



## TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

Nice 1<sup>er</sup> au 5 juin 1971

---

**FILTRE ADAPTE OPTIQUE BIDIMENSIONNEL POUR TRAITEMENT  
EN TEMPS REEL DE SIGNAUX SONAR.**

A. FORSTER (\*)

---

**RESUME**

La présente communication décrit un filtre adapté optique bidimensionnel permettant d'améliorer en sortie le rapport signal sur bruit pour un signal appartenant à une certaine classe à deux paramètres  $(\tau, K)$  ; ceci dans le but de détecter la présence du signal dans le bruit et de déterminer les coordonnées du signal dans la classe à deux dimensions  $\mathcal{E}$ . Une version de ce filtre destinée au traitement de signaux sonar et utilisant un code pseudoaléatoire de produit durée-bande  $BT = 254$  est actuellement réalisée. Les résultats obtenus permettent d'envisager son extension à l'utilisation de signaux plus performants ( $BT = 500$  à  $1000$ ).

**SUMMARY**

This paper describes a matched optical bidimensional filter, improving the output signal-to-noise ratio for a signal defined by two parameters of a certain set  $\mathcal{E}(\tau, K)$ . The purpose is to detect the presence of the signal in noise and to estimate the co-ordinates of the signal in the two-dimensional space  $\mathcal{E}$ . A particular design of this filter, intended for processing sonar signals and using pseudo-random codes with a product duration-bandwidth  $BT = 254$ , is presently carried out. The results actually obtained lead us to consider an extension of this filter to more performing signals.



---

## 1. INTRODUCTION

L'intérêt de l'utilisation de signaux large bande (comparativement à des signaux de fréquence pure) dans les systèmes de détection active en acoustique sous-marine est double.

- augmentation de la limite de détection lorsque la réverbération domine.

- augmentation de la résolution en distance et en vitesse radiale.

Cette amélioration des performances ne peut être obtenue qu'au prix d'une complication conséquente du dispositif de traitement de signal mis en oeuvre ; les dispositifs optiques, par la grande capacité de traitement que leur confère le caractère bidimensionnel des correspondances optiques, représentent au stade actuel un espoir de solution au problème de traitements du signal bidimensionnels en temps réel et à l'aide d'un appareil unique (ce qu'exclut l'électronique).

## 2. TRAITEMENT DU SIGNAL

Une technique de traitement de signal en temps réel, souvent utilisée en détection active, est le filtrage adapté bidimensionnel (canaux Doppler multiples\*)

Rappelons ici les caractéristiques principales du filtrage adapté bidimensionnel.

---

\*C'est ce type de filtrage que nous avons retenu pour le dispositif optique de détection réalisé au CEPHAG.



## 2.1 Sortie du filtre adapté bidimensionnel

L'instant de début d'émission étant pris pour origine des temps, la sortie du canal Doppler  $K$  au temps  $t$  est :

$$R_k(t) = S_k(t) + \mathcal{B}_k(t) = \int_0^{\infty} \left( s[k'(u+t-t_0-\mathcal{C})] + \mathcal{B}(u+t-\mathcal{C}) \right) S(ku) du$$

où  $S(t)$  signal centré émis défini sur  $(0 T_0)$

$K'$  coefficient Doppler du signal écho (inconnu)

$t_0$  instant de début de réception (inconnu)

$T = \frac{T_0}{K_{\text{mini}}}$  durée de la copie Doppler la plus longue du signal.

$\mathcal{C}$  Temps séparant l'instant de début de réception et l'instant de détection. Pour le temps réel il faut choisir  $\mathcal{C} = T$ .

$$R_k(t) = \Gamma_{kk} [t - (t_0 + T)] + \mathcal{B}_k(t)$$

Le signal utile de sortie passe par un maximum maximorum dans le canal  $K = K'$  à l'instant  $t = t_0 + T$ .

## 2.2 Rapport signal sur bruit en sortie

Si le bruit est stationnaire et centré, le rapport signal sur bruit maximal en sortie vaut :

$$\rho_{SM} = \frac{\Gamma_{kk}^2(0)}{E\{\mathcal{B}_k^2(t)\}}$$

Si de plus le bruit a une densité spectrale uniforme dans la bande du signal (de largeur  $B$  y compris les fréquences négatives),



alors

$$P_{sm} = \frac{\int S^2(kt) dt}{\gamma_0} = \frac{E}{\gamma_0}$$

E énergie de l'écho reçu.

Introduisons le rapport signal sur bruit en puissance moyenne à l'entrée :

$$P_e = \frac{P_s}{P_b} \approx \frac{\frac{1}{T} \int S^2(kt) dt}{\gamma_0 B}$$

on voit que :

$$P_{sm} = BT P_e$$

$P_B$  : puissance de bruit comprise dans la bande du signal.

### 2.3 Résolutions du filtre adapté liées au signal utilisé

- en temps  $\Delta \tau = \frac{\Delta d}{c_e} = \frac{m}{B}$  signal passe bas  $m = 2$   
 signal avec porteuse  $m = 4$   
 Signal avec 2 porteuses  $m = 8$

- en Doppler  $\Delta \varepsilon = 2 \frac{\Delta \nu}{c_e} = \frac{1}{f T_0}$  f fréquence porteuse s'il y  
 en a  
 f =  $\frac{B}{4}$  si structure passe bas

$\Delta d$  résolution en distance sous-marine

$\Delta v$  " en vitesse radiale

$c_e$  vitesse de propagation des sons dans l'eau.

On peut vérifier l'intérêt d'utiliser des signaux de grand produit durée bande, ayant des fonctions d'ambiguïté à pic central pointu et à lobes secondaires bas.



### 3. FILTRE ADAPTE OPTIQUE BIDIMENSIONNEL

Diverses considérations ont guidé la synthèse à l'aide de moyens optiques d'un tel filtre :

- adéquation du filtre adapté à un filtre linéaire,
- suppression de l'utilisation de toute compression de temps du signal à traiter,
- suppression de tout dispositif de déplacement mécanique de film.

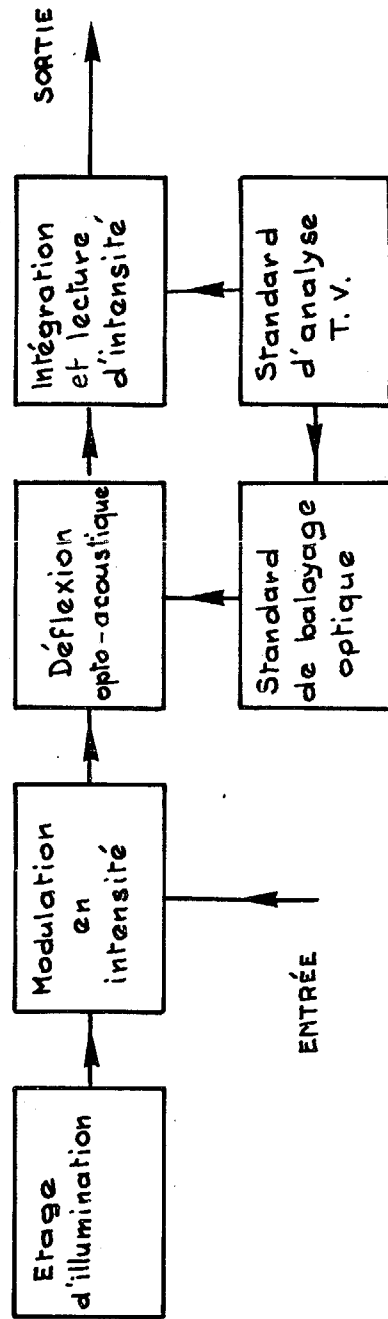
La structure originale proposée est représentée fig. 1 . Elle comporte essentiellement :

3.1 Un étage de déflexion optoacoustique d'images diffractées (translation à vitesse constante avec retour rapide) comprenant :

3.11 Un microfilm modèle bidimensionnel placé dans le plan objet d'un système d'imagerie (lentille sphérique ou objectif à double correction frontale) et reproduisant en transparence, suivant l'un des axes, le signal à traiter. Suivant l'autre axe nous avons une juxtaposition de copies Doppler différentes du signal couvrant continuellement une plage Doppler  $\pm 5\%$ .

3.12 Un modulateur à ultrasons solide (CSF) placé tout contre le dispositif d'imagerie et attaqué par une tension sinusoïdale HF modulée linéairement en fréquence de façon récurrente (période égale à la durée de la copie Doppler la plus longue attendue).

3.13 Un étage d'illumination du film modèle utilisant une source quasi monochromatique spatialement cohérente ou incohérente (actuellement laser).



Filter adapté optique bidimensionnel

- FIGURE 1 -



**3.2 Un étage de modulation en intensité des images diffractées** par le mélange signal plus bruit à traiter utilisant un modulateur électrooptique et placé en amont de l'étage de déflexion (actuellement cellule de KERR (SAMES) que nous remplacerons prochainement par un modulateur à effet POCKELS (ISOMET)).

A l'aide de ces deux étages nous obtenons dans le plan image (conjugué du plan objet) une surface dans laquelle en chaque point repéré par ses coordonnées, l'intensité lumineuse est proportionnelle au produit temporel du mélange signal plus bruit reçu par une copie du signal affectée d'un retard et d'un Doppler déterminés caractéristiques de ces coordonnées (continûment).

**3.3 Un étage détecteur d'intensité lumineuse** dans la surface d'analyse utilisant un tube analyseur intégrateur à lecture séquentielle (Vidicon Thomson); Ce tube pourvu d'un standard de balayage spécial réalise en chaque point une intégration temporelle de l'intensité d'une durée égale à celle de la copie Doppler la plus longue.

Le signal vidéo qui constitue la sortie du filtre adapté optique est formé en l'absence de bruit de coupes successives à retard constant (mais croissant) de la fonction d'ambiguïté du signal reçu.

