



DEUXIÈME COLLOQUE
SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL
ET SES APPLICATIONS

23 / 1

NICE - 5 AU 10 MAI 1969

ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Pierre TOURNOIS

THOMSON-CSF - Division des Activités Sous-Marines - 06 - CAGNES/MER

RESUME Après avoir été codés en numérique, les signaux basse fréquence sont comprimés dans le temps par une boucle DELTIC. Une corrélation analogique ou numérique permet alors de les comparer à une suite de fréquences pures (analyse spectrale) ou à une suite de répliques des signaux attendus (filtrage adapté). Une autre solution consiste à introduire les signaux comprimés dans le temps dans des convoluteurs analogiques réalisant une transformation de Fourier (analyse spectrale) ou une compression d'impulsion (filtrage adapté). Deux types de convoluteurs sont considérés : les lignes à retard dispersives et les cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons.

SUMMARY

Low frequency signals are digitalized and time-compressed in a DELTIC. An analog or digital correlator is then used to compare them to a set of single frequencies (spectrum analysis) or to replicas of the expected signals (matched filtering). These signals can be also precessed in another way : after time-compression, a Fourier transform (Spectrum analysis) or pulse-compression (matched filtering) is carried out in analog convoluters. Two types of convoluters are considered : dispersive delay-lines and ultrasonic light modulator.



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

1 - INTRODUCTION.

La plupart des signaux à analyser dans les domaines de l'acoustique sous-marine et aérienne, de la géophysique, de l'analyse de la parole et des vibrations mécaniques, de l'analyse des processus industriels et de l'électronique médicale sont des signaux basse-fréquence qu'il est facile de coder en numération binaire. Les techniques de corrélation ou de convolution en temps réel applicables aussi bien à l'analyse spectrale qu'au filtrage adapté présentent donc, le plus souvent, une partie numérique importante.

Si B est la bande de fréquence du signal à analyser, T la durée de la tranche de ce signal nécessaire à l'évaluation précise d'un point de la fonction de corrélation, le produit $2BT$ représente le nombre d'échantillons indépendants de cette tranche. Si n est le nombre de digits nécessaire pour coder l'amplitude du signal, le nombre de bits qu'il faut traiter par point de corrélation discret est au minimum égal à : $(2n BT)$. Or une tranche de durée T d'un signal quelconque de bande B peut présenter une sensibilité en fréquence de $1/T$ et une sensibilité en temps de $1/2 B$. Ceci conduit à un signal de corrélation ou de convolution qui peut être constitué au maximum de (BT) quanta indépendants suivant l'axe des fréquences et de $(2BT)$ quanta indépendants suivant l'axe des temps pendant le temps T . Le nombre de bits à traiter pendant le temps T est donc au maximum égal à :

$$(1) \quad 2 (BT)^2 (2n BT)$$



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Ce nombre diminue notablement lorsqu'on connaît a priori certaines caractéristiques du signal à analyser comme par exemple la stationnarité en analyse spectrale lorsqu'elle est supérieure à $1/B$, ou la fonction d'ambiguïté du signal émis en filtrage adapté lorsque la surface à mi-hauteur de cette fonction est supérieure à $1/BT$.

S'appuyant sur la notion de signal analytique^{2,3}, la démodulation complexe semble être la méthode qui facilite les opérations de déphasage, de filtrage d'entrée, d'échantillonnage et de détection d'enveloppe ; elle est donc retenue, dans cet exposé, pour transposer le signal avant sa numérisation.

Dans le cas d'une corrélation analogique ou numérique, si la récurrence des points de corrélation issus d'un corrélateur élémentaire est strictement égale à T , il faut, d'après (1), $2(BT)^2$ corrélateurs élémentaires en parallèle pour respecter la condition du temps réel. Par contre, si la récurrence des points de corrélation issus d'un corrélateur élémentaire est au moins $2(BT)^2$ fois plus petite que T , il ne faut plus qu'un corrélateur pour respecter la condition du temps réel. C'est cette simplification très importante que permet la compression de temps, par un facteur K supérieur à $2(BT)^2$, lorsqu'on l'introduit entre la démodulation complexe et l'opération de corrélation.



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Dans le cas d'une convolution analogique par un filtre réalisant une transformation de Fourier (analyse spectrale) ou une compression d'impulsion (filtrage adapté) la cadence de sortie des points de corrélation peut être infinie. Par contre, les convoluteurs analogiques comme les lignes à retard dispersives^{4,5} et les cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons^{6,7} sont incapables de traiter des tranches de signaux de grande durée. La compression de temps préalable sert alors à adapter la durée T des tranches de signaux à traiter à la durée T' des tranches de signaux que peuvent traiter ces convoluteurs.

1.1. Signal Analytique.^{2,3}

On appelle signal analytique $s_A(t)$ du signal $s(t)$ l'expression :

$$s_A(t) = s(t) + i \overset{V}{s}(t)$$

dans laquelle $\overset{V}{s}(t)$ est la transformée de Hilbert de $s(t)$, soit :

$$\overset{V}{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad \text{et} \quad s(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\overset{V}{s}(\tau)}{t - \tau} d\tau$$

Si l'amplitude et la phase du signal $s(t)$ varient dans le temps de telle manière que la bande des fréquences de modulation soit toute entière positive ($f_0 > B/2$; f_0 : fréquence porteuse), ce qui est le cas des signaux considérés, on a alors :



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
 COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

$$\left[\begin{aligned} s(t; f_0) &= a(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = f(t) \cos(2\pi f_0 t) - \overset{V}{f}(t) \sin(2\pi f_0 t) \\ \overset{V}{s}(t; f_0) &= a(t) \sin[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = f(t) \sin(2\pi f_0 t) + \overset{V}{f}(t) \cos(2\pi f_0 t) \\ s_A(t; f_0) &= a(t) e^{i\varphi(t)} e^{2\pi i f_0 t} = f_A(t) e^{2\pi i f_0 t} \end{aligned} \right.$$

et $\overset{V}{s}(t; f_0)$ est appelé "signal en quadrature" de $s(t; f_0)$

8,9

1.2. Démodulation complexe et Numérisation.

L'opération de "démodulation complexe" consiste à construire $f(t)$ et $\overset{V}{f}(t)$ à partir de $s(t; f_0)$. Pour cela, on peut construire $\overset{V}{s}(t; f_0)$ par un déphasage aperiodique de $s(t; f_0)$, puis transposer la bande de modulation des signaux $s(t; f_0)$ et $\overset{V}{s}(t; f_0)$ autour de la fréquence nulle par deux battements synchrones avec la fréquence porteuse f_0 (Fig. 1a).

