

N° d'ordre : 97

# THÈSE

présentée à la  
Faculté des Sciences de l'Université de Paris

pour obtenir

Le Titre de Docteur - Ingénieur

par

Jean FRITEAU

SUJET de la THESE : Réalisation d'un interpolateur des spectres obtenus  
par transformée de Fourier.

---

Soutenue le      Juin 1969 devant la commission d'Examen

Mr. BERTEIN.....Président

Mme. ROIZEN..... }  
Mr. CONNES..... } Examineurs

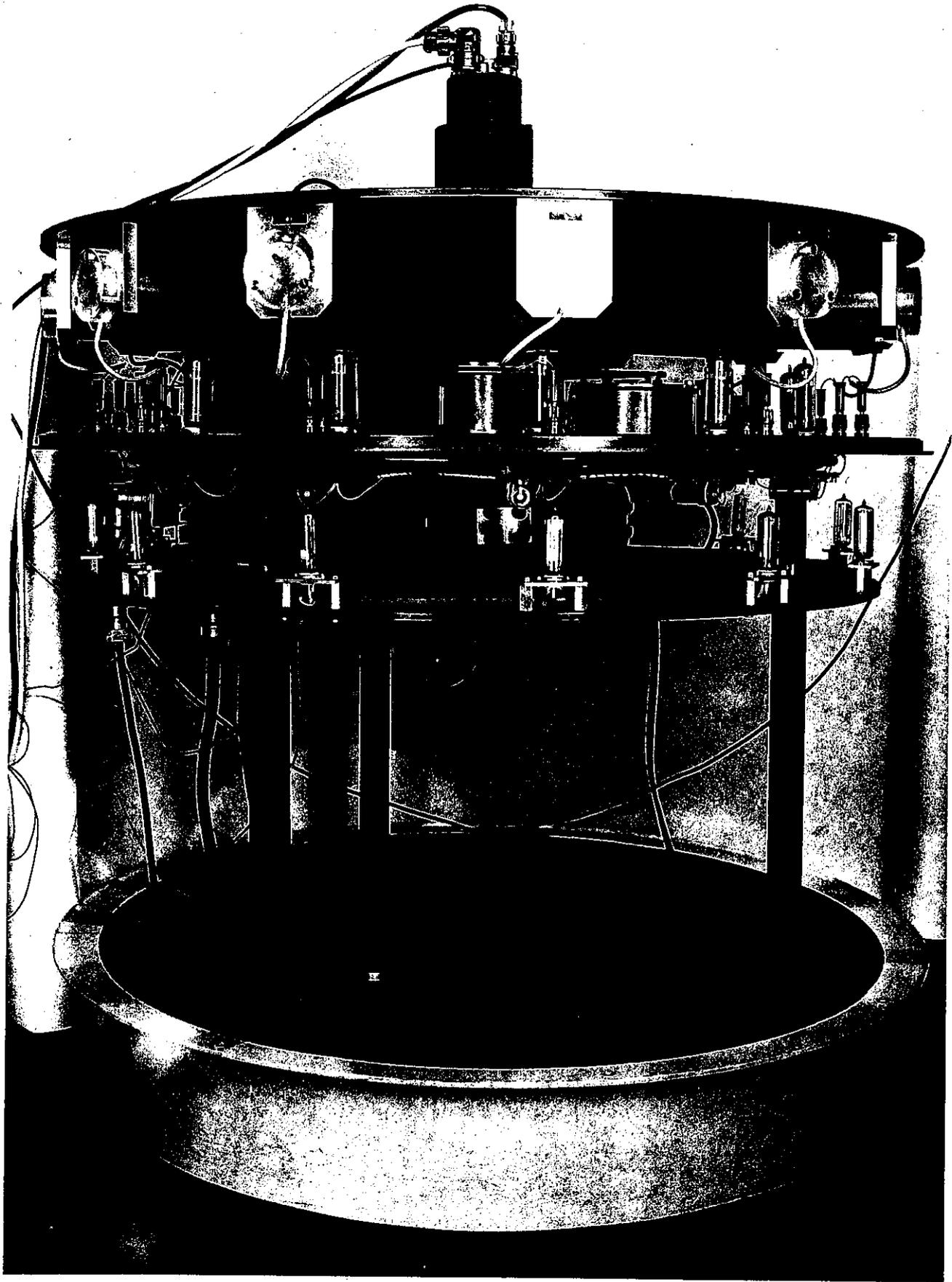
---

PARIS 1969

P R I M I T I V E

P A R T I I

-----



*INTERPOLATEUR*  
*Vue d'ensemble*

I N T R O D U C T I O N

Il existe un problème d'interpolation dans tous les cas où il s'agit de reconstituer une fonction continue à partir de suites numériques discrètes obtenues par échantillonnage de cette fonction.

Dans les systèmes analogiques de reconstitution de données en temps réel, cette opération, qui utilise les derniers échantillons calculés, introduit nécessairement un retard (de l'ordre du temps de calcul des échantillons nécessaires pour effectuer une interpolation élémentaire \*) dans la description de la fonction. Ce retard résulte généralement d'un compromis, à savoir que l'objectif à atteindre est, bien sûr, de reproduire aussi fidèlement que possible la fonction continue dont est dérivée la suite numérique échantillonnée, mais aussi de parvenir à un système physique simple pour réaliser cette opération. Précision du tracé et complexité du système d'interpolation sont fonction du nombre (toujours limité) de points d'entrée de l'interpolateur. Pour un système donné, il existe donc un nombre de points d'entrée tel que les erreurs introduites par le processus d'interpolation soient du même ordre que l'erreur théorique introduite par cette limitation.

L'appareil qui est étudié ici, et dont l'application peut être étendue à des problèmes similaires, admet 12 points d'entrée.

-----  
(\* ) Voir note en § III-2

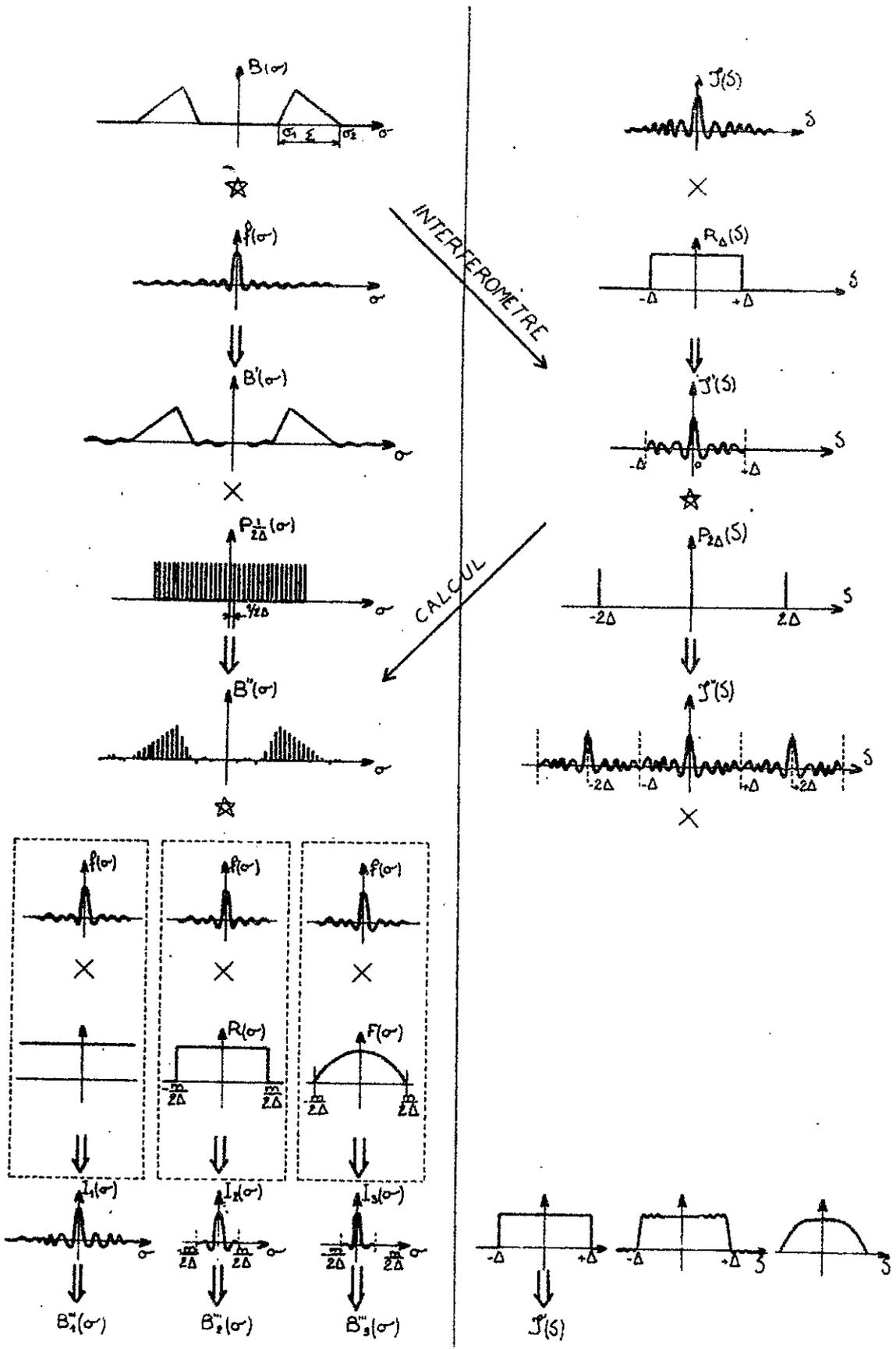


Fig. 1

L'étude de cet interpolateur analogique pour spectrométrie par Transformée de Fourier a fait suite à celle d'un calculateur analogique [1] destiné à fournir des points discrets du spectre.

Pour mémoire, nous nous reporterons à la figure 1 qui retrace, dans ses grandes lignes, le processus d'élaboration d'un spectre par Transformée de Fourier.

L'étude d'un spectre  $B(\sigma)$  d'extension  $\Sigma = \sigma_2 - \sigma_1$  nous conduit, par cette méthode, à la solution  $B''(\sigma)$  par la succession des opérations suivantes:

I - OBTENTION D'UN INTERFEROGRAMME  $\mathcal{J}(\delta)^*[2]$  (fig. 2 et 3)

Considérons un interféromètre à deux ondes dans lequel on peut faire varier la différence de marche (D.D.M.)  $\delta$  entre les deux faisceaux. L'intensité lumineuse  $\mathcal{J}(\delta)$  en sortie d'un tel appareil est donnée, dans sa partie variable, par une relation de la forme:

$$\mathcal{J}(\delta) = \int_{\sigma_1}^{\sigma_2} B(\sigma) \cos 2 \pi \sigma \delta d \sigma \quad * \quad (1)$$

transformée de Fourier du spectre  $B(\sigma)$ .

Cette fonction dite "Fonction Interférogramme" peut être obtenue par variation continue de la D.D.M.  $\delta$ : si la variable  $\delta$  est liée au temps  $t$  par la relation linéaire  $\delta = 2vt$  ( $v$  peut alors représenter, par exemple, le déplacement d'un miroir dans un interféromètre de Michelson) la relation précédente s'écrira encore:

$$\mathcal{J}(t) = \int_{\nu_1}^{\nu_2} B(\nu) \cos 2 \pi \left( \frac{2v}{c} \nu \right) t d \nu \quad (2)$$

---

(\*) Toutes les relations concernant la Transformation de Fourier seront données à une constante multiplicative près.

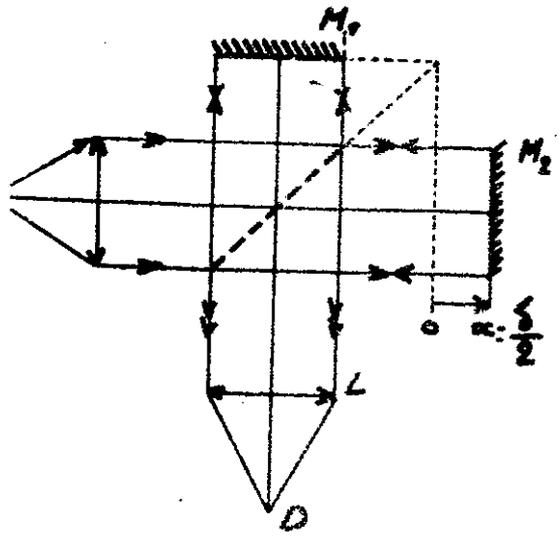


Fig.2  
Interféromètre de Michelson  
à miroir mobile

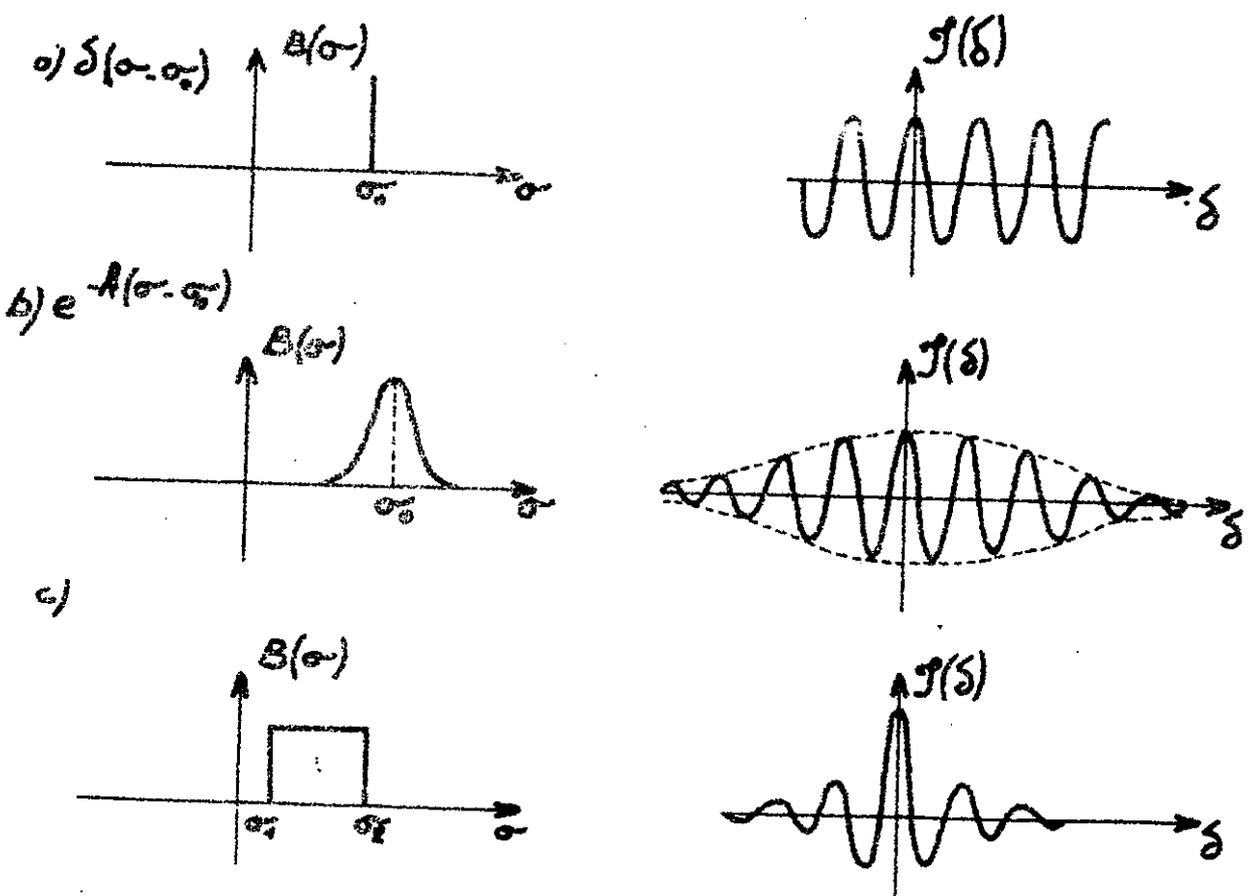


Fig.3 Spectres et Interférogrammes

expression qui montre que le choix du rapport  $\frac{2v}{c}$  permet, par cette méthode, de transposer directement les fréquences optiques dans le domaine des basses fréquences.

Une autre méthode pour obtenir la fonction interférogramme consiste à faire varier de façon discontinue (pas à pas) la d.d.m.  $\delta$  ; cet aspect du problème sera repris plus loin, (§ IV).

Dans tous les cas pratiques, l'interférogramme n'étant enregistré que pour des valeurs de  $\delta$  comprises entre 0 et une valeur maxima  $\Delta$ , et la fonction  $\mathcal{J}(\delta)$  étant paire, nous n'avons, en fait, à considérer que l'interférogramme limité  $\mathcal{J}'(\delta)$  déduit de l'interférogramme théorique  $\mathcal{J}(\delta)$  par la relation:

$$\mathcal{J}'(\delta) = \mathcal{J}(\delta) \times R_{\Delta}(\delta) \quad (3)$$

où  $R_{\Delta}(\delta)$  est la fonction définie par:

$$R_{\Delta}(\delta) = 0 \quad \text{pour} \quad \Delta < \delta < -\Delta$$

$$\text{et} \quad R_{\Delta}(\delta) = 1 \quad \text{pour} \quad -\Delta \leq \delta \leq \Delta$$

Cet interférogramme  $\mathcal{J}'(\delta)$  peut alors être considéré comme étant la Transformée de Fourier d'un spectre  $B'(\sigma)$ , déduit du spectre initial  $B(\sigma)$  par l'opération de convolution:

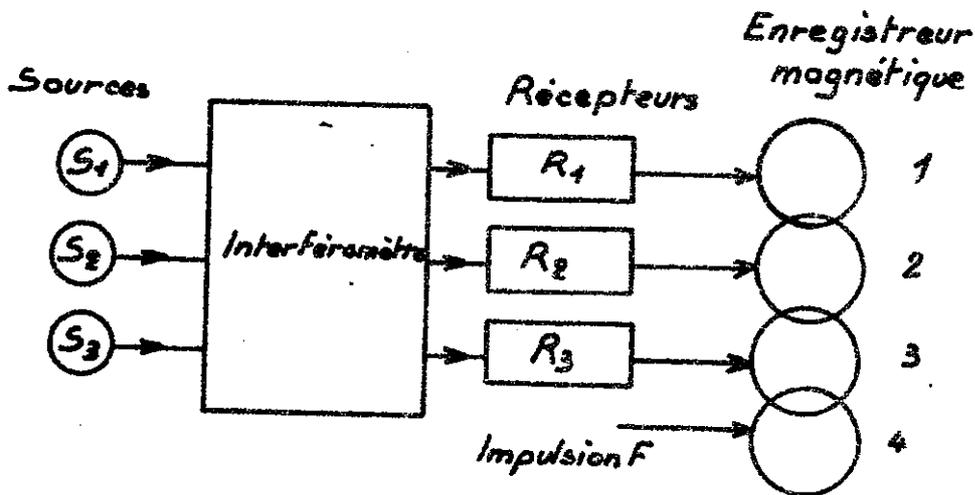
$$B'(\sigma) = B(\sigma) \star f(\sigma) \quad (4)$$

qui fait intervenir la "fonction d'appareil"  $f(\sigma)$ , Transformée de Fourier de la fonction  $R_{\Delta}(\delta)$  introduite précédemment.  $f(\sigma)$  a donc pour expression :

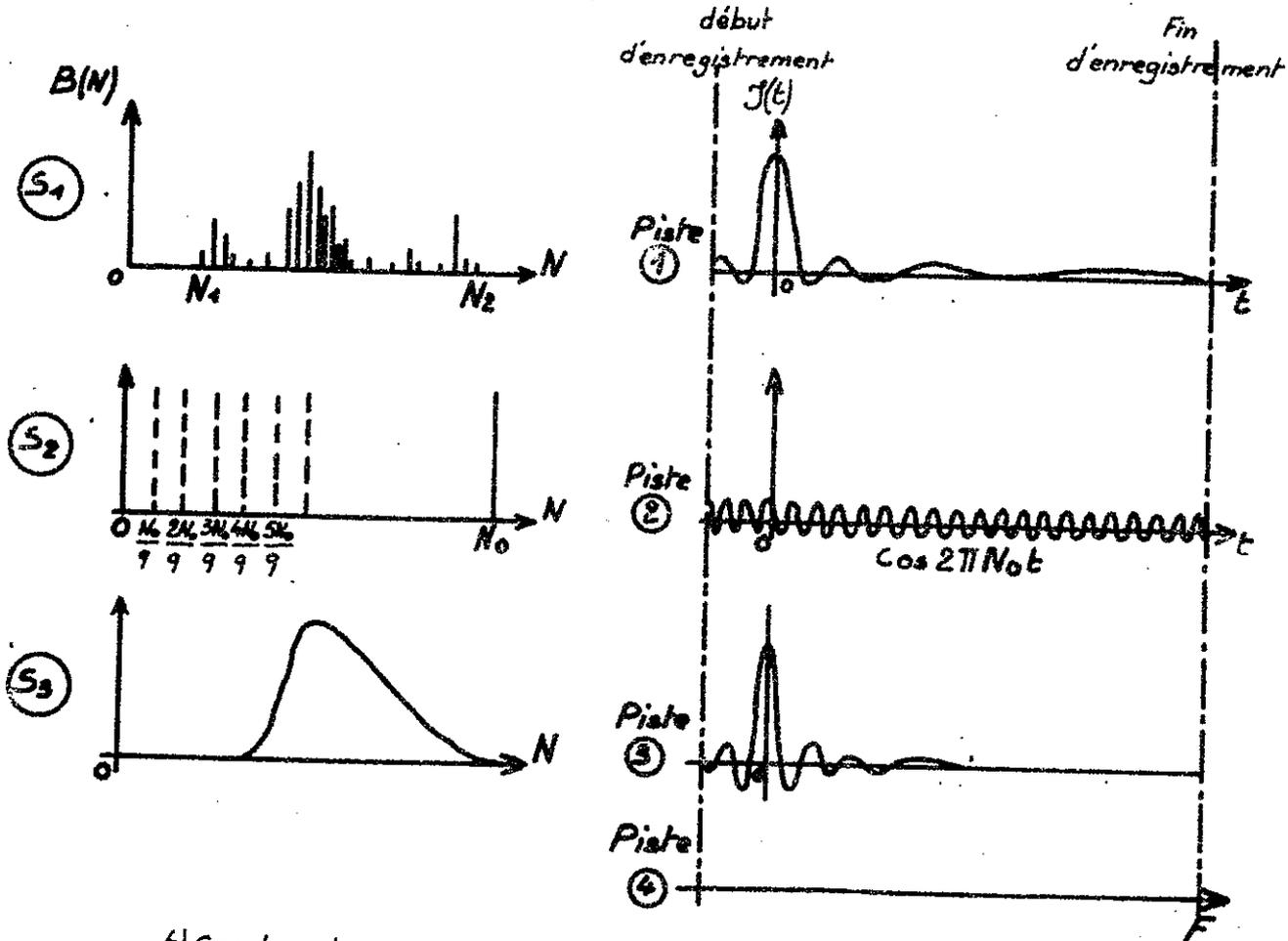
$$f(\sigma) = \frac{\sin 2 \pi \Delta \sigma}{2 \pi \Delta \sigma} \quad (5)$$

---

(\*) Les spectroscopistes appellent "fonction d'appareil" la répartition de densité spectrale que l'on obtiendrait si l'instrument recevait une radiation rigoureusement monochromatique.



a) Dispositif d'enregistrement



b) Spectre des sources et interférogrammes correspondants

Fig. 4 Calculateur spécialisé. Enregistrement.

## II . CALCUL DES ECHANTILLONS DU SPECTRE (Fig. 4 et 5)

Nous ne décrirons pas toutes les méthodes analogiques proposées pour l'analyse de l'interférogramme  $\mathcal{J}'(\delta)$ , mais nous nous intéresserons plus particulièrement ici au type de calculateur semi-analogique décrit par P. Connes et Michel [ 1 ], dont nous allons rappeler le principe (fig. 4).

L'interférogramme  $\mathcal{J}(\delta)$  est enregistré sur bande magnétique. Sur cette même bande sont enregistrés simultanément :

- l'impulsion de début d'enregistrement (passage par la d.d.m. zéro) fournie par un interférogramme de la lumière blanche,
- le signal de fin d'enregistrement (impulsion)
- le signal de référence (interférogramme de la raie verte du Hg par exemple) de fréquence  $N_0$  supérieure à toutes les fréquences enregistrées.

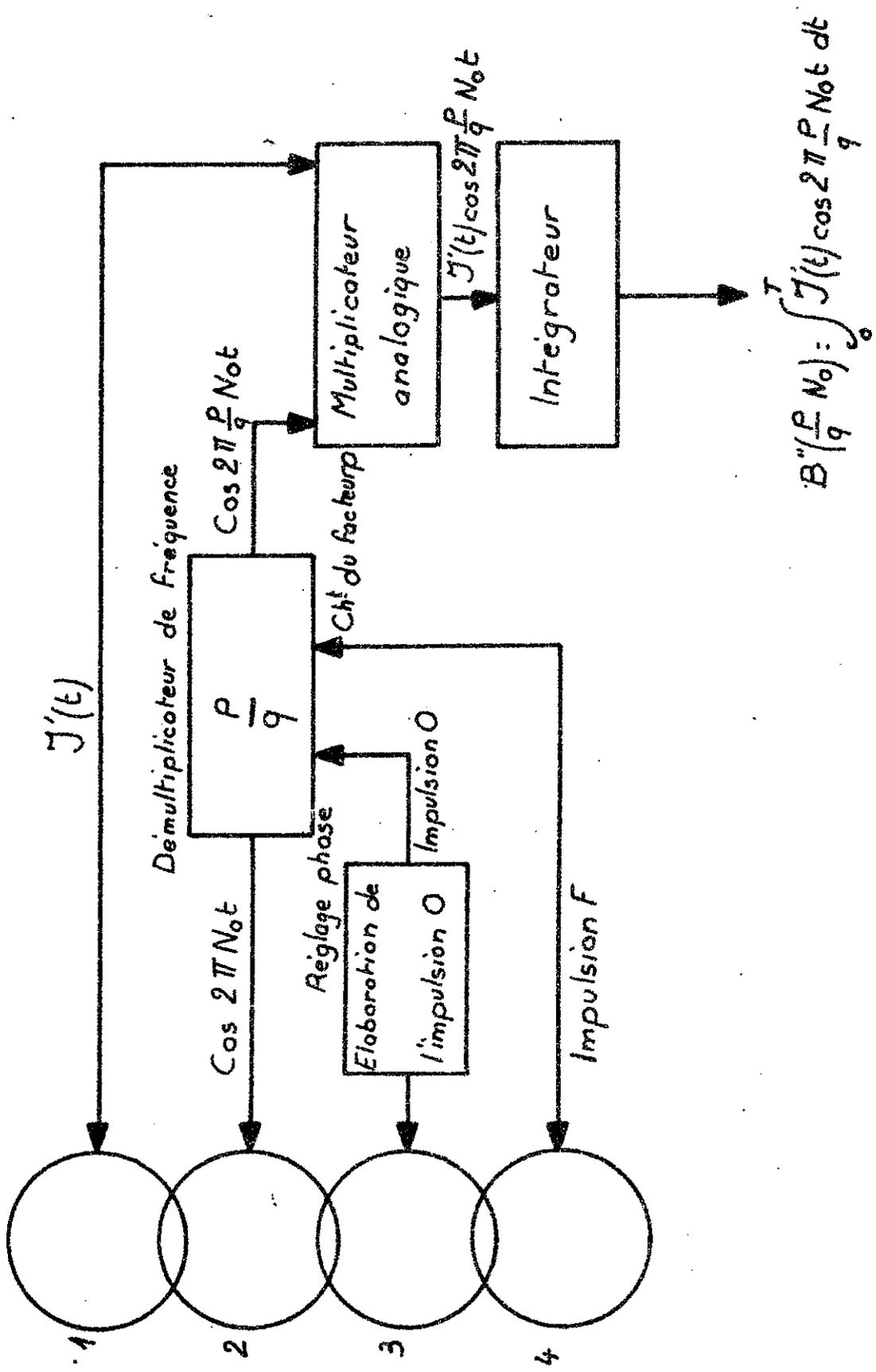
En désignant par  $\mathcal{J}'(t)$  l'interférogramme limité fonction du temps  $t$ , et par  $N$  les fréquences enregistrées (en se rappelant que  $N = \frac{2 \nu}{c} \nu$ ), il s'agit d'effectuer l'opération :

$$B'(N) = \int_0^T \mathcal{J}'(t) \cos 2 \pi N t \, dt \quad (6)$$

où  $T$  représente l'intervalle de temps qui sépare les impulsions de début (d.d.m. zéro) et de fin d'enregistrement.

Le problème se pose alors de connaître le nombre minimum de points du spectre qu'il faut calculer, afin de pouvoir le reconstituer totalement par interpolation. La solution en est fournie par le théorème de Shannon(\*),  $B'(\sigma)$  étant la transformée de Fourier de la fonction  $\mathcal{J}'(\delta)$  nulle en dehors du domaine.

(\*) Théorème de Shannon (ou d'échantillonnage): ce théorème montre que pour une largeur de bande finie, limitée à la fréquence  $N_0$ , le signal est entièrement décrit par la suite complète de ses valeurs à des instants distants de  $1/2N_0$  (voir § III).



$$B''\left(\frac{P}{q} N_0\right) = \int_0^T J'(t) \cos 2\pi \frac{P}{q} N_0 t \, dt$$

Fig. 5 CALCULATEUR SPECIALISE. ANALYSE

$(-\Delta, +\Delta)$  (fig. 1), nous pouvons l'échantillonner avec un pas  $1/2\Delta$  : le spectre  $B''(\sigma)$  ainsi obtenu aura alors pour Transformée de Fourier une fonction périodique  $\mathcal{J}''(\delta)$  de période  $2\Delta$  identique à  $\mathcal{J}'(\delta)$  à l'intérieur du domaine utile  $(-\Delta, +\Delta)$  (pas de recouvrement). Il s'ensuit que la connaissance du spectre nécessite le calcul préalable d'un nombre de points au moins égal à  $2\Delta \Sigma = 2M$ . Les variables  $N$  et  $\sigma$  étant liées par la relation  $N = 2 \sqrt{\sigma}$  ; il revient donc au même de considérer que l'on doit effectuer l'opération ci-dessus pour  $2M$  valeurs de  $N$  régulièrement distribuées dans l'intervalle  $(N_1, N_2)$ .

Le calcul des  $B''(N)$  (voir fig. 5) soulève donc un problème important qui est celui de la production de ces  $2M$  fréquences  $N$ , résultat qui a été obtenu à l'aide d'un ensemble électronique entièrement digital appelé "démultiplicateur de fréquence" [3], qui reçoit à l'entrée le signal de référence de fréquence  $N_0$  et dont les caractéristiques essentielles sont les suivantes :

- il délivre en sortie un signal carré de fréquence  $p/q N_0$  ( $p$  et  $q$  entiers) et de phase telle qu'il permette d'effectuer immédiatement la multiplication analogique  $\mathcal{J}'(t) \cos 2\pi \frac{p}{q} N_0 t$ .
- il est rigoureusement aperiodique de façon à suivre, sans introduire de rotation de phase, les fluctuations de fréquence du signal d'entrée.

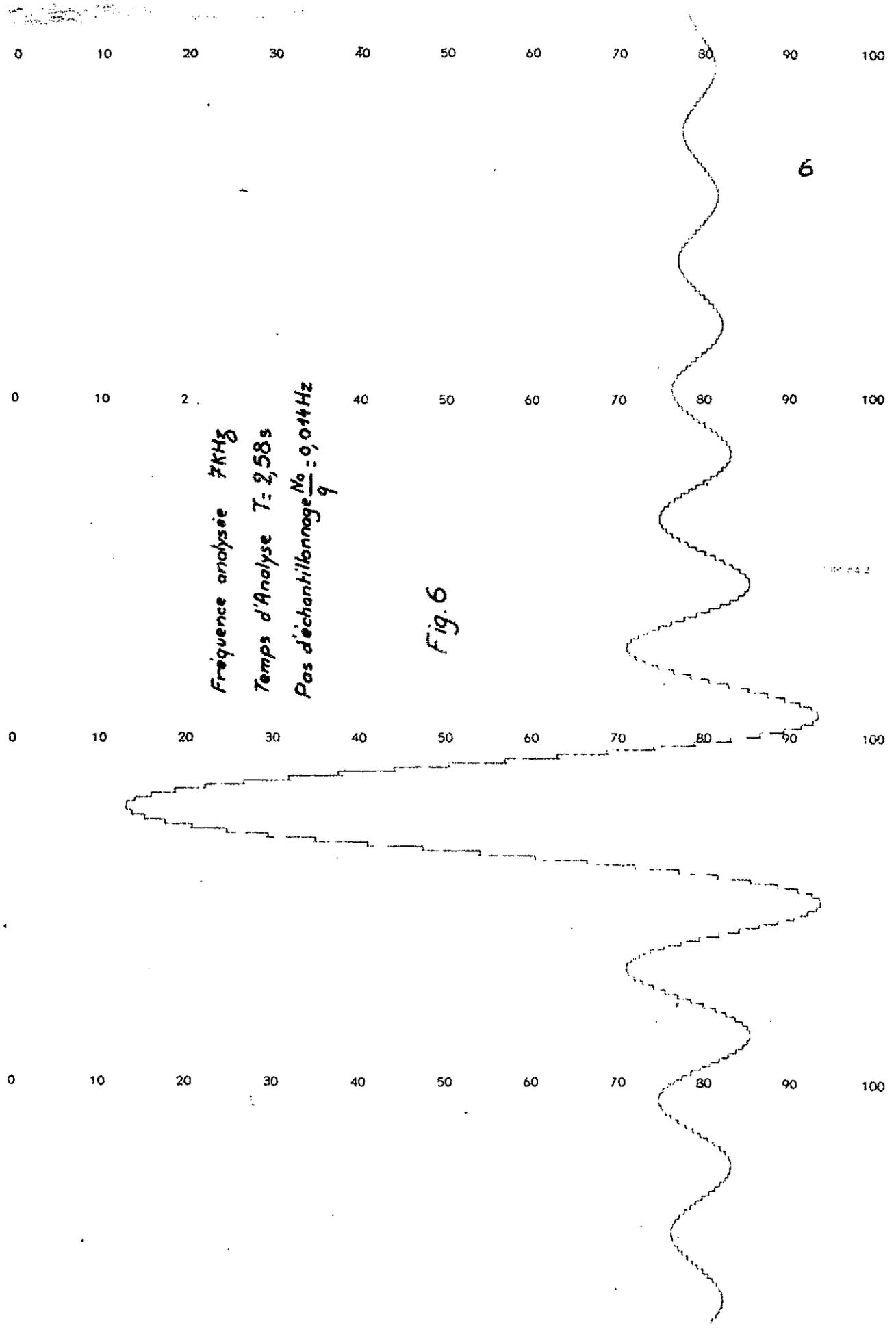
Le changement du rapport de démultiplication est automatique ( $p$  varie par valeurs entières successives après chaque opération).

La multiplication analogique se fait ensuite commodément en utilisant directement le signal carré fourni par le démultiplicateur, la réalisation du produit est alors équivalente à une détection synchrone de signal à analyser. Cette méthode a cependant un inconvénient : celui de limiter le domaine des fréquences. La forme d'onde carrée correspond en effet à la superposition d'une infinité de fonctions cosinus  $\left[ \sum_0^{\infty} \frac{(-1)^k}{2k+1} \cos (2k+1)2\pi Nt \right]$  et en travaillant

6

Fréquence analyse 7KHz  
Temps d'Analyse T: 2,58s  
Pas d'échantillonnage  $\frac{N_0}{q} = 0,044\text{Hz}$

Fig. 6



avec des spectres étendus, on aurait donc, à partir <sup>d'un point</sup> d'analyse, la somme de plusieurs tranches spectrales affectées de coefficients différents. Il faudrait alors corriger les résultats de calcul par des méthodes assez compliquées; on préfère, ainsi qu'il sera précisé plus loin, procéder à l'étude de spectres limités ( le rapport des fréquences extrêmes étant inférieur à 3 ).

L'intégration analogique est faite à l'aide d'amplificateurs opérationnels

La figure 6 montre l'analyse d'une raie monochromatique effectuée par le calculateur( G. Michel, 1967).

### III . INTERPOLATION ENTRE ÉCHANTILLONS DU SPECTRE.

Nous avons obtenu précédemment une succession d'informations discrètes qui sont les  $B''(\sigma)$  et entre lesquelles il s'agit d'interpoler.

La reconstitution de la fonction spectre procède alors de la façon dont est extraite la fonction interférogramme de la fonction périodique  $J''(\delta)$  [4]

Nous distinguerons les différents cas suivants ( voir fig. 1 ) :

#### 1°) - Interpolation idéale.

Explicitons le théorème de Shannon (\*) énoncé plus haut:  $J'(\delta)$  nulle à l'extérieur de l'intervalle  $(-\Delta, +\Delta)$ .  $J'(\delta)$  peut être considéré comme le produit des deux fonctions  $J''(\delta)$  et  $R_{\Delta}(\delta)$  :

$$J'(\delta) = J''(\delta) \times R_{\Delta}(\delta) \quad (7)$$

D'après le théorème des convolutions,  $B'(\sigma)$  s'exprime alors par la convolution des Transformées  $B''(\sigma)$  et  $f(\sigma) = \frac{\sin 2 \pi \Delta \sigma}{2 \pi \Delta \sigma}$  de ces deux fonctions :

$$(8) B'(\sigma) = B''(\sigma) * f(\sigma) = \int_{-\infty}^{+\infty} B''(\sigma') \frac{\sin 2 \pi \Delta(\sigma - \sigma')}{2 \pi \Delta(\sigma - \sigma')} d \sigma' \quad (9)$$

(\*) La démonstration est très ancienne; se référer à CAUCHY, Compte rendu de l'Académie des Sciences: volume 12, 1841 (Pages 283 à 298 ).

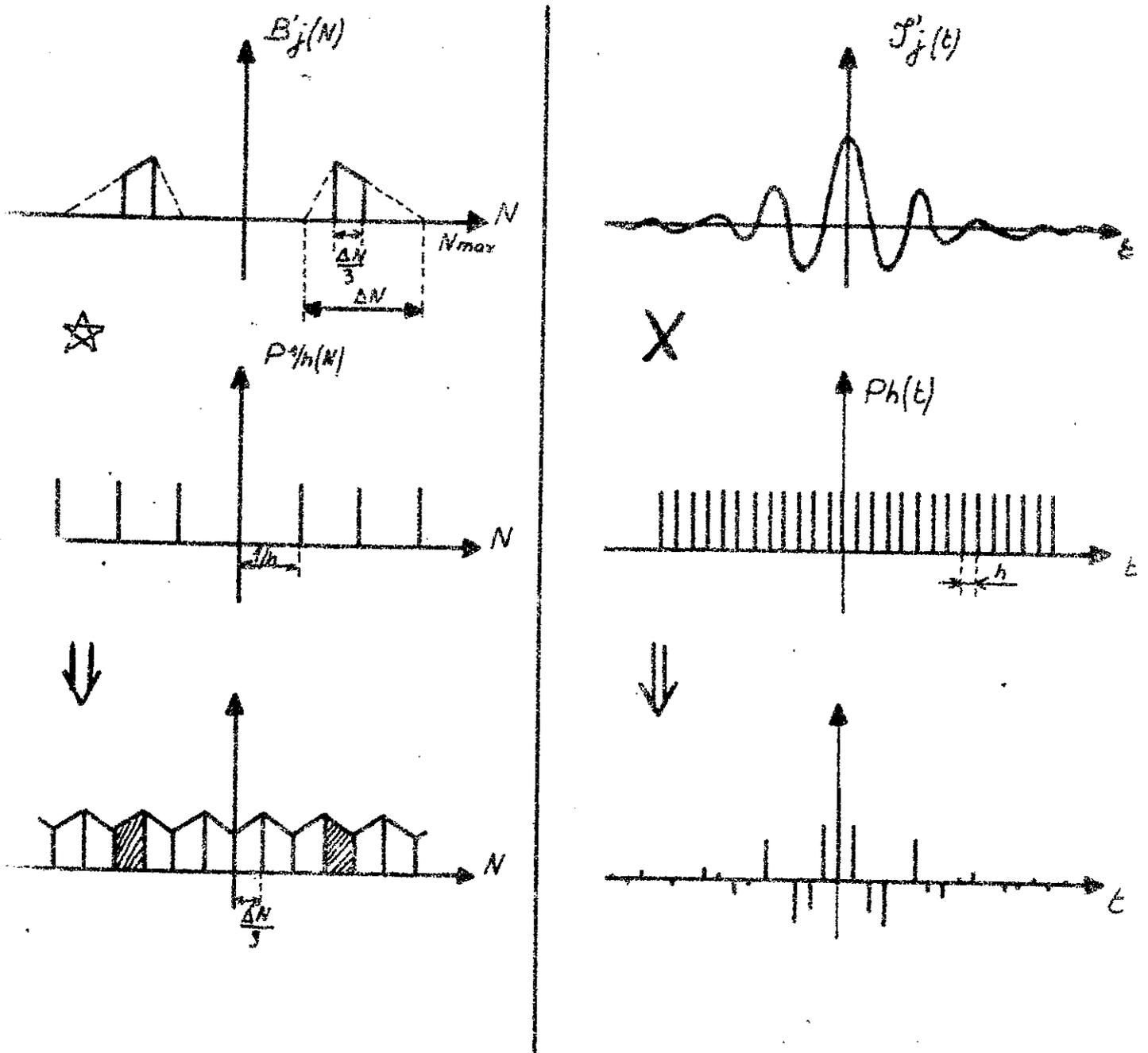


Fig. 7 Exemple de Spectres partiels obtenus à partir d'Interférogrammes échantillonnés avec le pas  $h$  optimum

En remarquant que  $B''(\sigma')$  est nulle, sauf pour  $\sigma' = \frac{n}{2\Delta}$ , où  $n$  est un entier positif, négatif ou nul:

$$B'(\sigma) = \sum_{-\infty}^{+\infty} B''\left(\frac{n}{2\Delta}\right) \frac{\sin 2\pi\Delta\left(\sigma - \frac{n}{2\Delta}\right)}{2\pi\Delta\left(\sigma - \frac{n}{2\Delta}\right)} \quad (10)$$

{ relation qui montre que  $B'(\sigma)$  s'exprime uniquement à l'aide des valeurs que  
 { cette fonction prend pour  $\sigma = \frac{n}{2\Delta}$ .

Pour obtenir  $B'(\sigma)$ , il faudrait toutefois, dans ces conditions, utiliser une fonction  $B''(\sigma)$  définie pour une infinité de valeurs discrètes, et une fonction  $I(\sigma)$  définie entre  $-\infty$  et  $+\infty$ .

Pratiquement, la fonction  $B''(\sigma)$  diffère de zéro seulement dans l'intervalle utile  $(\sigma_1, \sigma_2)$ .

Il suffit donc, pour obtenir le même résultat, d'utiliser la fonction d'interpolation  $I_1(\sigma) = \frac{\sin 2\pi\sigma\Delta}{2\pi\sigma\Delta}$  nulle en dehors de l'intervalle  $(-\Sigma, +\Sigma)$ . Nous obtiendrons alors le spectre  $B_1'''(\sigma)$  :

$$B_1'''(\sigma) = \sum_{n_1}^{n_2} B''\left(\frac{n}{2\Delta}\right) I_1\left(\sigma - \frac{n}{2\Delta}\right) \quad (11)$$

où  $n_1 = 2\Delta\sigma_1$  et  $n_2 = 2\Delta\sigma_2$ , qui représente la meilleure approximation possible du spectre.

2°) - Interpolation à l'aide d'une fonction limitée.

Le calcul de  $B_1'''(\sigma)$  étant trop lourd (il suppose en effet la mise en mémoire des  $2M$  points calculés et la connaissance de la fonction d'interpolation sur un trop grand intervalle -en principe illimité-), on peut envisager de n'interpoler qu'à partir d'un nombre limité de points du spectre mis en mémoire, ou, ce qui revient au même, de n'utiliser pour fonction d'interpolation que la partie centrale de  $I(\sigma)$ , la fonction  $I_2(\sigma)$  ainsi utilisée pouvant alors s'exprimer par la relation :

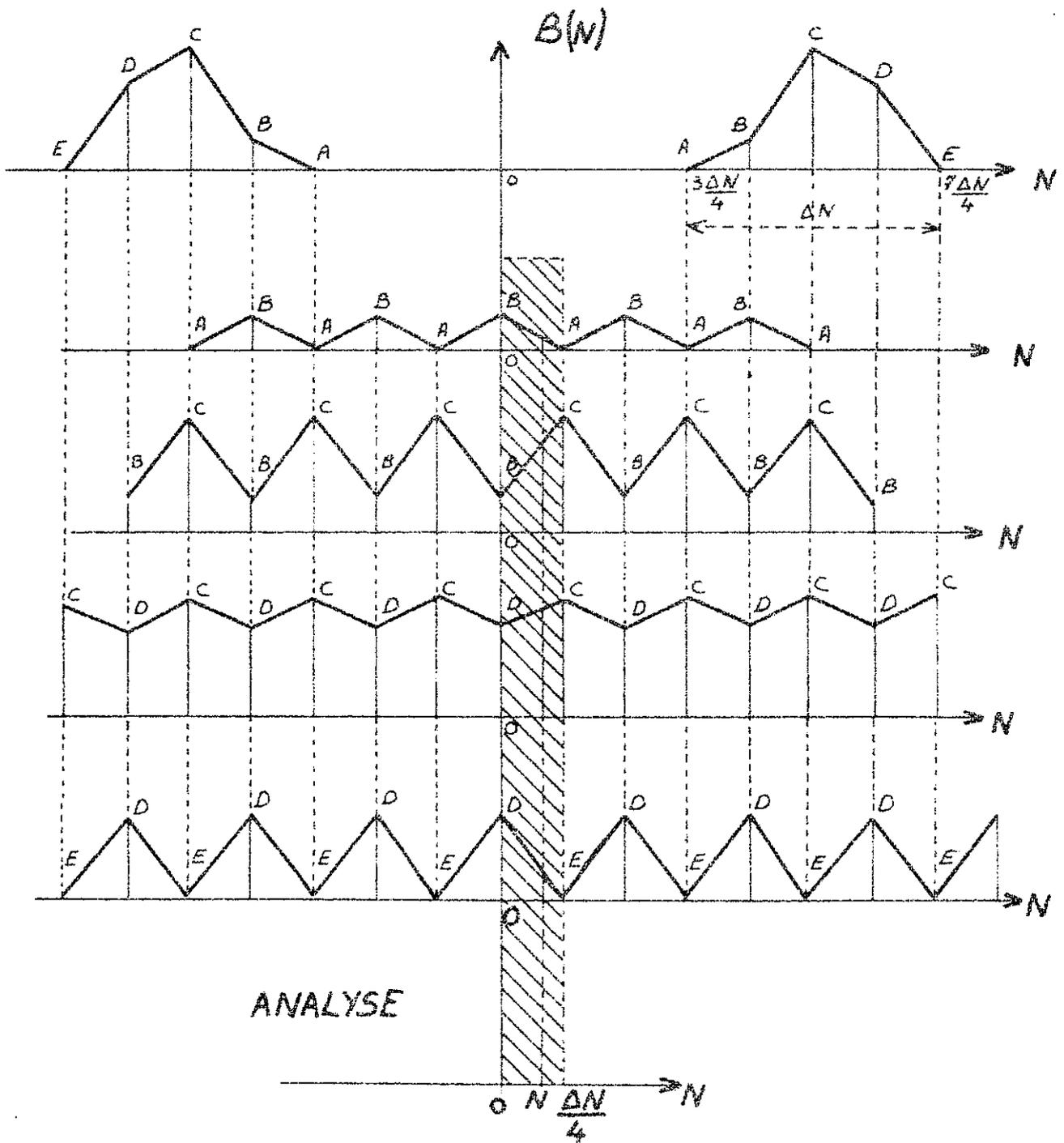


Fig. 8 Spectres correspondant  
 aux  $J$  interférogrammes échantillonnés ( $J=4$ )  
 (L'analyse par un signal de fréquence  $N$  donne 4 points du spectre)

$$I_2(\sigma) = f(\sigma) \times R(\sigma) \quad (12)$$

où  $R(\sigma)$  est la fonction rectangulaire, telle que :

$$R(\sigma) = 0 \text{ pour } \frac{m}{2\Delta} \leq \sigma \leq -\frac{m}{2\Delta}$$

$$= 1 \text{ pour } -\frac{m}{2\Delta} < \sigma < \frac{m}{2\Delta}$$

et où  $2m$  représente le nombre de points successifs du spectre nécessaires à une interpolation élémentaire (\*). Le spectre  $B_2''$  obtenu par ce procédé est alors donné par la relation:

$$B_2''(\sigma) = \sum_{n_1}^{n_2} B''\left(\frac{n}{2\Delta}\right) I_2\left(\sigma - \frac{n}{2\Delta}\right) \quad (13)$$

### 3°) - Interpolation apodisante.

Une meilleure approximation peut être obtenue en introduisant une apodisation dans le calcul.

La loi  $f(\sigma) = \frac{\sin 2\pi\Delta\sigma}{2\pi\Delta\sigma}$  ne décroît qu'assez lentement avec  $|\sigma|$ , de sorte que la seule limitation à l'intervalle  $(-\frac{m}{2\Delta}, \frac{m}{2\Delta})$  ne constitue pas une bonne approximation de la loi  $f(\sigma)$  pour un nombre  $2m$  restreint d'informations utiles. Si l'on considère maintenant la loi d'interpolation  $f(\sigma)$  pondérée par une fonction  $F(\sigma)$ , en forme de cloche et nulle en dehors de l'intervalle  $(-\frac{m}{2\Delta}, \frac{m}{2\Delta})$ , on aura alors à calculer:

$$B_3''(\sigma) = \sum_{n_1}^{n_2} B''\left(\frac{n}{2\Delta}\right) I_3\left(\sigma - \frac{n}{2\Delta}\right) \quad (14)$$

où  $I_3(\sigma)$  est la fonction d'interpolation définie par l'opération:

$$I_3(\sigma) = f(\sigma) \times F(\sigma) \quad (15)$$

---

(\*) Nous appelons interpolation élémentaire l'interpolation entre deux points consécutifs du spectre  $B''(\sigma)$ .

