



TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

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

---

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer

-----

J. BERTHEAS et P. TOURNOIS

THOMSON-CSF Division: ASM-06 CAGNES/MER

-----

---

**RESUME**

Dans la première partie de cet article, les auteurs exposent le principe de la compression d'impulsions après compression de temps (CIACT) après avoir rappelé les propriétés du filtre adapté à un signal et les propriétés de signaux modulés linéairement en fréquence. Ils évoquent alors les extensions possibles du schéma de base au multiplexage des voies, au traitement des codes croisés, à l'analyse spectrale en temps réel et à la génération passive des codes, puis ils déterminent les performances accessibles.

Dans la seconde partie, quelques échantillons des résultats expérimentaux obtenus par le laboratoire DSM du Brusac sont commentés succinctement.

**SUMMARY**

After a survey of matched filter and linearly FM signal properties, the authors develop in the first part of this paper, the principle of pulse compression after time compression. They sketch the possible extensions of the initial set up applying to channel multiplexing, to crossed codes processing, to real time spectrum analysis and to passive code generation. The performance which can be expected are then stated.

In the second part, a few experimental results obtained by the Brusac DSM Laboratory are briefly commented.



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

#### 1. - COMPRESSION D'IMPULSIONS FML APRES COMPRESSION DE TEMPS

##### 1.1. Rappel sur le Filtrage Adapté

1.1.1. En traitement de l'information, lorsqu'un signal de forme connue est masqué par un bruit Gaussien, stationnaire et blanc dans la bande de fréquence occupée par le signal, on démontre l'existence d'un filtre appelé "filtre adapté" qui maximise à sa sortie le rapport "signal à bruit"  $\rho$  de la puissance crête du signal à la puissance moyenne du bruit [1 à 5].

Ce filtre adapté à un signal réel  $s(t)$  possède les propriétés suivantes :

- sa réponse percussionnelle  $h(t)$  est proportionnelle à  $s(-t)$ ,
- lorsque le signal  $s(t)$  lui est appliqué à l'entrée, l'amplitude du signal de sortie est proportionnelle à la fonction d'autocorrélation de  $s(t)$  dont le maximum est égal à l'énergie  $E$  du signal  $s(t)$ .
- le maximum du rapport  $\rho$  à sa sortie se produit à un instant correspondant à l'instant d'arrivée du signal attendu et est égal au rapport de l'énergie  $E$  du signal  $s(t)$  à la densité spectrale  $N$  du bruit à l'entrée. (Cette densité spectrale étant définie sur une échelle de fréquence qui s'étend de  $-\infty$  à  $+\infty$ .)
- le gain de traitement défini comme le rapport  $\rho_s/\rho_e$  des maxima de  $\rho$  à la sortie et à l'entrée du filtre adapté est égal au produit  $BT$  de la bande  $B$  du signal  $s(t)$  par sa durée  $T$ .

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

## Principe et Résultats en Mer

-----

1.1.2. Lorsque le bruit n'est plus blanc dans la bande de fréquence occupée par le signal, le filtre adapté existe encore. Sa fonction de transfert  $H(\omega)$  est donnée en fonction de la transformée de Fourier  $S(\omega)$  du signal  $s(t)$  et de la densité spectrale  $N(\omega)$  du bruit par :

$$H(\omega) \sim \frac{S^*(\omega)}{N(\omega)} \quad (1)$$

1.1.3. Lorsque le bruit n'est plus parfaitement stationnaire ou Gaussien, le filtre adapté reste une bonne approximation du traitement optimal. Pour réaliser alors un meilleur traitement, il est nécessaire de connaître exactement les caractéristiques du bruit seul.

1.1.4. Le filtre adapté peut être réalisé simplement sous forme analogique dans certains cas particuliers, comme par exemple :

- le filtre adapté à une impulsion rectangulaire à fréquence pure  $f_0$  et de durée  $T$  qui est un filtre dont la fonction de transfert est proportionnelle à  $\frac{\sin [2\pi (f-f_0) T]}{2\pi (f-f_0) T}$  et dont la largeur à 3 dB est voisine de  $1/T$ .

- le filtre adapté à une impulsion rectangulaire modulée linéairement en fréquence de durée  $T$  :

$$s(t) = \text{rect} \left( \frac{t}{T} \right) \sin 2\pi \left( f_0 t \mp \frac{\alpha}{2} t^2 \right) \quad (2)$$

qui est un filtre dispersif [6] centré sur la fréquence  $f_0$  dont le temps de retard de groupe varie linéairement avec la fréquence avec la pente  $\pm(1/\alpha)$  dans une bande  $B = |\alpha| T$ .

Le filtre adapté peut aussi prendre la forme de corrélateurs optiques ou numériques ; cette dernière technologie étant actuellement la seule utilisée, pour le traitement des signaux sonar modulés en phase suivant des codes pseudo-aléatoires.

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

## Principe et Résultats en Mer

-----

1.2. Propriétés des signaux modulés linéairement en fréquence

1.2.1. Ce type de signaux que nous désignerons sous le nom de code FML (Fréquence Modulée Linéairement) est le plus employé, aussi bien en radar, qu'en sonar ou en transmissions pour ses propriétés particulières.

Nous avons vu au paragraphe précédent, que son filtre adapté est un filtre dispersif passe-tout à caractéristique de temps de retard linéaire. Or, ce type de filtre se réalise facilement, soit à l'aide de cellules en treillis LC ou RC [ 7, 8 ], soit à l'aide de lignes à retard acoustiques dispersives [ 9 à 27 ]. On réalise couramment des filtres adaptés à des codes FML dont le produit BT est compris entre 100 et 1.000.

1.2.2. Les propriétés du code FML à bande étroite par rapport à la fréquence centrale (pour lequel l'effet Döppler est assimilable à une simple translation de la fréquence), sont complètement décrites par la fonction d'ambiguïté  $\chi(\tau, \phi)$  définie par Woodward et sur laquelle on trouve une abondante littérature [ 28 à 33 ].

$$(3) \quad \chi(\tau, \phi) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(t) S^*(t-\tau) e^{2\pi i \phi t} dt$$

$S(t)$  est l'enveloppe complexe du signal  $s(t)$ ,  $\tau$  le décalage dans le temps et  $\phi$  le décalage en fréquence.



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

Pour un code FML de durée  $T$  et de bande  $B$ , la fonction  $\chi(\tau, \phi)$  a les propriétés suivantes, (Fig. 1) :

- son maximum est atteint pour  $\tau = 0$  et  $\phi = 0$  et est égal à  $2 E$ .
- la coupe  $\phi = 0$  est approximativement donnée par  $\sin(\pi B\tau)/(\pi B\tau)$  dont la largeur à 3dB est égale à :  $0,88/B$
- la coupe  $\tau = 0$  est approximativement donnée par  $\sin(\pi T\phi)/(\pi T\phi)$  dont la largeur à 3dB est égale à  $0,88/T$ .
- la coupe  $\phi/\tau = B/T$  est un triangle dont le sommet est en  $\tau = 0, \phi = 0$  et dont la base a pour extrémités :  $\tau = \pm T$  et  $\phi = \pm B$ .
- la coupe à 3dB du sommet est une ellipse dont le grand axe est orienté suivant  $\phi/\tau = B/T$  (Fig. 2), qui coupe l'axe  $\tau = 0$  pour  $\phi = \pm 0,44/T$  et l'axe  $\phi = 0$  pour  $\tau = \pm 0,44/B$ . Cette ellipse est inscrite dans un rectangle de côtés :  $\tau = \pm 0,3 T$  et  $\phi = \pm 0,3 B$ . La forme elliptique de cette coupe caractérise une ambiguïté entre la mesure du temps d'arrivée du signal (mesure de la distance radar ou sonar) et la mesure du décalage en fréquence (mesure de la vitesse relative radar ou sonar).

Lorsque le signal de sortie du filtre adapté (dont le temps de retard moyen pour un code non affecté d'effet doppler est  $t_0$ ) passe par un maximum à un instant  $t$ , on en conclut que le signal

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONSPrincipe et Résultats en Mer  
-----

est arrivé à l'entrée du filtre à l'instant :  
 $t - t_0 + (T/B) \phi$ . Si le décalage Döppler est  
 inconnu, l'instant d'arrivée est indéterminé. Pour  
 lever cette ambiguïté, on utilise souvent deux  
 codes FML croisés, l'un à modulation montante,  
 l'autre à modulation descendante avec le temps.

Lorsque la mesure exacte de la distance radar  
 ou sonar n'est pas exigée, la fonction d'ambiguïté  
 du code FML présente alors l'avantage d'une grande  
 tolérance à l'effet Döppler puisque la dégradation  
 de la valeur du maximum du signal de la sortie du  
 filtre adapté n'est que de 3dB pour  $\phi = \pm 0,3 B$ .  
 Pour un sonar actif, travaillant autour d'une  
 fréquence centrale  $f_0$ , cette dégradation n'est  
 atteinte que pour une vitesse radiale relative  
 $\Delta v$  donnée par :

$$(4) \quad \Delta v/C = \pm 0,15 B/f_0 \quad (C : \text{vitesse du son dans l'eau}).$$

Cette dernière expression de la tolérance à  
 l'effet Döppler n'est toutefois valable que pour  
 les émissions sonar à bande étroite pour lesquelles  
 l'effet Döppler est assimilable à une translation  
 de la fréquence.

- 1.2.3. En réalité l'effet Döppler se caractérise par  
 une homothétie de l'échelle des temps, de facteur:  
 $K = (1 - 2 \Delta v/C)$ . Il y a contraction du temps pour  
 les mobiles en rapprochement et extension du temps  
 pour les mobiles en éloignement.

Le décalage de la fréquence porteuse inter-  
 vient toujours, mais ne constitue le facteur de

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer  
-----

pertes prépondérantes à la sortie du filtre adapté que dans l'hypothèse des émissions à bande étroite, c'est-à-dire lorsque  $BT < 6 Q$ ,  $Q$  étant le facteur de surtension  $f_0/B$ .

Pour  $BT > 6 Q$ , ce sont les variations de pente du code FML qui sont à l'origine de la dégradation de la valeur du maximum du signal de sortie. La tolérance à l'effet Doppler, toujours caractérisée par une perte de 3dB sur la valeur du maximum s'exprime alors par : [33, 34]

$$\frac{\Delta v}{C} = \frac{0,87}{BT} \quad (5)$$

Lorsque  $BT$  est voisin de  $6 Q$ , l'effet de la translation de fréquence est du même ordre de grandeur que l'effet de la variation de pente. Les deux effets doivent être pris en considération pour le calcul de la dégradation de la valeur du maximum

On peut aussi calculer la tolérance du code FML aux accélérations relatives qui introduisent une modulation de fréquence supplémentaire donc une variation de pente du code. Une dégradation de 3 dB du signal de sortie est obtenue pour :

$$\frac{\Delta \gamma}{C} \sim \frac{6}{BT^2} \quad (6)$$

- 1.2.4. L'opération de filtrage adapté du code FML est fréquemment appelée "compression d'impulsion" car les impulsions longues reçues à l'entrée du filtre adapté sont transformées à la sortie en impulsions brèves dont la durée est  $BT$  fois plus petite alors que leur puissance crête par rapport au bruit est



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

BT fois plus élevée : l'énergie de l'impulsion a été concentrée par le filtre adapté dans une durée voisine de  $1/B$ .

La principale caractéristique du code FML est son pouvoir séparateur en distance ( $\delta R = C/2B$ ) et en vitesse relative ( $\delta V = C/2f_o T$ ). Un bon pouvoir séparateur en distance est intéressant pour :

- la séparation entre deux cibles voisines.
- la séparation entre une cible et les échos fixes.
- la classification d'une cible par ses échos multiples.
- la séparation des trajets multiples dûs aux réflexions sur le fond ou la surface.
- l'amélioration apportée à la détection par la compression d'impulsions dans le cas où les échos fixes ont une distribution continue à l'échelle du pouvoir séparateur (réverbération).

Le rapport signal à réverbération est en effet proportionnel au rapport des surfaces équivalentes de la cible et du fond (ou de la surface) Or, la surface équivalente interceptée sur le fond à une distance  $R$  par un faisceau sonar ayant une ouverture  $\theta$  en gisement, est proportionnelle à :  $R \theta (C/2 B)$  ; elle est d'autant plus faible que le pouvoir séparateur en distance est grand.



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

En résumé, la compression d'impulsions :

- permet d'émettre des impulsions BT fois plus longues donc BT fois plus énergétiques que celles autorisées par des émissions à fréquence pure de même puissance crête ayant le même pouvoir séparateur en distance et la même performance dans la réverbération.
- apporte un gain substantiel de la portée dans le bruit de fond car la performance est alors la même que celle d'un sonar à fréquence pure émettant une puissance crête BT fois plus grande pendant le temps  $1/B$ .
- présente une grande tolérance à l'effet Döppler qui simplifie la conception du récepteur cohérent

En Sonar, aucune étude exhaustive n'a été publiée sur le meilleur choix de B et de T pour remplir une mission donnée. La nature de la mission influera sur ce choix, selon qu'il s'agit de Veille, de Poursuite, de Classification ou de Transmissions d'information. D'autre part, la réalisation du filtre adapté en sonar s'est heurtée pendant longtemps à des impossibilités technologiques dues au domaine de fréquence utilisé qui conduit au besoin de variations de temps de retard importantes voisines de la seconde. L'évolution des techniques numériques a permis de résoudre ce problème de deux manières différentes :

- d'une manière entièrement numérique par les corrélateurs, [35 à 37]
- d'une manière hybride par la "Compression d'Impulsions Analogique après Compression de Temps Numérique" (CIACT) qui est l'objet de cet article



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

#### 1.3. Principe de la Compression d'Impulsion après Compression de Temps C.I.A.C.T. [ 11, 38, 39 ]

##### 1.3.1. Idée de base (cf schéma synoptique Fig. 3)

Dans l'impossibilité de réaliser directement des filtres adaptés aux signaux Sonar, on effectue une homothétie de l'échelle des temps sur ces signaux (une compression du temps) afin de les rendre compatibles avec les procédés de traitement analogiques utilisés en Radar.