On peut aussi, et la solution technologique est plus simple, transposer la bande de modulation de $s(t; f_0)$ autour de la fréquence nulle par deux battements en quadrature avec la fréquence porteuse, (Fig. 1b).

L'échantillonnage des signaux $f(t)$ et $\overset{V}{f}(t)$ se fait alors après un filtrage passe-bas de bande $B/2$ à la fréquence minimale B . La conversion analogique numérique de l'amplitude des échantillons ainsi formés est linéaire, à n digits, et permet de coder une dynamique du signal d'entrée de $6(n-1)$ dB. Par tranche T de signal $s(t; f_0)$, le nombre d'échantillons prélevés dans chacune des voies $f(t)$ et $\overset{V}{f}(t)$ est donc égal à BT et le nombre de bits égal à $(n BT)$.



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

10,11
1.3. Compression de Temps.

Etant donné le nombre de points de corrélation indépendants qu'il est nécessaire d'obtenir par tranche de temps T dans une corrélation analogique ou numérique, on a intérêt à accélérer la cadence de présentation des signaux $f(t)$ et $f^v(t)$ au corrélateur qui va effectuer le calcul des points de corrélation. En effet, si le corrélateur doit attendre le temps T pour disposer de tous les échantillons de la tranche, il ne pourra faire le calcul que d'un point de corrélation par tranche de temps T et il faudra disposer d'autant de corrélateurs en parallèle qu'il y a de points de corrélation indépendants à calculer dans la tranche T . Si, au contraire, tous les échantillons de la tranche T peuvent être présentés au corrélateur en un temps T' très inférieur à T , celui-ci pourra effectuer $K = T/T'$ calculs indépendants de points de corrélation par tranche T . C'est cette homothétie de l'échelle des temps et donc des fréquences que permet la compression de temps, homothétie très utile par ailleurs, dans le cas d'une convolution avec un filtre analogique qui réalise une transformation de Fourier ou une compression d'impulsion, pour adapter la durée de la tranche du signal à analyser à la durée de la tranche de signal que peut traiter le convoluteur.

La compression de temps consiste à transformer une tranche de signal T et de bande B en une tranche de durée $T' < T$ et de bande $B' > B$ telle que $BT = B'T'$. Le rapport $K = T/T'$ ou B'/B est appelé "taux de compression de temps". Pour réaliser cette compression de temps, on