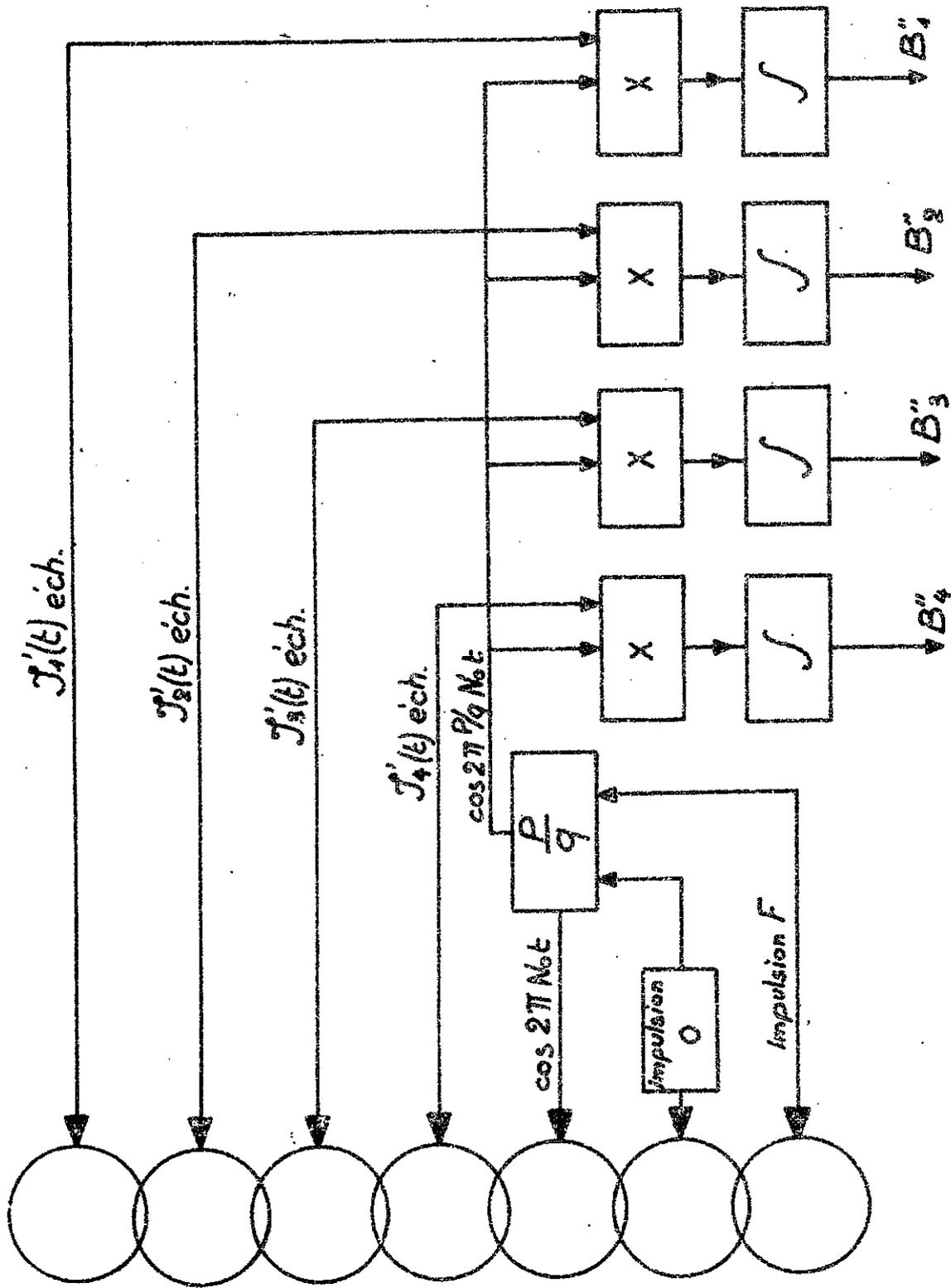


Fig. 9 CALCULATEUR SPECIALISE. Analyse d'interferogrammes échantillonnés

Cette façon de procéder permet de minimiser systématiquement et progressivement la contribution des points éloignés de l'intervalle où a lieu l'interpolation et de négliger celle de points extérieurs à l'intervalle de larg.  $\frac{\pi}{\delta}$  considéré. Nous introduisons ainsi, par interpolation, ce que les opticiens appellent une apodisation. Soit  $B_3''(\sigma)$  la fonction spectre obtenue par cette méthode; nous pouvons écrire:

$$B_3''(\sigma) = B''(\sigma) \star I_3(\sigma) \quad (16)$$

c'est-à-dire:

$$B_3''(\sigma) = \left[ (B(\sigma) \star f(\sigma)) \times P_{1/2\Delta}(\sigma) \right] \star (f(\sigma) \times F(\sigma)) \quad (17)$$

(nous remarquerons que si, dans cette relation, on fait  $F(\sigma) = 1$ , nous obtenons:

$$B_3''(\sigma) = B(\sigma) \star f(\sigma) = B'(\sigma) \quad (18) .$$

Si  $F(\sigma)$  est une fonction du type préconisé ci-dessus, on pourra alors mettre  $B_3''(\sigma)$  sous la forme :

$$B_3''(\sigma) = B(\sigma) \star (f(\sigma) \star A(\sigma)) \quad (19)$$

où  $A(\sigma)$  est la transformée de Fourier de la fonction apodisante  $\mathcal{A}(\delta)$  (fig. 1), qui se substitue alors à la fonction impulsion  $R_{\Delta}(\delta)$  dans l'expression (7) de  $\mathcal{J}'(\delta)$ .

Il apparaît ainsi que la fonction d'appareil théorique  $f(\sigma)$  peut, par cette méthode, être modifiée favorablement (par atténuation des extrêmes secondaires), en choisissant une fonction d'interpolation convenable, la fonction d'appareil globale étant maintenant donnée par l'expression:  $f(\sigma) \star A(\sigma)$ .

#### IV . ENREGISTREMENT MULTICANAL ET ANALYSE SIMULTANEE [4].

En utilisant un polychromateur, on peut séparer, dans l'interférogramme  $\mathcal{J}'(t)$  les interférogrammes  $\mathcal{J}'_1(t)$ ,  $\mathcal{J}'_2(t)$ , .....  $\mathcal{J}'_j(t)$  de  $J$  régions du spectre de largeur  $\frac{\Delta N}{J}$ , et telles que  $N_{\max} = K \frac{\Delta N}{J}$  ( $K$  entier) (fig. 7).

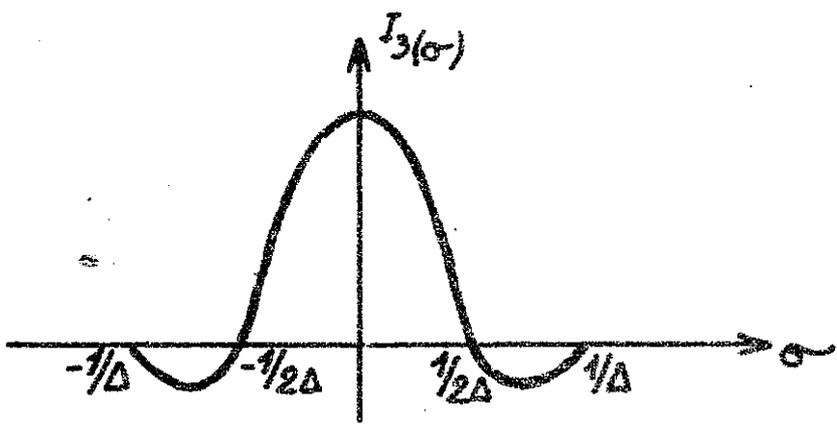


Fig.10 Exemple de loi d'Interpolation  $I_3(\sigma)$  ( $m=2$ )

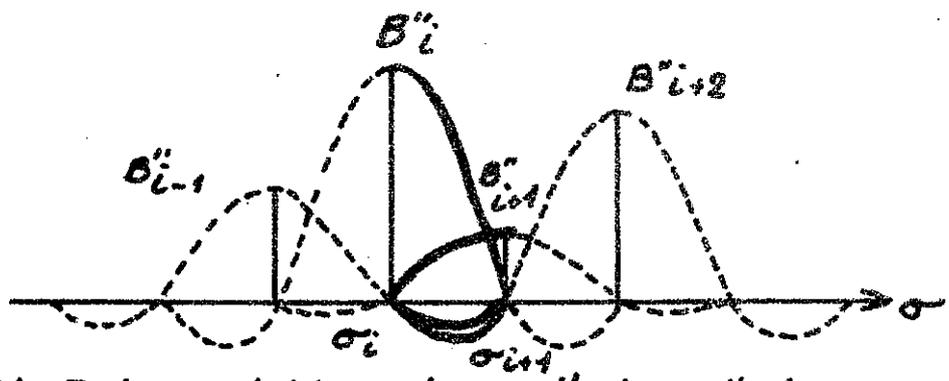


Fig.11. Interpolation dans l'intervalle  $(\sigma_i, \sigma_{i+1})$  avec la fonction  $I_3$  ci-dessus.

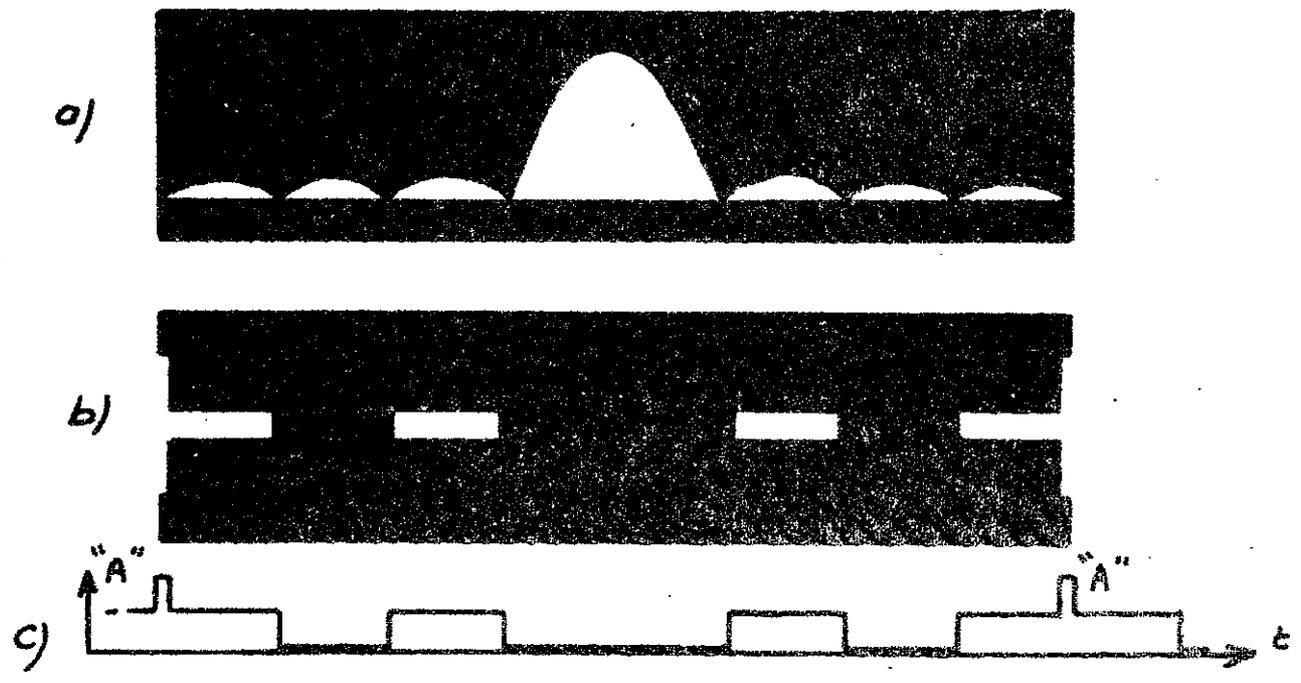


Fig.12

Chacun de ces  $J$  interférogrammes est alors échantillonné avec un pas  $h = \frac{J}{2 \Delta N}$  (cf. théorème de Shannon), opération qui aura pour effet d'opérer pour chacun des  $J$  spectres partiels un véritable changement de fréquences, amenant séparément chacune des régions du spectre au voisinage de la fréquence zéro (de 0 à  $\frac{\Delta N}{J}$ ) (fig. 8).

Les  $J$  interférogrammes échantillonnés sont enregistrés séparément sur  $J$  pistes de la bande magnétique afin de pouvoir être analysés simultanément (fig. 9). On commencera l'analyse à une fréquence légèrement supérieure au tiers de la fréquence limite  $\frac{\Delta N}{J}$  ; ensuite, par un découpage différent en autant d'autres bandes et avec un échantillonnage ayant les mêmes propriétés, on analysera les portions non encore étudiées. Le calculateur point par point délivre ainsi simultanément autant de points que de tranches de spectre explorées (soit  $J$  points séparés de  $\frac{\Delta N}{J}$ ). Il s'ensuit que l'interpolation doit également se faire simultanément pour ces  $J$  spectres partiels. Nous considérons donc maintenant que nous avons à effectuer  $J$  interpolations sur  $J$  tranches distinctes du spectre.

---

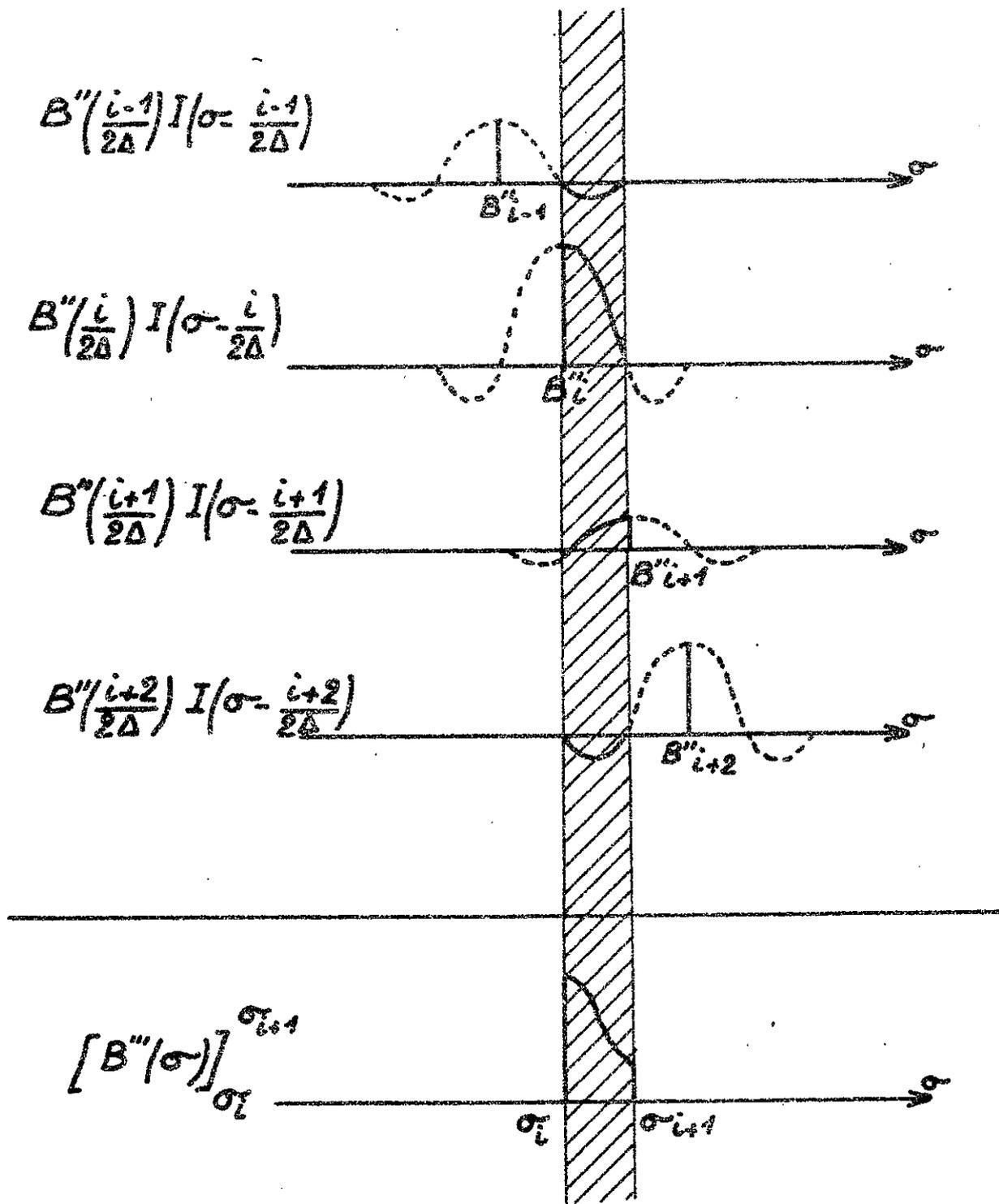


Fig. 13

INTERPOLATEUR ANALOGIQUE

I . PRINCIPE.

Soit à interpoler entre deux valeurs successives B''\_i et B''\_{i+1} de la fonction B'' à l'aide d'une fonction I\_3(σ) d'extension n/Δ (c'est-à-dire comportant 2m - 1 arches):

Il résulte de ce qui précède que nous aurons à calculer dans l'intervalle (σ\_i , σ\_i + 1) la somme :

Σ\_{i-m+1}^{i+m} B''( n/2Δ ) I\_3 (σ - n/2Δ ) (20)

représentant les variations de la fonction B''(σ) dans cet intervalle (interpolation élémentaire).

Ce calcul nécessite l'utilisation des points

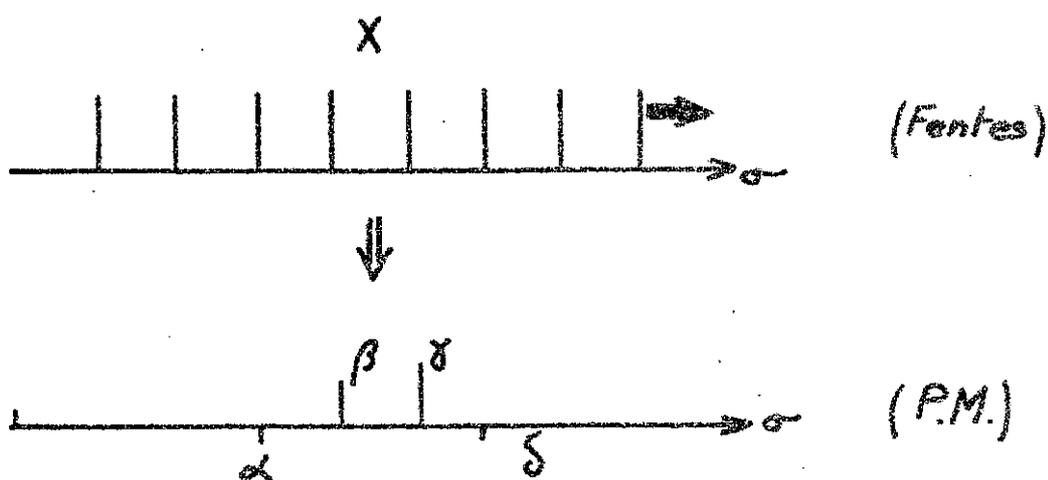
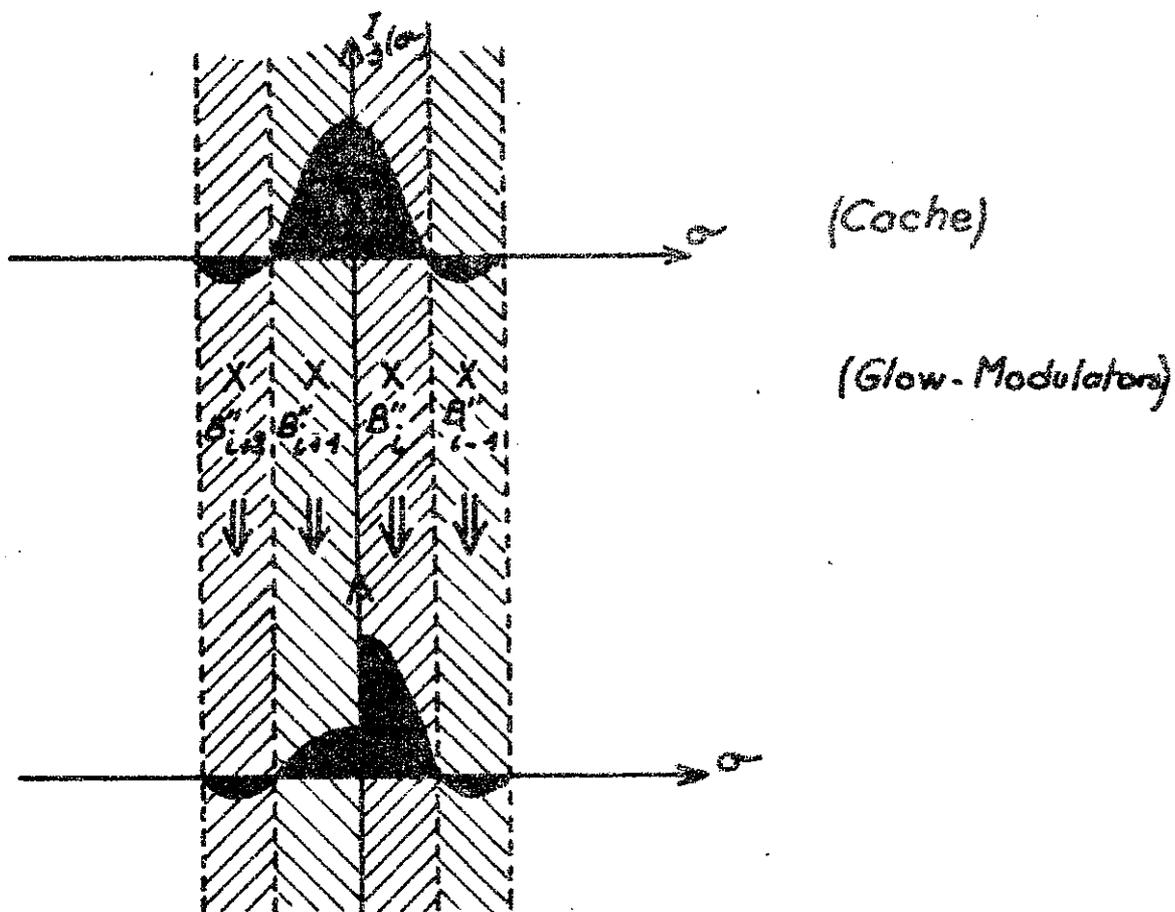
B''\_{i-m+1} , B''\_{i-m+2} ..... B''\_i , B''\_{i+1} ..... B''\_{i+m}

soit de 2m points du spectre répartis également de part et d'autre de l'intervalle considéré.

Considérons l'exemple simple suivant (fig. 10) :

Exemple: m = 2 . La loi d'interpolation I\_3(σ) a l'allure représentée fig. 10

Pour interpoler la fonction B''(σ) dans l'intervalle (σ\_i , σ\_{i+1}) à l'aide de cette loi, il faut donc disposer des 2m informations B''\_{i-1} , B''\_i , B''\_{i+1} , B''\_{i+2} (ainsi qu'il apparaît clairement fig. 11).



$\alpha + \beta + \delta + \delta \rightarrow$  1 pt. de spectre

Fig. 14

Calculer  $\sum_{i-1}^{i+2} B^n\left(\frac{n}{2\Delta}\right) I_3\left(\sigma - \frac{n}{2\Delta}\right)$  (21)

revient donc à faire dans l'intervalle considéré la somme algébrique des quatre fonctions en traits pleins de la figure 13.

On voit, par cet exemple, que l'interpolation dans l'intervalle  $\sigma_i, \sigma_{i+1}$  peut être obtenue simplement en sommant des arches successives de la loi d'interpolation, elles-mêmes successivement pondérées par les valeurs :

$$B^{n_{i-m+1}} \dots B^{n_{i+m}}$$

Il est plus suggestif, pour ce qui va suivre, de présenter le calcul de la manière suivante :

Soit  $I_3(\sigma)$  la loi d'interpolation. Nous effectuons sur chacune des arches de cette fonction une affinité de rapport  $B^n\left(\frac{n}{2\Delta}\right)$ ,  $n$  variant par valeurs entières successives croissantes lorsqu'on décrit la courbe  $I(\sigma)$  dans le sens des  $\sigma$  décroissants. On obtient ainsi une succession d'arcs de courbe définis dans un intervalle de largeur  $1/2\Delta$ , dont il ne reste plus qu'à effectuer la somme algébrique (exemple ci-après). Pour effectuer cette somme, il faut alors explorer simplement et de manière synchrone chacun de ces arcs de courbe, et ainsi faire la sommation, soit continuellement, soit point par point (cf. système multiplex). Reprenant l'exemple précédent, nous pouvons donc encore présenter le calcul de la manière indiquée figure 14, chaque élément de ce calcul portant, en référence (entre parenthèses), son analogue dans le dispositif physique qui sera utilisé, et dont on va analyser brièvement le fonctionnement (cf. fig. 15).

La fonction d'interpolation  $I_3(\sigma)$  de largeur  $\frac{n}{\Delta}$ , est inscrite, en valeur absolue sur un film (voir fig. 12 a) enroulé autour d'un cylindre porteur et entraîné dans un mouvement de rotation uniforme.

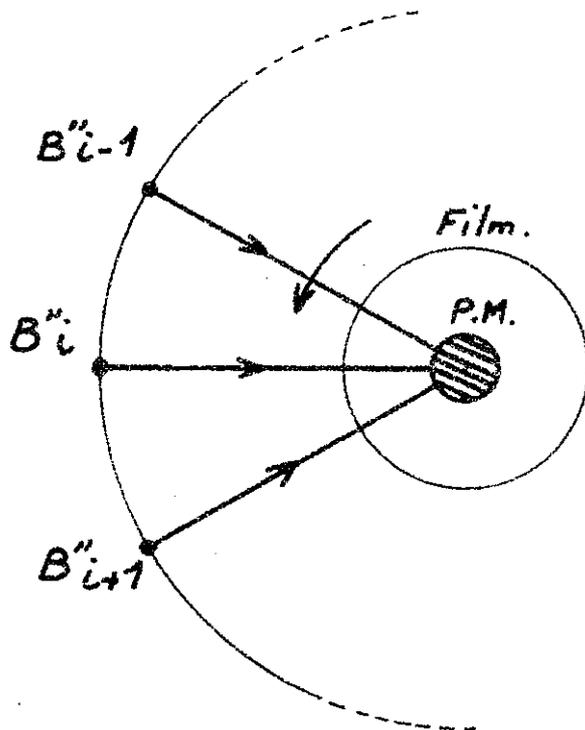
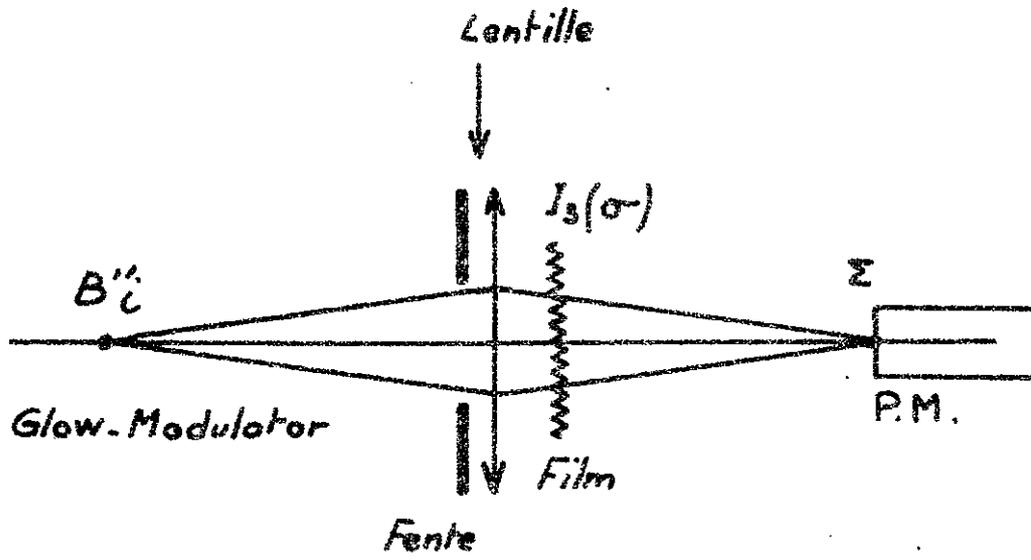


Fig.15

Les informations  $B_i^*$  vont commander l'amplitude de la brillance (modulée à 30 KHz) de 2m sources lumineuses ponctuelles (\*) disposées régulièrement sur une circonférence concentrique au film précédent, et au centre de laquelle un photomultiplicateur recueillera la somme de leur flux lumineux pondérés par l'écran que constitue le film, et échantillonnés par autant de fentes qu'il est utilisé de sources lumineuses pour réaliser l'opération.

Un dispositif annexe permet d'inverser la phase des signaux lumineux pour toute source dont le faisceau utile sera amené à être pondéré par les valeurs négatives de la fonction  $I_3(\sigma)$ ; cette façon de procéder permettant de reconstituer indirectement  $I_3(\sigma)$  à partir de  $|I_3(\sigma)|$  en opérant le transfert du signe d'une fonction sur l'autre, ces deux fonctions intervenant dans le calcul par leur produit.

## II . DETAIL DES PARTIES OPTIQUE ET MECANIQUE (Voir planche hors texte).

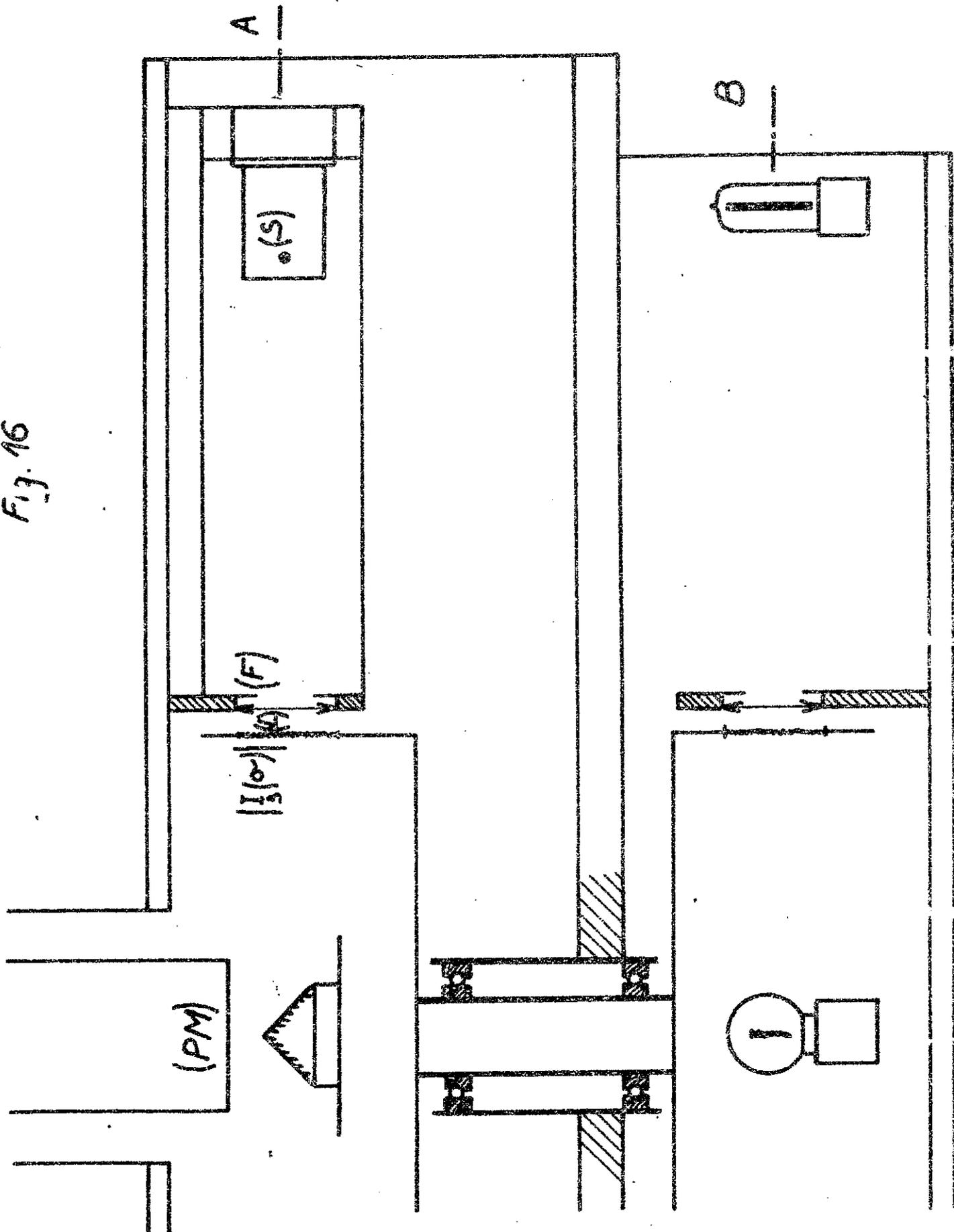
La vue en coupe représentée (schématiquement) figure 16 fait clairement apparaître la disposition des éléments de l'appareil qui viennent d'être indiqués. On y distingue deux parties essentielles, séparées optiquement (mais non mécaniquement: les cylindres "porte-film" portés par un même axe sont entraînés simultanément dans un mouvement de rotation uniforme) par un plateau central:

- La partie supérieure comportant les sources lumineuses modulées (S), dont les faisceaux utiles traversent successivement les fentes (F)(\*\*), les lentilles (L) et le film  $|I_3(\sigma)|$  indiqué précédemment (fig. 12 a) pour tomber au

(\*) Ce sont des "Glow Modulators" du type R 1169 de "Sylvania".

(\*\*) Pour la commodité du montage, ces fentes ont été obtenues par réduction sur film noir et blanc à partir d'un modèle de grandes dimensions: cette méthode a permis d'obtenir des fentes à bords bien parallèles et toutes identiques sans aucun réglage.

Fig. 16



centre de l'appareil, sur des miroirs inclinés à 45° permettant de les faire converger sur la cathode d'un photomultiplicateur (PM)(\*) qui recueille ainsi la somme des flux lumineux en provenance des différentes sources.

- La partie inférieure qui comporte une source lumineuse centrale (à filament vertical) et des cellules photorésistives au sulfure de cadmium (\*\*) périphériques, chacune d'elles étant ainsi associée dans un même demi-plan vertical (limité par l'axe central), à une source de la partie supérieure. Le passage de la lumière vers les cellules photorésistives se fait à travers un dispositif optique analogue à celui que l'on vient d'examiner pour la partie supérieure le film ayant cette fois-ci l'allure indiquée sur la figure 12 b.

Cette partie inférieure constitue le dispositif annexe évoqué en I (fin de paragraphe), où s'élabore le signal de commande de la phase de la modulation envoyée sur chacune des sources de la partie supérieure.

La figure 17 indique d'autre part qu'il est utilisé au total 12 sources lumineuses modulées, c'est-à-dire que nous allons nous placer pour notre calcul dans le cas  $2m = 12$ .

### III . COMMUTATIONS.

#### 1°) - Distribution de l'information.

Nous avons vu (§ II) que la dernière opération effectuée dans le calcul des points du spectre est une intégration suivie de la mise en mémoire de l'information obtenue. D'autre part, pour chaque spectre partiel, l'interpolation

-----

(\*) Ce photomultiplicateur est du type 53 AVP de "La Radiotechnique".

(\*\*) Cellules du type ORF 90 de "La Radiotechnique".

COUPE A

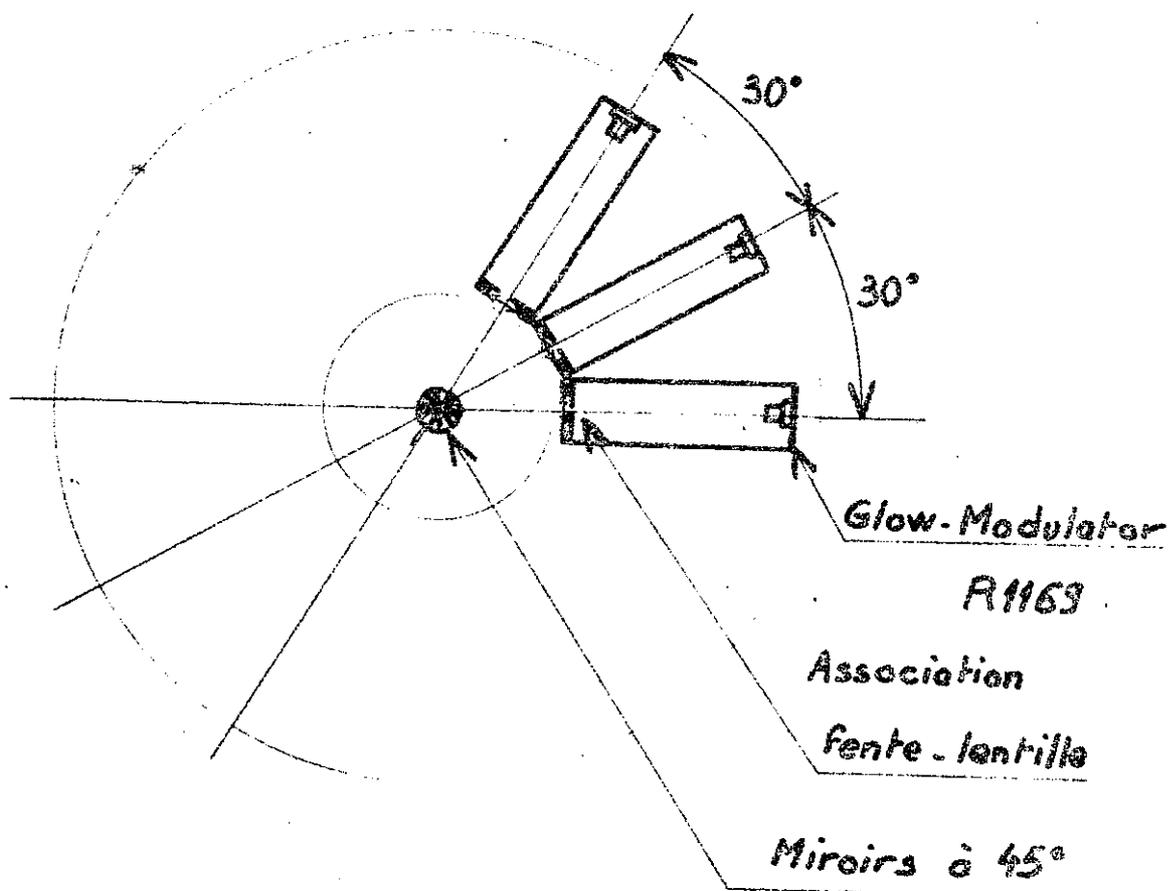
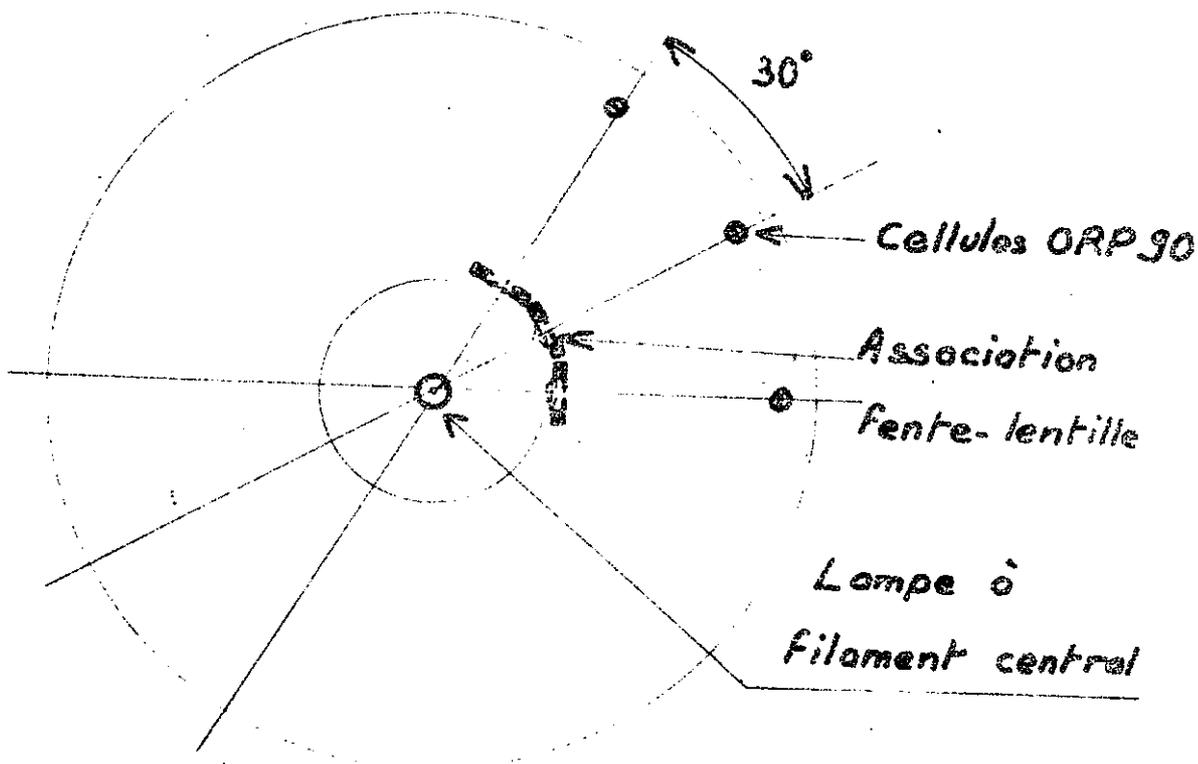


fig. 17

COUPE B



imposer l'utilisation simultanée de 12 points spectraux consécutifs (2m), et on verra que le nombre total de mémoires accessibles par le calculateur doit être de 24 (toujours par spectre partiel) pour réaliser simplement toutes les commutations, de sorte que le calculateur doit effectuer à l'aide d'un relais pas à pas commandé par les impulsions de fin d'enregistrement (voir § II), les commutations indiquées figure 18: la sortie du multiplicateur analogique sera ainsi connectée successivement à 24 intégrateurs-mémoires, le pas précédant chaque intégration permettant la remise à zéro (R.A.Z.) de la capacité-mémoire C qui va être utilisée.

Les mémoires utilisées pour l'interpolation (qui, elles, seront au nombre de 12) peuvent alors être représentées sur ce diagramme (fig. 18) par un secteur hachuré, d'où figure 19. Elles sont accessibles aux sorties des amplificateurs-intégrateurs par l'intermédiaire de 12 relais inverseurs bistables commandés par les impulsions issues de l'interpolateur par le mécanisme suivant:

En se reportant aux figures 12 b, 16 et 17, on voit que chaque cellule photoréceptive de la partie inférieure de l'interpolateur va fournir un signal de la forme indiquée sur la figure 12 C, où les impulsions "A" coïncident avec le passage de début (ou de fin) de fonction  $|I_3(\sigma)|$  devant la source modulée pour laquelle doit s'opérer le changement de point.

Les impulsions "A" détectées par une diode Zener et amplifiées (voir schématique) commandent ainsi les relais-inverseurs bistables cités ci-dessus; en se reportant figure 9, on voit alors, par exemple, qu'au point mis en mémoire en 11, va être immédiatement substitué celui mis en mémoire en 23, et ainsi de suite..., chaque mémoire étant ainsi "couplée" avec son "opposée" sur le diagramme de la figure 9.

Ces impulsions "A" seront par ailleurs dirigées vers la commande d'un relais pas-à pas du même type que celui utilisé en sortie de calculateur afin d'assurer

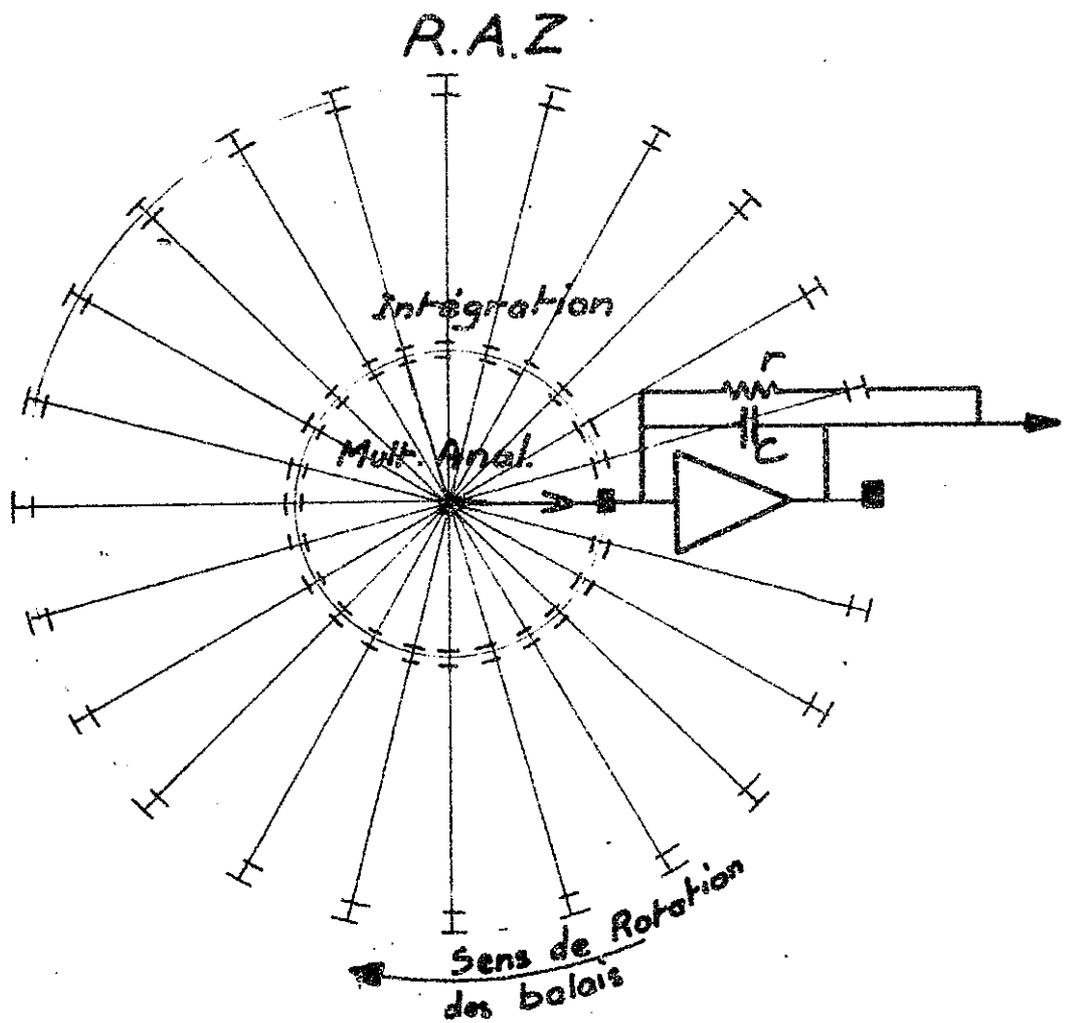


Fig. 18

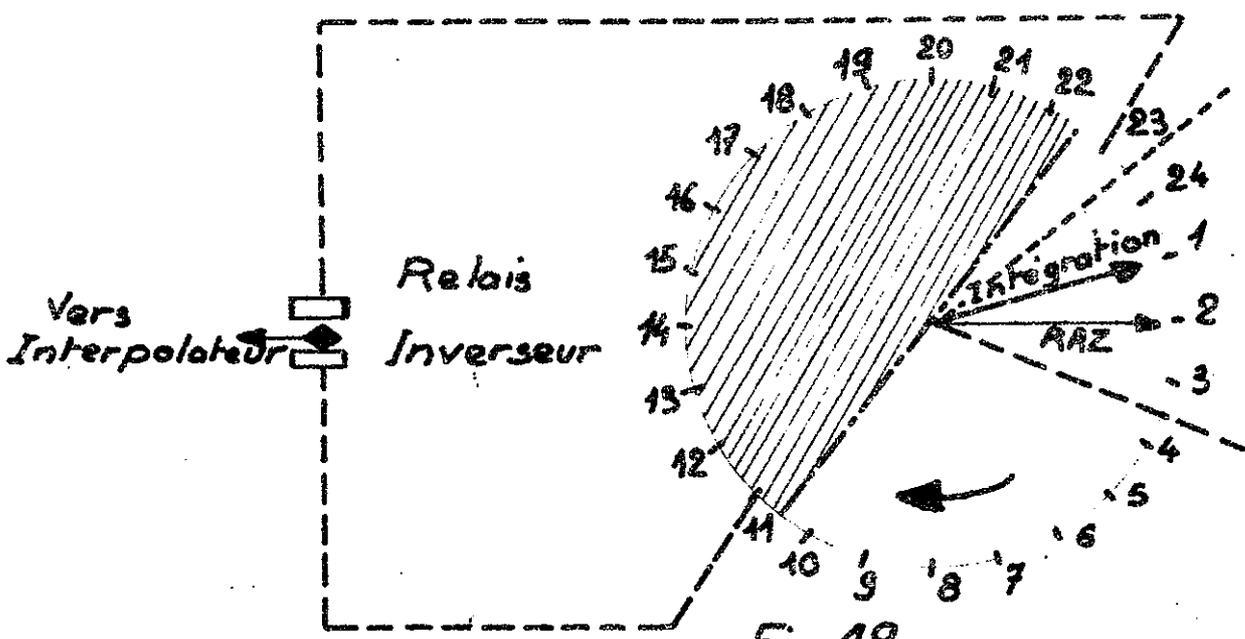


Fig. 19

la synchronisation par tout ou rien, que nous allons maintenant étudier.

2°) - Synchronisation par tout ou rien.

Afin de n'avoir pas à interrompre l'enregistrement du spectre, on pose en principe que pour interpoler entre deux points successifs, il faut un temps supérieur à celui nécessaire pour faire effectuer un tour à la bande magnétique. L'interpolation se faisant moins rapidement que le calcul des points, il y aura donc lieu d'interrompre ce calcul lorsque la dernière mémoire disponible pour l'intégration sera en circuit, et de le reprendre lorsque le nombre de mémoires accessibles pour l'interpolation sera minimum. Cette opération peut s'effectuer simplement en intercalant une porte analogique dans le circuit de lecture de la bande magnétique, cette porte étant commandée par des impulsions produites par la coïncidence des balais de synchronisation solidaires, d'une part du relais pas à pas de sortie de calculateur, et d'autre part d'un relais pas à pas d'entrée d'interpolateur. Les positions respectives de ces balais sont représentées sur la figure 20 pour chaque commutation d'arrêt-marche du calculateur.

