

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: III: Description de l'installation électronique
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: 02.05.2026

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

CHAPITRE III

DESCRIPTION DE L'INSTALLATION ÉLECTRONIQUE

INTRODUCTION.

L'installation se caractérise:

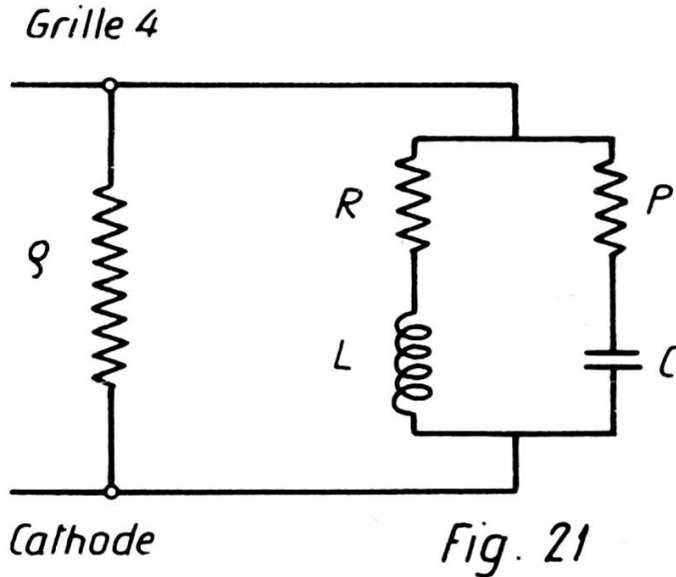
- 1) par une haute sensibilité comme en témoignent les mesures décrites à la page 403;
- 2) par une très bonne stabilité due:
 - a) à la très grande constance de la fréquence d'émission (fréquence variable dans la bande de 150 Kc/sec à 5 Mc/sec);
 - b) à la très faible dérive du champ magnétique produit par les bobines de Helmholtz (voir page 374);
- 3) par une haute résolution malgré l'extrême économie des moyens mis en jeu (voir chapitre VI);
- 4) par son alimentation qui est prise entièrement sur le secteur. L'utilisation de stabilisateurs de haute tension soigneusement étudiés de façon à obtenir un taux de ronflement et de stabilité optimum nous a permis de nous passer entièrement de batteries;
- 5) par le fait qu'elle fonctionne dans une bande de champ magnétique compris entre 35 gauss et 600 gauss, domaine des champs intermédiaires assez rarement étudié en spectroscopie hertzienne. Elle est destinée à des études de structure hyperfine.

§ 1. OSCILLATEUR.

Il fonctionne dans la bande de fréquence comprise entre 150 Kc/sec et 4 Mc/sec. Deux types d'oscillateurs semblent particulièrement recommandés. L'oscillateur à résistance négative

tive, d'une part (transitron), et l'oscillateur ECO, d'autre part. Après un certain nombre d'essais de stabilité, nous avons choisi un oscillateur transitron inspiré par la référence [36].

On sait par les considérations de Brunetti [37, 38, 39] que la présence d'une capacité entre la grille 2 et la grille 4 d'une lampe fait apparaître une résistance négative entre la grille 4 et la cathode. Le schéma équivalent est donné par la figure 21.



Soit:

R = résistance de perte de la self du circuit oscillant,

P = résistance de perte du condensateur du circuit oscillant.

L'équation s'écrit:

$$I \left[\rho + \frac{(R + j \omega L) (P - j/\omega C)}{R + P + j(\omega L - 1/\omega C)} \right] = 0. \quad (\text{III-1})$$

Soit deux équations:

$$\begin{aligned} 1) \quad \rho &= - \frac{L}{C(R + P)} \\ 2) \quad \omega^2 &= \frac{1}{LC} \left[\frac{1 - \frac{R^2 C}{L}}{1 - \frac{P^2 C}{L}} \right] \end{aligned} \quad (\text{III-2})$$

Soit:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC}.$$

Si:

Q = coefficient de qualité du circuit oscillant

et:

$\operatorname{tg} \delta$ = angle de perte du condensateur.

Alors:

$$\omega^2 = \omega_0^2 \frac{(1 - 1/Q^2)}{(1 - \operatorname{tg}^2 \delta)} \quad (\text{III-3})$$

Les condensateurs utilisés ont un angle de perte de l'ordre de:

$$\operatorname{tg} \delta = 10^{-4} .$$

En sorte que:

$$\omega^2 = \omega_0^2 (1 - 1/Q^2) .$$

A noter aussi que $Q \approx 100$, la correction sur la fréquence n'excède pas 10^{-4} . Comme $P < R$, 1) s'écrit:

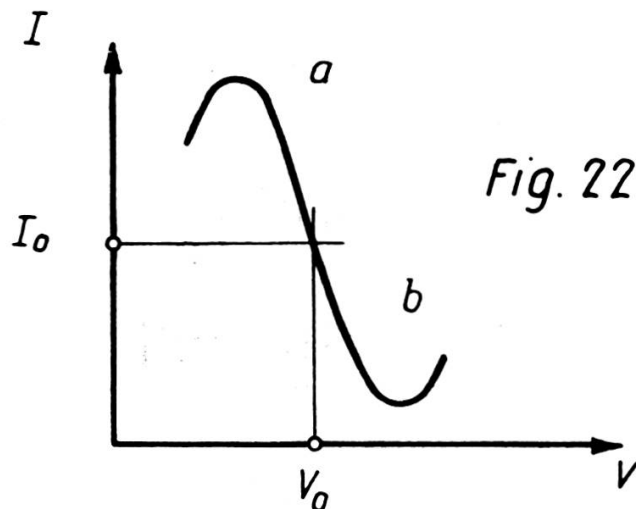
$$\rho = \frac{-L}{CR} \quad (\text{III-2})$$

$\frac{L}{RC}$ = impédance ohmique à la résonance du circuit oscillant.

