

50376
1967
63

50376
1967
63

UNIVERSITÉ DE LILLE

FACULTÉ DES SCIENCES

DÉPARTEMENT DE PHYSIQUE

DIPLOME D'ÉTUDES SUPÉRIEURES

1^{er} SUJET : Construction de l'ensemble de
l'électronique d'un spectromètre
S.I.S.A.M

2^{me} SUJET : Propositions données par la Faculté

Jury : MM. les Professeurs **WERTHEIMER** Président

SCHILTZ

MORIAMEZ

Présenté à Lille, le 6 Juillet 1967

par Guy GERARD

Ce travail a été effectué dans les Laboratoires du Département de Physique de Lille sous la direction de Monsieur le Professeur SCHILTZ à qui je tiens à exprimer mes sentiments de vive gratitude.

Je remercie Messieurs les Professeurs WERTHEIMER et MORIAEZ qui ont accepté de constituer le jury.

Je remercie vivement Monsieur ROSSEELS, ingénieur au C.N.R.S. dont les conseils m'ont été précieux.

Je remercie également mes camarades du laboratoire de spectroscopie optique et en particulier Messieurs BERNAGE et BEAUFILS pour leur collaboration.

Fig. I.A.

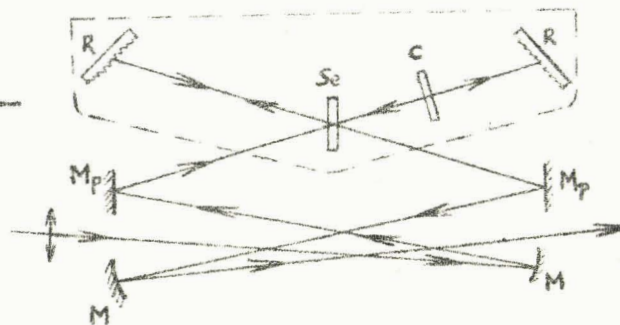


Fig. II.A

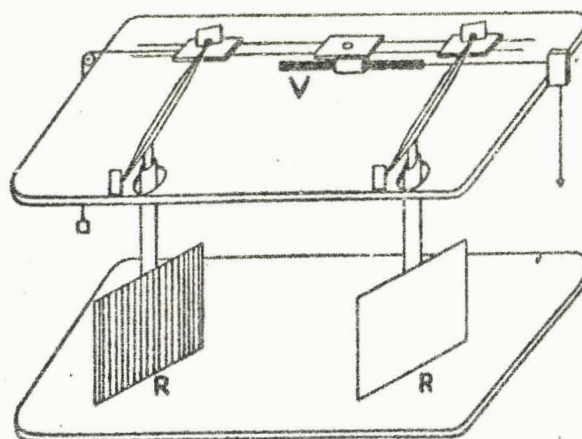
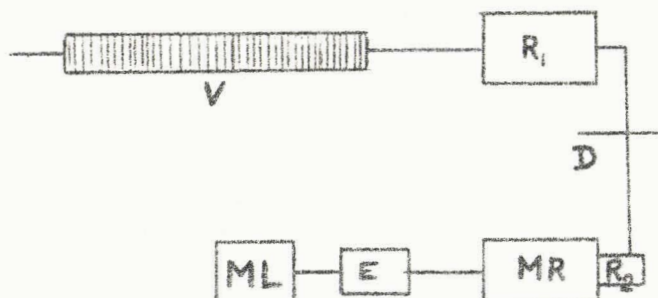


Fig. III.A.



C Compensatrice
D Disque denté
E Embrayage
M Miroir sphérique
M_P Miroir plan
ML Moteur Lent

MR Moteur Rapide
R Réseau
R₁ Réducteur 1
R₂ Réducteur 2
Se Séparatrice
V Vis mère

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

du S I S A M

Le S I S A M (Spectromètre Interférentiel à Sélection par l'Amplitude de Modulation) est conçu pour l'étude de spectres situés dans l'infra-rouge. C'est un interféromètre du type Michelson, dont les miroirs ont été remplacés par des réseaux identiques et synchronisés de façon à pouvoir explorer un spectre. L'orientation variable des réseaux permet de sélectionner une longueur d'onde.

Le chemin optique suivi par les rayons lumineux est schématisé par la fig I A. Une variation linéaire en fonction du temps de la différence de marche, fait défiler les anneaux d'interférence, et crée ainsi une modulation du faisceau à 100 % pour la longueur d'onde λ choisie. Le taux de modulation baisse rapidement quand on s'éloigne de λ .

Le signal lumineux est reçu sur une cellule photo-résistante et amplifié électroniquement. Etant donné le faible niveau du signal et la définition imparfaite de la fréquence, une détection synchrone s'impose. Il est donc nécessaire de disposer d'une source lumineuse de référence dont le faisceau lumineux suit le même trajet optique que celui du signal.

Le réglage de la fréquence de modulation se fait en comparant cette fréquence à une fréquence fixe donnée par un générateur accordé sur la fréquence de l'amplificateur sélectif.

Après avoir été détecté, le signal à analyser est recueilli sur un enregistreur à deux voies qui permet le dépouillement du spectre étudié par comparaison à un spectre étalon. Notons par ailleurs, qu'il est nécessaire d'adjoindre à ces raies étalons une échelle de cannelures obtenues à partir d'une source continue et d'un Perrot Fabry. Tous les faisceaux lumineux suivent à peu près le même chemin optique que celui du signal à analyser, ils sont concentriques, la meilleure définition (zone centrale) étant affectée au signal à étudier. Il faut remarquer que, grâce à un système optique approprié, ces faisceaux ne sont pas mélangés à l'entrée et à la sortie ce qui permet de les recueillir sur trois cellules différentes.

L'exploration du spectre se fait par rotation des réseaux qui sont entraînés par deux moteurs (lent et rapide) à travers un système de réducteurs (fig II A et IIIA). La longueur d'onde est déterminée par la position des réseaux qui est repérée à l'aide d'un compteur.

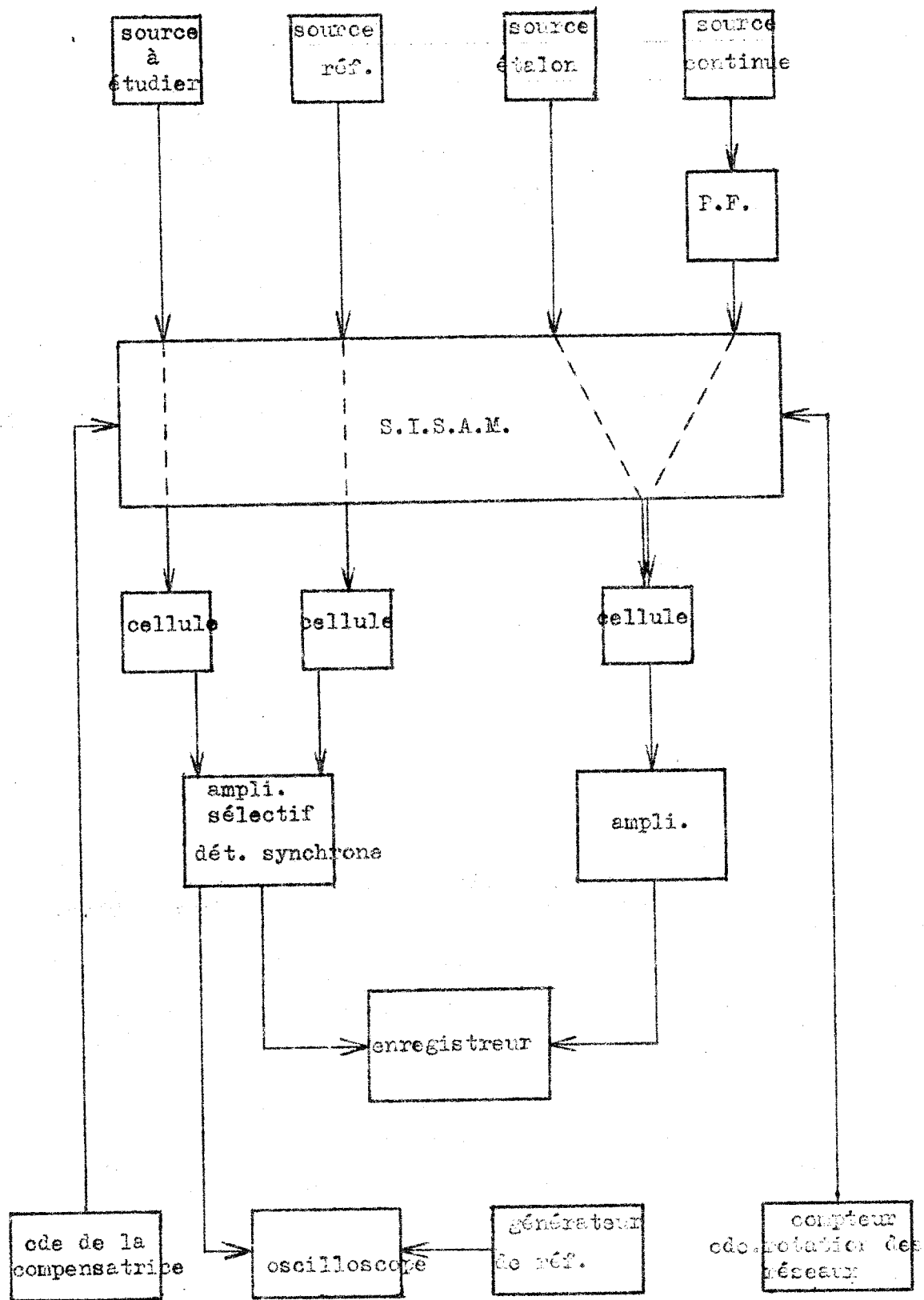


Schéma synoptique de l'électronique du S.I.S.A.M.

COMPENSATRICE

En faisant osciller la compensatrice autour de sa position d'équilibre, nous faisons varier la différence de chemin optique entre les deux bras du S I S A M. La fréquence de modulation est fonction de la vitesse de ce mouvement qui, comme nous le verrons, doit être (oscillatoire) "en dent de scie".

I- ETUDE THEORIQUE

1) Détermination de la fréquence de modulation

La séparatrice introduit une différence de marche, égale à δ_0 , qui correspond à la valeur moyenne de la différence de marche introduite par la compensatrice. Chacune de ces deux lames est traversée deux fois par le faisceau lumineux.

La différence de marche introduite par une lame inclinée sur le faisceau lumineux est :

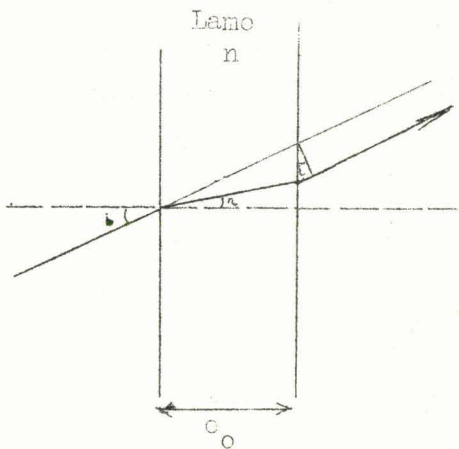


Fig I B

$$\delta = 2e_0 (n \cos r - \cos i)$$

$$\text{soit } \delta = 2e_0 \{ (n^2 - \sin^2 i)^{1/2} - \cos i \}$$

La séparatrice introduit une différence de marche :

$$\delta_0 = 2e_0 \{ (n^2 - \sin^2 i_0)^{1/2} - \cos i_0 \}$$

la compensatrice une différence de marche :

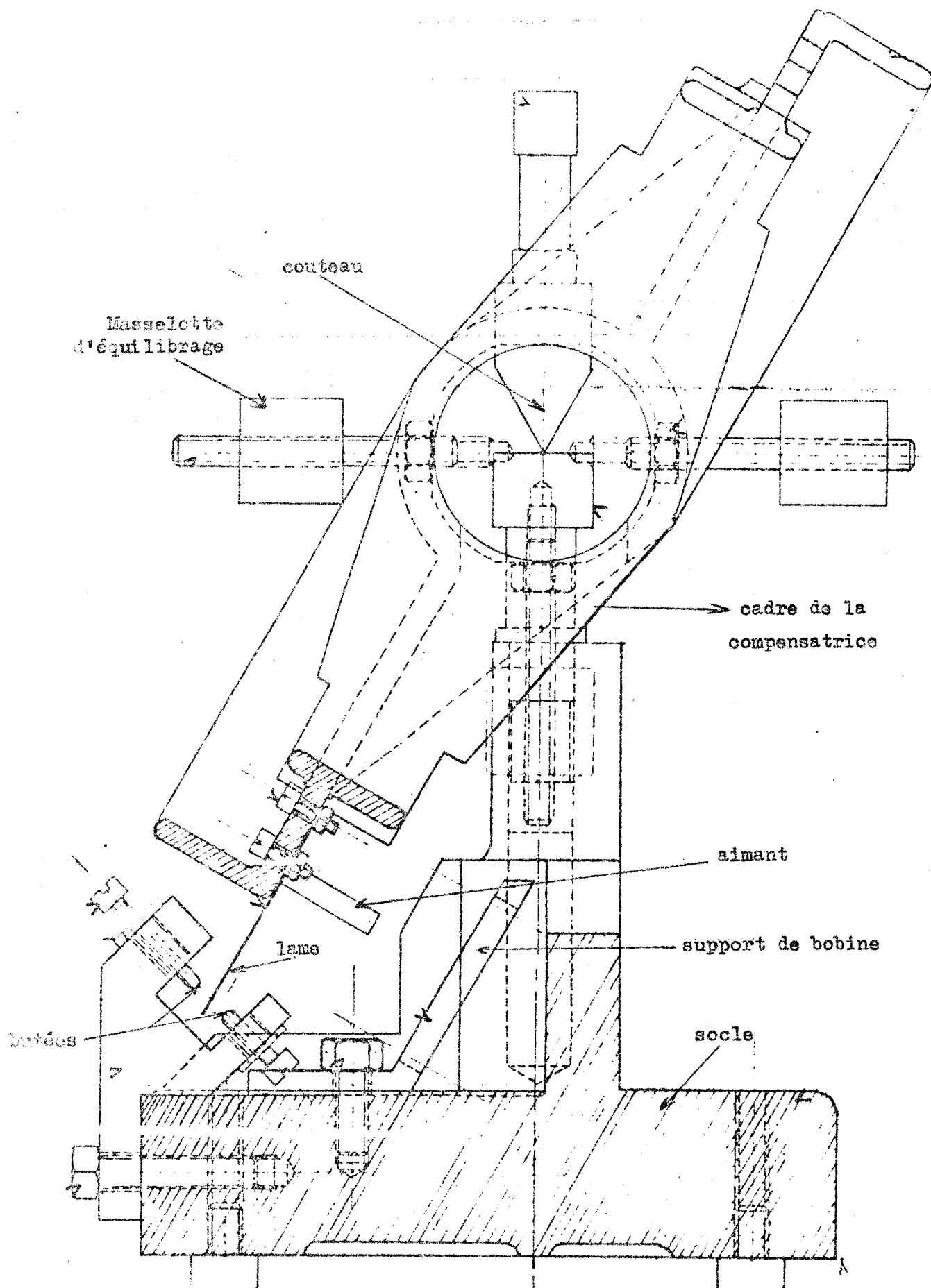
$$\delta = 2e_0 \{ (n^2 - \sin^2 i)^{1/2} - \cos i \}$$

L'ordre d'interférence entre les deux faisceaux est :

$$p = \frac{\delta - \delta_0}{\lambda} = (\delta - \delta_0) \sigma$$

La fréquence de modulation est $N = \frac{dp}{dt}$

$$\text{soit : } N = \frac{d[(\delta - \delta_0)\sigma]}{dt}$$



En tenant compte de l'indice ($n \neq 1,5$) et de l'inclinaison de la compensatrice ($i=30^\circ$) nous obtenons à l'aide d'un calcul approché ; pour la position moyenne de la lame :

$$N_0 = 2 K e \sigma \omega$$

(ω : vitesse angulaire de lame

K : fonction de l'indice et de l'inclinaison.)

et pour les extrémités

$$N = 4K e \sigma \omega \left(\frac{1}{2} + \frac{A}{2} \right)$$

(A : élongation angulaire)

La fréquence varie donc en fonction de l'élongation : $\frac{\Delta N}{N} = \frac{N - N_0}{N} = A$.

Il est important de garder A faible, car le faisceau ayant une certaine étendue, si A était grand, la compensation ne serait plus exacte et la modulation de moins en moins profonde. A étant petit nous pouvons considérer que le mouvement est linéaire, c'est à dire que $\omega = \frac{2A}{T}$, et que $N = 2K e \sigma \omega = N_0$

La vitesse angulaire exprimée en fonction de la fréquence des oscillations de la compensatrice (A étant constant) est :

$$\omega = \frac{N_0}{2 K e \sigma}$$

2) Etude du mouvement de la compensatrice

Le principe de l'entraînement de la compensatrice diffère de celui qu'avait initialement employé Connors. Il utilisait un disque à grande inertie et très faible frottement dont le mouvement oscillatoire était entretenu par décharge de condensateur.

Nous avons cherché à réaliser un système à faible inertie et à couple de frottement fluide important compensé par un couple d'entraînement constant.

L'équation différentielle du mouvement est :

$$I \frac{d^2 \theta}{dt^2} + f \frac{d \theta}{dt} = T_0 d$$

f : frottement

d : distance de la force T_0 à l'axe

I : moment d'inertie

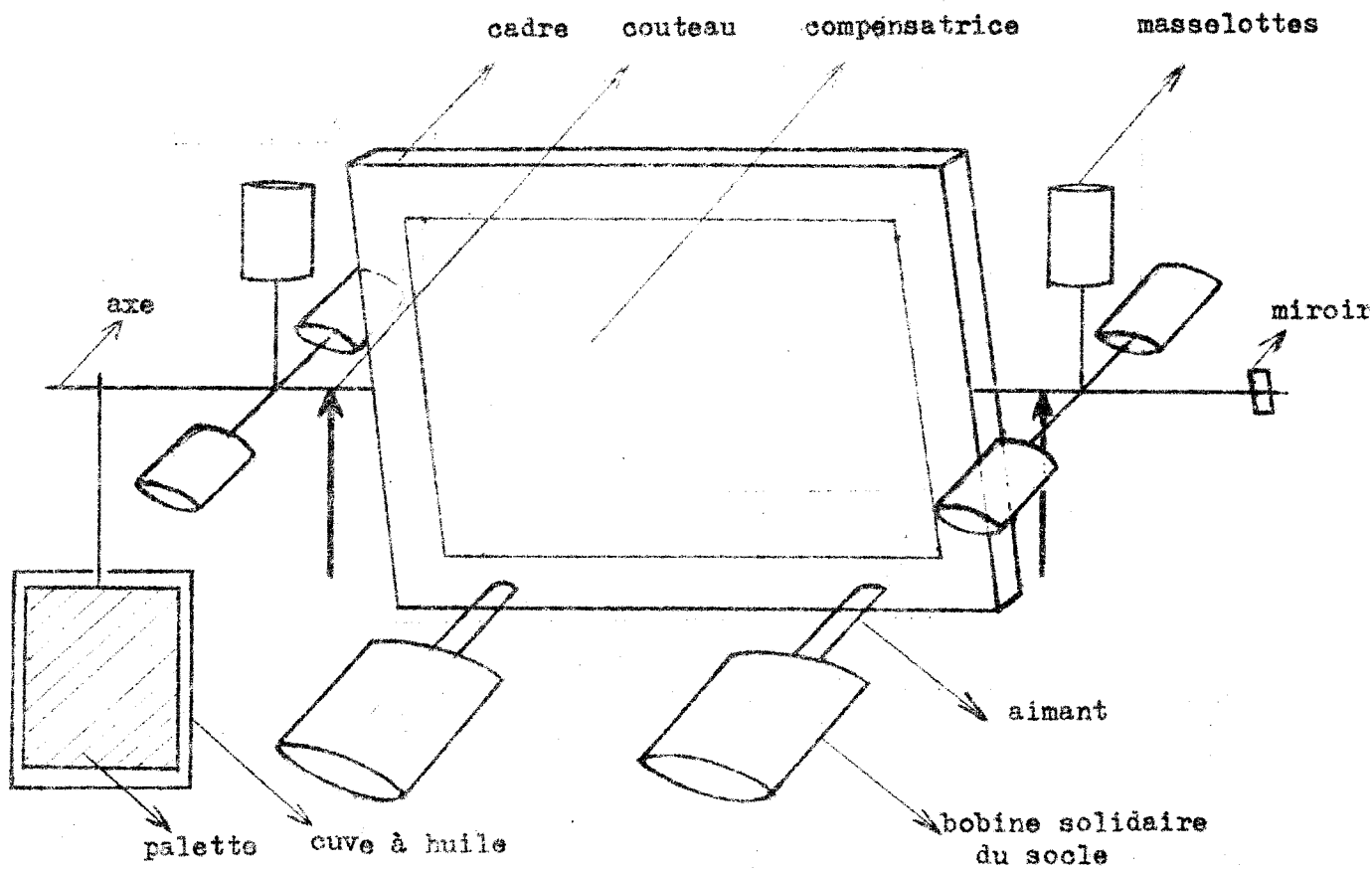


Fig. IV.B

Nous en tirons :

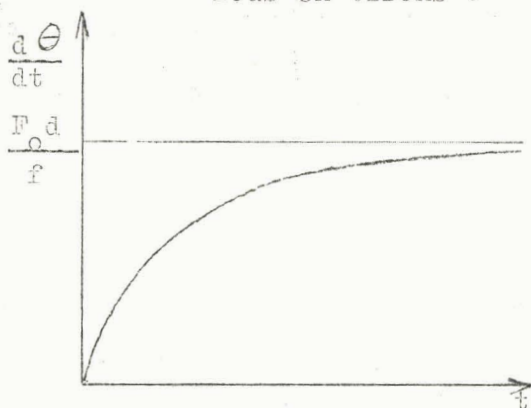


Fig II B

$$\theta = \frac{F_0 d}{f} t + \theta_0 \exp - \frac{f t}{I}$$

$$\text{d'où } \frac{d\theta}{dt} = \frac{F_0 d}{f} (1 - \exp - \frac{f t}{I})$$

La constante de temps est

$$Z = \frac{I}{f}$$

La vitesse limite $\frac{F_0 d}{f}$

Si Z est faible la vitesse limite est atteinte très rapidement et nous avons alors ω proportionnel à F_0 : $\omega = K_1 F_0$

$$F_0 = K_2 i, \text{ donc } \omega = K'_1 i$$

(i : courant dans les bobines)

$$\text{D'autre part nous avons vu que } \omega = \frac{2 A}{T}$$

$$\text{Par suite : } i T = K'' A = C^{to}$$

II - REALISATION PRATIQUE

Le cadre de la compensatrice est en alliage léger pour diminuer l'inertie de l'ensemble. La compensatrice peut être schématisée par la fig IV B.