---

# Synchro par Tout ou Rien

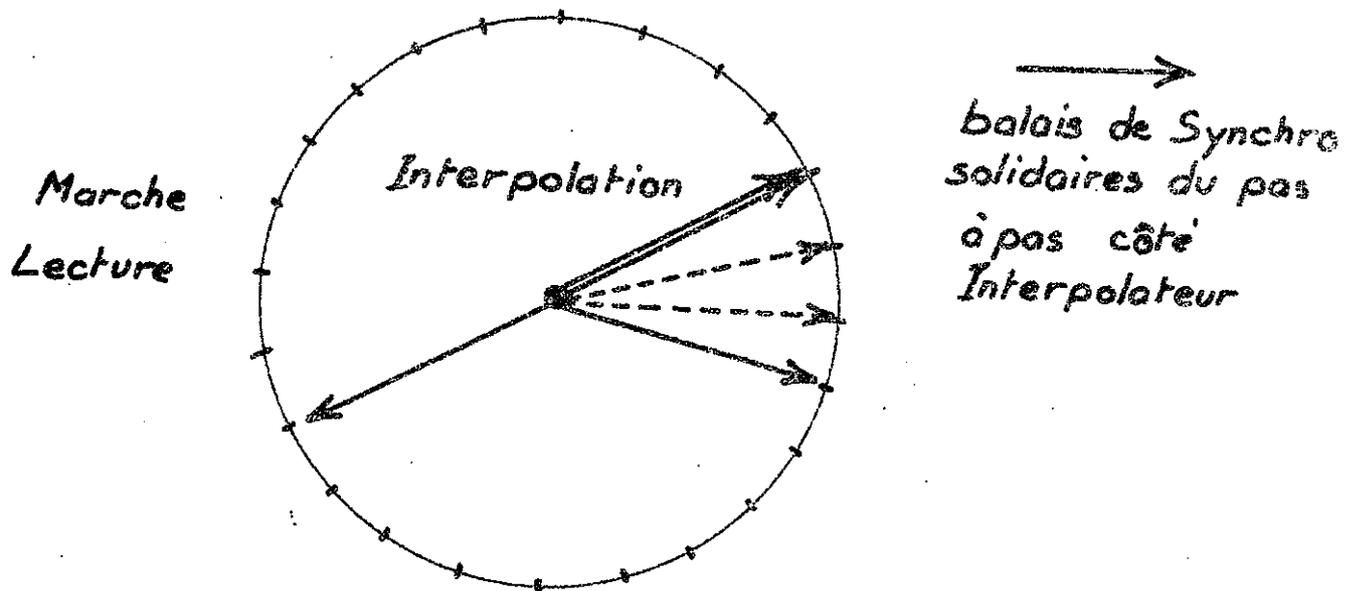
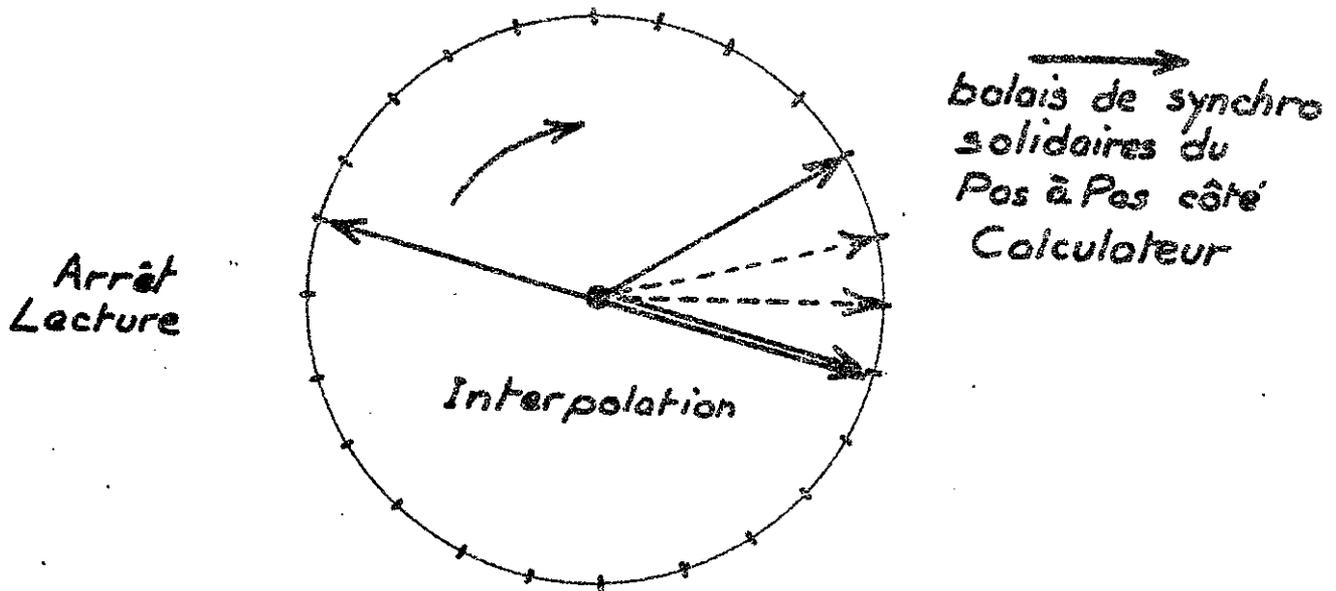


Fig 20

I N T E R P O L A T I O N   E N   M U L T I P L E X

I - PRINCIPE.

1°) - Généralités.

{ Pour tout ce qui va suivre, nous noterons  $B''_{ij}$  le point du spectre  $B''(\sigma)$   
 { d'ordre  $i$  dans le spectre partiel d'ordre  $j$  (voir introduction, paragraphe  
 { IV,  $j$  est alors un entier compris entre 1 et  $J$ ).  
 { On se reportera utilement au bloc-diagramme indiqué figure 21, ainsi qu'aux  
 { oscillogrammes obtenus pour  $J = 4$  (voir plus loin).

Le type d'interpolateur qui vient d'être décrit se prête bien au traçage simultané des  $J$  spectres partiels par modulation en multiplex des Glow Modulators. Nous aurons, de ce fait, à considérer dans l'analyse que nous allons faire de l'ensemble électronique (cf. bloc-diagramme), deux parties essentielles: l'une, digitale, concernant le multiplexage proprement dit, l'autre, analogique, dont on examinera successivement les parties "modulation" et "démodulation".

2°) - Partie digitale (fig. 22).

L'ensemble est commandé par un oscillateur pilote qui délivre une tension sinusoïdale (1) de fréquence  $f_0 = 30$  KHz stable. Cet oscillateur attaque une bascule de Schmitt, qui fournit les signaux carrés (2) destinés aux Choppers de la partie analogique.

Interpolateur

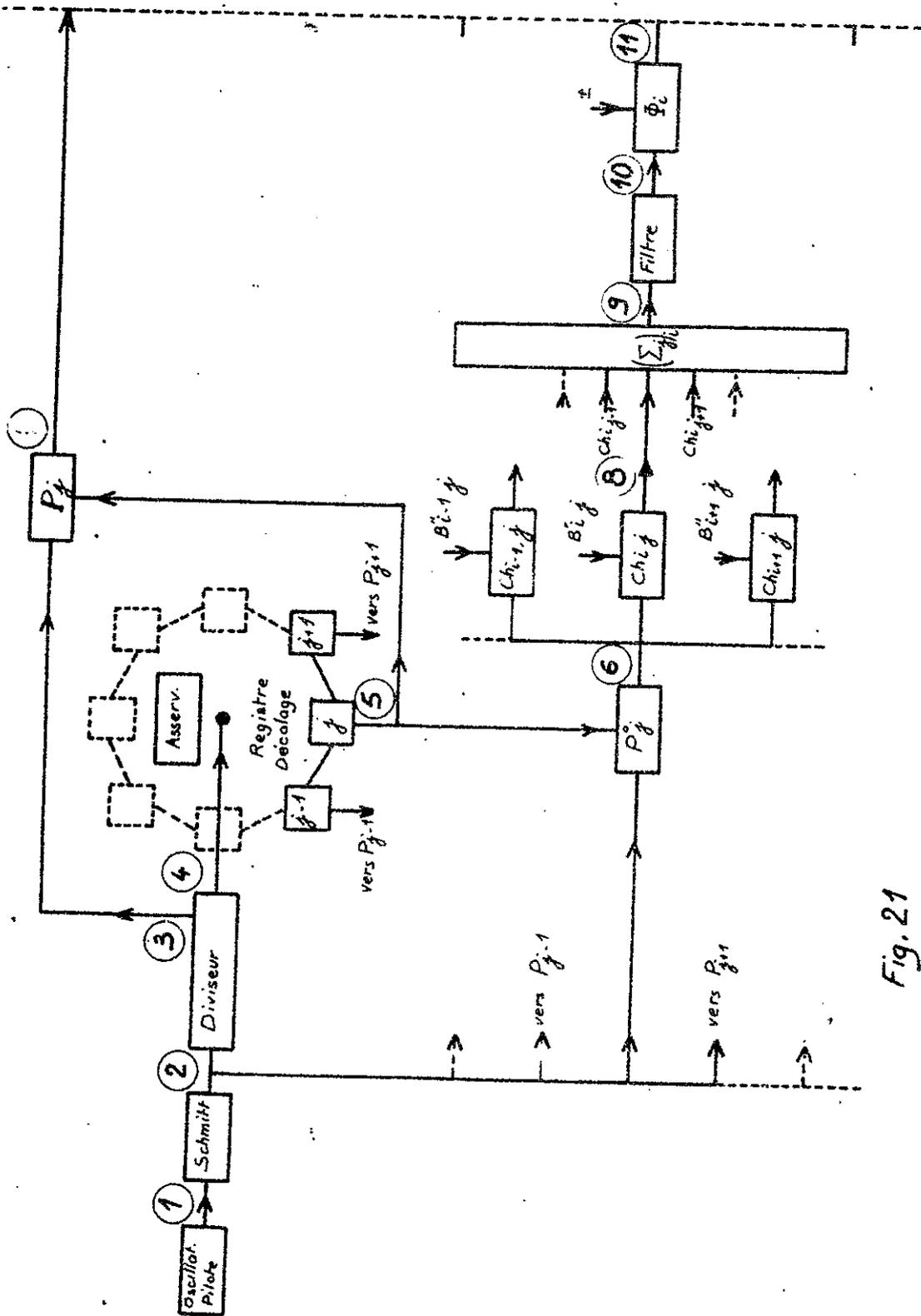


Fig. 21

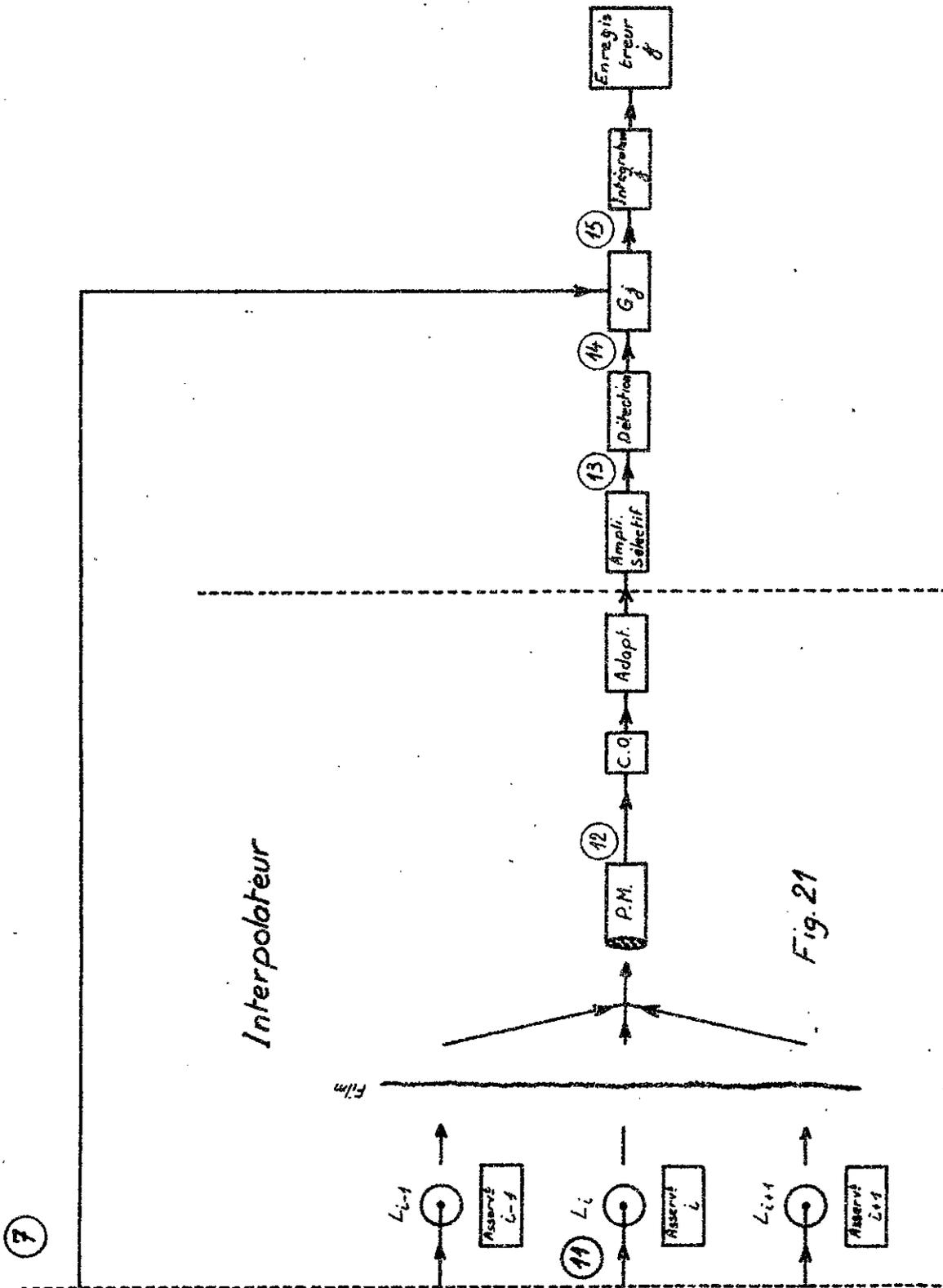


Fig. 21

Ce Schmitt est, à son tour, suivi d'un diviseur par  $2^6$  qui délivre les impulsions (4) de commande d'un registre de décalage à J bascules, dont une seule est à chaque instant dans l'état 1, cet état permettant l'ouverture d'une porte  $P_j^0$  dirigeant le signal modulateur (2) issu de la bascule de Schmitt vers les Choppers de la voie j. Il s'ensuit que les Choppers j sont attaqués par un signal de la forme (6), produit des signaux (2) et (5), que les Choppers sont attaqués par un signal de même forme, mais décalé d'une période de répétition des impulsions (4), et ainsi de suite ...

Le même signal (5) permet, en outre, de sélectionner à l'aide de la porte  $P_j$  une impulsion (3) issue du diviseur, afin d'obtenir une impulsion j de fin de voie (7) destinée à commander une porte  $G_j$  de détection de voie j.

3°) - Partie analogique.

a) Modulation:

Chacune des informations  $B''_{ij}$  est modulée par un signal de voie j de la forme (6) à travers un Chopper  $Ch_{ij}$  de telle façon que le signal (8) recueilli en sortie de ce Chopper peut être considéré comme le produit des signaux  $B''_{ij}$  et (6).

Les J voies sont ensuite regroupées dans le sommateur  $(\Sigma_j)_i$ .

Le signal (9) obtenu par cette dernière opération est filtré (d'où (10)), et appliqué à un déphaseur à la sortie duquel on recueille, selon le signe de la fonction d'interpolation concerné par le Glow Modulator i, le même signal en phase (11)<sup>+</sup> ou en opposition de phase (11)<sup>-</sup>.

Le signal (11) commande les Glow Modulators disposés sur l'interpolation

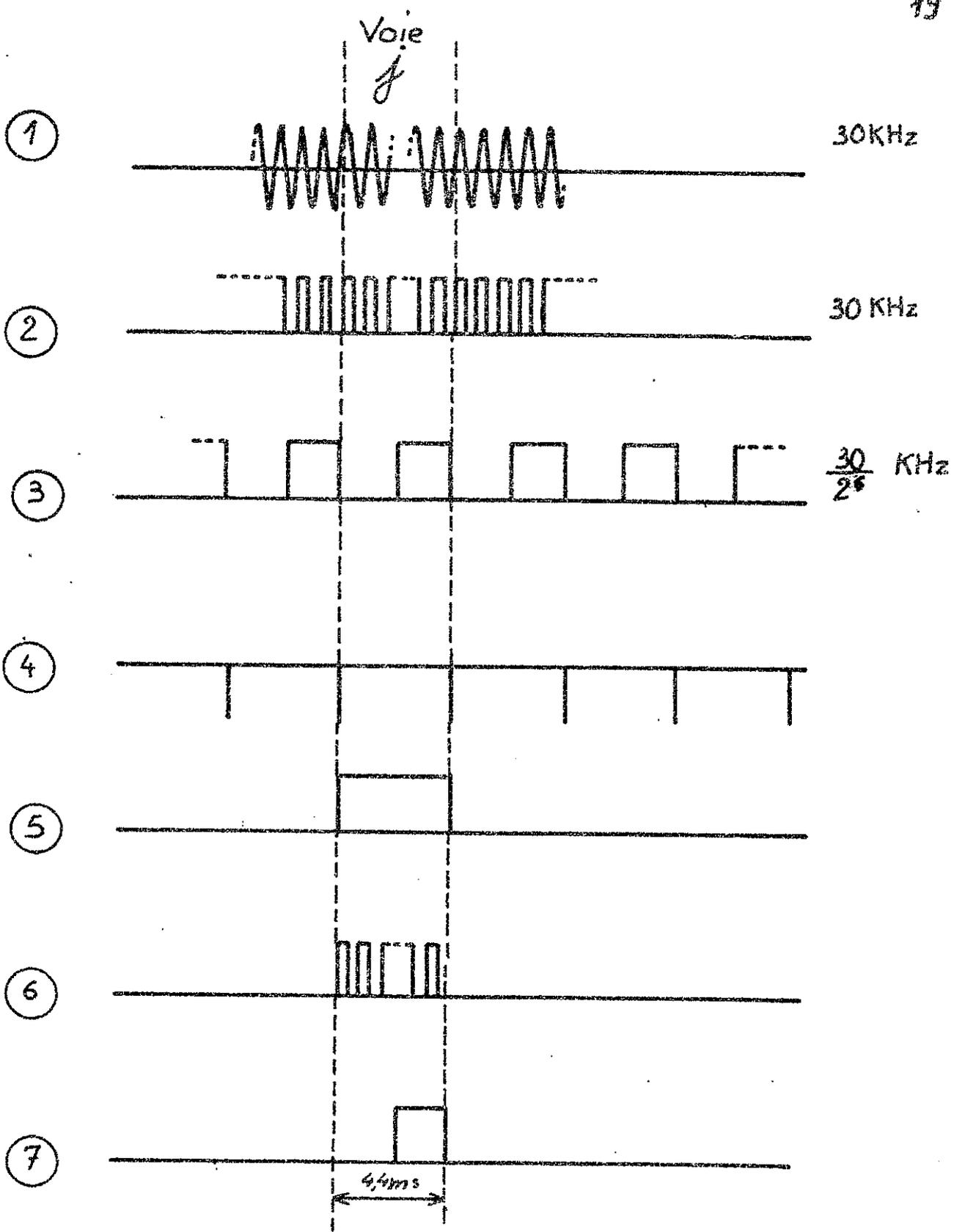


Fig.22 PARTIE DIGITALE

b) Démodulation (fig. 15):

Le signal capté par le photomultiplicateur est, après amplification sélective à 30 KHz, détecté (par transistor), puis appliqué à l'entrée d'une porte G<sub>j</sub> qui sélectionne le signal de la voie j; nous observons ainsi successivement les formes d'onde (13), (14) et (15).

Un intégrateur j permet d'envoyer sur un enregistreur graphique le spectre partiel j interpolé et "lissé".

4°) - Remarque.

Le tracé des spectres partiels suivant ce procédé revient à effectuer un échantillonnage plus fin de la répartition étudiée, le nouveau pas d'échantillonnage  $\delta h$  étant approximativement donné par la relation:

$$\delta h = \frac{2^8}{f_0} \frac{J}{T} h$$

t = temps de lecture de la bande magnétique.

f<sub>0</sub> = fréquence de l'oscillateur pilote.

J = nombre de voies du multiplex.

échantillonnage suivi d'une intégration.

Exemple : f<sub>0</sub> = 30 KHz , T = 10 s.

L'interpolation permet, dans ces conditions, de définir environ 1000/J points du spectre entre deux valeurs discrètes successives données par le calculateur. On comprend qu'il est ensuite très aisé de lisser ce grand nombre de résultats.

II - PARTIE DIGITALE.

1°) - Bascule de Schmitt (fig. 25 et 26)

Dans un circuit Trigger, l'hystérésis étant due essentiellement à la différence des courants d'émetteur i<sub>1</sub> et i<sub>2</sub>, les limites de cette hystérésis sont

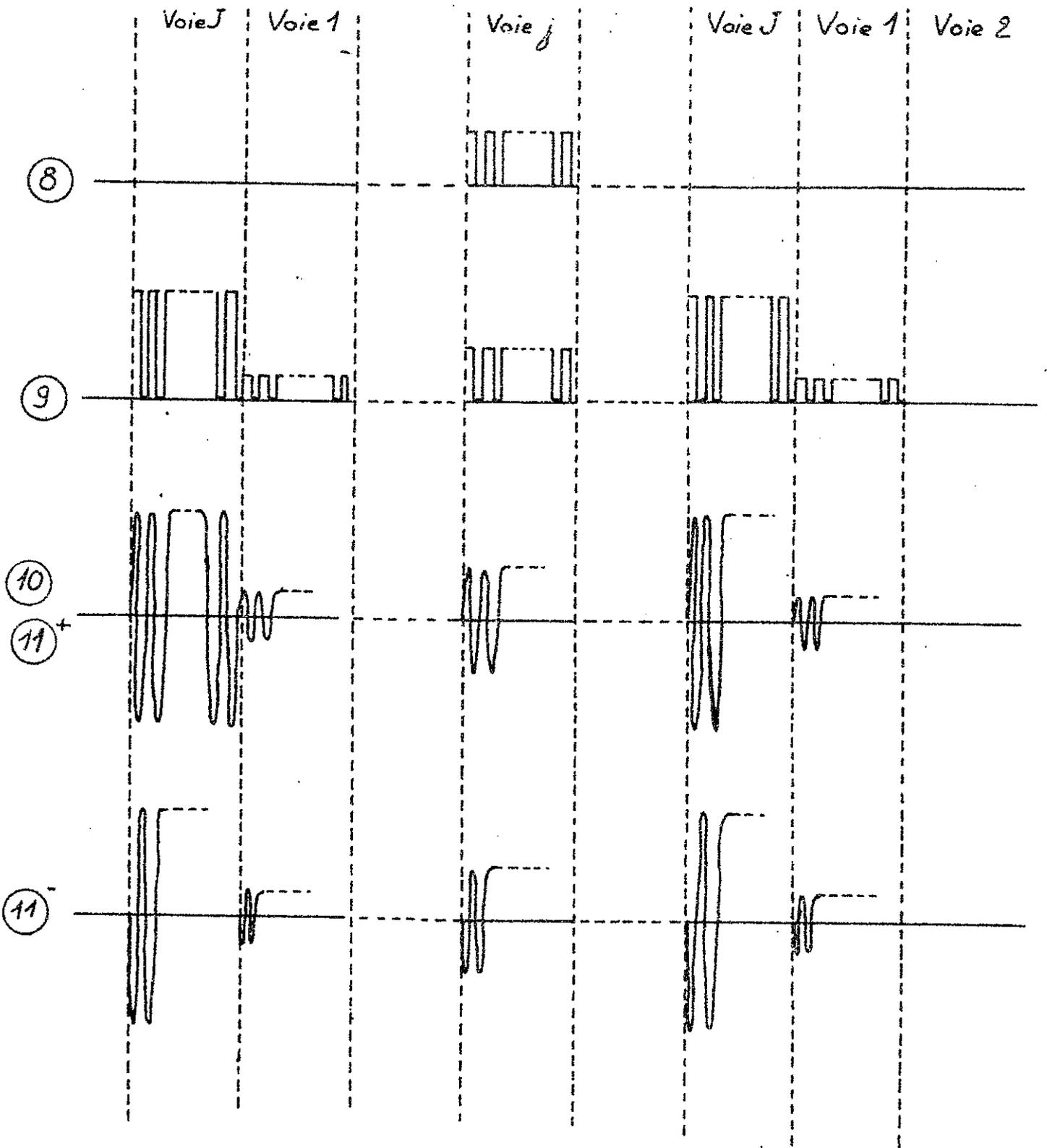


Fig. 23 Modulation

normalement définies par la relation:

$$(i_1 - i_2) R_e$$

où  $R_e$  est la résistance commune d'émetteurs.

Une méthode simple pour réduire l'hystérésis du Schmitt consiste alors à substituer à la résistance d'émetteurs classique une diode Zener: comme de faibles variations de courant n'affectent pas la tension de Zener, le fonctionnement en Trigger de Schmitt est préservé. Cette façon de procéder permet de définir une zone de basculement extrêmement étroite, de sorte que les fluctuations d'amplitude de l'oscillateur pilote ne modifient pratiquement pas la forme d'onde de sortie du Schmitt, à la condition toutefois que celui-ci soit commandé par un générateur de courant. Le schéma complet de la bascule de Schmitt est représenté en page 1 de la schématique.

Afin de mettre en évidence l'hystérésis de ce Schmitt, nous avons procédé au test suivant:

Le Schmitt est attaqué par une onde sinusoïdale BF (1), et délivre donc, en principe, une forme d'onde carrée (2); en formant la différence (ou la somme) des tensions d'entrée et de sortie sur l'écran d'un oscilloscope, nous devons donc observer des demi-sinusoides séparées par la tension de sortie. Toute différence de niveau observée entre les début et fin de demi-sinusoides, fait ainsi apparaître l'hystérésis de la bascule. La figure 26 illustre ainsi la propriété énoncée plus haut: l'hystérésis du Schmitt est inférieure à 10 mV.

Caractéristiques techniques:

\*\*\*\*\*

Tension sinusoïdale d'entrée	=	50 mV <sub>cc</sub> à 5 V <sub>cc</sub>
Impédance d'entrée	=	50 K $\Omega$
Impédance de sortie	=	1 K $\Omega$
Temps de commutation	=	de l'ordre de 50 ns pour +15 V de sortie
Bande d'utilisation	=	10 Hz - 100 KHz

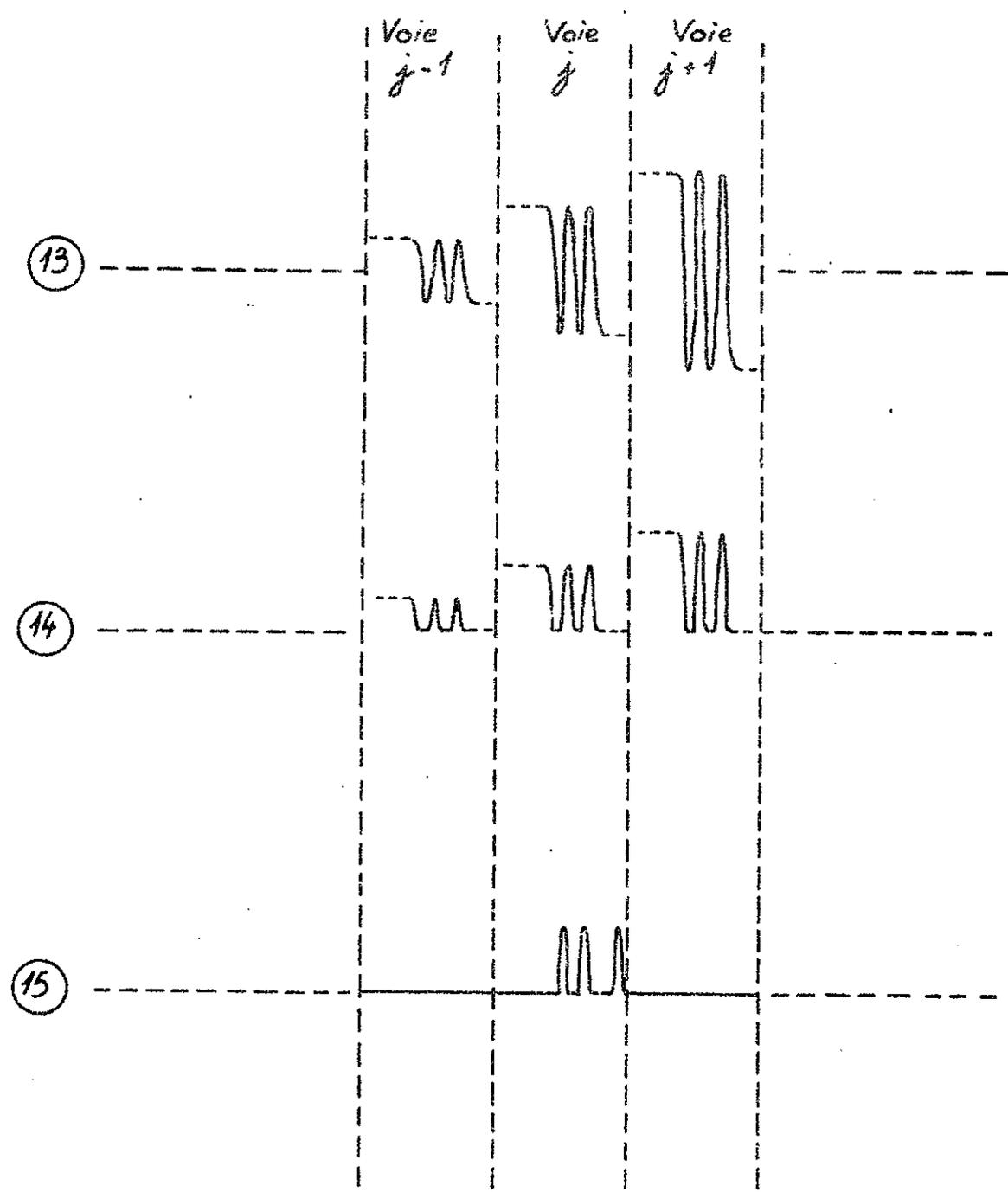


Fig. 24 Démodulation

2°) - Bascules du diviseur.

Ce sont des bascules d'Eccles-Jordan classiques, disposées en cascade. La première d'entre elles est commandée par les impulsions obtenues par différentiation du signal (2). La dernière délivre des carrés (3) de fréquence  $\frac{f}{2^6}$  qui sont dirigés vers les portes Pj (voir fig. 30).

Caractéristiques techniques:  
+++++

- Tension de sortie = 0 → + 15<sup>V</sup>
- Temps de montée = 300 ns
- Temps de descente = 200 ns
- Impulsion d'attaque de base négative.

3°) - Régistre de décalage (fig. 27)

Il est constitué de J bascules bistables disposées en cascade, et couplées de telle manière que lorsqu'on applique simultanément sur tous les étages une impulsion de décalage, chaque étage est amené individuellement dans un état identique à celui dans lequel se trouvait l'étage précédent avant l'application du signal de décalage.

Une telle chaîne de bascules, refermée sur elle-même, constitue un anneau de décalage, et il est évident que cette disposition permet de décaler indéfiniment un état initial de toutes les bascules. Ainsi, en imposant pour état initial que toutes les bascules soient dans l'état 0, sauf une seule (état 1), nous observerons pour chacune d'elles les formes d'onde de la figure 31 (voir aussi figure 27).

Chaque unité de décalage est constituée (voir schématisation), en plus du bistable classique, de portes à diodes commandées par l'unité du registre qui la précède, de telle manière que les impulsions de décalage soient distribuées aux bases des transistors du Flip-Flop, selon que ces portes sont ouvertes ou fermées.

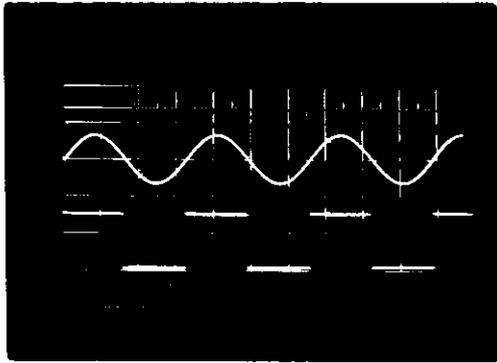


Fig.25 Schmitt (30KHz)  $10\mu\text{s}/\text{div}$ .  
Signaux ① et ②

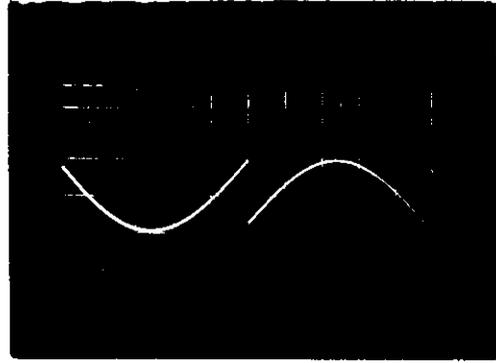


Fig.26 Hystérésis du Schmitt.  $100\mu\text{s}/\text{div}$ .  
Entrée ( $50\text{mV}/\text{div}$ ) Sortie ( $10\text{V}/\text{div}$ )

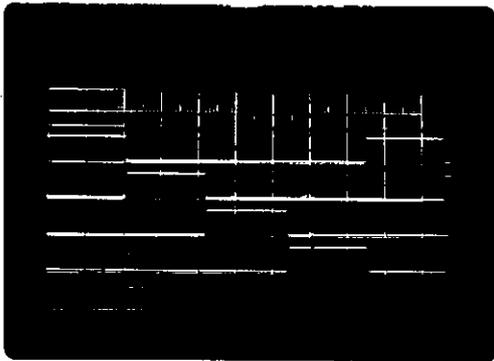


Fig.27 Registre de Décolage  $2\text{ms}/\text{div}$ .  
Signaux ⑤  $20\text{V}/\text{div}$ .

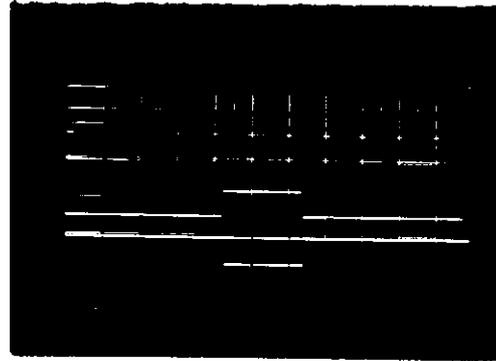


Fig.28 Porte  $P_j$   $2\text{ms}/\text{div}$ .  
Signaux ②, ⑤ et ⑥  $20\text{V}/\text{div}$

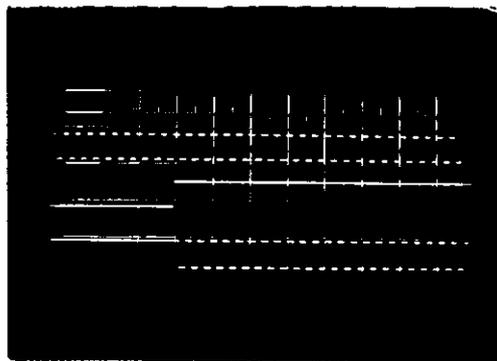


Fig.29 Porte  $P_j$  (détails)  $100\mu\text{s}/\text{div}$ .  
Signaux ②, ⑤ et ⑥  $20\text{V}/\text{div}$

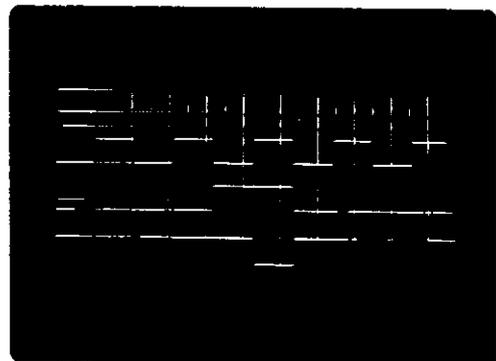


Fig.30 Porte  $P_j$   $2\text{ms}/\text{div}$ .  
Signaux ③, ⑤ et ⑦  $20\text{V}/\text{div}$

La ligne de décalage permet d'attaquer simultanément toutes les unités du registre avec les impulsions obtenues par différentiation du signal de sortie de la dernière bascule du diviseur, tandis qu'une "ligne de remise à l'état initial ou de référence" (R.A.R.) permet, elle, d'imposer à l'ensemble des bascules un état prédéterminé.

Caractéristiques techniques:  
+++++

(Voir bascules du diviseur).

#### 4°) - Asservissement du décalage (fig. 33).

Il est essentiel que la forme d'onde imposée au registre de décalage soit immédiatement rétablie dès qu'une perturbation extérieure l'aura modifiée. Il est nécessaire aussi que l'anneau de décalage soit automatiquement mis dans l'état de référence dès la mise en marche des alimentations. Pour ces deux raisons, il a été étudié un dispositif d'asservissement de type discontinu (ou numérique) dont le principe est le suivant:

Chacune des bascules du registre fournit un signal du type indiqué fig. 31. En appelant "1" le niveau supérieur et "0" le niveau inférieur, et en formant la somme des J signaux en provenance des J unités de décalage, il apparaît que nous obtiendrons ainsi un signal continu dont le niveau sera précisément 1. On vérifierait aisément que la forme du signal somme resterait inchangée (de type continu), mais que son amplitude serait n, si n quelconques unités de décalage venaient à se mettre simultanément dans l'état 1. En particulier, ce signal deviendrait évidemment nul si toutes les bascules venaient à se mettre dans l'état 0, et son amplitude deviendrait égale à 2 dès que deux bascules viendraient à se trouver à la fois dans l'état 1. Cet état de fait est illustré par la figure 32 qui expose un certain nombre de types de fonctionnement d'un anneau de décalage à 4 unités, pour lesquels la somme des signaux obtenus de la façon indiquée ci-dessus, et que nous appellerons S a été précisée.

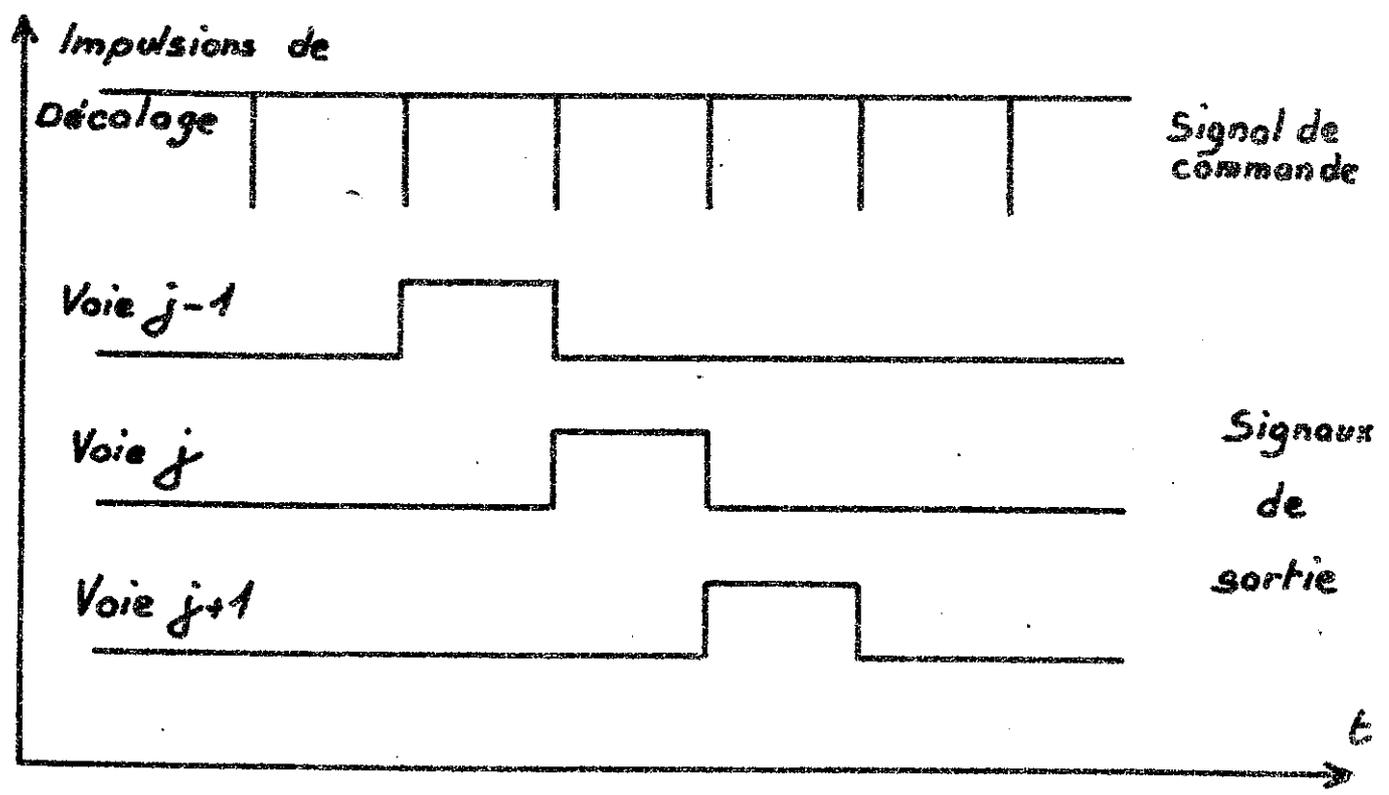


Fig.31 Formes d'ondes désirées en sorties d'unités de Décalage successives

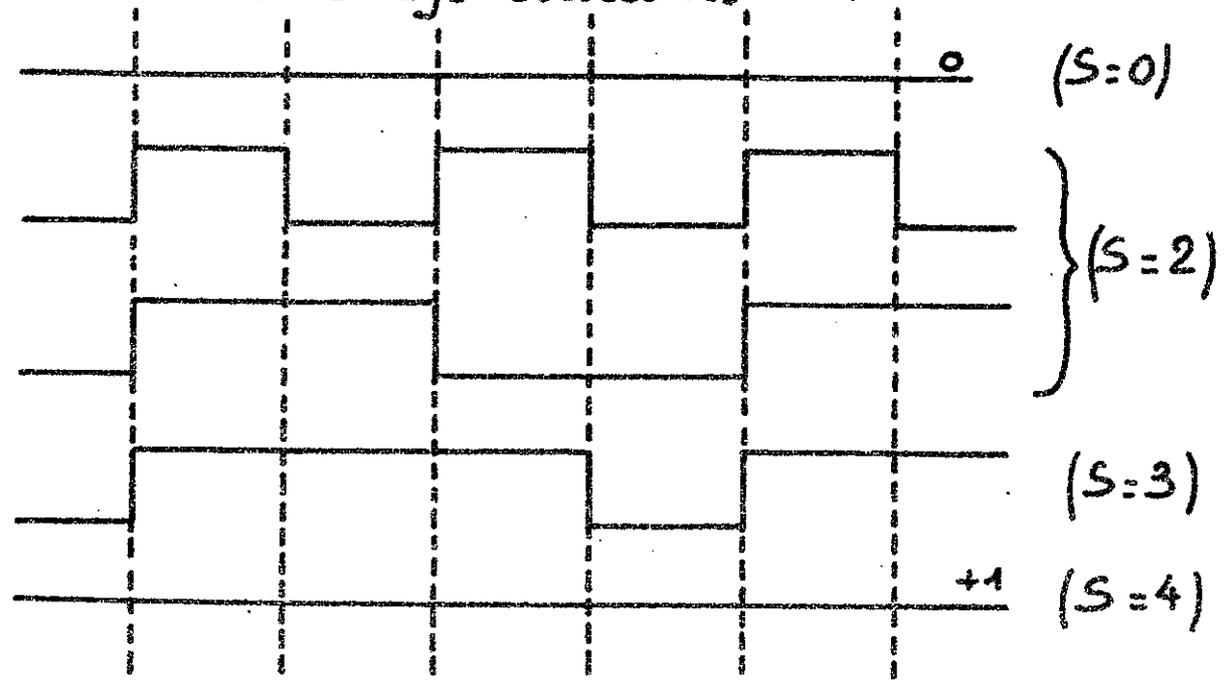


Fig.32 Exemples d'états "anormaux" d'un Anneau de Décalage de 4 Unités

La comparaison de ce signal S avec un signal de référence continu d'amplitude 1 nous permettra d'obtenir un signal d'erreur:

nul pour le fonctionnement désiré de l'anneau de décalage,

égal à 1 dans le cas où aucune unité de décalage ne se trouve dans l'état 1.

$\geq 1$  (c'est-à-dire égal à 2, 3, ... J) dans tous les autres cas.

Le signal d'erreur varie donc de façon discontinue dès qu'une perturbation est appliquée au système. Il en résulte qu'un système permettant d'obtenir à tout instant la valeur absolue du signal d'erreur, et dont on aura volontairement limité la mesure à la valeur  $|\pm 1|$ , est alors capable de définir deux états de l'anneau de décalage, maintenant représentés par les valeurs:

"0" pour le mode de fonctionnement recherché,

"1" pour tout autre mode de fonctionnement.

Nous avons ainsi réalisé un discriminateur d'amplitude, dont la fonction essentielle est de délivrer un signal "1" dès que le signal qui lui est appliqué diffère précisément de cette valeur. Le signal ainsi disponible en sortie de ce discriminateur permet alors de commander des portes à l'entrée des lignes de décalage et de remise à l'état de référence, de telle manière que l'on ait toujours la correspondance :

Signal en sortie du discriminateur	Porte décalage	Porte R.A.R.
0	Ouverte	Fermée
1	Fermée	Ouverte

Chacune de ces deux portes reçoit des impulsions décalées d'une demi-période de la dernière bascule du diviseur (afin d'éliminer tout risque de recouvrement) et il devient évident que la remise à l'état de référence de l'anneau de décalage

## ASSERVISSEMENT

## DECALAGE

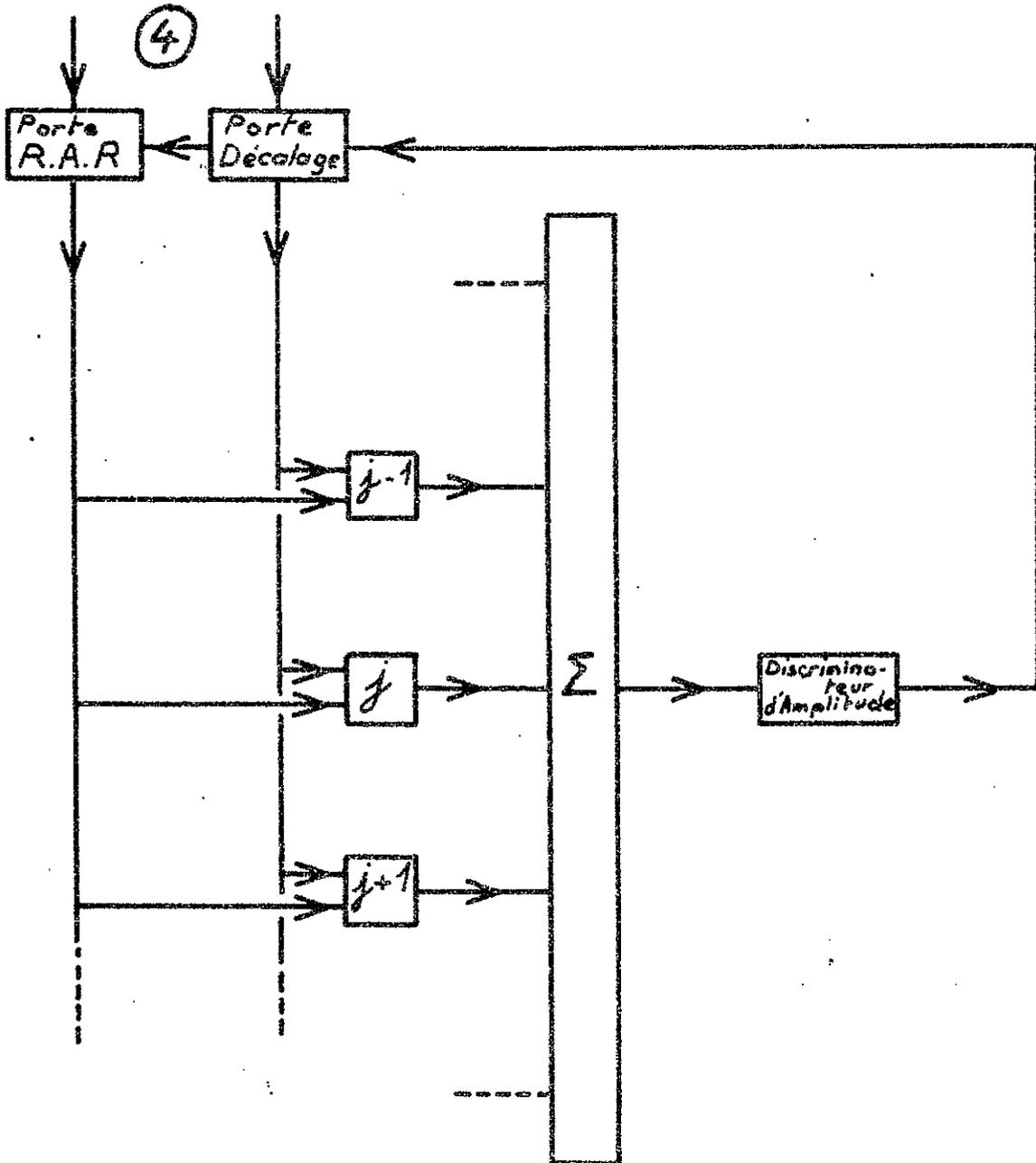


Fig. 33

a lieu dès qu'une perturbation est introduite dans son mode de fonctionnement, le temps de réponse maximum du système étant ainsi égal à une demi-période de répétition des impulsions de décalage.

- Discriminateur d'amplitude:

Pour obtenir le signal de commande des portes permettant l'aiguillage des impulsions soit vers la ligne de décalage, soit vers la ligne de R.A.R., nous utilisons le dispositif simple représenté par le bloc-diagramme de la figure 34 où sont automatiquement exclus les niveaux négatifs ( ramenés au plus bas niveau admissible, soit 0).