Les oscillations sont entretenues dans la mesure où l'on a:

$$\frac{L}{RC} > |\rho| \quad (\text{condition d'entretien des oscillations}) \quad (\text{III-4})$$

Il faut que la valeur absolue de la résistance négative du transitron soit inférieure à l'impédance ohmique à la résonance du circuit oscillant.



Caractéristiques du transitron.

Au point (V_0 , I_0) de la figure 22, nous avons mesuré (pour un tube 7A8) que ρ avait une valeur de 2,5 K Ω pour une polarisation de grille de -3 v. Si $\frac{L}{RC} \gg |\rho|$, l'amplitude des oscillations est telle que les limites de linéarité a et b sont dépassées, entraînant une légère distorsion n'excédant toutefois pas quelques pour-cents.

Dans le but de limiter les oscillations aux parties linéaires (domaine compris entre a et b), nous avons introduit une stabilisation d'amplitude du type « delayed AGC » au moyen d'une diode [40].

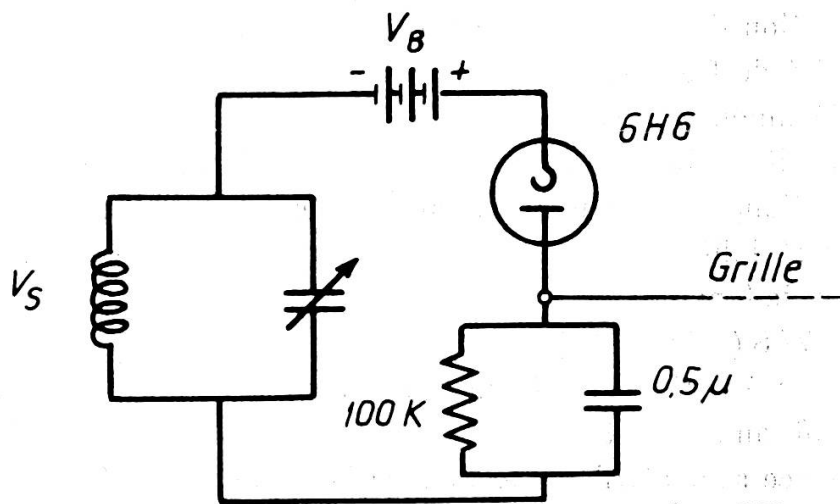


Fig. 23

Dès que la tension des oscillations (V_s) augmente, la composante continue redressée et filtrée et qui est appliquée sur la grille 1 a pour effet d'augmenter $|\rho|$ et, ce faisant, de diminuer la tendance à l'oscillation. Cet effet est « retardé » au moyen d'une polarisation en série (V_B) avec la diode. Nous avons observé une nette amélioration de la stabilité de fréquence après l'introduction du circuit « delayed AGC ». Ceci s'explique par les considérations de Groszkowski [41] qui a montré que les instabilités de fréquence d'un oscillateur étaient liées entre autres à la présence d'harmoniques. Plus exactement, tous les effets susceptibles de faire varier l'amplitude des harmoniques

(variation de température et variation de tension de plaque) entraînent une dérive de fréquence dont la valeur, calculée par Groszkowski, est la suivante:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \sum_{k=2}^{\infty} (k^2 - 1) m_k^2 \quad (\text{III-5})$$

avec:

$$m_k = \frac{V_k}{V_1}$$

et:

V_k = amplitude de la k ème harmonique.

L'expression (III-5) souligne l'intérêt qu'il y a à introduire un dispositif de stabilisation d'amplitude qui, assurant une diminution du taux d'harmoniques, contribue à augmenter la stabilité de fréquence.

Néanmoins, il est recommandé de ne pas faire fonctionner le transitron juste à la limite des oscillations, en raison des fluctuations d'amplitude qui caractérisent ce régime.

La stabilité de l'amplitude est de l'ordre de 1% en quelques heures de fonctionnement. Le transitron a été réalisé au moyen d'une 7A8 (voir fig. 25).

Ces précautions étant prises, si l'alimentation du transitron est suffisamment stabilisée, les seules causes d'instabilité de fréquence sont attribuables aux variations de température du circuit oscillant. Il faut, en effet, compter avec une self dont le coefficient de température est de $2 \cdot 10^{-5}$ et une capacité dont le même coefficient atteint $1,5 \cdot 10^{-4}$ (polystyrène).

Or, comme:

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \quad (\text{III-6})$$

il convient de stabiliser la température du circuit oscillant. Le circuit oscillant est placé dans un thermostat commandé par un galvanomètre contacteur selon le schéma de la figure 24.