### **3.4 CALCULS**

#### **3.4.1 Microfilm modèle - Transparence en intensité**

$$T'_M(x,y) = G \sum_{m=-N}^N U(y-my_0, y_0) \left[ S \left[ k_m \frac{x}{V_1} \right] + S \left[ k_m \left( \frac{x}{V_1} + T \right) \right] \right]$$

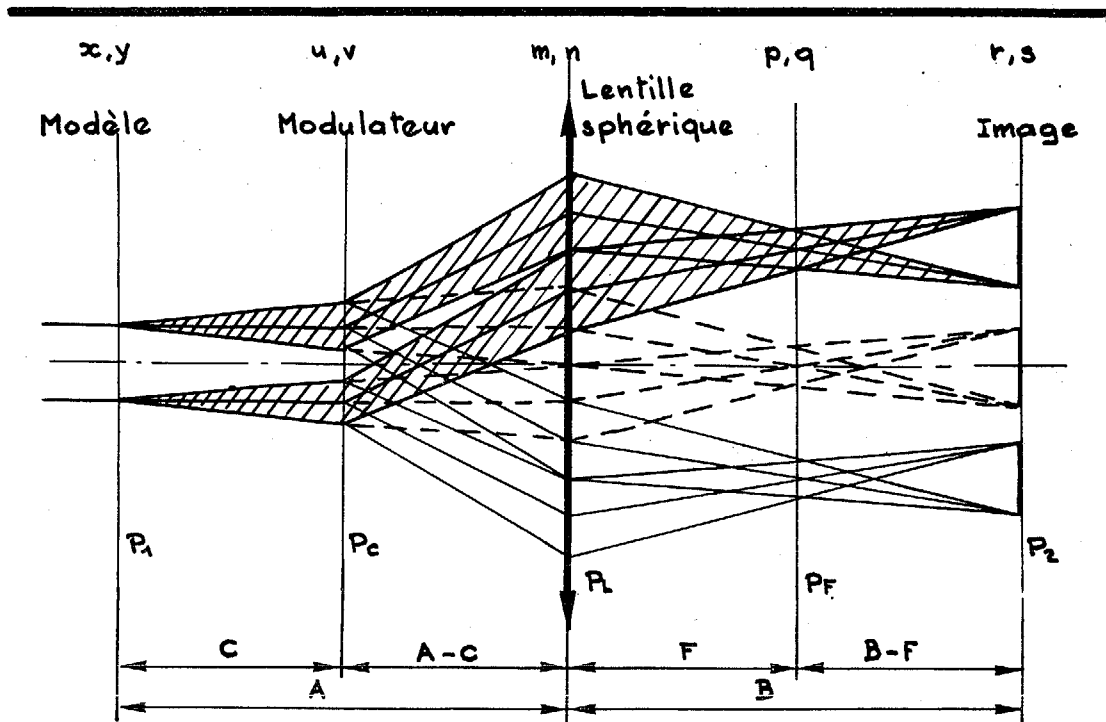


Schéma de principe de la déflexion optoacoustique

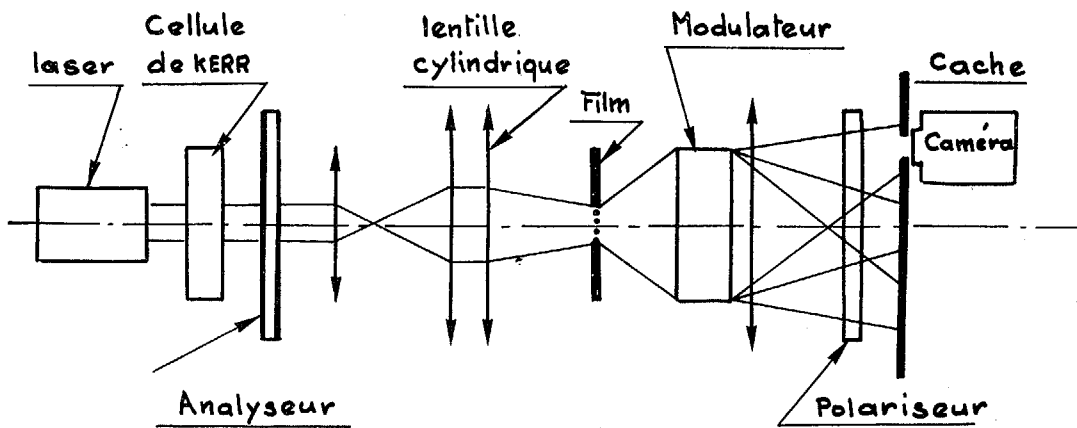


Schéma du montage optique



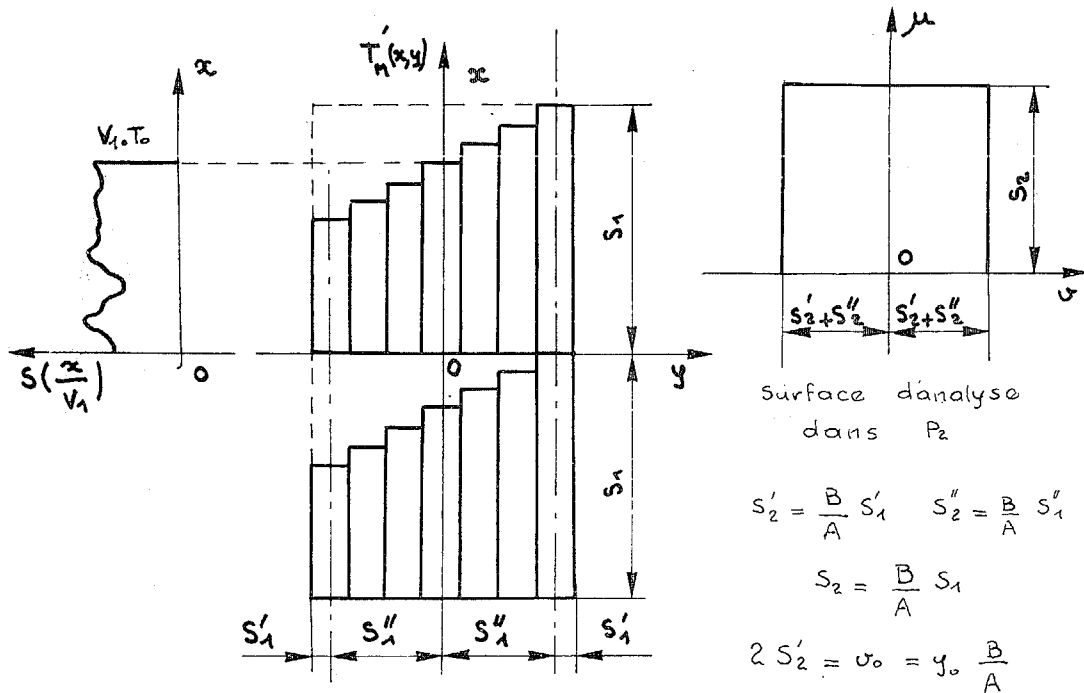


avec  $y_0 = \frac{S_1''}{N}$   $y_0 = 2S_1'$   $V_1 = \frac{S_1}{T}$

$$K_m \approx 1 - \frac{n}{N} \Delta K$$

$$T = \frac{T_0}{K_m} = K_M T_0$$

$2\Delta K$  représente l'étendue de la gamme Doppler.



### 3.42 Modulateur à ultrasons - Transparence complexe :

$$T_B(u, v) = e^{i\varphi_M \mathcal{V}(t - \frac{u}{V})}$$

$$\mathcal{V}(t) = \cos[\phi(t)] \quad \phi(t) = \int_0^t 2\pi f(t) dt \quad \text{et} \quad f(t) = f_m + \frac{f_M - f_m}{T} g(t)$$

où  $g(t) = t - nT$  si  $nT < t < (n+1)T$

$V$  vitesse de propagation des ultrasons.

L'indice de modulation  $\varphi_M$  étant petit ( $\approx 10^{-2}$ )

$$T_B(u, v) \approx 1 + i\varphi_M \cos\left[\phi\left(t - \frac{u}{V}\right)\right]$$

$\frac{u}{V}$  petit  $\phi\left(t - \frac{u}{V}\right) \approx \phi(t) - 2\pi \cdot f(t) \cdot \frac{u}{V}$



$$T_B(u, v) \simeq 1 + i \phi_M \cos[\phi(t) - k z(t) u]$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad z(t) = \frac{\lambda f(t)}{v} = \frac{\lambda}{\lambda(t)}$$

### 3.43 Intensité dans le plan image P<sub>2</sub>

$$\text{Si } C \cdot z_m \geq 2s_1 \quad C \frac{\lambda f_m}{v} \geq 2s_1 \quad (1)$$

$$I_2(x, y) = \frac{A^2}{B^2} I_0 \left[ T'_M \left( -x \frac{A}{B}, -y \frac{A}{B} \right) + \frac{\phi_M^2}{4} T'_M \left[ -\left( x \frac{A}{B} + C z(t) \right), -y \frac{A}{B} \right] \right. \\ \left. + \frac{\phi_M^2}{4} T'_M \left[ -\left( x \frac{A}{B} - C z(t) \right), -y \frac{A}{B} \right] \right]$$

On obtient 3 images séparées pour tous les déplacements.

### 3.44 Nature de la déflexion obtenue

Gardons l'ordre diffracté + 1 (les autres images seront escamotées par un écran). Posons  $u = r - r_{cm}$   
 $v = s$ . ( $r_{cm} = \frac{B}{A} C z_m$  abscisse du centre de l'image diffractée pour  $f_m$ ).

$$I_2(u, v) = I_0 \frac{A^2}{B^2} \frac{\phi_M^2}{4} T'_M \left[ -u \frac{A}{B} + v_1 z(t), -\frac{A}{B} v \right]$$

$$v_1 = C \frac{\lambda (f_m - f_m)}{v T}$$

L'image se déplace à vitesse constante  $v_2 = \frac{B}{A} v_1$   
 avec retour rapide.

$$\text{Soit } v_2 = \frac{s_2}{T} = \frac{B}{A} \frac{s_1}{T} = \frac{B}{A} v_1$$

Il nous faut obtenir un déplacement de l'image égal à la demi dimension de l'image. Donc

$$v_2 = v_2 \quad v_1 = v_1$$

$$C \frac{\lambda (f_m - f_m)}{v} = s_1 \quad (2)$$



On a intérêt à prendre, pour des questions de facilité de réalisation du film,  $(f_M - f_m)$  bande passante à 3dB.