1) Amortissement

Le mouvement oscillatoire en dent de scie de la compensatrice est perturbé, à chaque renversement de marche, pour un temps t pendant lequel le mouvement n'est pas linéaire, donc pendant lequel la fréquence N est différente de N_0 .

La modulation du faisceau lumineux se présente donc sous la forme de trains d'ondes sans cohérence entre eux, séparés par des intervalles t pendant lesquels la fréquence est variable. Il importe de réduire t au minimum.

miroir plan
incliné à 45°

miroir solidaire
de la compensatrice
(axe horizontal)

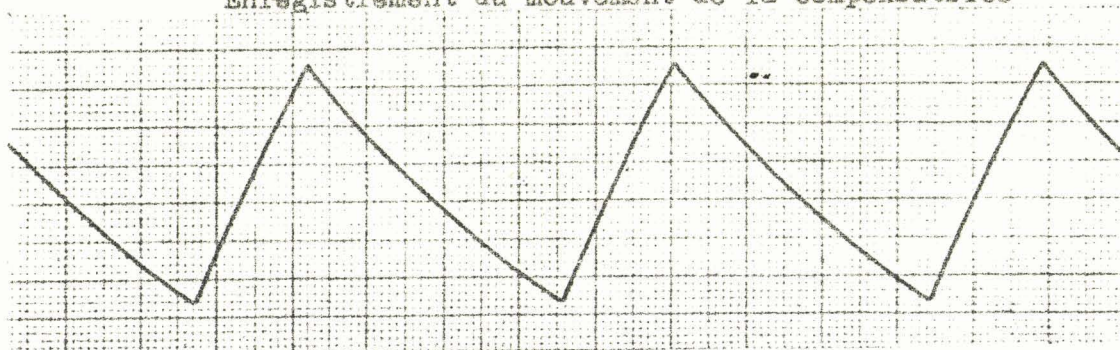
L

projecteur

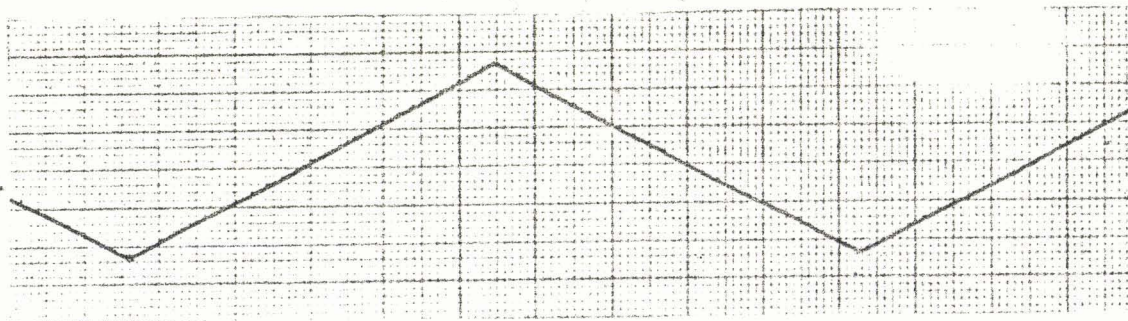
suiueur de spot

Fig.VI.B

Enregistrement du mouvement de la compensatrice



Déséquilibre mécanique



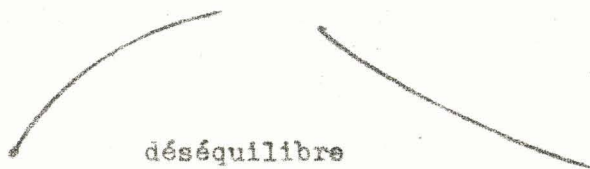
Réglage correct

Fig.VII.B.

Vérification de l'équilibrage (compensatrice arrêtée)

équilibre indifférent

déséquilibre



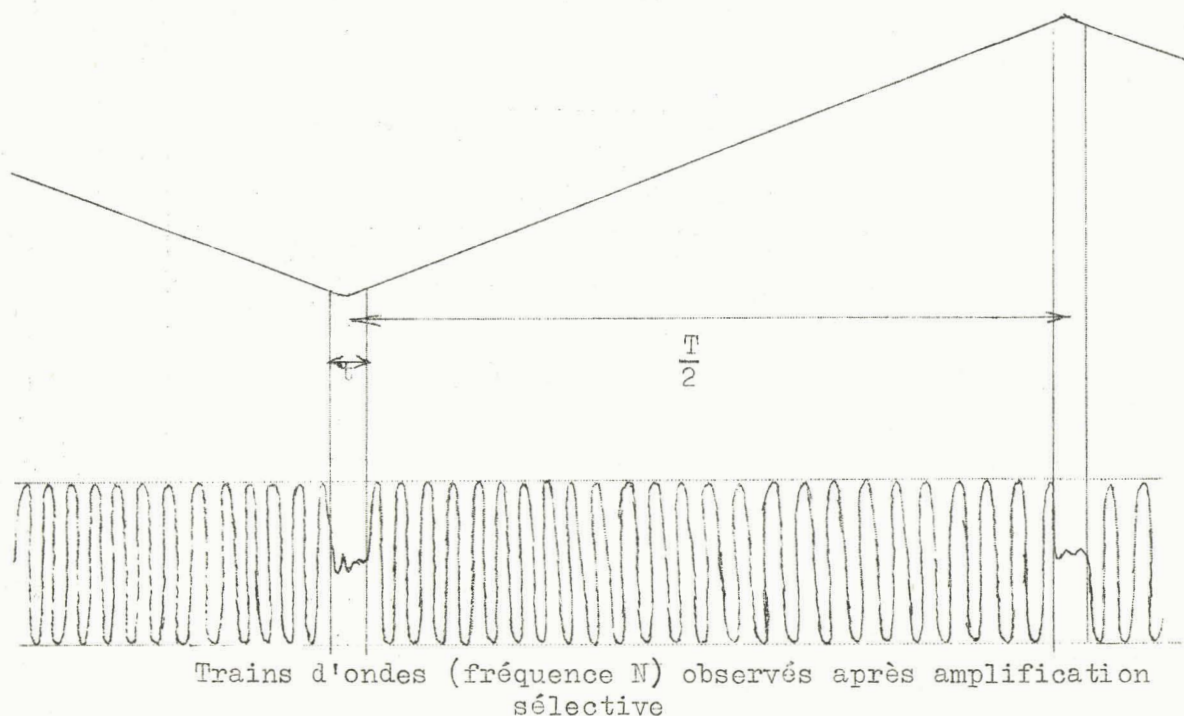


Fig. V.B

Pour atteindre rapidement la vitesse limite il faut un grand amortissement. On l'obtient en plongeant une palette, entraînée par la compensatrice, dans un bain d'huile très visqueuse. Cette huile est contenue dans un bac clos où a été aménagée une ouverture pour le passage du support de la palette. Il est rempli complètement pour éviter que l'huile n'entre en oscillation.

2) Fréquence

Pour des raisons que nous verrons au Ch. IV § II et pour celles qui suivent, la fréquence de modulation est de 115 Hertz. Cette fréquence permet d'obtenir, pour l'élongation angulaire adoptée, un nombre suffisamment grand de périodes. Dans ce cas le signal donne les mêmes résultats qu'une onde sinusoïdale illimitée.

3) Équilibrage

Pour obtenir un mouvement linéaire de la compensatrice il est indispensable de l'amener à l'équilibre indifférent. Pour cela nous disposons d'un système de masselottes qui permet de déplacer le centre de gravité.

L'étude de l'équilibrage s'est faite à l'aide du montage représenté par la figure VI B.

Module FF1

Fig. VIII.B

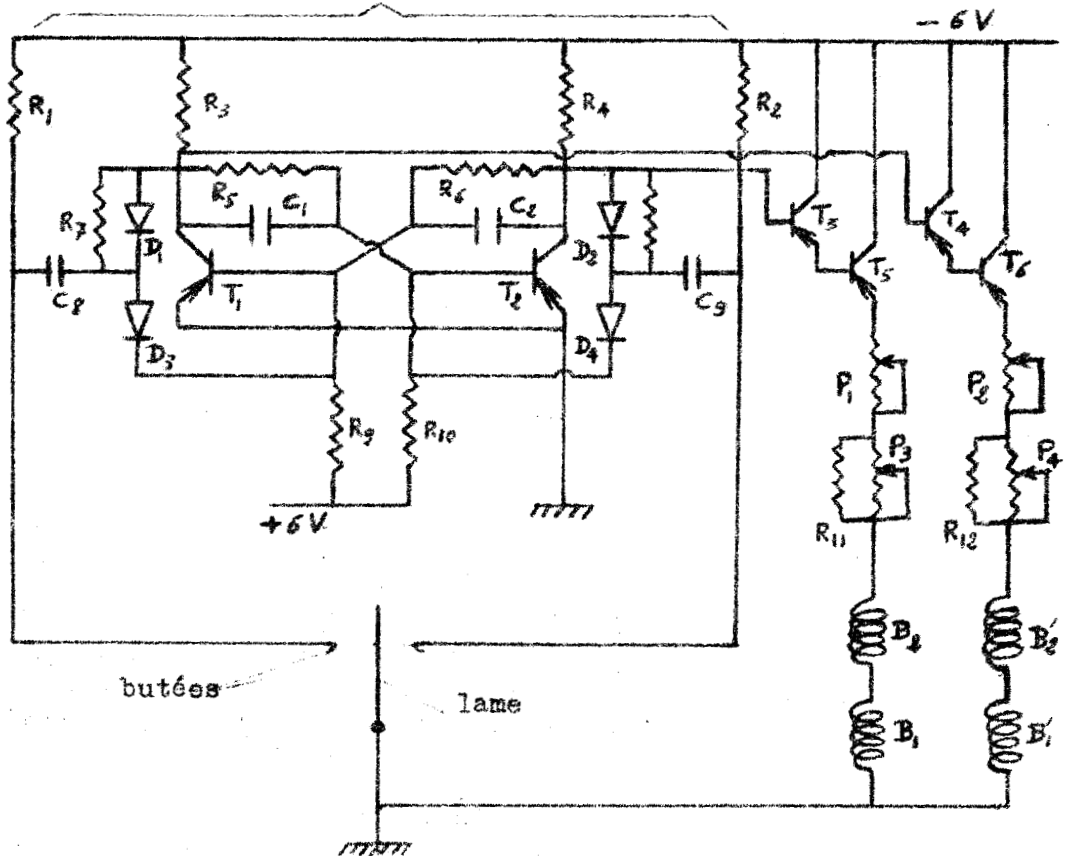
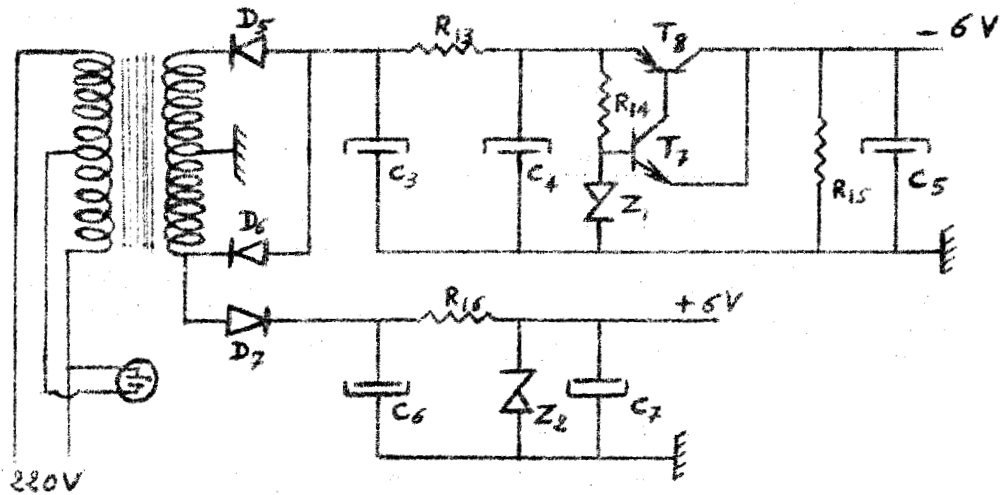


Fig. IX.B



$R_1 R_2 : 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{11} R_{12} : 47 \Omega$
 $R_{13} : 10 \Omega$
 $R_{14} : 470 \Omega$
 $R_{15} : 330 \Omega$
 $R_{16} : 560 \Omega$

$C_3 : 500 \mu\text{F}$
 $C_4 C_6 : 1000 \mu\text{F}$
 $C_5 C_7 : 100 \mu\text{F}$

$P_1 P_2 : 470 \Omega$
 $P_3 P_4 : 47 \Omega$
 $Z_1 Z_2 : 106Z4$

$T_3 T_4 : \text{AC } 125$
 $T_5 T_6 : \text{AC } 128$
 $T_7 : \text{AD } 161$
 $T_8 : \text{AC } 128$

R d'une bobine : 20Ω

L'équilibre indifférent est obtenu quand, la lame de la compensatrice étant arrêtée entre les butées, elle ne retourne ni vers l'une ni vers l'autre de ces butées. Nous pouvons facilement observer cet équilibre à l'aide de l'enregistreur suiveur de spot. (fig VII B).

L'étude des courbes enregistrées nous a amené à renforcer l'axe sur lequel est fixé la palette. En effet, celui-ci était soumis à un couple de torsion dont l'action était visible sur l'enregistrement chaque fois que le mouvement de la compensatrice changeait de sens.

4) Obtention du mouvement oscillatoire de la compensatrice (Fig VIII B)

Le mouvement de la compensatrice est obtenu à l'aide de deux aimants, solidaires de la compensatrice, plongeant dans deux bobines doubles B_1 et B_2 , ainsi que B_1' et B_2' sont mises en série. Le champ (donc la force) créé par le courant circulant dans B_1 et B_2 est opposé à celui créé par B_1' et B_2' . Ce courant est distribué alternativement à chacun de ces groupes de bobines.

Les bobines sont disposées de façon à équilibrer les efforts par rapport à chacun des couteaux sur lesquels repose la compensatrice.

La méthode utilisée consiste à fixer sur la compensatrice une lame de ressort assez rigide qui vient en contact avec deux butées délimitant l'amplitude du mouvement. Ces butées sont reliées au circuit de déclenchement d'un multivibrateur bistable. Chaque fois que la lame arrive sur butée elle met cette butée qui est au potentiel de -6volts en contact avec la masse ; une impulsion est envoyée au multivibrateur qui bascule.

Ce procédé permet d'atteindre très rapidement la vitesse limite car en arrivant sur butée la lame de ressort emmagasine l'énergie cinétique de la compensatrice pour la restituer au moment où le mouvement change de sens. De cette façon nous avons une force qui s'ajoute à la force électro magnétique due aux bobines au début de chaque inversion de sens.

Nous avons vu que $iT = c^{te}$ Par suite en faisant varier i nous modifions la fréquence d'oscillation de la compensatrice, donc la vitesse v , et nous changeons la fréquence de modulation.

Remarquons que les impulsions parasites qui pourraient se produire par suite d'un rebondissement de la lame seraient sans effet sur le fonctionnement du multivibrateur bistable.

Le courant maximal dans les bobines est de 150mA. Le multivibrateur ne pouvant délivrer des créneaux de puissance, nous avons fait suivre chacune des sorties du multivibrateur d'un étage du type Darlington.



Fig.X.B

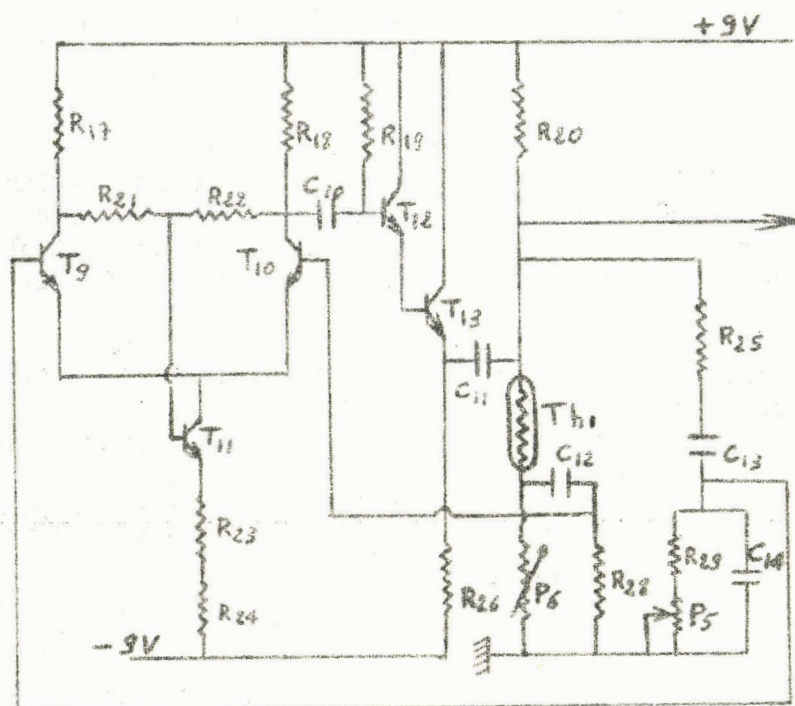
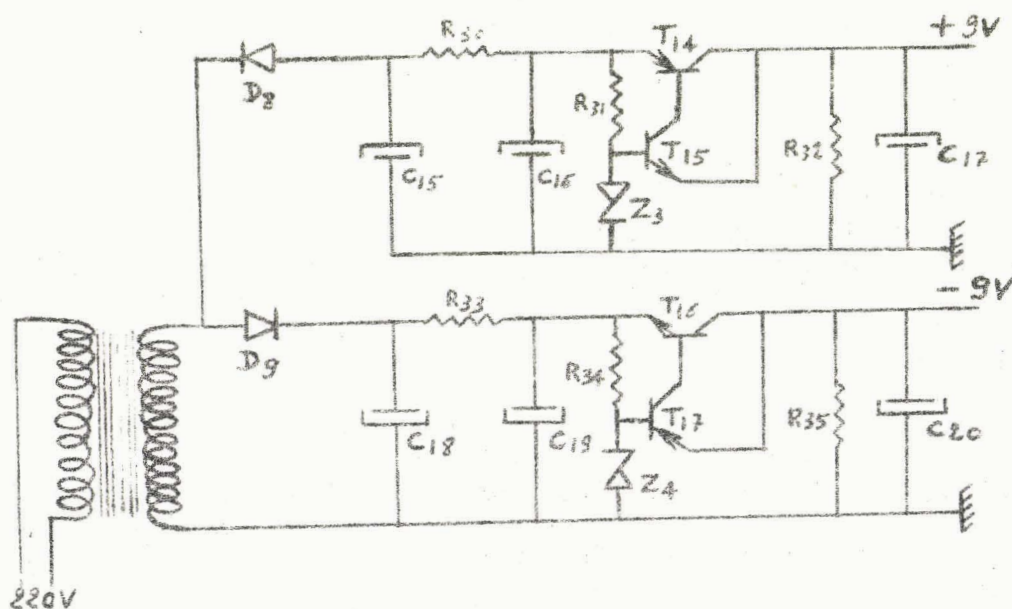


Fig.XI.B.