La détection des fluctuations de température se fait par une résistance miniature (N.T.C. 83.900-IK6) à fort coefficient de température. Toute variation de température entraîne une variation de résistance qui déséquilibre le pont de Wheatstone

et fait apparaître un courant dans le galvanomètre contacteur. Ce galvanomètre assure la commande d'un circuit de chauffage qui garantit ainsi la constance de la température du thermostat.

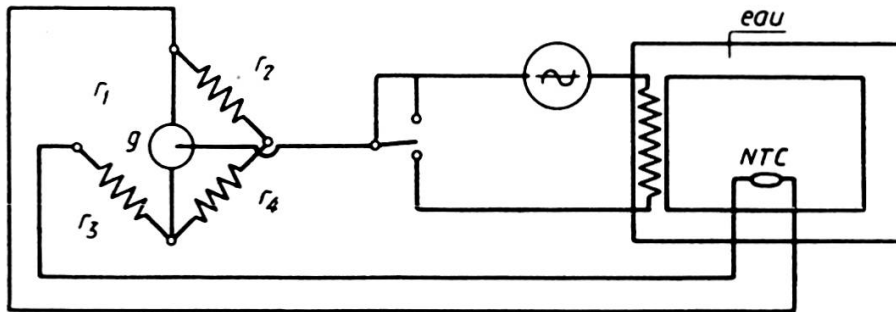


Fig. 24

Si:

$$r_1 = r_2 = r_3 = r_4 = R$$

il est facile de montrer qu'une variation de température (ΔT) entraîne une variation de courant dans le galvanomètre (Δi_g) telle que:

$$\Delta i_g = \frac{E \alpha (\Delta T)}{4 (R + g)} \quad \text{(III-7)}$$

expression dans laquelle:

α = coefficient de température de la résistance N.T.C.

$\alpha = -3 \cdot 10^{-2}$ à (30°C) .

Pour:

$$E = 4 \text{ v}, \quad g = 200 \Omega, \quad R = 1 \text{ K}\Omega.$$

On a:

$$\Delta i_g = 25 \mu\text{A}/0^\circ \text{C}.$$

Comme le galvanomètre (g) est enclenché par un courant inférieur à $1 \mu\text{A}$ (galvanomètre contacteur Borel S.A.), il est possible théoriquement d'atteindre une stabilisation de température de l'ordre de $\pm 2/100^\circ \text{C}$.

A une telle valeur de stabilisation, la constante de temps du refroidissement $\frac{mc}{A}$ (où A = nombre de calories perdues par seconde par le thermostat et mc = équivalent en eau) doit être

suffisamment grande par rapport au temps caractéristique du galvanomètre contacteur.

Un calcul que nous ne reproduirons pas ici montre qu'il est nécessaire d'augmenter le volant thermique du thermostat. A cet effet, il est muni d'un double fond de cuivre que l'on peut remplir de 1 l d'eau. Entre ce récipient de cuivre et la paroi extérieure d'aluminium, il y a place pour 2 cm d'isolant thermique (laine de verre). Ce système présente l'avantage suivant: le corps de chauffe est immergé dans le récipient d'eau. La convection aidant, l'apport de calories se fait dans des conditions excellentes en ce qui concerne l'homogénéité de la température. Ceci exclut la nécessité d'une ventilation intérieure. Toutes les traversées (commande des condensateurs d'accord) ont été faites au moyen de manchons d'ébonite.

La stabilisation de température obtenue par ce dispositif est supérieure à $\pm 3/100^\circ C$. Il serait bien entendu possible d'améliorer encore cette valeur, mais elle est tout à fait suffisante eu égard à la stabilité de fréquence obtenue.

En effet, en une heure de fonctionnement, la stabilité est très nettement supérieure à 10^{-5} . Le contrôle a été effectué avec un BC-221. Il faudrait un appareil de contrôle encore plus stable pour articuler la valeur exacte de la dérive de fréquence.

Le transitron attaque un étage « buffer » (6AB7) qui commande une 6AG7 avec sortie directe sur la bobine d'émission de H.F. et commande du volume pour ajuster le champ haute fréquence en fonction des temps de relaxation (voir fig. 25).

§ 2. ETUDE DE L'ALIMENTATION STABILISÉE.

Les travaux de Hill [42] nous ont conduit à calculer un stabilisateur basé sur le schéma de la figure 26.

Dans le circuit de détection de fluctuations (R_2 , R_5 , R_6), aux bornes de R_5 il s'établit une tension qui suit les variations de la tension d'entrée, alors qu'aux bornes de R_2 , ce sont les fluctuations de la tension de sortie qui se manifestent. Enfin R_6 détecte les variations du courant d'utilisation. Le réglage de R_5 permet d'annuler (théoriquement) le facteur de stabilisation \mathcal{G} , alors que le réglage de R_6 permet de faire tendre

Générateur H.F.
(400 kc/s - 4 Mc/s)