Lorsqu'il s'agit de traiter des signaux Sonar en temps différé, le procédé le plus évident pour réaliser une compression de temps est l'enregistrement magnétique à vitesse lente suivie d'une lecture accélérée. Malheureusement, ce procédé est très limité à la fois en rapport  $k$  de compression du temps ( $k = 64$  entre une vitesse d'écriture de  $1.7/8$  ips et une vitesse de lecture de 120 ips) et en qualité de restitution.

La compression de temps numérique bien qu'apparemment plus compliquée présente l'avantage de la stabilité (pilotée par quartz), de la dynamique de compression possible ( $k = 10^5$  aisément), de la souplesse d'adaptation, du prix et de l'encombrement réduit.

Le signal analogique à traiter est échantillonné, converti en numérique, puis les échantillons sont stockés dans une mémoire numérique pendant un certain temps, de façon à ce qu'une série d'échantillons puisse être prélevée, à un instant donné,



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

dans l'ordre où ils ont été introduits dans la mémoire, mais à une fréquence  $k$  fois supérieure à celle de l'échantillonnage d'entrée. Cette série d'échantillons, en général plus longue que le code FML utilisé, est reconvertie en un signal analogique qui est appliqué au filtre dispersif choisi.

Pour être adapté à un signal FML de durée  $T$  et de bande  $B$  qui a subi une compression du temps de rapport  $k$ , ce filtre doit présenter une pente de variation du temps de retard de groupe en fonction de la fréquence égale à :  $T/k^2 B$  avec une excursion de temps de retard linéaire égale à  $T/k$  dans une bande de  $kB$ .

Comme la capacité de la mémoire numérique n'est pas illimitée, le fonctionnement du dispositif est discontinu, c'est-à-dire qu'une tranche de signal à traiter de durée constante  $T_m$  (temps de mémoire) est conservée dans la mémoire à tout instant, les échantillons d'âge supérieur à  $T_m$  étant remplacés par ceux qui sont délivrés par l'échantillonneur. Après la compression de temps la tranche  $T_m$  devient une tranche  $T_m/k$ . Après le filtre dispersif et compte tenu du régime transitoire de durée  $T/k$  lié à ce filtre, la durée totale du signal est égale à  $(T_m + T)/k$  dont seule la partie centrale de durée  $(T_m - T)/k$  (qui est encadrée de deux régimes transitoires de durée  $T/k$ , comme le montre la Fig. 4) correspond à une tranche de signal d'entrée, réduite dans le rapport  $k$



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

ayant subi la compression d'impulsion sans altérations.

Dans le cas d'un Sonar actif, on pourrait choisir pour  $T_m$  la durée de la récurrence, ce qui permettrait de traiter en un seul passage dans le filtre dispersif pratiquement toute la récurrence sonar, mais cela conduirait à une quantité de mémoire très importante et le signal traité ne serait obtenu qu'à la fin de la récurrence donc avec un retard très important. La solution la plus économique consiste à garder en mémoire une tranche  $T_m$  légèrement supérieure à  $T$ , de l'ordre de  $2T$  par exemple, et à faire subir aux tranches de durée  $(T_m - T)/k$  exploitables à la sortie du filtre dispersif une expansion de temps de rapport  $1/k$  afin de pouvoir raccorder entre elles les tranches de signaux traités pour délivrer un signal continu comme si le traitement avait été effectué en temps réel directement. Il suffit, pour cela, d'injecter dans le filtre dispersif des tranches de durée  $T_m/k$  décalées entre elles de  $(T_m - T)$

#### 1.3.2. Compression de Temps Numérique (Fig. 5)

Avant d'être numérisé, le signal analogique doit être limité en dynamique et en bande de fréquences.

La réduction de dynamique est habituellement obtenue en Sonar par un contrôle automatique de gain ; dans certaines utilisations, la constante de temps de ce contrôle de gain peut être très petite, de



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

l'ordre de l'inverse de la bande du signal ce qui rend la normalisation efficace et instantanée ; dans d'autres cas, on peut même aller jusqu'à l'écrêtage pur et simple.

La réduction de la bande de fréquence est obtenue par un filtrage passe-bande ayant une bonne atténuation hors bande. Ce filtrage est avantageusement réalisé après démodulation complexe par la fréquence porteuse Sonar ; il suffit alors d'un filtre passe-bas de fréquence de coupure  $B/2$  sur chaque composante du signal analytique démodulé. Ce filtre doit présenter une atténuation inférieure à 3dB pour  $f = 0,5 B$ , supérieure à 20dB pour  $f = 0,625 B$ , supérieure à 40dB pour  $f = 0,75 B$  afin de permettre l'échantillonnage à une fréquence de l'ordre de  $1.25 B$  sur chaque composante. Les échantillons analogiques prélevés simultanément sont numérisés par un convertisseur analogique-digital dont le nombre de digits est choisi selon la dynamique de signal à traiter. (6 dB par digit de quantification de l'amplitude)

Les nombres ainsi obtenus sont stockés dans une mémoire séquentielle qui peut être réalisée par divers procédés : mémoires à tores, à disques magnétiques, à lignes à retard digitales ou registres à décalage intégrés. La compression de temps est obtenue en faisant recirculer les échantillons un grand nombre de fois dans la mémoire et en remplaçant les échantillons les plus anciens par de nouveaux, au fur et à mesure de leur arrivée. Le rapport de compression de temps réalisé est égal



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

au rapport des fréquences d'échantillonnage entre l'entrée et la sortie de la mémoire. Un procédé bien connu pour réaliser la compression de temps est le circuit D.E.L.T.I.C. (Delay-Line-Time-Compressor) [ 40 ].

Une tranche du signal d'entrée de durée  $T_m$  échantillonnée à 1.25 B apparaît donc à la sortie de la mémoire échantillonnée à 1.25 kB avec une durée  $T_m/k$ . Il est donc possible de compresser une nouvelle tranche d'entrée  $T_m$  seulement décalée de  $T_m/k$  par rapport à la précédente (Fig. 4).

La reconstitution du signal analogique s'effectue au moyen d'une conversion digitale-analogique suivie d'un lissage ou interpolation de chaque composante du signal par un filtre passe-bas homothétique dans le rapport  $k$  des filtres passe-bas d'entrée. (atténuation inférieure à 3dB pour  $f = 0.5$  kB, supérieure à 20 dB pour  $f = 0.625$  kB, supérieure à 40 dB pour  $f = 0.75$  kB). Ce filtre comme celui d'entrée devra être corrigé en temps de retard afin de n'apporter aucune distorsion préjudiciable au code FML.

Le signal analogique complexe est ensuite transposé en un signal à bande étroite centré sur la fréquence de fonctionnement du filtre dispersif par un modulateur à bande latérale unique.

#### 1.3.3. Filtre dispersif

L'artifice de la compression de temps permet de s'adapter à n'importe quel type de filtre



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

\*\*\*\*\*

dispersif, il est donc naturel de choisir le type de filtre qui offre le meilleur rapport performances/prix, ce qui est incontestablement une propriété des lignes à retard acoustiques dispersives dont le domaine est très vaste depuis des bandes passantes de quelques kHz jusqu'à des bandes de quelques centaines de MHz. [ 9 à 27 ]

Le filtre dispersif dont la variation linéaire du temps de retard est  $T/k$  dans la bande  $kB$ , reçoit des tranches de signal de durée  $T_m/k$  que nous admettrons suffisamment séparées par des périodes de silence. La théorie de l'information nous apprend que le signal de sortie d'un filtre est la convolution du signal d'entrée par la réponse percussionnelle de ce filtre. Or la réponse percussionnelle du filtre adapté est l'image dans le temps du code FML donc une impulsion rectangulaire modulée linéairement en fréquence. Un raisonnement rapide sur la convolution des enveloppes rectangulaires des deux signaux montre que seule une tranche de durée  $(T_m - T)/k$  appartient bien à la fonction de corrélation signal-copie recherchée.

En sortie du filtre dispersif, le signal traité peut être soit détecté (détection linéaire d'enveloppe), soit démodulé. Compte tenu de l'opération d'expansion du temps nécessaire dans la suite du traitement, il est préférable d'effectuer une démodulation complexe du signal et d'extraire les deux composantes basse fréquence en quadrature. Ce procédé présente aussi l'intérêt de conserver la phase du signal traité et de ne pas élargir son



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

spectre puisque chaque composante est filtrée par un filtre passe-bas de fréquence de coupure 0,5 kB.

#### 1.3.4. Expansion de temps (Fig.6)

Cette expansion est réalisée après échantillonnage et conversion analogique-numérique des composantes complexes du signal. Les échantillons sont prélevés à la même cadence (1.25 kB) qu'à la sortie de la compression de temps, pendant la période utile de durée  $(T_m - T)/k$ . Le nombre d'échantillons  $n$  que l'on peut ainsi prélever est indépendant de  $k$  :

$$(7) \quad n - 1 = 1.25 B (T_m - T)$$

Ces échantillons sont stockés et restitués à un rythme constant  $k$  fois plus lent que leur cadence de prélèvement, c'est-à-dire à la fréquence 1.25 B qui est identique à la fréquence d'échantillonnage des signaux avant la compression de temps.

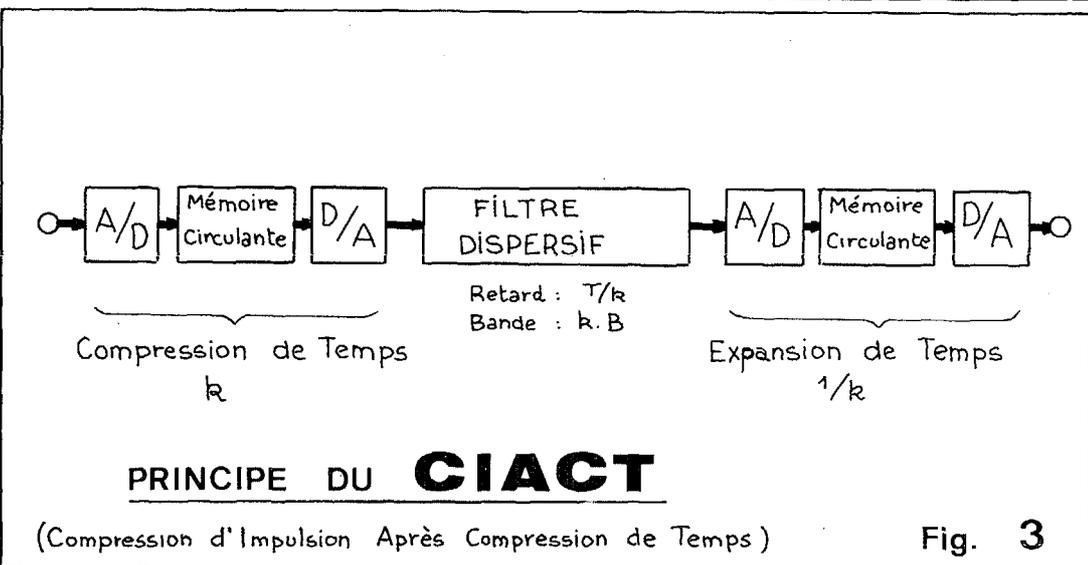
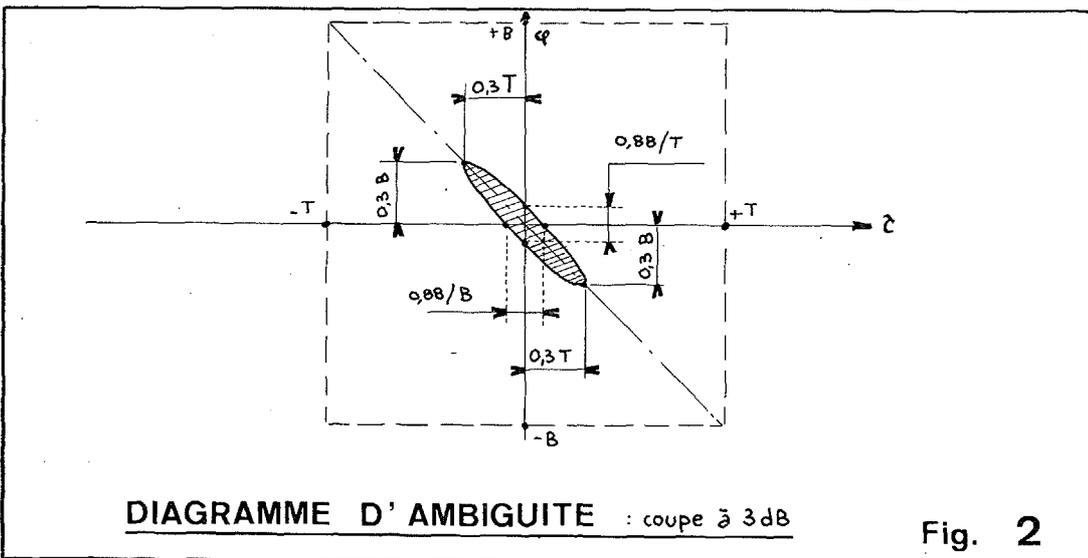
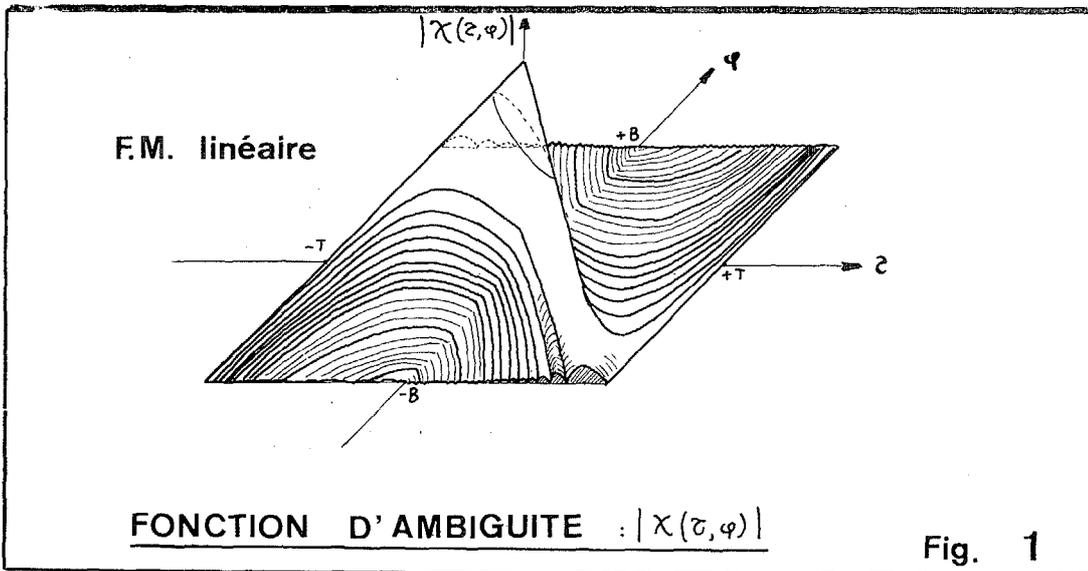
La reconstitution du signal analogique s'effectue par le même procédé qu'après la compression de temps : conversion numérique-analogique par un réseau R - 2 R, lissage ou interpolation par un filtre passe-bas de fréquence de coupure  $B/2$  et modulation à bande latérale unique pour restituer un signal à bande étroite. .