Vérifions que si (2) est remplie, (1) est remplie à fortiori avec les modulateurs dont nous disposons.

$$\frac{\Delta f}{f_0} \leq \frac{2}{5} \quad \text{c'est le cas}$$

### 3.45 Modulation de l'intensité

Il faut remplacer  $I_0$  par  $I_0(t) = G_1 S [k_{m'}(t-t_0)]$

### 3.46 Lecture d'intensité

On choisit la période de balayage image égale à la période  $T$  de déflexion optique. L'analyse image se fait dans le sens du déplacement en synchronisme avec la déflexion. Le grandissement de l'étage optique est réglé de façon à faire coïncider la face sensible du tube analyseur avec la surface d'analyse.

Au cours d'un balayage ligne, on lit successivement tous les canaux Doppler pour une même abscisse; si le nombre de lignes est suffisant le signal de sortie s'écrit avec  $t_0 = qT + \tau'$   $\tau = \frac{u}{V_2}$   $\tau' \in ]0, T [$

$$R\left(t = pT + \tau + \frac{N-m}{N} \frac{T_0}{2}\right) \simeq M \int_0^T S[k_{m'}(x + (\tau - \tau') + (p-q-1)T)] \cdot S[k_m x] dx$$

$$= M \cdot \int_{m'} [(\tau - \tau') + (p-q-1)T]$$

$$= M \int_{m'} [t - T - t_0] \quad (t = pT + \tau)$$



Maximum pour  $\tau = \tau'$   $p = q + 1$   $n = n'$

C'est la sortie du canal  $n = n'$  à l'abscisse  $\tau = \tau'$  et à l'instant  $t \simeq pT + \tau = (q+1)T + \tau' = t_0 + T$

### 3.5 Signal de sortie en présence de bruit - Influence des valeurs moyennes.

L'intensité du faisceau lumineux est alors modulé proportionnellement à  $S(t) + B(t)$ .

La transparence en intensité du film modèle ainsi que l'intensité lumineuse étant des grandeurs monopolaires, il convient de remplacer dans les expressions précédentes :

$$I_0(t) \text{ par } I_1(t) = m_1 + G_1 \left[ S \left[ k_{n'}(t-t_0) \right] + B(t) \right]$$

$$\text{et } T'_M(x, y) \text{ par } T'_{M_1}(x, y) = m + T'_M(x, y)$$

$$R \left[ t = pT + \tau + \frac{N-m}{N} \cdot \frac{Tl}{2} \right] = M \int_{mm'}^{ss} (t-T-t_0) + m \cdot m_1 \frac{M}{G_1 G} T \\ + \frac{M}{G} \int_0^T B(x+t-T) \left[ m + G S(k_m x) \right] dx$$

### 3.6 Rapport signal sur bruit maximal en sortie

$$\rho_{s_m} = \frac{BT}{2} \rho_e$$

perte 3 dB par rapport au modèle idéal.

### 3.7 Produit BT des signaux traitables

Le filtre adapté optique est du type passe-bas. Le produit BT maximal traitable est :

$$BT = 2 \Delta T \cdot \Delta f$$



$$\Delta T = \frac{L}{V} \quad \Delta f = [f_M - f_m]_{3dB}$$

$$BT \approx 1000$$

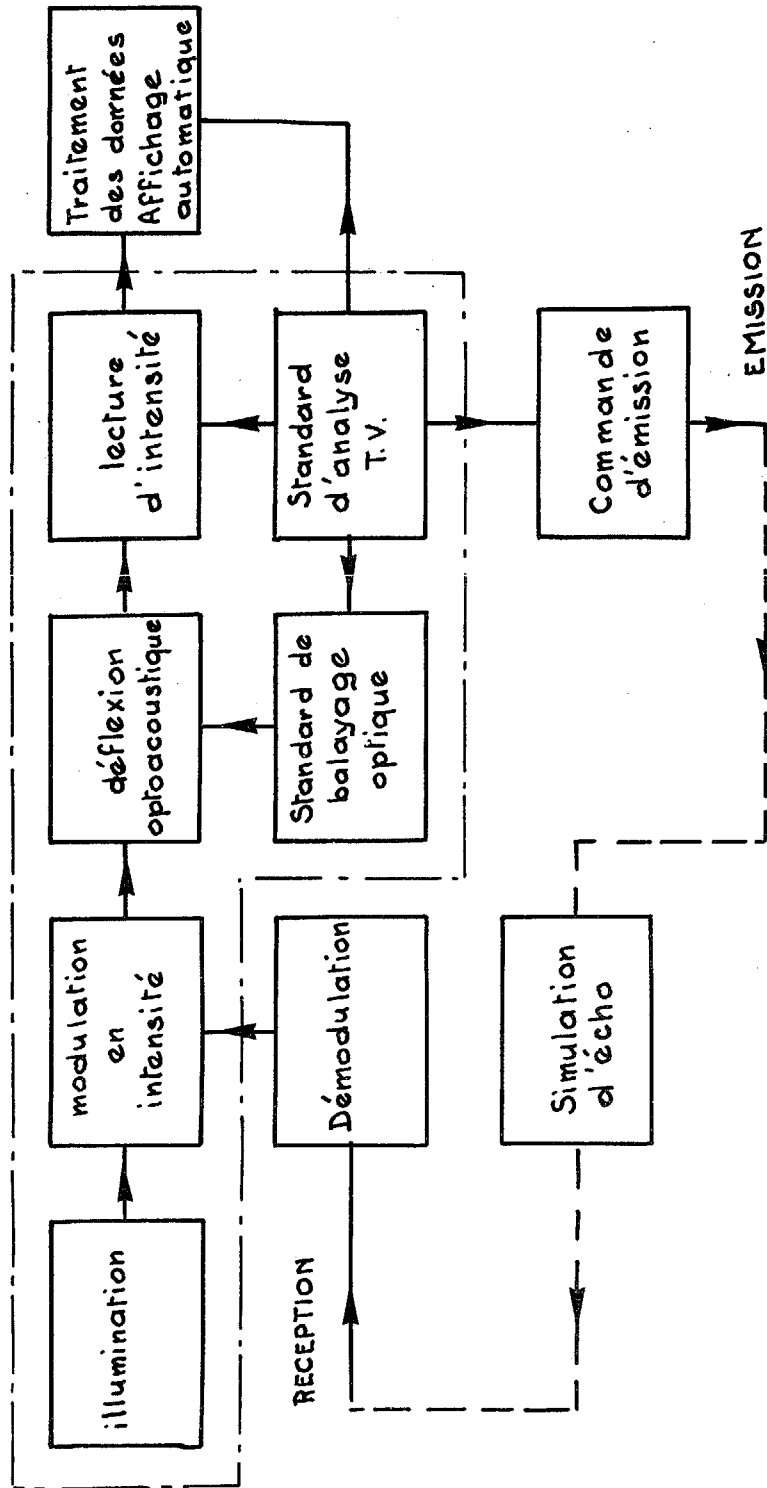
#### 4. SYSTEME DE DETECTION ACTIVE UTILISANT LE FILTRE ADAPTE OPTIQUE BIDIMENSIONNEL

Le filtre adapté optique décrit dans ce qui précède, ayant une structure passe bas et une bande insuffisamment large ne peut traiter l'écho tel qu'il arrive avec sa porteuse.

Le système de détection comportera donc un étage de démodulation du mélange signal + bruit reçu (transposition dans les basses fréquences) suivi du filtre optique étudié adapté au signal démodulé (voir figure 2). Dès lors compte tenu des difficultés de démodulation d'un signal dont l'instant d'arrivée est inconnu, le choix du signal à propager dans l'eau se restreint.

Nous avons finalement retenu comme signal d'émission un signal modulé binaires en fréquence par un code pseudo-aléatoire. La démodulation à l'aide du dispositif non linéaire représenté fig. 3 se fait alors aisément. Le signal utile démodulé étant dans ce cas le code pseudo aléatoire binaire de modulation il devient alors possible de simplifier grandement le filtre adapté optique en substituant à la modulation en intensité un écrêtage unilatéral associé à une modulation en tout ou rien de  $\varphi_M$  (voir fig. 4)

Le calcul montre en effet,  $\rho_s''$  étant le rapport signal sur bruit à la sortie de l'étage de démodulation, que nous avons à la sortie de l'écrêteur :