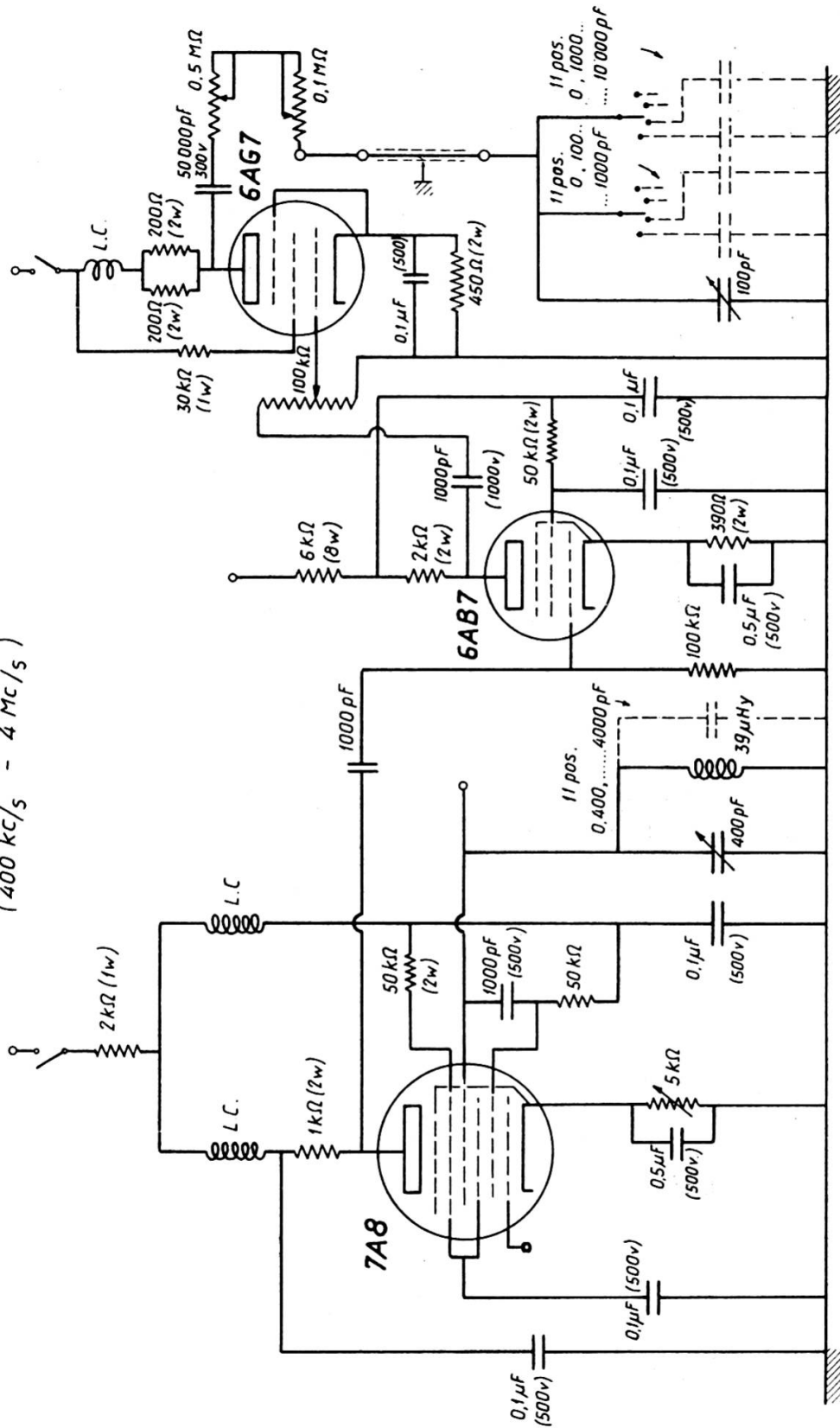


Fig. 25

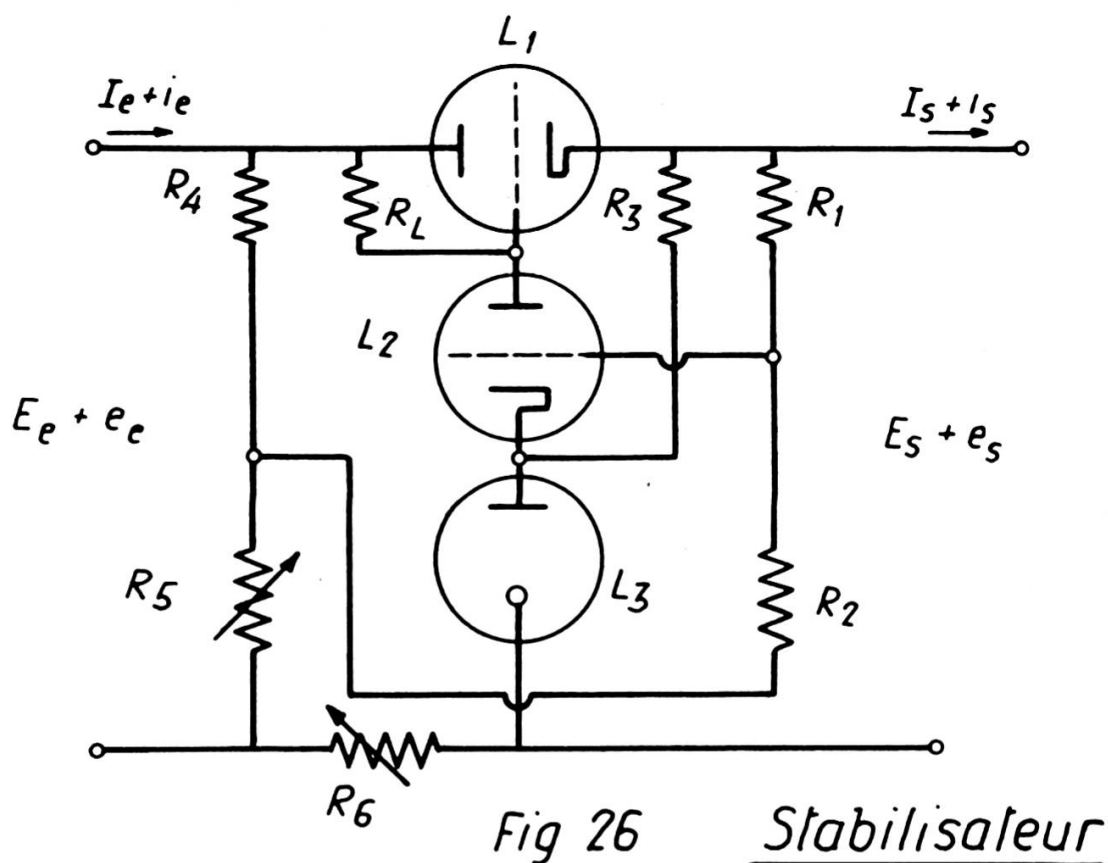


Fig 26

Stabilisateur

vers 0 la valeur de la résistance interne « r » du stabilisateur, selon les relations suivantes:

avec:

$$\mathfrak{G} = \left(\frac{e_s}{e_e} \right) (i_s = 0).$$

$\mathfrak{G} = 0$, si:

$$\frac{R_5}{R_4 + R_5} = \frac{(1 + K_1)(\rho_2 + R_L + K_2 R_c) - R_L K_1}{R_L \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) K_1 K_2} \approx \frac{R_5}{R_1} \quad (\text{III-8})$$

et $r = 0$, si:

$$R_6 = \frac{K_2 R_c + \rho_2 + R_L}{S_1 [K_2 R_L] \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \quad (\text{III-9})$$

expressions dans lesquelles:

R_c = résistance dynamique de la stabilisatrice L_3 .

Ces deux relations montrent qu'il y a intérêt à prendre pour L_2 une lampe à fort K.

Soit :

$$L_1 \rightarrow 6L6$$

$$L_2 \rightarrow 6SF5$$

$$L_3 \rightarrow 150 C_1$$

et :

$$R_1 = 100 \text{ K}\Omega \quad R_c = 80 \Omega$$

$$R_2 = 100 \text{ K}\Omega \quad S_1 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ ma/v}$$

$$R_3 = 7,5 \text{ K}\Omega \quad K_1 = 10$$

$$R_4 = 100 \text{ K}\Omega \quad K_2 = 100$$

$$R_L = 350 \text{ K}\Omega \quad \rho_2 = 70 \text{ K}\Omega .$$