Afin d'assurer la continuité des échantillons du signal traité, une nouvelle tranche de signal devra être introduite dans le filtre dispersif au bout du temps  $(T_m - T)$ .



**SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS**

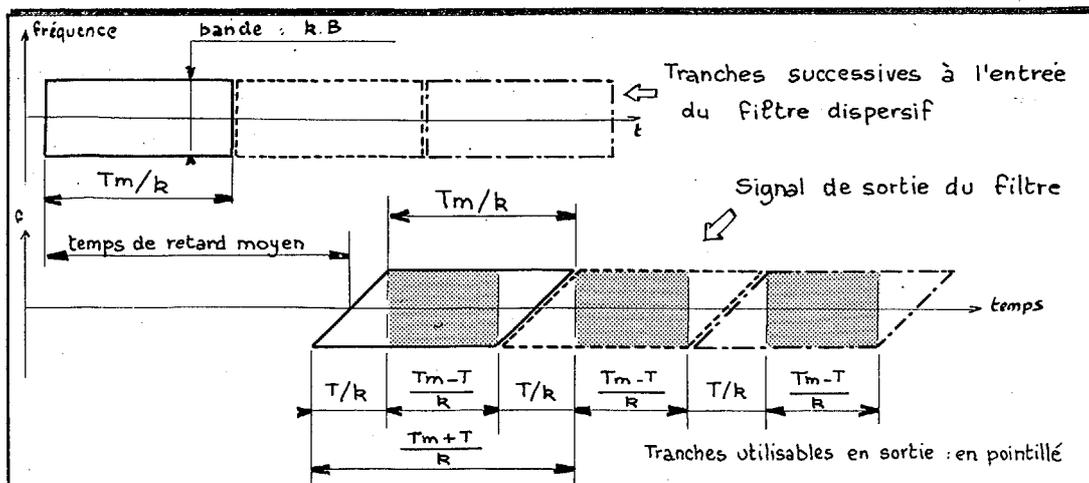
Principe et Résultats en Mer





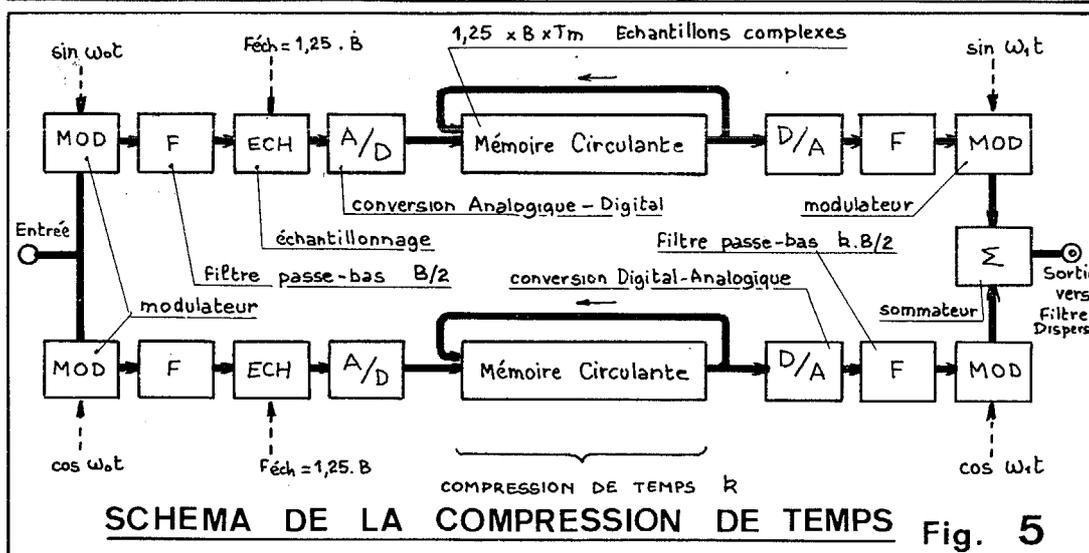
### SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

#### Principe et Résultats en Mer

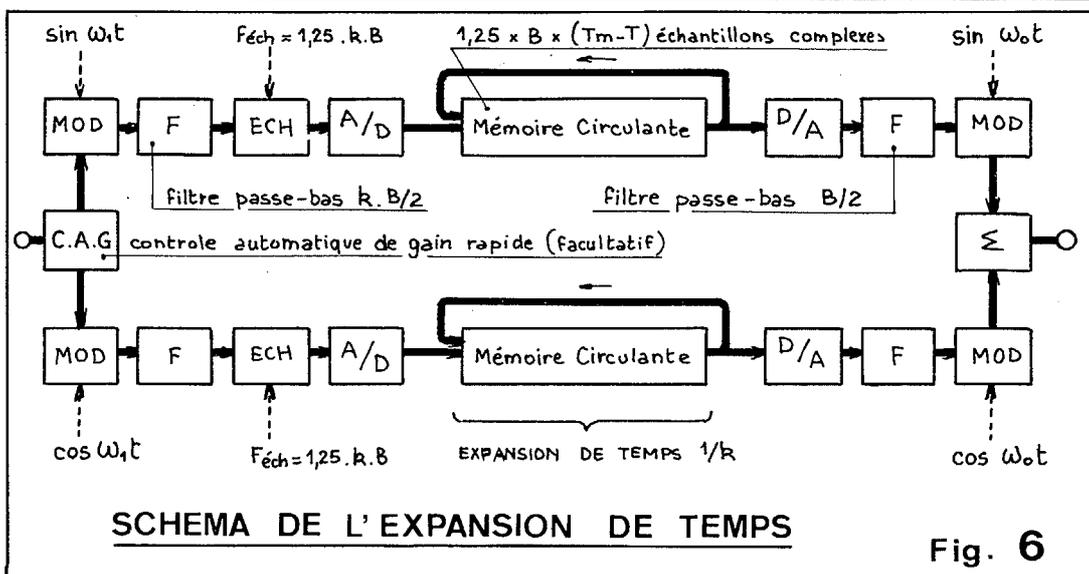


Représentation graphique des signaux

Fig. 4



SCHEMA DE LA COMPRESSION DE TEMPS Fig. 5



SCHEMA DE L'EXPANSION DE TEMPS

Fig. 6



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

#### 1.4. Extensions possibles du Schéma de Base

##### 1.4.1. Multiplexage de plusieurs signaux d'entrée sur le même filtre dispersif Fig.(7).

Nous venons de voir qu'un signal comprimé dans le temps de durée  $T_m/k$  qui provient d'une même voie sonar doit être introduit dans le filtre dispersif tous les  $(T_m - T)$  pour que le signal analogique de sortie soit continu et rigoureusement identique au signal qui aurait été traité directement en temps réel. Il est donc possible, pendant les intervalles, d'appliquer au filtre dispersif des signaux de durée  $T_m/k$  provenant d'autres voies et donc d'autres mémoires de compression de temps travaillant en parallèle. Le nombre de voie  $N$  qu'on peut ainsi multiplexer est égal au rapport de  $(T_m - T)$  à  $T_m/k$ , soit :  $N = k (1 - T/T_m)$ . Cette dernière expression serait tout à fait rigoureuse si les signaux restaient analogiques tout au long de la chaîne. En fait, la discrétisation introduite par l'échantillonnage la modifie légèrement : la longueur du signal de sortie après expansion de temps est égale à  $n/1.25 B$ , soit d'après (7) :  $\left[ (T_m - T) + 1/1.25 B \right]$  et le nombre de passages  $T_m/k$  contenus dans cette durée donne le nombre  $N$  de voies qu'on peut multiplexer :

$$(8) \quad N = k \left[ 1 - \frac{T}{T_m} \left( 1 - \frac{1}{1.25 BT} \right) \right]$$

ou réciproquement le taux de compression du temps nécessaire pour traiter  $N$  voies.



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

A titre d'exemples, lorsque  $k = 500$  et  $BT = 200$ , si  $T_m = T$ , on ne peut traiter que deux voies dans le même filtre dispersif, tandis que si  $T_m = 2 T$ , on peut traiter 251 voies dans le même filtre dispersif. Lorsque  $T_m = 2 T$ , on peut traiter de l'ordre de  $k/2$  voies Sonar, or il est possible de réaliser des taux de compression du temps très élevés de l'ordre  $10^5$  ce qui rend compte des très larges possibilités offertes par le procédé. En fait, par le choix du filtre dispersif et du temps de mémoire  $T_m$ , on peut résoudre n'importe quel problème pratique posé en termes de produit  $BT$  du code et de nombre  $N$  de voies à traiter.

Les circuits qui sont proportionnels au nombre de voies sont : à l'entrée, la démodulation et le filtrage, l'échantillonnage et le multiplexage analogique, la mémoire de compression de temps : à la sortie, la mémoire d'expansion du temps, le démultiplexage analogique, les filtres passe-bas de lissage et la modulation à bande latérale unique. Tous les autres circuits situés entre la sortie numérique de la mémoire de compression du temps et l'entrée numérique de la mémoire d'expansion de temps sont communs à toutes les voies.

#### 1.4.2. Codes FML croisés ou en toit

Au cours des opérations de démodulation complexe ou de modulation à bande latérale unique il est possible de retourner le spectre d'un signal dans le domaine des fréquences. Un même filtre dispersif peut donc être utilisé pour traiter un code de pente positive ou négative.



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

Une application de cette propriété est le traitement d'un signal contenant deux codes FML de pentes opposées. La même tranche de durée  $T_m/k$  est traitée deux fois en retournant le spectre du signal entre les deux passages. On obtient ainsi deux sorties correspondant aux deux filtres adaptés

Ce type de code permet de lever l'ambiguïté doppler-distance du code FML et de mesurer avec exactitude ces deux grandeurs.  $\left[ \begin{array}{c} 4 \\ 1 \end{array} \right]$ .

#### 1.4.3. Code invariant par Döppler : FM hyperbolique

$\left[ \begin{array}{c} 42 \\ 43 \end{array} \right]$

Ce code caractérisé par une loi de modulation de fréquence de la forme  $f(t) = \frac{f_0}{1 \pm t/T_0}$  présente la particularité de donner en sortie de son filtre adapté un pic de corrélation dont l'amplitude maximale est insensible à l'effet Döppler, à condition que le corrélateur conserve ses caractéristiques adaptées dans une bande plus large que la bande du code FMH (l'élargissement de la bande étant proportionnel à l'amplitude de l'effet doppler attendu).

Lorsqu'on n'élargit pas la bande du corrélateur proportionnellement à l'effet doppler attendu, la tolérance du code à l'effet doppler est donnée par la formule du code FML dans l'hypothèse de la bande étroite :  $\Delta v/C = \pm 0,15 B/f_0$ .



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

Bien qu'il soit possible de réaliser une ligne à retard dispersive à caractéristique hyperbolique [ 11 ], il est préférable de placer en série avec une ligne à retard linéairement dispersive, un réseau correcteur agissant sur les composantes basse-fréquences du signal analytique. Ce type de réseau correcteur est relativement simple car la courbure de la loi FM hyperbolique est faible : par exemple pour un code de bande B centrée sur la porteuse sonar  $f_0$ , l'écart de fréquence maximum entre la loi linéaire et la loi hyperbolique est égal à environ :  $\Delta f = B^2/4 f_0$ , soit 0.05 B pour  $Q = f_0/B = 5$ .

#### 1.4.4. Analyse spectrale en Temps Réel (Fig.8)

Les filtres dispersifs ont la propriété de délivrer à leur sortie un signal dont l'amplitude est la transformée de Fourier du signal d'entrée lorsque leur loi de phase est rigoureusement adaptée à la loi de phase de ce signal d'entrée [ 6, 44, 45 ].

