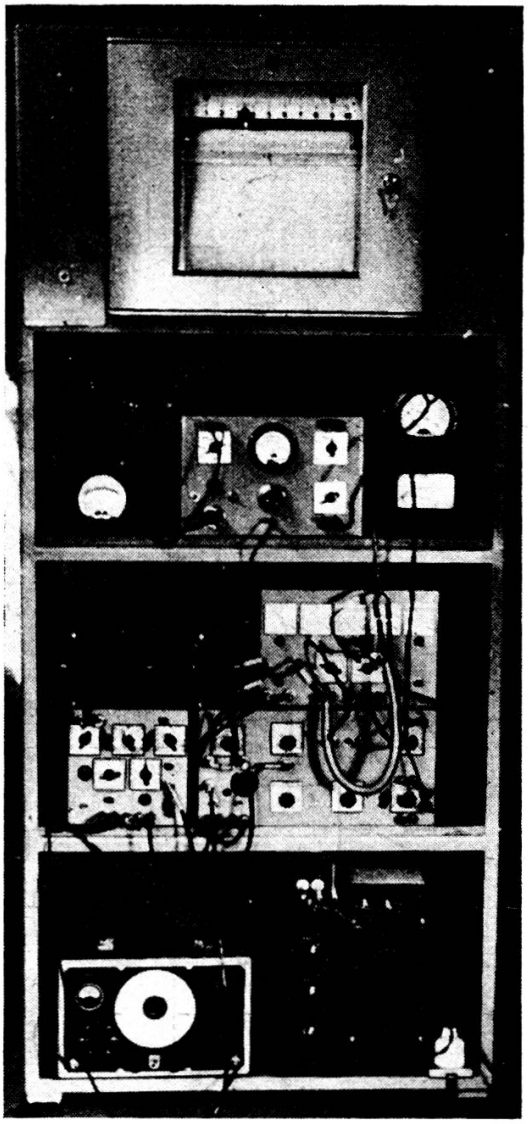

Détecteur amplitudinal
de résonance
R1 10 x 10 kΩ avec sélecteur + potentiomètre 10 kΩ
C1 et C2 : sélecteurs : position 0 1 2 3 4
capacité 16µF 2µF 1µF 0,5µF 0,25µF
6SN7
6AL5
6AL5
I2 400v.
100 kΩ (2w)
10 kΩ Helipot
15 kΩ
15 kΩ
400 kΩ
400 kΩ
100 kΩ
100 kΩ
1µF
1µF
1µF
1µ
10µ
1 kΩ
2 x 67,5 v.
(250 v)
20 kΩ
600 Ω
5µF
R1
S1
S2
S3
S4
I1
I2
I3
I4
I5
E1
E2
E3
E4
E5
E6
C1
C2

Fig. 41

de l'oscillateur (par ailleurs stabilisé en amplitude) se traduisent d'une façon égale en S_3 et S_4, puisque les deux branches sont alimentées par le même oscillateur (dans la mesure où les circuits d'amplification n'ont pas de dérive propre).



« Lock-in. »

Fig. 42

En commençant par le bas, nous voyons au premier étage l'oscillateur B.F. avec les résistances de réglage du champ de balayage. Au deuxième étage, le « lock-in » proprement dit avec l'organe de déphasage sur la gauche. Au troisième étage, le balayeur linéaire avec les appareils de contrôle. Au-dessus, l'enregistreur.
(Hauteur de l'ensemble: 190 cm.)