$R_{17}R_{18}$: 68 k Ω	R_{26} : 560 Ω	$C_{10}C_{11}C_{12}$: 2,2 μF	D_8D_9 : 10J2
R_{19} : 3,9 M Ω	R_{28} : 4,7 k Ω	$C_{15}C_{18}$: 500 μF	$T_9T_{10}T_{11}T_{12}$: 2N3391
R_{20} : 2,2 k Ω	R_{29} : 3,3 k Ω	$C_{16}C_{19}$: 1000 μF	$T_{13}T_{15}T_{16}$: AC127
$R_{21}R_{22}$: 220 k Ω	$R_{30}R_{33}$: 10 Ω	$C_{17}C_{20}$: 100 μF	$T_{14}T_{17}$: AC128
R_{23} : 27 k Ω	$R_{31}R_{34}$: 560 Ω	Z_3Z_4 : 109Z4	Th_1 : 1 k Ω
R_{24} : 4,7 k Ω	$R_{32}R_{35}$: 1,5 k Ω		
R_{25} : 3,3 k Ω			

Dans le circuit des émetteurs des transistors de sortie (T_5 et T_6) se trouvent en série les bobines ainsi que les potentiomètres⁵ permettant le dosage du courant dans les bobines.

Le montage électronique nécessite deux alimentations (fig IX B) fournissant :

- 6 volts	250 mA
+ 6 volts	1 mA

III - OSCILLATEUR DE REFERENCE (Fig X B)

C'est un oscillateur à pont de Wien ; sa fréquence est la même que celle de l'amplificateur sélectif (le potentiomètre P_6 permet d'aligner les deux fréquences). Il permet, en formant des courbes de Lissajous avec le signal modulé par la compensatrice, de régler correctement la vitesse de cette dernière par action sur les potentiomètres P_1, P_2, P_3, P_4 .

Cet oscillateur utilise un étage différentiel ; l'impédance des émetteurs est constituée par un transistor T_{11} , ce qui évite d'avoir à utiliser une grande résistance dans le circuit des émetteurs, et assure néanmoins une impédance dynamique élevée.

La réaction se fait sur le transistor T_9 , la contre réaction dosée par P_5 se fait sur T_{10} . La stabilité en amplitude est assurée par la thermistance TH_1 . Pour que la température ambiante n'ait pas d'influence sur le fonctionnement de l'oscillateur nous avons fait parcourir la thermistance par un courant continu ; de cette façon nous plaçons le point de fonctionnement à une température supérieure à la température ambiante.

Les transistors T_{12} et T_{13} constituent un montage Darlington qui permet de sortir les oscillations sous faible impédance.

Ce montage nécessite deux alimentations représentées sur la fig XI B.

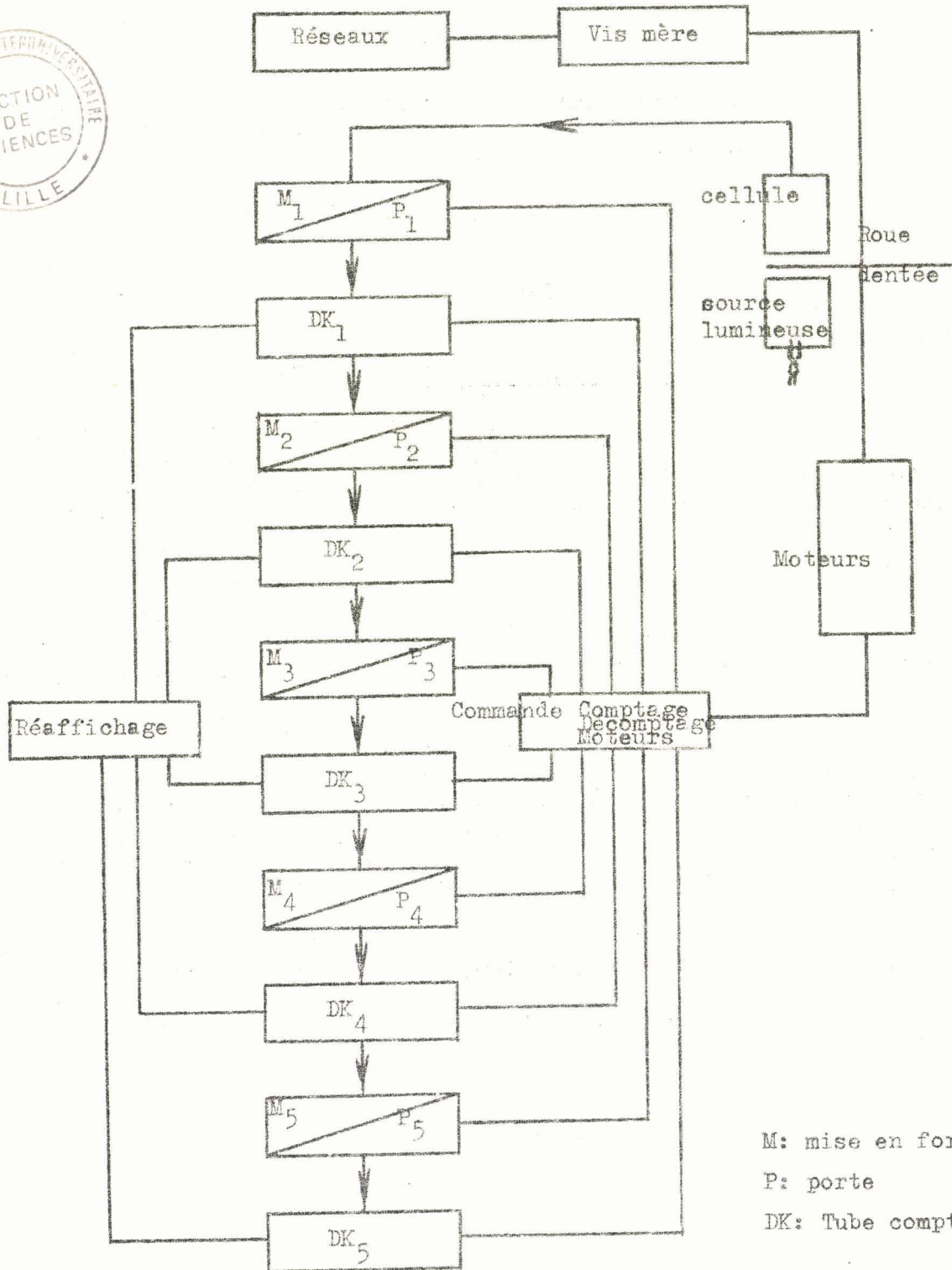


Fig IC Schéma synoptique du compteur.

COMPTEUR

I - PRINCIPES

Le rôle du compteur est de repérer la position des réseaux. Ceci est obtenu en comptant le nombre de tours accomplis par l'arbre moteur entraînant le système de pivotement des réseaux. Chaque position des réseaux est repérée par un nombre sur le compteur.

La première solution envisagée a été d'utiliser un compteur mécanique couplé à l'arbre du moteur par un flexible. Cette solution économique a dû être abandonnée car les vibrations engendrées étaient fatales au réglage optique du S I S A N.

La solution du compteur électronique a été retenue. Les impulsions servant au comptage sont obtenues en occultant un faisceau lumineux par un disque denté porté par l'arbre de transmission du système d'entraînement des réseaux.

Il est utile de construire un compteur pouvant afficher 100.000 car le dérèglement complet de la teinte plate donnée par une raie monochromatique (demi largeur de la fonction d'appareil) correspond à 10 impulsions reçues par le compteur. 100.000 correspond à une rotation de 10 degrés des réseaux.

Ce compteur doit pouvoir compter ou décompter suivant le sens de déplacement des réseaux et pouvoir réafficher la valeur voulue à la mise en fonctionnement.

La fréquence maximale de comptage est de 700 Hertz, elle correspond à une vitesse rapide d'entraînement des réseaux ; pour la vitesse lente elle est de 2 Hertz.

L'affichage se fait à l'aide de tubes compteurs décinaux à cathode froide à deux sens de rotation.

Les impulsions lumineuses sont transformées en impulsion électriques par une photo diode. Ces informations, de fréquence F , sont transmises à un circuit de mise en forme M_1 , puis à une porte P_1 commandée par le contacteur S_1 (comptage - décomptage) dont le rôle est d'aiguiller les impulsions vers les guides du tube compteur DK1 (unités). Ce dernier remplit à la fois les fonctions affichage et division par 10.

Les impulsions de sortie de DK1, de fréquence $\frac{F}{10}$, traversent un étage de mise en forme M_2 , puis une porte P_2 (M_2 et P_2 sont identiques à M_1 et P_1) les aiguillant en sens voulu sur le deuxième tube compteur $DK2$ (dizaines), et ainsi de suite.

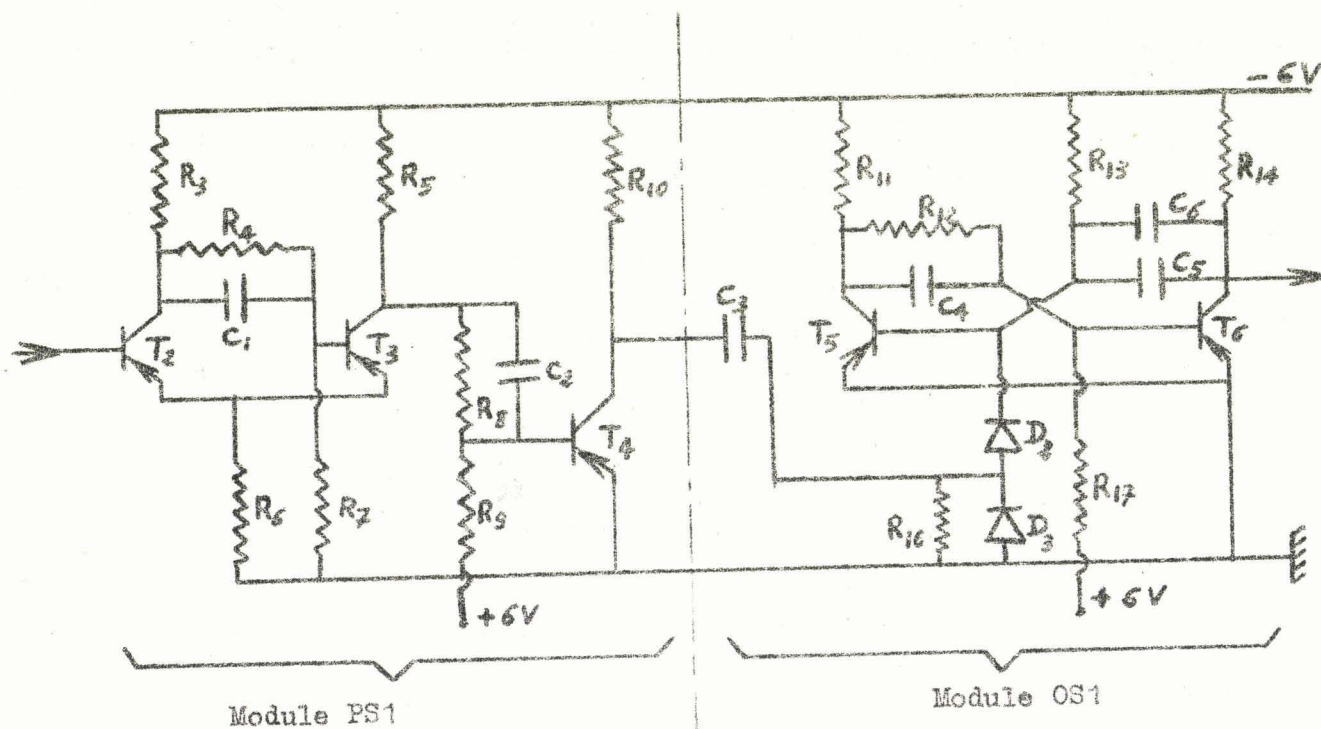
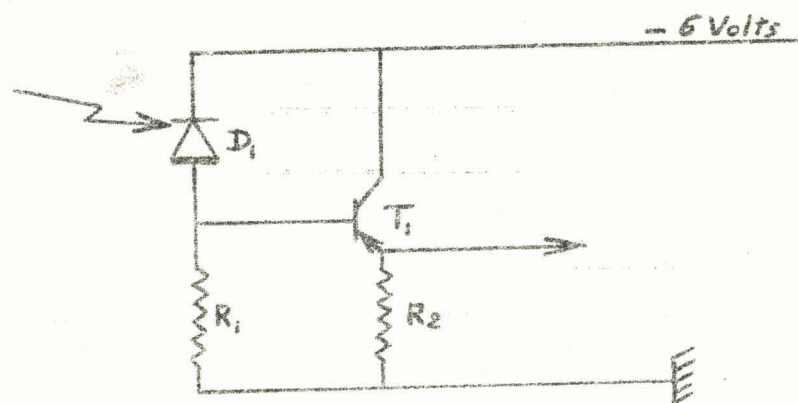


Fig. III.C

$R_1 : 220 \text{ k}\Omega$

$R_2 : 10 \text{ k}\Omega$

$C_5 : 10 \text{ 000pF}$

$D_1 : \text{OAP12}$

$T_1 : \text{AC107}$

Avant de commencer l'étude détaillée des circuits, rappelons brièvement le principe de fonctionnement du tube compteur :

Il comporte une anode et 10 cathodes froides disposées circulairement.

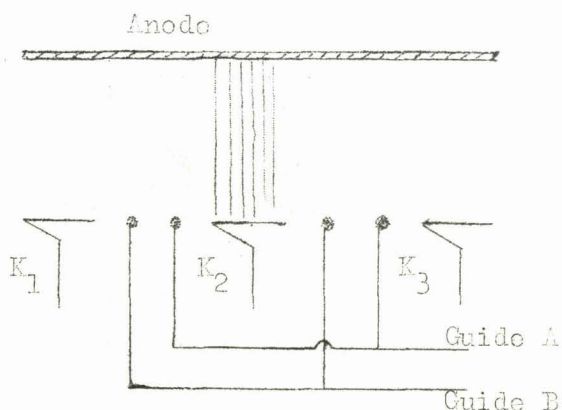


Fig II C

La décharge s'établit entre une cathode et l'anode. Deux guides recevant des impulsions légèrement décalées l'une par rapport à l'autre commandent le passage de la décharge d'une cathode à la cathode suivante, l'ordre de décalage choisissant le sens de rotation :

ex : la décharge étant établie sur K_2 , si nous appliquons les impulsions dans l'ordre A B la décharge passe de K_2 à K_3 , inversent si nous appliquons les impulsions dans l'ordre B A la décharge passe de K_2 à K_1 .

II - CIRCUIT DE MISE EN FORME (Fig III C)

Les impulsions reçues sur la résistance de charge R_L de la photo diode sont transmises à un étage collecteur commun qui permet de les transporter sous faible impédance jusqu'au compteur situé à plusieurs mètres.

Ces impulsions ne sont pas utilisables directement pour déplacer la décharge d'une cathode sur la suivante, il faut leur donner une forme convenable et les amplifier. Elles déclenchent un amplificateur de mise en forme (module PS1) qui les transforme en impulsions à front raide (temps de montée 0,2 microseconde), condition nécessaire pour déclencher le multivibrateur monostable (module OS1) qui suit. Le temps de montée du signal d'entrée de ce module doit être inférieur à 0,4 microseconde pour une amplitude de 4 volts minimum.

La durée des impulsions fournies par le multivibrateur monostable doit être suffisamment longue pour commuter la décharge des tubes compteurs avec certitude et suffisamment courte pour pouvoir compter à une fréquence de 700 Hertz .

$$\text{Il faut : } 75 \mu s < T < 1400 \mu s$$

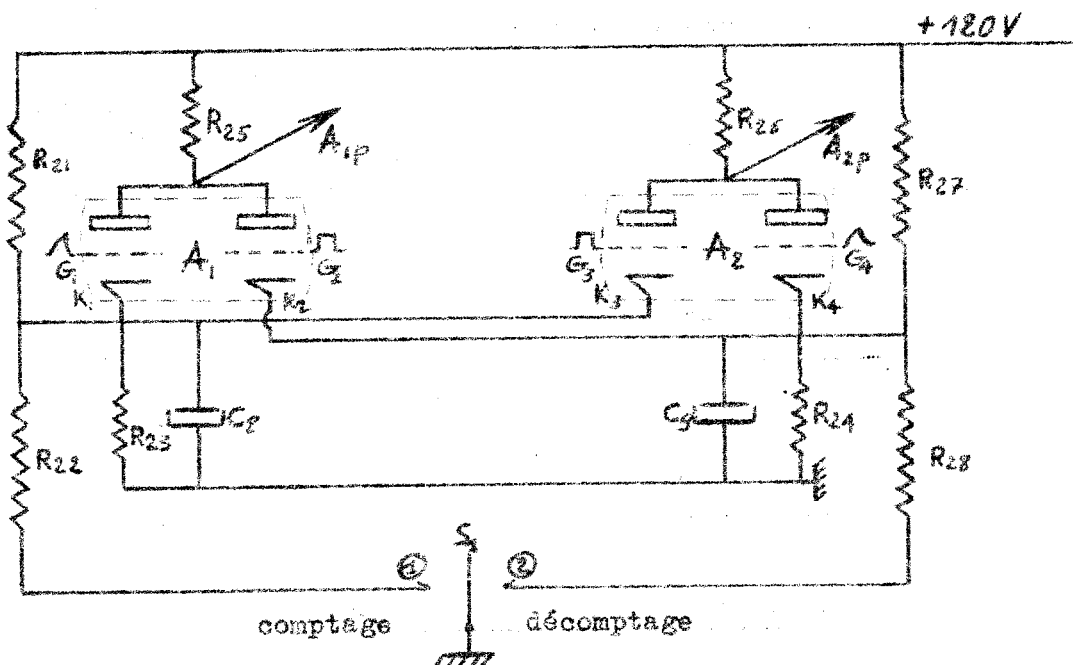
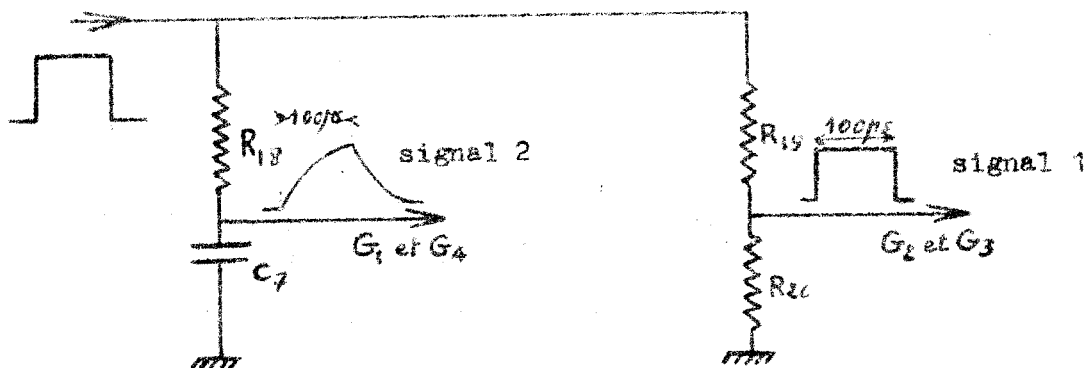


Fig. V.C.

R_{18}	: 120 k Ω
R_{19}	: 4,7 k Ω
R_{20}	: 10 k Ω
R_{21} R_{27}	: 8,2 k Ω
R_{22} R_{28}	: 560 Ω
R_{23} R_{24}	: 680 Ω
R_{25} R_{26}	: 47 k Ω

C_7	: 0,22 μ F
C_8 C_9	: 50 μ F
A_1 A_2	: 12 AT 7

Nous avons choisi $T = 200$ microsecondes. Cette durée a été gardée pour tous les multivibrateurs monostables du montage. Le module OS1 délivrant des impulsions de 5 microsecondes, nous avons amené la durée de ces impulsions à 100 microsecondes en plaçant un condensateur C_6 entre collecteur de T_6 et base de T_5 .

En effet quand le transistor T_5 a reçu l'impulsion de déclenchement le condensateur C ($C_5 + C_6$) se décharge avec la constante de temps $R_{13} C$ de $+E - E$ ($E = 6^5$ volts), et la tension sur la base du transistor T_5 suit la loi : $V_B = -E + 2 E \exp \frac{-t}{R_{13} C}$.

L'état instable du multivibrateur se termine quand la tension sur la base de T_5 devient nulle. En faisant $V_B = 0$ dans l'expression ci-dessus nous obtenons la durée du crêteau : $T = 0,7 R_{13} C$. Nous pouvons faire varier T en changeant la valeur de C .