Dans ce montage, la somme analogique S (qui peut prendre toutes les valeurs entières 0, 1, 2, ..., J), des états de l'ensemble des unités de décalage est comparée simultanément aux niveaux 1 et 0 de telle façon qu'en sortie des comparateurs "S - 1" et "S - 0", nous n'obtenions plus que les niveaux digitaux 0 et 1 seuls intéressants pour la suite. Le comparateur "S - 0" est suivi d'un inverseur permettant d'obtenir la quantité complémentaire  $\overline{S - 0}$ . En formant la somme des quantités S - 1 et  $\overline{S - 0}$  ainsi obtenues, nous aurons en sortie du discriminateur les quantités indiquées en fin du tableau :

S	S - 1	S - 0	$\overline{S - 0}$	$(S - 1) + \overline{(S - 0)}$
0	0	0	1	1
1	0	1	0	0
2	1	1	0	1
⋮				
⋮				

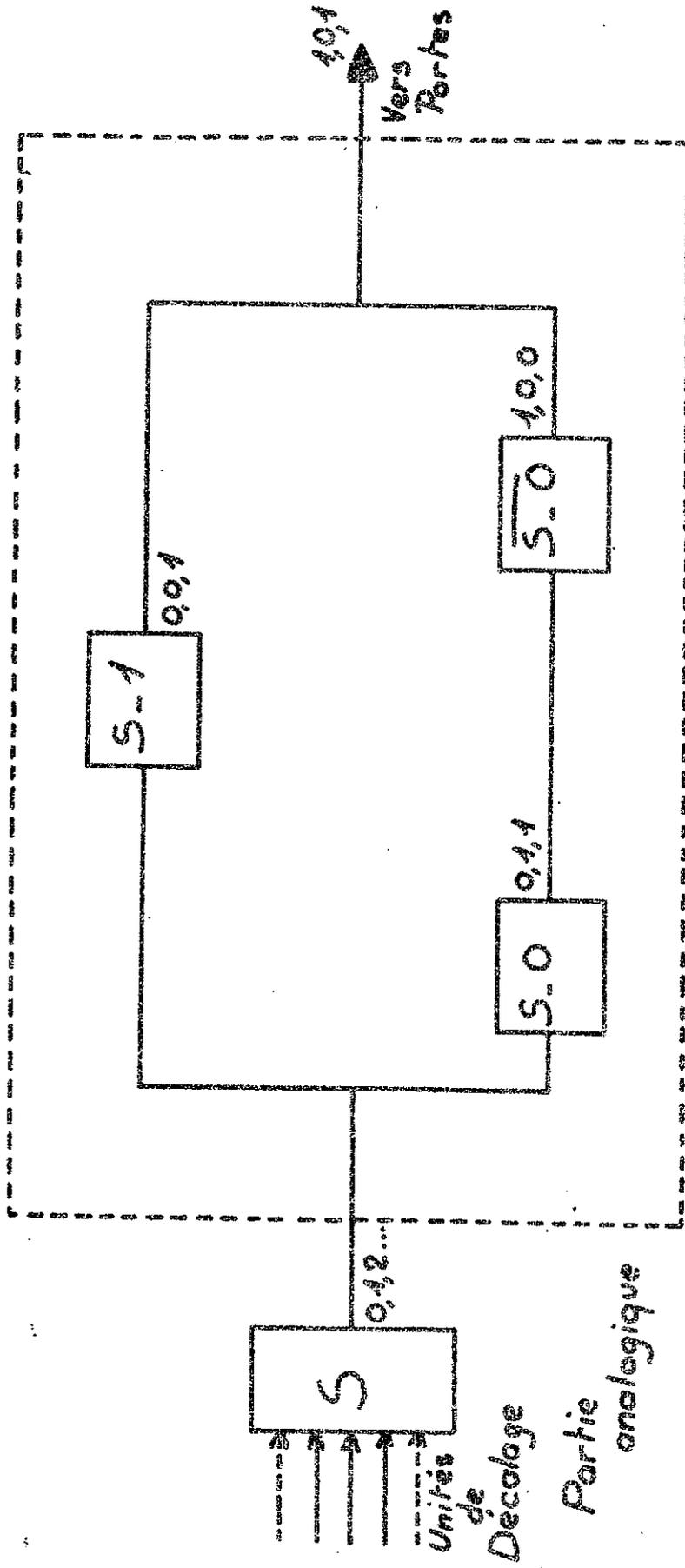
- Portes des lignes de décalage et de R.A.R. (fig. 35 a) :

Ce sont des portes OR\* et NOR\* (du type transistors en parallèle) commandées

\* Voir rappels sous fig. 35.

Fig. 34 DISCRIMINATEUR

D'AMPLITUDE



Partie Digitale

par le niveau de sortie du discriminateur d'amplitude, et qui conditionnent  
.la première(OR): le passage des impulsions vers la ligne de décalage,  
.la seconde(NOR): le passage d'impulsions identiques aux précédentes, mais décalées d'une demi-période de répétition (pour éliminer tout risque de recouvrement) vers la ligne de R.A.R. La porte OR est donc normalement ouverte, tandis que la porte NOR est alors évidemment fermée.

5°) - Portes  $P_j^0$  d'ouverture de voie  $j$  (fig. 35 b -cf aussi fig. 28 et 29).

Ce sont des Portes NAND \*. La porte  $P_j^0$  conditionne le passage, vers les choppers, du signal modulateur issu de la Bascule de Schmitt. Elle est commandée par le signal disponible en sortie de l'Unité de décalage d'ordre  $j$ .

6°) - Portes  $P_j$  d'impulsion de fin de voie  $j$  (fig. 35 c -cf aussi fig. 30)

Ce sont des Portes NAND \*. La Porte  $P_j$  conditionne le passage vers la Porte analogique  $G_j$  d'un niveau permettant l'ouverture de cette dernière pendant la seconde moitié du temps de passage de la voie  $j$ . Elle est également commandée par le signal de sortie de l'Unité de décalage  $j$ .

### III - PARTIE ANALOGIQUE.

Nous abordons ici la partie la plus délicate de l'ensemble électronique de l'interpolateur: il s'agit, en effet, d'opérer sur l'information issue du calculateur, un certain nombre d'opérations au bout desquelles il serait souhaitable que l'information initiale réapparaisse sans qu'aucune erreur ne l'ait modifiée. Cette perspective a présidé au choix et à la mise au point des circuits que nous allons étudier maintenant.

#### A - Modulation .

1°) - Choppers rapides  $ij$  ( fig. 44 et 45).

\* Voir rappels sous fig. 35

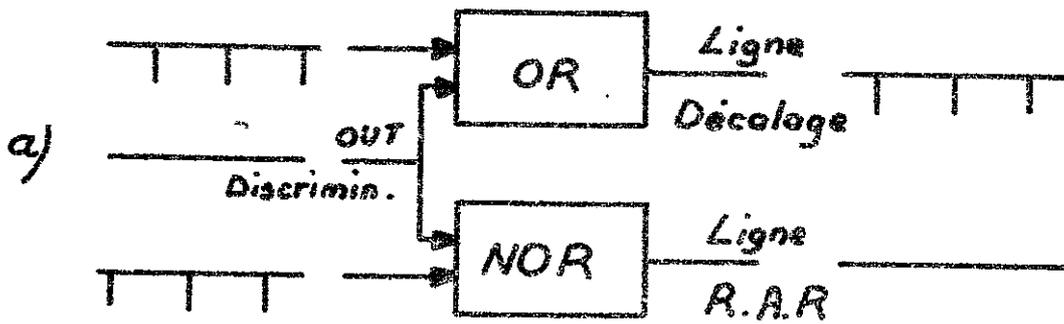


Fig. 35

Rappels



Porte OR

$\alpha$	$\beta$	$\gamma$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Porte NOR

$\alpha$	$\beta$	$\gamma$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Porte AND

$\alpha$	$\beta$	$\gamma$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Porte NAND

$\alpha$	$\beta$	$\gamma$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Ainsi qu'il a été dit plus haut, l'information, disponible sous la forme d'un signal continu, est modulée par tout ou rien par des choppers qui produisent un signal carré duquel est extraite, par filtrage, la composante fondamentale (d'amplitude proportionnelle au signal initial).

Indépendamment des non-linéarités propres aux choppers à transistors, il est important, dans une telle application, de considérer celles introduites par les temps de commutations. La figure 36 donne la réponse d'un transistor, utilisé en régime de saturation, à un signal carré (montage émetteur commun).

Il apparaît clairement, d'une part que la réponse à un signal carré n'est plus, dans ces conditions, un signal carré, et d'autre part, ce qui est plus grave, que la forme d'onde devient alors fonction de l'amplitude du signal de sortie. Il s'ensuit que la décomposition en série de Fourier d'un tel signal est à coefficients variables avec l'amplitude, et qu'en particulier, la relation liant l'amplitude de la composante fondamentale avec l'amplitude du signal d'entrée n'est plus linéaire.

L'expérience a montré que l'utilisation de choppers classiques à transistors ne permettait pas, pour cette raison, d'apporter une solution satisfaisante à ce problème. Une notable amélioration a pu cependant être apportée à ce circuit par l'utilisation d'un montage dit "Darlington à grande vitesse", qui nous a permis d'obtenir les résultats indiqués fig. 37 (Schématèque).

2°) -  $(\Sigma j)_1$  des voies.

Il s'agit de sommer des signaux tels que ceux représentés sur les figures 38, 39, 40 et 41 (voir signal (8) fig. 23), l'échelle des temps étant la même pour chacune d'elles (synchro extérieure).

Cette opération est réalisée très simplement à l'aide de portes OR\* à transistors. Ainsi obtient-on la somme représentée sur la figure 42, dont la

\* Voir rappels sous fig. 29.

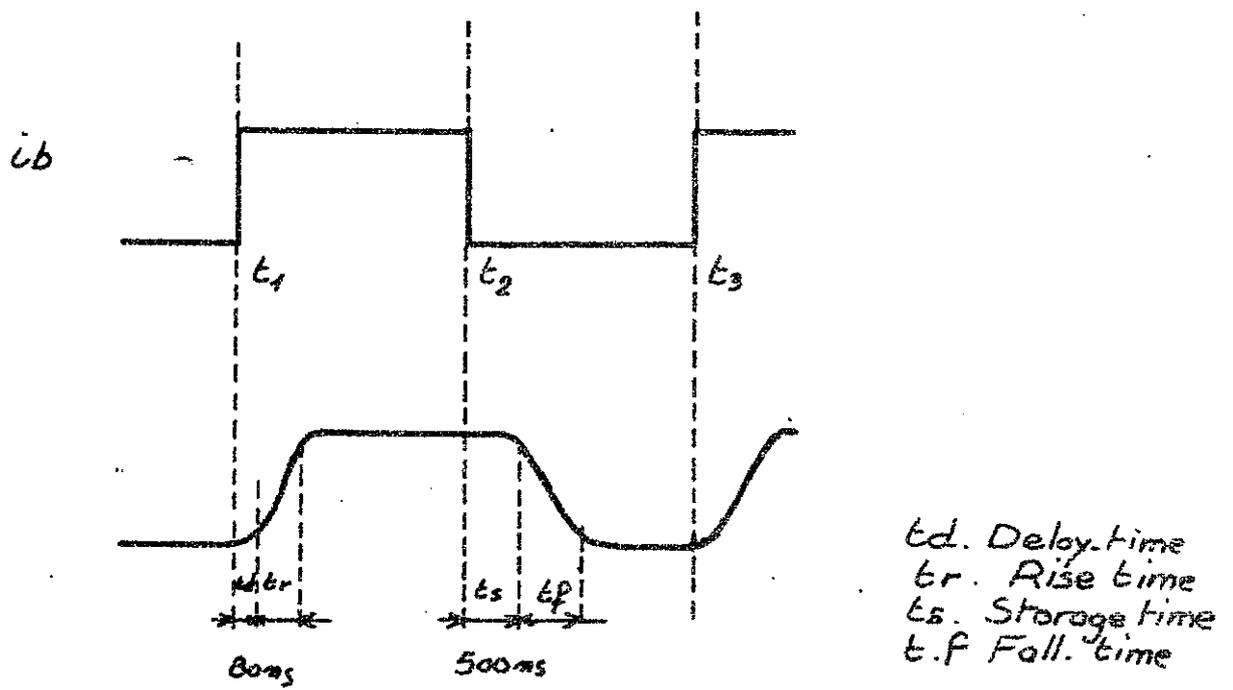


Fig. 36

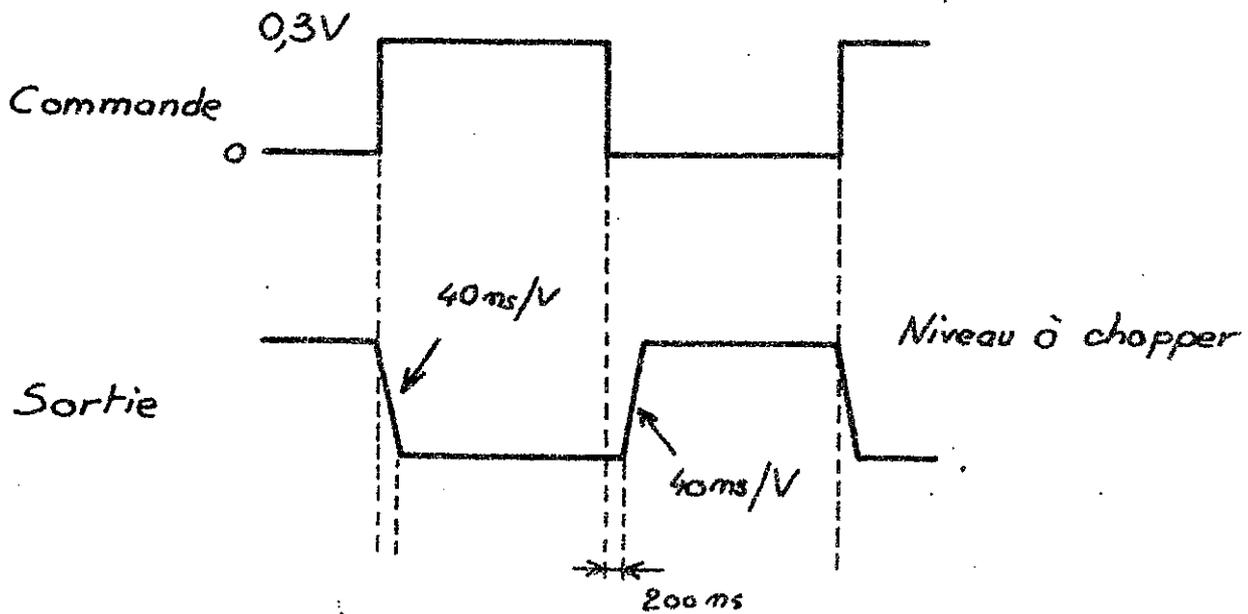


Fig-37

figure 43 donne un détail facile à localiser.

Les figures 44 et 45 donnent une forme pittoresque du même signal (9) en synchro intérieure, cette dernière permettant en outre d'apprécier la qualité de la forme d'onde obtenue.

### 3°) - Filtre.

Afin de pouvoir attaquer correctement le déphaseur, et aussi parce qu'il est souhaitable que la composante moyenne du signal d'attaque des Glow-modulators soit constante, nous appliquons le signal (9) obtenu précédemment à l'entrée d'un filtre passe-bande constitué simplement d'un C.O. série. La qualité de ce circuit dont on ne désire pas qu'elle soit élevée, afin de réduire les transitoires, est diminuée par l'introduction en série d'une résistance aux bornes de laquelle est recueilli le signal filtré.

La figure 46 montre le signal (10) ainsi obtenu à partir du signal (9) de la figure 42 (synchro extérieure).

La figure 47 montre les détails des formes d'onde observables sur la photo précédente.

### 4°) - Déphaseur.

Le rôle du déphaseur a été introduit au chapitre II - I (fin de paragraphe).

Le déphaseur classique à charge partagée ne présentant pas une linéarité suffisante, ce circuit a été amélioré par la substitution du transistor unique par un montage à deux transistors connu sous l'appellation de "muscleur". L'ajustement des niveaux de sortie pour chacune des deux phases est obtenu par le réglage (par potentiomètres) des résistances de charge du déphaseur. Un relais inverseur, commandé par un niveau en provenance de l'interpolateur (cf. chapitre II - §II), permet ensuite de diriger (par l'intermédiaire d'un étage abaisseur

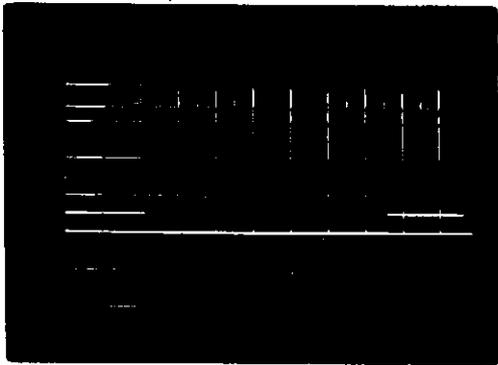


Fig.38 Voie I ( $j=1$ )  $2\text{ms/div.}$   
 $5\text{v/div.}$   
 Signal ⑧

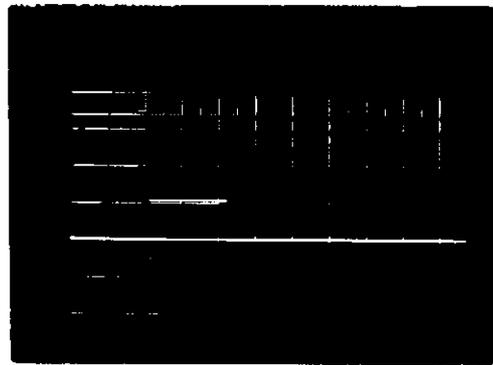


Fig.39 Voie II ( $j=2$ )  $2\text{ms/div.}$   
 $5\text{v/div.}$   
 Signal ⑧

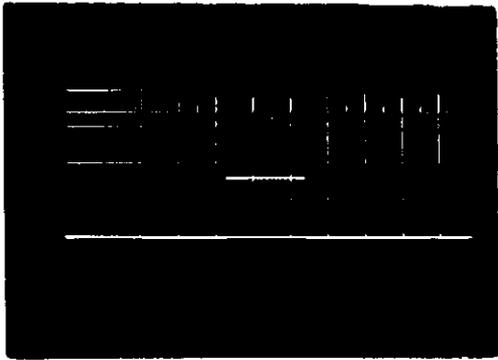


Fig.40 Voie III ( $j=3$ )  $2\text{ms/div.}$   
 $5\text{v/div.}$   
 Signal ⑧

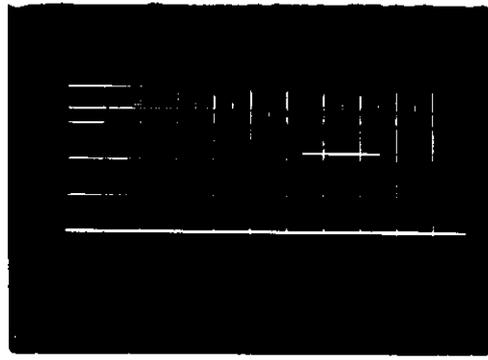


Fig.41 Voie IV ( $j=4$ )  $2\text{ms/div.}$   
 $5\text{v/div.}$   
 Signal ⑧

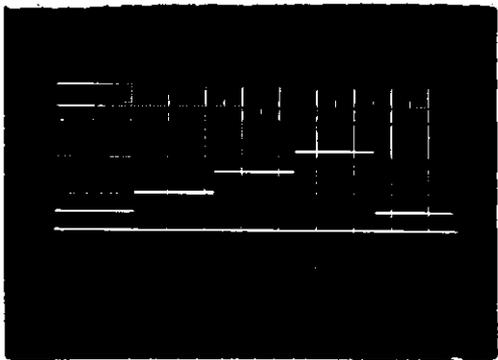


Fig.42  $\Sigma$  des Voies  $2\text{ms/div.}$   
 $5\text{v/div.}$   
 Signal ⑨

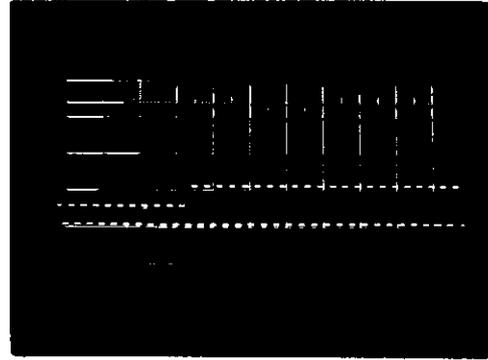


Fig.43  $\Sigma$  des Voies (détails)  $2\text{ms/div.}$   
 $5\text{v/div.}$   
 Signal ⑨

d'impédances) l'une ou l'autre des phases vers la source lumineuse intéressée.

La figure 48 montre un Lissajous entre entrée et sortie du déphaseur à la fréquence d'utilisation (de l'ordre de 30 KHz).

#### 5°) - Commande des "Glow-Modulators".

Les "Glow-Modulators" (G.M.) sont des sources lumineuses à cathode froide particulièrement bien adaptées aux hautes fréquences de modulation, et pour lesquelles il existe, entre l'intensité lumineuse émise et le courant qui les traverse, la relation indiquée par la courbe ci-contre extraite de la notice.

Ces tubes étant commandés en courant par des pentodes EL 84, on peut donc s'attendre, moyennant le passage d'un courant de repos convenable, à obtenir la brillance modulée avec une bonne linéarité.

L'expérience a cependant fait clairement apparaître le caractère approximatif de cette linéarité. Considérons en effet l'un de ces tubes utilisé dans la région de sa caractéristique dite de "lueur normale" (c'est la région dans laquelle fonctionnent les tubes stabilisateurs de tension). Il est habituel, dans les spécifications des tubes à gaz, de relier (fig. 49) les points A et B de la caractéristique par une ligne droite; mais le relevé expérimental de la courbe fait apparaître une caractéristique autrement perturbée: il existe en particulier en un point C de la région utile, une discontinuité (baptisée "saut de tension") qui fait que la relation tension-courant des G.M. n'est pas linéaire dans leur zone d'utilisation. Indépendamment de ce fait, les caractéristiques de ces tubes ne sont pas stables: une période de vieillissement, pendant laquelle on observe de brusques variations de la tension modulée aux bornes du tube (d'où des sauts sur l'amplitude de la brillance modulée) est nécessaire avant d'utiliser ces tubes; ils possèdent, d'autre part, un coefficient de température négatif qui entraîne également des variations dans les caractéristiques en fonction des

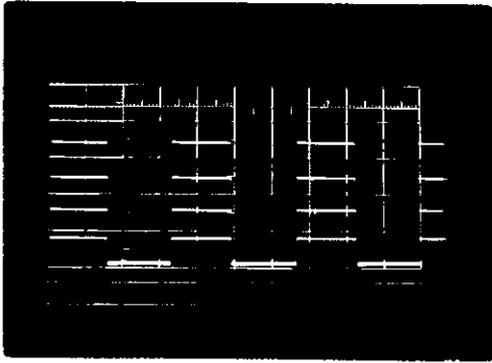


Fig.44 Choppers  $10\mu\text{s}/\text{div.}$

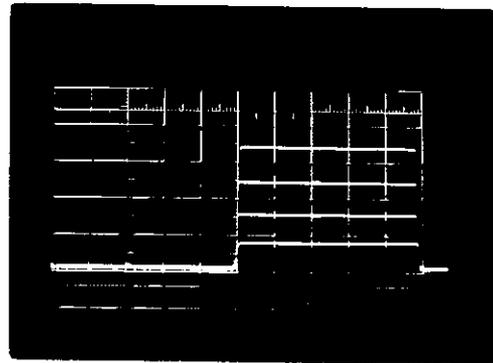


Fig.45 Choppers (détails)

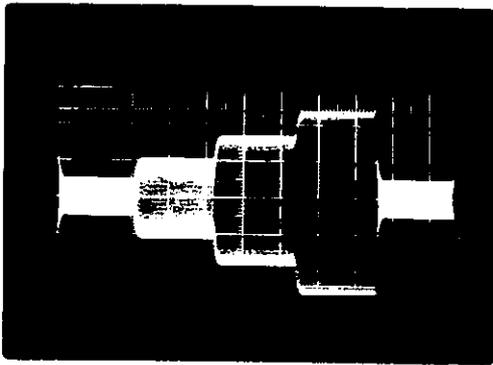


Fig.46 Filtrage  $1\text{v}/\text{div.}$   
Signal ⑩ ou ⑪

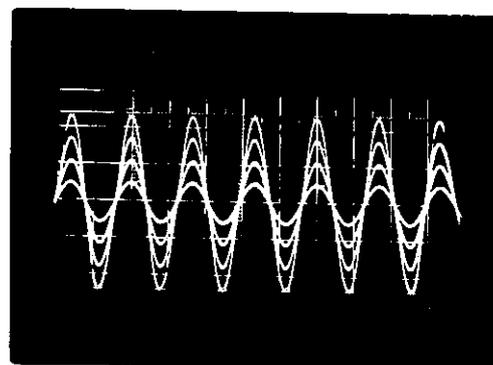


Fig.47 Signal filtré (détails)  
Signal ⑩ ou ⑪

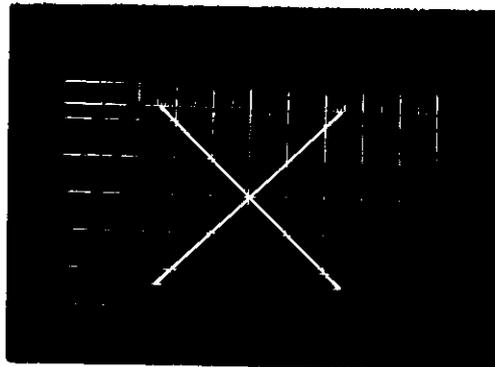


Fig.48 Déphaseur (Linéarité à 33KHz)  
Lissajons entre entrée et sorties

fluctuations de la température ambiante (il est essentiellement dû aux variations de la densité du gaz avec les variations de la température externe).

Pour toutes ces raisons, il a été nécessaire d'introduire un asservissement continu des G.M.

6°) - Asservissement des "Glow-Modulators".

Il convient, pour asservir la brillance modulée du G.M. à suivre les variations du signal de commande, de n'utiliser pour cet asservissement que des éléments de bonne stabilité d'une part, et de bonne linéarité d'autre part.

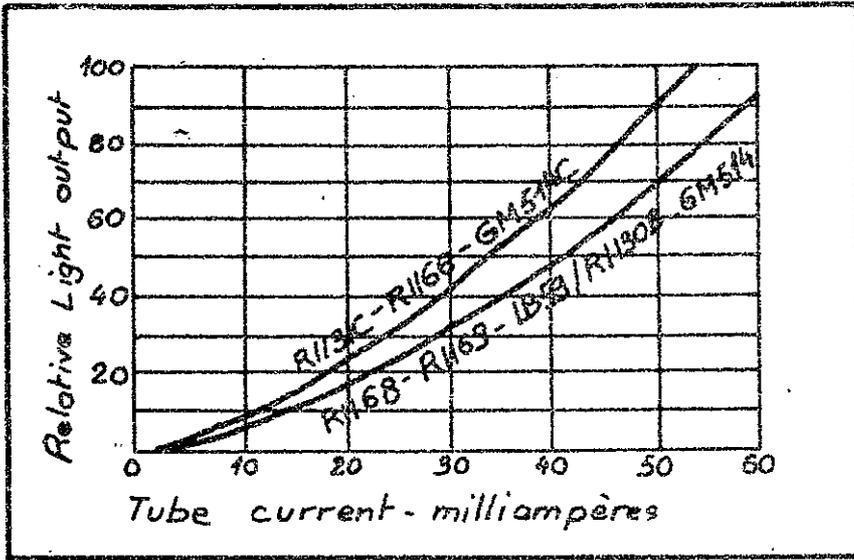
Une fraction du flux modulé de chaque G.M. est captée par un photomultiplicateur XP 1110 (Radiotechnique) à la sortie duquel on recueille un signal  $s$  en opposition de phase avec le signal de commande des EL 84. Le signal d'erreur obtenu par la comparaison des signaux  $S$  et  $s$  est ensuite amplifié par des amplis "A" et appliqué à la grille de commande des pentodes EL 84 (fig. 50).

Pour ce qui concerne le photomultiplicateur, sa stabilité de gain est liée à celle de la haute tension qui l'alimente.

Les amplis "A" utilisés ont les caractéristiques suivantes :

- Impédance d'entrée : 500 K
- Impédance de sortie : 500
- Bande passante : 1 MHz
- Gain en tension : 33 dB
- Températures d'utilisation : jusqu'à 40°C.

Ils sont constitués d'un montage du type "muscleur" qui a la particularité de posséder ici un circuit de polarisation auto-asservi. Les points de repos des deux étages, et par suite les caractéristiques de l'amplificateur, se trouvent ainsi parfaitement définis et pratiquement indépendants des variations de la température ambiante.



Relative Light output VS. tube current

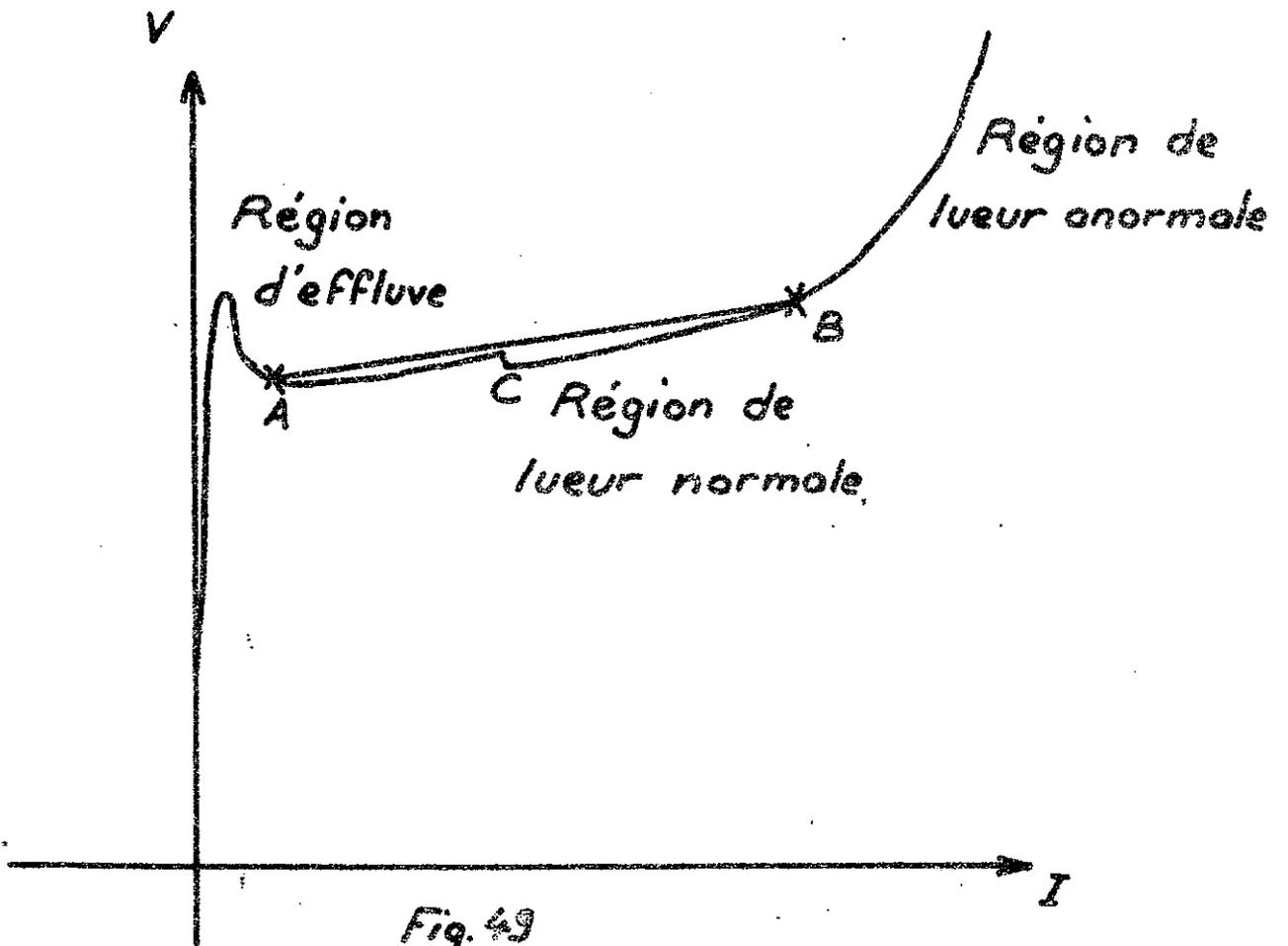


Fig. 49

La large bande passante de tous les éléments de l'asservissement permet d'assurer la conservation de la phase des signaux. Afin de prévenir tout risque d'oscillations aux fréquences élevées, cette bande a néanmoins été limitée à 100 KHz (3 dB) par l'introduction de capacités de filtrage.

La stabilité de réponse du G.M. a finalement été grandement améliorée par l'introduction de cet asservissement; il reste que cette stabilité sera toutefois d'autant meilleure que les fluctuations propres des caractéristiques de cette source seront plus faibles, et c'est pourquoi un vieillissement préalable de ces tubes reste nécessaire si l'on désire atteindre la meilleure précision sur l'amplitude de la brillance modulée. Selon les sources utilisées pour servir de test, nous avons obtenu des stabilités toujours meilleures que 1% et atteignant parfois le 1‰.

## B - Démodulation.

### 1°) - Adaptateur.

Le signal en provenance des 12 G.M. et des j voies est reçu par le photomultiplicateur 53 AVP situé au centre de l'interpolateur. Afin d'améliorer le rapport S/B par réduction de la bande passante, ce P.M. (qui se comporte comme un générateur de courant) est chargé par un C.O. accordé sur la fréquence de modulation (30 KHz). L'impédance présentée par ce circuit-bouchon pour sa fréquence de résonance étant de l'ordre du Megohm, il convenait, pour bénéficier au maximum de la qualité de ce circuit (de l'ordre de 50), de le séparer des étages qui suivent par un adaptateur possédant une impédance d'entrée grande vis-à-vis de 1 M $\Omega$ .

L'adaptateur est constitué d'un muvistor 7586 monté en cathode follower; son impédance de sortie est de l'ordre de 100  $\Omega$  (1/s).

# ASSERVISSEMENT "GLOW MODULATORS"

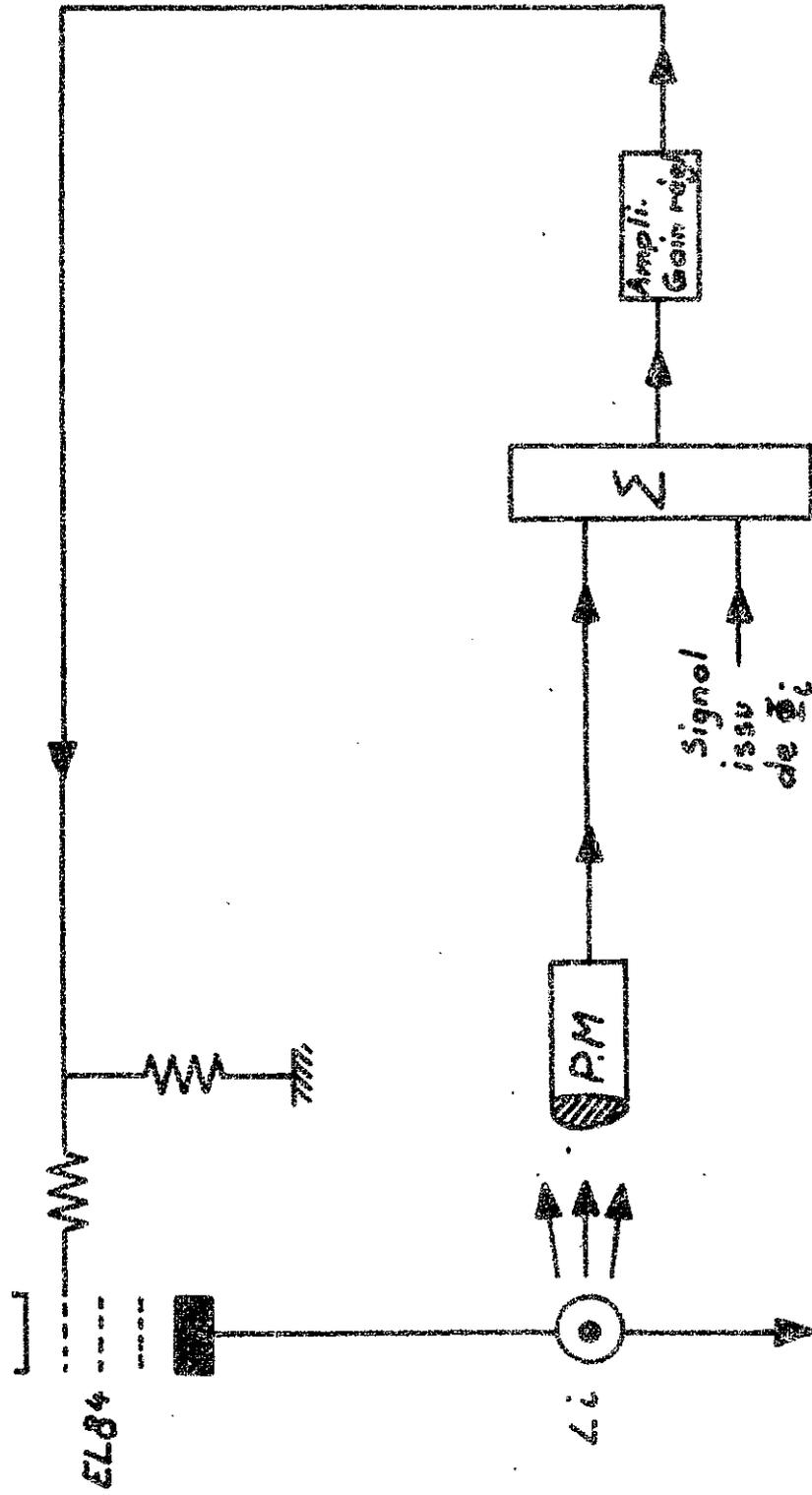


Fig. 50

## 2°) - Ampli sélectif.

Pour améliorer encore la sélectivité, l'adaptateur est suivi d'un étage amplificateur "A" fermé sur un C.O. série, dont la qualité est ajustée par une résistance placée en parallèle sur le self: on ne peut, en effet, réduire indéfiniment la bande passante sans introduire des transitoires qui vont devenir gênants, car ils introduisent de l'intermodulation entre voies. Nous reviendrons d'ailleurs sur ce problème des transitoires à propos de la porte  $G_j$  étudiée plus loin.

La figure 52 montre la forme d'onde que l'on obtient (oscillogramme du haut) en sortie de l'ampli sélectif lorsqu'une seule voie comporte un signal.

## 3°) - Détection.

Le circuit à transistor utilisé est équivalent dans son principe à la détection classique par diode, avec néanmoins les avantages suivants:

- augmentation de l'impédance d'entrée,
- courbure de caractéristique plus faible.

Il est bien adapté à la démodulation des signaux de grande amplitude auxquels il s'applique ici, la tension crête-à-crête admissible étant de l'ordre de 30 V.

La figure 52 montre un signal avant, puis après détection. La figure 53 montre la forme d'onde obtenue, en détail.

## 4°) - Séparation des voies.

Elle est effectuée par des portes  $G_j$  à transistors à effet de champ. Chacune de ces portes n'est ouverte que pendant la seconde moitié du temps de passage de la voie  $j$  pour tenir compte des phénomènes transitoires indésirables. Les impulsions de commande d'ouverture de cette porte, issues de la porte  $P_j$  permettent ainsi d'isoler les informations relatives à chacune des voies  $j$ , qui

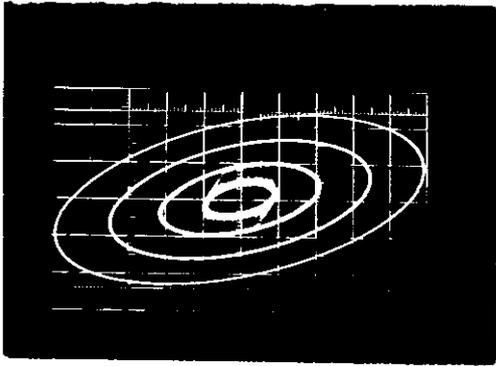


Fig. 51 Lissajons entre escaliers de sinusoides ; en H: commande des G.M en V: signal avant detection

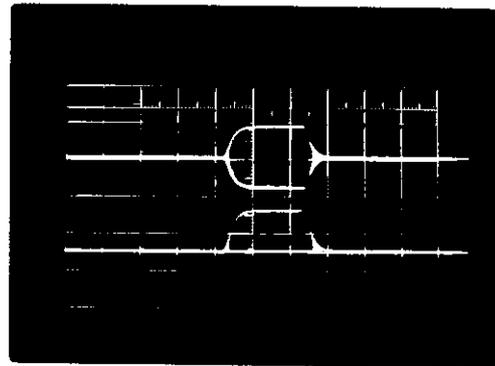


Fig. 52 Detection 2ms/div. 10v/div. Signaux (13) et (14)

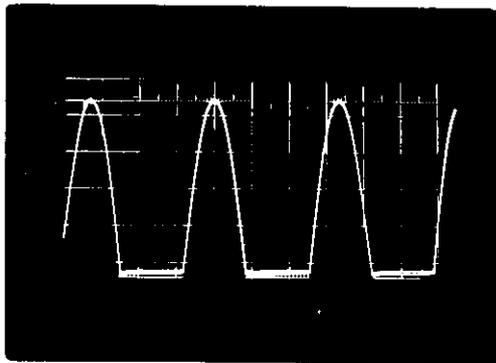


Fig. 53 Detection (detaills) 10µs/div. 2v/div. Signal (14)

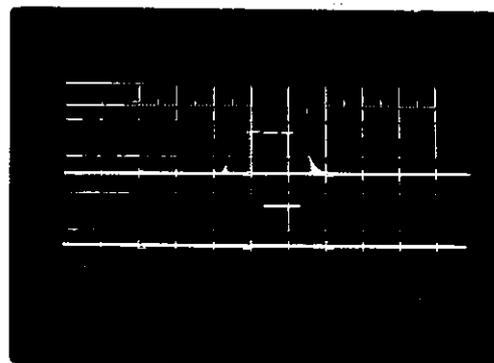


Fig. 54 Detection et Porte Gj 2ms/div. 10v/div. Signaux (14) et (15)

seront dirigées, chacune, vers un intégrateur j.

La figure 54 donne un exemple de signaux avant et après cette porte Gj. On remarquera qu'en présence de cette porte, l'amplitude du signal (14) se trouve légèrement atténuée pendant le temps d'ouverture: on vérifiera (cf. schématisation) que cet état de chose est dû à la nature des circuits utilisés, et que la relation est linéaire.

#### 5°) - Intégrateurs.

Il s'agit d'intégrateurs classiques pour lesquels on a utilisé des amplis opérationnels du commerce (Analog Device type 108 ou assimilés). On remarquera sur le schéma la compensation de courant d'entrée nécessaire pour ce type de montage.

---

R E S U L T A T S

Arrivés au terme de cette étude, nous allons maintenant examiner les performances de l'appareil.

Pour bien séparer les problèmes, nous avons tout d'abord procédé à l'expérience suivante, qui a permis de tester l'électronique seule du système:

La mécanique de l'interpolateur est arrêtée, et une seule source lumineuse (canal i) est en circuit, sa lumière tombant sur la fonction  $|I_3(\sigma)|$  (inscrite sur le film) au voisinage du maximum (pour obtenir la dynamique maximum). Des points d'amplitude connue sont successivement envoyés sur l'une des voies j. Si le système est parfaitement linéaire, l'enregistreur graphique doit reproduire exactement la succession des points fournis à l'entrée.

La figure 55 montre ainsi qu'une bonne linéarité (précision meilleure que 1%) peut être obtenue pour des signaux de commande compris entre 1 et 6 volts, la limite inférieure étant due à la courbure de caractéristique des transistors (au voisinage de zéro) dans les montages "Choppers" et "Détection", la limite supérieure étant introduite par la courbure de caractéristique des sources lumineuses. Il faut noter que cette dynamique de 5 volts qui, à première vue, peut paraître faible, peut être augmentée à volonté (dans les limites des tensions d'alimentation) en agissant sur le niveau d'attaque des déphaseurs; il lui correspond néanmoins une profondeur de modulation des Glow-Modulators, qui est importante puisqu'elle peut être de 25 mA pour un courant de repos de l'ordre de 30 mA : il va sans dire que la bonne linéarité obtenue dans ces conditions

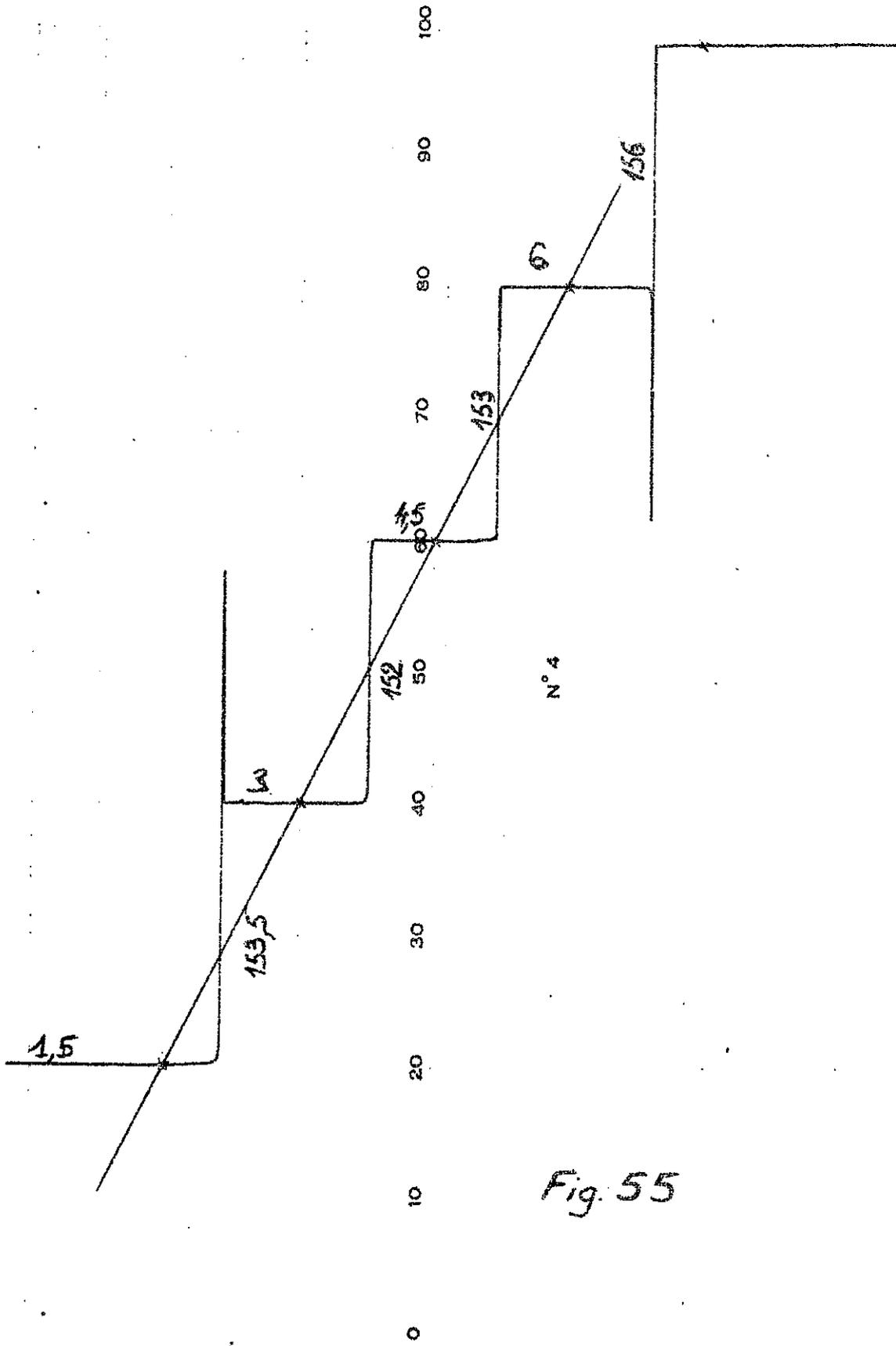


Fig. 55

est due essentiellement à l'introduction de l'asservissement de la source lumineuse.

L'interpolation ayant à traiter des points d'amplitude négative (l'extremum négatif pouvant avoir une amplitude de l'ordre du cinquième du maximum), il conviendra donc, pour utiliser au mieux cette courbe de réponse, de choisir un point de polarisation de l'ensemble du système situé autour de 2 volts (dans l'exemple ci-dessus).

Nous avons, d'autre part, procédé au test global qui fait maintenant intervenir la partie mécanique de l'interpolateur: nous nous plaçons dans les mêmes conditions que précédemment, mais à amplitude constante à l'entrée (6 volts), et nous faisons tourner la partie mécanique de l'interpolateur. Aux erreurs de non-linéarité (que l'on vient de signaler) près, nous devrions donc obtenir sur l'enregistreur une succession de fonctions d'appareil tout à fait semblables à la fonction  $I_3(\sigma)$  choisie (en pointillés fig. 56). La figure 56 fait cependant apparaître, outre ces erreurs, des distorsions lors des changements de signe de la fonction  $I_3(\sigma)$ . Il faut rechercher l'origine de ces distorsions dans le montage mécanique (voir planche hors-texte) où l'on voit que le support du film  $| I_3(\sigma) |$  introduit des zones de non-transparences autour des zéros de la fonction d'interpolation. De sorte que nous travaillons en fait avec une fonction  $I_3(\sigma)$  qui a l'allure représentée figure 57. C'est une telle fonction que nous obtiendrions sans l'étage intégrateur qui précède l'enregistreur. Cet intégrateur permet donc "d'effacer" ces paliers autour des zéros, et par suite, de minimiser l'erreur relative introduite par la mécanique. On voit ainsi que l'erreur relative en tous points de la fonction d'interpolation délivrée par l'enregistreur reste très inférieure à 1%.