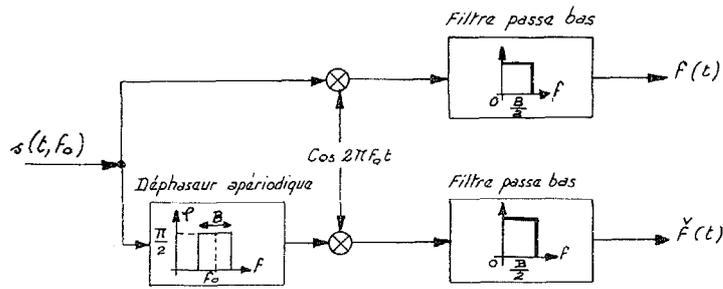


Fig: 1a

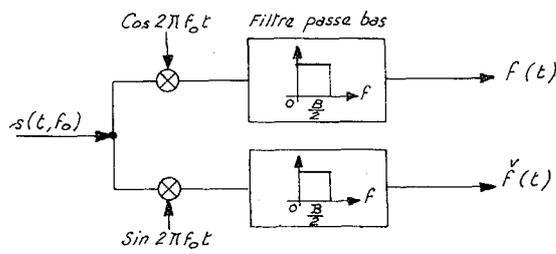


Fig: 1b

DEMODULATION COMPLEXE

PRINCIPE DE LA COMPRESSION DE TEMPS

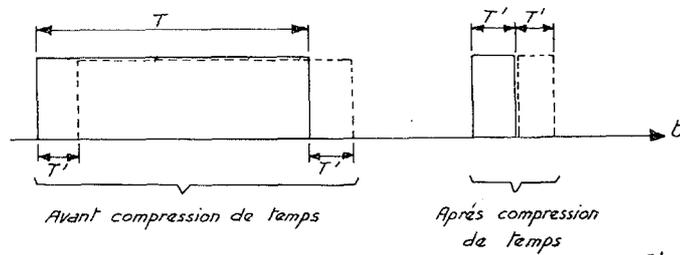


Fig: 2



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

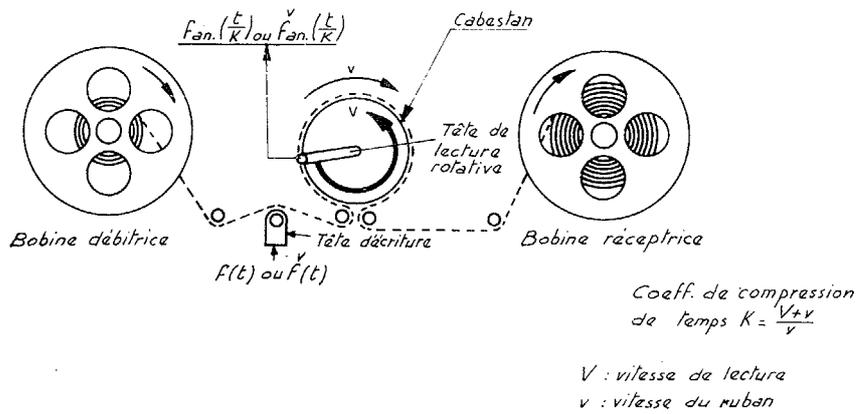
doit introduire, au cours du temps, dans une mémoire, les $2BT$ échantillons de la tranche T et les lire ensuite plus rapidement dans le temps T' . Il s'ensuit que deux tranches de durée T dont les instants origines sont seulement distants de T' , qui se chevauchent et ont une partie commune pendant le temps $(T - T')$, sont totalement distinctes après la compression de temps (Fig. 2).

5

Un montage analogique de compression de temps applicable aux signaux continus, est réalisable à partir d'un enregistreur magnétique très semblable à un magnétoscope équipé d'une tête d'enregistrement normale et d'une tête de lecture tournant à grande vitesse (Fig. 3). On peut atteindre ainsi un taux de compression de temps de l'ordre de 250 avec une vitesse d'enregistrement de 4,75 cm/s et une vitesse de lecture de 12 m/s. Des taux plus importants sont très difficiles à atteindre du fait des défauts de défilement de la bande magnétique.

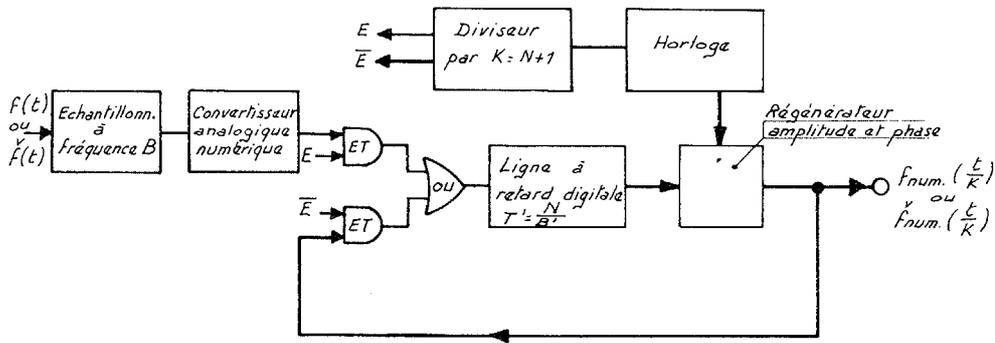
10,11

Les montages numériques qui s'appliquent aux signaux échantillonnés et quantifiés permettent d'atteindre, sans défaut, des taux de compression de temps très importants. Le principe en est le suivant (Fig. 4) : un échantillon du signal d'entrée est inscrit dans une mémoire circulante sous forme d'un groupe d'impulsions en série ou en parallèle. Au bout d'un temps T' correspondant à la longueur de la circulation à l'intérieur de la mémoire, le groupe d'impulsions réapparaît. Après remise en forme et en phase avec le signal d'horloge, ce même groupe d'impulsions est réinscrit dans la mémoire. Immédiatement à sa suite, on vient inscrire un nouveau groupe d'impulsions correspondant à un nouvel échantillon du signal d'entrée. Si la



COMPRESSION DE TEMPS ANALOGIQUE (ENREGISTREUR MAGNETIQUE)

Fig. 3



COMPRESSION DE TEMPS NUMERIQUE (DELTAIC)

Fig. 4



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

mémoire peut contenir N échantillons, chaque échantillon circulera $(N+1)$ fois avant d'être remplacé par un échantillon plus récent. La période d'écriture dans la mémoire est donc : $(N+1) T'/N$ alors que la période de lecture est : T'/N . Une compression de temps a été réalisée dans le rapport $K = (N+1)$ sur une tranche de signal d'entrée égale à : $T = (N+1) T'$. Ce mode de fonctionnement est dit "fondamental" mais il est possible d'augmenter ou de réduire le taux de compression du temps en inscrivant p échantillons du signal d'entrée toutes les q circulations; lorsque p/q est supérieur à 1, le taux de compression de temps est réduit et il est augmenté lorsque p/q est inférieur à 1.

Les mémoires circulantes couramment utilisées sont les registres à décalage à MOS et les lignes à retard. Les registres à décalage ont l'avantage d'être aperiodiques jusqu'à une fréquence de répétition maximale de 2 MHz actuellement mais ils reviennent encore trop cher, comparés aux lignes à retard magnétostrictives, pour les grandes capacités séries de quelques milliers de bits. Les lignes à retard à excitation piézoélectriques restent les seules mémoires circulantes utilisables pour les fréquences de répétition comprises entre 2 et 100 MHz.

Après la compression de temps les signaux $f(t/k)$ et $f(t/k)$ doivent être présentés à un corrélateur ou convoluteur dont le choix dépend des problèmes posés par l'analyse spectrale ou le filtrage adapté des signaux à analyser.



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

2 - ANALYSE SPECTRALE APRES COMPRESSION DE TEMPS.

L'analyse spectrale après compression de temps des signaux peut se faire par corrélation numérique ou analogique¹² avec une suite de signaux à fréquence pure ou par convolution avec un filtre qui réalise la transformation de Fourier⁵.

Dans tous les cas la durée T de la tranche de signal $s(t; f_0)$ à isoler pour effectuer la corrélation ou convolution est au minimum égale à l'inverse de la sélectivité spectrale σ recherchée dans l'analyse. (Dans ce cas limite, les lobes secondaires de la réponse en fréquence du filtrage effectué par la corrélation ou convolution sont à 13 dB en dessous du maximum de corrélation. Pour réduire ces lobes secondaires par pondération ou apodisation, il est courant d'isoler une tranche de durée supérieure à $1/\sigma$).