Cette propriété est exploitée en modulant, en bande latérale unique de préférence, le signal à analyser par une impulsion rectangulaire modulée linéairement en fréquence avant de l'appliquer au filtre dispersif. On obtient en détectant le signal de sortie, le module de la transformée de Fourier de la tranche de signal T appliquée à l'entrée du modulateur ; la correspondance temps fréquence étant donnée par la pente  $B'/T' = k^2 B/T$



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

du filtre dispersif. Divers montages permettant d'obtenir la transformée de Fourier sont possibles [11, 39, 46].

Tout circuit réalisant la compression d'impulsions après la compression de temps peut donc se transformer en Analyseur de Spectre en temps réel en remplaçant simplement l'oscillateur à fréquence fixe qui sert à transposer le signal analogique complexe obtenu après compression de temps par un oscillateur modulé linéairement en fréquence de pente adaptée à celle du filtre dispersif.

La sélectivité d'analyse ainsi obtenue est égale à l'inverse de la variation de temps de retard du filtre soit  $k/T$ , ce qui, en temps réel sur le signal d'entrée correspond à une sélectivité de  $1/T$ . La bande maximale de fréquence analysée avec cette sélectivité atteint  $B$  lorsque les tranches mises en mémoire dans le circuit de compression de temps ont une durée égale à  $2T$ . Le nombre de raies analysées est donc égal au produit  $B'T'$  du filtre dispersif or  $B'T' = (kB) \cdot (T/k) = BT$ .

En technique de détection, l'analyse spectrale réalise le filtrage adapté d'une impulsion émise à fréquence pure de durée  $T$  avec la séparation des différents canaux Döppler. L'opération d'expansion de temps est inutile dans le cas de l'analyse spectrale (sauf pour réduire la cadence des signaux de sortie) car on dispose d'une dimension supplémentaire qui est la fréquence Döppler. Le traitement de plusieurs voies multiplexées est



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

également possible en analyse spectrale car le spectre d'une voie ne doit être renouvelé seulement que toutes les  $T$  secondes alors que le calcul d'un spectre ne dure que  $2T/k$  secondes. On peut traiter  $k/2$  voies séquentiellement dans le même filtre dispersif.

#### 1.4.5. Génération du code FML à l'aide du filtre dispersif (Fig. 9) [11]

Nous avons rappelé au paragraphe 1.1. que la réponse percussionnelle du filtre adapté à un signal est l'image de ce signal. Pour générer un signal par un filtre adapté dans le cas où celui-ci est utilisé après compression de temps, il faut faire subir à la réponse percussionnelle une expansion de temps, un retournement et éventuellement un décalage de fréquence porteuse.

Ces opérations sont facilement réalisables à l'aide de la fonction réception décrite au paragraphe 1.3 et en particulier l'expansion de temps à la sortie du filtre dispersif. On applique à l'entrée du filtre dispersif une impulsion brève de durée  $1/kB$ , de préférence modulée en amplitude en  $\sin t/t$  et en fréquence à la fréquence centrale du filtre pour avoir un meilleur rendement. Le signal de sortie est alors une impulsion longue modulée en fréquence dont la bande est limitée à  $kB$  avant d'être transmise aux circuits d'échantillonnage et de conversions analogique-numérique qui délivrent une tranche utile de durée  $T/k$  qui est introduite dans la mémoire d'expansion de temps à la fréquence d'échantillonnage  $1.25 kB$ . Le signal



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

est restitué a cadence lente ( $1.25 B$ ), sous forme d'une impulsions FML de durée  $T$  et de bande  $B$  autour de la porteuse sonar désirée, en prélevant les échantillons dans l'ordre inverse de leur introduction dans la mémoire, afin de retourner le signal dans le temps.

Ce procédé présente l'intérêt de ne nécessiter aucun circuit supplémentaire pour générer le code. D'autre part, si la caractéristique du filtre dispersif n'est pas tout à fait linéaire ni symétrique, le code ainsi généré reste parfaitement adapté au filtre, quel que soit le produit  $BT$ , tout au moins pour un écho de doppler nul. On est ainsi à l'abri des pertes de performances dues aux dérives à long terme de tous les circuits, quoiqu'on ait cependant intérêt à utiliser un filtre dispersif linéaire ou hyperbolique si l'on veut que la tolérance au doppler soit maximale.

#### 1.5. Performances réalisables avec le procédé de compression d'impulsion après compression du temps

##### 1.5.1. Valeurs maximales de $B$ , $T$ et $BT$

Dans le domaine des grandes durées  $T$  et des faibles bandes  $B$ , il n'y a aucune limite, ce qui rend le procédé CIACT applicable jusqu'aux signaux de prospection sismiques (plusieurs dizaines de secondes de durée).

Vers les larges bandes, une limite apparaît à cause des vitesses maximales d'échantillonnage et de conversion numérique, mais cette limite



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

intervient pour des bandes de fréquences pour lesquelles le filtre dispersif est directement réalisable, sans compression de temps préalable, ( $B = 100$  à  $200$  kHz). On perd toutefois tous les avantages du multiplexage.

La limitation la plus caractéristique est celle imposée au produit BT du code par le filtre dispersif. Actuellement, on sait réaliser des filtres dispersifs ayant des produits BT de l'ordre de quelques centaines dans toutes les bandes de fréquence. Par contre, des produits BT supérieurs ne sont possibles que dans certaines bandes seulement. On peut atteindre des BT de 1000 avec des lignes à diffraction perpendiculaire [19] (10 à 30 M de bande) ou avec des lignes à ondes de Love [27] (100 MHz de bande). Ce sont les pertes d'insertion et les défauts de linéarité du filtre dispersif qui limitent les produits BT réalisables mais il faut également que tous les éléments de la chaîne d'émission et de réception aient une linéarité en phase satisfaisante. Un autre moyen pour obtenir de grand produit BT consiste à mettre en série plusieurs lignes à retard dispersives à l'aide d'amplificateurs intermédiaires ou à faire recirculer le signal plusieurs fois dans une même ligne dispersive comme le montre la Fig. 10. Les photographies de la Fig. 11 montrent les signaux obtenus après chaque circulation lorsque  $T/k = 5$  ms et  $kB = 200$  kHz avec une ligne dispersive dont la variation de temps de retard est égale à 0,5 ms dans 200 kHz de bande.



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

#### 1.5.2. Multiplexage

Nous avons vu au paragraphe 1.4.1. que le nombre de voies multiplexables était sensiblement égal à la moitié du taux de compression du temps  $k$  lorsque  $T_m = 2T$ . Cela permet de multiplexer toutes les voies d'un sonar panoramique dont le nombre ne dépasse que très rarement la centaine. On bénéficie donc d'un procédé d'autant plus économique que le nombre de voies est élevé avec comme avantage une identité rigoureuse du gain de traitement des différentes voies.

#### 1.5.3. Analyse spectrale

Ce procédé est actuellement sans concurrence du point de vue du rapport performances/prix. La bande analysée en temps réel peut atteindre quelques centaines de kilohertz avec une finesse de plusieurs centaines de raies.

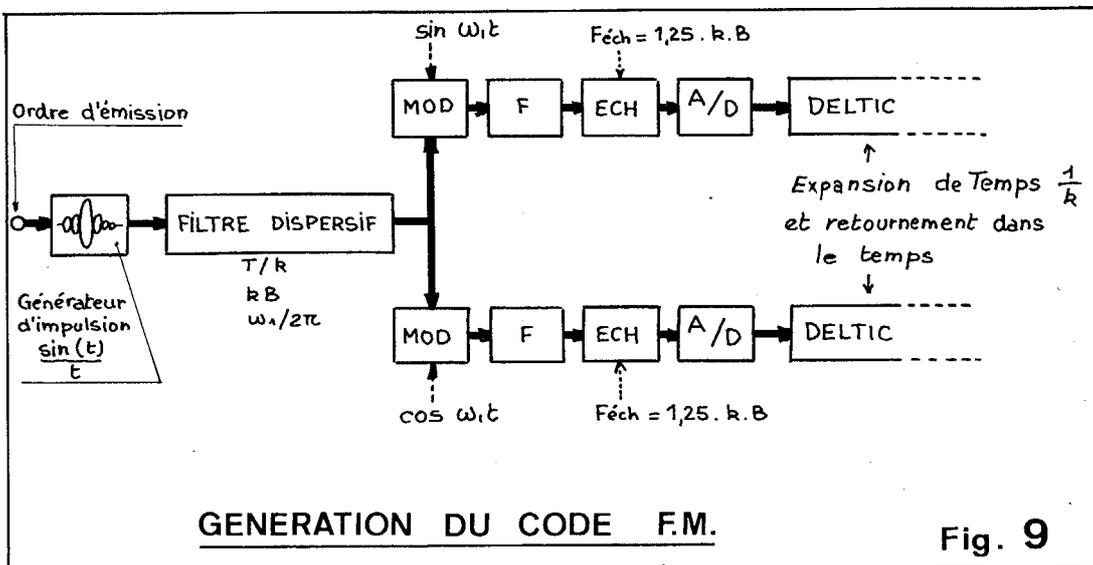
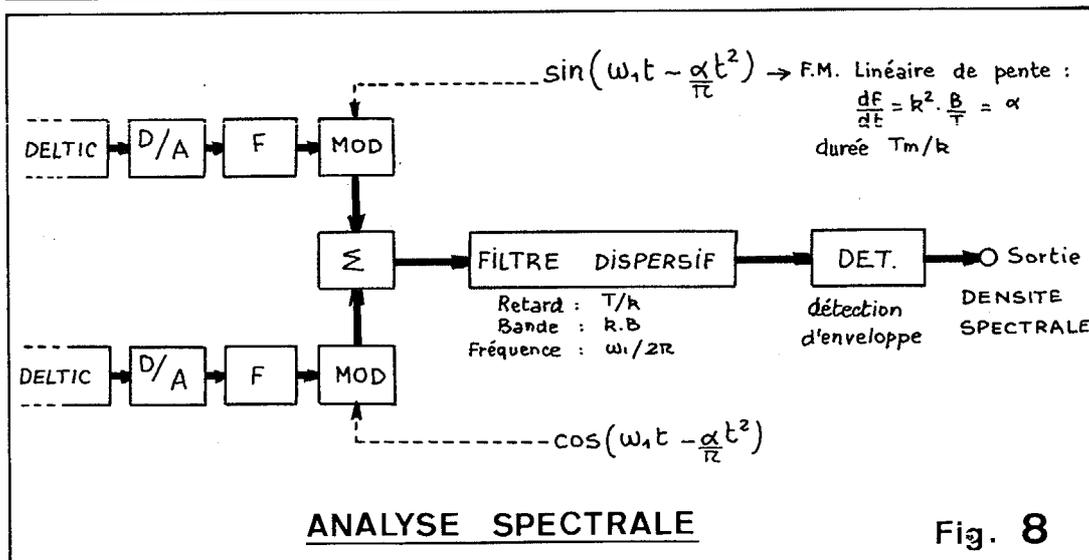
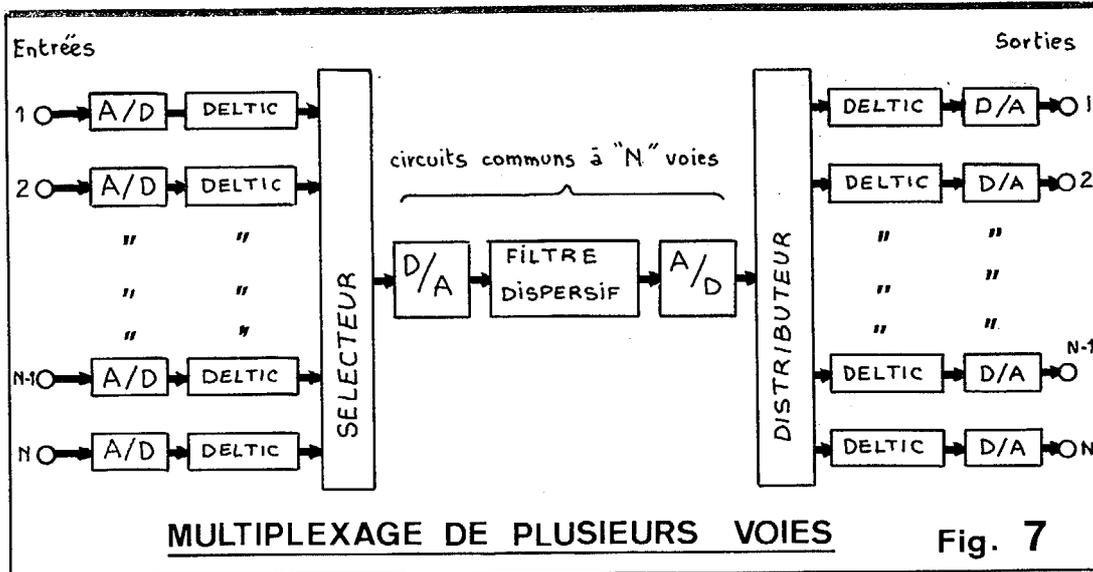
#### 1.5.4. Souplesse d'emploi

Par l'adaptation du coefficient de compression du temps, on peut utiliser un filtre dispersif unique pour des signaux différents aussi bien en bande fréquence, en durée, qu'en fréquence centrale. Ce filtre peut alors faire l'objet de soins particuliers car son domaine d'application est très vaste.



### SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

#### Principe et Résultats en Mer

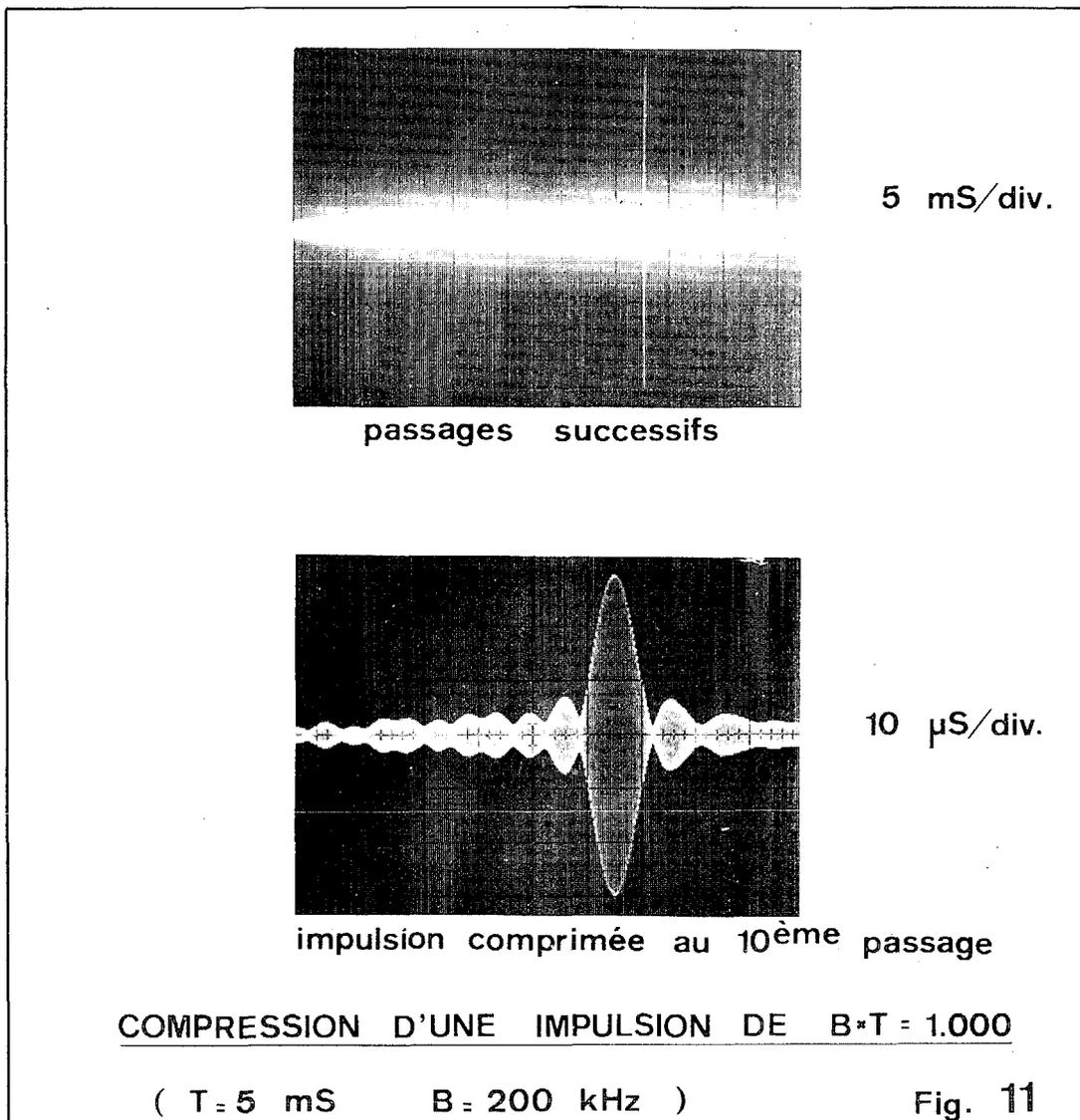
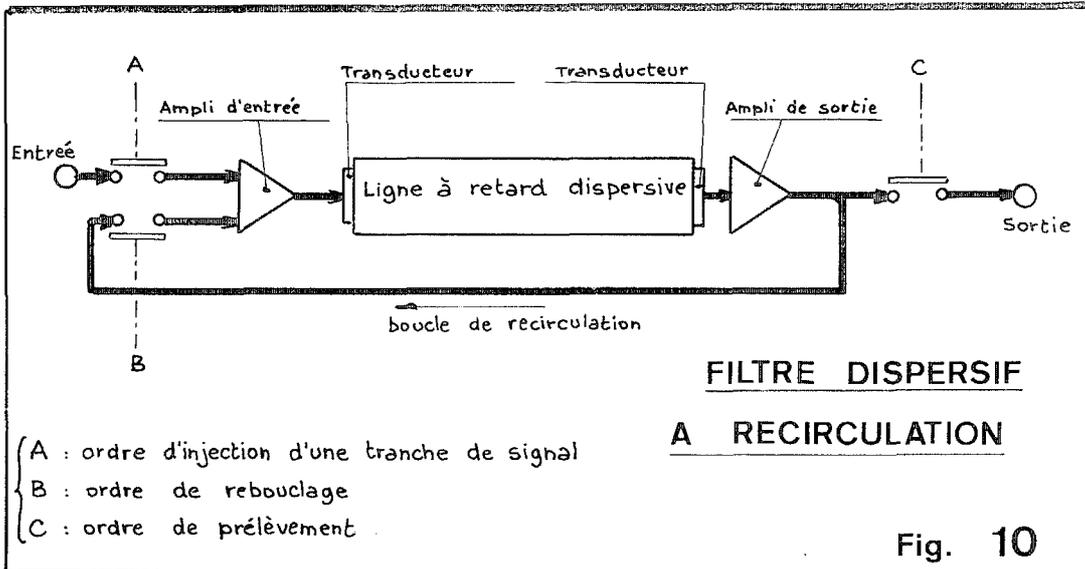




SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer

-----





## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

## 2. APERCU SUR LES RESULTATS EXPERIMENTAUX

### 2.1. Conditions Générales des Essais

Des essais systématiques à l'aide d'un récepteur CIIACT expérimental ont été effectués par le laboratoire DSM du Brusc sous la conduite de Monsieur H. JADOT. Ces essais ont donné lieu à des rapports détaillés édités par ce laboratoire. Seulement quelques échantillons des résultats obtenus sont commentés ici, succinctement.

Le porteur était un bâtiment expérimental du type des dragueurs fluviaux et la cible un sous-marin conventionnel. Les essais ont eu lieu en 1969-70 au large de la Provence pour les grands fonds et au large du Languedoc pour les petits fonds.

Les résultats obtenus à l'aide du récepteur CIIACT sont comparés à une chaîne de réception non cohérente constituée d'une détection linéaire suivie d'une intégration forte, dont la constante de temps est égale à la durée du signal émis, soit 0,5 sec. Les deux types de traitement sont précédés d'un contrôle automatique du gain dont la constante de temps est supérieure à la durée du signal émis.

### 2.2. Récepteur CIIACT utilisé

Il s'agit d'un prototype de récepteur (cf. photographie de la Fig. 12) capable de traiter dans quatre voies simultanément, des codes FML de durée  $T = 0,5$  sec et de bande  $B = 400$  Hz. La compression du temps est



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

effectuée dans une mémoire numérique circulante de 16.000 bits de capacité, constituée de lignes à retard mégnétostrictives. Le taux de compression du temps  $k$  est de 500. Le filtre dispersif est une ligne à retard de type ruban [ 12 ] dont la fréquence centrale est de 4 MHz, l'excursion de temps de retard de 4 msec dans une bande de 200 kHz. Compte tenu de la bande de fréquence et du faible nombre des voies traitées, l'expansion du temps est analogique car le nombre d'échantillons qu'il faut prélever à la sortie de la ligne dispersive est très faible (2 échantillons toutes les 4 msec). Ces échantillons sont ensuite filtrés par un filtre passe-bas de 200 Hz de fréquence de coupure.

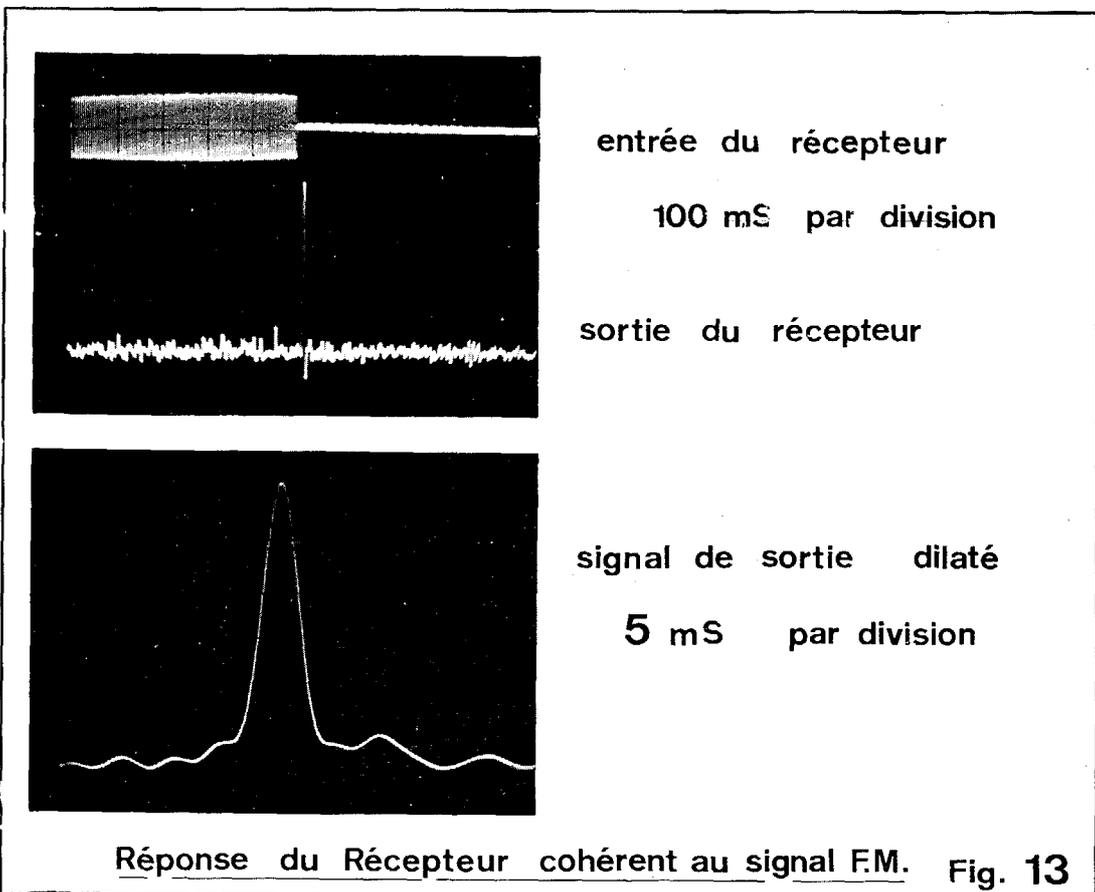
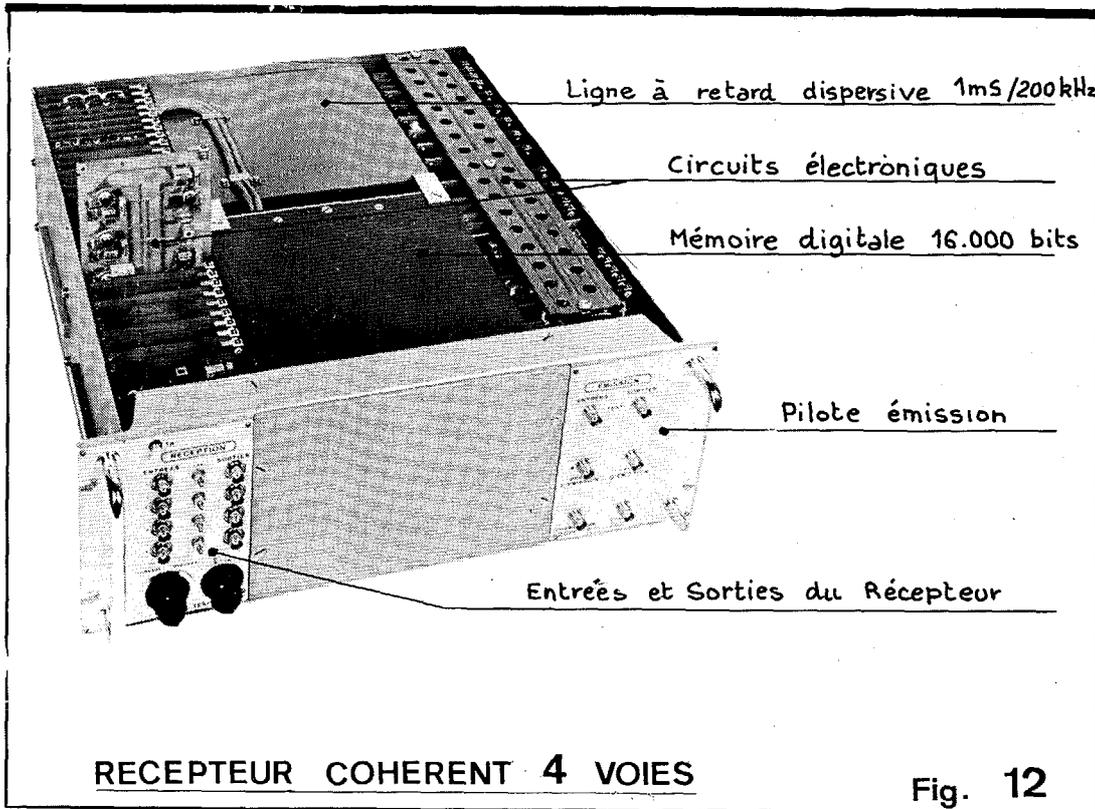
Un générateur numérique de signal pilote est incorporé dans le tiroir de 4 unités contenant le récepteur. Ce générateur est muni d'une entrée "correction döppler" qui permet d'effectuer une homothétie de temps sur le code FML pour compenser l'effet Döppler dû à la vitesse du bâtiment porteur dans la direction d'écoute.