Ce dernier résultat servira de conclusion à la présente étude. Il montre que l'interpolation est rendue possible par la méthode qui vient d'être déve-

est due essentiellement à l'introduction de l'asservissement de la source lumineuse.

L'interpolation ayant à traiter des points d'amplitude négative (l'extremum négatif pouvant avoir une amplitude de l'ordre du cinquième du maximum), il conviendra donc, pour utiliser au mieux cette courbe de réponse, de choisir un point de polarisation de l'ensemble du système situé autour de 2 volts (dans l'exemple ci-dessus).

Nous avons, d'autre part, procédé au test global qui fait maintenant intervenir la partie mécanique de l'interpolateur: nous nous plaçons dans les mêmes conditions que précédemment, mais à amplitude constante à l'entrée (6 volts), et nous faisons tourner la partie mécanique de l'interpolateur. Aux erreurs de non-linéarité (que l'on vient de signaler) près, nous devrions donc obtenir sur l'enregistreur une succession de fonctions d'appareil tout à fait semblables à la fonction  $I_3(\sigma)$  choisie (en pointillés fig. 56). La figure 56 fait cependant apparaître, outre ces erreurs, des distorsions lors des changements de signe de la fonction  $I_3(\sigma)$ . Il faut rechercher l'origine de ces distorsions dans le montage mécanique (voir planche hors-texte) où l'on voit que le support du film  $I_3(\sigma)$  introduit des zones de non-transparences autour des zéros de la fonction d'interpolation. De sorte que nous travaillons en fait avec une fonction  $I_3(\sigma)$  qui a l'allure représentée figure 57. C'est une telle fonction que nous obtiendrions sans l'étage intégrateur qui précède l'enregistreur. Cet intégrateur permet donc "d'effacer" ces paliers autour des zéros, et par suite, de minimiser l'erreur relative introduite par la mécanique. On voit ainsi que l'erreur relative en tous points de la fonction d'interpolation délivrée par l'enregistreur reste très inférieure à 1%.

Ce dernier résultat servira de conclusion à la présente étude. Il montre que l'interpolation est rendue possible par la méthode qui vient d'être deve-

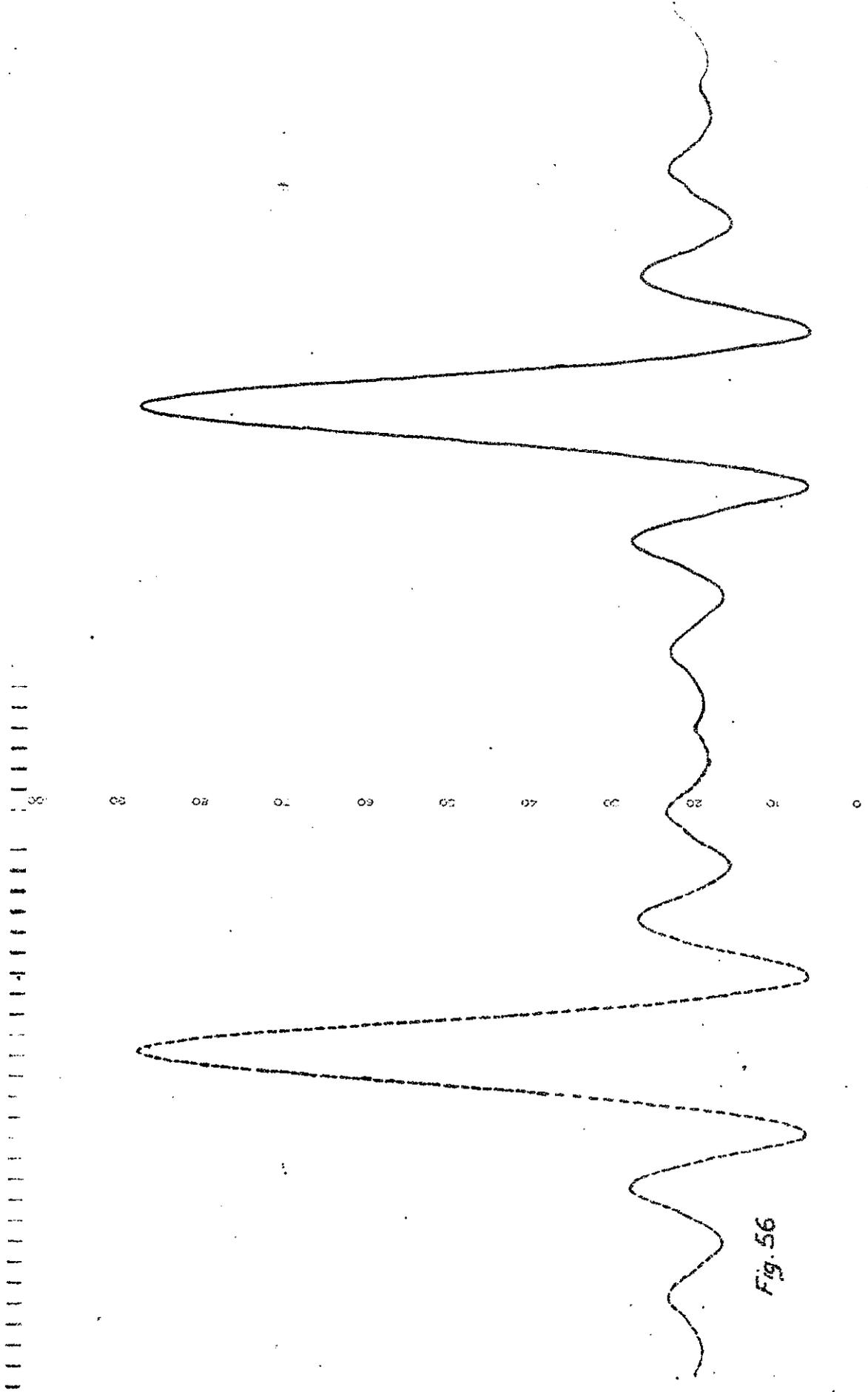


Fig. 56

loppée: il suffit, en effet, de multiplier par 12 le dispositif électronique dans sa partie analogique. Il s'agit cependant là d'un travail de câblage assez considérable, devant lequel l'hésitation a été d'autant plus forte que l'évolution, parallèle à cette étude des techniques de commutation par transistors à effet de champ, rend maintenant possible l'exécution d'un projet plus séduisant, dont nous allons examiner le principe ci-après, sous le titre: "Interpolateur pas à pas".

---

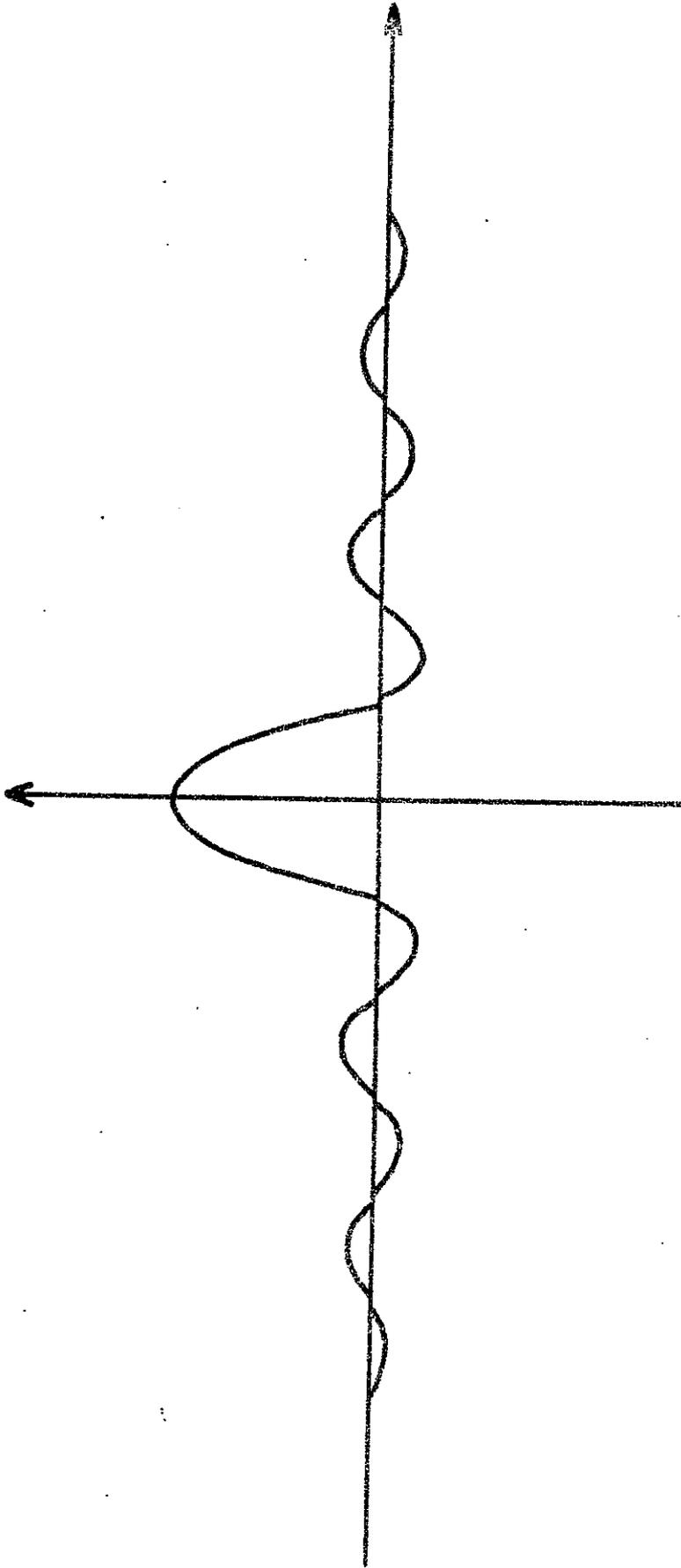


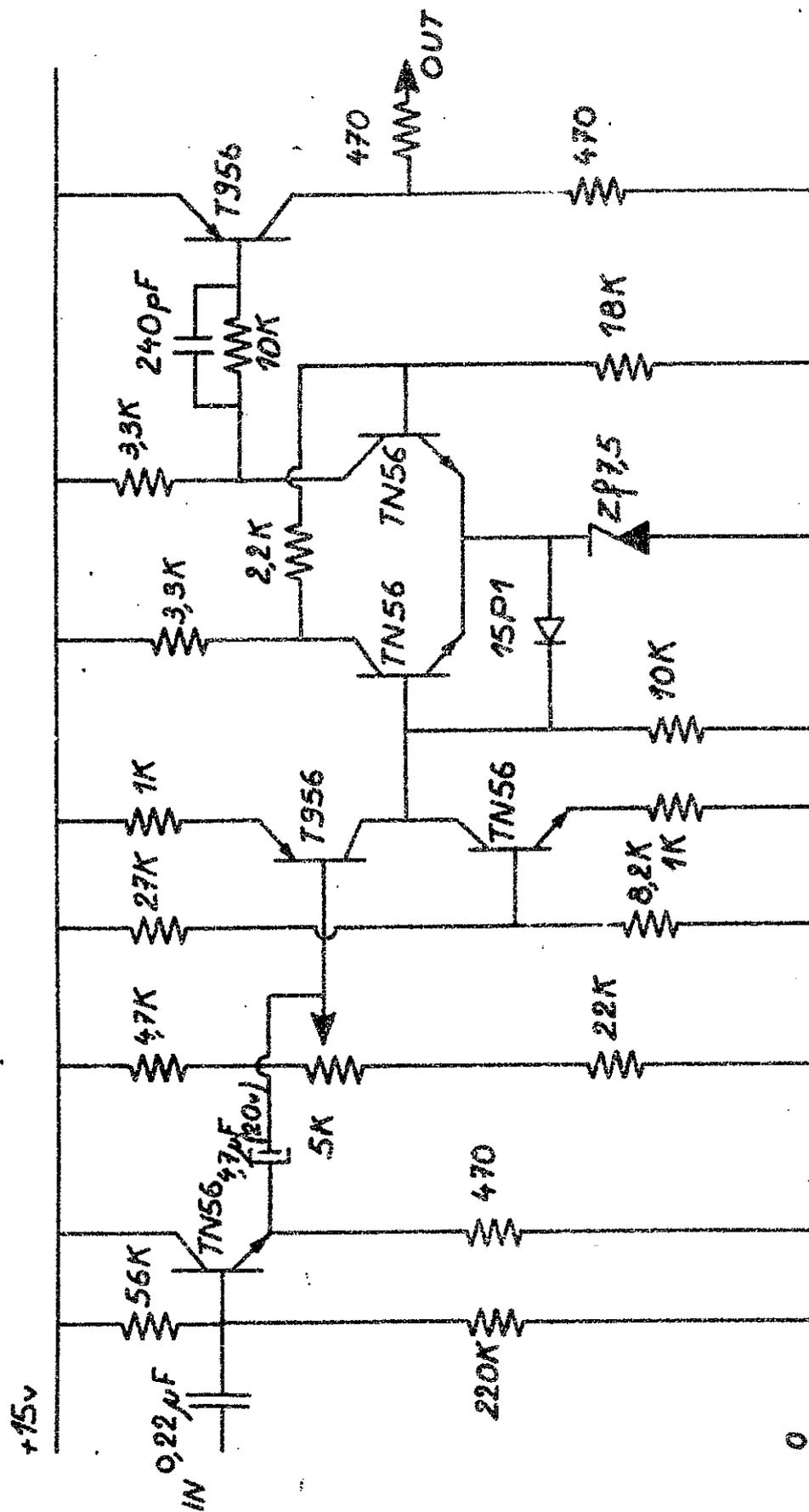
Fig. 57

B I B L I O G R A P H I E

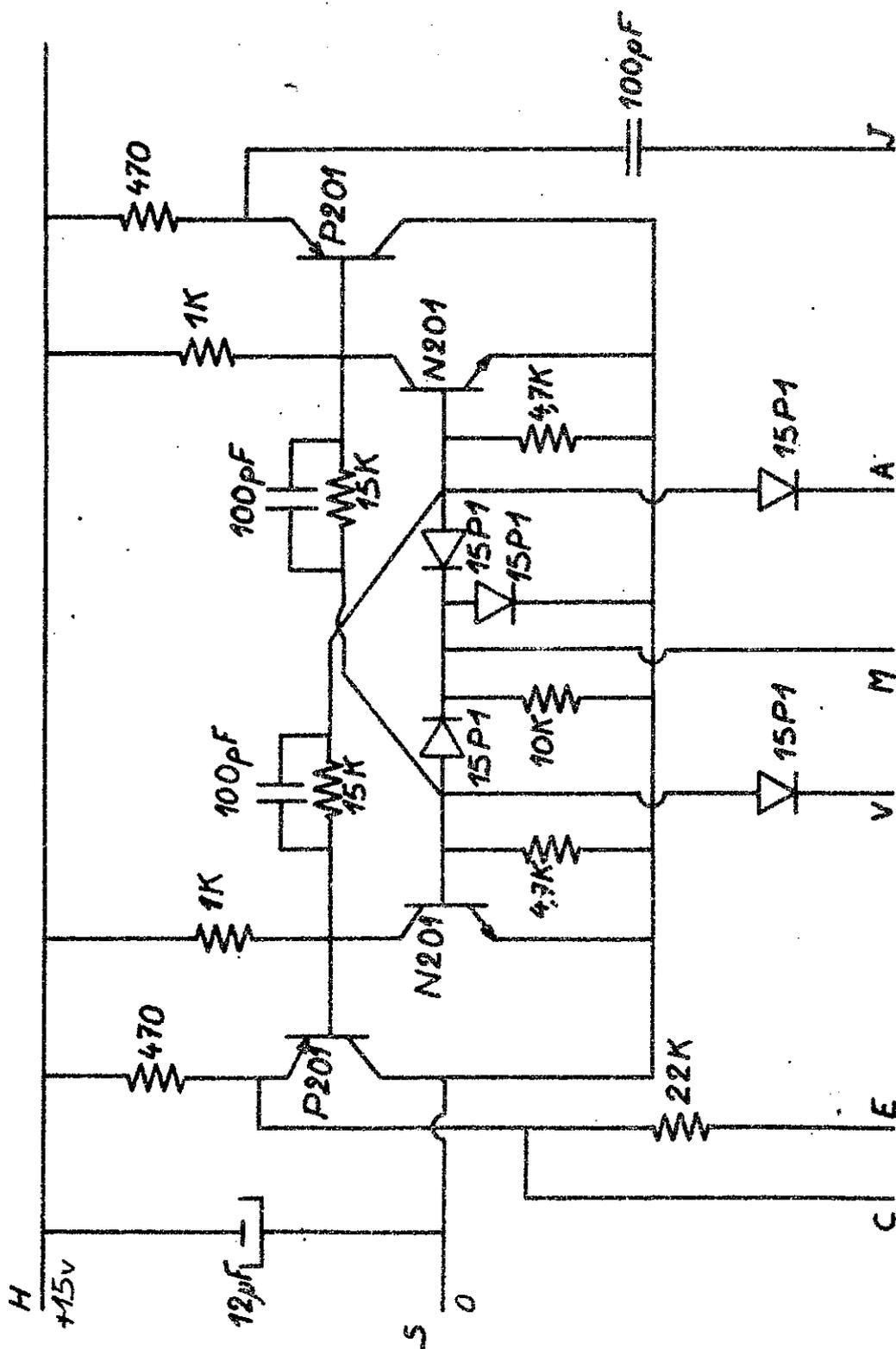
---

- (1) - G. MICHEL : Thèse, Faculté des Sciences, Paris 1963.
  - (2) - J. CONNES : Thèse, Rev. Opt. 1961.
  - (3) - G. MICHEL : J. Phys. 1967.
  - (4) - J. PINARD : Thèse, Faculté des Sciences, Paris 1963.
  - (5) - P. DUMONTET : Thèse, Alger 1956.
-

SCHEMATEQUE 1<sup>o</sup> PARTIE.

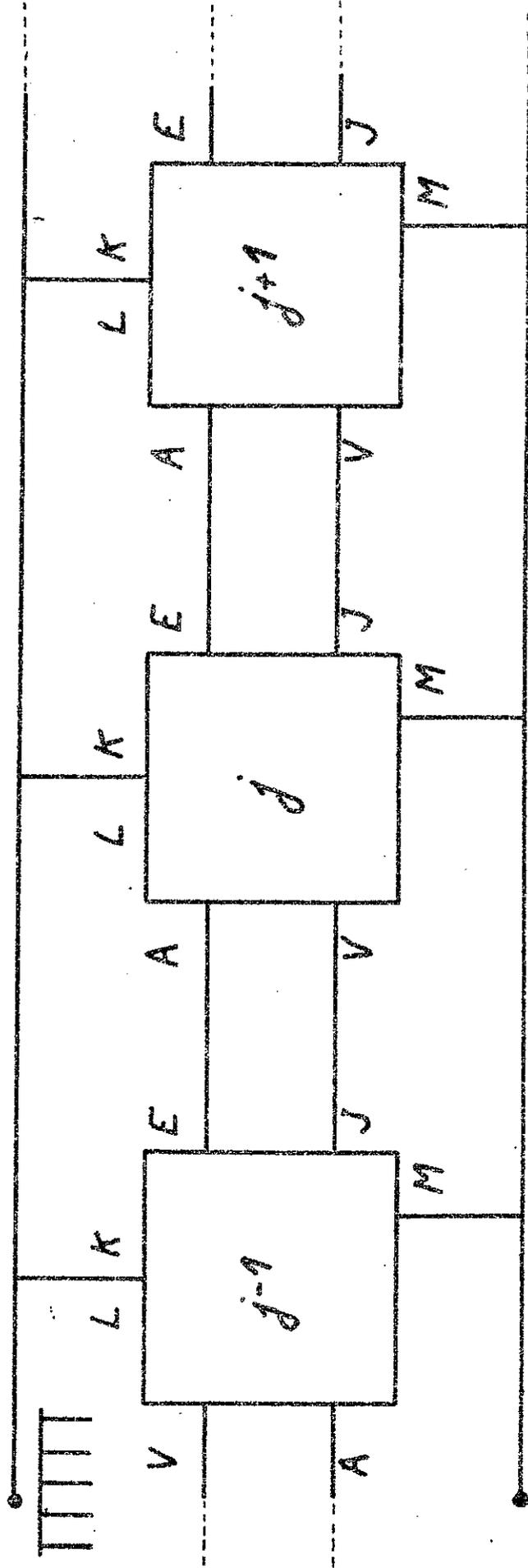


SCHMITT A HYSTERESIS NULLE

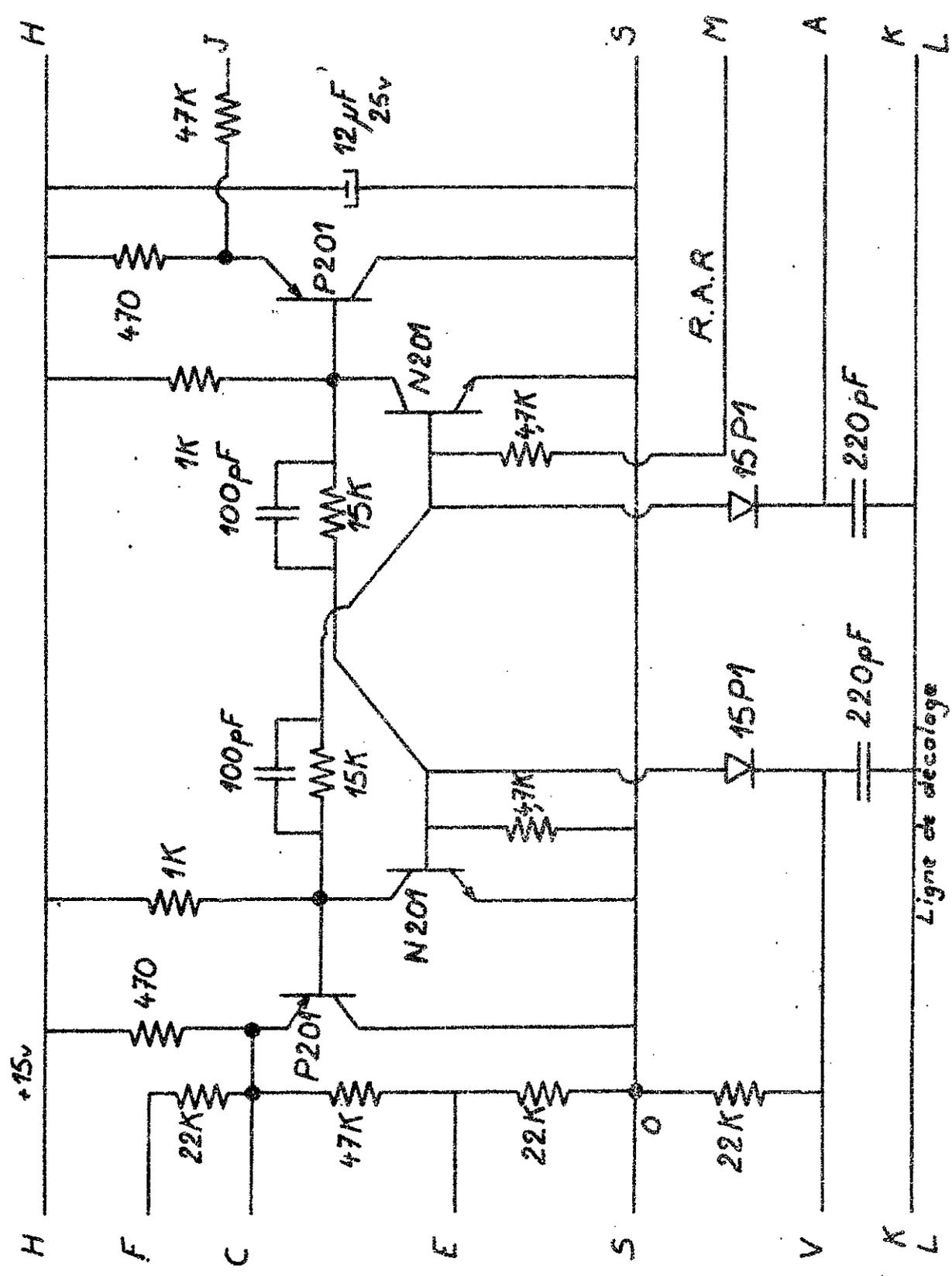


BASCULES BISTABLES DU DIVISEUR

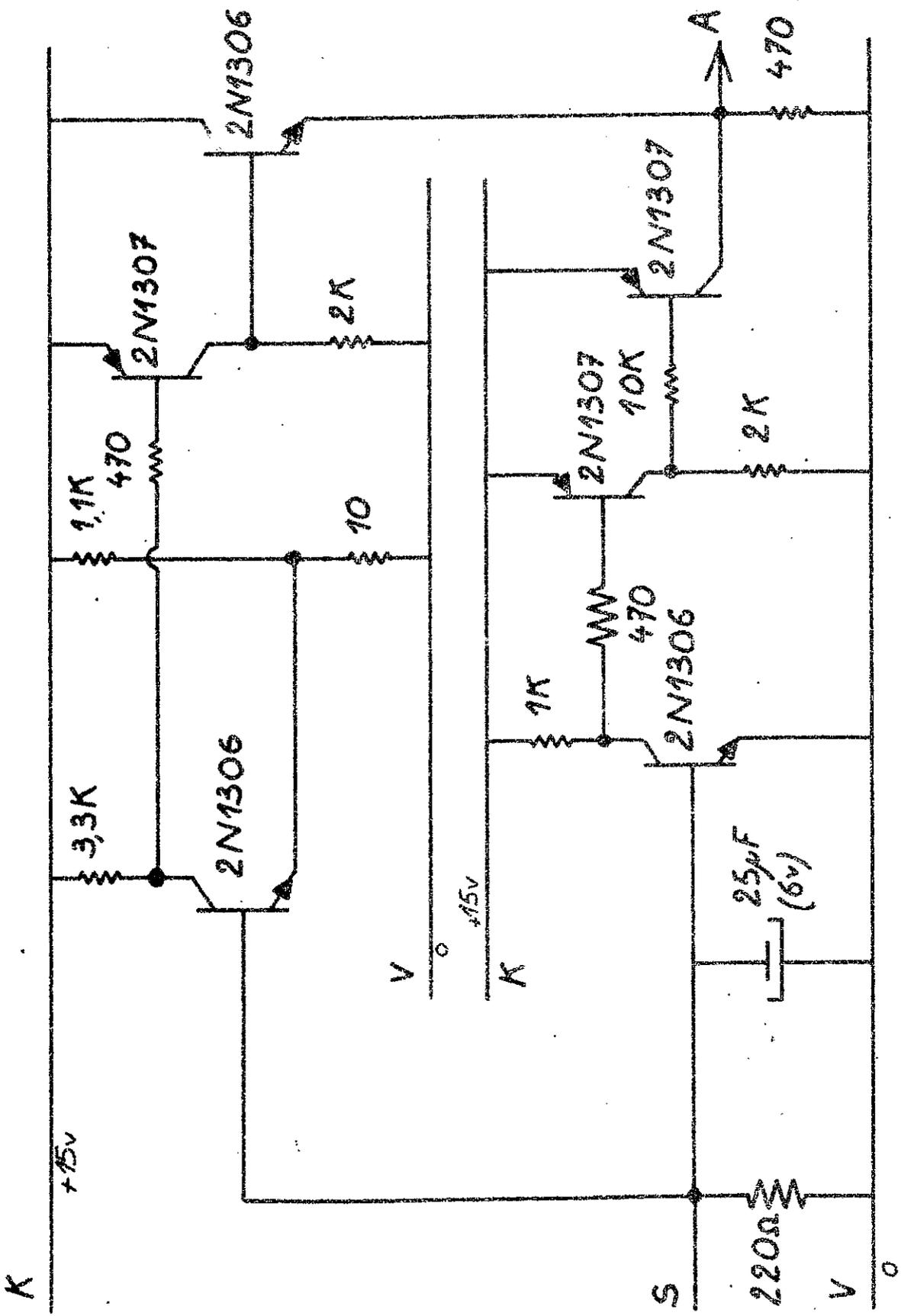
*Ligne de Décalage*



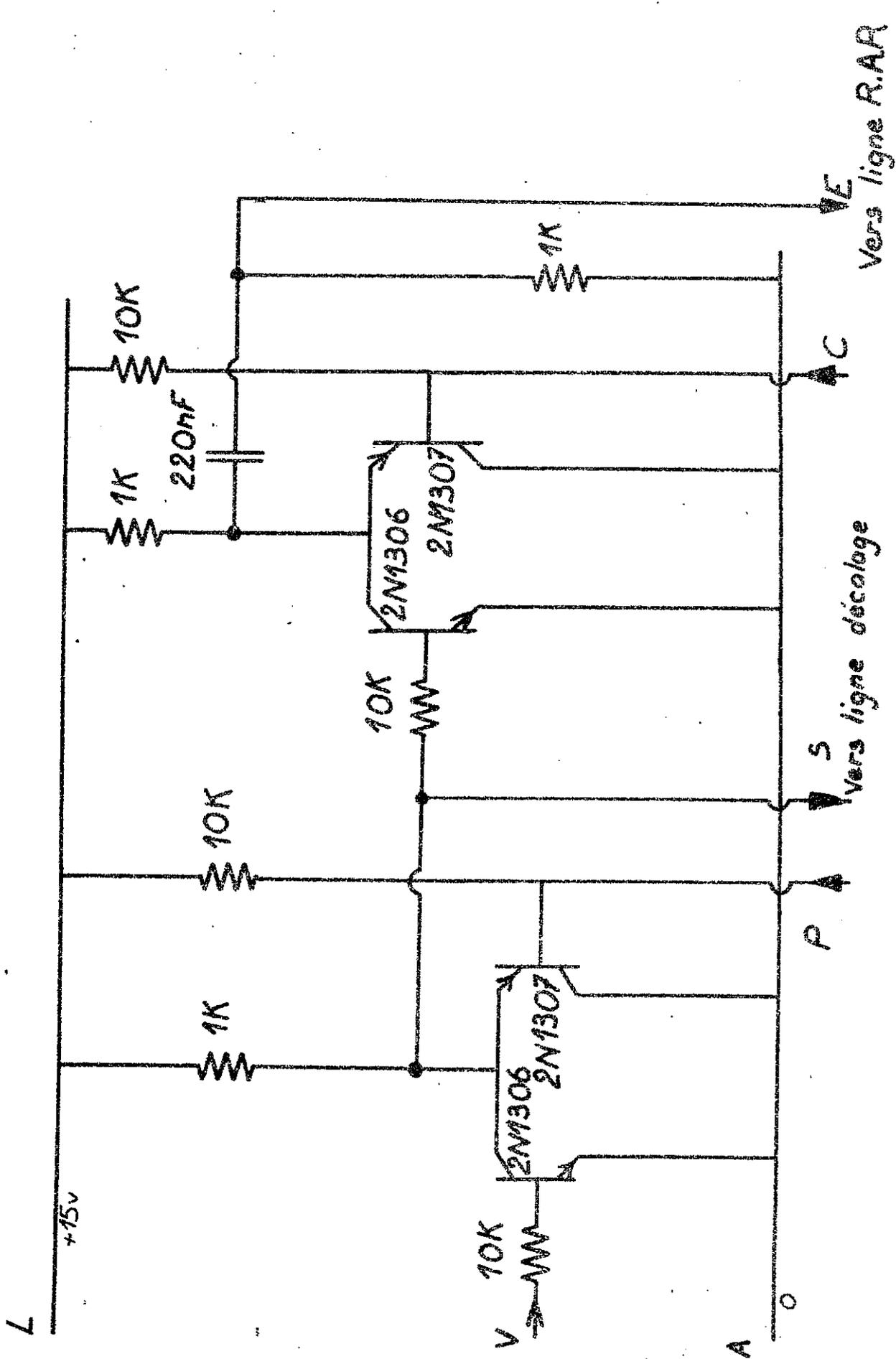
REGISTRE DE DECALAGE



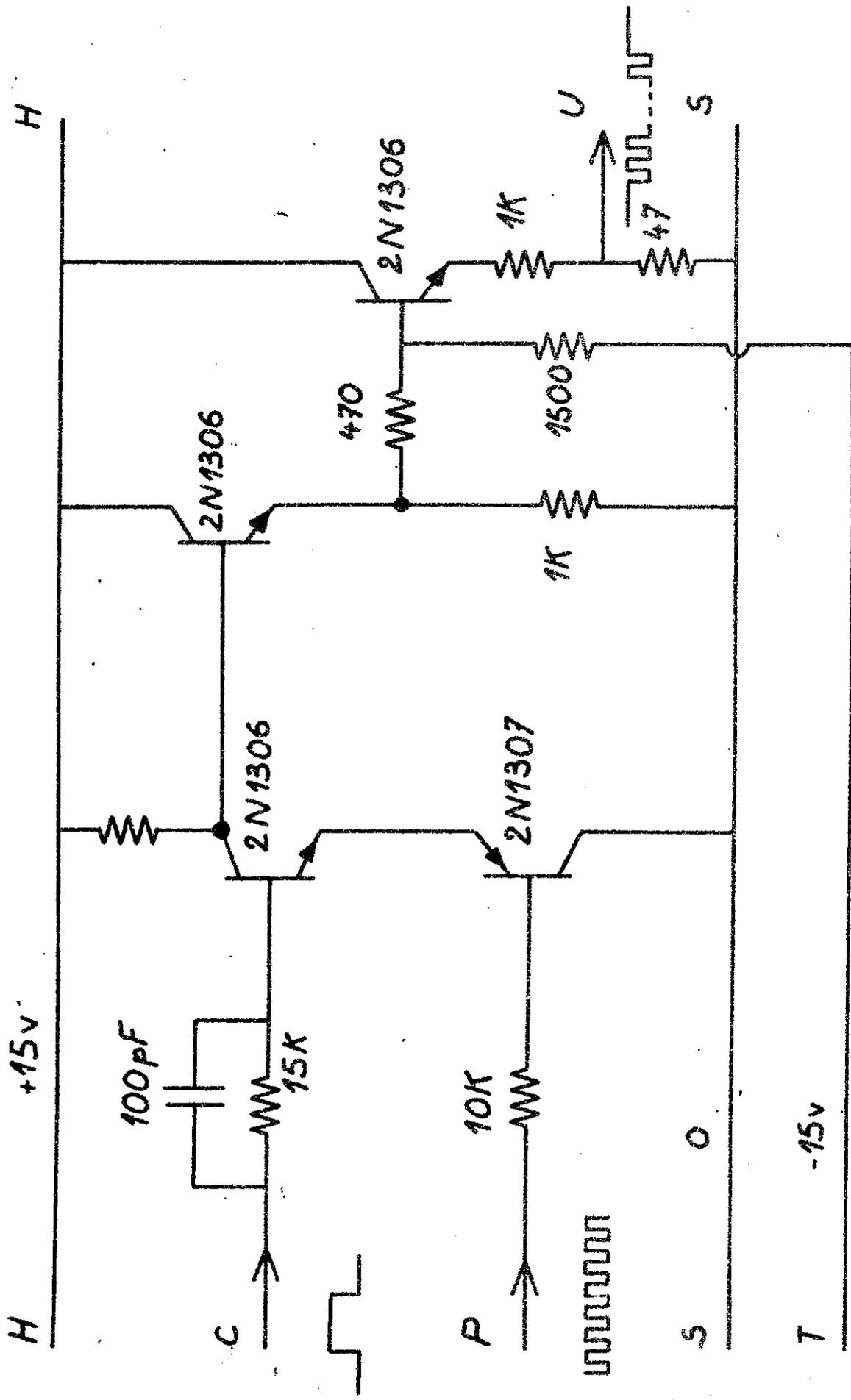
UNITE DE DELAGAGE



DISCRIMINATEUR D'AMPLITUDE



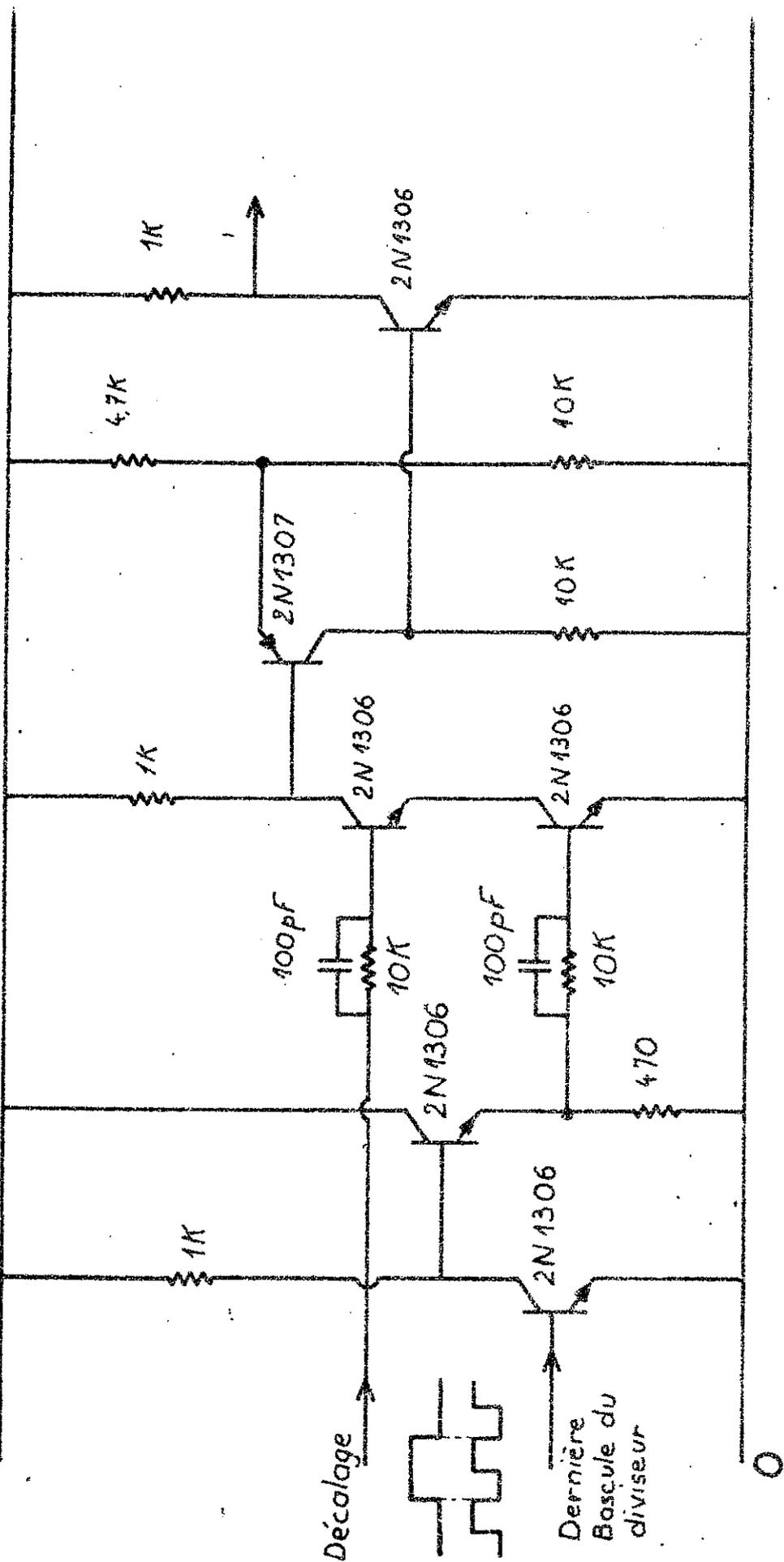
PORTE DECALAGE . PORTE R.A.R



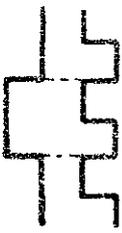
38g

PORTE PJ

+15V

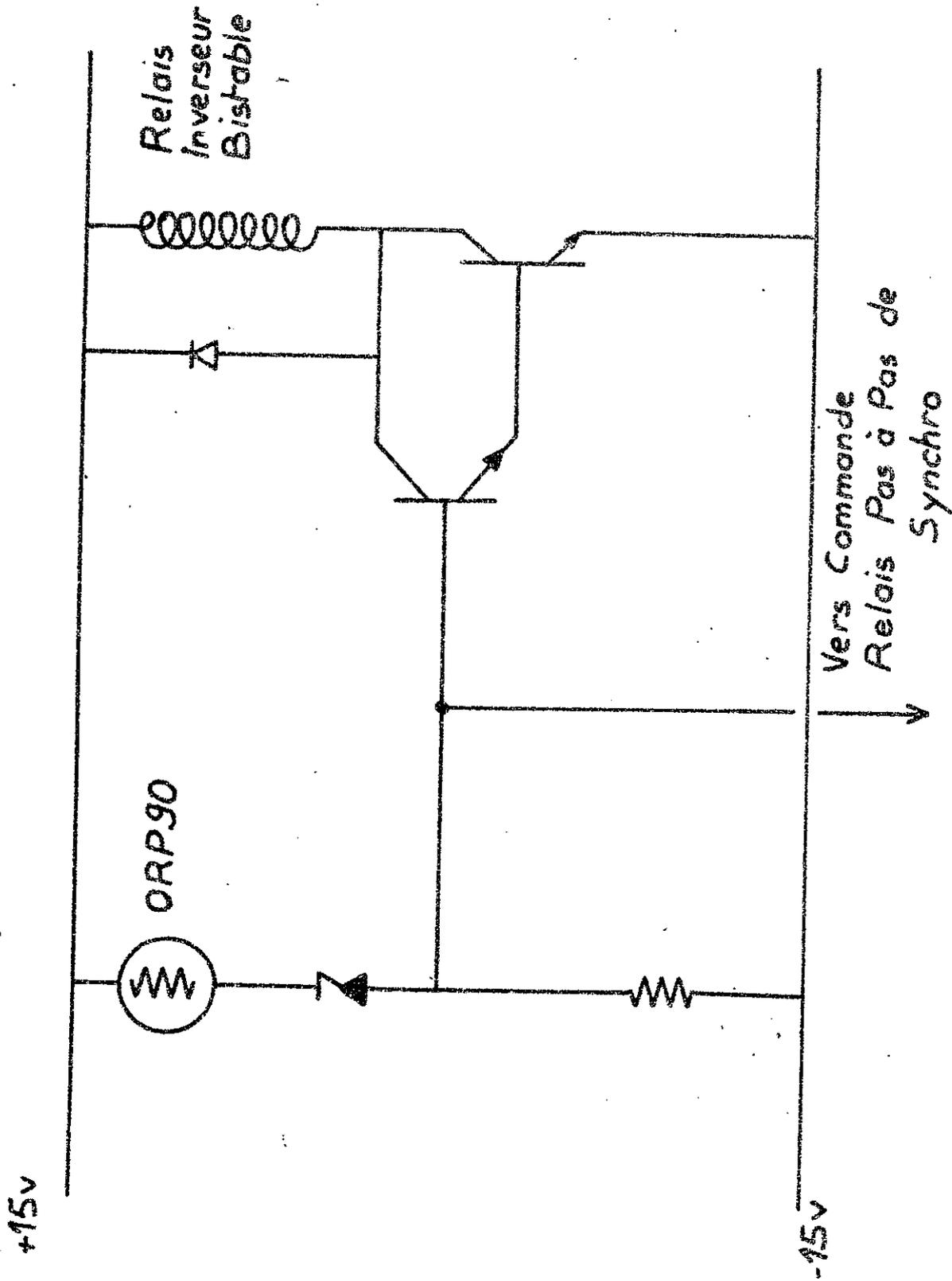


Décalage



Dernière  
Bascule du  
diviseur

IMPULSIONS J DE FIN DE VOIE



COMMANDE "CHANGEMENT MEMOIRE"