III - PORTES (fig IV et V C)

A partir du crêteau sortant du multivibrateur nous formons deux signaux (fig IV a) :

- l'un est un crêteau d'amplitude 4 volts et de durée 100 μ s (signal 1).
- l'autre est obtenu à partir du circuit intégrateur $R_{18} C_7$; sa forme est représentée sur la figure IV C (signal 2).

Il est nécessaire d'avoir ces formes de signaux sur les guides des tubes compteurs pour assurer la commutation de la décharge sur la cathode suivante. Nous montrerons au § IV que l'effet est le même que celui de deux signaux rectangulaires légèrement décalés dans le temps.

Ces signaux sont transmis aux grilles de deux doubles triodes amplificatrices qui servent de porte et les dirigent vers les guides convenables des tubes compteurs suivant qu'on se trouve en comptage ou en décomptage.

Le signal 1 est transmis sur G_2 et G_3 , le signal 2 sur G_1 et G_4 .

Les anodes des tubes ont deux à deux une résistance de plaque commune et transmettent les signaux aux guides A et B du tube compteur.

Les cathodes sont également reliées deux à deux comme l'indique le schéma ($K_1 K_3$ et $K_2 K_4$).

Suivant la position du commutateur S_1 (comptage - décomptage) nous recueillons en A_{1P} le signal 1 amplifié et en A_{2P} le signal 2 amplifié (décomptage) ou en A_{2P} le signal 1 amplifié et en A_{1P} le signal 2 amplifié (comptage) - l'amplitude de ces signaux est de l'ordre de 100 Volts.

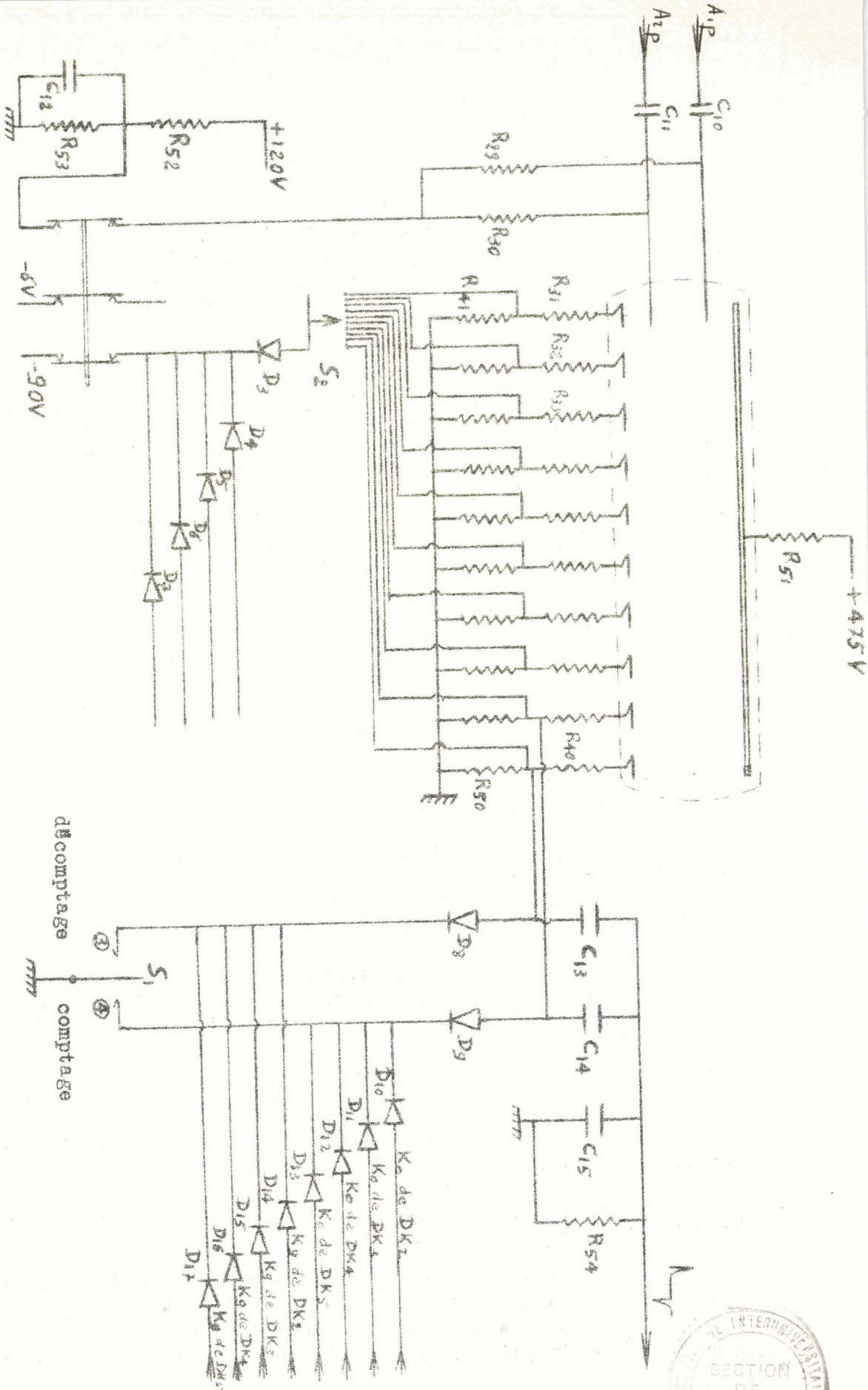


FIG. VII.C

- | | | | | | | | | | | |
|-----------------|-----------------|----------|-----------------|----------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------|-----------------|---------------------------|
| R ₂₉ | R ₃₀ | : 120 kΩ | R ₅₂ | : 470 kΩ | C ₁₀ | C ₁₁ | C ₁₂ | : 2,2 μF | DK ₁ | : Z 502 S |
| R ₃₁ | R ₄₀ | : 100 kΩ | R ₅₃ | : 120 kΩ | C ₁₃ | C ₁₄ | | : 2200 μF | D ₃ | à D ₁₇ : OA 85 |
| R ₄₁ | R ₅₀ | : 33 kΩ | R ₅₄ | : 100 kΩ | C ₁₅ | | | : 390 μF | | |
| R ₅₁ | | : 820 kΩ | | | | | | | | |



Le commutateur S1 permet de bloquer fortement deux triodes, les deux autres se trouvant au voisinage du cut off.

Le choix d'un fonctionnement au voisinage du cut off permet d'éviter, au moment de la commutation de S1, d'avoir sur l'anode une impulsion supérieure à 70 volts ce qui serait suffisant pour déplacer la décharge du tube compteur.

Pour l'ensemble des portes, il n'a été utilisé que deux résistances de cathodes R_{23} et R_{24} :

R_{23} étant reliée à toutes les cathodes K_1 et K_3 et R_{24} à toutes les cathodes K_2 et K_4 .

IV - TUBES COMPTEURS - DECOMPTEURS (fig VII C)

Les tubes compteurs peuvent être utilisés jusqu'à une fréquence de 4 K H z.

Le guide A (ou B) reçoit un créneau d'amplitude 100 volts environ et de durée 100 microsecondes, le guide B(ouA) reçoit une impulsion de même amplitude mais ayant la forme du signal 2. Nous obtenons de cette façon le même résultat qu'en envoyant sur le guide B (ou A) une impulsion légèrement en retard par rapport à l'impulsion reçue par le guide A(ouB).

Prenons le cas où c'est le guide A qui reçoit le créneau. L'impulsion arrivant sur le guide A déplace sur ce guide la décharge existant entre la cathode et l'anode. L'impulsion reçue par le guide B n'a pas d'action tant que celle qui est appliquée au guide A existe, mais sitôt qu'elle disparaît la décharge passe sur le guide B sur lequel le potentiel est encore voisin de 100 volts. Quand l'impulsion sur le guide B disparaît à son tour, la décharge s'établit entre l'anode et la cathode la plus proche. Nous avons de cette manière fait passer la décharge d'une cathode à la suivante. Le processus se répète tant que des impulsions sont appliquées aux guides.

Si nous permutons les impulsions entre les guides A et B, nous obtenons un déplacement de la décharge en sens inverse.

Pour assurer un fonctionnement correct les guides doivent être polarisés à + 30 volts.

Les signaux recueillis sur les cathodes K_9 et K_{10} servent à déplacer la décharge du tube compteur suivant. Nous prenons les signaux sur K_9 dans la position comptage ; celui venant de K_{10} étant mis à la masse, et inversement dans la position décomptage.

Ce signal est différencié par le circuit $R_{54} C_{13}$ ou $R_{54} C_{14}$ suivant le cas. C'est l'impulsion négative correspondant au front arrière du signal qui sert à déclencher le trigger d'entrée de l'étage suivant. Le condensateur C_{15} sert à éliminer les impulsions parasites.

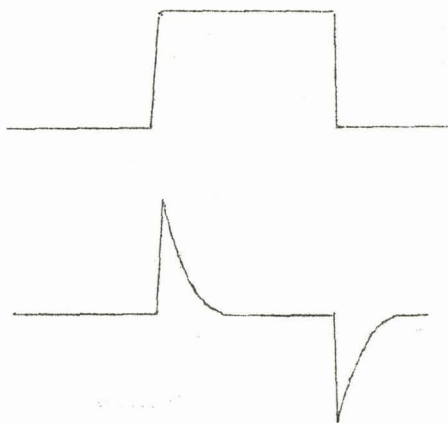


Fig. VI.C

Le commutateur S_1 (comptage décomptage) utilise les mêmes contacts pour toutes les cathodes K_0 et K_9 des cinq tubes compteurs. Ceci nécessite l'introduction de diodes (D_8 à D_{17}) entre les différentes cathodes et la masse pour ne pas avoir d'interférences entre les signaux issus des cathodes des différents tubes compteurs quand ces signaux ne sont pas mis à la masse.

V - RÉAFFICHAGE (Fig. VII.C)

À la mise en service du compteur, la décharge dans les tubes se fixe sur une cathode quelconque. Il est alors nécessaire de disposer d'un système permettant de réafficher le chiffre existant avant l'arrêt en fin d'utilisation précédente.

Pour fixer la décharge sur la cathode choisie nous coupons les guides de leur source de polarisation en même temps que nous appliquons sur cette cathode une tension négative qui a pour effet d'accroître le champ entre celle-ci et l'anode. Un commutateur rotatif S_2 permet ce choix et de plus assure la fonction mémoire du compte antérieur à condition d'avoir recopié le chiffre indiqué par le compteur avant sa mise hors service.

Examinons comment se fait le déplacement de la décharge. Supposons qu'elle existe entre K_1 et l'anode et que nous voulons la faire passer sur K_5 . L'effet du potentiel négatif appliqué sur K_5 est d'augmenter le gradient de potentiel entre cette cathode et l'anode, donc d'établir la décharge sur K_5 car le potentiel d'ionisation se trouve alors dépassé. La décharge étant établie, il en résulte une chute de tension sur l'anode puisque la tension entre K_5 et l'anode est la tension de régime. De ce fait la tension entre K_1 et l'anode tombe au dessous du potentiel de désionisation et la décharge disparaît sur K_1 .

Si avant le réaffichage la décharge est établie sur une cathode K_9 ou K_{10} nous obtenons au moment où elle disparaît une impulsion qui est transmise au circuit de mise en forme suivant. C'est pour cette raison que la tension d'alimentation des circuits de mise en forme est automatiquement coupée pendant le réaffichage.

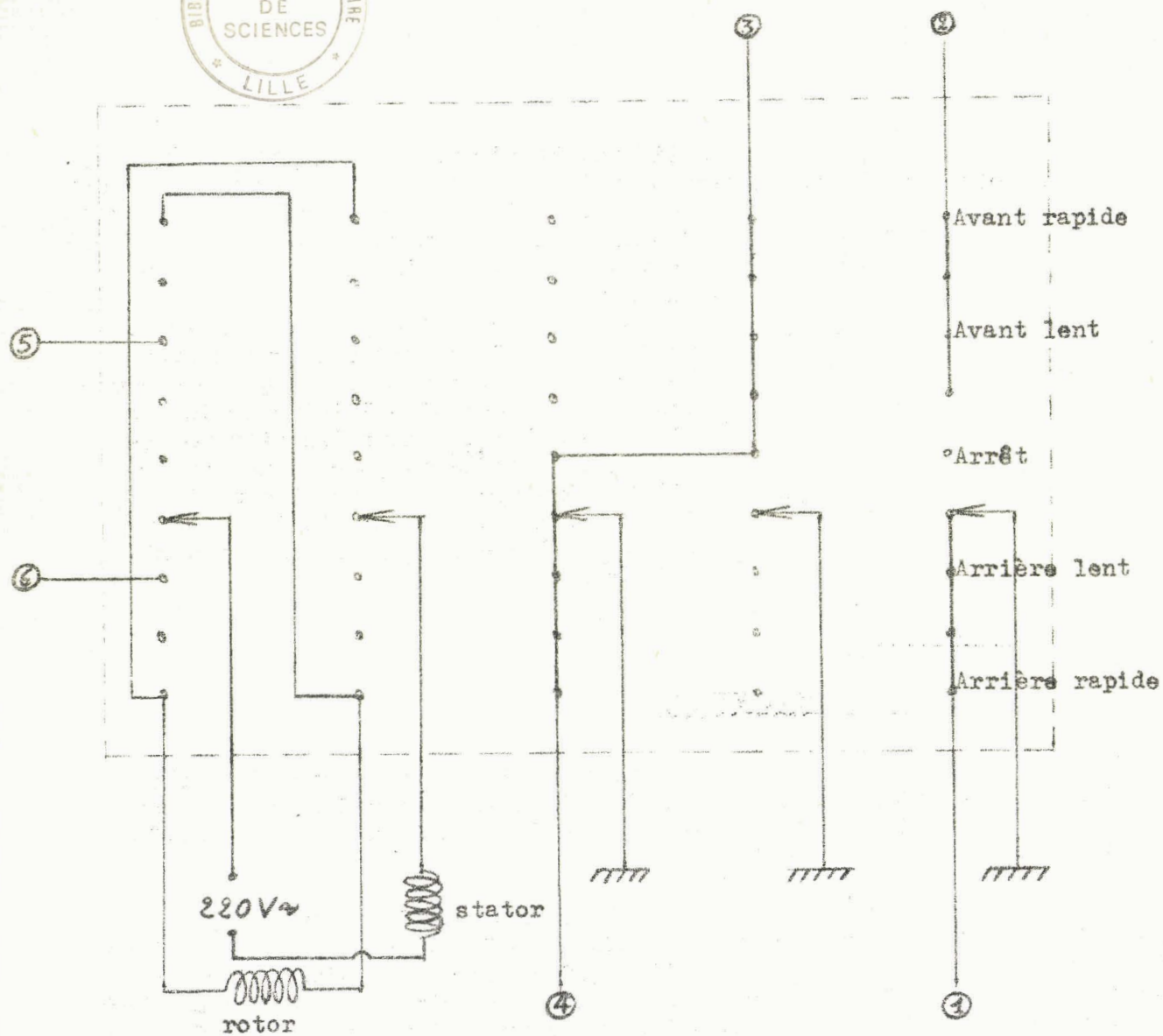


Fig. VIII.C.

- | | |
|--------|-------------------------------|
| 1 et 2 | vers portes |
| 3 et 4 | vers tubes compteurs |
| 5 et 6 | vers moteur lent et embrayage |

VI - COMPUTATEUR S_1 (Fig VIII.C)

Il est utilisé pour mettre les circuits électroniques dans l'état correspondant au fonctionnement en comptage ou décomptage et sert également à la commande des moteurs (lent et rapide) dont il détermine le sens de marche.

Il comporte 9 positions dont 5 sont connectées et séparées par un plot libre rendu nécessaire par les constantes de temps mécaniques du système d'entraînement des moteurs.

La figure VIII.C représente le schéma de câblage ; nous y avons également représenté le rotor et le stator du moteur rapide pour faciliter la compréhension.

VII - ALIMENTATION (Fig IX C)

Examinons rapidement le principe de la stabilisation des alimentations :

Soit V_a la tension, après redressement et filtrage, et V_s la tension d'utilisation. La stabilisation en tension permet de garder V_s pratiquement constant en fonction des variations de la tension secteur ou des variations de courant dans le circuit d'utilisation.

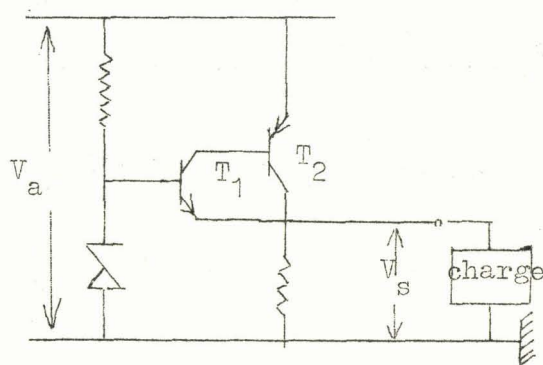
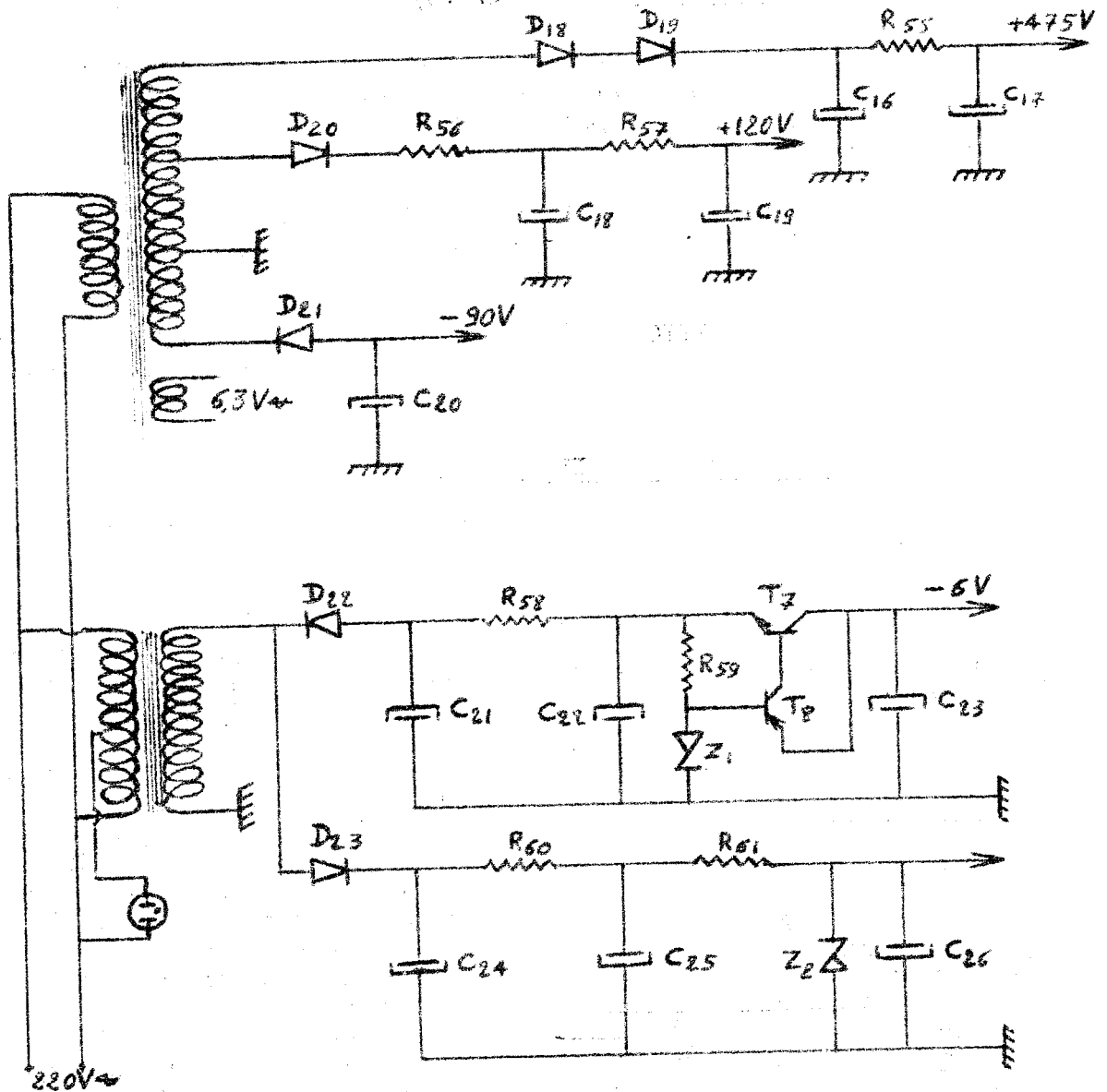


Fig. X.C

Supposons que la tension secteur augmente. V_a augmente, mais le potentiel de base de T_1 ne varie pas car la tension est fixée par la diode Zener qui sert de référence. V_s a tendance à augmenter. La polarisation de base de T_1 diminue donc. Son courant collecteur, qui constitue le courant de base de T_2 , décroît et le courant collecteur de T_2 diminue également ce qui ramène V_s à sa valeur initiale, cette valeur initiale étant déterminée par la diode Zener.