Système de détection et d'extraction de données  
Modèle linéaire

- FIGURE 2 -

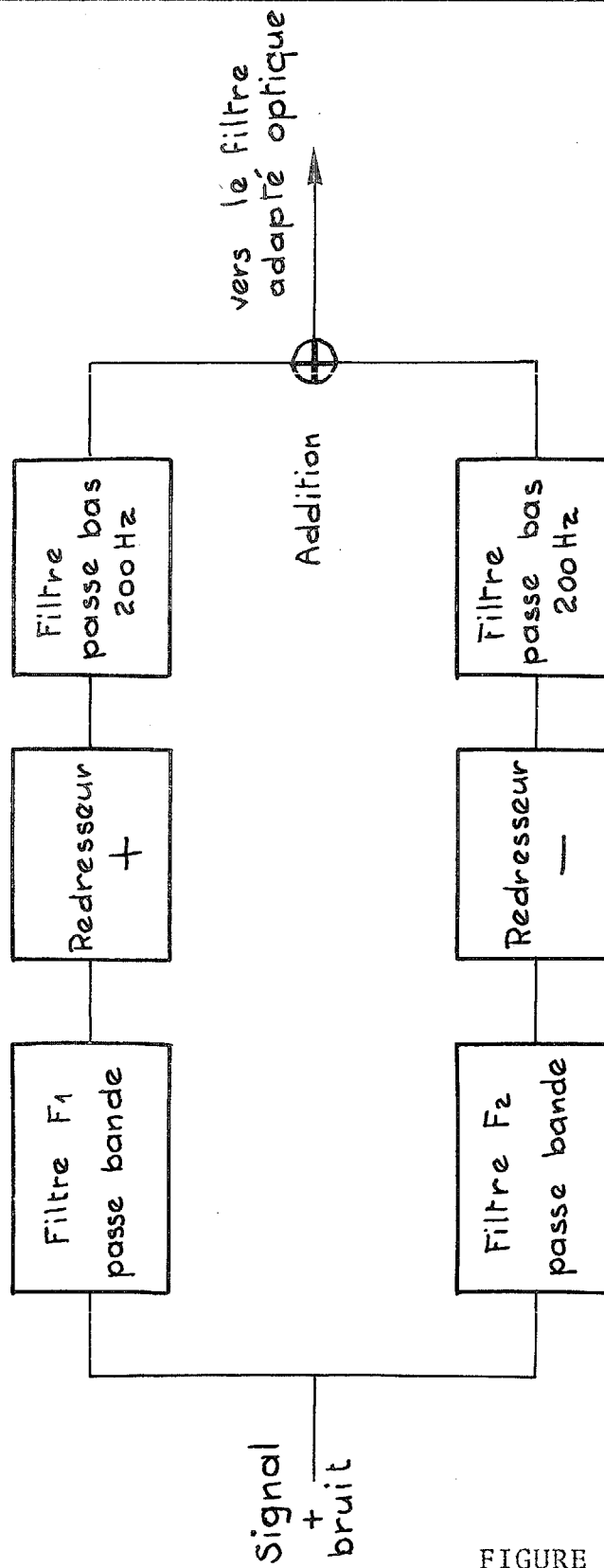
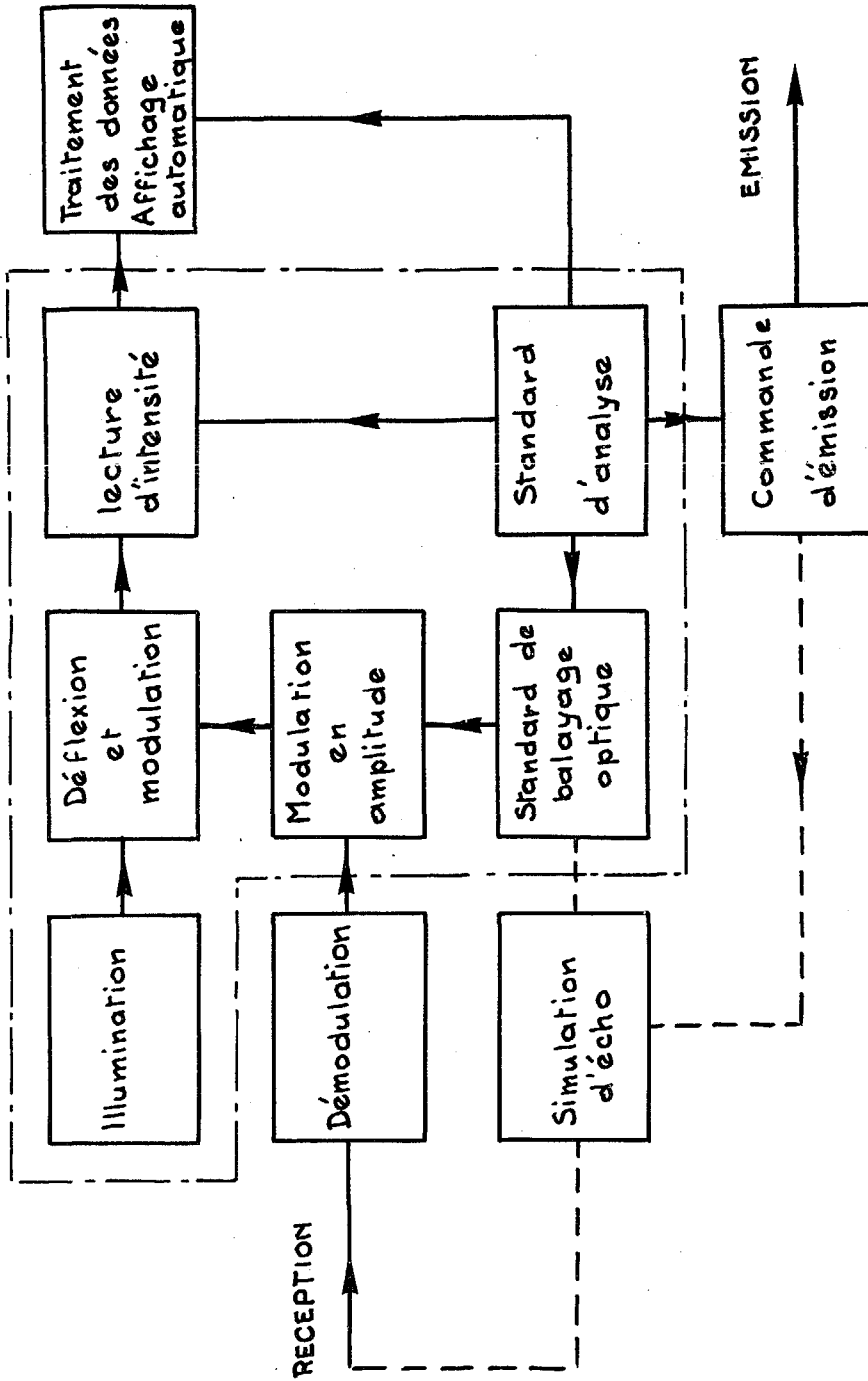


FIGURE 3

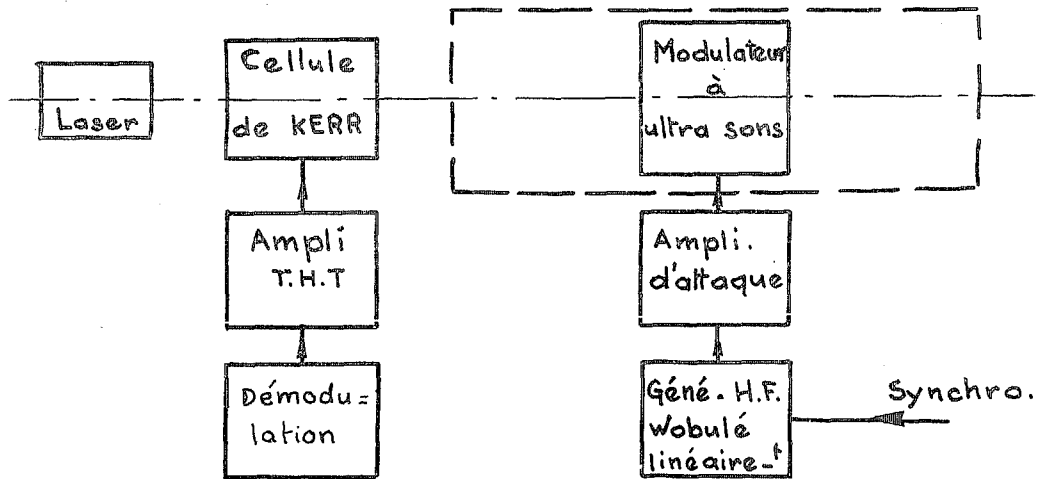
SCHEMA D'ENSEMBLE DU PRETRAITEMENT



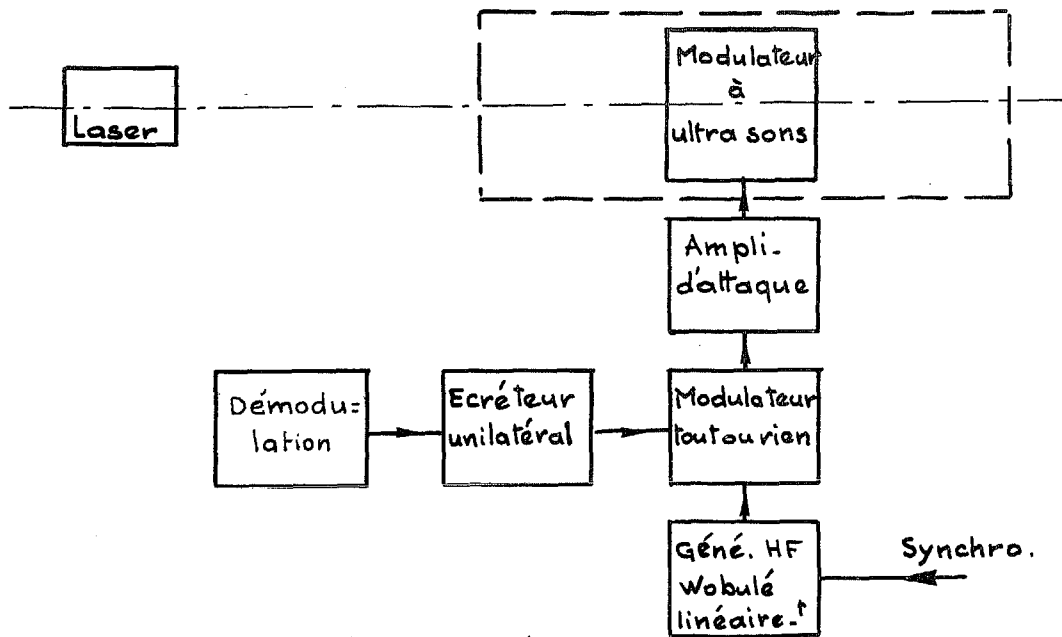
Système de détection et d'extraction de données

- FIGURE 4 -





Modulation d'intensité par modulateur électro-optique



Modulation d'intensité par effet de réseau d'amplitude variable



$$P'_s = \frac{e_r^2 \left(\frac{V}{\sigma}\right)}{1 - e_r^2 \left(\frac{V}{\sigma}\right)}$$

$$P''_s = \frac{V^2}{\sigma^2}$$

V et  $\sigma$  tension efficace de signal et de bruit.