Par remplacement dans (III-8), on trouve :

$$\frac{R_5}{R_4} = 0,63\%, \quad \text{d'où} \quad R_5 = 630 \Omega$$

et dans (III-9) :

$$R_6 = 5,1 \Omega .$$

Etude expérimentale du taux de stabilisation.

Plusieurs méthodes sont possibles. Nous avons choisi une méthode de pont avec détection des fluctuations de tension par introduction d'une tension d'opposition stable (fig. 27).

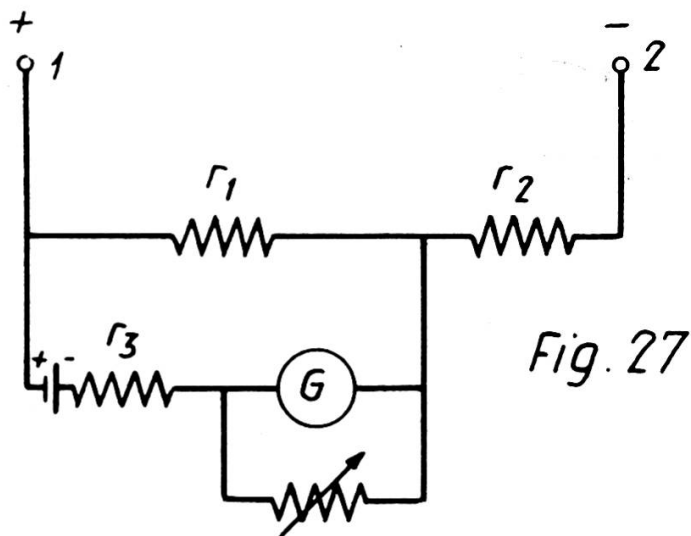


Fig. 27

Les résistances r_1, r_2, r_3 sont réglées de sorte que le galvanomètre soit au 0 lorsque la tension du stabilisateur est appliquée aux bornes (1-2). Le taux de stabilisation a été mesuré directement par variation de la tension d'alimentation du stabilisateur. On trouve que:

$$\mathcal{S} = 7 \cdot 10^{-5} \text{ (pour } R_5 \text{ réglé à la valeur optimum et pour } i = 20 \text{ mA)}$$

En effet, pour 5% de fluctuations d'entrée sur 450 v d'alimentation, soit $\Delta e_e = 22,5$ v, la fluctuation de sortie ne dépasse pas 1,5 mV. De plus $r < 1\Omega$, entre 0 et 30 mA. Il serait possible évidemment d'étendre le domaine des faibles valeurs de r au-delà de 30 mA, mais dans notre cas ce serait superflu puisque ce stabilisateur est destiné seulement à alimenter le transitron (7A8).