Toutes les alimentations qui ont été faites découlent de cette alimentation stabilisée classique.

Fig. IX.C.



R_{55} : 150 k Ω
 R_{56} : 960 Ω
 R_{57} : 3 k Ω
 R_{58} R_{60} : 10 Ω
 R_{59} : 560 Ω
 R_{61} : 390 Ω

C_{16} C_{17} : 0,1 μ F
 C_{18} C_{19} C_{20} : 8 μ F
 C_{21} C_{24} : 500 μ F
 C_{22} C_{23} : 1000 μ F
 C_{25} C_{26} : 100 μ F

Z_1 Z_2 : 106 Z 4

T_7 : AC 127

T_8 : AC 128

Il est nécessaire de fournir les tensions suivantes :

- + 6 Volts (11 m A) stabilisé : polarisation des modules PS1 et OS1
- 6 Volts (40 m A) stabilisé : alimentation des modules PS1 et OS1
- + 475 Volts (1,5m A) filtré : alimentation des tubes compteurs.
- + 200 Volts (8,5m A) filtré : alimentation des amplificateurs et blocage des tubes.
- 90 volts : tension nécessaire au réaffichage.
- 6,3 volts alternatif (3 A) chauffage des tubes.

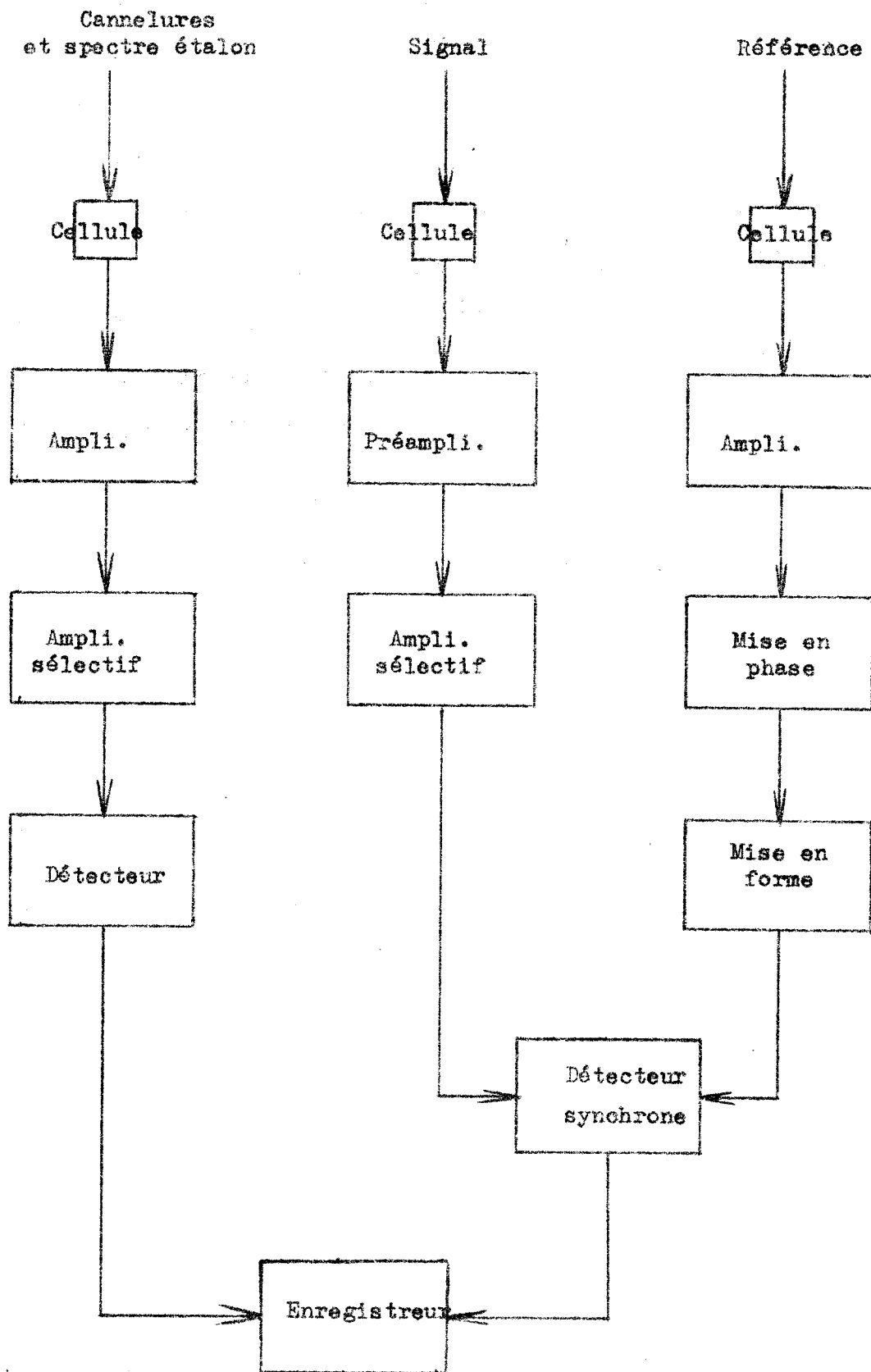


Schéma synoptique des amplificateurs

CHAPITRE -IV-

AMPLIFICATION ET DETECTION DU SIGNAL

A ETUDIER

I - GENERALITES

Le rôle de l'amplificateur consiste à donner aux signaux, dont l'amplitude est de l'ordre du microvolt, un niveau suffisant pour qu'il soit possible de les appliquer à un détecteur synchrone suivi d'un enregistreur.

Le bruit à l'entrée étant du même ordre de grandeur, que le signal, et parfois plus important, il convient de l'éliminer et de ne pas en ajouter. Pour cela nous avons pris les précautions suivantes pour la réalisation du circuit d'entrée :

- bon filtrage des sources d'alimentation
- qualité des éléments
- élimination des couplages parasites.

Il y a cependant des bruits inévitables dus au circuit d'entrée. Ils viennent :

- de l'agitation thermique des électrons.

La valeur théorique de la tension moyenne de bruit thermique E apparaissant aux bornes d'une résistance R est d'après la formule de Nyquist :

$$E^2 = 4KTR\Delta f$$

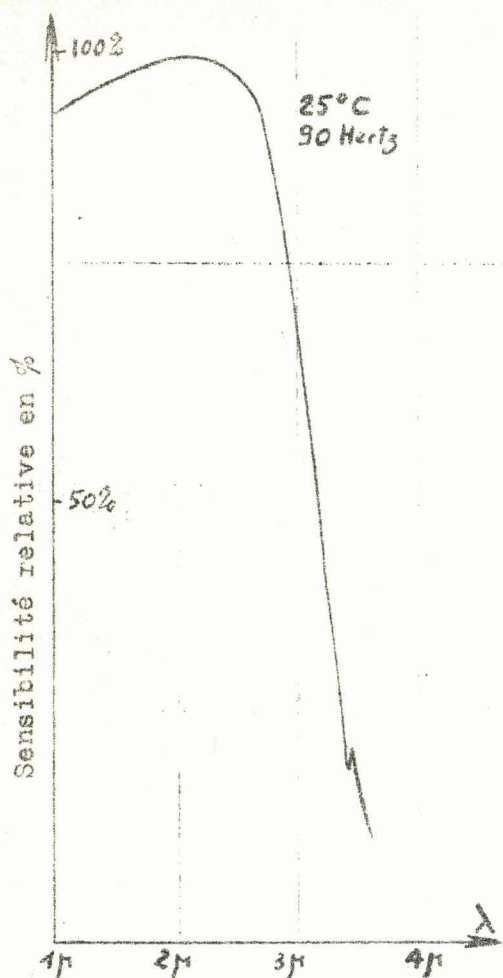
K = Cte de Boltzmann
 T = Température absolue
 Δf = Bande passante

- de l'effet de souffle dans les semi-conducteurs. (effet thermique, effet de grenaille, et effet de scintillation). Ce bruit est proportionnel à la bande passante, à la température absolue et comporte un terme inversement proportionnel à la fréquence.

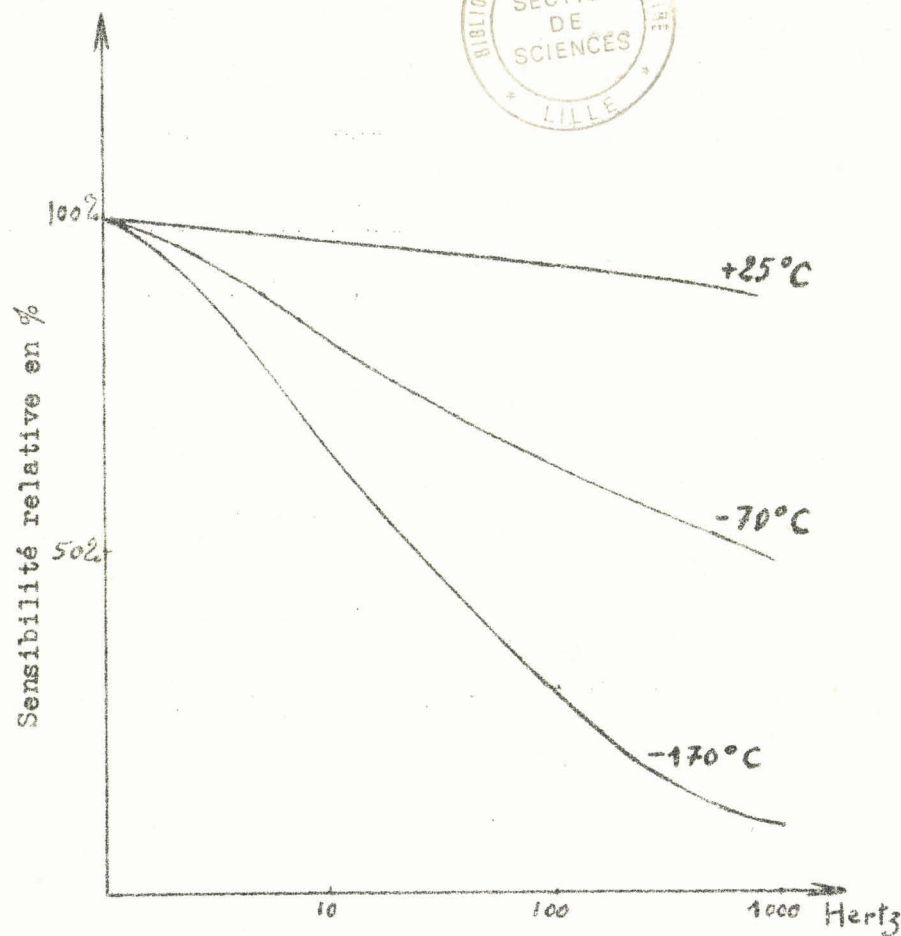
Le problème consiste donc, à obtenir un gain du 1er étage aussi grand que possible pour que cet étage soit le seul à créer du bruit dans l'amplificateur, et ensuite à éliminer le bruit dans l'amplificateur par diminution de la bande passante ; c'est le rôle de l'amplificateur sélectif et de la détection synchrone.

II - DETECTION DES SIGNAUX LUMINEUX

Le système optique sépare l'anneau central des anneaux d'interférence (diaphragme) et le faisceau lumineux est reçu sur une cellule photo résistante située sur l'image du miroir de sortie qui est éclairé uniformément.



Courbe de réponse spectrale



Réponse en fonction de la fréquence

Fig. II.d.

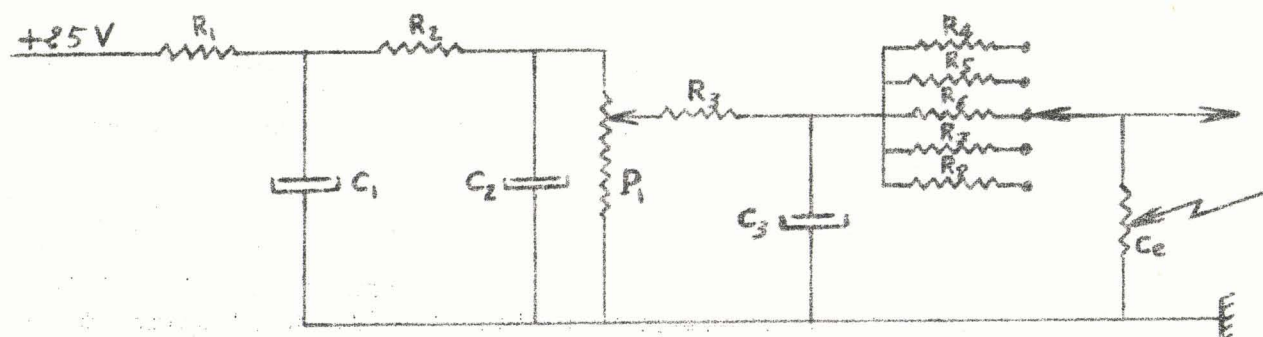


Fig. III.d.

R_1 R_2 : 120 k Ω	R_7 : 560 k Ω	C_e KODAK Ektron Detector type C_2
R_3 : 56 k Ω	R_8 : 470 k Ω	
R_4 : 2 M Ω		
R_5 : 1 M Ω	C_1 C_2 C_3 : 100 μ F	
R_6 : 820 k Ω		

Le SISAM étant destiné à l'étude des spectres situés dans le proche infrarouge nous utilisons des cellules au sulfure de plomb sensibles jusqu'à des longueurs d'onde de 3 microns environ. Ces cellules se comportent comme des résistances pures sans effet diode, elles ne sont pas sujettes au bruit microphonique.

Pour une intensité lumineuse donnée le rapport signal/bruit est proportionnel à la racine carrée de la surface sensible, il est amélioré en refroidissant la cellule. Le refroidissement augmente de l'ordre de 4% par degré, il augmente la constante de temps et élargit la bande spectrale de sensibilité.

Il existe donc une température optimale qui est voisine de -60°C pour laquelle le rapport signal/bruit est le meilleur. Remarquons que le bruit de photons est négligeable devant le bruit de la cellule.

Pour une énergie lumineuse constante le rapport signal/bruit est inversement proportionnel à la racine carrée de la surface. Nous avons donc intérêt à recevoir le signal sur une cellule de faible surface (surface de la cellule utilisée $0,25 \text{ mm}^2$)

La réponse de la cellule à une chute du signal n'est pas instantanée, étant donné la constante de temps elle sera d'autant meilleure que la fréquence est plus basse. Cependant comme il faut tenir compte du bruit du transistor de l'étage d'entrée qui est inversement proportionnel à la fréquence, nous ne pouvons pas utiliser une fréquence de modulation trop basse, elle doit être supérieure à 100 Hertz. Nous avons choisi 115Hz comme fréquence de modulation du faisceau lumineux car il faut éviter de travailler sur un harmonique du secteur.

Le signal croît linéairement avec la tension d'alimentation de la cellule qui est stabilisée et soigneusement filtrée.

Calculons quel doit être la valeur de la résistance de charge de la cellule.

La tension à ses bornes est :

$$V = \frac{R}{R + r} E$$

E = Tension d'alimentation

R = résistance de charge

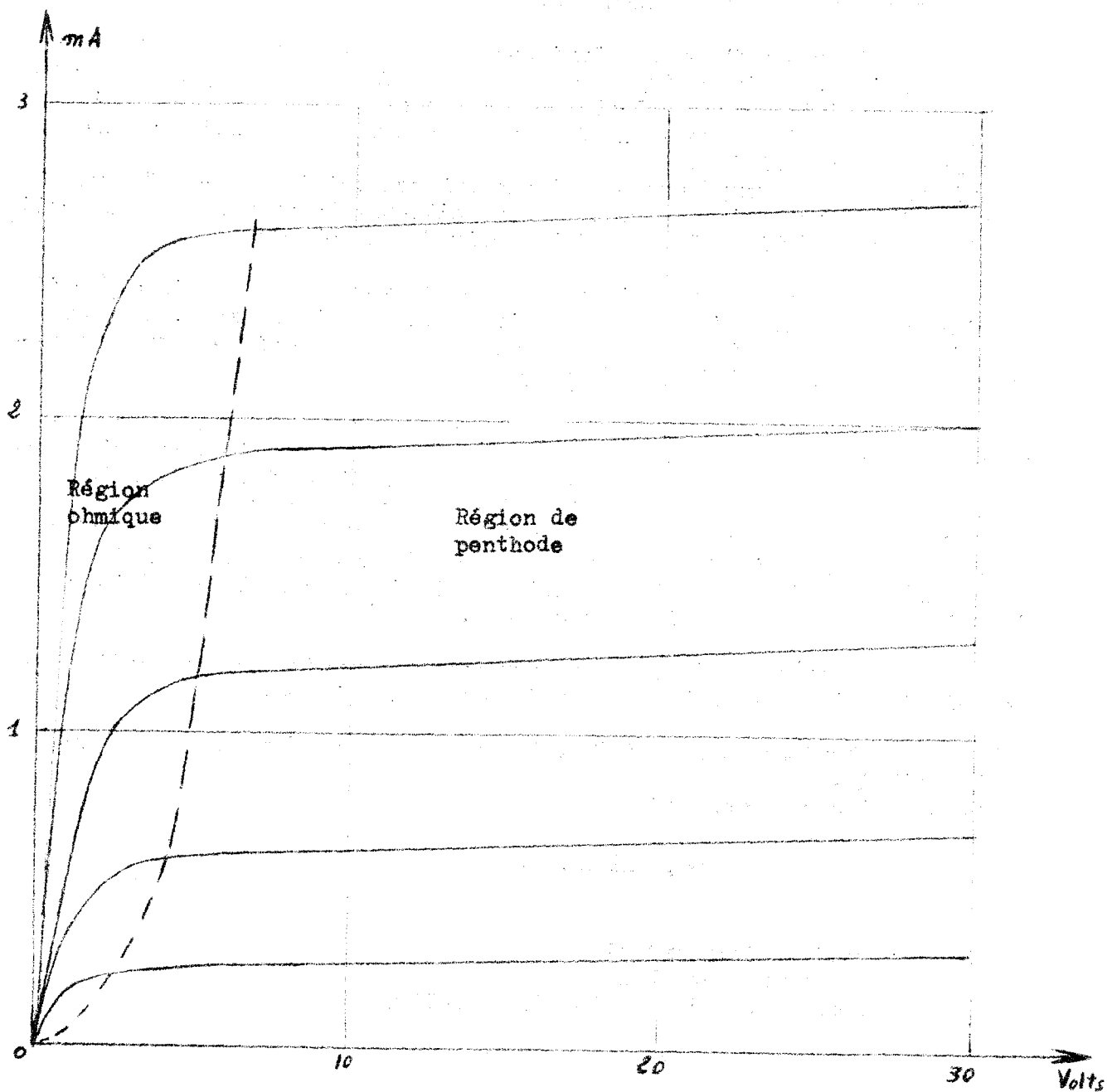
r = résistance d'obscurité de la cellule.

Le signal fourni est égal à :

$$V_e = dV = \frac{R E}{(R + r)^2} dr$$

Dérivons cette expression pour obtenir la valeur de R donnant le signal optimal

$$\frac{dV_e}{dR} = \frac{r - R}{(R + r)^3} E dr$$



Caractéristiques du transistor à effet de champ U 1283

Fig. IV.d.

Le signal est donc maximal pour $R = r$.

La résistance d'obscurité étant fonction de la température et variable d'une cellule à l'autre, nous disposons de plusieurs résistances R_4 à R_8 pour permettre l'adaptation.

La cellule est reliée par un câble coaxial à l'entrée du préamplificateur. Ce câble est le plus court possible pour éviter les pertes par capacités parasites.

III - VOIE SIGNAL

a) Préamplificateur

Nous avons vu que l'étage d'entrée du préamplificateur doit avoir un grand gain.

Ce premier étage, constitué par deux transistors à effet de champ T_1 et T_2 montés en cascades (T_2 servant de charge à T_1), permet à partir d'une faible tension d'alimentation (25 volts) d'obtenir un grand gain car la charge dynamique de T_1 est élevée. Nous remarquons d'autre part que la grande impédance d'entrée du transistor à effet de champ permet de l'utiliser à la suite d'une cellule dont la résistance d'obscurité est de l'ordre du mégohm.

Notons que le transistor à effet de champ n'est pas soumis à l'emballement thermique car le courant de drain (anode) diminue quand la température augmente.

Le même courant traversant les deux transistors le point de fonctionnement se trouve ainsi stabilisé

Les transistors étant traversés par le même courant ont le même point de fonctionnement sur les caractéristiques à conditions d'être appariés. Cependant comme ils ne le sont pas, si nous gardons le montage de la figure Vd, le transistor T_2 au lieu de fonctionner dans la partie pentode des caractéristiques travaille dans la région ohmique (Fig. VI.d).