2.1. Analyse Spectrale par Corrélation Numérique ou Analogique.

Le principe de la corrélation numérique (Fig. 5), consiste à multiplier chacune des tranches des composantes $f(t/K)$ et $\overset{V}{f}(t/K)$ du signal $f_A(t/K)$ pendant toute leur durée T' par deux signaux à fréquence pure $f' = Kf$ en quadrature pour former :

$$\left[\begin{array}{l} s\left(\frac{t}{K}; -f'\right) = f\left(\frac{t}{K}\right) \cos\left(2\pi f' \frac{t}{K}\right) + \overset{V}{f}\left(\frac{t}{K}\right) \sin\left(2\pi f' \frac{t}{K}\right) \\ \overset{V}{s}\left(\frac{t}{K}; -f'\right) = -f\left(\frac{t}{K}\right) \sin\left(2\pi f' \frac{t}{K}\right) + \overset{V}{f}\left(\frac{t}{K}\right) \cos\left(2\pi f' \frac{t}{K}\right) \end{array} \right.$$



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
 COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Ces signaux sont ensuite intégrés numériquement pendant le temps T' pour obtenir les points :

$$s(f') = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} s\left(\frac{t}{K}; -f'\right) dt \quad \text{et} \quad \overset{v}{S}(f') = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} \overset{v}{s}\left(\frac{t}{K}; -f'\right) dt$$

à partir desquels on peut construire soit un point de la densité spectrale :

$$n^2(f') = s^2(f') + \overset{v}{S}^2(f')$$

soit un point de l'angle de phase ϕ défini par :

$$\text{tg } \phi = \overset{v}{S}(f')/s(f')$$

A chaque nouvelle tranche de durée T' , la fréquence f' est modifiée de $1/T'$, si bien que la bande $B'/2$ des signaux $f(t/K)$ et $\overset{v}{f}(t/K)$ est explorée en un temps égal à $B'T'^2/2$ au bout duquel il faut revenir explorer la première raie de la bande $B'/2$.

Le principe de la corrélation analogique (Fig. 6) consiste à convertir chacune des tranches des signaux $f(t/K)$ et $\overset{v}{f}(t/K)$ en analogique par une conversion numérique-analogique suivie d'un filtrage passe-bas de bande $B'/2$ pour former :

$$s\left(\frac{t}{K}; f_1\right) = f\left(\frac{t}{K}\right) \cos(2\pi f_1 \frac{t}{K}) - \overset{v}{f}\left(\frac{t}{K}\right) \sin(2\pi f_1 \frac{t}{K})$$

à l'aide de deux signaux de fréquence f_1 en quadrature indépendants du temps.

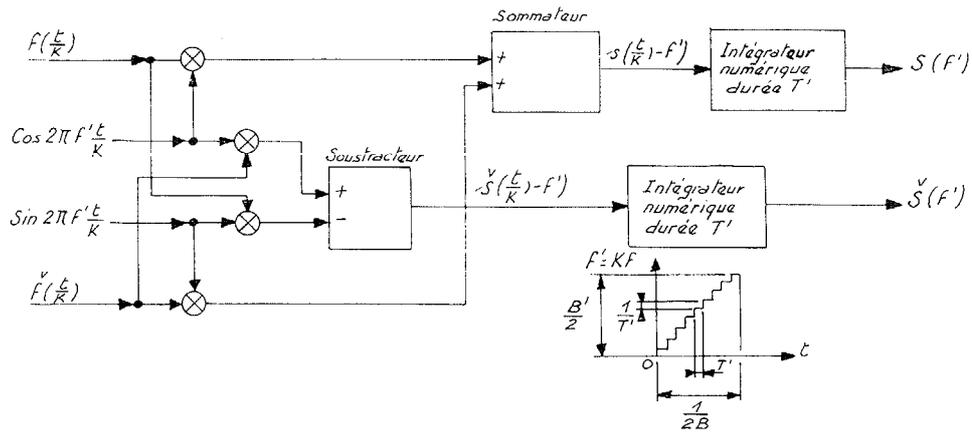


Fig. 5

ANALYSE SPECTRALE PAR CORRELATION NUMERIQUE

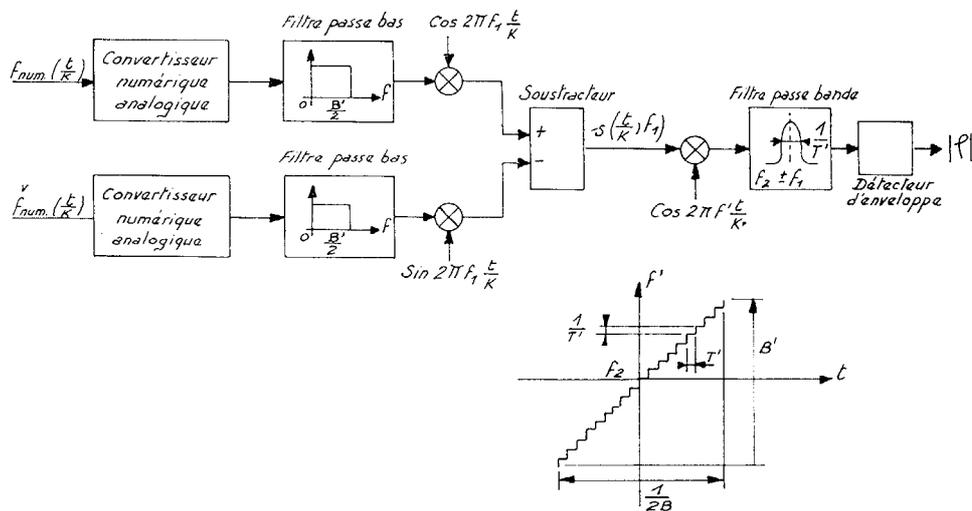


Fig. 6

ANALYSE SPECTRALE PAR CORRELATION ANALOGIQUE



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Chacune des tranches de durée T' du signal $s(t/K; f_1)$ de bande B' , est ensuite multipliée par un signal à fréquence pure f' comprise dans la bande $(f_2 \pm B'/2)$. Le résultat est intégré par un filtre analogique de bande $1/T'$ et de fréquence centrale $(f_2 \pm f_1)$. A chaque nouvelle tranche, la fréquence f' est modifiée de $1/T'$ si bien que la bande B' du signal $s(t/K; f_1)$ est explorée en un temps $B'T'^2$ au bout duquel il faut revenir explorer la première raie.