+15v

A

Bij  $\overleftarrow{L}$

10K

33K

1K

2N1306

2N1306

2N1306

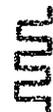
2N1308

C



0

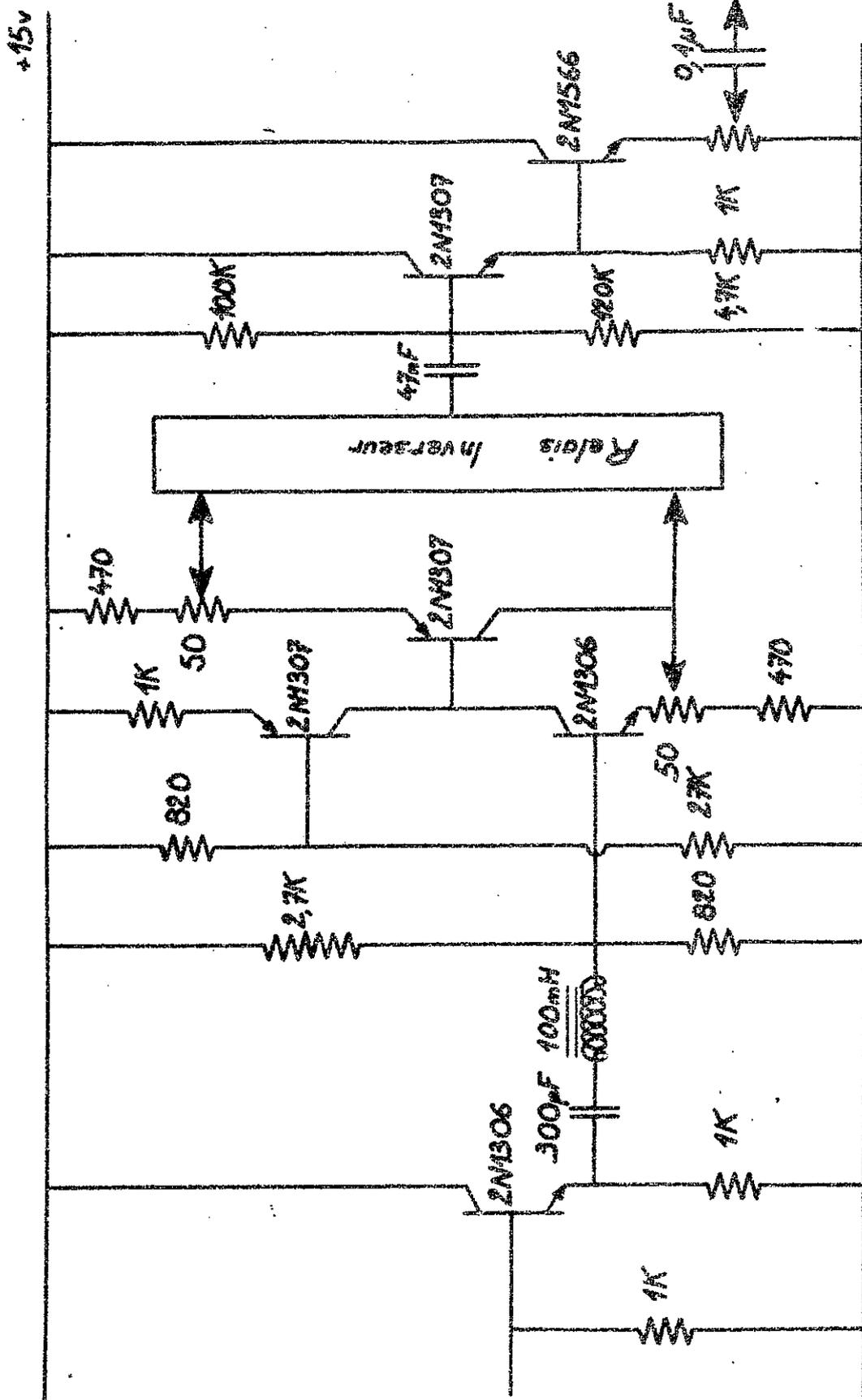
D F



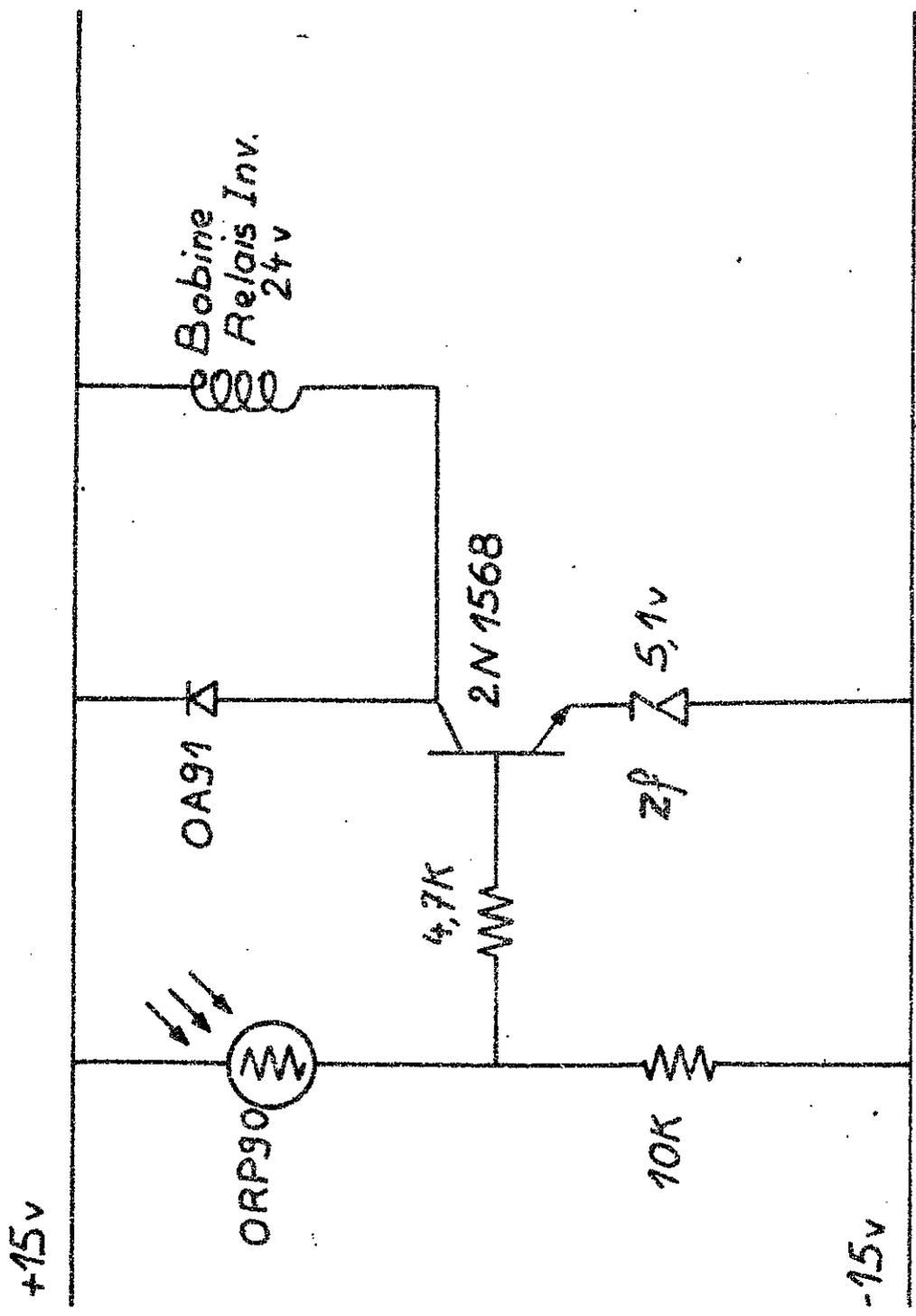
E

38j

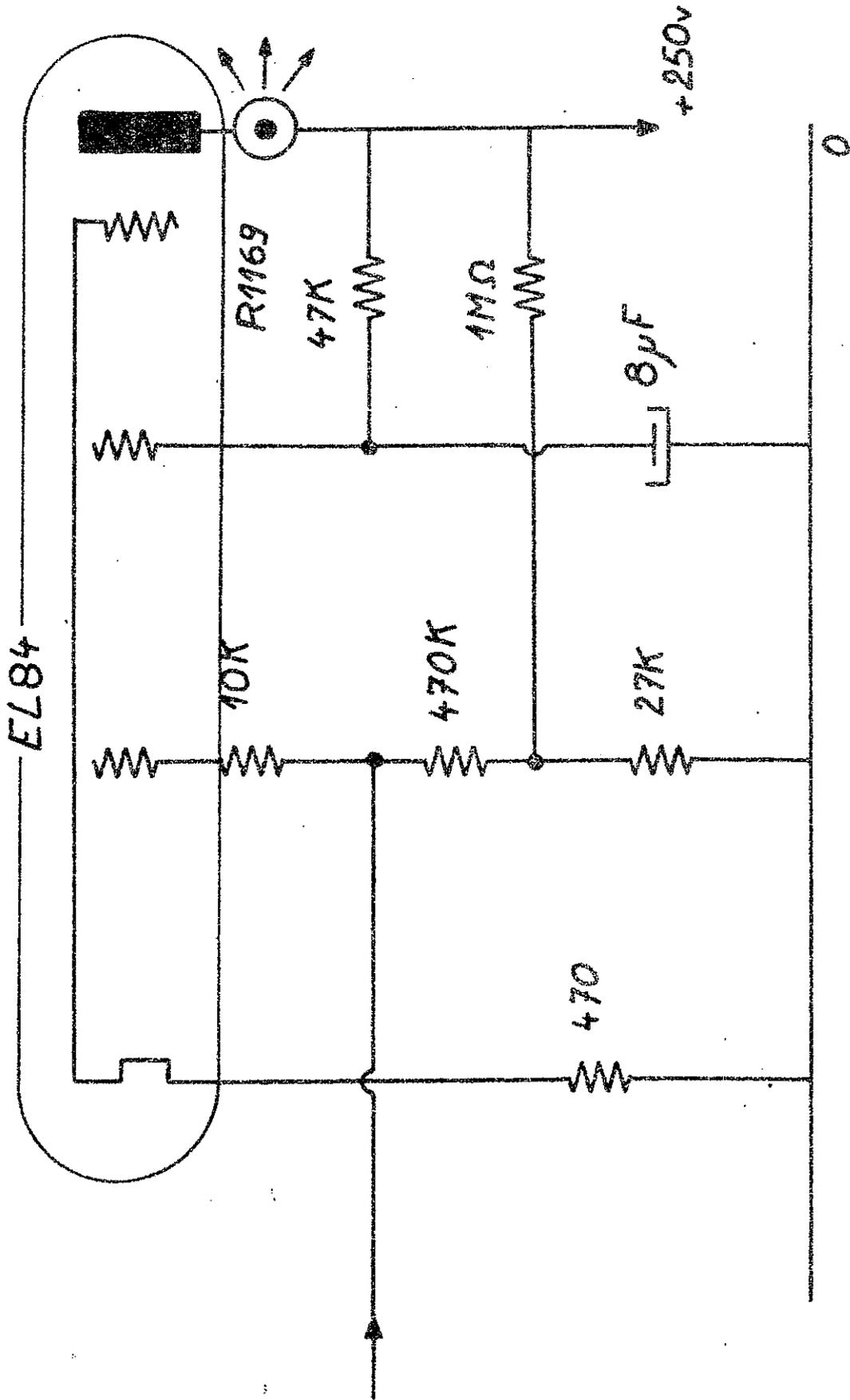
CHOPPER iJ



Σ des voies - Mise en Forme - DEPHASEUR Φ i

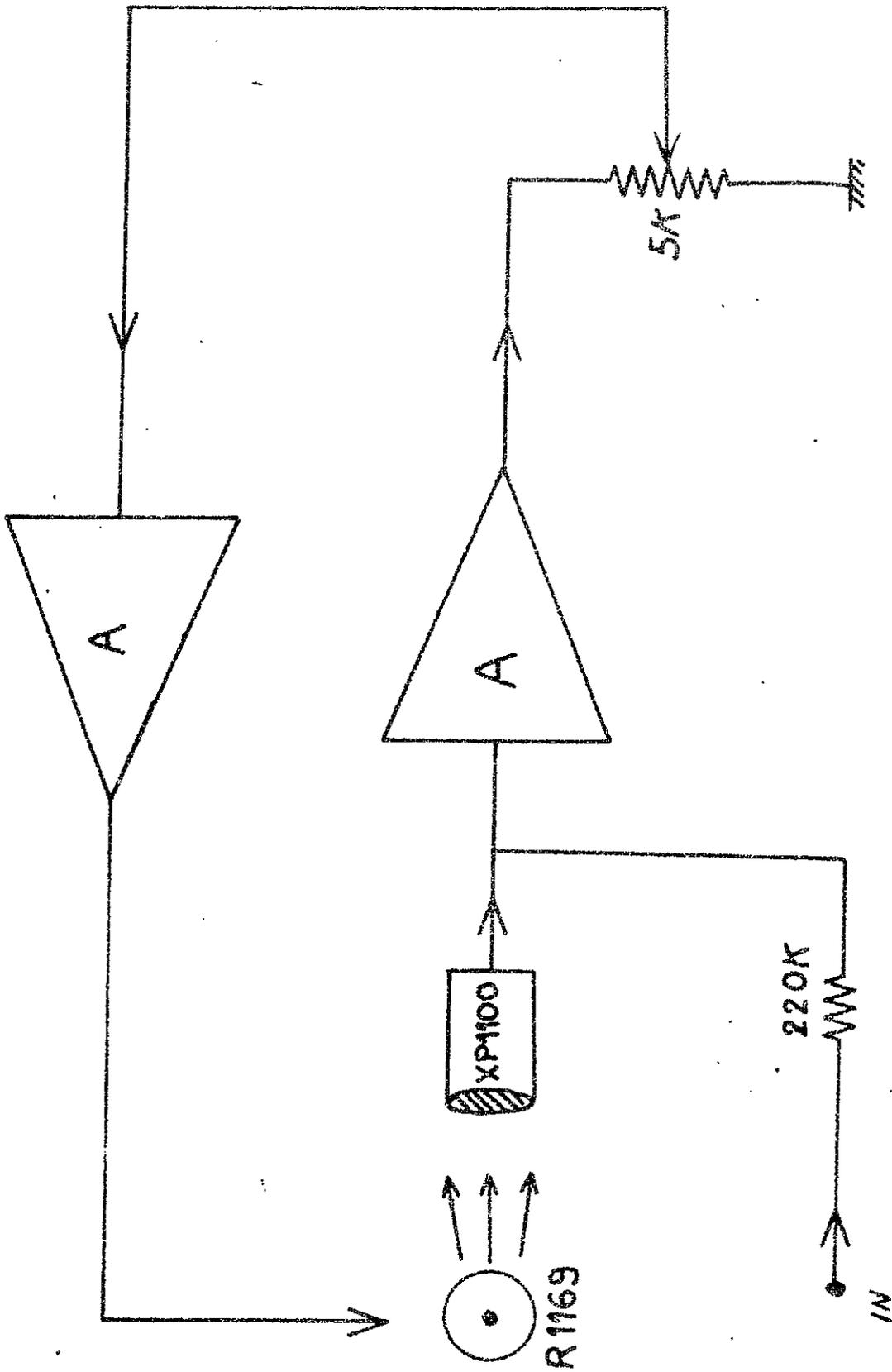


COMMANDE Signe +



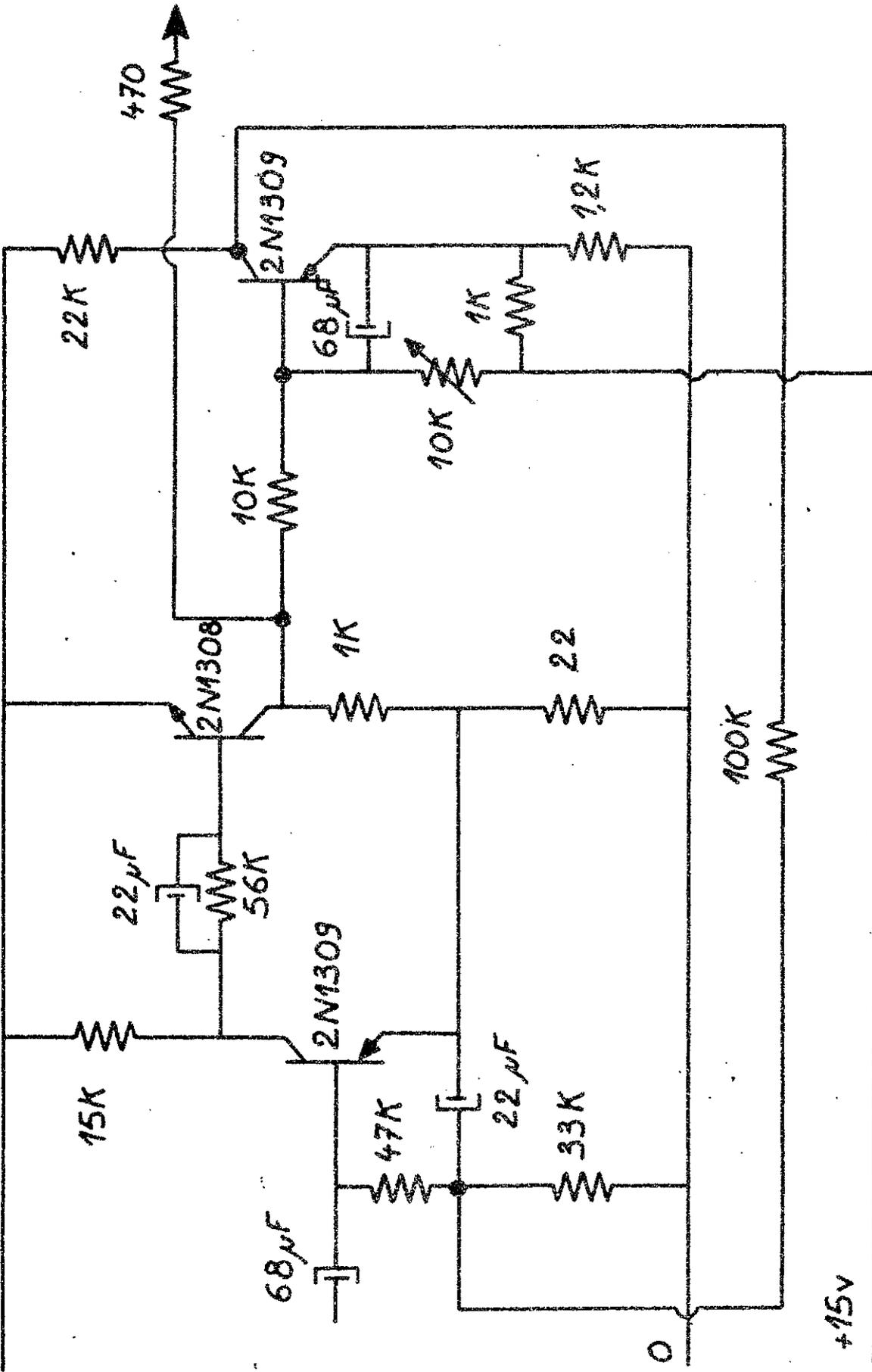
38 mm

COMMANDE "GLOW MODULATOR"



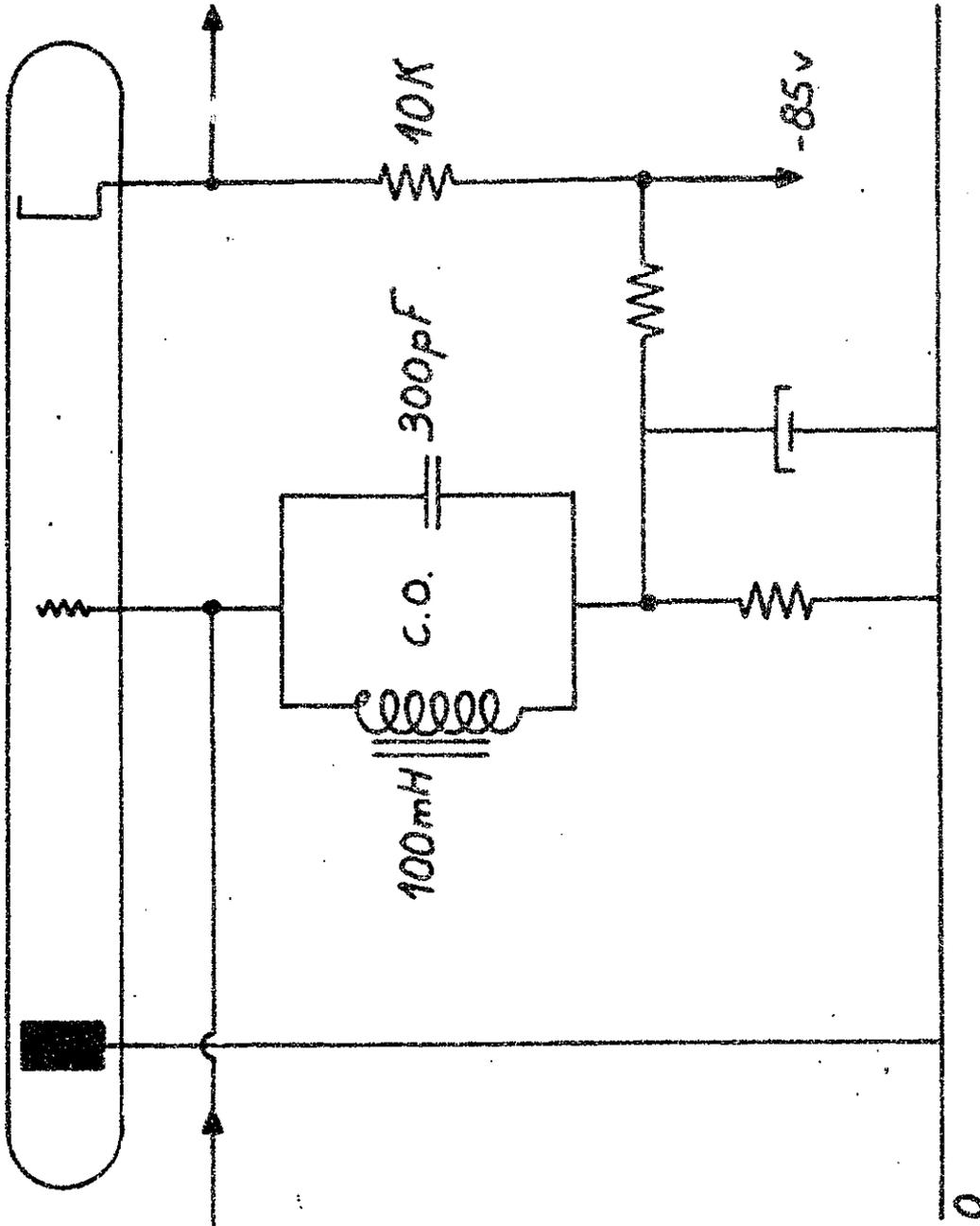
ASSERVISSEMENT "GLOW MODULATOR"

-15v

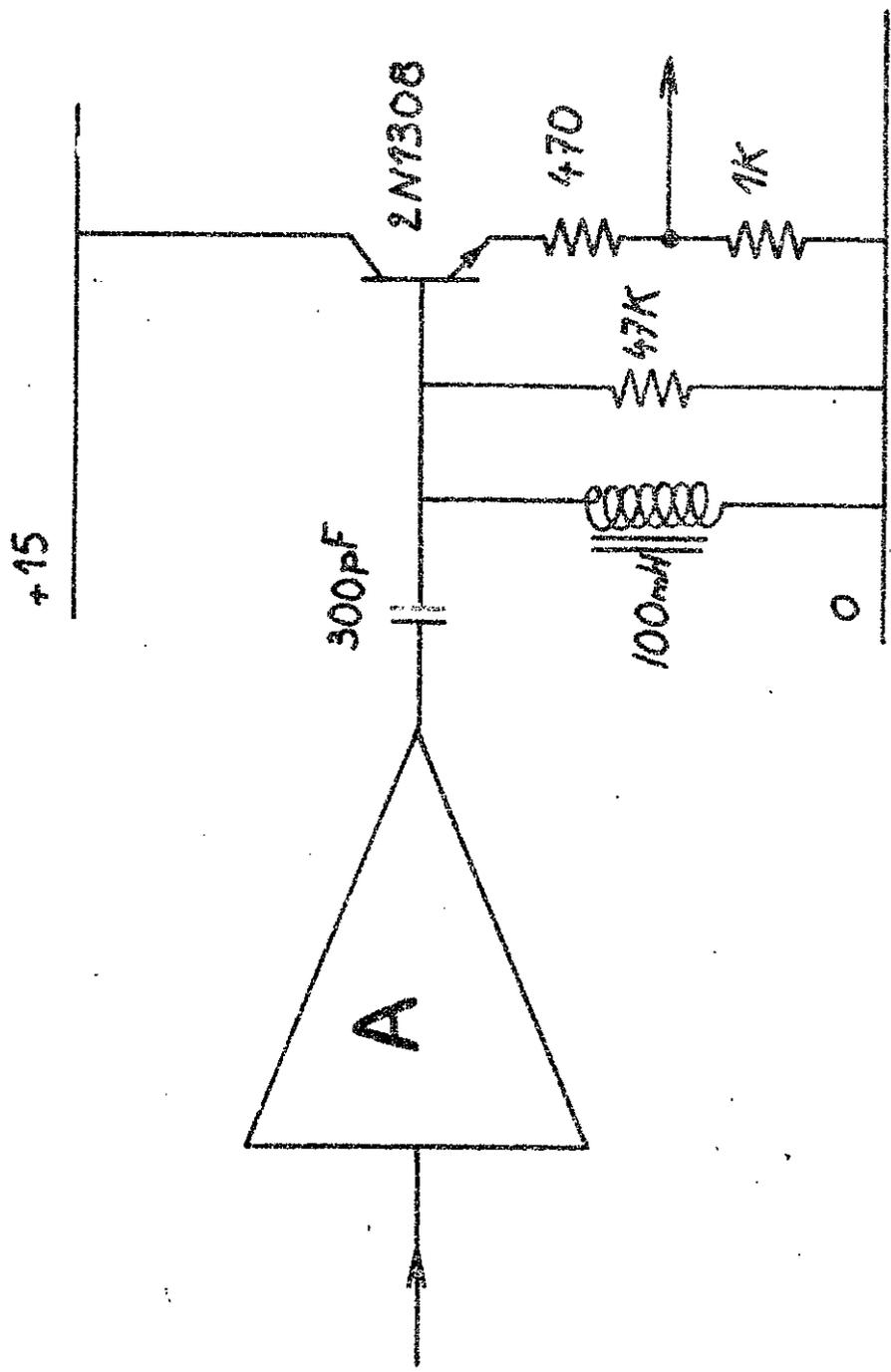


AMPLI "A"

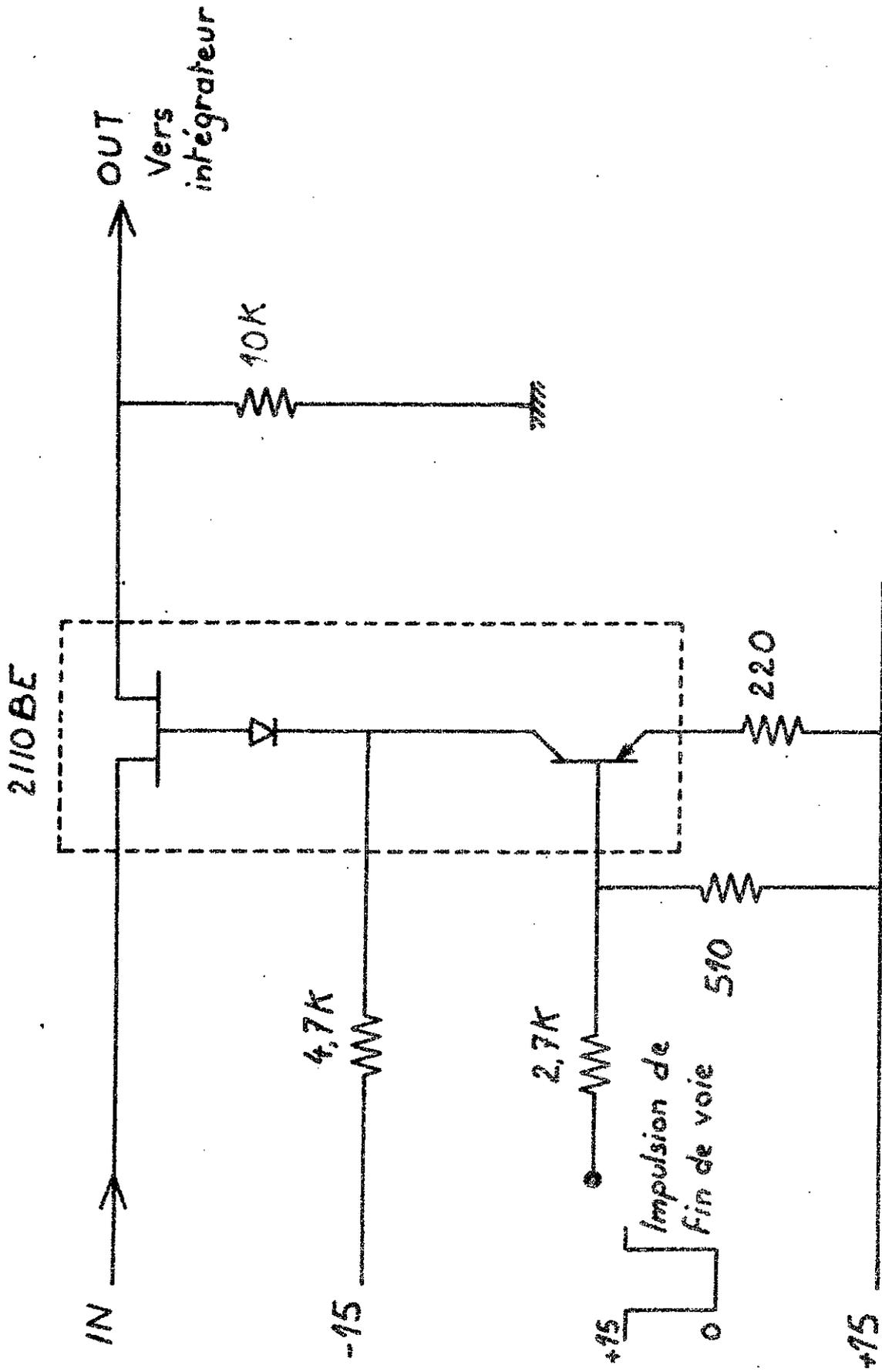
7586



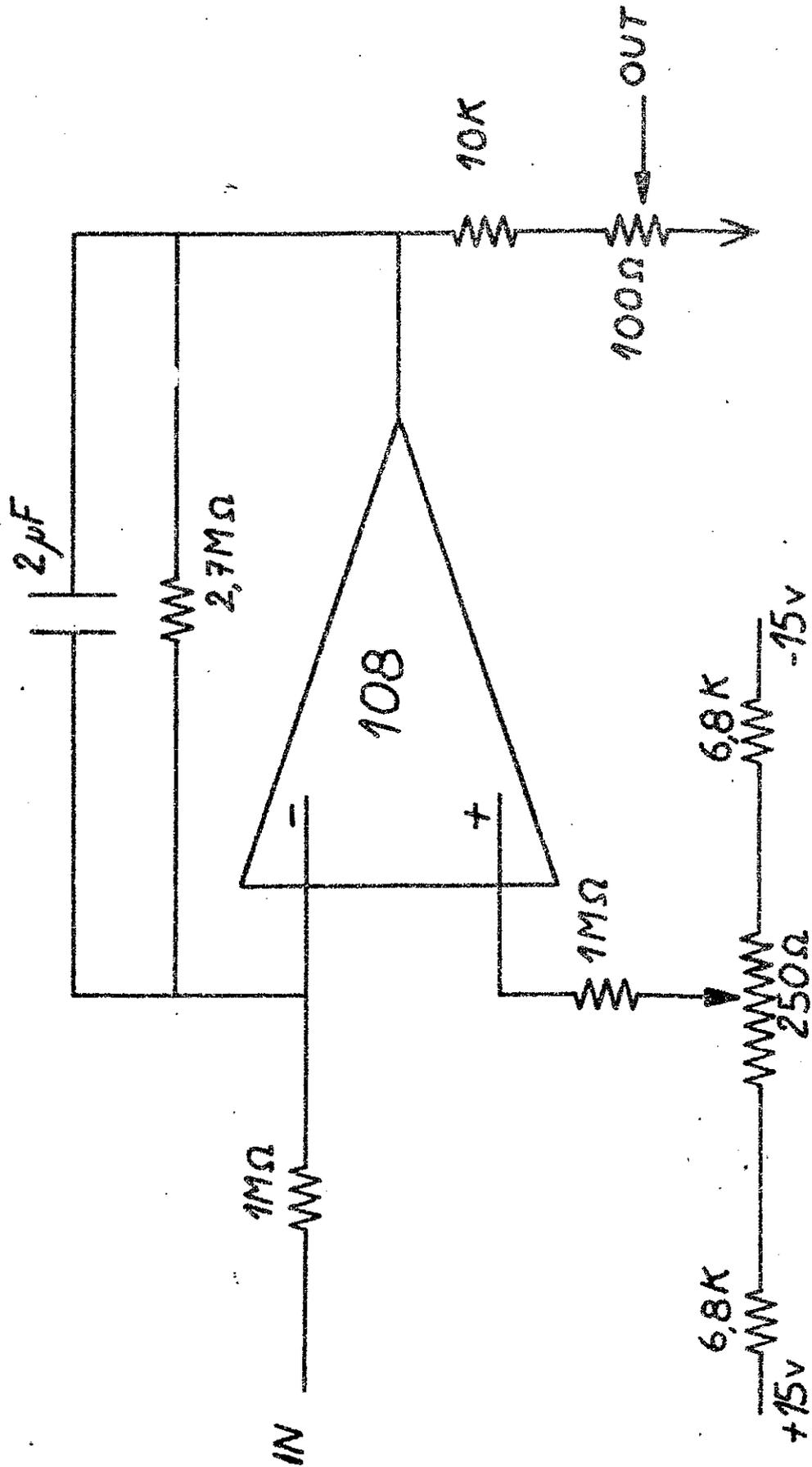
C.O. ADAPTEUR



AMPLI SELECTIF - DETECTION

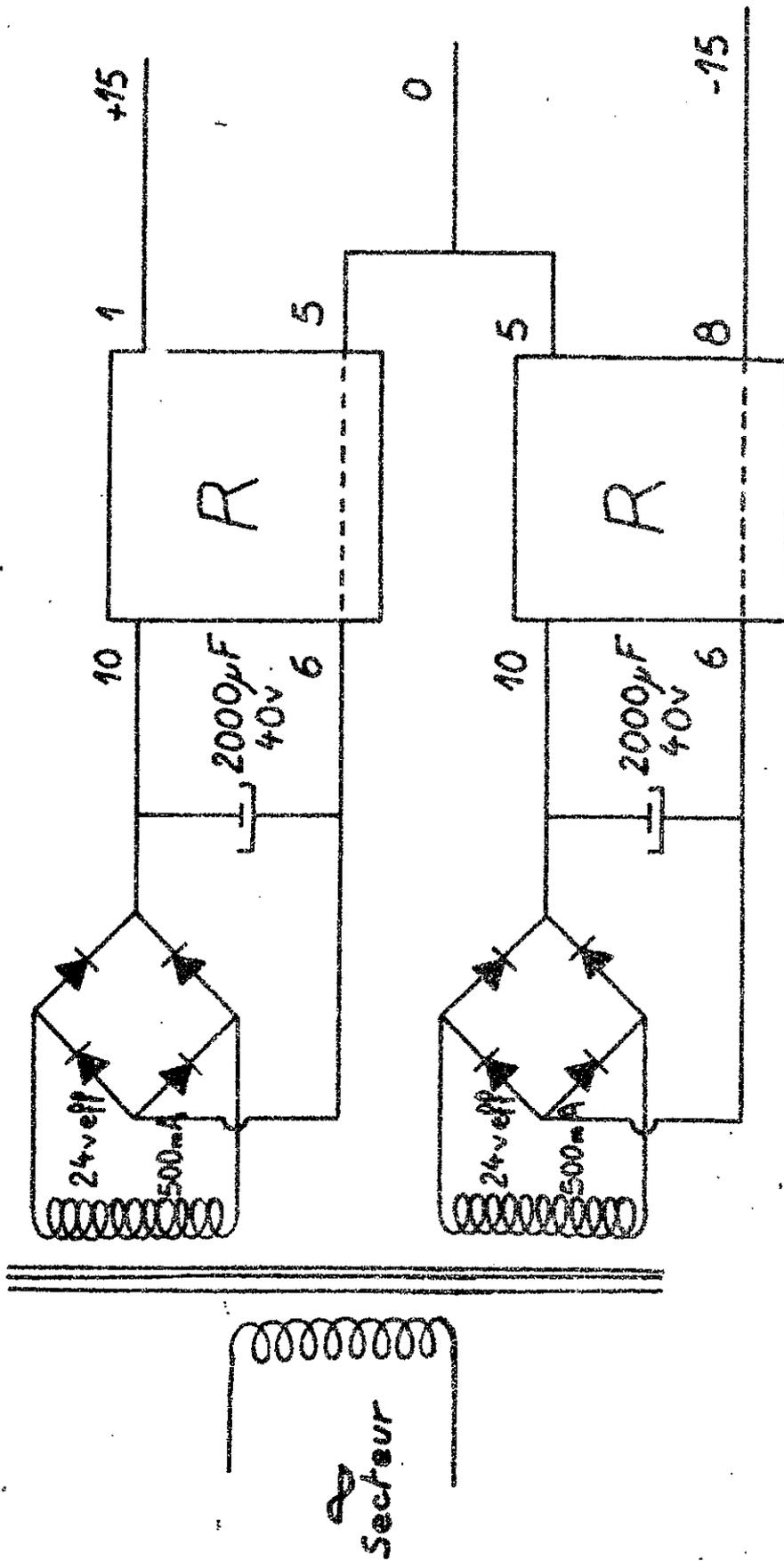


PORTE GJ

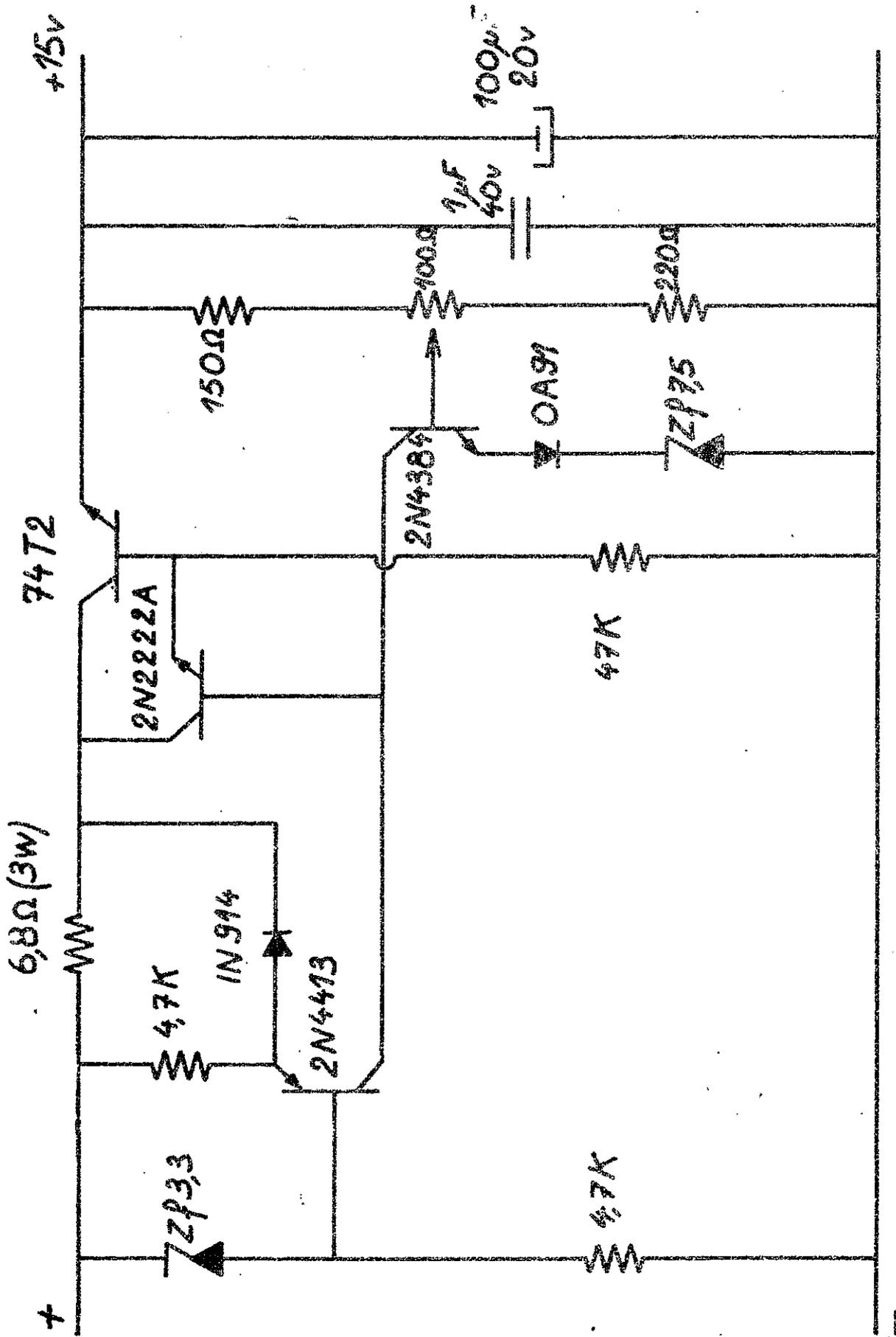


38A

INTEGRATEUR



ALIMENTATION STABILISEE 15v



38 u

BLOC DE REGULATION "R"

DEUXIEME PARTIE

-----

- I -

## I N T R O D U C T I O N

Nous décrivons ici le principe d'un appareil qui réalise, par interpolation, un échantillonnage plus fin de la fonction recherchée (le nombre d'échantillons calculés entre deux points du spectre étant en principe arbitraire).

Il a la particularité (et aussi l'avantage !) de ne faire intervenir pour son fonctionnement que des dispositifs électroniques à haute fiabilité qui en rendent son maniement à la fois simple et sûr.

On verra aussi que l'utilisation de nombreuses fonctions maintenant réalisées sous forme de circuits intégrés permet, par ailleurs, de concevoir aujourd'hui cet appareil sous un volume particulièrement restreint.

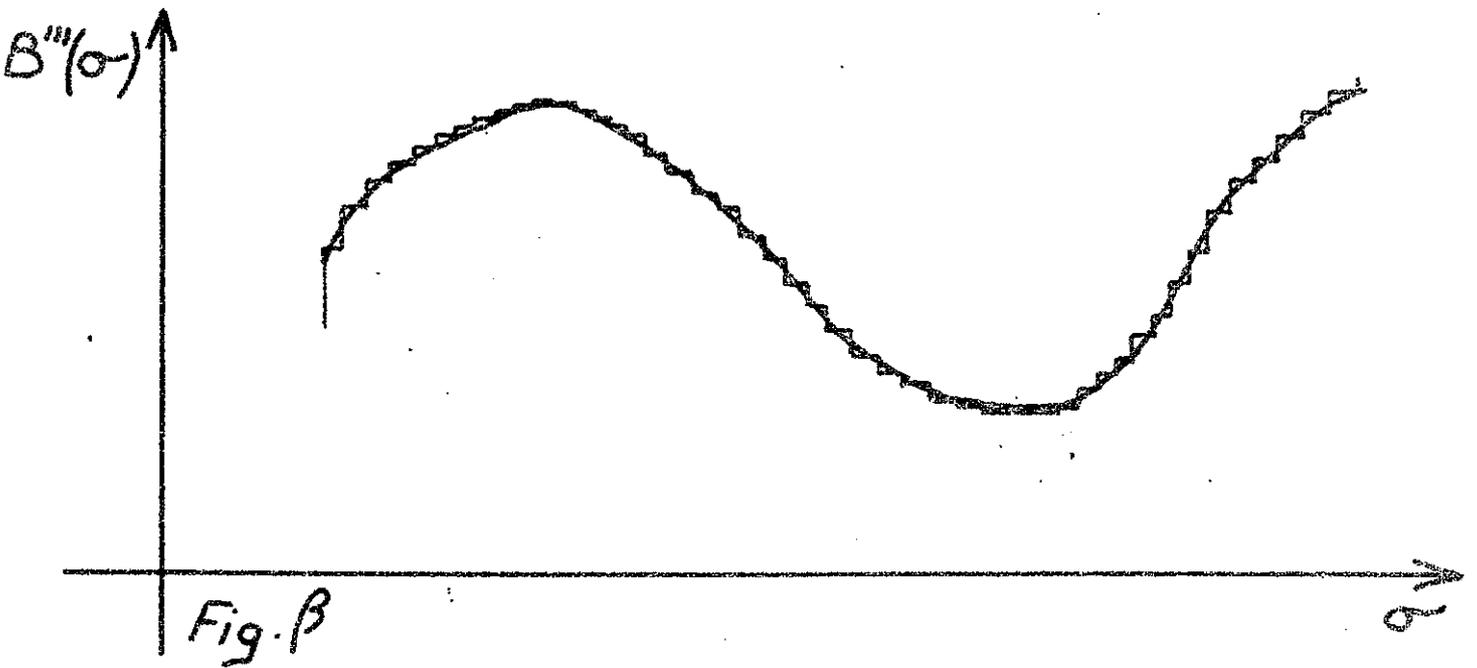
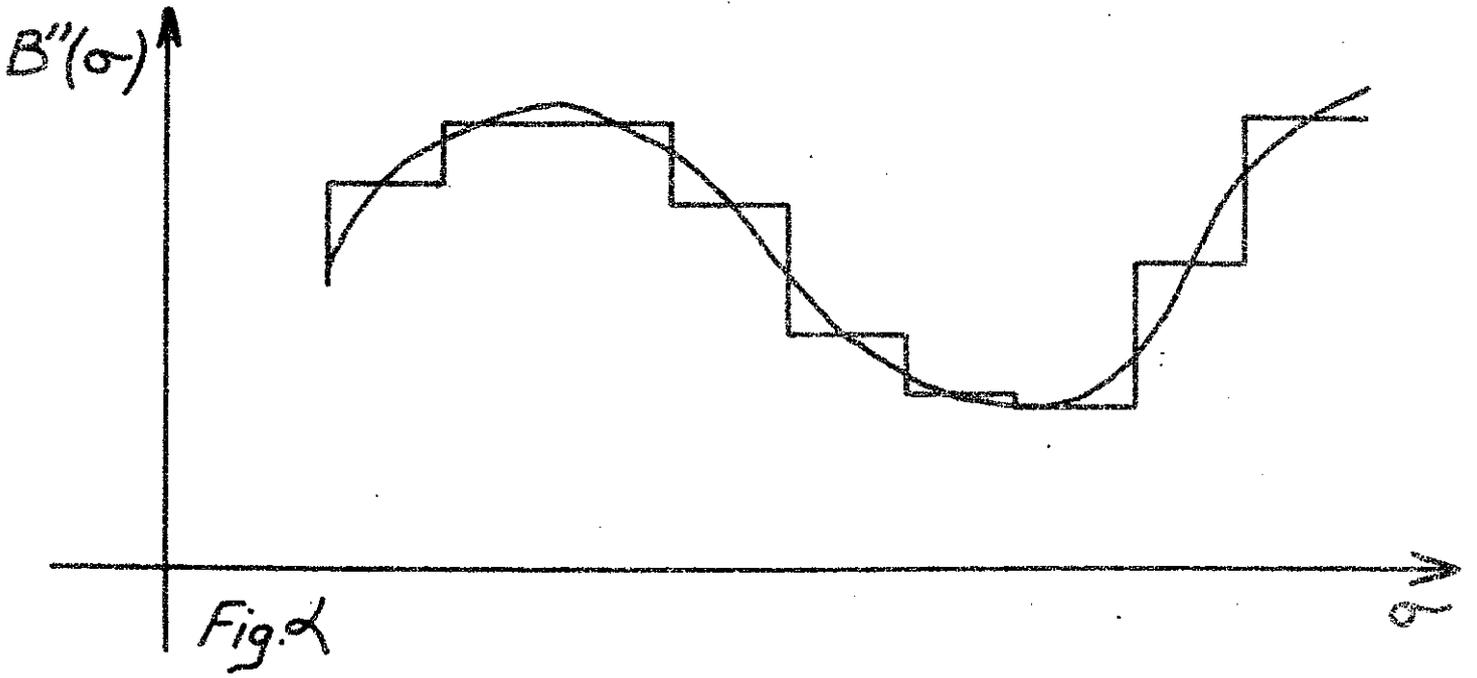
Nous rappellerons qu'il s'agit d'effectuer l'opération:

$$B'''(\sigma) = \sum_{n_1}^{n_2} B''\left(\frac{n}{2\Delta}\right) I\left(\sigma - \frac{n}{2\Delta}\right) \quad (1)$$

(avec les mêmes notations que précédemment), cette opération pouvant évidemment se décomposer en une succession d'interpolations élémentaires\* représentées

---

\* Rappel: nous appelons interpolation élémentaire l'interpolation entre deux valeurs discrètes consécutives de  $B''(\sigma)$ .



chacune par une opération du type :

$$\left[ B'''(\sigma) \right]_n^{n+1} = \sum_{n-m+1}^{n+m} B'' \left( \frac{i}{2\Delta} \right) I \left( \sigma - \frac{i}{2\Delta} \right) \quad (2)$$

pour laquelle la fonction  $I(\sigma)$  est nulle en dehors du domaine  $(-\frac{m}{2\Delta}, \frac{m}{2\Delta})$ .

Dans cette relation (2), la fonction  $B'''(\sigma)$  est une fonction continue de la variable  $\sigma$  dans l'intervalle  $(\frac{n}{2\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta})$ . En effectuant un échantillonnage de pas  $\frac{1}{4q\Delta}$  sur cette fonction, nous nous intéresserons désormais aux valeurs de  $\sigma$  telles que (voir fig. 1) :

$$\sigma = \frac{1}{2\Delta} \left( n + \frac{p}{2q} \right)$$

et la relation (2) sera alors représentée maintenant par la succession des points :

$$\left[ B''' \left( \frac{n+p/2q}{2\Delta} \right) \right]_n^{n+1} = \sum_{n-m+1}^{n+m} B'' \left( \frac{i}{2\Delta} \right) I \left( \frac{n-i+p/2q}{2\Delta} \right) \quad (3)$$

$p$  variant par valeurs entières de 0 à  $2q - 1$ .

Ces points comprennent donc, outre les échantillons initiaux  $B''(\frac{n}{2\Delta})$  que nous appellerons échantillons primaires, les points calculés par interpolation ( $2q - 1$  par intervalle élémentaire), que nous appellerons maintenant échantillons secondaires.

En remarquant que, pour le calcul de ces  $2q$  points -en incluant les points d'entrée-, seule suffit la connaissance de  $2mq + 1$  points de la fonction  $I|\sigma|$  (la fonction  $I(\sigma)$  étant paire), la relation (3) se décompose alors en les deux expressions suivantes:

\* Le choix de la division de l'intervalle élémentaire  $\frac{1}{2\Delta}$  en  $2q$  parties égales est purement arbitraire. Le même raisonnement peut être étendu à la division du même intervalle par un nombre impair. Ce cas a été préféré, parce qu'il introduit ci-après une remarque relative aux points d'abscisse  $\frac{2n+1}{4\Delta}$ .

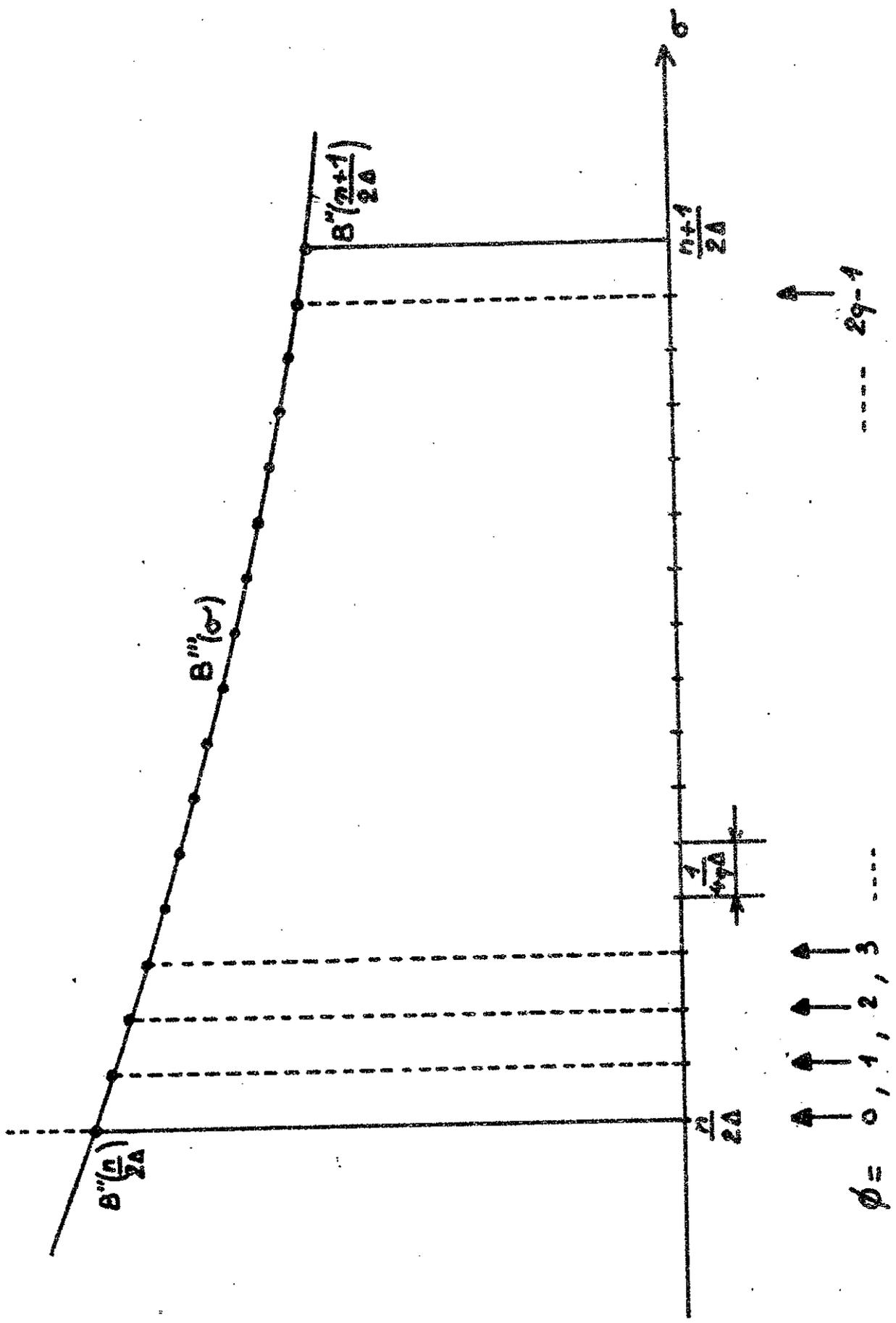


Fig. 1 Interpolation élémentaire par échantillonnage dans l'intervalle  $(\frac{n}{2\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta})$

$$\left[ B^{(m)} \left( \frac{n+p/2q}{2\Delta} \right) \right]_{\frac{2n+1}{2}}^n = \sum_{n-m+1}^{n+m} B^{(m)} \left( \frac{i}{2\Delta} \right) I \left( \frac{|n-i+p'/2q|}{2\Delta} \right) \quad (4)$$

$$\left[ B^{(m)} \left( \frac{n+p/2q}{2\Delta} \right) \right]_{\frac{2n+1}{2}}^{n+1} = \sum_{n-m+1}^{n+m} B^{(m)} \left( \frac{2n+1-i}{2\Delta} \right) I \left( \frac{|n-i+p''/2q|}{2\Delta} \right) \quad (5)$$

où  $p' = p$

et  $p'' = 2q - p$ .

Remarquons tout de suite que le calcul de  $B^{(m)} \left( \frac{2n+1}{4\Delta} \right)$  peut, dans ce cas où l'on a choisi de diviser l'intervalle élémentaire en  $2q$  parties (et non  $2q+1$ ), être indifféremment effectué à l'aide de l'une ou l'autre des relations (4) et (5). Nous avons en effet dans ce cas  $p = p' = p'' = q$ . Pour ce qui va suivre nous conviendrons, en conséquence, d'interpoler dans l'intervalle mixte

$\left[ \frac{n}{2\Delta}, \frac{2n+1}{4\Delta} \right]$  à l'aide de la relation (4) pour laquelle nous ferons donc varier  $p' = p$  par valeurs entières de 0 à  $q-1$ , et d'interpoler ensuite dans l'intervalle mixte  $\left[ \frac{2n+1}{4\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta} \right]$  en utilisant la relation (5) pour laquelle  $p'' = 2q-p$  variera alors de  $q$  à 1 par valeurs entières également\*.

Remarquons aussi que les opérations (4) et (5) sont tout à fait semblables; on vérifiera en particulier que les  $B^{(m)}(\sigma)$  utilisées pour l'une et l'autre sont les mêmes.