Le filtre optique adapté au signal démodulé donne lieu à

$$P_s = \frac{BT}{2} P'_s = \frac{BT}{2} \frac{e_r^2 \frac{V}{\sigma}}{1 - e_r^2 \frac{V}{\sigma}} \quad \text{er}(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$$

pour  $\frac{V}{\sigma}$  petit

$$P_s = \frac{BT}{\pi} P''_s$$

perte de 2dB

Le signal de sortie du filtre adapté optique à écrêtage attaque ensuite un étage de traitement de données utilisant une technique de seuil et pourvu d'un système d'affichage automatique de la distance et de la vitesse radiale de l'obstacle.

#### 4.1 Version du système de détection utilisant un signal de produit durée bande $BT_0 = 254$

##### 4.11 Signal de modulation

Séquence pseudo aléatoire binaire maximale  $C_{-1}^{+1}(t)$

$$n = 127 \text{ bits} \quad T_0 = 0,76 \mu s \quad T = \frac{T_0}{k_m} = \frac{0,76}{0,95} = 0,8 \mu s$$

$$BT_0 = 2n = 254 \quad B = \Delta\nu \approx 334 \text{ Hz}$$

##### 4.12 Signal émis

Signal modulé binairement en fréquence par le code pseudo aléatoire ci-dessus. Les deux fréquences porteuses utilisées ont pour valeur

$$f_1 \approx 4512 \text{ Hz} \quad f_2 \approx 5013 \text{ Hz}$$



$$B_e T_0 = 8 n = 1016 \quad B_e = 4 \Delta V \approx 1337 \text{ Hz}$$

Chaque pas du code comporte un nombre entier de sinusoïdes de l'une ou l'autre des fréquences ;

$$\text{pour } f_1 \quad p = \frac{0,76}{12,7} \cdot \frac{3429}{0,76} = 27$$

$$f_2 - f_1 = \frac{3}{2} \Delta V$$

$$\text{pour } f_2 \quad p = \frac{0,76}{12,7} \cdot \frac{3810}{0,76} = 30$$

$$\begin{aligned} \text{signal reçu} \quad S(t) &= V_M \sin[\psi(t)] \\ \psi(t) &= \int_0^t \left[ f_0 + \frac{f_2 - f_1}{2} C_{-1}^{+1}(t) \right] dt \end{aligned}$$

$$4.13 \text{ Signal démodulé } \quad S(t) = V C_{-1}^{+1}(t)$$

Nous avons approché le mélange signal bruit à la sortie de la chaîne de démodulation par l'addition du signal obtenu en sortie sans bruit à l'entrée et du bruit obtenu en sortie sans signal à l'entrée.

Dans cette hypothèse le signal de sortie est identique au signal de modulation.

A partir d'un bruit stationnaire centré, gaussien, de densité spectrale uniforme dans la bande du signal à l'entrée, nous obtenons en sortie une densité spectrale de bruit sensiblement uniforme dans la bande du signal démodulé.

Nous avons

$$\begin{aligned} \rho_e &= \frac{V_0^2}{\sigma_0^2} & \rho_s'' &= \frac{V^2}{\sigma^2} = \frac{64}{37} \frac{V_0^2}{\sigma_0^2} & \sigma_0^2 &= \gamma_0 B_e \\ V_0^2 &= \frac{V_M^2}{2} \end{aligned}$$



$$P_s'' = \frac{64}{3\pi} P_e$$

$$P_{s_{dB}}'' = P_{e_{dB}} + 8 \text{ dB} \quad \text{Performance théorique 8 dB}$$

Expérimentalement nous obtenons :

$$P_{s_{dB}}'' = P_{e_{dB}} \cdot 1,25 + 2,5 \text{ dB}$$

#### 4.14 Sortie du filtre adapté optique à écrêtage

Elle est constituée de l'addition :

- d'une valeur moyenne K
- d'une tension de fluctuation de valeur efficace

$$\sigma_s = K \sqrt{\frac{2}{BT}} \sqrt{1 - e^{-2} \left(\frac{V}{\sigma}\right)}$$

- d'un pic de corrélation

$$\Delta V_s = K e^{-2} \left(\frac{V}{\sigma}\right)$$

$$P_{s_M} = \frac{\Delta V_s^2}{\sigma_s^2}$$

#### 4.15 Microfilm modèle

Deux séquences du code misent bout à bout de longueur et de largeur 3 mm "dopplerisées" à  $\pm 5\%$   
 $S_1 = 3 \text{ mm}$  (réalisé au Laboratoire et au C.E.N. Grenoble)

#### 4.16 Eclairage Laser 6328 Å 3mW sur le film

#### 4.17 Modulateur à ultrasons

A onde de cisaillement

$$V = 3750 \text{ m/s} \quad L = 7,5 \text{ cm} \quad \Delta f_{3dB} = 24 \text{ MHz}$$

$$l = 2 \text{ cm} \quad f_m = 75 \text{ MHz} \quad f_M = 99 \text{ MHz}$$

#### 4.18 Système d'imagerie

Lentille sphérique  $\phi = 8 \text{ cm}$   $F = 50 \text{ cm}$



$$\frac{B}{A} = \frac{4}{3} \quad A = \frac{350}{4} \text{ cm} \quad B = \frac{350}{3} \text{ cm} \quad C = \frac{S_1 V}{\lambda \Delta F} = 75 \text{ cm}$$

Grandissement supplémentaire de 2,5 de l'image diffractée à l'aide d'un objectif.

#### 4.19 Surface d'analyse

10 x 10 mm éclairement maximal 0,25 lux

Exposition 0,2 lux.seconde

#### 4.110 Balayage spécial

Fréquence image : 125 Hz

Fréquence ligne : 15 625 Hz

Autant de lignes par image que d'images par seconde.

Période d'analyse image 0,8 s

Période d'analyse ligne 8 ms

N = 100 lignes par image sans temps mort.

#### 4.111 Affichage automatique (voir figure 5,6)

#### 4.112 Résultats expérimentaux

a) performance en rapport signal sur bruit

- filtre adapté optique à écrêtage  $P = \left( \rho_s - \rho_s'' \right)_{\rho_s = 0 \text{ dB}} = 20 \text{ dB}$

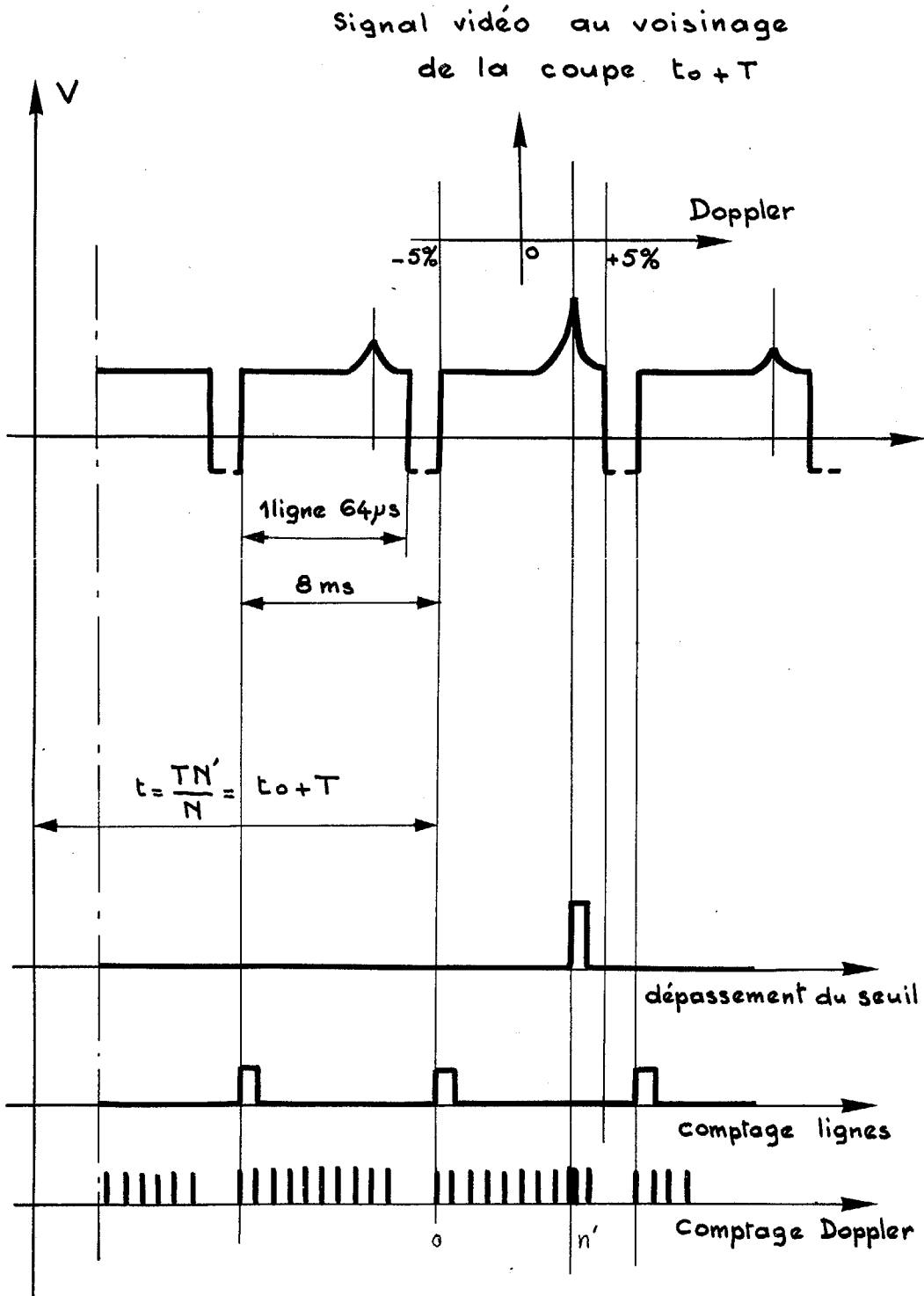
limite de détection  $\rho_s'' = -20 \text{ dB}$