La question qui se pose alors aussi bien pour la corrélation analogique que numérique est relative à la fréquence avec laquelle il faut revenir explorer une même raie ou "quel temps doit-on mettre pour explorer les BT raies du spectre ?". La réponse est liée à la stationnarité du signal à analyser ou aux phénomènes transitoires qu'on veut ou ne veut pas voir apparaître.

Si le signal $s(t, f_0)$ à analyser n'est pas stationnaire mais limité à la bande B , les spectres constitués des BT raies devront être renouvelés à la fréquence de répétition $2B$ pour être toujours significatifs. Ceci conduit en corrélation analogique à la relation :

$$B'T'^2 \leq \frac{1}{2B} \quad \text{soit : } K = \frac{T}{T'} \geq 2 (BT)^2$$

et en corrélation numérique à :

$$\frac{B'T'^2}{2} \leq \frac{1}{2B} \quad \text{soit } K \geq (BT)^2$$



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Cette condition sur le taux de compression de temps est très sévère pour un signal non stationnaire (l'analyse de 100 raies nécessite un taux de compression de temps de 1 ou 2 . 10⁴) ; mais on peut se demander quel intérêt il y a à calculer le spectre d'un signal, si cette opération ne simplifie pas l'interprétation du phénomène physique qui s'est manifesté à travers $s(t, f_0)$. Dans ce cas, en effet, la cadence du prélèvement des spectres est égale à la cadence du prélèvement des échantillons du signal.

Au contraire, si le signal $s(t, f_0)$ est stationnaire pendant un temps $\tau > 1/B$, il suffit de renouveler les spectres constitués des BT raies à la fréquence de répétition $2/\tau$ pour qu'ils restent significatifs, ce qui conduit à la relation :

$$\left(\frac{B^2 T^2}{2}\right)_{CN} \text{ ou } (B^2 T^2)_{CA} < \frac{T}{2} \text{ soit : } K \geq \left[\frac{(BT)^2}{T}\right]_{CN} \text{ ou } \left[(2 BT) \cdot \frac{T}{T}\right]_{CA}$$

En particulier, si $\tau = T$, il suffit d'un taux de compression du temps de (BT) avant la corrélation numérique et de $(2 BT)$ avant la corrélation analogique. La cadence nécessaire de prélèvement des spectres est donc (BT) fois plus faible que la cadence de prélèvement des échantillons du signal. Dans ce cas, l'analyse spectrale apporte bien une simplification dans l'interprétation du phénomène physique.

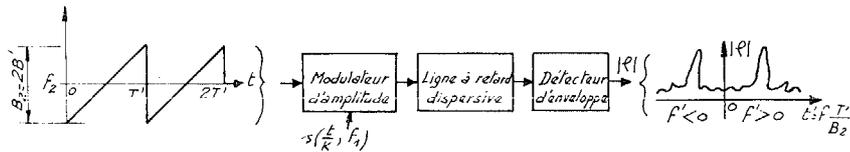


ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

2.2. Analyse Spectrale par convolution avec un filtre analogique réalisant la transformation de Fourier.

Comme pour la corrélation analogique précédente, les deux composantes du signal $f_A(t/K)$ sont converties en analogiques puis multipliées par deux signaux monochromatiques en quadrature pour former le signal $s(t/K, f_1)$. Ce signal de bande B' et de fréquence porteuse f_1 égale ou légèrement supérieure à $B'/2$, module en amplitude le signal d'entrée d'un convoluteur analogique choisi pour réaliser une transformation de Fourier. Deux types de convoluteurs simples sont aptes à délivrer la transformée de Fourier d'une fonction du temps : les lignes à retard dispersives⁴ et les cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons.^{6,7}

Dans le premier cas, on utilise la propriété des lignes à retard dispersives de délivrer à leur sortie un signal dont l'amplitude est la transformée de Fourier de l'amplitude du signal d'entrée lorsque leur loi de phase est parfaitement adaptée à la loi de phase de ce signal d'entrée¹³. Le schéma d'un analyseur basé sur ce principe est donné Fig.7 pour des lignes à retard linéairement dispersives (à phase parabolique)⁵. Un signal de durée T' modulé linéairement en fréquence (à phase parabolique) dans la bande $B_2 > B'$ autour de la fréquence $f_2 > f_1$ est modulé en amplitude par une tranche de durée T' du signal $s(t/K, f_1)$, puis appliqué à une ligne dispersive de pente T'/B_2 dans une bande : $B_3 = (B_2 + 2B')$ autour de la fréquence f_2 . La réponse de la ligne est le spectre de la tranche de durée T' du signal $s(t/K, f_1)$ exprimée dans le