Par la suite, nous appellerons "demi-intervalle élémentaire" (de largeur  $\frac{1}{4\Delta}$ ) les intervalles tels que  $\left[ \frac{n}{2\Delta}, \frac{2n+1}{4\Delta} \right]$  ou  $\left[ \frac{2n+1}{4\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta} \right]$  qui précisent le domaine d'application des relations (4) et (5).

\* Dans le cas où l'intervalle élémentaire serait divisé par un nombre impair  $2q+1$ , nous aurions  $p'$  variant de 0 à  $q$  et  $p''$  variant de  $q$  à 1, les relations (4) et (5) restant évidemment toujours valables.

- II -

P R I N C I P E

Il résulte de ce qui précède que nous aurons successivement à considérer dans ce paragraphe les deux cas d'interpolation qui correspondent aux relations (4) et (5).

I - INTERPOLATION PAS A PAS DANS L'INTERVALLE  $\left( \frac{n}{2\Delta}, \frac{2n+1}{4\Delta} \right)$ .

Il faut calculer les  $q$  points donnés par la relation :

$$\sum_{n-m+1}^{n+m} B^n \left( \frac{i}{2\Delta} \right) I \left( \frac{\{n-i + p'/2q\}}{2\Delta} \right) \quad (4)$$

où  $p' = p$  prendra successivement les valeurs entières :

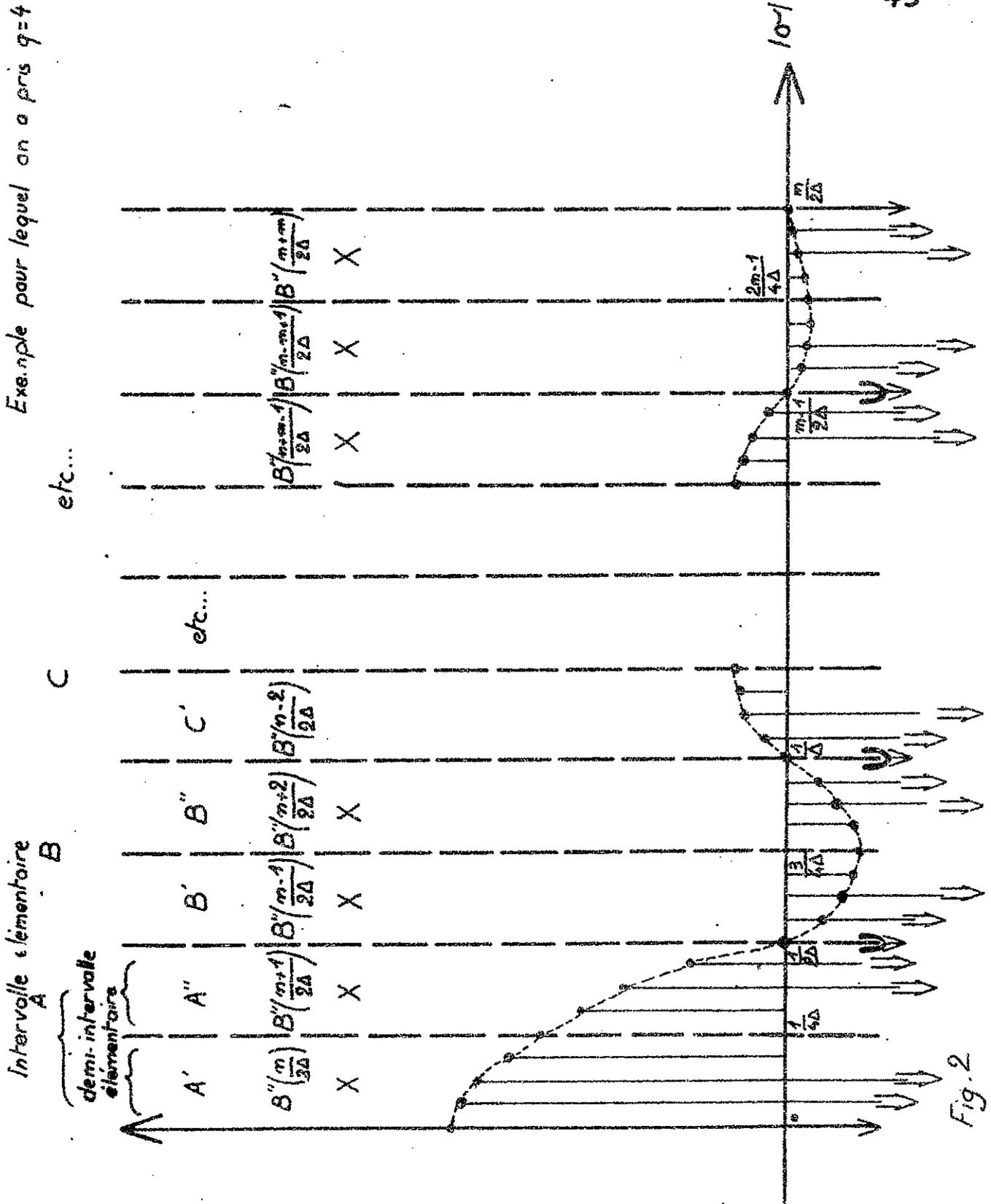
$$0, 1, 2, \dots, q-1$$

Si nous choisissons encore une fonction d'interpolation  $I(\sigma)$  telle que  $I|\sigma|$  a l'allure représentée en pointillés fig 2\* (dont nous n'aurons, en fait, à connaître que les  $2mq + 1$  points indiqués), nous devons effectuer sur chacun des deux demi-intervalles élémentaires de cette dernière fonction notés par les lettres  $A', A'', B', B'', C', \dots$  la multiplication

---

\* Ce type de fonction ne représente pas nécessairement la meilleure approximation (se reporter en I - § 3), mais a "l'avantage" d'introduire le maximum de complexité dans le dispositif physique étudié (permettant ainsi d'étendre facilement la méthode à des fonctions plus simples à traiter) (Voir plus loin : PROJET DE REALISATION -I).

Exemple pour lequel on a pris  $q=4$



analogique par les valeurs de  $B''(\sigma)$  indiquées sur cette même figure 2 (dans chaque demi-intervalle correspondant).

Cette opération étant effectuée, et les produits pour chacun des points qui nous intéressent\* étant disponibles, il ne reste plus qu'à effectuer les différentes sommes données par (4) pour chaque valeur de  $q$  prise par  $p'$ . Nous serons ainsi amenés à associer, pour chacune de ces sommes  $2m$  des produits ci-dessus dans un ordre bien déterminé. Ainsi, pour  $p' = p = 0$ , nous associerons les produits correspondant aux points sous lesquels on trouvera une flèche  $\downarrow$  sur la figure 2. De même, pour  $p' = p = 1$ , nous associerons les produits correspondant aux points sous lesquels on trouvera une flèche  $\Downarrow$  sur la même figure ; et ainsi de suite.

Ainsi obtiendra-t-on une succession d'échantillons de la fonction  $B'''(\sigma)$  dans l'intervalle  $\left[ \frac{n}{2\Delta}, \frac{2n+1}{4\Delta} \right]$ , échantillons que nous analyserons dans l'ordre dans lequel nous venons de les décrire.

Pour simplifier, nous allons cependant dès maintenant substituer à la figure 2 la représentation plus schématique indiquée en figure 3, que nous reprendrons fréquemment par la suite (les flèches  $\rightarrow$  et  $\leftarrow$  indiquant le sens de progression de l'analyse dans chaque demi-intervalle).

## II - INTERPOLATION PAS A PAS DANS L'INTERVALLE $\left( \frac{2n+1}{4\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta} \right)$ .

Il faut maintenant calculer les  $q$  points donnés par la relation :

$$\sum_{n-m+1}^{n+m} B''\left(\frac{2n-i+1}{2\Delta}\right) I\left(\frac{|n-i+p''/2q|}{2\Delta}\right) \quad (5)$$

\* Les points de  $I|\sigma|$  d'abscisse  $\frac{2k+1}{4\Delta}$  ( $k$  entier  $> 0$ ) n'interviennent pas dans ce calcul comme il a été dit dans l'introduction qui précède (avant-dernier paragraphe).

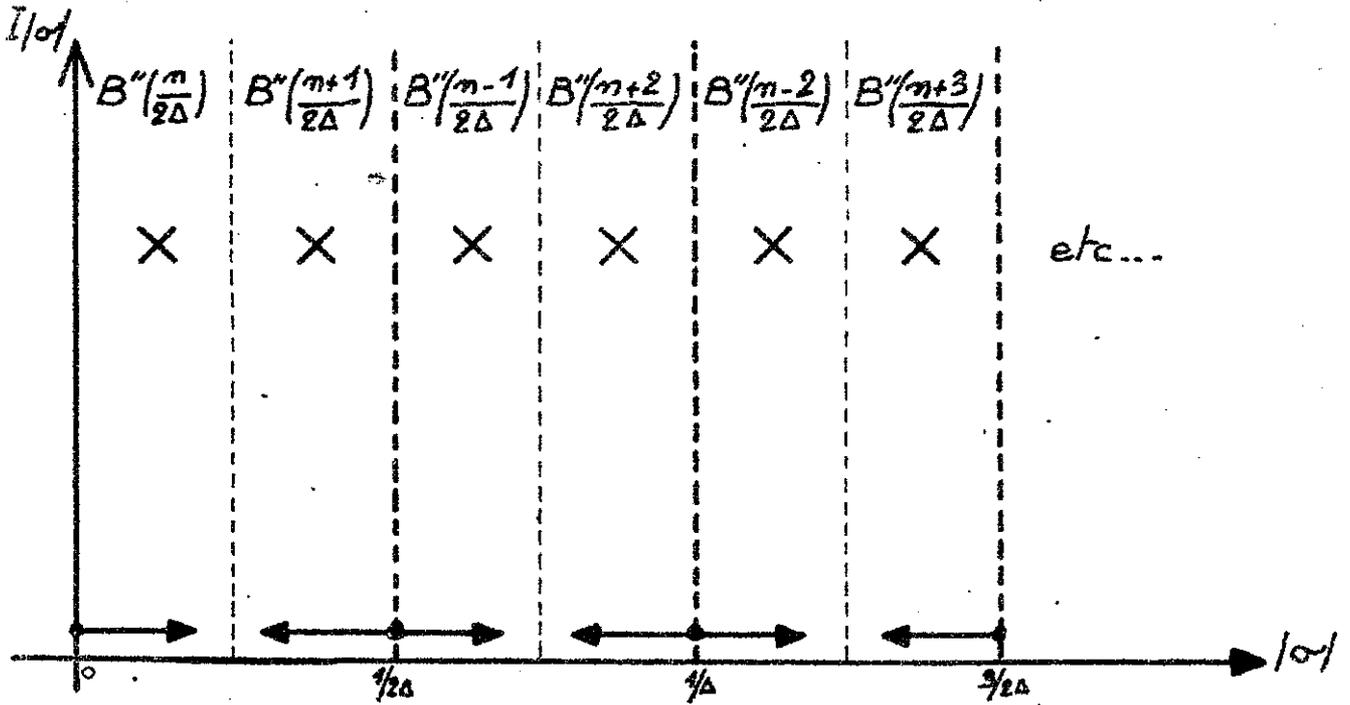


Fig. 3

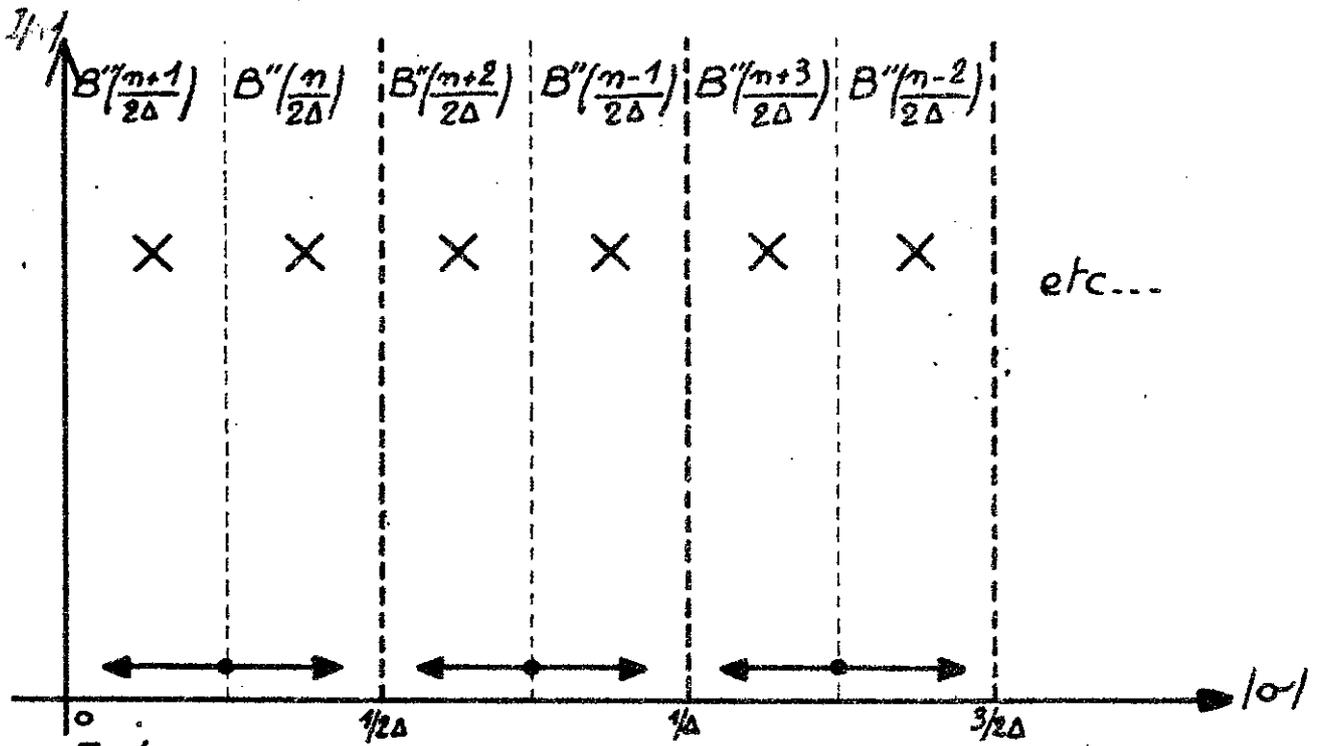


Fig. 4

où  $p'' = 2q - p$  prendra successivement les valeurs entières\* :

$q, q-1, q-2, \dots, 1$

En opérant comme précédemment, nous obtiendrons le diagramme de la figure 4, qui appelle les remarques suivantes :

- Pour obtenir les points interpolés dans l'ordre des  $\sigma$  croissant (comme dans le premier cas), il faut maintenant explorer les demi-intervalles élémentaires dans le sens inverse : en effet,  $p''$  décroît lorsque  $p$  continue à croître (de  $q$  à  $2q - 1$ ).
- Les  $B''(\sigma)$  de la figure 4 se déduisent de ceux de la figure 3 par <sup>les</sup> permutations indiquées en figure 5.

III - INTERPOLATION PAS A PAS DANS L'INTERVALLE  $(\frac{n+1}{2\Delta}, \frac{n+2}{2\Delta})$

Pour le détail de cette interpolation, on se reportera aux paragraphes I et II ci-dessus, en changeant  $n$  en  $n + 1$ .

Il convient toutefois de noter ici que pour passer de l'interpolation dans l'intervalle élémentaire  $(\frac{n}{2\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta})$  au suivant, nous devons alors éliminer des calculs le point  $B''(\frac{n-m+1}{2\Delta})$  pour y introduire le nouveau point  $B''(\frac{n+m+1}{2\Delta})$ . L'interpolation dans le demi-intervalle  $[\frac{n+1}{2\Delta}, \frac{2n+3}{4\Delta}]$  sera donc schématisée par le graphique de la figure 6. Il apparaît alors clairement, au regard des différentes figures 3, 4 et 6, que chaque point  $B''(\sigma)$  qui va ainsi entrer dans le calcul des points interpolés, va cheminer sur notre diagramme (au fur et à mesure de l'interpolation) comme l'indiquent les flèches

\* Il apparaît ainsi clairement que la plupart des valeurs de  $p''$  ont déjà été prises par  $p'$ . Pour ces valeurs  $p'' = p'$ , nous aurons donc à combiner les mêmes associations de produits que dans le cas précédent, à une permutation près sur les  $B''(\sigma)$ . Cette intéressante propriété sera reprise plus loin dans le paragraphe "PROJET DE REALISATION".

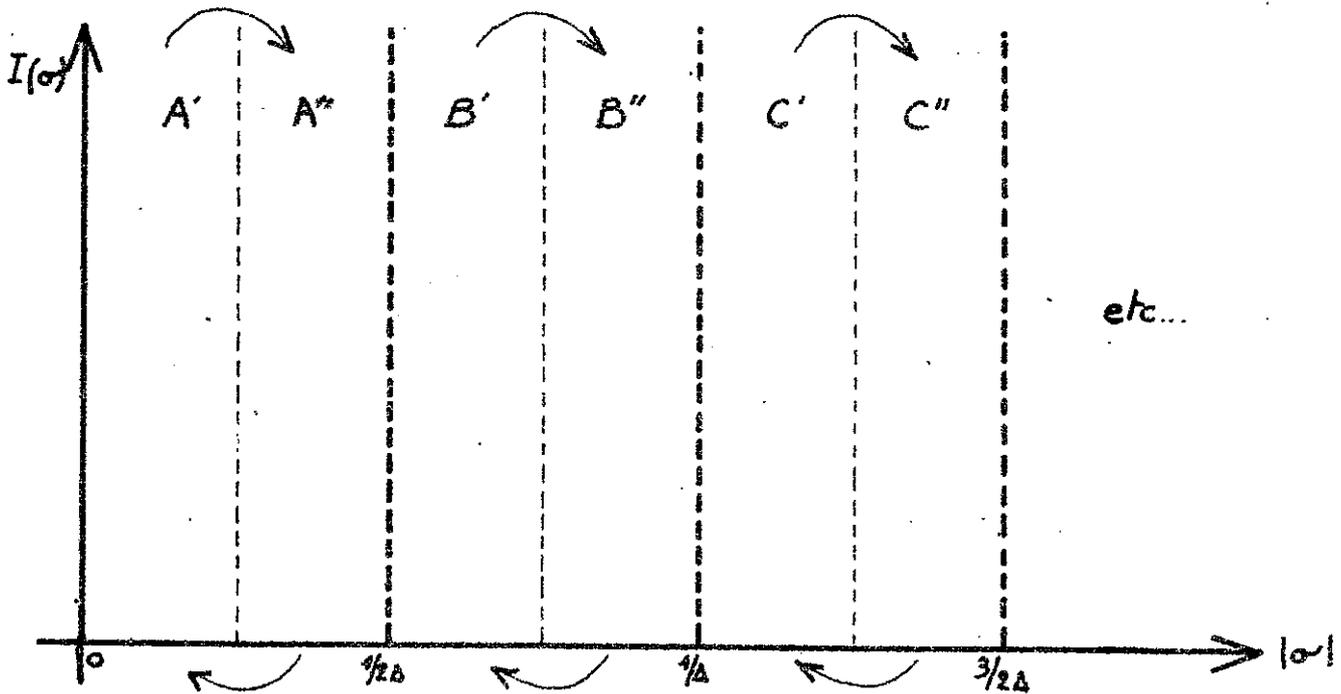


Fig. 5

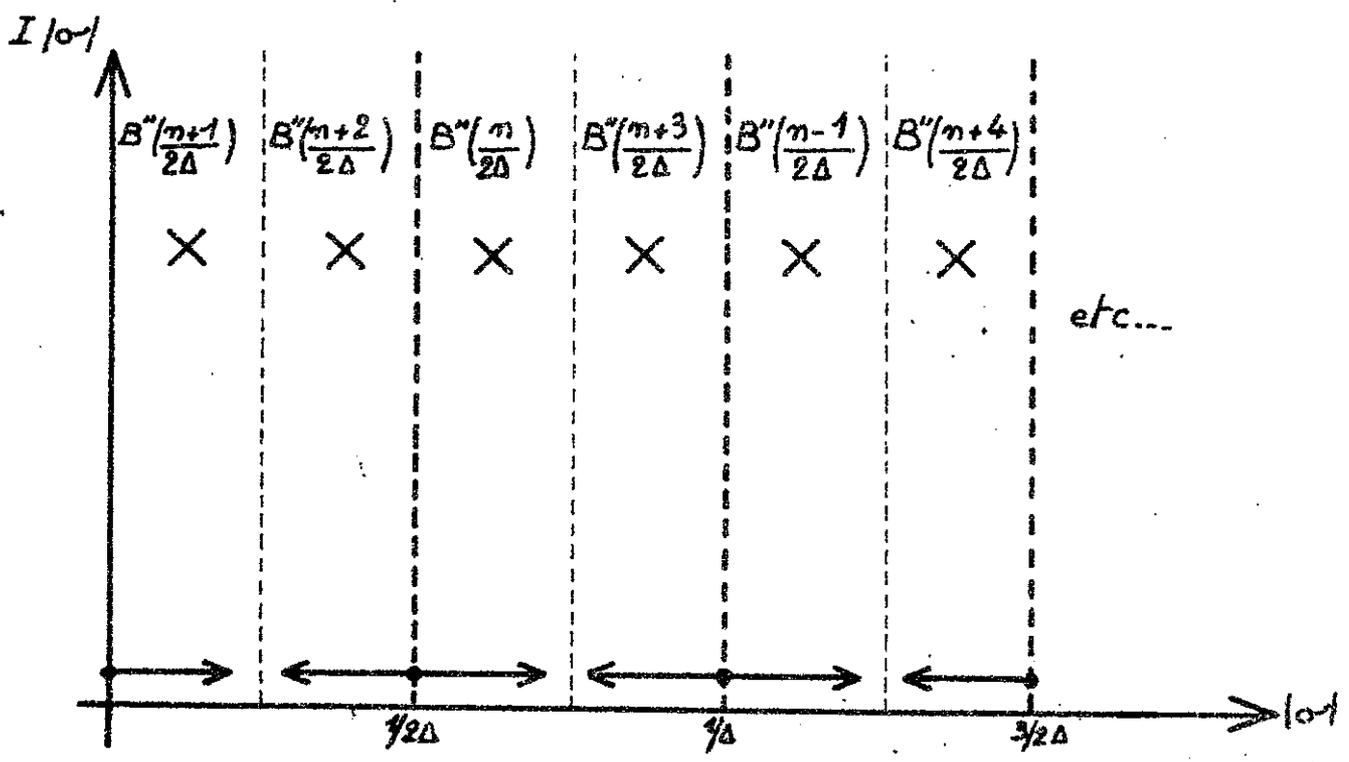


Fig. 6

de la figure 7 .

Considérons la succession des points  $B''(a)$  accessibles aux  $\bullet$  indiqués sur la figure 8. Nous pouvons encore dire que tout changement d'intervalle élémentaire au cours de l'interpolation s'accompagnera d'un décalage global par rapport à ces  $\bullet$  de toutes les voies d'accès de l'interpolateur.

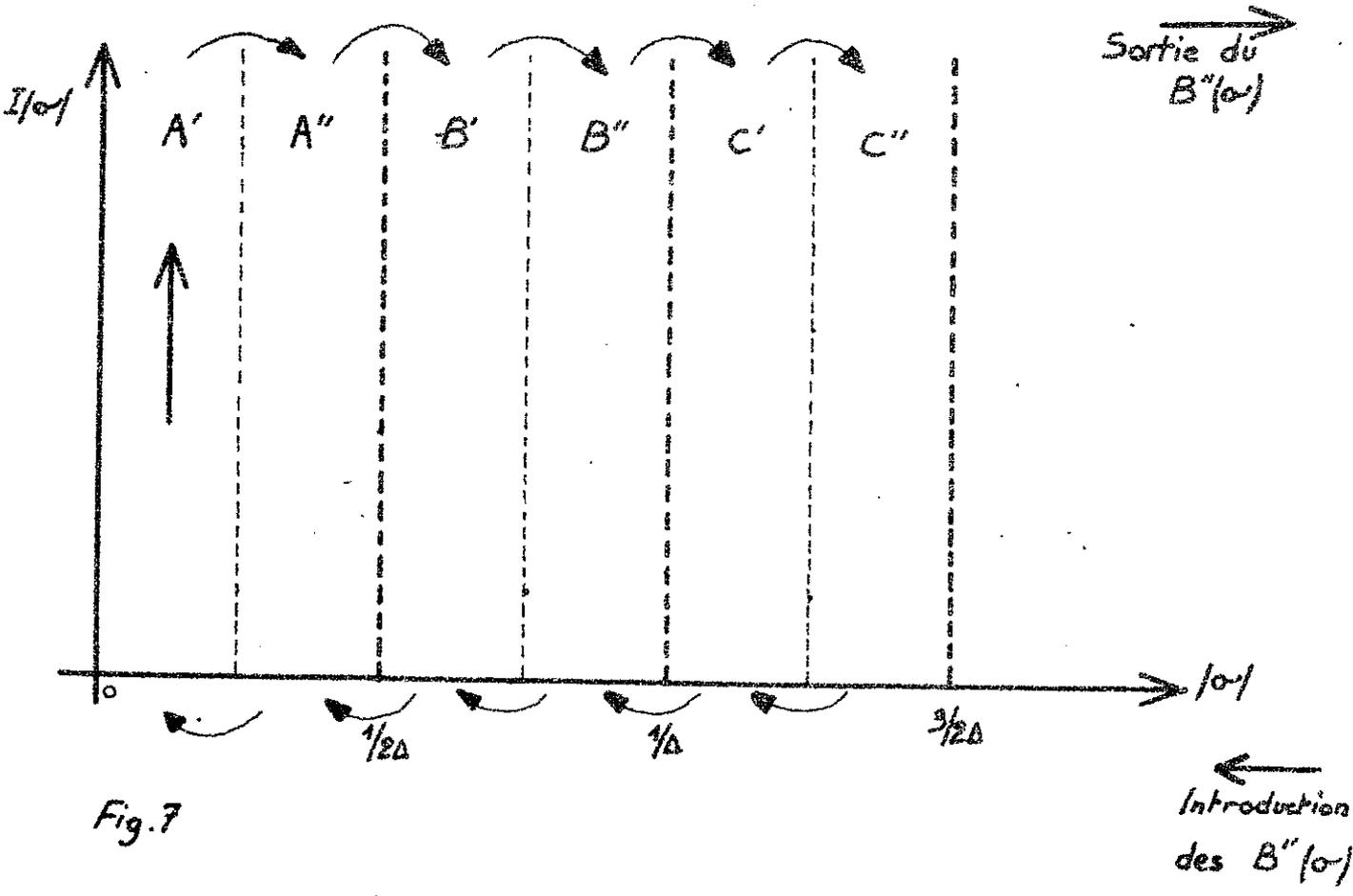


Fig. 7

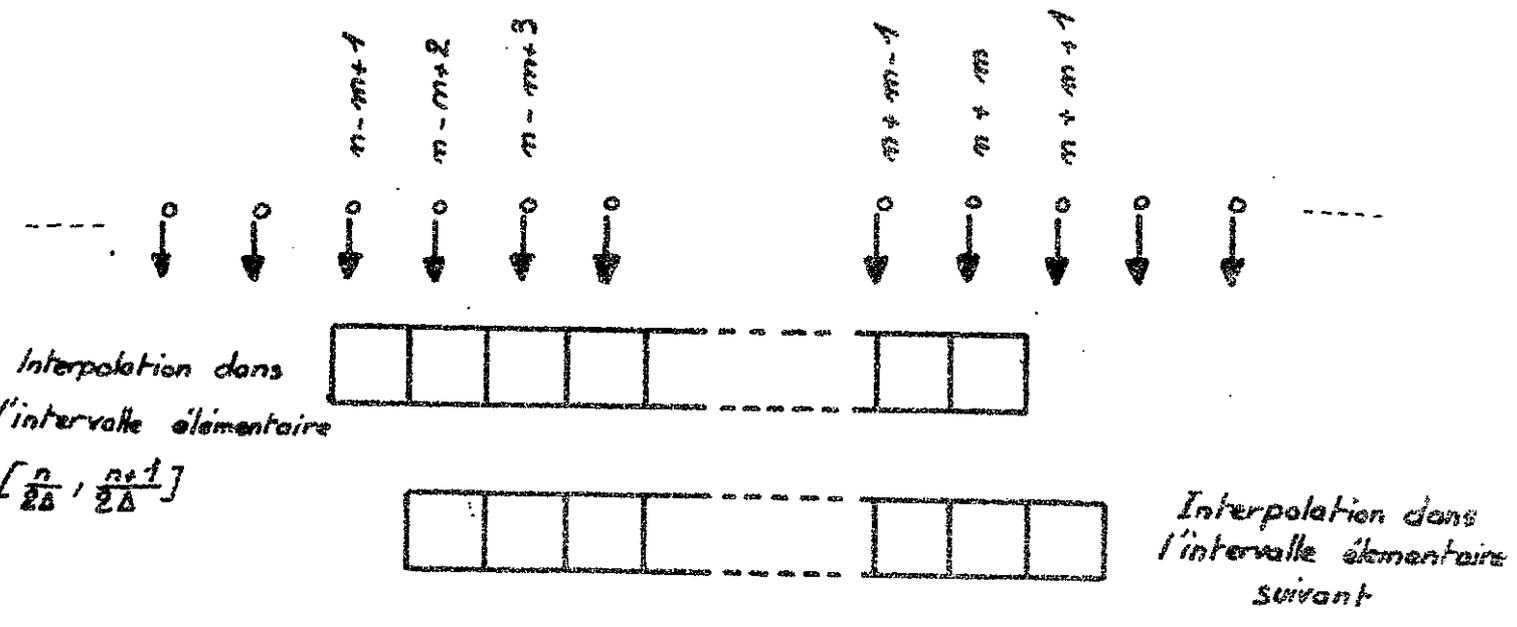


Fig. 8

## - III -

P R O J E T   D E   R E A L I S A T I O N

---

I - CALCUL DES POINTS INTERPOLES.

Les points  $B''\left(\frac{i}{2\Delta}\right)$  sont disponibles sous forme de tensions continues délivrées par des générateurs de tensions, de sorte que la fonction  $B''(\sigma)$  est donnée sous la forme représentée figure 9 en début de texte.

Les multiplications analogiques :

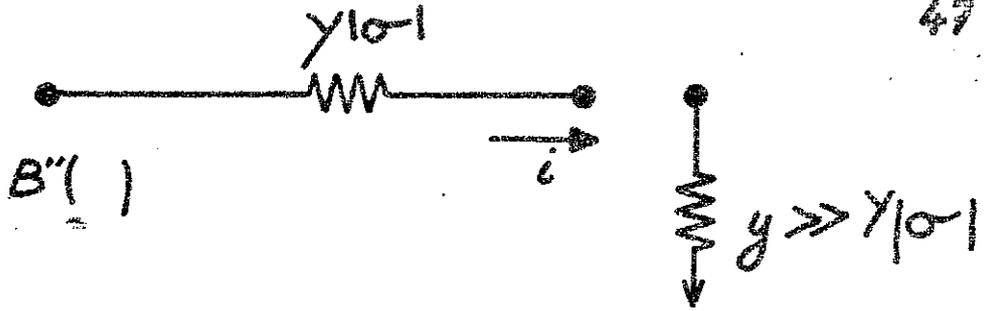
$$B''\left(\frac{i}{2\Delta}\right) I\left(\frac{|n-i + P'/2q|}{2\Delta}\right) \quad \text{et} \quad B''\left(\frac{2n-i + 1}{2\Delta}\right) I\left(\frac{|n-i + p''/2q|}{2\Delta}\right)$$

des relations (4) et (5) que nous noterons maintenant pour simplifier  $B''(\ ) I|\sigma|$  seront, elles, obtenues sous forme d'un courant  $i$  traversant des conductances  $Y(|\sigma|)$  dans l'un des deux montages proposés \* figure 9 (selon que le signe du produit doit être positif ou négatif). Ces conductances  $Y(|\sigma|)$  sont caractéristiques de la fonction d'interpolation choisie, et en mesurent l'amplitude pour chaque point d'abscisse  $\sigma = \pm |\sigma|$ .

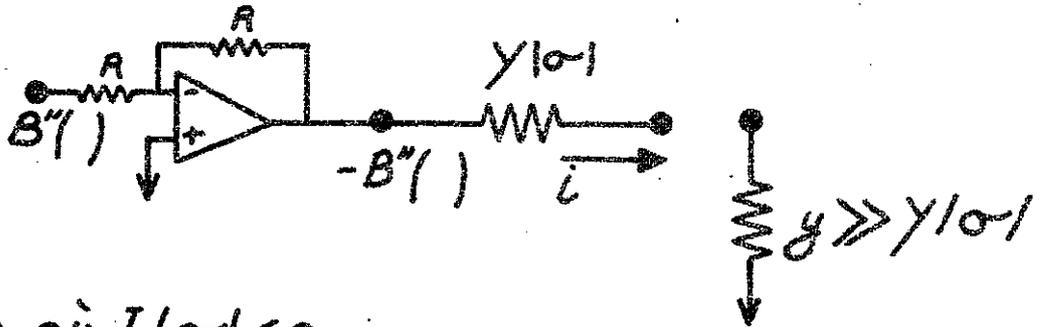
Pour le cas où l'on aurait par exemple choisi d'effectuer l'interpolation à l'aide d'une fonction en forme de cloche, il est évident que seul serait retenu le montage a) de cette figure 9 pour effectuer ce calcul.

---

\* Les conductances utilisées étant toujours de signe positif, les valeurs négatives de  $I|\sigma|$  apparaissent dans les produits par l'artifice du transfert de signe de cette fonction sur l'autre facteur (voir ci-dessus, Première Partie).



a) Cas où  $I/\sigma \geq 0$



b) Cas où  $I/\sigma < 0$

Fig. 9

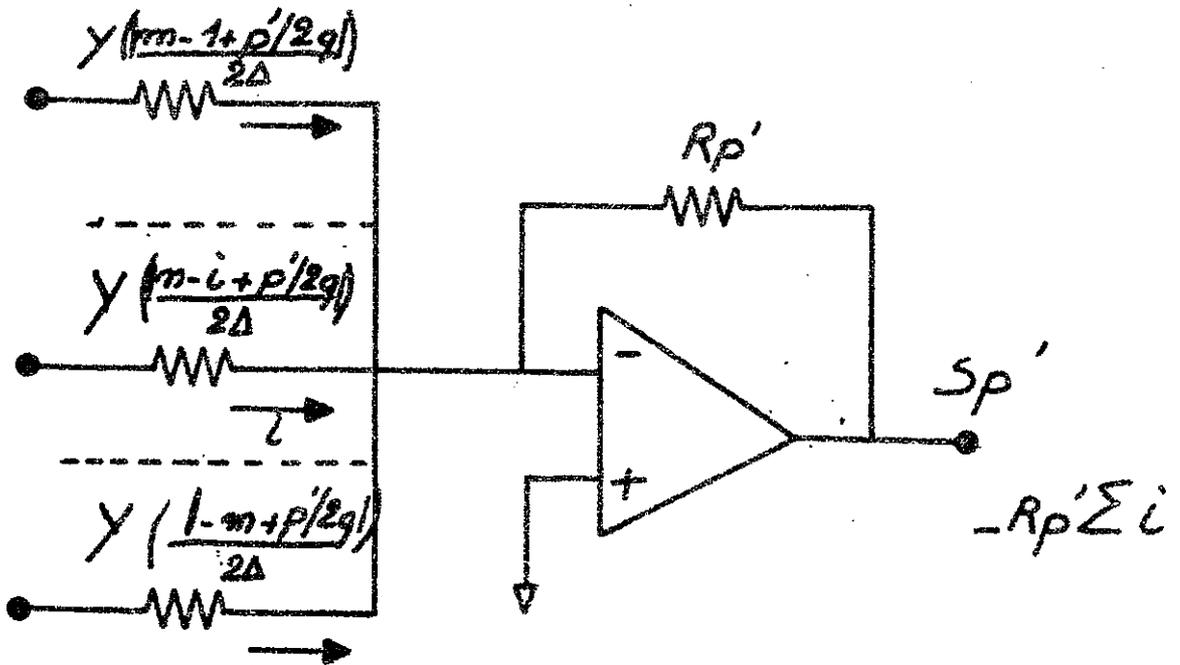


Fig. 10

Pour obtenir les sommes indiquées par les relations (4) et (5), il suffit alors de sommer convenablement ces courants. La figure 10 indique un type de montage que l'on pourra utiliser à cet effet.

Il faut noter que l'on doit avoir  $q + 1$  associations de ce type pour interpoler avec le pas  $\frac{1}{4q\Delta}$  \*. Par suite, on disposera à tout instant des  $q$  résultats de l'interpolation dans un même demi-intervalle élémentaire, et il suffira maintenant d'en effectuer l'analyse de la façon qui va être indiquée.

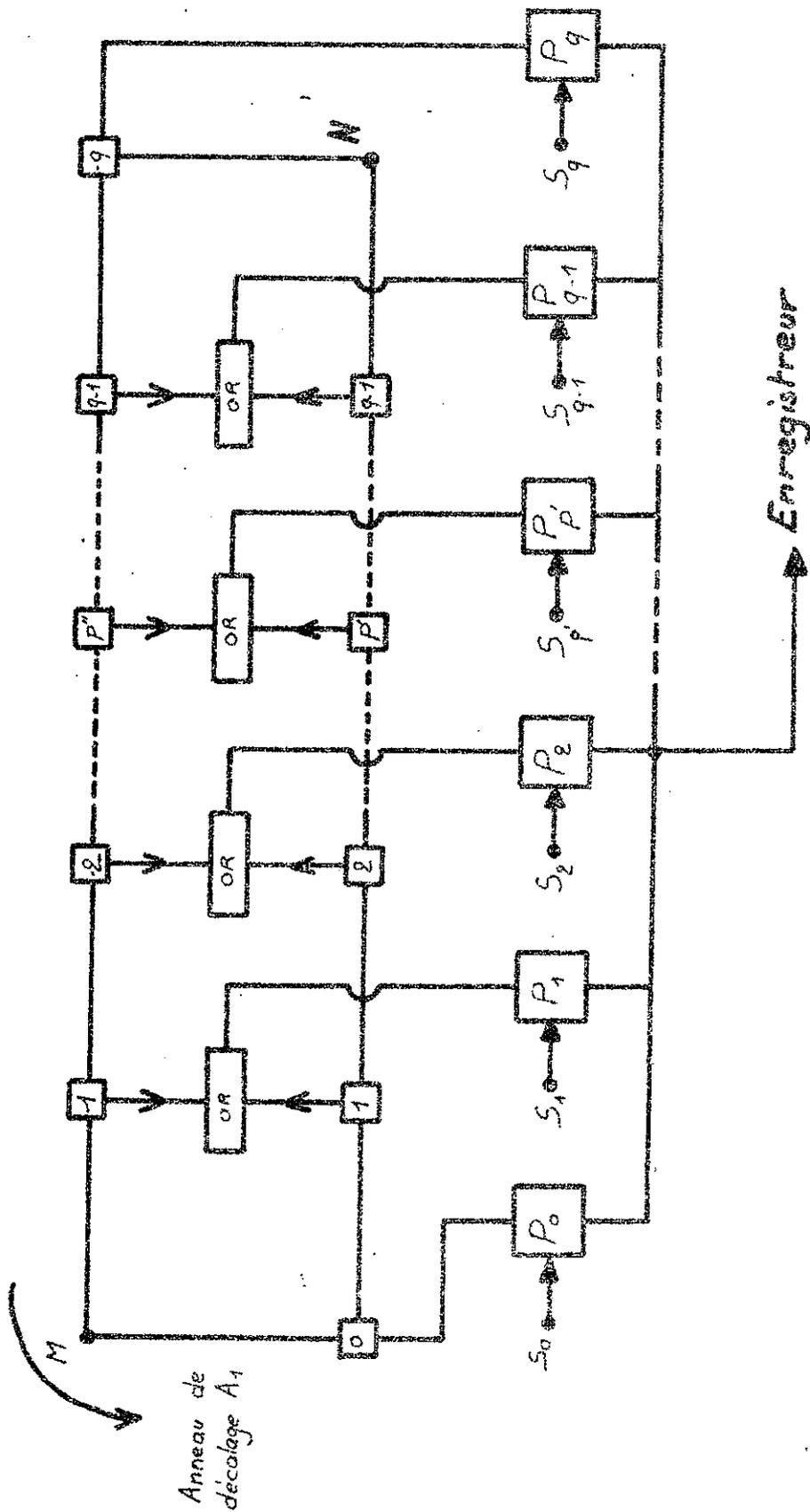
## II - ANALYSE.

Nous disposons donc de  $q + 1$  sorties  $Sp'$  (du type indiqué fig. 10), que nous pouvons placer dans l'ordre des  $p'$  croissants (voir fig. 11), chacune d'elles attaquant l'entrée d'une porte analogique  $Pp'$ . Ces portes  $Pp'$  ayant par ailleurs leurs sorties reliées à un dispositif de lecture (enregistreur graphique, par exemple).

Pour effectuer correctement l'analyse du demi-intervalle élémentaire  $\left[ \frac{n}{2\Delta}, \frac{2n+1}{4\Delta} \right]$  il faut alors que s'ouvrent successivement (c'est-à-dire une par une et dans l'ordre indiqué les différentes portes  $P_0, P_1, P_2, \dots, P_{q-1}$ .

De même, pour analyser correctement le demi-intervalle élémentaire  $\left[ \frac{2n+1}{4\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta} \right]$  devront s'ouvrir successivement et dans l'ordre :  $P_q, P_{q-1}, \dots, P_1$ , en supposant évidemment qu'ait été opérée au passage la

\* Se reporter à PRINCIPES I et II. Le calcul de (4) et (5) fait intervenir les mêmes points de  $I|c|$  dans chaque demi-intervalle élémentaire ouvert, (c'est-à-dire  $\left[ \frac{n}{2\Delta}, \frac{2n+1}{4\Delta} \right]$  ou  $\left[ \frac{2n+1}{4\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta} \right]$  )



□ Unités de Décalage

□ Portes OR

□ Portes analogiques

2q Unités de décalage

q-1 Portes OR

q+1 portes analogiques

Fig. 11

permutation indiquée figure 5 (il est aussi évident qu'une autre permutation sur les  $B''(\sigma)$  devra avoir lieu (cf PRINCIPE - III), pour lire les points du demi-intervalle élémentaire suivant  $\left[ \frac{n+1}{2\Delta}, \frac{2n+3}{4\Delta} \right]$  et ainsi de suite).

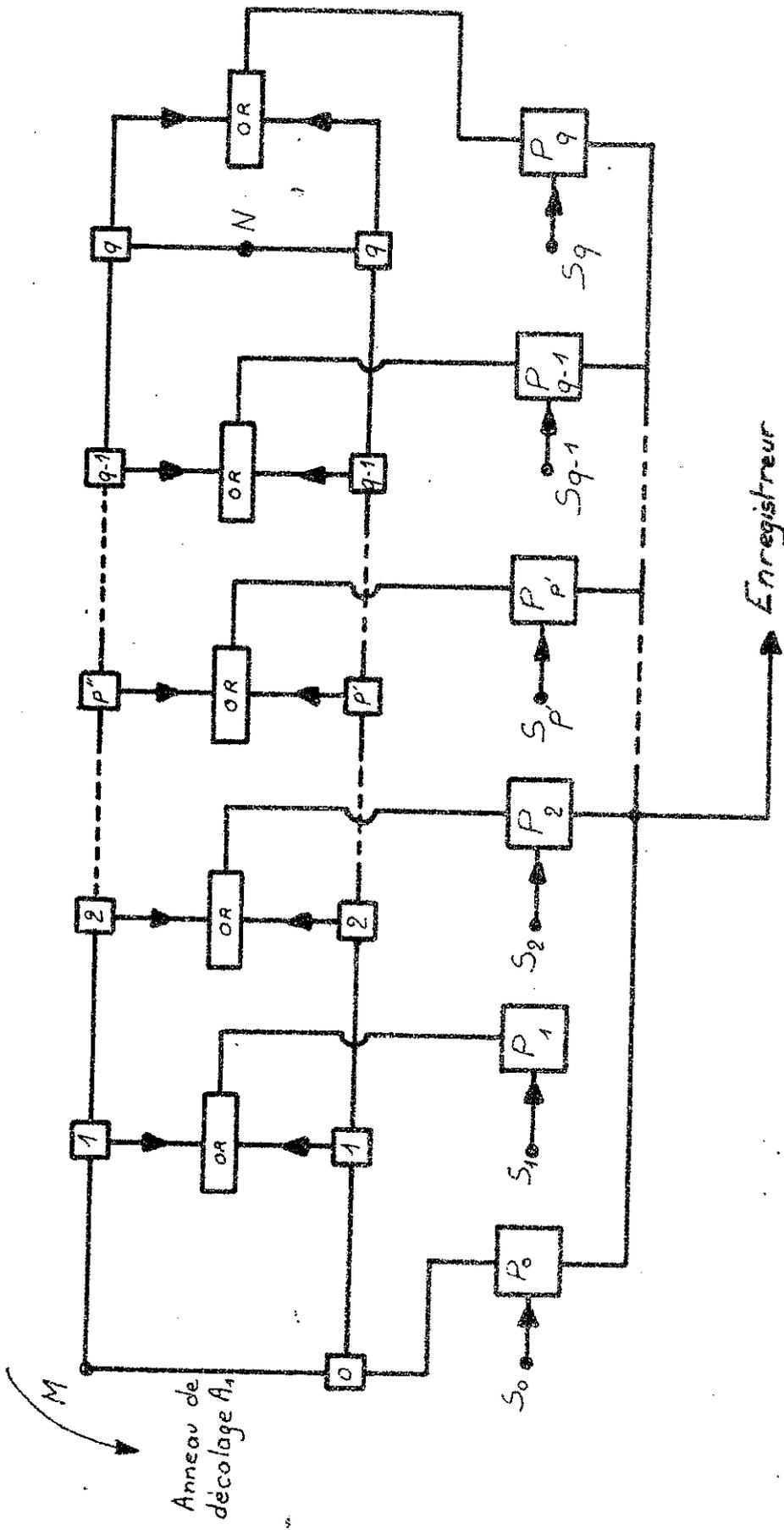
C'est l'ouverture de ces différentes portes qui donne à la fonction  $B''(\sigma)$  interpolée par cette méthode, l'allure représentée par la figure  $\beta$  en début de texte.

Techniquement, ces commutations sont réalisées de la façon suivante (cf fig. 11) :

Nous considérons un anneau de décalage  $A_1^*$  constitué de  $2q$  unités de décalage réparties sur deux lignes, l'une (inférieure) comportant des unités numérotées  $p'$ , l'autre les unités  $p''$ . Cet anneau est assujéti à fonctionner de telle manière qu'un signal  $i$  se déplace d'une unité à la suivante (voir schématèque), dans le sens indiqué, au rythme désiré (le signal de commande pouvant être fourni par un générateur d'impulsions)\*\* . De telle sorte que la référence de l'unité de décalage dont la sortie se trouve être dans l'état 1 (les sorties de toutes les autres se trouvant alors dans l'état 0) renvoie immédiatement à l'abscisse du point qui est alors lu dans l'intervalle élémentaire considéré. Et, puisque des mêmes portes  $Pp'$  doivent être ouvertes pendant la lecture d'un même intervalle élémentaire, il était donc naturel d'associer les sorties des unités de décalage de même numéro par l'intermédiaire de portes OR (on met ainsi à profit la propriété évoquée en note au paragraphe PRINCIPE - II, et rappelée également au paragraphe précédent, dernière note).

\* Cf schématèque.

\*\* Le fonctionnement de cet anneau est analogue à celui décrit dans la première partie.



□ Unités de Décalage

□ Portes OR

□ Portes analogiques

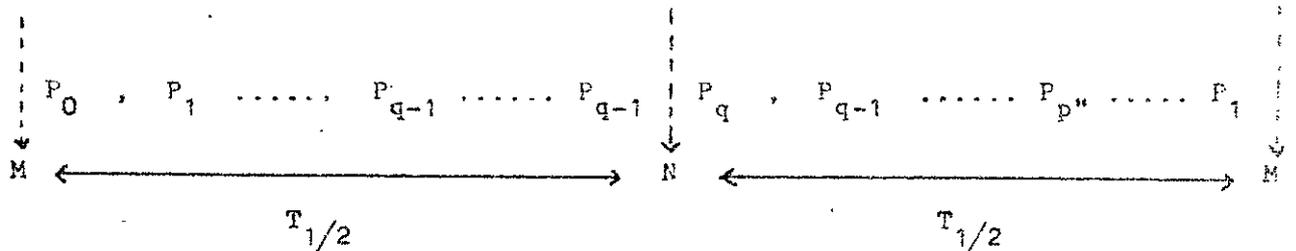
$2q+1$  Unités de Décalage

$q$  Portes OR

$q+1$  Portes analogiques

Fig. 16bis.

Il est maintenant clair, au vu de la figure 11, que les portes  $Pp'$  vont successivement s'ouvrir dans l'ordre qui suit, à chaque tour de signal d'ouverture de porte sur l'anneau (nous appellerons  $T_1$  la période de cette rotation)\* :



les commutations notées par les lettres  $M$  et  $N$  devant s'accompagner de permutations sur les  $B^*(\sigma)$ . On remarquera que ces mêmes lettres  $M$  et  $N$  sur la figure 11 indiquent alors les points de l'anneau de décalage d'où l'on pourra extraire, au passage du signal unité, des impulsions permettant de commander les anneaux de décalage  $A_2$  et  $A_3$  que nous examinerons plus loin. Pour simplifier, nous appellerons  $M$  et  $N$  ces impulsions selon qu'elles proviennent des points  $M$  ou  $N$ .

### III - PERMUTATIONS SUR LES $B^*(\sigma)$

Nous nous reporterons tout d'abord à la figure 7, où nous remarquons que le cheminement des  $B^*(\sigma)$  procède de deux types de manoeuvres:

- d'une part, il s'agit de décaler les points  $B^*(\sigma)$  d'un demi-intervalle élémentaire au suivant (donc tous les  $T_{1/2}$ ),
- d'autre part, il s'agit aussi de faire sortir et entrer, simultanément et périodiquement (tous les  $T_1$ ) des points  $B^*(\sigma)$ .

\*  $T_1$  représente alors le temps de lecture d'un intervalle élémentaire.