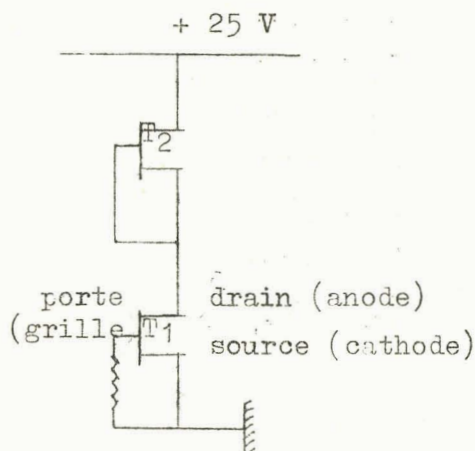


Fig. V.d.

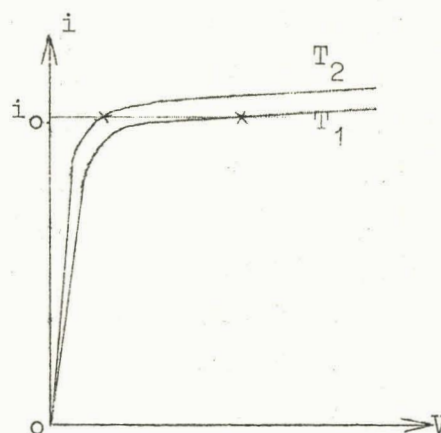


Fig. VI.d.

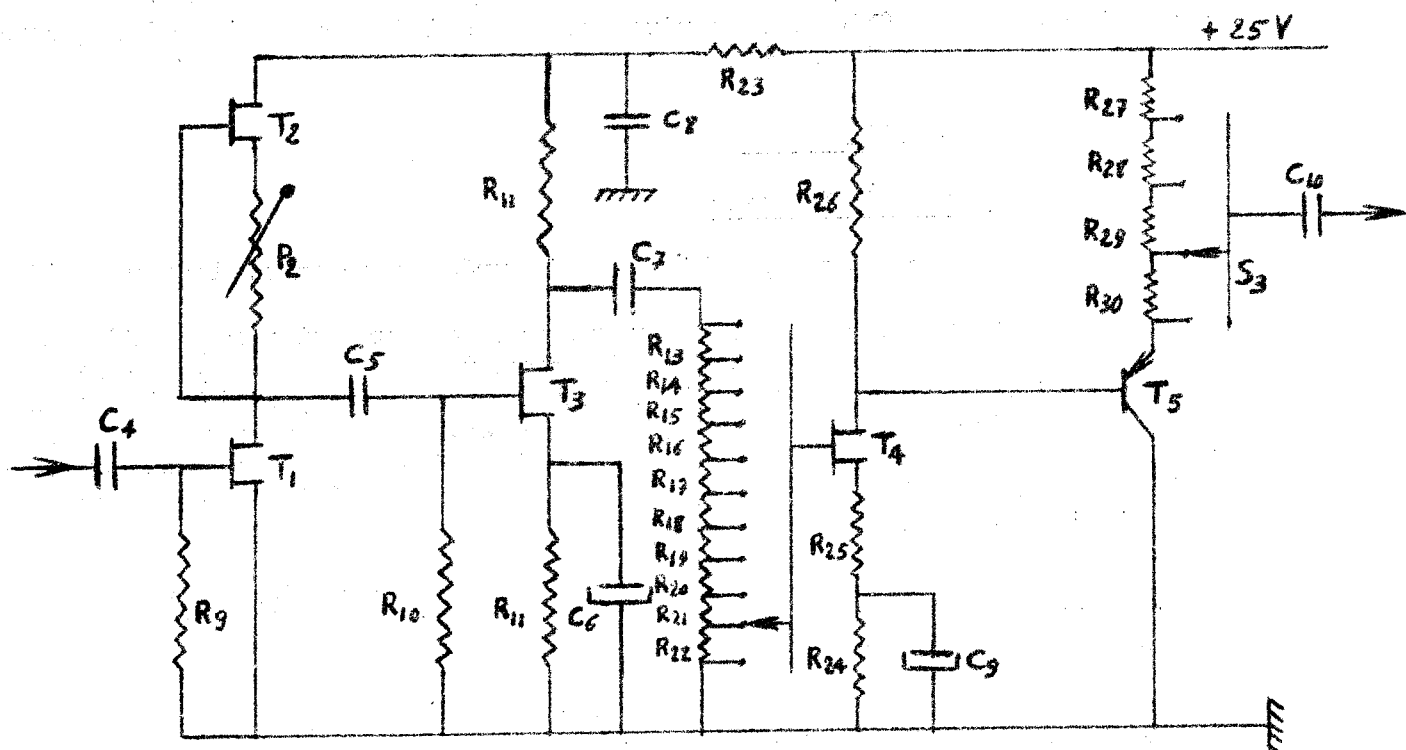


Fig. VIII.d.

$R_9 : 2 \text{ M}\Omega$
 $R_{10} : 820 \text{ k}\Omega$
 $R_{11} : 18 \text{ k}\Omega$
 $R_{12} : 220 \text{ k}\Omega$
 $R_{13} : 500 \text{ k}\Omega$
 $R_{14} : 250 \text{ k}\Omega$
 $R_{15} : 150 \text{ k}\Omega$
 $R_{16} : 50 \text{ k}\Omega$
 $R_{17} : 25 \text{ k}\Omega$
 $R_{18} : 15 \text{ k}\Omega$
 $R_{19} : 5 \text{ k}\Omega$
 $R_{20} : 2,5 \text{ k}\Omega$
 $R_{21} : 1,5 \text{ k}\Omega$
 $R_{22} : 1 \text{ k}\Omega$

$R_{23} : 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{24} : 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{25} : 8,2 \text{ k}\Omega$
 $R_{26} : 220 \text{ k}\Omega$
 $R_{27} : 5,6 \text{ k}\Omega$
 $R_{28} : 1,8 \text{ k}\Omega$
 $R_{29} : 2,2 \text{ k}\Omega$
 $R_{30} : 4,7 \text{ k}\Omega$

$P_2 : 100 \Omega$
 $C_4 : 0,5 \mu\text{F}$
 $C_5 : 5 \mu\text{F}$
 $C_6 : 10 \mu\text{F}$
 $C_7 : 5 \mu\text{F}$
 $C_8 : 500 \mu\text{F}$
 $C_9 : 100 \mu\text{F}$
 $C_{10} : 5 \mu\text{F}$

$T_1, T_2, T_3 : \text{U 1283}$
 $T_4 : \text{U 1285}$
 $T_5 : \text{AC 107}$

Nous avons amené les caractéristiques des deux transistors T_1 et T_2 en coïncidence en ajustant la polarisation de T_2 à l'aide d'une résistance placée dans la source de T_2 .

Calcul théorique du gain de l'étage d'entrée

En utilisant les notations indiquées sur la Fig. VII.d, nous avons :

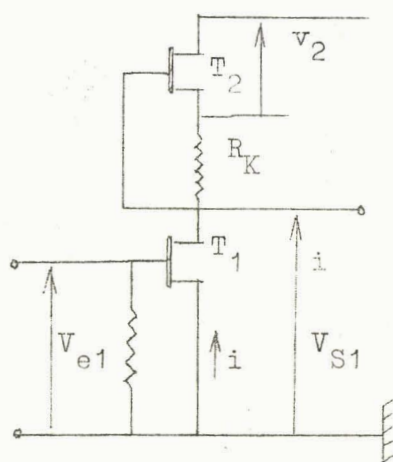


Fig. VII.d

$$i = s_1 v_{e1} + g_1 v_{s1} \quad (1)$$

$$i = s_2 v_{g2} + g_2 v_2$$

$$\text{or } v_{g2} = -R_K i$$

$$\text{et } v_2 = -v_{s1} - R_K i$$

$$\text{donc : } i = -s_2 R_K i + g_2 (-v_{s1} - R_K i)$$

$$i(1 + s_2 R_K + g_2 R_K) = -g_2 v_{s1} \quad (2)$$

En éliminant i entre les équations (1) et (2) nous obtenons :

$$s_1 v_{e1} + g_1 v_{s1} = \frac{-g_2 v_{s1}}{1 + s_2 R_K + g_2 R_K}$$

$$\text{soit } \frac{v_{s1}}{v_{e1}} = \frac{s_1}{g_1 + \frac{g_2}{A}} \quad \text{avec } A = 1 + s_2 R_K + g_2 R_K$$

Si $R_K = 0$ et $g_1 = g_2$ nous obtenons :

$$\frac{v_{s1}}{v_{e1}} = \frac{s_1}{2g_2} = \frac{\mu}{2}$$

μ étant le coefficient d'amplification d'un transistor. Le premier étage ainsi conçu nous donne un gain de 180.

T_2 est un amplificateur classique à transistor à effet de champ. Comme les signaux sont d'amplitude très variable, il est nécessaire pour ne pas saturer les étages qui suivent de prévoir un atténuateur étaloné S_2 dont la gamme s'étend de 1 à 1/1000.

Remarquons que pour les signaux de très grande amplitude il est possible de diminuer la valeur de la tension d'alimentation de la cellule (P_1 fig. IIIId), donc de diminuer l'amplitude du signal d'entrée.

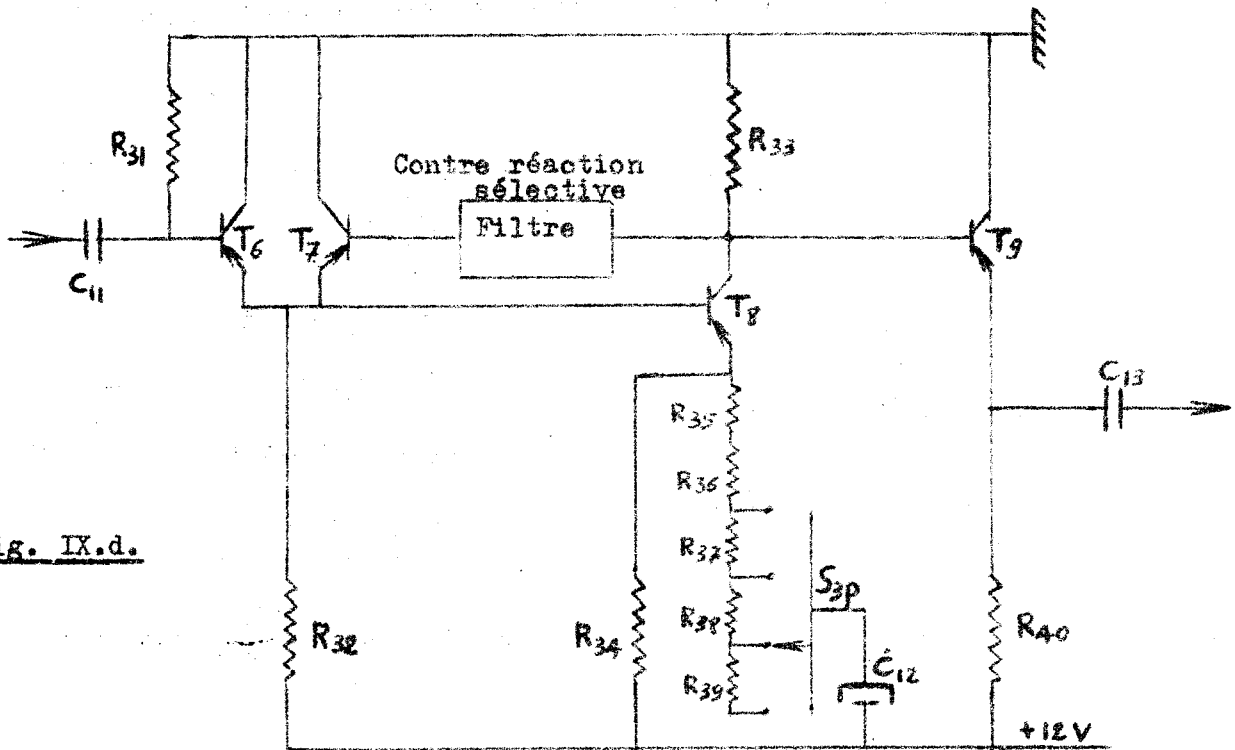


Fig. IX.d.

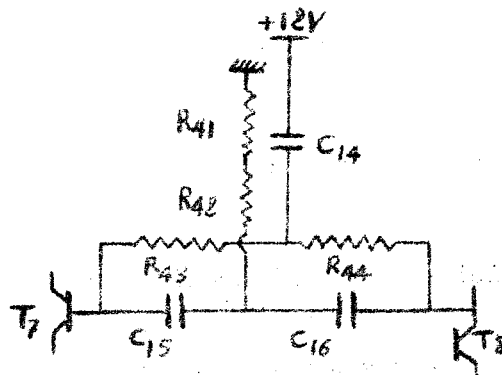


Fig. X.d.

R_{31} : 560 k Ω
 R_{32} : 330 Ω
 R_{33} : 2,7 k Ω
 R_{34} : 2,7 k Ω
 R_{35} : 33 Ω
 R_{36} : 33 Ω
 R_{37} : 10 Ω

R_{38} : 15 Ω
 R_{39} : 47 Ω
 R_{40} : 3,3 k Ω
 R_{41} : 3,3 k Ω
 R_{42} : 10 k Ω
 R_{43} : 27 k Ω
 R_{44} : 27 k Ω

P_3 : 1 k Ω

T_6 T_7 T_8 T_9 : AC 125

C_{11} : 10 μ F

C_{12} : 1000 μ F

C_{13} : 5 μ F

T_4 est un amplificateur à contre réaction partielle. Il est suivi d'un étage collecteur commun. Le signal sort donc sous faible impédance.

Le gain total du préamplificateur est de 140 000.

Un atténuateur placé à la sortie du préamplificateur est commandé par le commutateur S_{3P} jumelé avec S_{2S} de l'amplificateur sélectif. S_{2S} détermine la bande passante donc le gain de l'amplificateur sélectif. En atténuant le signal d'entrée grâce à S_{3P} , nous gardons un gain constant à l'ensemble préamplificateur-amplificateur sélectif (pour une position de S_2 donnée).

b) Amplificateur sélectif (Fig. IXd)

L'élimination du bruit par diminution de la bande passante se fait en deux étapes : l'amplification sélective et la détection synchrone.

L'amplificateur sélectif doit avoir un coefficient de surtension assez faible. Son rôle est d'élever le signal à une amplitude suffisante pour être appliqué au détecteur synchrone et d'effectuer une première élimination du bruit, et des harmoniques du signal correspondant aux autres ordres du réseau. Il n'est pas possible d'utiliser un fort coefficient de surtension car la phase varie d'autant plus vite, autour de la fréquence d'accord de l'amplificateur sélectif, que ce coefficient est grand ; or nous avons vu (§II.1a) que la fréquence de modulation varie légèrement au cours d'une demi-oscillation de la compensatrice. L'étage d'entrée T_6 permet d'attaquer en courant l'amplificateur sélectif qui comporte les transistors T_7 et T_8 .

La contre réaction sélective se fait par un filtre double T qui doit être chargé par une grande impédance, d'où le rôle de T_7 monté en collecteur commun.

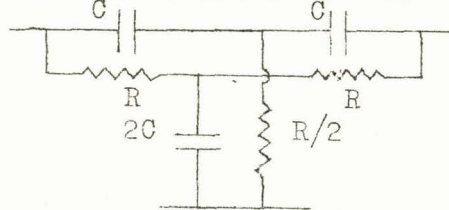
Le gain de l'amplificateur sélectif détermine le coefficient de surtension Q de l'amplificateur sélectif. Des résistances (R_{35} à R_{39}) mises en service par S_{3S} permettent d'obtenir plusieurs valeurs de Q (5, 10, 15, 20).

La liaison continue entre T_7 et T_8 améliore la stabilité thermique car le bouclage permet de compenser l'augmentation de courant due à l'un des transistors.

Le transistor T_9 est monté en collecteur commun, il sert de grande impédance de charge à l'ampli sélectif et délivre au détecteur synchrone un signal sous faible impédance.

Filtre : (contre réaction sélective Fig. Xd)

Le filtre est un double T, sa transmittance est égale à :



$$\frac{1}{1 + j \frac{4RC}{1 - R^2 C^2 \omega^2}}$$

Fig. XI.d.

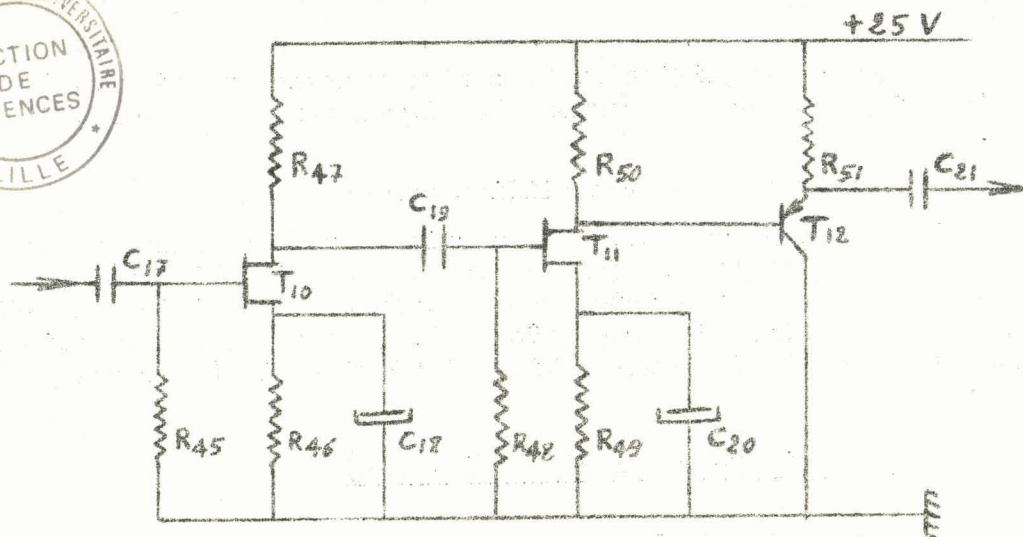


Fig. XII.d.

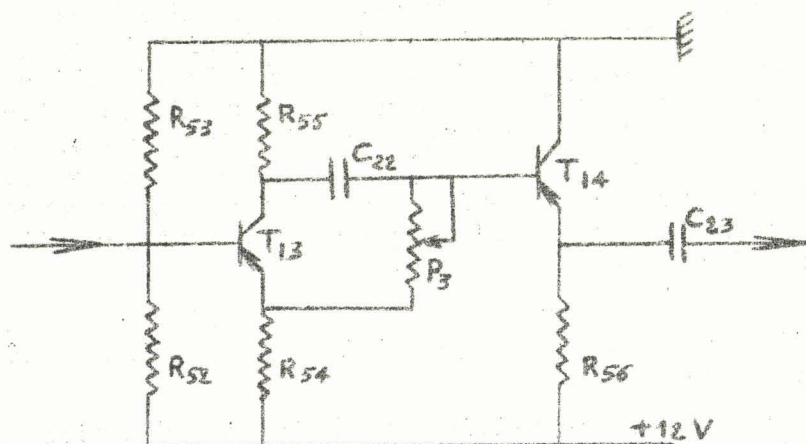


Fig. XIII.d.

$R_{45} : 2 \text{ M}\Omega$	$P_3 : 100 \text{ k}\Omega$	$T_{10} : \text{U 1283}$
$R_{46} : 27 \text{ k}\Omega$	$C_{17} : 2 \mu\text{F}$	$T_{11} : \text{U 1285}$
$R_{47} : 220 \text{ k}\Omega$	$C_{18} : 100 \mu\text{F}$	$T_{12} : \text{AC 107}$
$R_{48} : 820 \text{ k}\Omega$	$C_{19} : 2 \mu\text{F}$	$T_{13} \quad T_{14} : \text{AC 125}$
$R_{49} : 15 \text{ k}\Omega$	$C_{20} : 100 \mu\text{F}$	
$R_{50} : 220 \text{ k}\Omega$	$C_{21} : 10 \mu\text{F}$	
$R_{51} : 18 \text{ k}\Omega$	$C_{22} : 0,1 \mu\text{F}$	
$R_{52} : 47 \text{ k}\Omega$	$C_{23} : 10 \mu\text{F}$	
$R_{53} : 100 \text{ k}\Omega$		
$R_{54} : 1 \text{ k}\Omega$		
$R_{55} : 1 \text{ k}\Omega$		
$R_{56} : 10 \text{ k}\Omega$		

La fréquence de transmission minimale est égale à $f_c = \frac{1}{2\pi RC}$ c'est la fréquence où le gain de l'amplificateur est maximal. Les valeurs de R et C sont choisies pour avoir $f_c = 115$ hertz. Les résistances R_{43} et R_{44} assurent un courant de base de quelques dizaines de micro-ampères pour le transistor T_7 .