Le graphique 28 montre l'extrême indépendance de la tension vis-à-vis des fluctuations de charge (grâce au réglage de r_6). Entre 5 mA et 30 mA, la tension ne varie pas de plus de 10^{-5} de sa valeur nominale.

r_6 a été réglé jusqu'à ce que la caractéristique du graphique 28 présente des performances optima, sans pousser toutefois le réglage jusqu'au point où une légère tendance à l'oscillation se manifeste (par apparition d'une résistance interne négative).

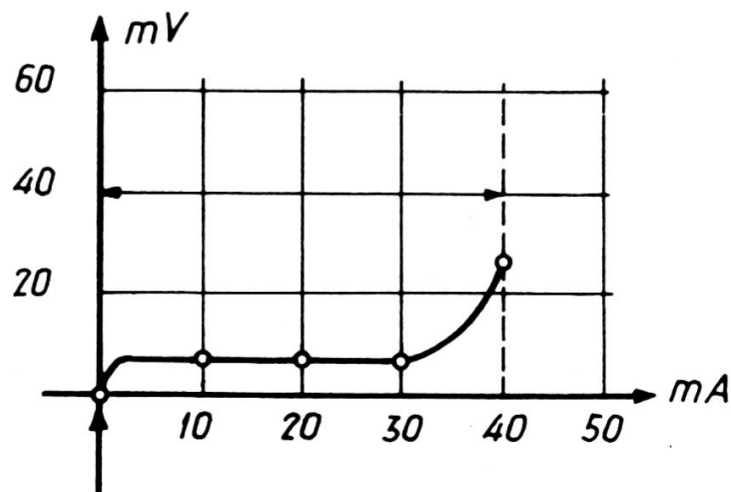


Fig 28

De plus, le taux de stabilisation a été étudié en fonction de R_5 . Il a été constaté que la valeur optimum de stabilisation a lieu pour $R_5 = 910 \Omega$.

$$R_{5th} = 630 \Omega, \quad R_{5exp} = 910 \Omega$$

et

$$R_{6th} = 5,1 \Omega, \quad R_{6exp} = 7 \Omega .$$

Stabilisateur général.

Tous les circuits sont alimentés par un stabilisateur inspiré d'un schéma de Elmore et Sands (type 100) [43]. Le taux de stabilisation a été considérablement amélioré par l'introduction des résistances R_4 et R_5 calculées sur la base des expressions (III-8). Les mesures ont été effectuées sur le même principe.

Le niveau de ronflement sous la charge maximum est inférieur à 1 mV. Le taux de stabilisation est :

$$S = 5 \cdot 10^{-4} \text{ sous } 225 \text{ mA (pour des fluctuations de } 20\% \text{ de la tension d'alimentation du stabilisateur).}$$

Pour des fluctuations d'amplitude plus faible de l'ordre de 5 à 10% :

$$S = 10^{-4} .$$

§ 3. TÊTE DE RÉSONANCE.

Calcul du champ maximum H_1 .

Calcul de $H_{(0)}$ au centre (fig. 29). Soit $n =$ nombre de spires/bobine. Il est facile de montrer que :

$$H_{(0)} = 0,4 \pi i R^2 (d^2 + R^2)^{-3/2} n . \quad (\text{III-10})$$

Or :

$$V = \omega L_t I \quad \text{et} \quad L = L_t (2 + C) . \quad (\text{III-11})$$

Selon l'expression bien connue C , facteur de couplage, vaut :

$$C = \left(1 + 4 \frac{d^2}{R^2} \right)^{-3/2}$$

$$L_1 = K \frac{D^2}{l} n^2 10^{-8} .$$

L_1 est la self d'une bobine avec:

l = longueur de bobinage

et:

K = coefficient de Nagaoka.

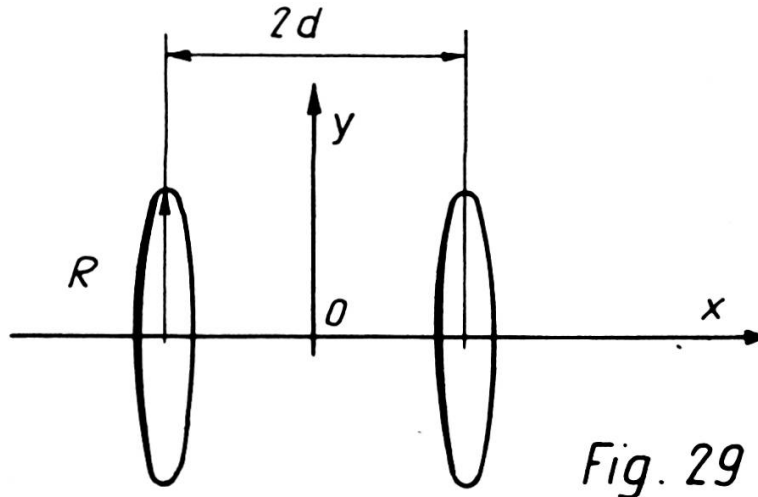


Fig. 29

D'où:

$$H_0 = \frac{\pi 10^7 (d^2 + R^2)^{-3/2} V \cdot l}{\omega K n \left[2 + \left(1 + 4 \frac{d^2}{R^2} \right)^{-3/2} \right]} \text{ oertstedt.} \quad (\text{III-12})$$

Les données de construction de la tête sont les suivantes:

$$\begin{array}{ll} d = 2,5 \text{ cm} & K = 0,35 \\ R = 3 \text{ cm} & \omega = 2,5 \cdot 10^6 \text{ (400 Kc/sec)} \\ n = 11 \text{ spires} & l = 0,8 \text{ cm.} \end{array}$$

Pour: $V = 1$ v. eff., on trouve: $H_0 = 28$ mgauss. Soit: $H_1 = 14$ mgauss. La valeur expérimentale est $H_1 = 12$ mgauss (pour 1 v. eff.).