La première opération est réalisée à l'aide du dispositif indiqué en figure 12 où, pour simplifier, nous nous sommes placés dans le cas  $m = 3$ . Reportons-nous donc à cette figure. Nous y remarquons un anneau de décalage  $A_2$  comportant 4 unités commandé par les impulsions M et N de l'anneau  $A_1$ . Comme celui-ci, l'anneau  $A_2$  n'a, à tout instant, qu'une seule de ses sorties dans l'état 1.

Ce signal 1 se déplaçant dans le sens indiqué par la flèche d'une unité de décalage à la suivante (tous les  $T_{1/2}$ ) il est clair qu'il aura fait le tour de cet anneau  $A_2$  au bout de la période  $T_2 = 2m T_1$ .

Chacune des sorties de l'anneau  $A_2$  est alors appliquée à l'entrée d'une porte OR à deux entrées selon l'un des arrangements indiqués (sur cette même figure 12) par les lettres qui se réfèrent aux unités de décalage concernées par cette association.

Chacune de ces portes OR commande à son tour l'ouverture de deux portes analogiques. Les portes analogiques d'une même ligne reçoivent à leur entrée un même point  $B''(\sigma)$  (sous forme d'une tension continue positive ou négative). Les portes analogiques d'une même colonne, selon qu'elles sont au-dessus ou au-dessous de la porte OR qui en commande l'ouverture, ont leurs sorties communes et connectées aux conductances d'un même demi-intervalle élémentaire (voir plus haut: les points de  $I|\sigma|$  ont leur analogue sous forme de conductances). Nous avons noté plus haut la succession des demi-intervalles élémentaires par les lettres  $A'$ ,  $A''$ ,  $B'$ ,  $B''$ , etc.... Nous avons donc également noté ici (en fig. 12), en indice des portes analogiques P, les mêmes références pour indiquer que leur sortie est connectée à l'ensemble des conductances du demi-intervalle élémentaire considéré.

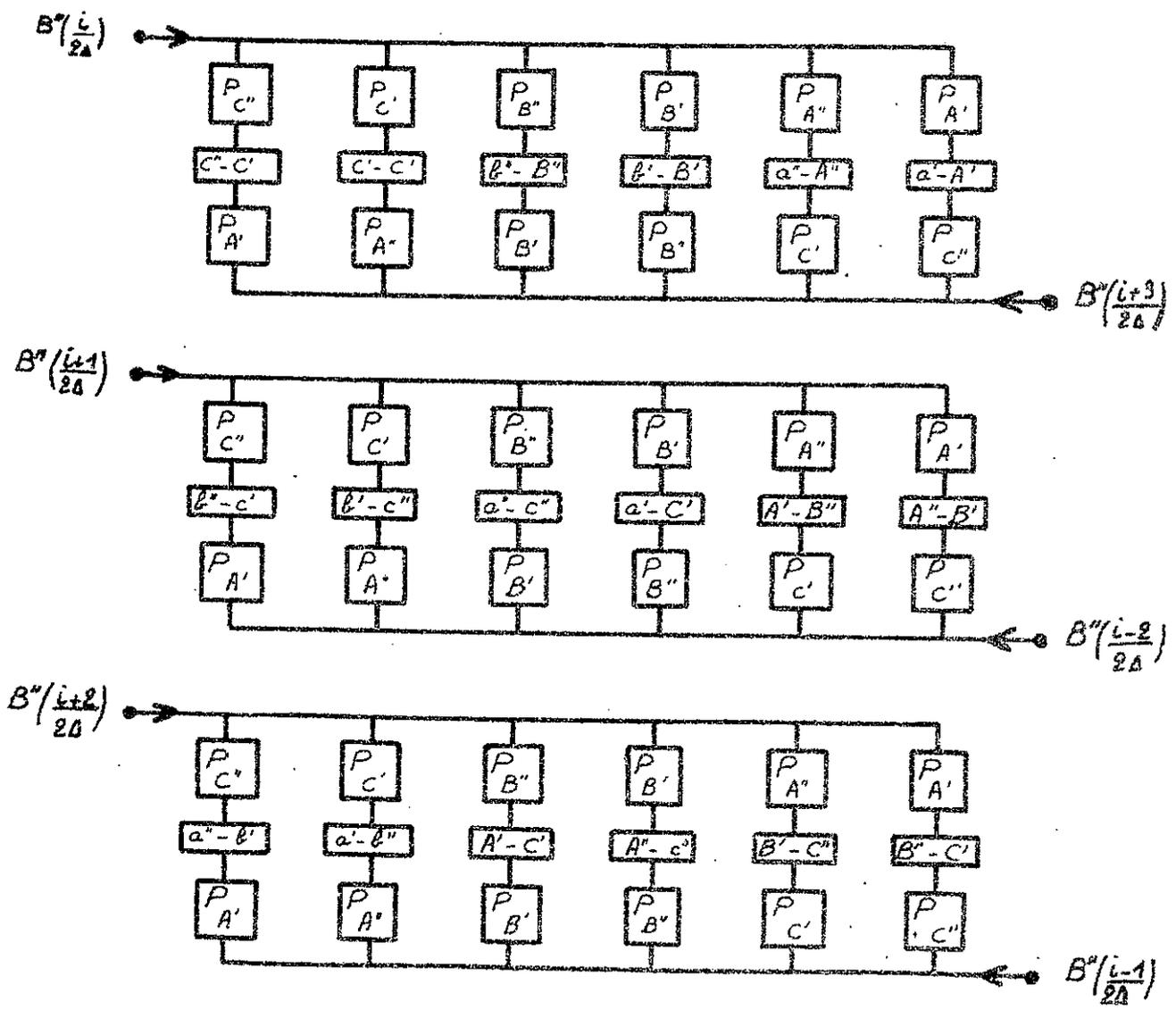
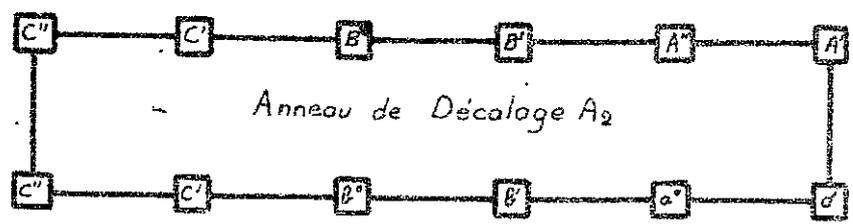


Fig. 12

- Unités de Décaloge
- Portes analogiques
- Portes OR

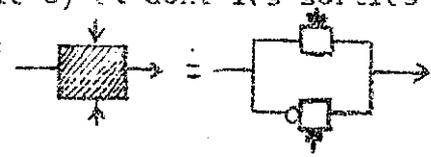
4m Unités de Décaloge  
 2m<sup>2</sup> Portes OR  
 4m<sup>2</sup> Portes analogiques

On vérifiera de cette façon que, quelle que soit l'unité du registre  $A_2$  qui commande tout le système des portes analogiques, tous les points d'entrée  $B''(\sigma)$  ont une adresse différente; chacun d'eux traversant une porte analogique  $P$  d'indice différent. Dans le cas de la figure 12, nous retrouverons facilement les représentations indiquées en figure 3 et 4 (en faisant  $i = n$ ), en considérant que le signal de commande est issu du registre  $A_2$  depuis les unités  $A'$ , puis  $A''$ . Mais nous ne pourrions retrouver la représentation indiquée fig. 6 lorsque le signal de commande sera issu de l'unité  $B'$  que moyennant la permutation sur  $B''(\sigma)$  que nous allons maintenant examiner. (Dans le cas qui vient d'être évoqué, il faudrait remplacer  $B''(\frac{n-2}{2\Delta})$  par  $B''(\frac{n+4}{2\Delta})$ ).

Cette seconde opération n'est pas essentiellement différente de celle dont il a été question dans la première partie (INTERPOLATEUR ANALOGIQUE -III)

Lorsque  $2m$  points consécutifs  $B''(\sigma)$  sont nécessaires pour interpoler, nous admettrons que nous pourrions toujours en disposer d'un nombre plus grand, les points excédentaires (qui seront utilisés par la suite) ne pouvant eux-mêmes dépasser ce nombre  $2m$ . Nous aurons donc à considérer qu'il faut choisir les  $2m$  points  $B''(\sigma)$  nécessaires à l'interpolation parmi un maximum de  $4m$  points supposés présents (ou non, pourvu qu'il en existe toujours au moins  $2m + 1$ ), au moment d'un changement d'information. Ces  $B''(\sigma)$  étant disponibles dans l'ordre, en  $4m$  points disposés régulièrement sur une circonférence (cf fig. 13), et deux points diamétralement opposés sur cette circonférence étant appliqués à l'entrée d'une double-porte analogique du type "inverseur" \*

\* Il s'agit de l'association de deux portes analogiques simples  $\square$  dont l'une est précédée, sur l'entrée qui la commande, d'un inverseur (fonction NOT représentée par le symbole  $\circ$ ) et dont les sorties analogiques sont reliées. On a l'équivalence :



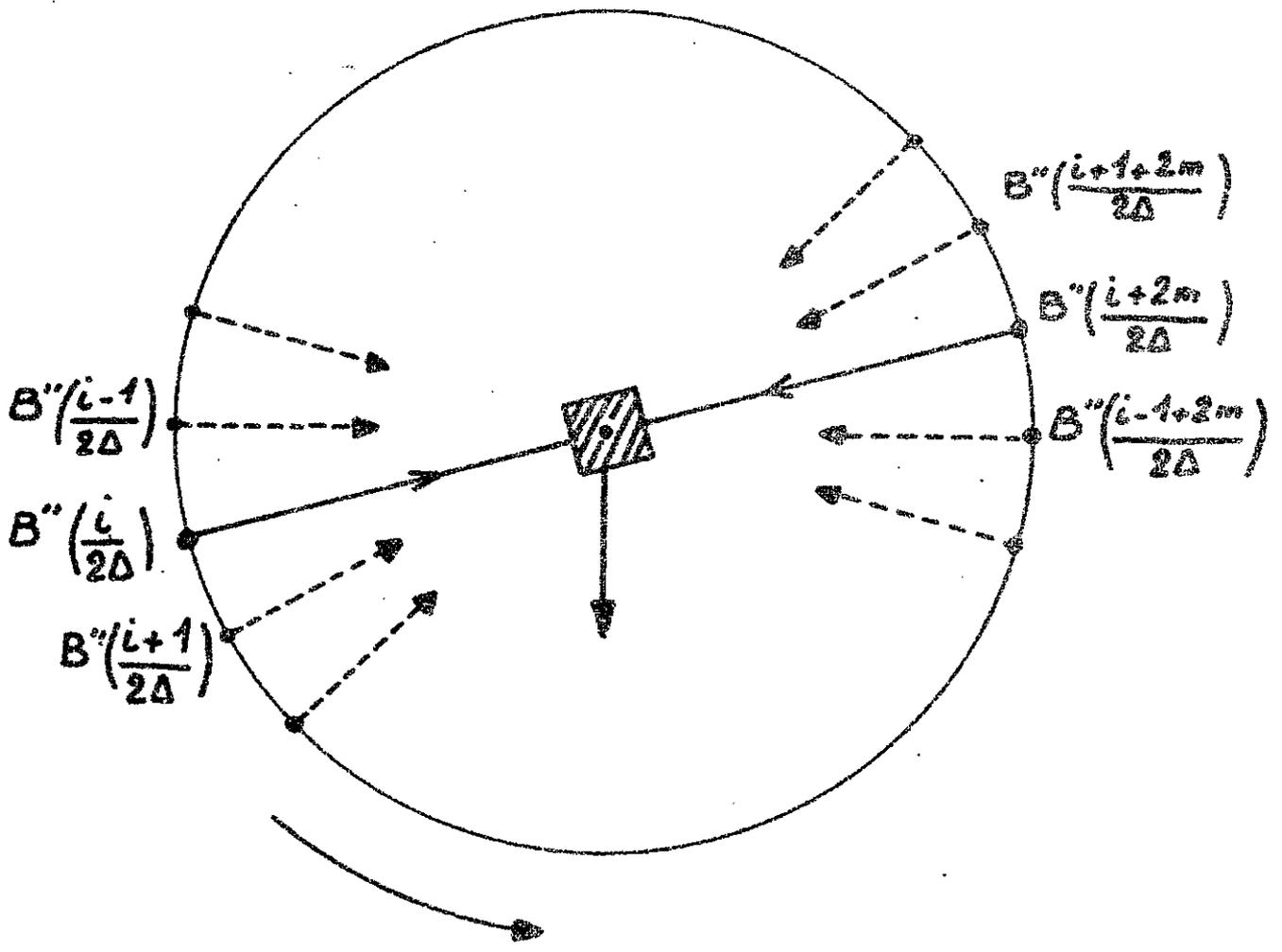


Fig. 13



Porte analogique à deux entrées du type "Inverseur" (en gros électriquement équivalente à un relais inverseur)

2m portes analogiques de ce type

(donc  $2m$  combinaisons de ce genre), il est clair qu'à tout instant ces doubles-portes devront permettre le passage de  $2m$  points consécutifs. En développant cette circonférence, nous obtiendrons alors la disposition indiquée figure 14, ou encore, en ne représentant plus dans l'ordre que les doubles-portes analogiques, et dans le cas particulier où  $2m = 6$ , la disposition indiquée figure 15. En admettant qu'on recueille en sortie de ces doubles-portes les points indiqués sur cette figure 15 lorsque toutes ces portes sont commandées par un signal nul (signaux  $\alpha$ ), il est évident que la substitution du point  $B^n(\frac{i-2}{2\Delta})$  par le point  $B^n(\frac{i+4}{2\Delta})$  entraînera que la première double-porte ait commuté, c'est-à-dire que l'on ait alors pour cette seule double-porte un signal de commande égal à 1 (d'où les signaux  $\beta$ ). Et ainsi de suite.

Nous pouvons ainsi dresser un tableau (fig. 16) des différents signaux de commande à appliquer sur chacune de ces doubles-portes au fur et à mesure de l'avancement de l'interpolation. Sur la figure 16, et sous ce tableau, nous avons traduit en signaux électriques les indications qui y sont portées: il apparaît ainsi clairement que chacune des doubles-portes sera commandée par un signal carré (les commutations étant réalisées à intervalles réguliers), les différents signaux ne différant que par leur phase. D'une manière générale, deux commutations successives ayant lieu à un intervalle de temps  $T_1$ , la période de ces signaux carrés sera  $T_3 = 4m T_1$ . Le déphasage d'un signal de commande d'une double-porte par rapport au signal qui commande la suivante sera  $2\pi \frac{T_1}{T_3} = \frac{\pi}{2m}$ .

Il n'est plus que de produire ces différents signaux de commande. Nous utilisons à cet effet un anneau de décalage  $A_3^*$  d'un type particulier: il comporte  $2m$  bascules "Master-Slave" interconnectées, de telle manière que

\* cf schématèque.

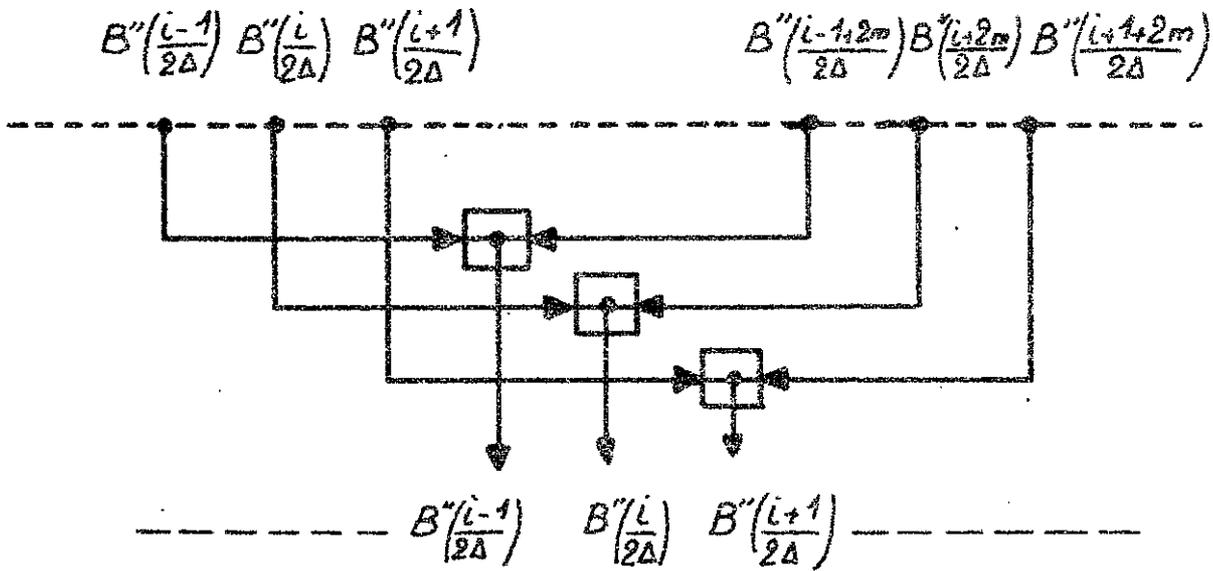


Fig. 14

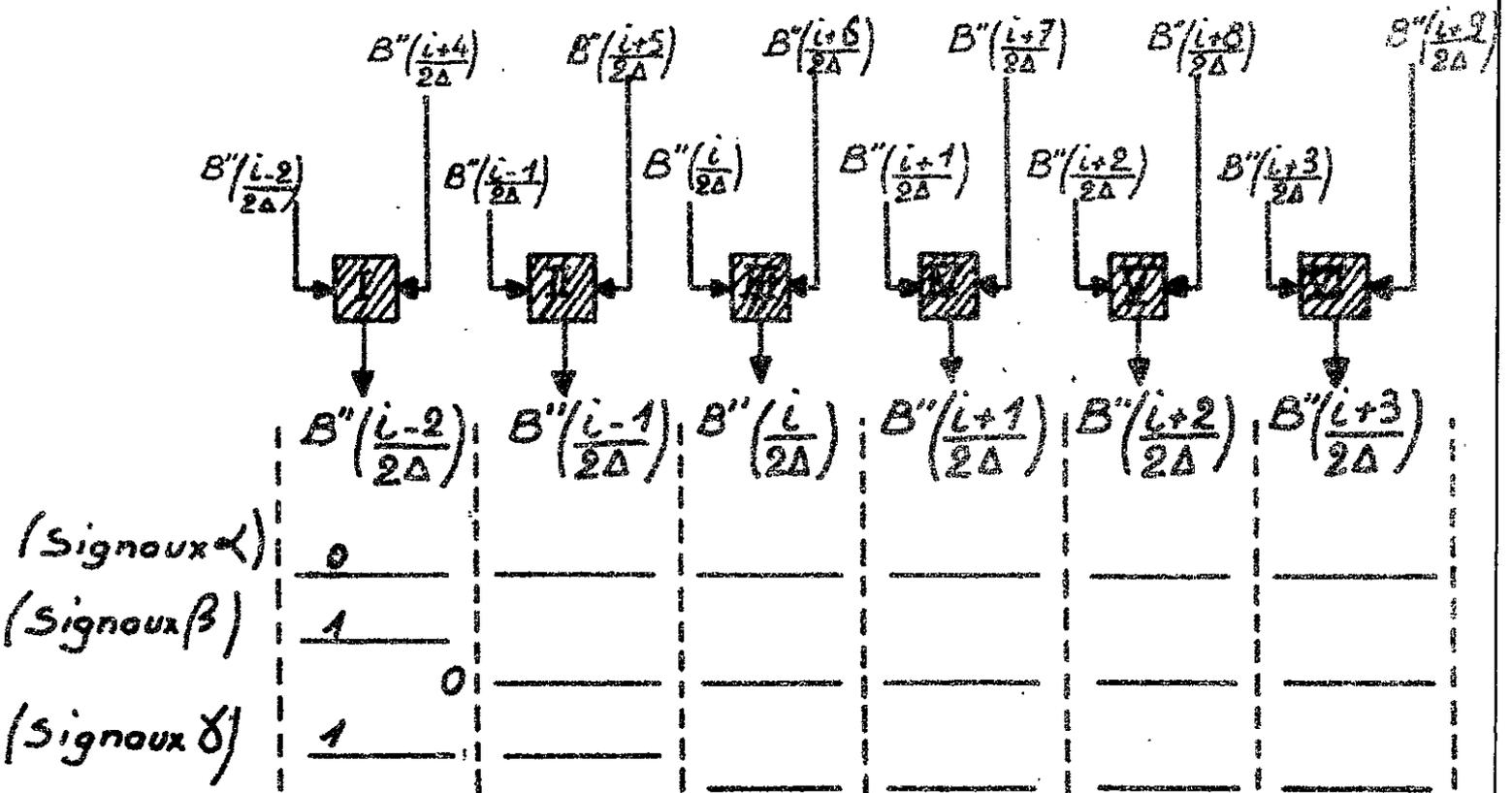


Fig. 15

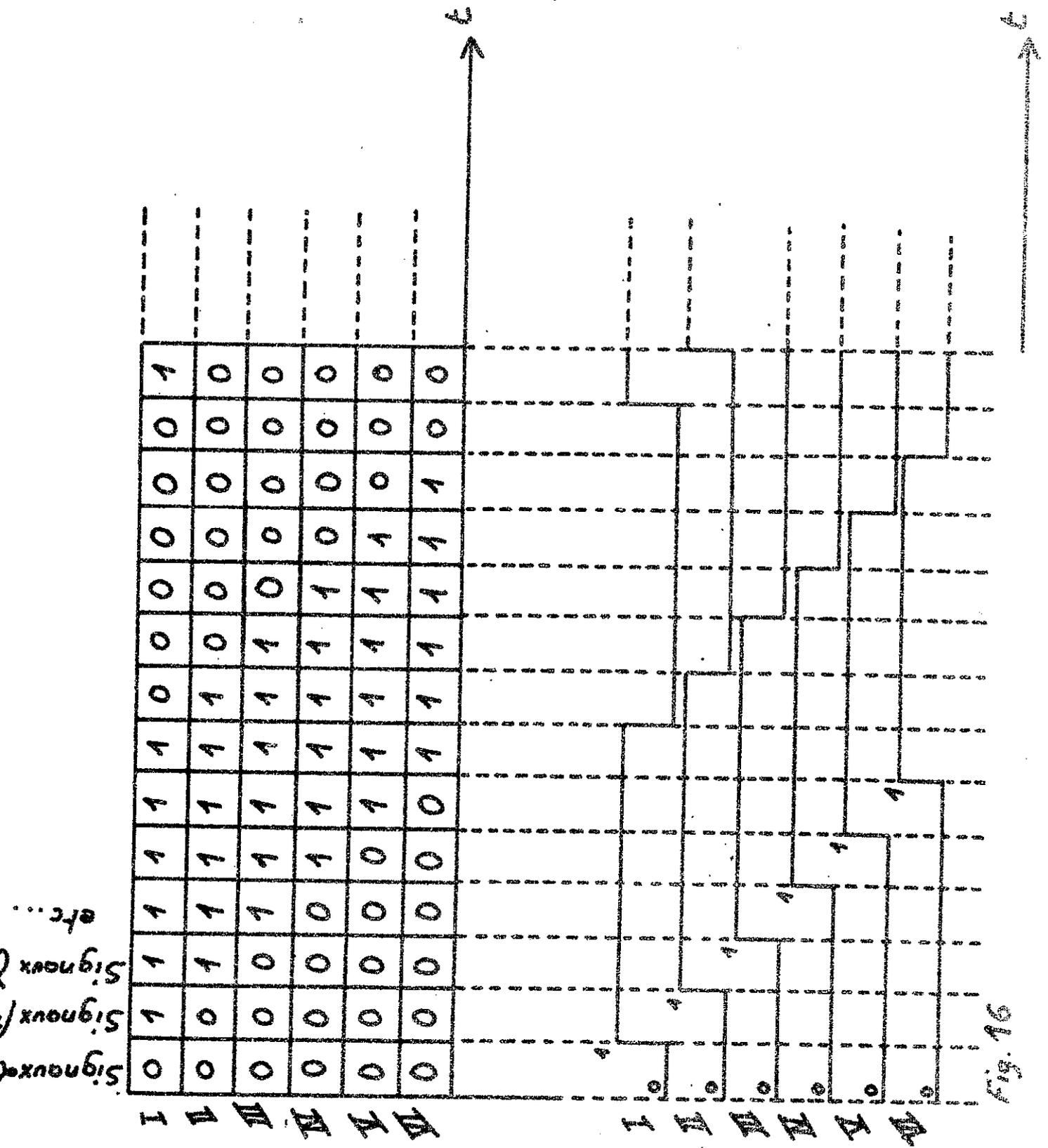


Fig. 16

- IV -

C O N C L U S I O N

L'ensemble du système que nous venons d'étudier peut être résumé très schématiquement par les blocs-diagrammes indiqués en figure 18 et 19.

Sa précision peut être aisément de  $10^{-3}$ .

On peut facilement modifier la fonction  $I(\sigma)$  en introduisant des montages avec potentiomètres venant se substituer aux conductances  $Y(|\sigma|)$ .

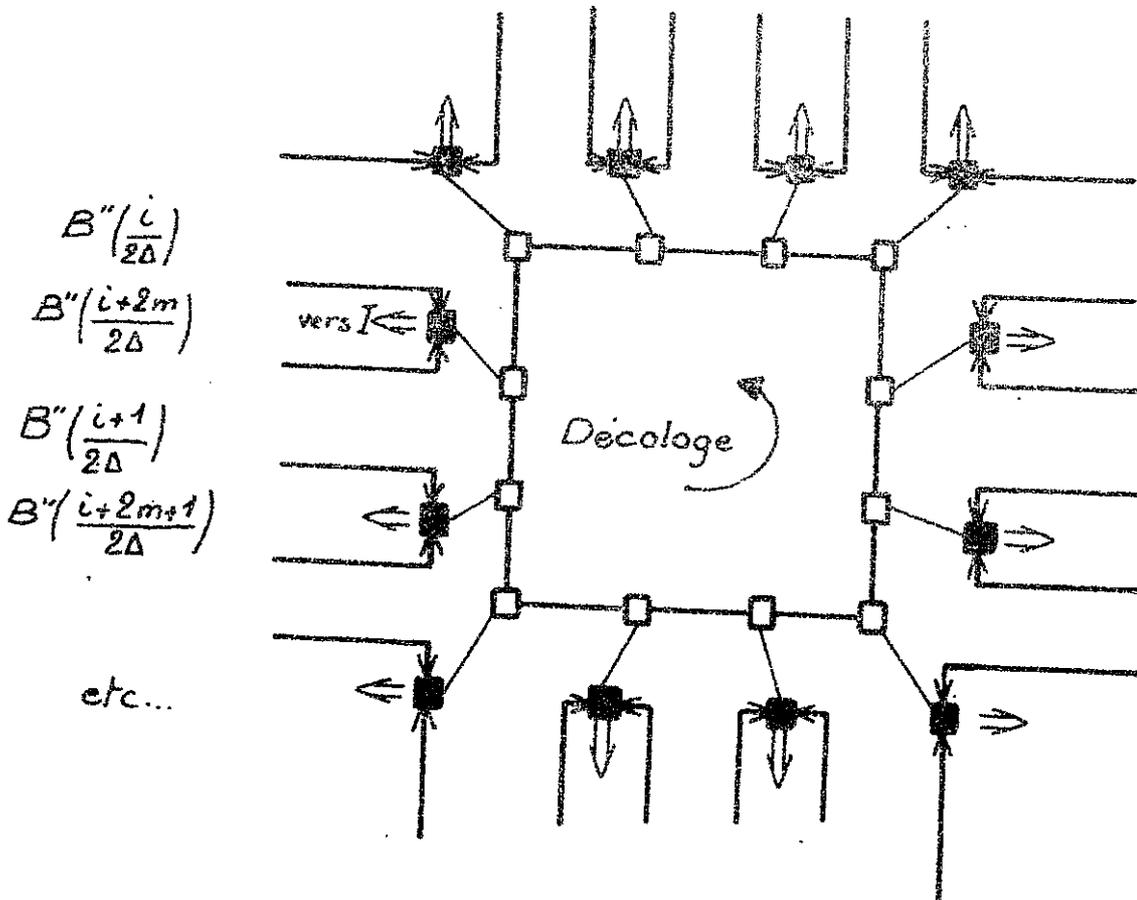
Ce système très simple a cependant l'inconvénient, comme la plupart des systèmes digitaux, d'introduire un nombre de circuits de base qui devient rapidement important lorsqu'on veut utiliser des fonctions d'interpolation étendues. Le bilan, en effet, est le suivant :

Bascules Master-Slave	=	$6m + 2q$
Portes OR	=	$2m^2 + q - 1$
Portes analogiques	=	$4m^2 + q + 1$
Doubles-portes analogiques	=	$2m$

L'ordre de grandeur du prix de revient d'un tel interpolateur est alors donné par le nombre  $4m^2 + q + 1$  de portes analogiques (éléments encore chers) utilisées.

Avec  $m = 5$ , par exemple, nous utilisons déjà plus de 100 de ces portes (de quoi couvrir une carte imprimée de 20 cm X 20 cm !).

REMARQUE: de même qu'en première partie, nous pouvons utiliser un intégrateur pour "lisser" la fonction interpolée.



□ Bascule "Master-Slave"

■ Double-Porte à FET 

2m Bascules "Master Slave"

2m Doubles-Portes analogiques

Fig. 17

Je tiens à exprimer ici toute ma reconnaissance à Monsieur le Professeur CHABBAL qui a accepté que j'entreprenne ce travail.

Je remercie tout particulièrement Monsieur CONNES, qui a dirigé cette étude, pour les conseils qu'il m'a donnés.

Je remercie aussi le personnel du laboratoire AIME COTTON qui a participé à ce travail, plus particulièrement Monsieur DEMI qui a dirigé la réalisation mécanique de l'appareil, et le Service Photo des Laboratoires de BELLEVUE.

Sans oublier non plus toutes les personnes qui ont participé à la constitution de ce fascicule: Madame BERTHAUD, Messieurs REY et DUTRIEUX, que je remercie tout spécialement pour le soin qu'ils y ont apporté.

S C H E M A T E Q U E 2 ° P A R T I E .

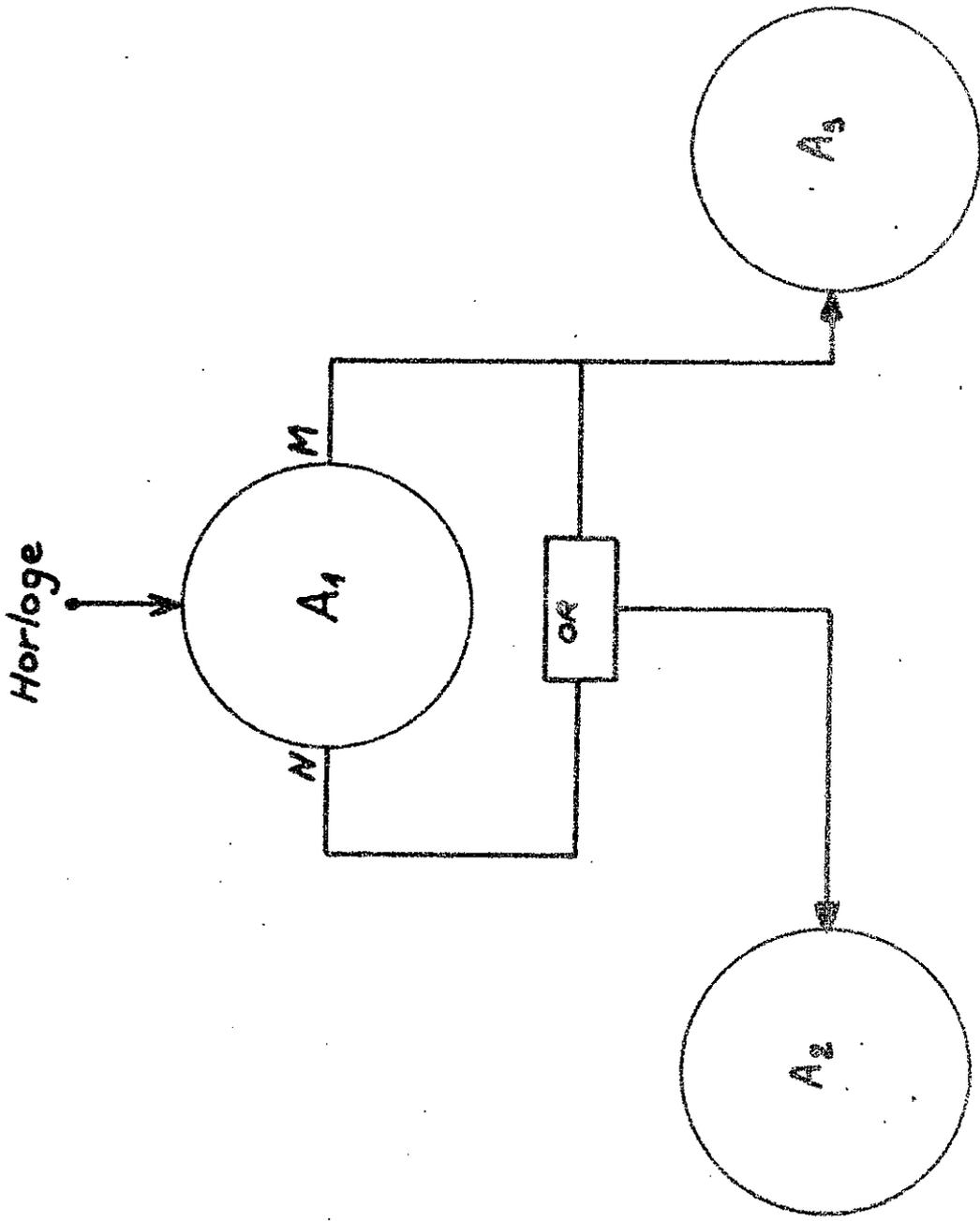


Fig. 18  
BLOC - DIAGRAMME POUR  
LA PARTIE DIGITALE

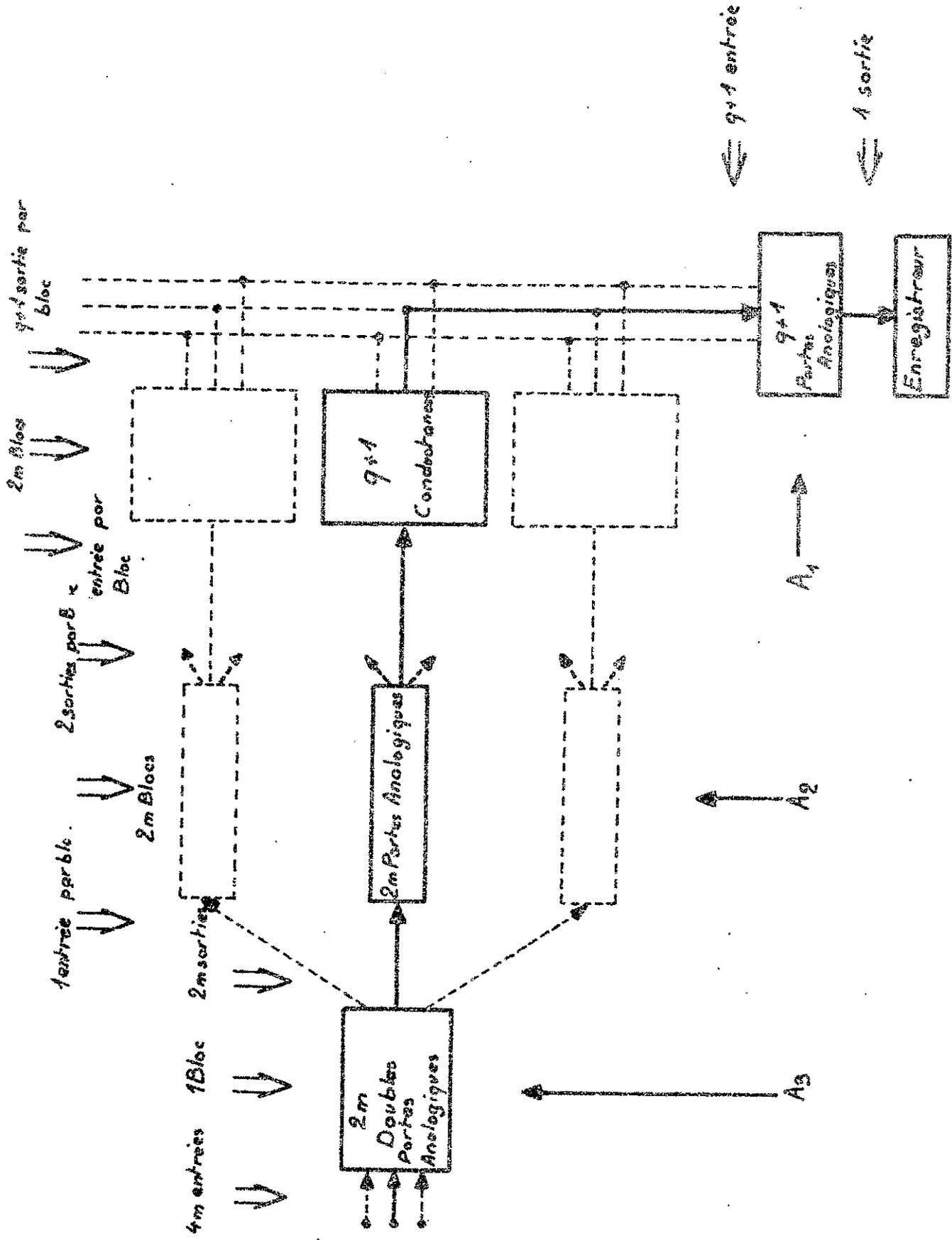
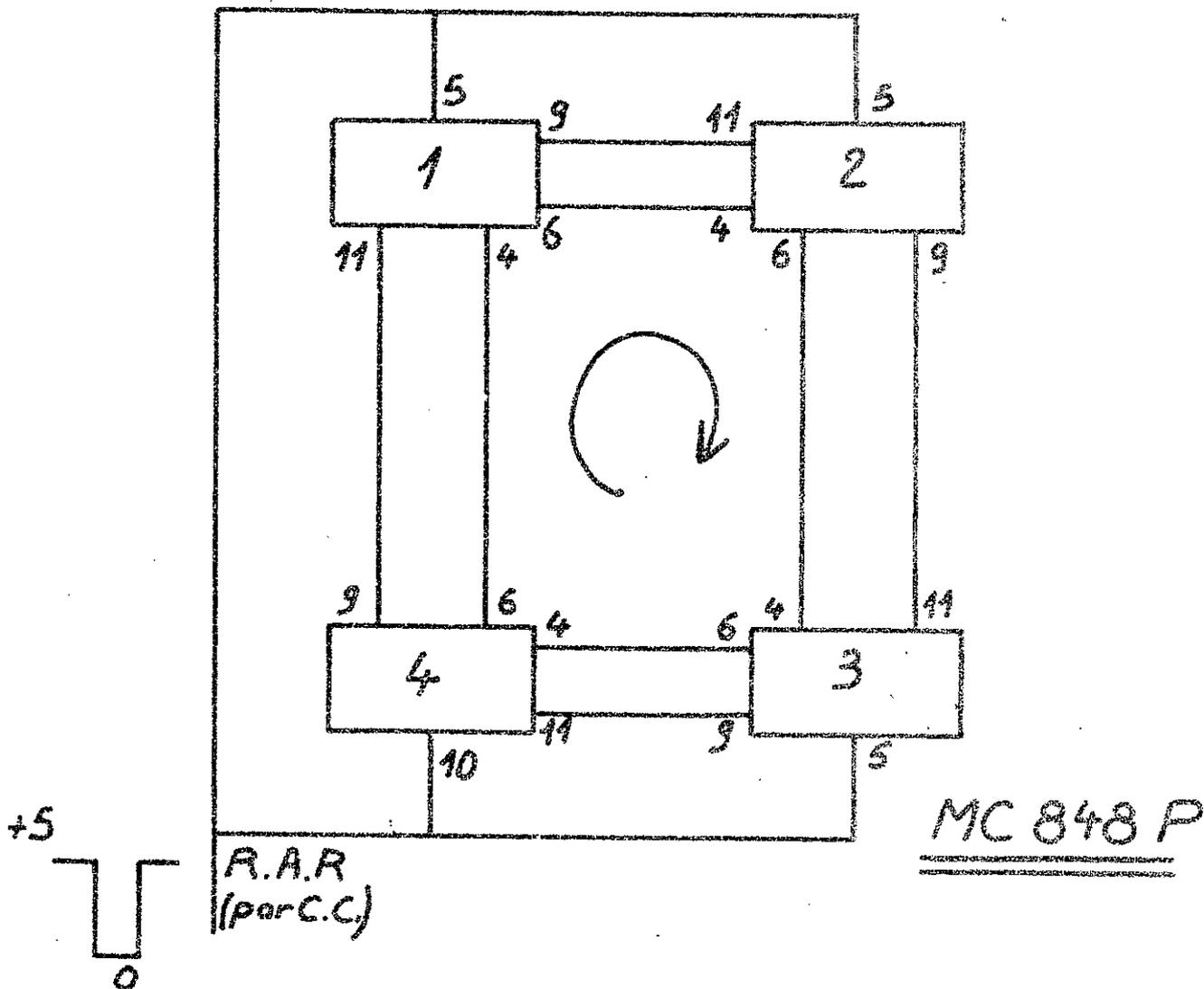
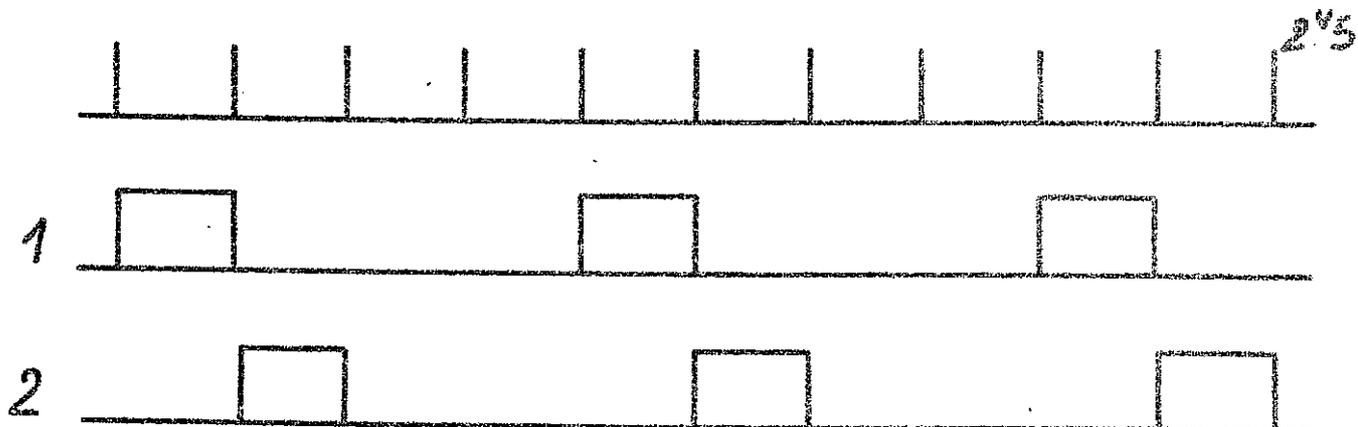


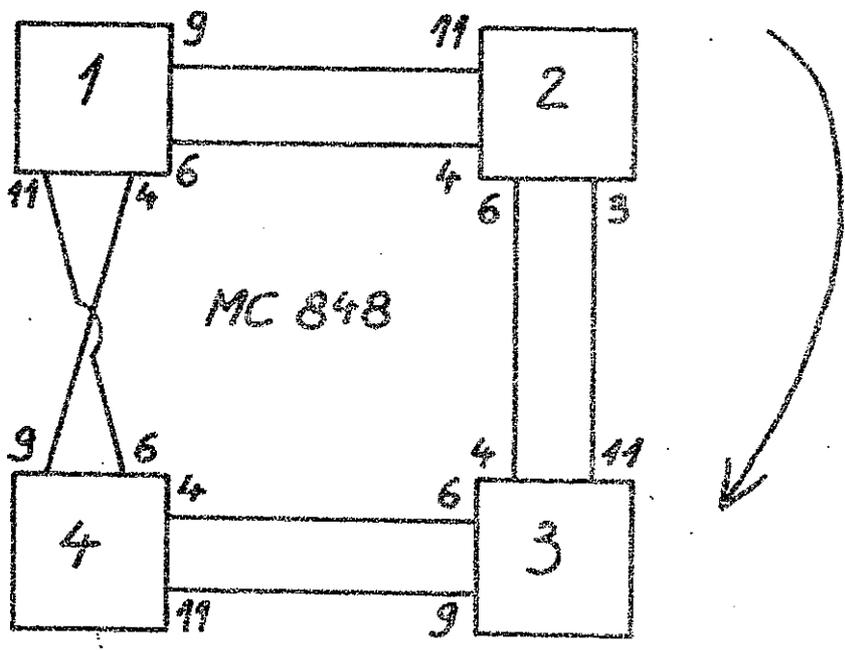
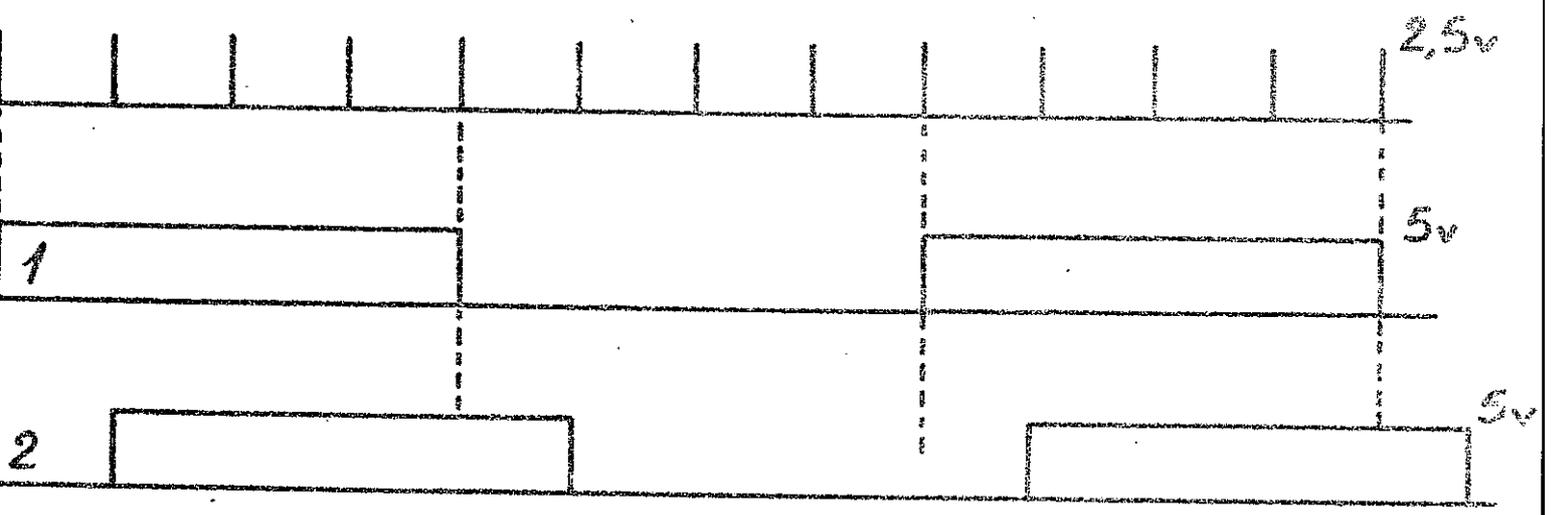
Fig. 19 BLOC-DIAGRAMME POUR LA PARTIE

A ANALOGIQUE

57c



ANNEAUX DE DECALAGE  $A_1$  et  $A_2$



CARRÉS DÉCALÉS

ANNEAU DE DÉCALAGE A3

## T A B L E   D E S   M A T I E R E S

	Pages
<u>PREMIERE PARTIE</u>	
INTRODUCTION .....	2
I - Obtention d'un interférogramme.....	3
II - Calcul des échantillons du spectre.....	5
III - Interpolation entre échantillons du spectre.....	7
1°) Interpolation idéale.....	7
2°) Interpolation à l'aide d'une fonction limitée.....	8
3°) Interpolation apodisante.....	9
IV - Enregistrement multicanal et analyse simultanée .....	10
INTERPOLATEUR ANALOGIQUE.....	12
I - Principe.....	12
II - Détail des parties optique et mécanique.....	14
III - Commutations.....	15
1°) Distribution de l'information.....	15
2°) Synchro par tout ou rien.....	17
INTERPOLATION EN MULTIPLEX.....	18
I - Principe.....	18
1°) Partie digitale.....	18
2°) Partie analogique.....	19
a - Modulation.....	19
b - Démodulation.....	20
3°) Remarque.....	20
II - Partie digitale.....	20
1°) Bascule de Schmitt.....	20
2°) Bascules du diviseur.....	22
3°) Régistre de décalage.....	22
4°) Asservissement du décalage.....	23
5°) Portes $P_J^O$ d'ouverture de voie.....	26
6°) Portes $P_J$ d'impulsions de fin de voie $J$ .....	26

	Pages
III- Partie analogique .....	26
A) Modulation .....	26
1°) Choppers I J.....	26
2°) ( $\Sigma_j$ )i des Voies.....	27
3°) Filtre .....	28
4°) Déphaseur .....	28
5°) Commande des Glow-Modulators .....	29
6°) Asservissement des Glow-Modulators.....	30
B) Démodulation.....	31
1°) Adaptateur .....	31
2°) Ampli sélectif .....	32
3°) Détection .....	32
4°) Séparation des voies .....	32
5°) Intégrateurs .....	33
RESULTATS.....	34

DEUXIEME PARTIE

INTRODUCTION .....	40
I - Principe .....	42
1°) Interpolation Pas à Pas dans l'intervalle $(\frac{n}{2\Delta}, \frac{2n+1}{4\Delta})$ .....	43
2°) Interpolation Pas à Pas dans l'intervalle $(\frac{2n+1}{4\Delta}, \frac{n+1}{2\Delta})$ .....	44
3°) Interpolation Pas à Pas dans l'intervalle $(\frac{n+1}{2\Delta}, \frac{n+2}{2\Delta})$ .....	45
II - PROJET DE REALISATION .....	47
1°) Calcul des points interpolés .....	47
2°) Analyse .....	48
3°) Permutations sur les $B''(\sigma)$ .....	50
III - CONCLUSION .....	55