(probabilité de non détection 50 %)

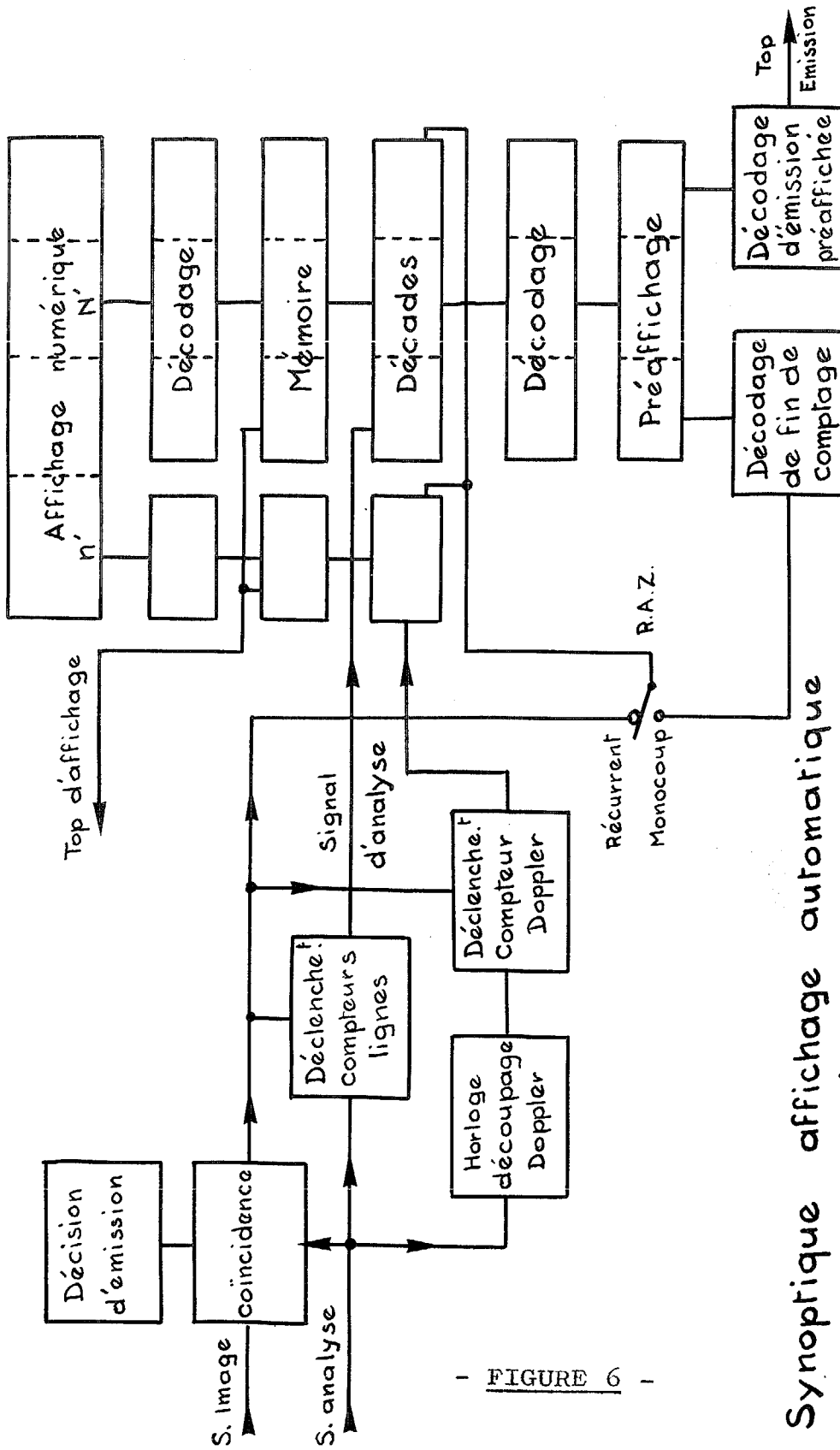
- de l'ensemble  $P = \left( \rho_{s \text{ dB}} - \rho_{e \text{ dB}} \right)_{\rho_s = 0 \text{ dB}} = +18 \text{ dB}$

limite de détection  $\rho_e = -18 \text{ dB}$

(probabilité de non détection 50 %)



Forme des signaux pour l'affichage automatique



- FIGURE 6 -

Synoptique affichage automatique  
préselection



## b) Résolution en temps

$$\Delta \tau = 8 \text{ ms} = \frac{T_0}{N} \sim \frac{T_0}{n}$$

## c) Résolution en distance sous marine

$$\Delta d = C_e \cdot \Delta \tau = 12 \text{ m} \quad C_e = 1500 \text{ m/s}$$

## d) Résolution Doppler

$$\Delta K = \Delta \varepsilon = 1,5 \cdot 10^{-2} \approx \left( \frac{2}{n} = \frac{4}{BT_0} \right)$$

## e) Résolution en vitesse radiale

$$\Delta v = \frac{C_e \Delta \varepsilon}{2} \approx 40 \text{ km/h}$$

## f) planches (\*)

Planche 1 : modulation en intensité de l'image diffractée par le signal démodulé (sans bruit)

Planche 2.3.4.5.6.7. Voir légende. (Sauf planche 4,  $T_{car} = 0,2 \text{ s}$ )

## 5. CONCLUSION

Les performances obtenues sont à peu près celles liées au signal démodulé. La performance en rapport signal sur bruit de l'ensemble 18 dB est à comparer à celle de 30 dB qu'aurait donné un filtre adapté idéal travaillant sur le signal émis comportant la porteuse.

Le système de démodulation n'a pas la performance de 8 dB escomptée qui aurait conféré à l'ensemble 27 dB. Nous pensons réaliser très prochainement une version similaire de filtre adapté utilisant un signal de produit  $BT = 500$ .



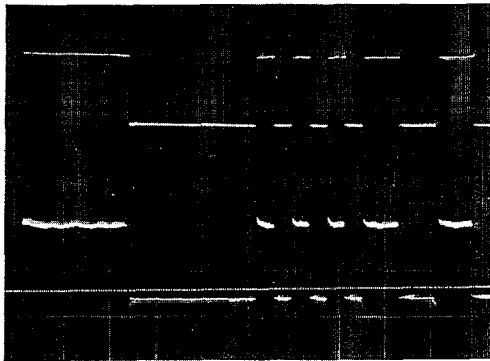


Figure 1 -

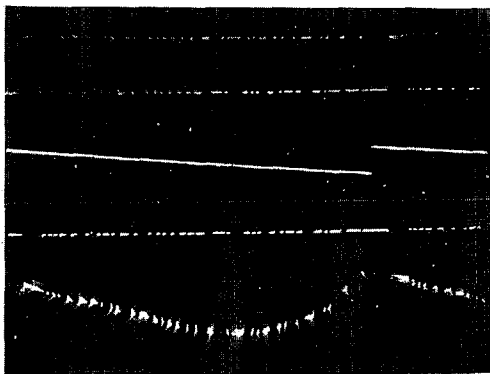


Figure 2 -

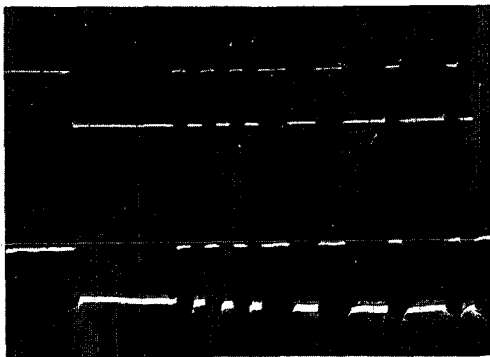
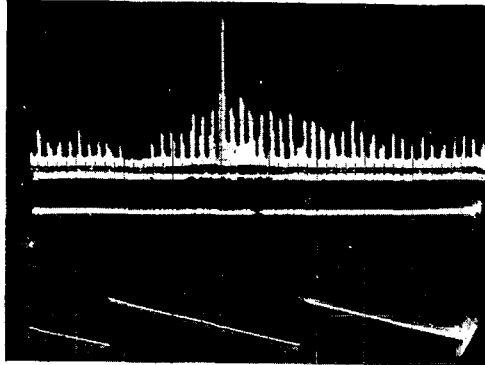
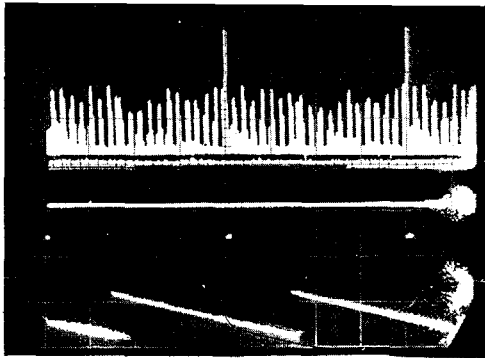