IV - VOIE DE REFERENCE

Pour la détection synchrone il est nécessaire de disposer en plus du signal à analyser d'un signal de référence de même fréquence et de même phase.

Cette référence est obtenue à partir d'un faisceau lumineux (fourni par une source blanche très intense) modulé en amplitude de la même manière que celui du signal à étudier. Il est reçu par une cellule photorésistante au sulfure de plomb identique à la précédente et montée de la même façon.

1) Préamplificateur (Fig. XIId)

L'amplitude de la tension recueillie aux bornes de la cellule de référence étant relativement grande et peu variable (sauf dans la région où il y a absorption par la vapeur d'eau $\lambda = 1,5\mu$), le préamplificateur a un gain de 4000 et ne possède pas d'atténuateur, les variations d'amplitude étant compensées par ajustement de la tension d'alimentation de la cellule.

Le préamplificateur comporte deux étages à transistors à effet de champ. L'étage de sortie est un collecteur commun qui permet d'attaquer le déphaseur sous faible impédance.

2) Mise en phase (Fig. XIId)

Le déphaseur permet d'amener le signal de référence à la phase voulue.

L'amplitude de sortie ne doit pas varier quand on règle la phase. Il faut donc alimenter le pont P_3C_{22} sous basse impédance. Il ne doit pas y avoir de réactions importantes sur l'étage symétriseur quand P_3 prend des valeurs faibles.

Le premier étage peut se schématiser de la façon suivante :

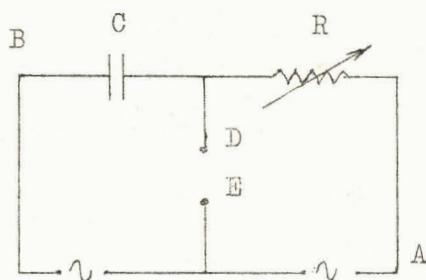
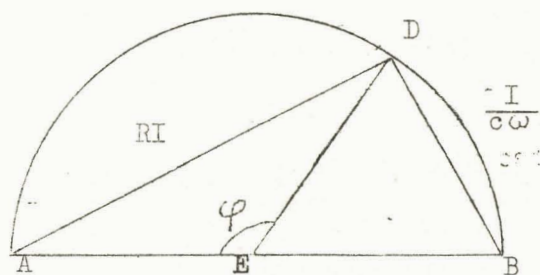


Fig. XIV.d.



$$\operatorname{tg} \varphi = RC\omega$$



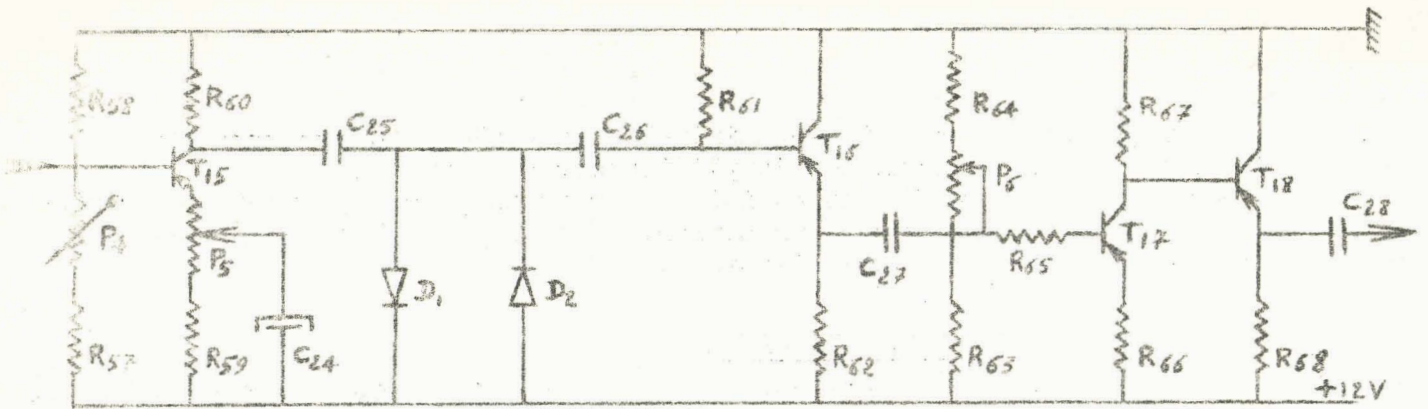


Fig. XV.d.

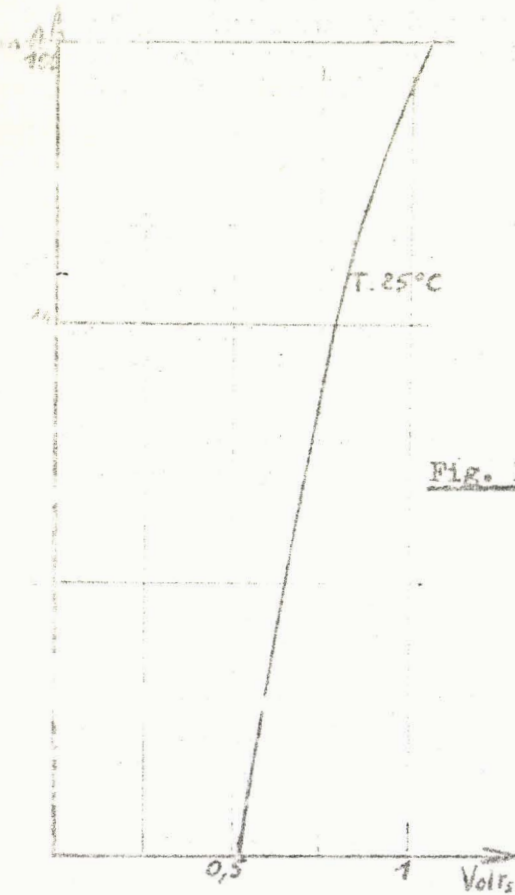


Fig. XVI.d.

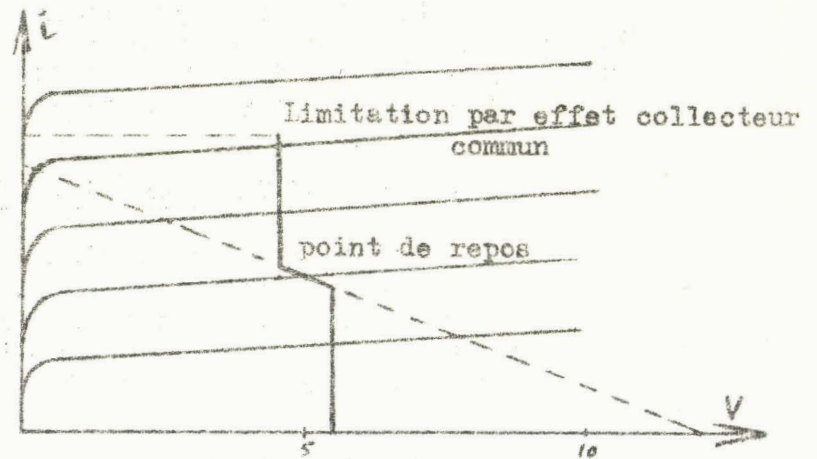


Fig. XVII.d.

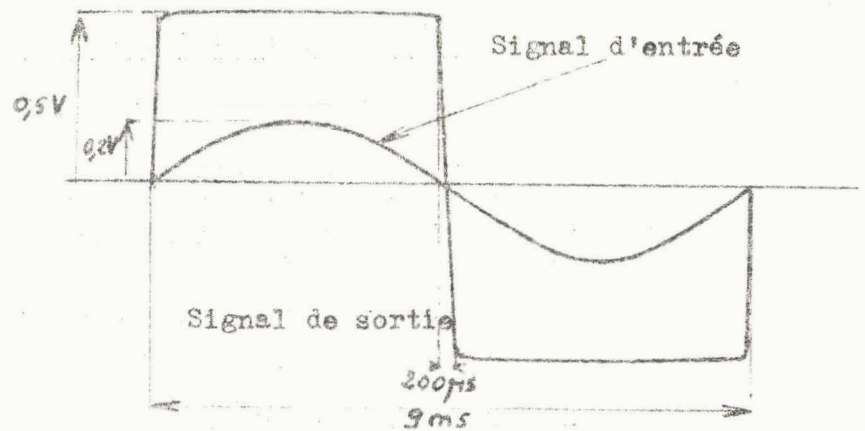


Fig. XVIII.d.

Caractéristique de 1'OA 202

R_{57} : 10 k Ω	R_{63} : 2,7 k Ω
R_{58} : 100 k Ω	R_{64} : 3,3 k Ω
R_{59} : 470 k Ω	R_{65} : 3,3 k Ω
R_{60} : 15 k Ω	R_{66} : 2,2 k Ω
R_{61} : 330 k Ω	R_{67} : 2,2 k Ω
R_{62} : 33 k Ω	R_{68} : 2,2 k Ω

P_4 : 10 k Ω
P_5 : 1 k Ω
P_6 : 4,7 k Ω

T_{15} T_{16} T_{18} : AC 125
T_{17} : AF 115

C_{24} : 100 μ F
C_{25} à C_{28} : 10 μ F



Pour garder un niveau de sortie constant, il convient de le charger par une grande impédance, c'est pour cette raison que nous l'avons fait suivre d'un étage collecteur commun.

3) Mise en forme (Fig. XVd)

A partir des sinusoïdes sortant du déphaseur il nous faut former des créneaux nécessaires pour la détection synchrone.

L'obtention des créneaux se fait en deux étapes.

a) - Etage amplificateur à diode de charge

Cet étage (T_{15}) est un amplificateur à contre réaction partielle dont le gain est ajustable par P_5 . La charge est constituée par deux diodes montées tête-bêche. Nous utilisons les caractéristiques non linéaires des diodes OA 202 (Fig. XVIIId). Tant que le signal de sortie est inférieur à 0,5 volt, l'impédance des diodes est grande ($\approx 30 \text{ k}\Omega$ dans le sens direct).

Pour des amplitudes supérieures à 0,5 volts l'impédance tombe à 30 ohms dans le sens direct. Nous obtenons la droite de charge représentée par la figure XVIIId.

Pour un signal d'entrée sinusoïdal de 0,4 volt d'amplitude nous obtenons un signal de sortie en forme de créneau, d'amplitude 1 volt et dont le temps de montée est de $T/45$ (T étant la période Fig. XVIIIId).

Cet étage est suivi d'un collecteur commun pour ne pas charger les diodes par un montage à basse impédance d'entrée.

b) - Etage amplificateur

Cet étage (T_{17}) a pour but d'augmenter l'amplitude des créneaux obtenus et d'améliorer leur temps de montée.

Le transistor T_{17} est attaqué en courant. Il délivre des créneaux d'amplitude 7 volts dont le temps de montée est $T/250$, soit 25 microsecondes. Il est suivi d'un collecteur commun qui délivre les créneaux au détecteur synchrone.

V - DETECTION SYNCHRONE

1) Etude théorique

La détection synchrone conduit à un rapport signal/bruit très intéressant. Elle consiste à faire le produit entre l'onde d'entrée et une autre onde de même fréquence. (référence).

Le résultat du produit de ces deux ondes dépend du déphasage, ce qui distingue le détecteur synchrone des détecteurs classiques pour lesquels la phase de l'onde d'entrée ne joue aucun rôle.

Soit $v = a \cos \omega_c t + E(t)$ le signal d'entrée qui comporte l'onde porteuse d'amplitude "a" supposée constante et le bruit $E(t)$. Le signal de référence est un créneau dont l'expression est :

$$v = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(\omega_n t + \varphi_n)$$

avec n impair.

Nous obtenons :

$$uv = \left[a \cos \omega_1 t + E(t) \right] \left[A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos (\omega_n t + \varphi_n) \right]$$

En intégrant sur un grand intervalle de temps nous avons :

$$\begin{aligned} \overline{uv} &= \frac{1}{T} \int_0^T \left[a \cos \omega_1 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos (\omega_n t + \varphi_n) \right] dt \\ &+ \frac{1}{T} \int_0^T E(t) \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos (\omega_n t + \varphi_n) dt + \frac{1}{T} \int_0^T E(t) A_0 dt \end{aligned}$$

La première intégrale est égale à $ab_1 \cos \varphi_1$, les deux autres sont nulles.

La valeur moyenne recueillie à la sortie du filtre est égale à $ab_1 \cos \varphi_1$. Le signal de sortie ne dépend plus du rapport signal/bruit à l'entrée, il varie proportionnellement à "a" quel que soit "a", alors que, dans la détection quadratique ou dans la détection linéaire, il est fonction de a^2 aux faibles amplitudes.

Le signal de sortie est maximal pour $\varphi = 0$ ou $\varphi = 180^\circ$. C'est pour cette raison que nous cherchons à mettre en phase les deux signaux. Notre calcul, fait pour "a" constant, est valable pour un grand intervalle de temps ce qui correspond à une grande constante de temps par rapport à la période du signal, donc une bande passante étroite. Or le terme "a" est variable, il suit les variations d'amplitude du spectre à enregistrer. La bande passante du circuit intégrateur doit laisser passer les fréquences obtenues par battement de la fréquence de modulation f du signal avec les fréquences F correspondant à l'enveloppe du signal. La bande passante doit être d'autant plus large que le spectre défile plus rapidement et que les raies sont plus fines, c'est à dire que le nombre d'éléments spectraux à résoudre par seconde est plus élevé.

La bande passante varie comme l'inverse de la constante d'intégration τ :

$$\Delta f = \pm \frac{1}{2\pi\tau}$$

Il y a donc un compromis à adopter, le bruit diminuant quand la bande passante devient très étroite et le signal nécessitant une certaine largeur de la bande passante pour en extraire l'enveloppe correcte .

$$\text{Il faut } t \ll \tau \ll T$$

t période de la modulation du signal.

T période de la fréquence la plus haute du spectre du signal.

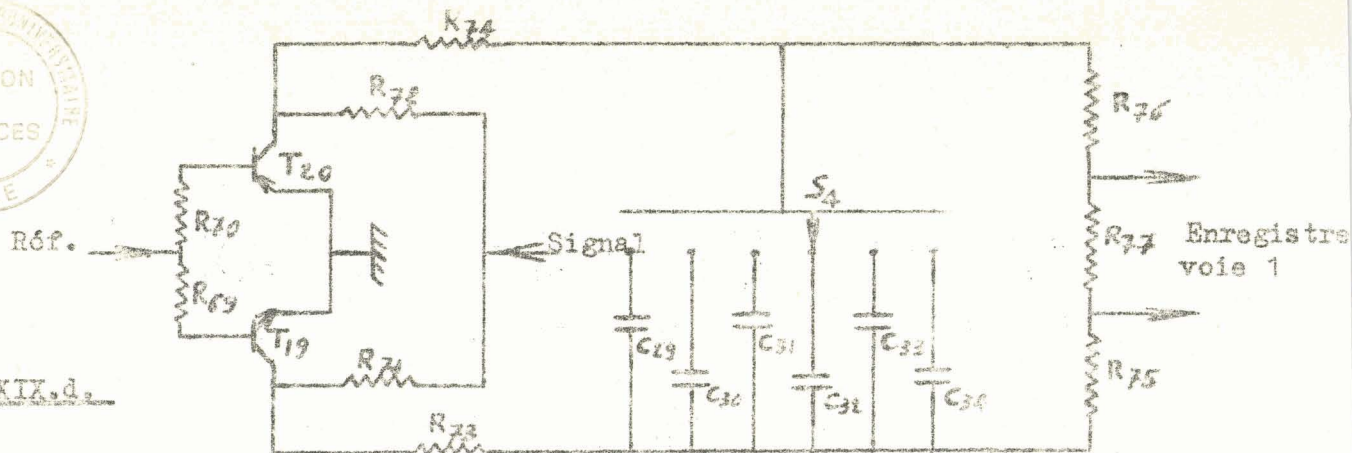


Fig. XX.d.

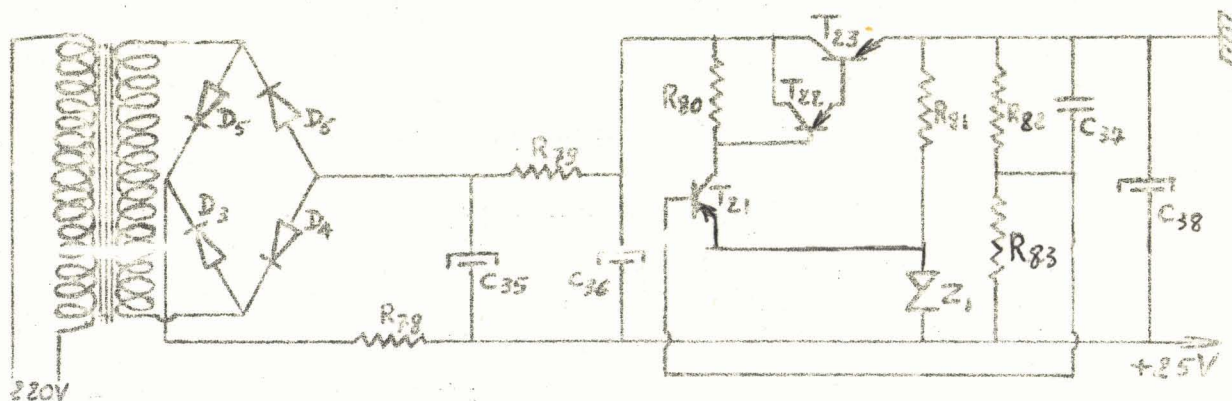
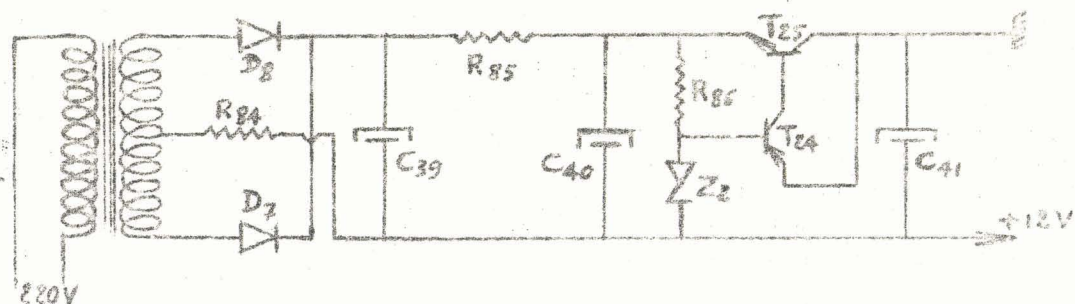


Fig. XXI.d.



R ₆₉ R ₇₀ : 2,2 k Ω	R ₈₄ : 100 Ω	C ₃₅ : 50 μ F	D ₃ & D ₆ : 11 J2
R ₇₁ R ₇₂ : 10 k Ω	R ₈₅ : 100 Ω	C ₃₆ : 50 μ F	
R ₇₃ à R ₇₆ : 100 k Ω	R ₈₆ : 1 k Ω	C ₃₇ : 0,1 μ F	T ₁₉ : OC 149
R ₇₇ : 4,7 k Ω		C ₃₈ : 100 μ F	T ₂₀ : ASY 26
R ₇₈ : 220 Ω	C ₂₉ : 1 μ F	C ₃₉ : 100 μ F	T ₂₁ T ₂₂ : AC 107
R ₇₉ : 560 Ω	C ₃₀ : 2 μ F	C ₄₀ : 100 μ F	T ₂₃ : AC 132
R ₈₀ : 18 k Ω	C ₃₁ : 5 μ F	C ₄₁ : 250 μ F	T ₂₄ : 2 N 2926
R ₈₁ : 1,5 k Ω	C ₃₂ : 10 μ F		T ₂₅ : AC 132
R ₈₂ : 1,2 k Ω	C ₃₃ : 20 μ F	Z ₁ : 15 Z4	
R ₈₃ : 3,9 k Ω	C ₃₄ : 50 μ F	Z ₂ : 11 Z4	

2) Réalisation pratique (Fig. XIXd)

Le détecteur synchrone se compose de deux transistors complémentaires. Chacun d'eux reçoit sur sa base les créniaux de référence en phase avec le signal à étudier qui est appliqué au collecteur.

L'amplitude des créniaux appliqués aux bases doit être supérieure au plus grand signal reçu par le collecteur. Dans ces conditions le transistor PNP est équivalent à une résistance de très faible valeur (quelques ohms) quand on applique un potentiel positif à la base. Quand ce potentiel devient négatif, la résistance entre collecteur et émetteur devient très grande (de l'ordre du mégohm). Pour le transistor NPN le résultat est le même en considérant les tensions opposées. Ce montage permet donc un découpage du signal par les créniaux de référence.