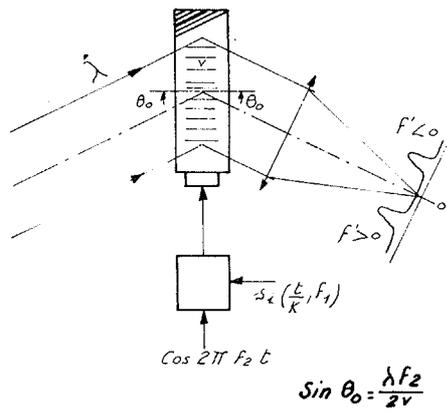
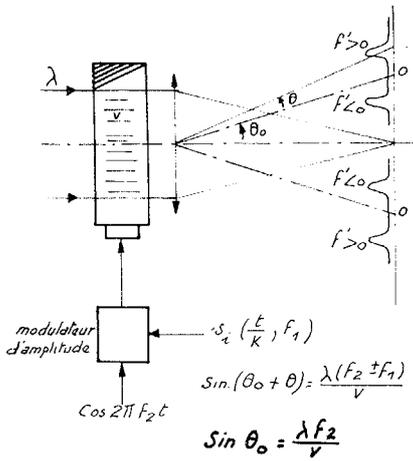


ANALYSE SPECTRALE PAR CONVOLUTION AVEC UNE LIGNE DISPERSIVE

Fig. 7

(Ba) MONTAGE SOUS INCIDENCE NORMALE

(Bb) MONTAGE SOUS INCIDENCE DE BRAGG



ANALYSE SPECTRALE PAR CONVOLUTION AVEC UNE CLIVE A DIFFRACTION DE LA LUMIERE PAR ULTRA-SONS.

Fig. 8



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
 COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

temps au moyen de la transposition fréquence-temps :
 $f = B_2 t/T'$. La visualisation de ce spectre peut se faire sur un oscilloscope dont le balayage horizontal est retardé pour tenir compte du temps de traitement moyen de la ligne dispersive. Le spectre qui apparaît, présente de façon symétrique le domaine des fréquences positives et négatives. En effet, lorsque le signal $s(t/K; f_1)$ est à fréquence nulle, c'est-à-dire égal à une constante, le signal de sortie de la ligne est une impulsion brève unique qui se trouve au centre de l'écran et lorsque le signal $s(t/K; f_1)$ est une fréquence pure f' , il apparaît deux impulsions brèves décalées de $\pm f'T'/B_2$ du centre de l'écran. La sélectivité σ de l'analyse est égale à la durée de ces impulsions brèves $1/B_2$ exprimée en fréquence au moyen de la transposition (B_2/T'), soit $\sigma = 1/T'$ qui est bien le résultat attendu.

L'optimisation du produit $B_3 T_3$ représentant la capacité de traitement des lignes dispersives ($T_3/B_3 = T'/B_2$) conduit à choisir : $B_2 = 2 B'$, $B_3 = 4 B'$ et $T_3 = 2 T'$ soit une capacité de traitement de $(8 BT)$ pour une analyse de (BT) raies tous les T' .

Dans le cas des cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons, on utilise le fait qu'une onde lumineuse plane et monochromatique de longueur d'onde λ est diffractée par les ultrasons suivant un angle θ qui dépend de leur fréquence f' .^{6,7} Le schéma d'un tel analyseur est donné Fig. 8 pour une cuve éclairée sous l'indidence normale ou sous l'indidence de Bragg. Un signal à fréquence pure f_2 est modulé en amplitude par les tranches du signal $s(t/K, f_1)$ puis appliqué à la cuve à diffraction de la lumière dont le transducteur électro-acoustique passe la bande $2B'$ autour de la fréquence f_2 .



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Le spectre des tranches de durée T' est lu, tous les T' , dans un plan de Fourier de la cuve à diffraction. Ce spectre présente de façon symétrique le domaine des fréquences positives et négatives.

La caractéristique essentielle de ces convoluteurs analogiques est qu'ils délivrent un spectre constitué de BT raies à chacune des tranches de durée T' du signal $s(t/k, \xi)$ alors que les corrélateurs analogique ou numérique du paragraphe 2.1. ne délivrent qu'une seule raie pendant le temps T' .

Le taux de compression de temps nécessaire pour analyser un signal non stationnaire de bande B est donc $(2 BT)$ pour ces convoluteurs au lieu de $(BT)^2$ ou $2 (BT)^2$ pour les corrélateurs. Dans le cas de l'analyse des signaux stationnaires pendant le temps $(2T)$, plus aucune compression de temps n'est nécessaire pour accélérer la cadence de sortie des spectres.

Celle-ci reste cependant nécessaire pour une autre raison. En effet, les convoluteurs analogiques tels que les lignes dispersives et les cuves à diffraction utilisent dans leurs principes la propagation d'ondes acoustiques de vitesses trop importantes pour leur permettre de traiter des tranches de signaux de très grande durée. La compression de temps sert alors à adapter la durée T des tranches nécessaires pour la sélectivité de l'analyse à la durée T' des tranches que peuvent accepter les convoluteurs.



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

3 - FILTRAGE ADAPTE APRES COMPRESSION DE TEMPS.

Le filtrage adapté après compression de temps des signaux peut se faire par corrélation numérique ou analogique avec une suite de copies qui sont des répliques, comprimées dans le temps et corrigées de l'effet Doppler attendu, de l'impulsion émise, ou par convolution avec un filtre qui réalise l'opération de compression d'impulsion.^{8,9,10,13} Dans tous les cas, la durée T de la tranche de signal $s(t, f_0)$ à isoler pour effectuer la corrélation ou convolution est au minimum égale à la durée de l'impulsion émise. (Les techniques classiques d'abaissement du niveau des lobes secondaires de corrélation, conduisent à isoler une tranche de signal supérieure à cette durée).