Figure 3 -

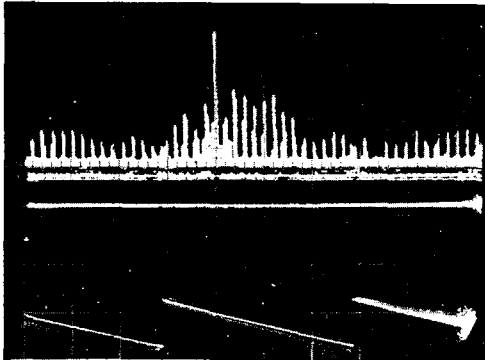
- PLANCHE 1 -



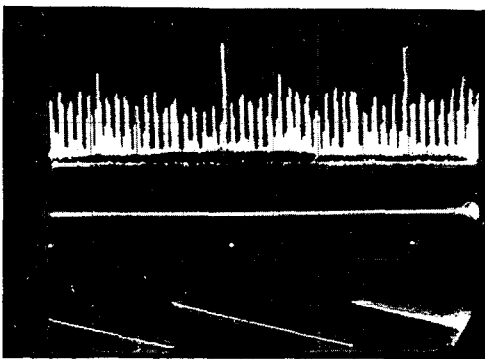
monocoup retard 480 ms



récurrent retard 480ms



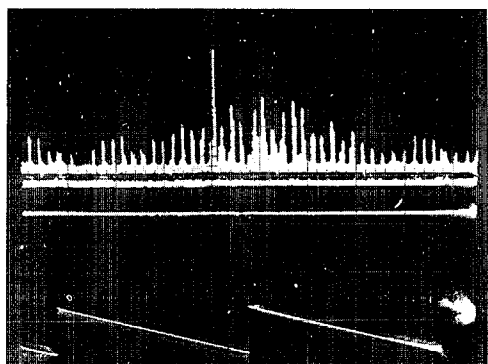
monocoup retard 240 ms



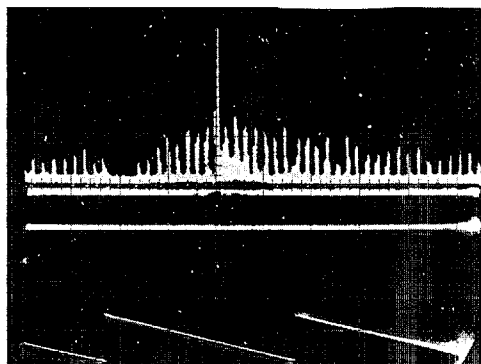
récurrent retard 240 ms

- PLANCHE 2 -

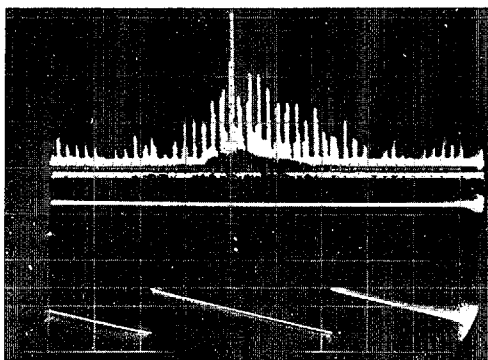
Visualisation du signal vidéo par mémoire analogique.



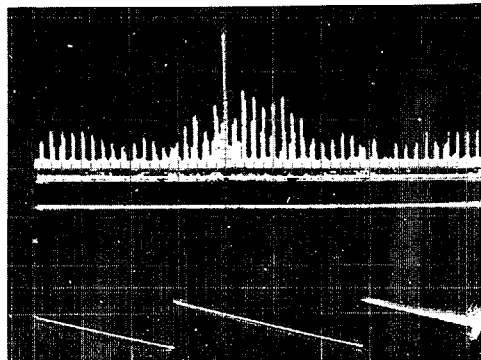
Retard 640 ms



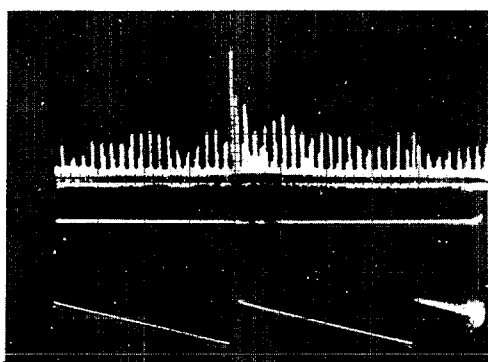
Retard 480 ms



Retard 360 ms



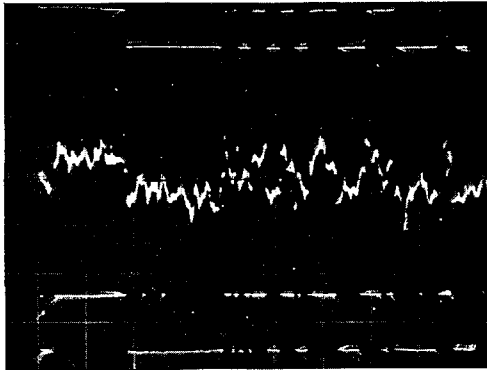
Retard 240 ms



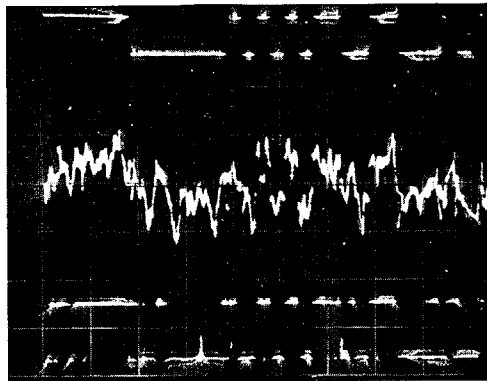
Retard 20 ms

- PLANCHE 3 -

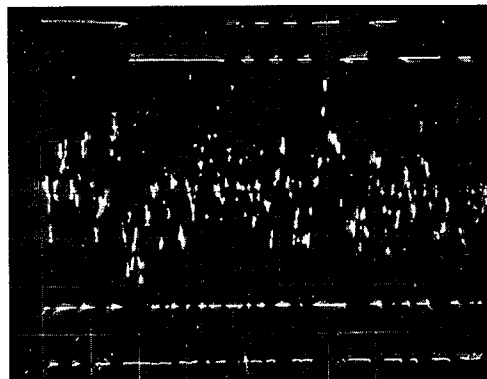
Signal de sortie de la mémoire analogique en émission monocoup pour différents retards à l'émission.



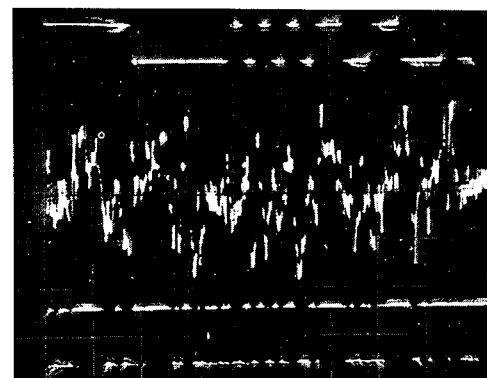
$$\sigma = 0,05 \text{ V} \quad \rho_e = +6 \text{ dB}$$



$$\sigma = 0,1 \text{ V} \quad \rho_e = 0 \text{ dB}$$



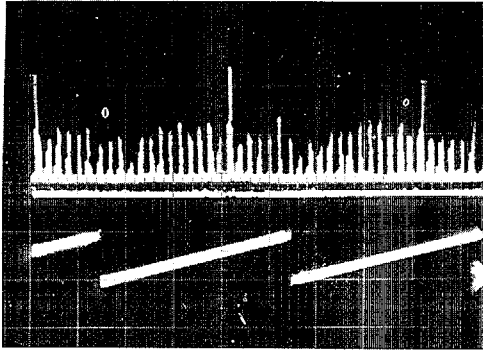
$$\sigma = 0,27 \text{ V} \quad \rho_e = -8 \text{ dB}$$



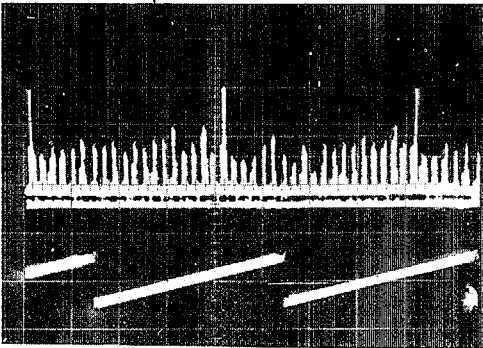
$$\sigma = 0,6 \text{ V} \quad \rho_e = -16 \text{ dB}$$

- PLANCHE 4 -

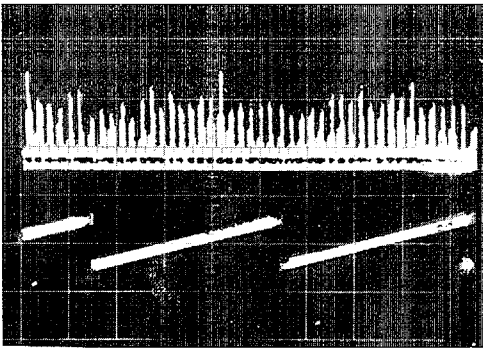
Mélange signal plus bruit à la sortie de l'additionneur analogique et de l'écrêteur à zéro.