Or, comme les conditions optima d'observation correspondent à:

$$\gamma^2 H_1^2 T_1 T_2 = 1 . \quad (\text{III-13})$$

Pour une valeur maximum de $V = 100$ v.

$$(T_1 T_2) \text{ min} = 10^{-9} .$$

Cette valeur minimum permet l'étude d'un très grand nombre de noyaux.

La bobine de réception d'un diamètre de 2,3 cm est formée de deux couches de fil de Litz correspondant à un nombre total de spires de 66 et à une longueur de 2,5 cm. Le volume des échantillons étudiés est de 7,5 cm³. A 400 Kc/sec, le Q de la bobine montée avec son câble coaxial est de 100.

§ 4. DESCRIPTION DE LA RÉCEPTION.

Le signal reçu aux bornes de la bobine de réception est amplifié à travers un premier étage de haute fréquence (fig. 30) alimenté soit par un stabilisateur soit par une pile de 67,5 v. Les selfs des circuits d'émission et de réception sont accordées au moyen de condensateurs au polystyrène. Le premier étage attaque une détection à double alternance, du type doubleur de tension, qui présente entre autres l'avantage de fonctionner avec un point commun à la terre. L'amplificateur B.F. qui suit a un gain total de 2.000. Il est du type cascode (fig. 31).

Une contre-réaction a été introduite pour augmenter sa stabilité. Le montage cascode [44] a ceci de remarquable que le courant de plaque de la première lampe ne traverse pas la résistance de plaque, supprimant ainsi tout effet de scintillation. L'amplificateur B.F. est alimenté par le stabilisateur de 400 v. décrit plus haut.

A la sortie de l'amplificateur B.F. se trouve une cathodyne destinée à alimenter un filtre passe-bas, à fréquence de coupure correspondant à 2 Kc/sec et 3 Kc/sec.

Pour les observations à l'oscillographe, la trace horizontale (xx') est commandée par un déphaseur destiné à remettre en phase les signaux. Il est alimenté par le générateur de B.F. commandant le balayage.