3.1. Filtrage Adapté par Corrélation Numérique ou Analogique.

Si $r(t, f_0)$ représente le signal émis de durée t et de bande B autour de la fréquence $f_0 > B/2$, on peut définir deux signaux $g(t)$ et $g^v(t)$ de bande $B/2$, tels que :

$$r(t, f_0) = g(t) \cos 2\pi f_0 t - g^v(t) \sin 2\pi f_0 t$$

et ainsi construire les signaux $g(t/K_i)$ et $g^v(t/K_i)$ comprimés dans le temps d'un facteur K_i . Le principe de la corrélation numérique (Fig. 9) consiste à multiplier chacune des tranches d'indice i des composantes du signal analytique $f_A(t/K)$, pendant toute leur durée T' , par les deux répliques $g(t/K_i)$ et $g^v(t/K_i)$ du signal émis pour former les signaux :

$$\begin{cases} h_i(t/K) = f_i(t/K) g(t/K_i) + f_i^v(t/K) g^v(t/K_i) \\ h_i^v(t/K) = -f_i(t/K) g^v(t/K_i) + f_i^v(t/K) g(t/K_i) \end{cases}$$



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

qu'on intègre numériquement pendant le temps T' pour obtenir les points :

$$H_i = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} h_i\left(\frac{t}{K}\right) dt \quad \text{et} \quad V_i = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} v_i\left(\frac{t}{K}\right) dt$$

à partir desquels on peut construire le point d'indice i de la fonction de corrélation :

$$C_i^2 = H_i^2 + V_i^2$$

A chaque nouvelle tranche de durée T' , le taux de compression du temps K_i des répliques est modifié ou non suivant que le code ou la modulation de l'impulsion émise est sensible à l'effet Döppler ou non. Dans le cas d'un code émis pseudo-aléatoire par exemple, qui présente une sensibilité en fréquence de l'ordre de $1/T$ à l'effet Döppler, le taux de compression du temps K_i des répliques doit être modifié à chaque nouvelle tranche ($K_i = K$ pour l'effet Döppler nul) et il faut $(WT/2)$ couples de répliques en quadrature et donc $(WT/2)$ tranches de signaux comprimés pour explorer une bande W de fréquences Döppler possibles. C'est donc au bout du temps $(WT/2)T'$ que le premier canal Döppler pourra de nouveau être exploré par le premier couple de répliques du signal. Dans le cas d'une modulation en fréquence du signal, linéaire ou hyperbolique, qui ne présente aucune sensibilité à l'effet Döppler si $B > W$, les répliques n'ont pas à être modifiées et $K_i = K$.

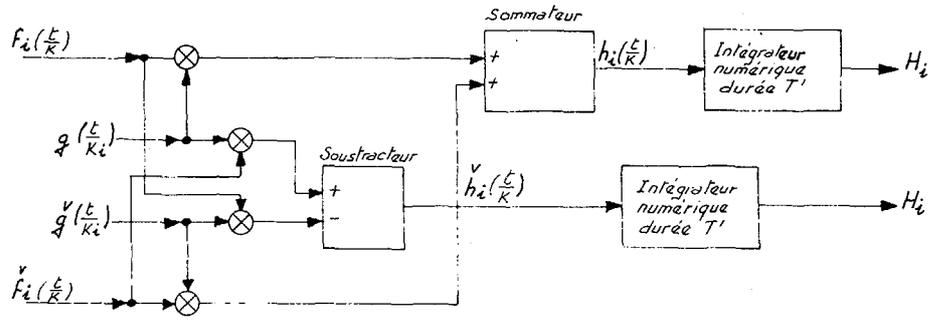
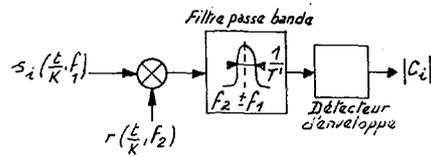


Fig. 9

FILTRAGE ADAPTE PAR CORRELATION NUMERIQUE



FILTRAGE ADAPTE PAR CORRELATION ANALOGIQUE

Fig. 10



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Le principe de la corrélation analogique (Fig. 10) consiste à convertir chacune des tranches du signal $f_A(t/K)$ en analogique comme au paragraphe 2.1. pour former : $s(t/K, f_1)$. Chacune des tranches d'indice i de ce signal de bande B est ensuite multipliée par une réplique comprimée du signal émis : $r(t/K_i; f_2)$ centrée autour de la fréquence f_2 . Le résultat est alors intégré par un filtre analogique de bande $1/T'$ et de fréquence centrale $(f_2 \pm f_1)$. A chaque nouvelle tranche, la réplique comprimée du signal émis est modifiée ou non suivant la nature du code de l'impulsion émise. Dans le cas d'un code pseudo-aléatoire, il faut (WT) répliques du signal émis et autant de tranches de signaux comprimés pour explorer tous les canaux Döppler compris dans une bande W , soit un temps égal à : $(WT)T'$ avant de revenir au premier canal. Dans le cas de la modulation en fréquence du signal, linéaire ou hyperbolique, il ne faut qu'une réplique du signal de taux $K_i = K$.

Le taux de compression du temps qui est nécessaire avant la corrélation analogique ou numérique est donné pour la nature du signal émis et en particulier en plus de sa sensibilité à l'effet Döppler, par sa sensibilité en distance, c'est-à-dire, en temps qui est liée à la bande B émise. Il faut en effet, que tous les canaux Döppler aient été explorés avant que le signal ne puisse indiquer une autre distance, c'est-à-dire, qu'on ait dans le cas d'un code pseudo-aléatoire :

$(WT/2)T' \leq 1/2B$, soit $K \gg (WBT^2)$ pour la corrélation numérique et :

$(WT)T' \leq 1/2B$, soit $K \gg (2WBT^2)$ pour la corrélation analogique.