La dynamique du récepteur est de 40 dB (quantification à 8 bits dont 7 bits pour l'amplitude et un pour le signe). Sa réponse au code FML est représentée sur la Fig. 13. De légères distorsions (dues aux pondérations apportées par les filtrages successifs et au fait que le signal est détecté linéairement à la sortie du filtre dispersif) apparaissent par rapport au  $\text{sint}/t$  théorique sans que la résolution en distance en soit beaucoup affectée (3 msec au lieu de 2,5 msec). Le gain de traitement entre l'entrée et la sortie du récepteur est de 22 dB pour un gain théorique de 23 dB et le niveau des lobes secondaires de la réponse temporelle est de 18 dB.



### SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

#### Principe et Résultats en Mer





## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

#### 2.3. Résultats expérimentaux

##### 2.3.1. Essai avec un Sonar directif Monovoie

##### 2.3.1.1. Comparaison des traitements cohérent et non cohérent par grands fonds

- Conditions : .Fonds de 1000 à 1500 m
  - . sous marin conventionnel à 100 m d'immersion
  - . distance du SM ; 1400 yd à 2000 yd environ
  - . récurrence : 5000 yd environ.

- Résultats : .Photographies de la Fig. 14

La trace supérieure représente la sortie du traitement cohérent ; la trace inférieure celle du traitement non cohérent (détection suivie d'une intégration RC de 0,5 sec).

- Commentaires :

Fig. 14 a : l'écho réel est bien visible sur les deux traces, la réverbération de surface est importante jusqu'à 800 yd et on note une réverbération de fond légère vers 4000 yd.

Fig. 14 b : on peut remarquer un avantage pour le traitement cohérent qui favorise l'écho du SM par rapport à la réverbération de fond.



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

#### 2.3.1.2. Examen de la structure fine de l'écho d'un sous-marin en fonction de son inclinaison

- Conditions : Fonds de 1000 à 1500 m  
                  sous-marin conventionnel à 100 m  
                  d'immersion  
                  distance du SM : 900 yd environ

- Résultats : Fig. 15

#### - Commentaires

Lorsque le SM est vu par le travers (90°) l'écho est constitué par une impulsion unique qui traduit une réflexion spéculaire sur la coque. Pour les autres inclinaisons, l'écho est constitué de plusieurs impulsions qui interfèrent plus ou moins entre elles et dont la longueur totale suit la loi  $(2L \cos i)/C$ , L étant la longueur du SM, C la vitesse du son et i l'angle d'incidence du SM (90° pour le travers et 180° pour l'arrière).

#### 2.3.2. Essais avec un sonar panoramique

Trois voies adjacentes de ce sonar sont traitées simultanément en cohérent, seule la voie centrale est également traitée en non cohérent.

##### 2.3.2.1. Examen du bruit et du parasite de réverbération

- Conditions : fonds de 1000 à 1500 m remontant  
                  au Nord en direction de la côte  
                  Récurrence : 12000 yd  
                  Pas de cible



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

#### - Résultats : Photographies de la Fig. 16

Sur chacune des photographies de la Fig. 16, les 4 traces supérieures représentent la sortie de la voie centrale traitée en non cohérent au cours de 4 cycles sonar successifs. Les 4 traces inférieures représentent la même voie centrale traitée en cohérent.

Fig. 16 a : la voie centrale est orientée vers les grands fonds.

Fig. 16 b : la voie centrale est orientée vers les remontées du fond, en direction de la côte.

#### Photographies de la Fig. 17

Sur chacune des photographies de la Fig. 17, le traitement cohérent est seul utilisé, les 6 traces représentent en commençant par le haut :

1ère trace : la voie de gauche du 1er cycle sonar

2ème trace : la " " du 2ème cycle sonar

3ème trace : la voie centrale du 1er cycle sonar

4ème trace : la " " du 2ème cycle sonar

5ème trace : la voie de droite du 1er cycle sonar

6ème trace : la " " du 2ème cycle sonar

Fig. 17 a : les 3 voies sont orientées vers les grands fonds

Fig. 17 b : les 3 voies sont orientées vers les remontées du fond, en direction de la côte.

#### - Commentaires :

Sur les photographies de la Fig. 16, le traitement cohérent détaille bien le parasite de réverbération, apportant ainsi un moyen de



SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et résultats en Mer

classification. La réverbération suit une loi semblable au cours des cycles sonar successifs par contre elle dépend du gisement, donc de la nature du fond.

Les photographies de la Fig. 17 confirment la dépendance de la réverbération avec le gisement des voies, même pour des voies adjacentes dont le gisement ne diffère que de 15°. La réverbération proche qui vient de la surface est peu sensible au gisement.

2.3.2.2. Comparaison des traitements cohérents et non cohérents pour un écho simulé dans la réverbération

- Conditions : fonds de 1500 m environ  
 Récurrence : 6000 yd  
 Echo fictif à 1200 yd de niveau variable

- Résultats : Photographies de la Fig. 18

Sur chacune des photographies de la Fig. 18, la trace supérieure correspond au traitement non cohérent et la trace inférieure au traitement cohérent. L'écho fictif est progressivement atténué.

- Fig. 18 a : écho fictif de niveau arbitraire
- Fig. 18 b : écho fictif atténué de 6 dB
- Fig. 18 c : " " " de 9 dB
- Fig. 18 d : " " " 13 dB

- Commentaires :

Cette comparaison souligne l'intérêt du traitement cohérent pour la perception en présence



de réverbération. Cet avantage provient du gain en S/B et du pouvoir séparateur en distance.

### 2.3.2.3. Essais sur cible réelle par grands fonds

- Conditions : Fonds de 2000 m environ  
Sous-marin conventionnel vu par le travers  
Distance du SM : 11000 à 14000 yd  
en éloignement progressif  
Récurrence : 24000 yd

- Résultats : Photographies de la Fig. 19

Sur chacune de ces photographies, les 16 traces représentent en commençant par le haut :

- 1, 2, 3, 4 : la voie centrale traitée en non cohérent pour 4 cycles sonar successifs
- 5, 6, 7, 8 : la voie de gauche traitée en cohérent pour 4 cycles successifs
- 9, 10, 11, 12 : la voie centrale traitée en cohérent pour 4 cycles sonar successifs
- 13, 14, 15, 16 : la voie de droite traitée en cohérent pour 4 cycles sonar successifs

Pour la photographie 19 a : le SM est à 11000 yd  
 " " 19 b : le SM est à 12000 yd  
 " " 19 c : le SM est à 14000 yd

- Commentaires :

Le contact est maintenu plus longtemps en



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

traitement cohérent dont le pouvoir séparateur favorise la classification de l'écho réel facilement discernable de la réverbération de fond qui apparaît vers 9000 yd. Ce pouvoir séparateur permet également la lecture de la vitesse radiale : par exemple sur la photographie 19 b, on peut noter un éloignement de 500 yd en 3 récurrences soit une radiale de 10 noeuds.

#### 2.3.2.4. Essais sur cible réelle par petits fonds

- Conditions : fonds de 100 m environ  
sous-marin conventionnel en plongée périscopique vu sous 90° environ  
bâtiment porteur en éloignement  
distances du SM de 3600 à 11000 yd
  
- Résultats : Photographies de la Fig. 20  
Sur chacune de ces photos les 8 traces représentent en commençant par le haut :  
1, 2, 3, 4 : la voie centrale traitée en non cohérent pour 4 cycles sonars successifs  
5, 6, 7, 8, : la voie centrale traitée en cohérent pour 4 cycles sonar successifs  
Pour la photographie 20 a : la récurrence sonar est de 12000 yd et le SM est à 7700 yd  
Pour la photographie 20 b : la récurrence sonar est de 12000 yd et le SM est à 10200 yd  
Pour la photographie 20 c : la récurrence sonar est de 24000 yd et le SM est à 11000 yd



## SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

### Principe et Résultats en Mer

-----

---

Pour la photographie 20 d : la récurrence sonar  
est de 6000 yd et  
le SM est à 3600 yd

Les trois premières photographies correspondent  
à la même zone de fonds, tandis que la dernière  
correspond à une zone de fonds différente.

#### - Commentaires :

Sur les photographies 20 a, b, c, on note qu'à  
part la zone proche, la réverbération est rela-  
tivement stationnaire entre le sonar et la  
cible. Au-delà du SM, on remarque de faux échos  
bien contrastés qui peuvent provenir d'irrégu-  
larités du fond. Le fait que ces échos aient la  
même radiale que le SM provient de ce que seul  
le bâtiment porteur est en éloignement.

Sur la photographie 20 d, on remarque des échos  
ponctuels précédant l'écho du SM, qui provien-  
nent également d'irrégularités de fonds.

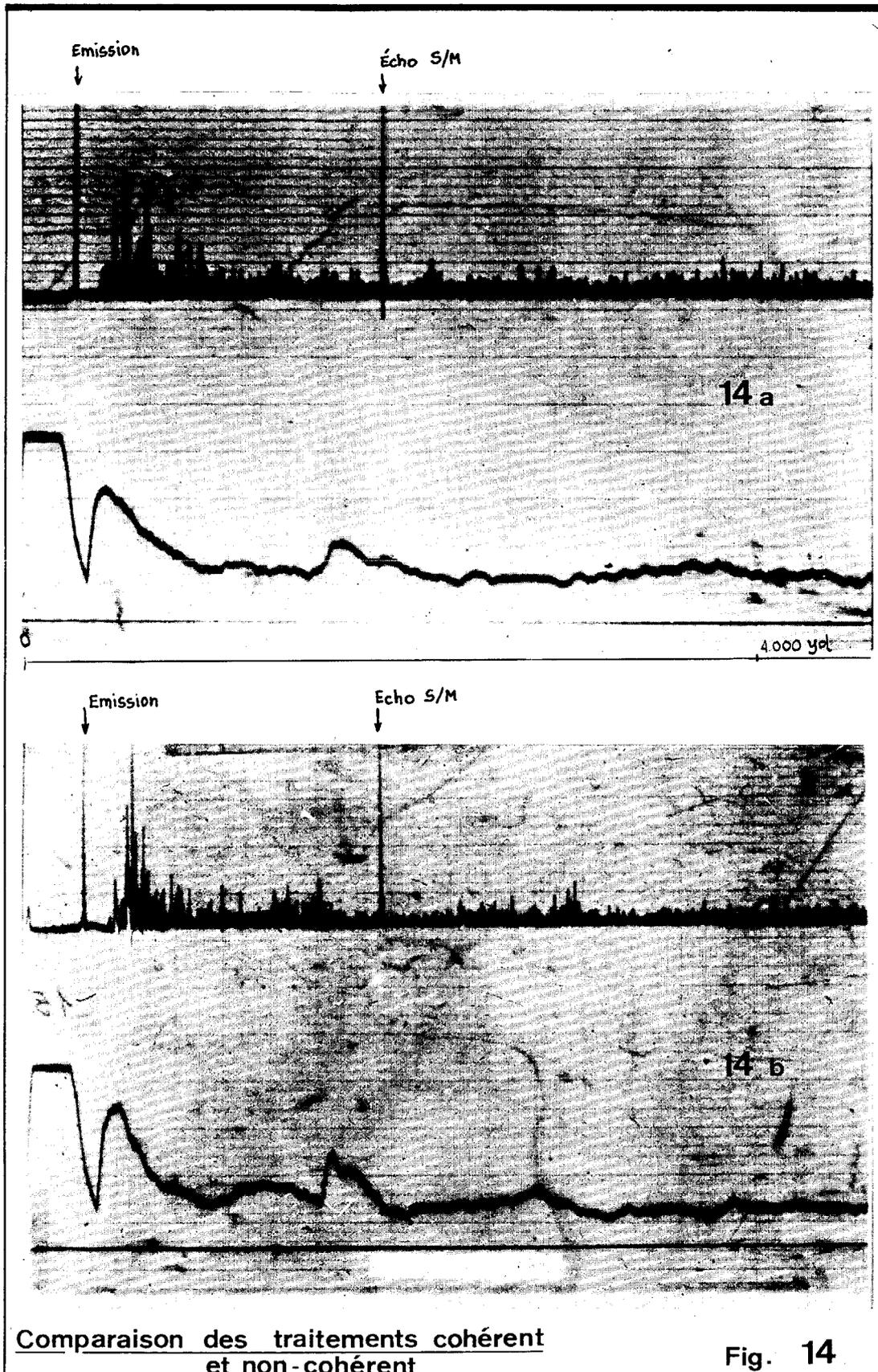
Le traitement cohérent apporte un incontestable  
avantage de classification d'un écho réel  
exploitable surtout lorsque le but est en mou-  
vement par rapport aux échos fixes.



SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer

-----



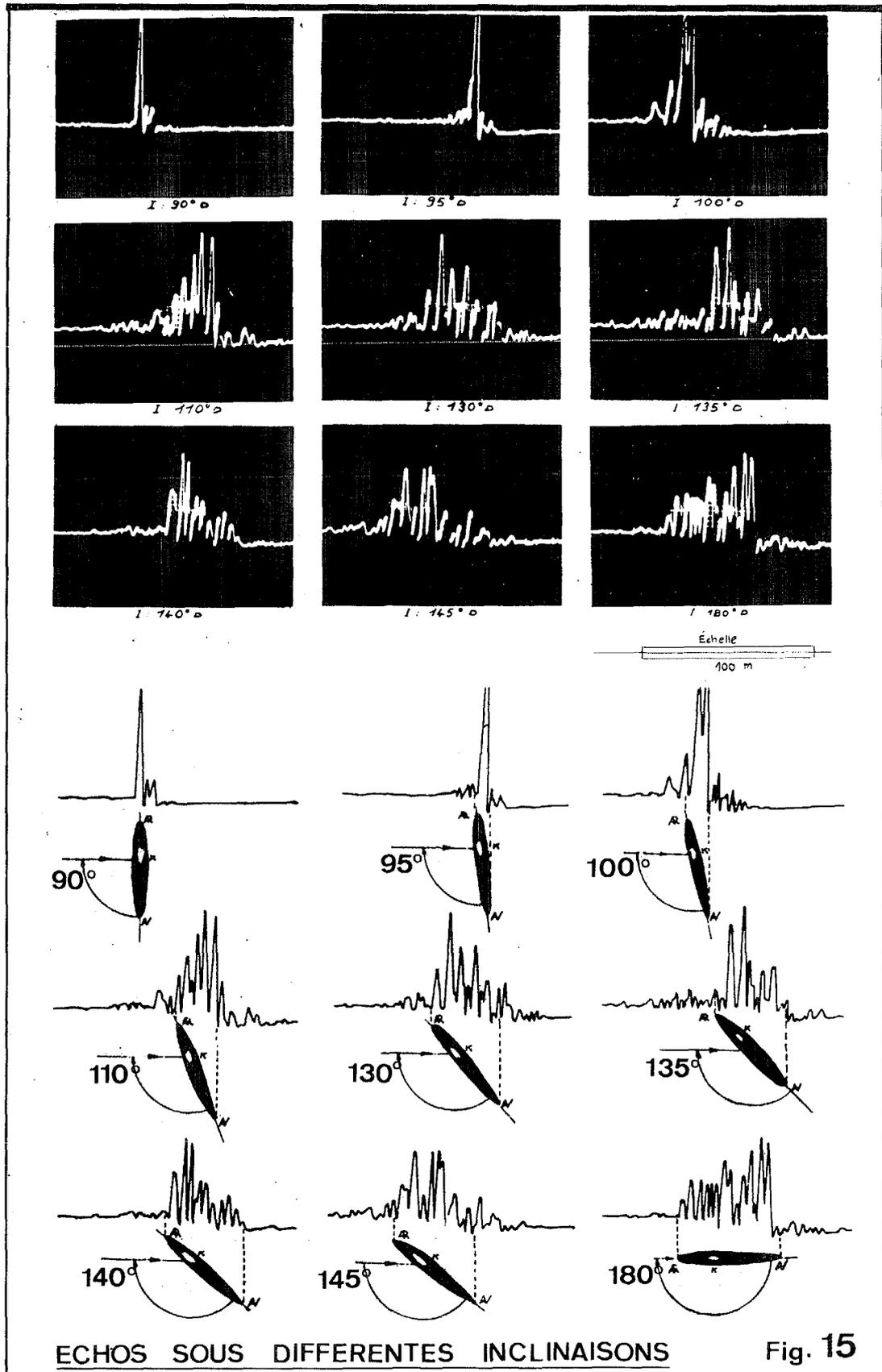
Comparaison des traitements cohérent et non-cohérent

Fig. 14



SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer



ECHOS SOUS DIFFERENTES INCLINAISONS

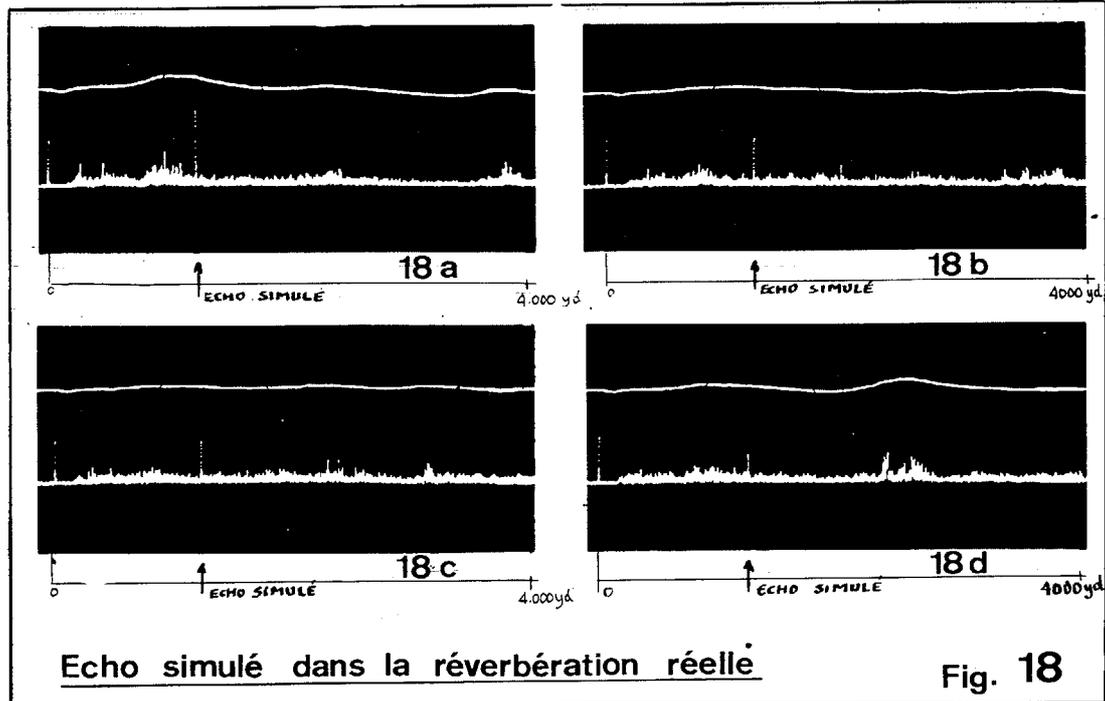
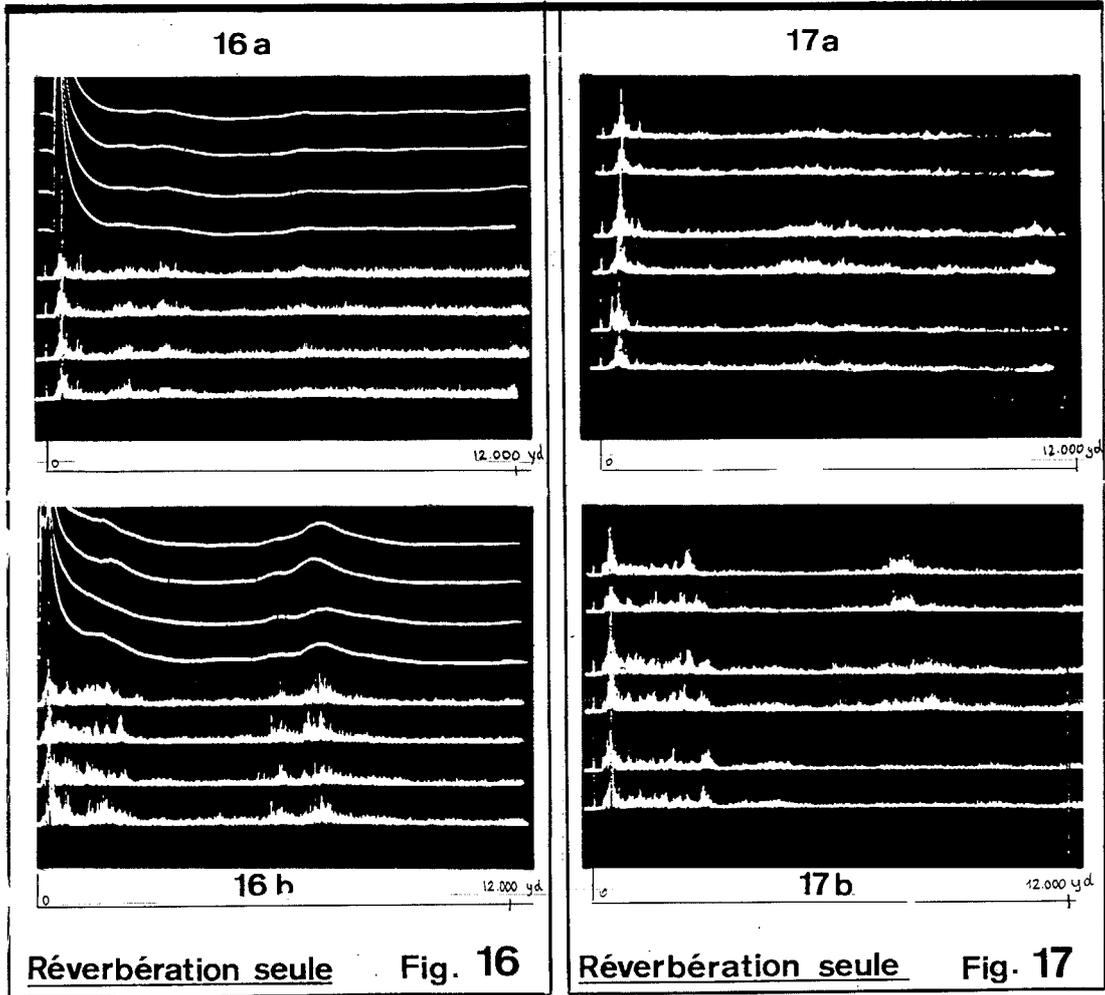
Fig. 15



**SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS**

**Principe et Résultats en Mer**

\*\*\*\*\*

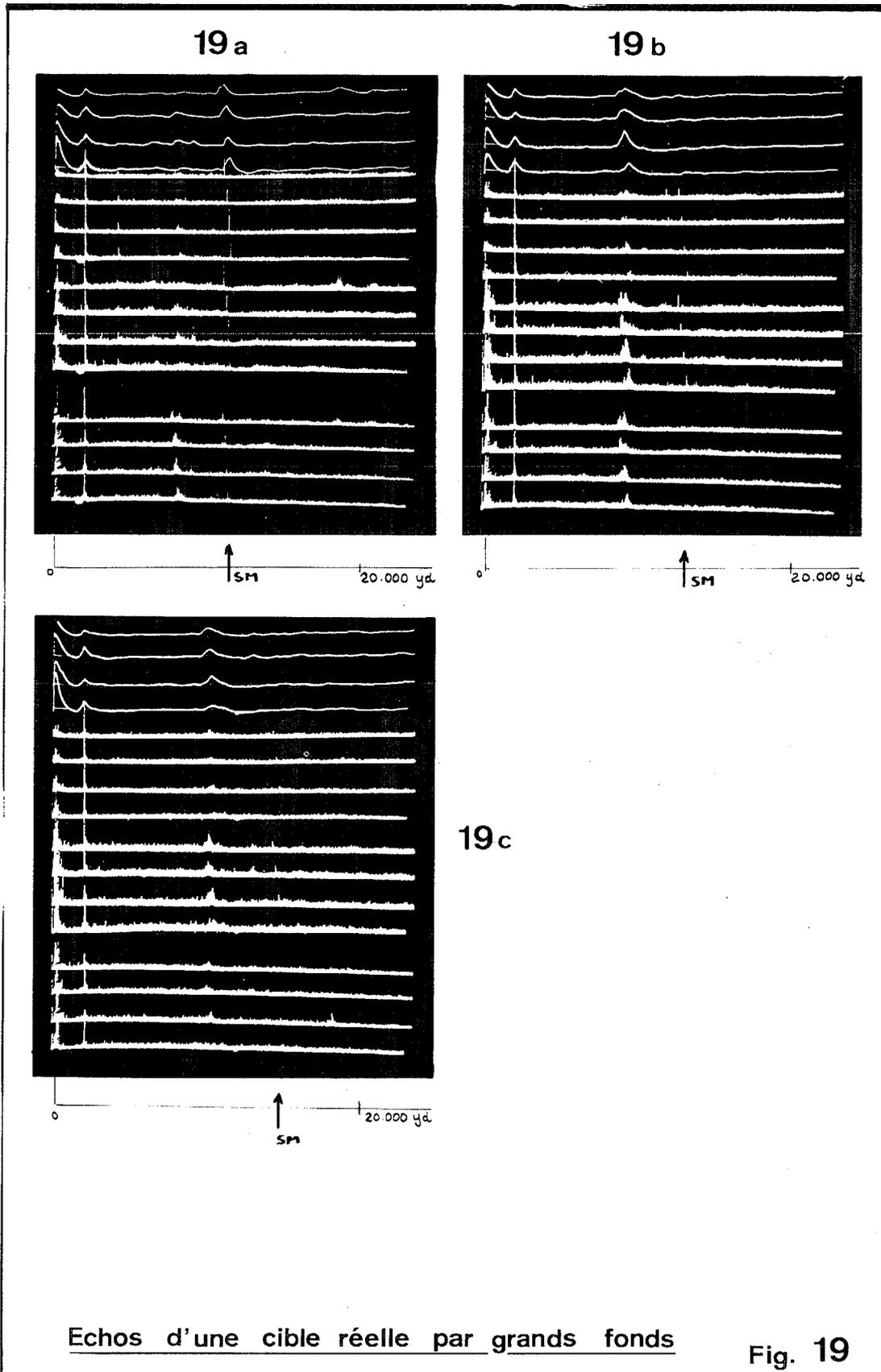




SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer

\*\*\*\*\*



Echos d'une cible réelle par grands fonds

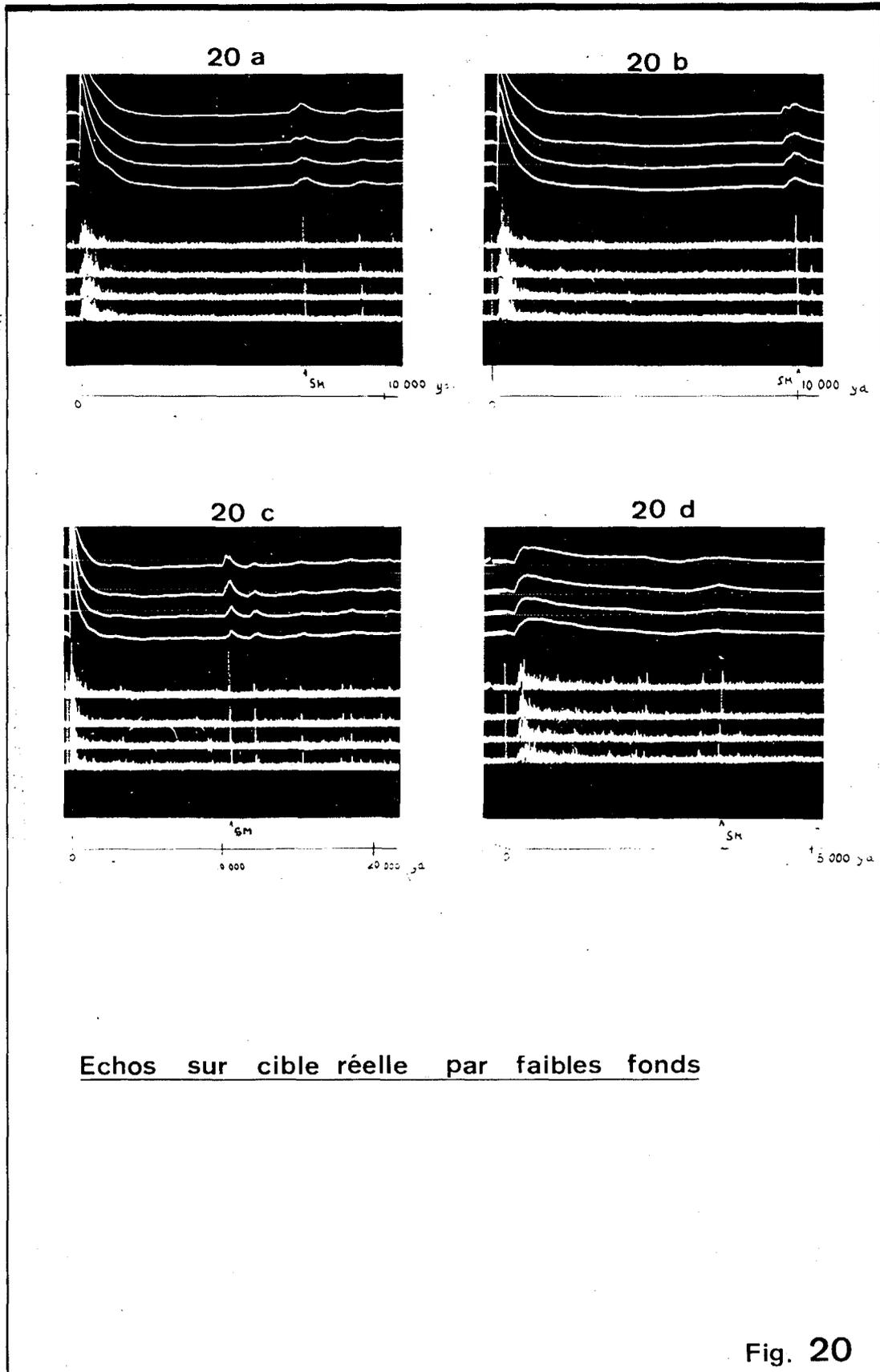
Fig. 19



SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer

-----



Echos sur cible réelle par faibles fonds

Fig. 20

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

## Principe et Résultats en Mer

## R E F E R E N C E S

=====

- [ 1 ] D.O. NORTH  
"An analysis of the factors which determine signal to noise discrimination in radar"  
R C A Lab. Princeton, New-Jersey, Rept. P T R 6C (1943).
- [ 2 ] J.H. VAN VLECK, D. MIDDLETON  
"A theoretical comparison of visual, aural and meter reception of pulsed signals in the presence of noise"  
J. Appl. Phys. 17, p. 940-971 (1946).
- [ 3 ] B.M. DWORK  
"Detection of a pulse superimposed on fluctuation noise"  
Proc. IRE, vol. 38, p. 771-774, July 1950.
- [ 4 ] L.A. ZADEH, J.R. RAGAZZINNI  
"Optimum filters for the detection of signals in noise"  
Proc. IRE, vol. 40, p. 1223-1231, october 1952.
- [ 5 ] G.L. TURIN  
"An introduction to matched filters"  
IEEE Trans. Information theory, vol. IT-6, p. 311-329. (1960).
- [ 6 ] J.R. KLAUDER, A.C. PRICE, S. DARLINGTON and W.J. ALBERSHEIM  
"The theory and design of chirp radars"  
Bell System Tech. J. 39, 745-808 ( 1960).



SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer

---

R E F E R E N C E S

=====

(Suite)

- [ 7 ] T.R. O'MEARA  
 "The synthesis of "band-pass", all-pass time delay networks with graphical approximation techniques" (3rd ed.) Hughes Aircraft CO. Rés. Lab. Malibu California - Rept. 114 ( February 1962).
- [ 8 ] P.S. BRANDON  
 "The design methods for lump-constant dispersive networks suitable for pulse-compression radar" Marconi Rev. 28, p. 225-253 ( 1965 ).
- [ 9 ] J.H. EVELETH  
 "A survey of ultrasonic delay lines operating below 100 Mc/s" Proc. IEEE, vol. 53, pp. 1406-1428, October 1965.
- [ 10 ] P. TOURNOIS  
 "Les lignes à retard acoustiques dispersives pour la compression d'impulsion" Onde Elec. 495, pp. 533-548 ( June 1968).
- [ 11 ] F. TOURNOIS, J. BERTHEAS  
 "Use of dispersive delay lines for signal processing in underwater acoustics" J.Acoust. Soc. Amer. Vol. 46, n° 3 (Part 1) pp. 517-531 - September 1969.

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer

## R E F E R E N C E S

=====

(Suite)

- [ 12 ] T.R. MEEKER  
"Dispersive ultrasonic delay lines using the first longitudinal mode in a strip"  
IRE Trans. UE-7, pp. 53-58 (1960).
- [ 13 ] J.E. MAY Jr.  
"Wire type dispersive ultrasonic delay lines"  
IRE Trans. UE-7, pp. 44-53 (1960).
- [ 14 ] A.H. FITCH  
"Synthesis of dispersive delay characteristics by thickness tapering in ultrasonic strip delay lines"  
J. Acoust. Soc. Amer. 35, pp. 709-714 (1963).
- [ 15 ] P. TOURNOIS, J. L. VERNET and G. BIENVENU  
"Ligne à retard dispersive tubulaire pour la compression des impulsions longues à bande étroite"  
Rev. Tech. Thomson CSF 1, pp. 41-65 ( 1969 ).
- [ 16 ] W.S. MORTLEY  
"Pulse compression by dispersive gratings on crystal quartz"  
Marconi Rev. 159, p. 273 ( 1965 ).
- [ 17 ] D.E. FLINCHBAUGH, W.A. CROFUT  
"An L-band acoustic diffraction grating delay device for broadband pulse compression"  
Proc. IEEE (Letter) pp. 2183-2184 - December 1967.

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

## Principe et Résultats en Mer

## R E F E R E N C E S

=====

(Suite)

- [18] R.S. DUNCAN, M.R. PARKER  
"The perpendicular diffraction delay line : a new kind of ultrasonic dispersion device"  
Proc. IEEE (Correspondance) vol. 53, pp. 413-414  
May 1965.
- [19] G.A. COQUIN, R. TSU  
"Theory and performance of perpendicular diffraction delay lines"  
Proc. IEEE, vol. 53, pp. 581-591. June 1965.
- [20] E.K. SITTIG , G.A. COQUIN  
"Dispersive-diffraction delay lines with intermediate gratings"  
IEEE Trans. Sonics Ultrason. vol. SU-17, pp. 23-29  
January 1970.
- [21] J.H. ROWEN  
U.S. Patent 3 289 114 , November 1966 , filed December 1963.
- [22] R.H. TANCRELL, M.B. SCHULTZ, H.H. BARRET, L. DAVIS Jr  
M.G. HOLLAND  
"Dispersive delay lines using ultrasonic surface waves"  
Proc. IEEE (Letters) vol. 57, pp. 1211-1213, June  
June 1969.
- [23] E.K. SITTIG , G.A. COQUIN  
"Filters and dispersive delay lines using repetiti-

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

## Principe et Résultats en Mer

## R E F E R E N C E S

=====

(Suite)

vely mismatched ultrasonic transmission lines"  
IEEE Trans. Sonics Ultrason. vol. SU-15, pp. 111-  
119, April 1968.

- [24] R.H. TANCREL, M.G. HOLLAND  
"Acoustic surface wave filters"  
Proc. IEEE vol. 59 n° 3, pp. 393-409. - March 1971
- [25] P. TCUENOIS, C. LARDAT  
"Love wave dispersive delay lines for wide-band  
pulse compression"  
IEEE Trans. Sonics Ultrason. vol. SU-16, pp 107-117  
July 1969.
- [26] D.P. MORGAN, E.A. ASH  
"Acoustic-surface wave dispersive delay line"  
Proc. Inst. Elec. Eng. vol. 116, pp. 1125-1134  
July 1969.
- [27] C. LARDAT, C. MAERFELD, P. TOURNOIS  
"Theory and performance of acoustical dispersive  
surface wave delay lines"  
Proc. IEEE vol. 59 n° 3, pp. 355-367. - March 1971.
- [28] J. VILLE  
"Theorie et application de la notion de signal  
analytique"  
Câbles et Transmission 2, pp. 61-74, Janvier 1948.

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

## Principe et Résultats en Mer

## R E F E R E N C E S

=====

(Suite)

- [29] P.M. WOODWARD  
"Probability and information theory with applications to radar"  
Pergamon Press, Oxford 1953.
- [30] W.M. SIEBERT  
"Studies of Woodward's uncertainty function"  
Mass. Inst. Techn. Res. Lab. Electronics, Quart. Progr. Repts. April 1958.
- [31] R.M. LERNER  
"Signals with uniform ambiguity functions"  
IRE National Convention Record, pt. 4, pp. 27-36, 1958.
- [32] C.H. WILCOX  
"The synthesis problem for radar ambiguity function"  
Mathematical Research Center, US Army, University of Wisconsin Madison, Rept. 157, April 1960.
- [33] A.W. RIHACZEK  
"Principles of high resolution radar"  
Mc Graw Hill Book Cy NY - (1969).
- [34] S.A. KRAMER  
"Doppler and acceleration tolerances of high-gain wide-band linear FM correlation sonar"  
Proc. IEEE vol. 55, n° 5, pp. 627-636, May 1967.

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

## Principe et Résultats en Mer

## R E F E R E N C E S

=====

(Suite)

- [ 35 ] W.B. ALLEN, E.C. WESTERFIELD  
"Digital compressed time correlators and matched filters for active sonar"  
J. Acoust. Soc. Amer. 36, pp. 121-139. (1964).
- [ 36 ] C. VAN SCHOONEVELD  
"Correlator Technology - NATO Adv. Study.  
Inst. on Signal processing. Enschede, août 1968.
- [ 37 ] L.R. LEBLANC  
"Narrow-band sampled-data techniques for detection via the underwater acoustic communication channel"  
IEEE Trans. Communication Techn. vol. COM-17 n° 4  
August 1969.
- [ 38 ] J. BERTHEAS  
"Perfectionnements aux systèmes pour le traitement et la génération de signaux modulés en fréquence"  
French Patent n° 1,573,029 February 5, 1968.



SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS  
Principe et Résultats en Mer

---

R E F E R E N C E S

=====

(Suite)

- [ 39 ] P. TOURNOIS  
"Analyse spectrale et filtrage adapté des signaux basse fréquence, en temps réel et après compression de temps"  
Onde Elec. vol. 49, fasc. 9, pp. 952-959 (Octobre 1969).
- [ 40 ] V.C. ANDERSON  
"Deltic Correlator"  
Harvard Acoust. Lab. Cambridge, Mass. Tech. Mem. n° 37 ( Jan. 1956).
- [ 41 ] C.E. COOK, M. BERNFELD  
"Radar signals, an introduction to theory and application"  
Academic Press Inc. New York 1967.
- [ 42 ] R.C. THOR  
"A large time-bandwidth-product pulse compression technique"  
IRE Trans. MIL-6, pp. 169-173 ( 1962 ).
- [ 43 ] R.O. ROWLANDS  
"Detection of a Doppler-invariant FM signal by means of a tapped delay line"  
J. Acoust. Soc. Amer. 37, pp. 608-615, (1965).

SONAR A COMPRESSION D'IMPULSIONS

Principe et Résultats en Mer

---

R E F E R E N C E S

=====

(Suite et fin)

- [44] P. TOURNOIS  
"Analogie optique de la compression d'impulsion"  
Ann. Radioelec. 19, 78, pp. 267-280 ( Oct. 1964).
- [45] A. PAPOULIS  
"Systems and Transforms with Applications in Optics"  
Mc Graw-Hill 1968.
- [46] J. BERTHEAS, J. GUYOT, P. TOURNOIS  
"Analyse spectrale analogique au moyen de filtres  
dispersifs"  
Troisième Colloque sur le Traitement du Signal et  
ses Applications - Nice 1er-5 Juin 1971.

-----