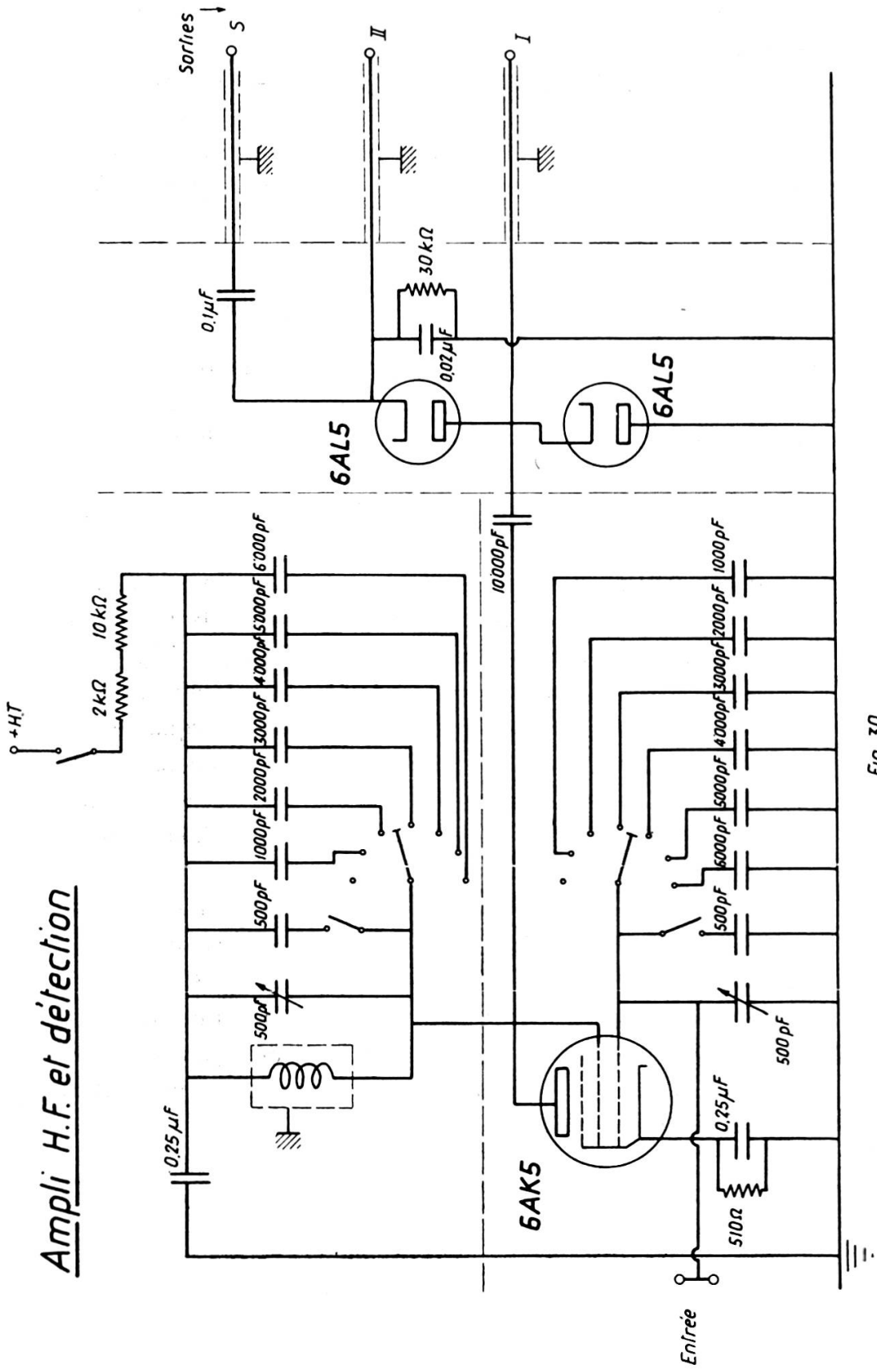


Fig 30

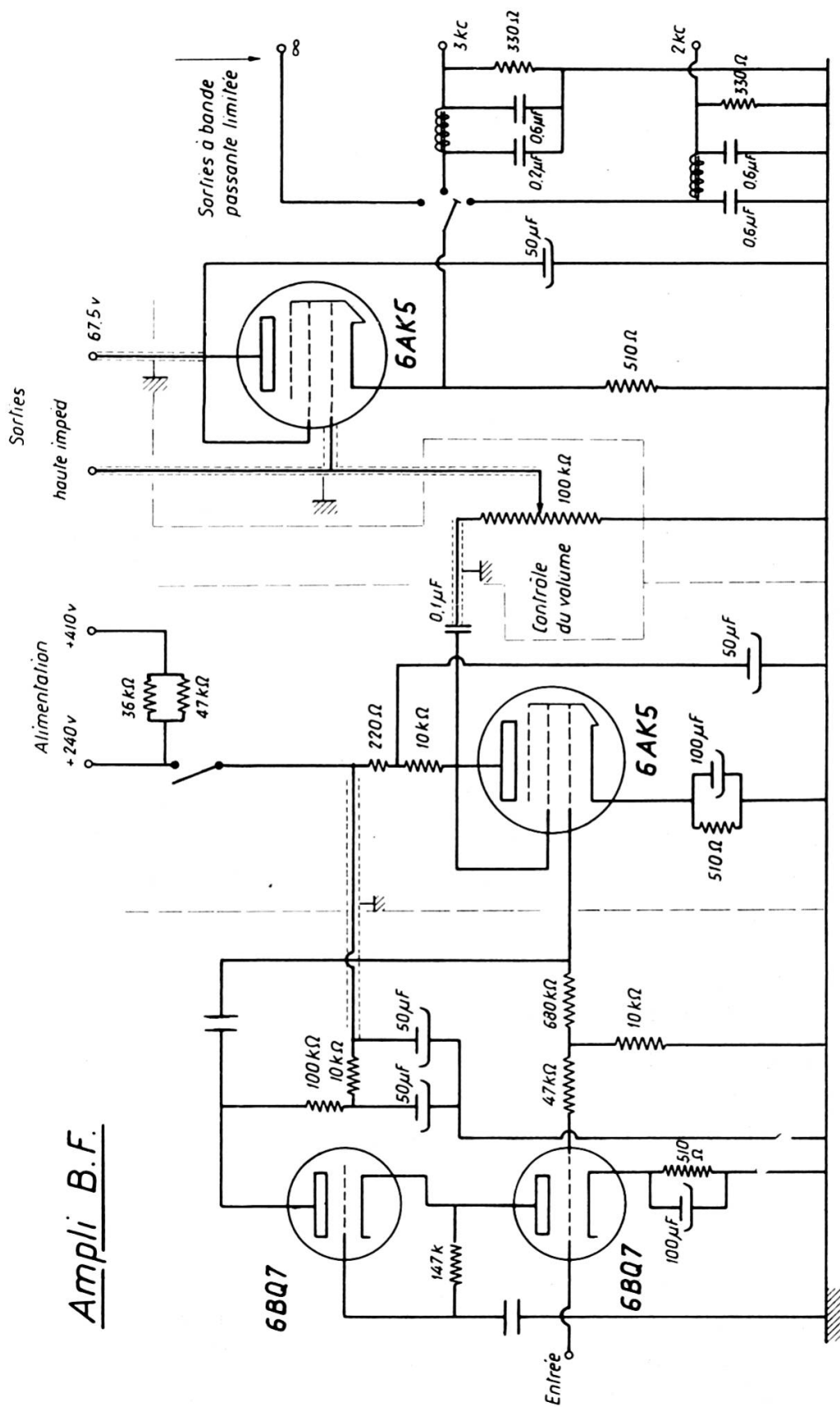


Fig. 31