Le signal de sortie de l'amplificateur sélectif comporte une composante continue que nous éliminons en introduisant un condensateur de couplage C_{13} . Si nous n'utilisons qu'un seul transistor pour la détection synchrone, à cause du condensateur C_{13} le potentiel moyen du signal d'entrée n'est plus nul. Nous avons un phénomène semblable à celui qui se passe dans la détection parallèle. Pour rétablir un potentiel moyen nul, il faut faire un montage symétrique.

La détection synchrone est suivie d'un circuit intégrateur qui restitue l'enveloppe du signal. Le contacteur S_4 permet, en fonction de la vitesse de défilement du spectre et du bruit à l'entrée de la détection synchrone, de choisir la constante de temps la plus appropriée. Les différentes valeurs de constante de temps sont 0,1 - 0,2 - 0,5 - 1 - 2 et 5 secondes.

La résistance de la source qui attaque l'enregistreur devant être inférieure à 5000 ohms, nous avons placé à la sortie de l'intégrateur un pont diviseur (R_{75} , R_{76}).

VI - ALIMENTATIONS (Fig. XXd et XXId)

1 alimentation stabilisée de 25 volts

2 alimentations stabilisées de 12 volts.

CHAPITRE -V-

ENREGISTREUR

C'est un enregistreur électronique speedomax (MECI) à deux voies d'enregistrement.

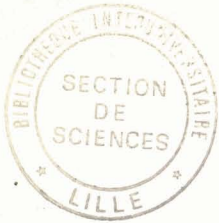


Fig. I.e.

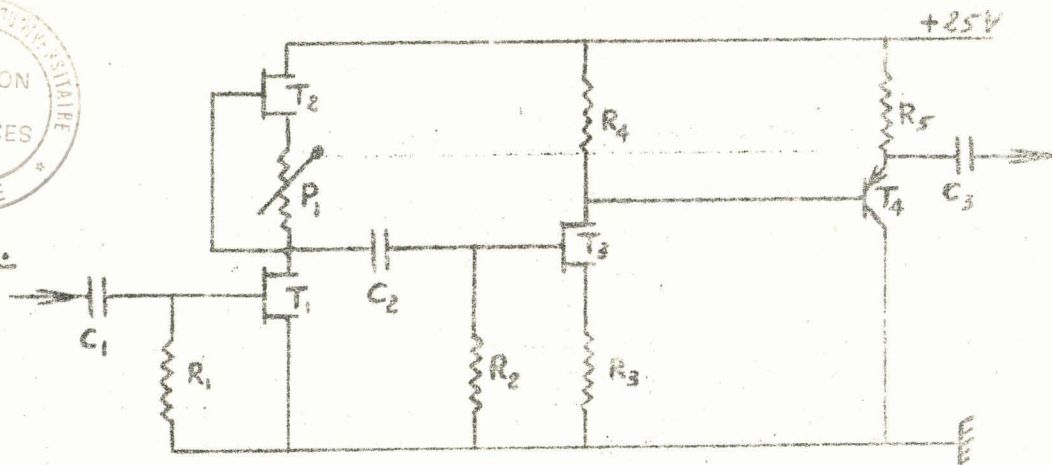


Fig. II.e.

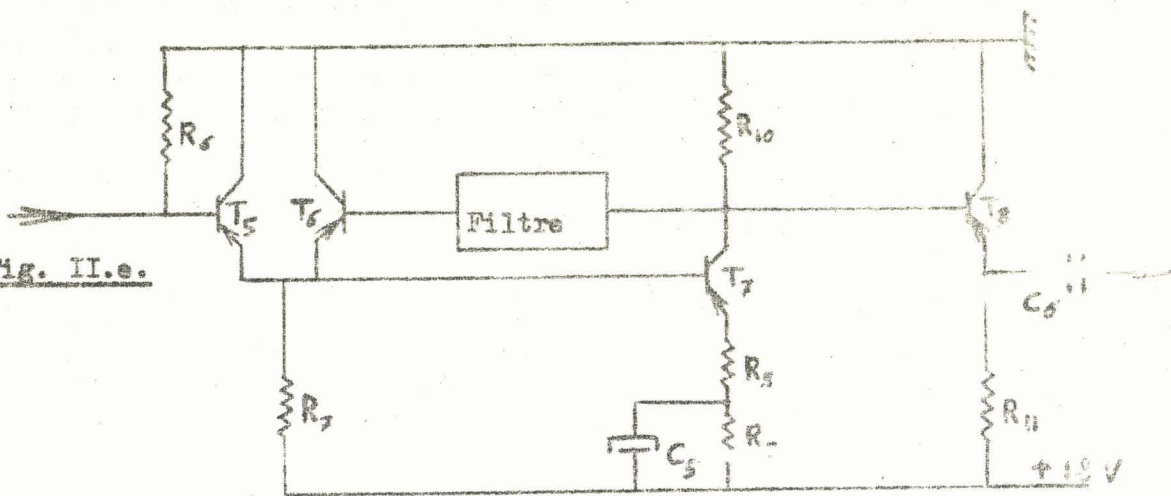
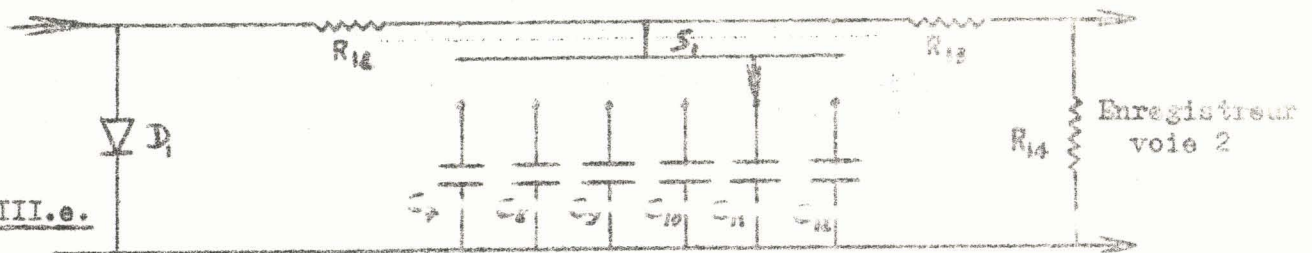


Fig. III.e.



R_1 : 2 M Ω	R_9 : 68 Ω	P_1 : 100 Ω	C_7 : 1 pF	D_1 : OA 85
R_2 : 820 k Ω	R_{10} : 2,7 k Ω		C_8 : 2 pF	
R_3 : 15 k Ω	R_{11} : 2,2 k Ω	C_1 : 1 pF	C_9 : 5 pF	T_1, T_2 : U 1283
R_4 : 220 k Ω	R_{12} : 100 k Ω	C_2 : 1 pF	C_{10} : 10 pF	T_3 : U 1285
R_5 : 15 k Ω	R_{13} : 100 k Ω	C_3 : 5 pF	C_{11} : 20 pF	T_4 : AC 107
R_6 : 560 k Ω	R_{14} : 4,7 k Ω	C_5 : 100 pF	C_{12} : 50 pF	$T_5 \text{ à } T_8$: AC 125
R_7 : 330 Ω		C_6 : 5 pF		
R_8 : 2,7 k Ω				

CHAPITRE -VI-

AMPLIFICATION DU SIGNAL

ETALON

Sur la cellule photorésistante au sulfure de plomb, montée de la même façon que les précédentes, arrivent les raies du spectre étalon ou les cannelures fournies par le Perrot Fabry ou ces deux types de signaux superposés. Il faut amplifier le signal pour le recevoir sur la deuxième voie de l'enregistreur où il sert de spectre de comparaison.

I - PREAMPLIFICATEUR (Fig. Ic)

Les deux premiers étages sont identiques à ceux que nous avons examinés au CH.IV.§.III.1. Le troisième étage est un collecteur commun qui permet d'attaquer un ampli sélectif sous faible impédance. Il n'y a pas d'atténuateur, l'amplitude du signal donné par la photorésistance étant déterminé par ajustement de la tension d'alimentation, ou par atténuation optique des raies étalon trop intenses.

II - AMPLIFICATEUR SELECTIF (Fig.IIe)

Il est identique à celui décrit au CH.IV.§III.2, mais le coefficient de surtension est fixé à 20.

III - DETECTION (Fig. IIIe)

Nous utilisons une détection parallèle. Le commutateur S_1 permet d'obtenir plusieurs constantes de temps (0,1 - 0,2 - 0,5 (1,2¹ et 5 secondes).

Il faut remarquer que le choix de la constante de temps est important car le spectre étalon sert à mesurer la longueur d'onde des raies du spectre à étudier, or une constante de temps trop grande décale le maximum des raies observées sur l'enregistreur, ce qui fausse les mesures.

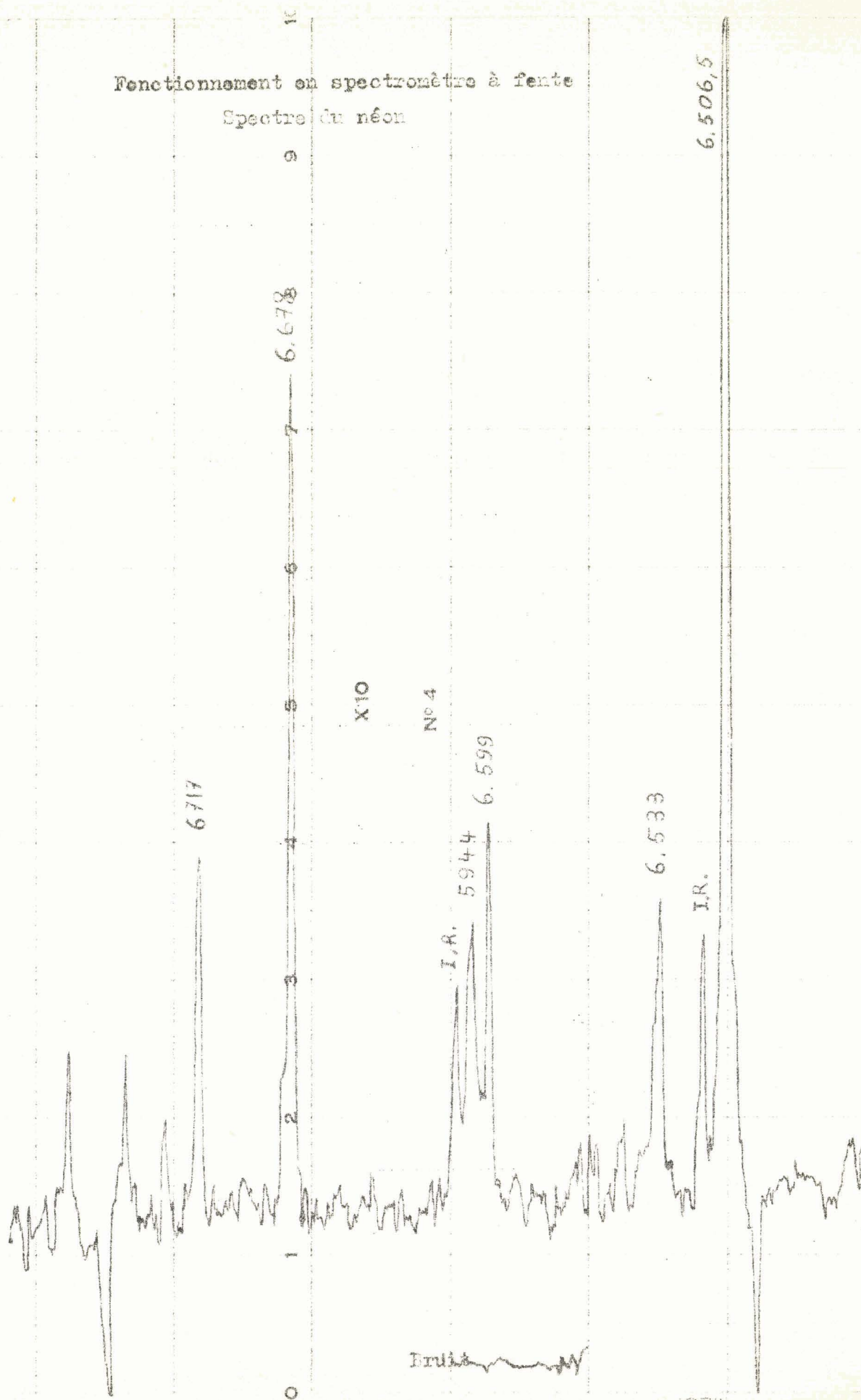
L'impédance de la source qui attaque l'enregistreur devant être inférieure à 5 000 ohms, nous avons placé à la sortie de l'intégrateur un pont diviseur (R_{15} , R_{16}).

IV - ALIMENTATION

1 alimentation + 25 volts dont le schéma est identique à celui donné par la Fig. XXd.

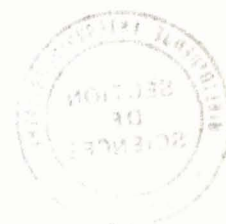


Fonctionnement en spectromètre à fente
Spectre du néon



CHAPITRE -VII-

CONCLUSION



Nous n'avons pas pu conclure notre travail par un enregistrement fait dans les conditions normales d'utilisation car nous ne pouvions pas disposer de deux réseaux identiques.

Nous nous sommes donc contentés de vérifier séparément le fonctionnement des différents appareils constituant l'ensemble électronique du SISAM.

Un premier enregistrement fait sans le deuxième réseau (ce qui revient à un fonctionnement en spectrographe à fente) et en modulant le faisceau par un disque tournant permet d'apprécier le fonctionnement de l'amplificateur.

Un second enregistrement fait en modulant le faisceau lumineux par la compensatrice et en remplaçant le réseau manquant par un miroir permet de mettre en évidence le bon fonctionnement de la compensatrice. Un tel fonctionnement donne évidemment des résultats moins bons que le fonctionnement normal car la profondeur de modulation est plus faible et la cellule est sujette à l'éblouissement; en effet elle reçoit tout le spectre en plus de la longueur d'onde modulée. Cette méthode ne permet l'exploration que d'une seule raie car la source sert à la fois de signal et de référence.

Améliorations éventuelles de montage

Les vérifications du fonctionnement de la compensatrice (enregistrement du mouvement, courbes de Lissajous, enregistrement d'une raie) nous ont montré que le mouvement de la compensatrice était tout à fait convenable. Il est cependant possible que dans l'avenir il soit trouvé que la fréquence de modulation est trop variable. L'asservissement de ce mouvement a donc été envisagé. Le courant se prêtant facilement à l'asservissement, c'est pour cette raison que nous avons conçu un système utilisant comme paramètre de commande du mouvement de la compensatrice l'intensité du courant qui traverse les bobines.

Un second asservissement, qu'il sera peut être utile de faire, est celui de l'amplitude du signal de référence au cas où il se montrerait trop variable en amplitude en fonction de la longueur d'onde.

Fonctionnement en S.I.S.A.M.
(1 réseau remplacé par 1 miroir)

Raie rouge du cadmium 6 430 Å

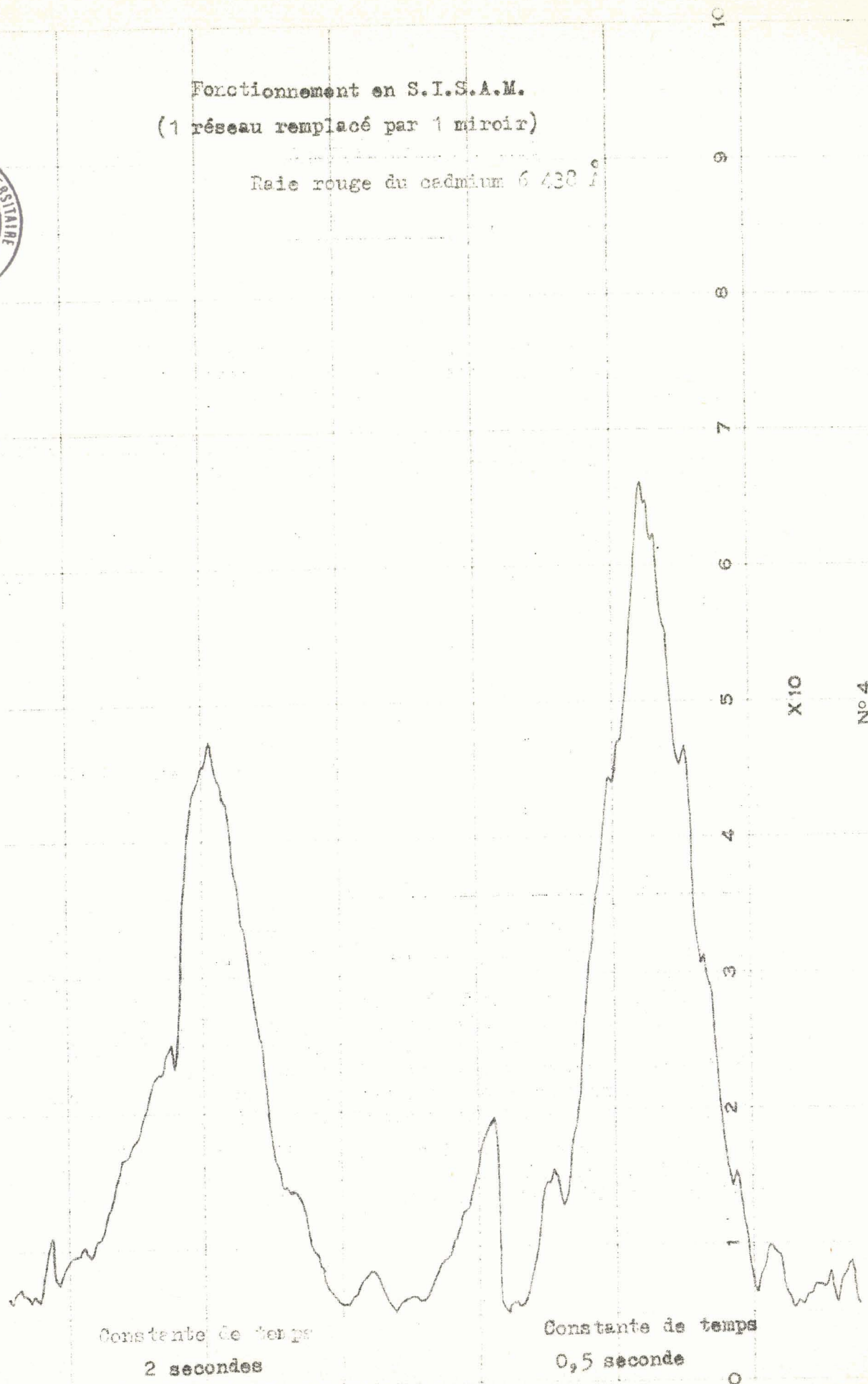


TABLE DES MATIERES

	Pages
CH. I - <u>PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU S.I.S.A.M</u>	1
CH. II - <u>COMPENSATRICE</u>	2
I. <u>Etude théorique</u>	2
1) Détermination de la fréquence de modulation	2
2) Etude du mouvement de la compensatrice	3
II. <u>Réalisation pratique</u>	4
1) Amortissement	4
2) Fréquence	5
3) Equilibrage	5
4) Obtention d'un mouvement oscillatoire.	6
III. <u>Oscillateur de référence</u>	7
CH. III - <u>COMPTEUR</u>	8
I. Principe	8
II. Circuits de mise en forme	9
III. Portes	10
IV. Tubes compteur décompteurs	11
V. Réaffichage	12
VI. Commutateur S_3	13
VII. Alimentation	13
CH. IV - <u>AMPLIFICATION ET DETECTION DU SIGNAL A ETUDIER</u>	15
I. Généralités	15
II. Détection des signaux lumineux	15
III. Voie signal	17
1) Préamplificateur	17
2) Amplificateur sélectif	19
IV. Voie référence	20
1) Préamplificateur	20
2) Mise en phase	20
3) Mise en forme	21
V. Détection synchrone	22
1) Etude théorique	22
2) Réalisation pratique	23

VI. Alimentations	23
CH. V - <u>ENREGISTREUR</u>	23
CH. VI - <u>AMPLIFICATION DU SIGNAL ETALON</u>	24
I. Préamplificateur	24
II. Amplificateur sélectif	24
III. Détection	24
IV. Alimentation	24
CH. VII - <u>CONCLUSION</u>	25

BIBLIOGRAPHIE

- CHAILLS - Thèse 1960 Revue d'Optique
- BEAUFILS - D.E.A. Lille 1966
- BERNAGE - D.E.A. Lille 1966
- GRANER - Thèse Paris 1965
- GRIVET & BLAQUIERE - Le bruit de fond (Masson) CH.I, CH.II, CH.VIII,
(P 389)
- GUILLIEN - Electronique Tome I (Presses Universitaires de France)
(P 277)
- SOUBIES & CAMY - Techniques binaires et traitement de l'information
(Dunod), P 108
- TECHNIQUE ET PRODUITS - Pulletin technique n° 1
- WILMANNNS - Journal de Physique 1964 P 173 A