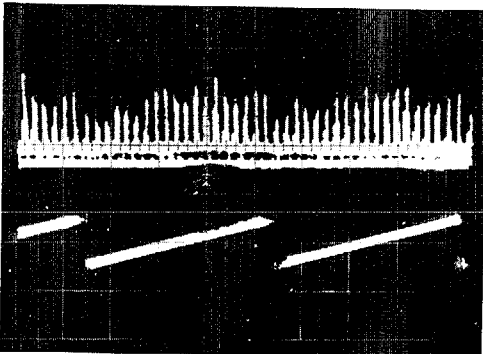
$$\sigma = 0 \quad \rho_e = \infty$$



$$\sigma = 0,1 \text{ V} \quad \rho_e = 0 \text{ dB}$$



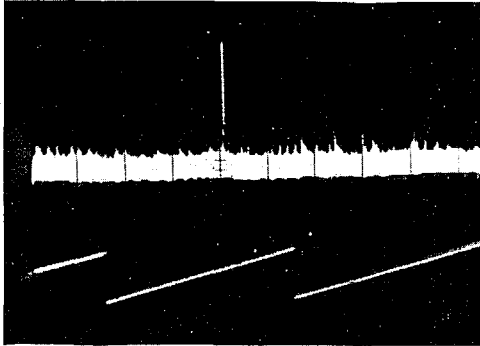
$$\sigma = 0,4 \text{ V} \quad \rho_e = -12 \text{ dB}$$



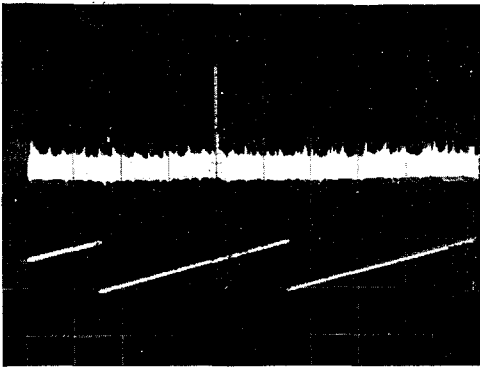
$$\sigma = 1 \text{ V} \quad \rho_e = -20 \text{ dB}$$

- PLANCHE 5 -

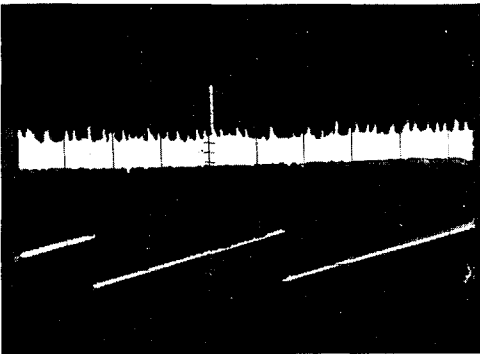
.Sortie de la mémoire analogique pour divers rapports signal sur bruit à l'entrée.  
(émission récurrente)



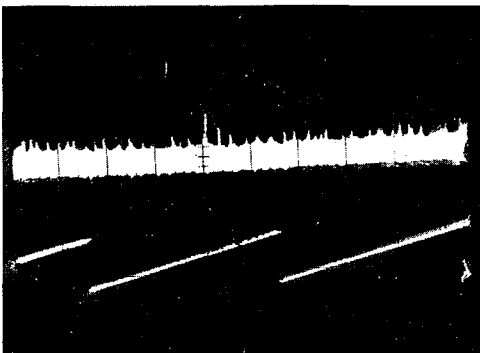
$$\sigma = 0 \quad \rho_e = \infty$$



$$\sigma = 0,1 \text{ V} \quad \rho_e = 0 \text{ dB}$$



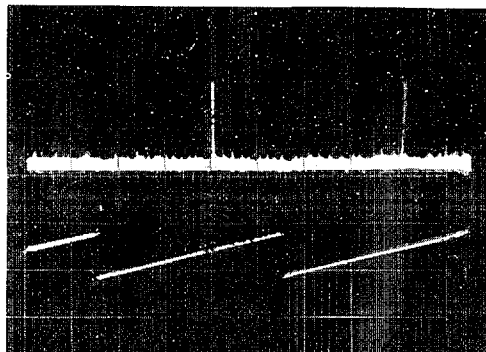
$$\sigma = 0,33 \text{ V} \quad \rho_e = -10 \text{ dB}$$



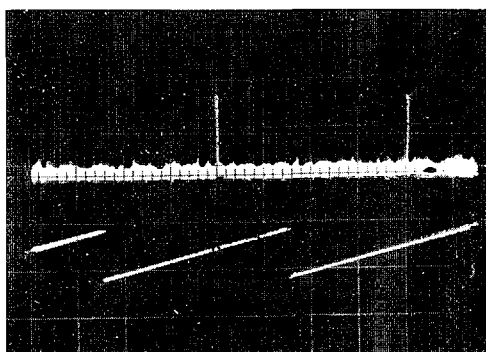
$$\sigma = 1 \text{ V} \quad \rho_e = -20 \text{ dB}$$

- PLANCHE 6 -

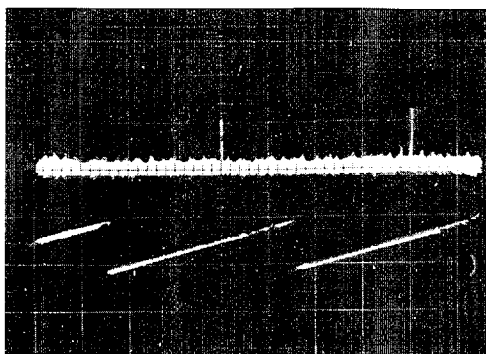
Dépassement de seuil du pic de corrélation  
en présence de bruit et visualisé par mémoire  
analogique. (émission monocoup)



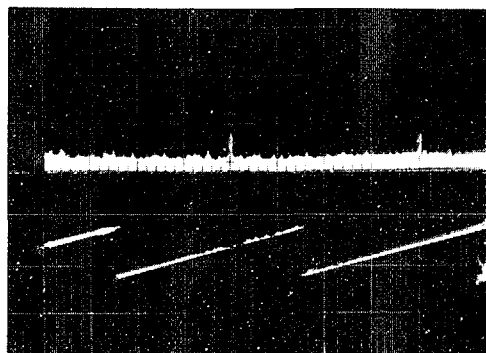
$$\sigma = 0 \quad \rho_e = \infty$$



$$\sigma = 0,1 \text{ V} \quad \rho_e = 0 \text{ dB}$$



$$\sigma = 0,33 \text{ V} \quad \rho_e = -10 \text{ dB}$$



$$\sigma = 1 \text{ V} \quad \rho_e = -20 \text{ dB}$$

- PLANCHE 7 -

Dépassement de seuil du pic de corrélation  
en présence de bruit et visualisé par mémoire  
analogique ( émission récurrente)



---

## 6. REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.

- BLANC-LAPIERRE A. - Modèles statistiques E.P.F.,  
Masson, Paris (1963)
- BLANC-LAPIERRE A., PICINBONO B. - Propriétés statistiques  
du bruit de fond.  
Masson, Paris (1963)
- BLANC-LAPIERRE A., FORTET R. - Théorie des fonctions  
aléatoires.  
Masson (1953)
- BONNET G. - Transformation des signaux aléatoires à tra-  
vers les systèmes non linéaires sans mémoire.  
Ann. Télécom. N° 9-10, (1964).
- PICINBONO B. - Eléments sur les théories du signal de la  
détection et de l'information.  
Extrait de la revue CETHEDDEC, N° 11 (1967).
- MERMOZ H. - La transformation de FOURIER en optique et  
ses possibilités d'application.  
2ème thèse, 2.7.1964 à Grenoble, Rapport CEPHAG N° 9/65
- MERMOZ H. - Extension de la méthode du filtrage adapté  
au cas de plusieurs entrées pour l'optimalisation de la  
détection des signaux faibles. Filtrage adapté et direc-  
tivité.  
Thèse d'Etat, 2.7.1964, Faculté des Sciences de Grenoble.
- MERMOZ H. - Sonar et traitement du signal.  
Rapport CEPHAG N° 8/65, 26.4.1965.
- CUTRONA L.J., LEITH E.N., PALERMO C.J., PORCELLO L.J.  
Optical Data Processing and Filtering Systems.  
I.R.E. Transactions IT June 1960, 386-400.
- SLOBODIN L. - Optical correlation technique.  
Proc. of the IEEE, Décembre 1963, 1782.
- ARM M., LAMBERT L., WEISSMAN I. - Optical correlation  
technique for radar pulse compression.  
Proc. IEEE 52, 7, 1964, 842.
- CUTRONA L.J. & Coll. - Coherent optical data processing.  
The University of Michigan, Ann Arbor, Michigan.
- VANDER LUGT A. - Signal detection by complex Spatial  
Filtering.  
Proc. IEEE IT 10, 1964, 139.





---

ROSENTHAL A.H. - Application of ultrasonic light modulation to signal recording, display, analysis and communication.

IRE Transactions U.E., March 1961, 1-5.

IZZO N.F. - Optical correlation technique using a variable reference function.

Proc. of the IEEE, Novembre 1965, 1740-1741.

LEITH F.N., UPATNIEKS J. - Wavefront reconstruction with diffused illumination and three-dimensional objects. J.O.S.A., November 1964, 1295-1301.

LUSINCHI J.P. - Etude et réalisation d'un dispositif de détection par corrélation optique de signaux à deux dimensions.

Thèse, Faculté des Sciences, Grenoble (1968).

FORSTER A. - Projet de filtre adapté opto-électronique pour détection en temps réel de signaux Sonar.

Rapport CEPHAG 4/70, 27 Janvier 1970.

COZANNET A. - Mise en oeuvre des modulateurs de lumière, livrés par la C.S.F.

Rapport CEPHAG N° 15/70, 23 Avril 1970.

COZANNET A. - Détermination expérimentale du montage optique de détection.

Rapport CEPHAG 16/70, 20 Mai 1970

COZANNET A. - Contribution à l'étude de dispositifs de détection par corrélation en optique cohérente.

Thèse, Faculté des Sciences de Grenoble, Mai 1970.

FORSTER A. - Etude théorique et expérimentale des performances du filtre adapté optique à compression de temps.

Rapport CEPHAG 34/70, 27 Août 1970.

GRANGE D., FORSTER A. - Transformation d'un tube analyseur à photoconduction TV en intégrateur de lumière (= 1 s) à lecture séquentielle.

Rapport CEPHAG N° 40/70, 10 Décembre 1970

FORSTER A., FAURE B. - Filtre adapté optique sans compression de temps. Version utilisant des signaux de

BT 260 (T = 0,8 s).

Rapport CEPHAG N° 9/71, 5 Février 1971.