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

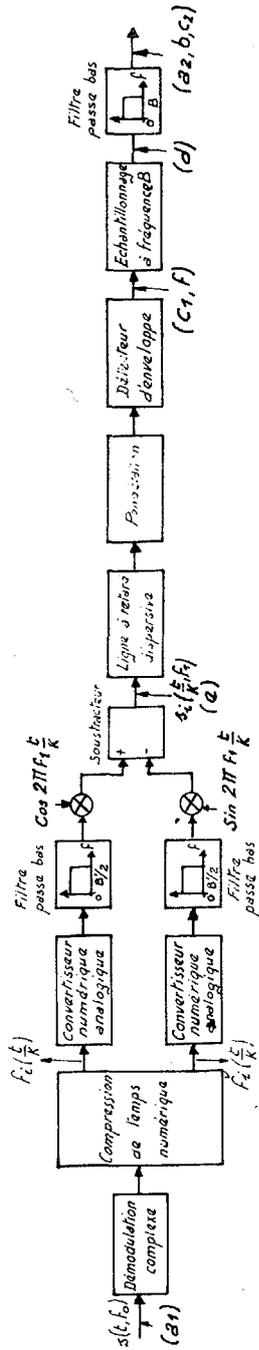
Dans le cas d'une modulation en fréquence linéaire ou hyperbolique, il suffit d'un taux de compression K de (BT) pour la corrélation numérique et de $(2BT)$ pour la corrélation analogique.

3.2. Filtrage Adapté par Convolution avec un Filtre Analogique réalisant l'opération de Compression d'Impulsion.

Les deux types de convoluteurs analogiques utilisés lors de l'analyse spectrale sont aussi susceptibles de réaliser la compression des impulsions¹³ contenues dans le signal reçu, préalablement comprimé dans le temps. Les lignes à retard dispersives sont aptes à comprimer les impulsions modulées en fréquence (modulation linéaire ou hyperbolique). Les cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons peuvent comprimer tous les types d'impulsions émises et en particulier les impulsions dont le code est pseudo-aléatoire.

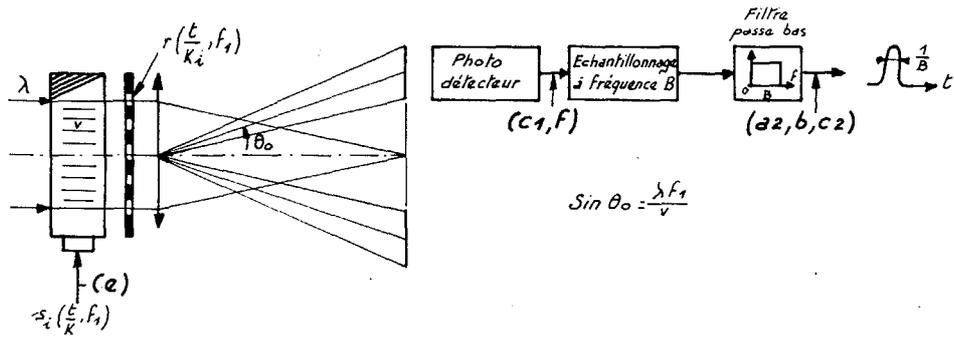
Le signal analogique $s(t/K, f_1)$ de bande B' est formé autour de la fréquence centrale f_1 des transducteurs des lignes dispersives ou des cuves à diffraction, puis il est appliqué à ces convoluteurs. Le schéma du montage⁵ est représenté Fig. 11, pour les lignes dispersives et Fig. 12, pour les cuves à diffraction éclairées sous l'incidence normale ou sous l'incidence de Bragg.

Etant donné que $(2K)$ tranches successives du signal $s(t/K, f_1)$ contiennent au moins partiellement le code du signal émis, la tranche centrale le contenant seule totalement, les impulsions comprimées par les convoluteurs sont au nombre de $(2K)$, et se succèdent avec la période T' .



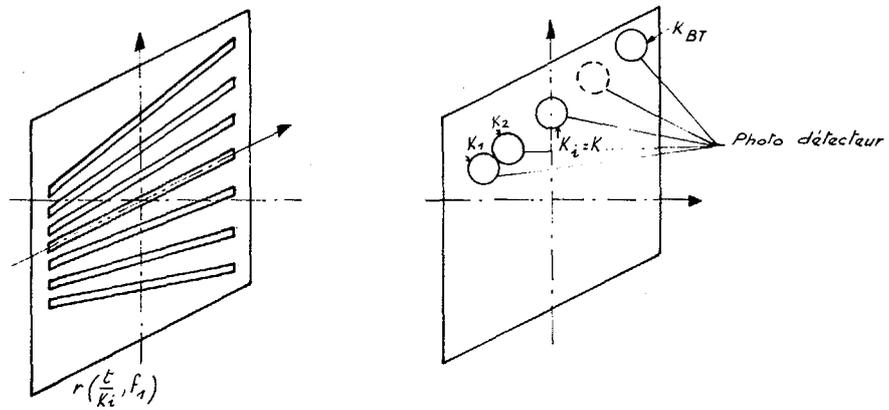
COMPRESSION D'IMPULSION APRES COMPRESSION DE TEMPS (C.I.R.C.I.) PAR CONVOLUTION AVEC UNE LIGNE A RETARD DISPERSIVE

Fig. 11



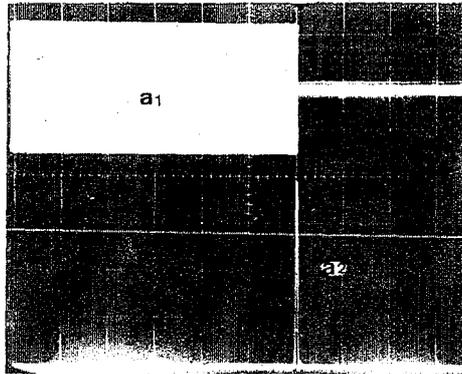
G.I.A.C.T. PAR CONVOLUTION AVEC UNE CUVE A DIFFRACTION DE LA LUMIERE PAR LES ULTRA-SONS

Fig. 12



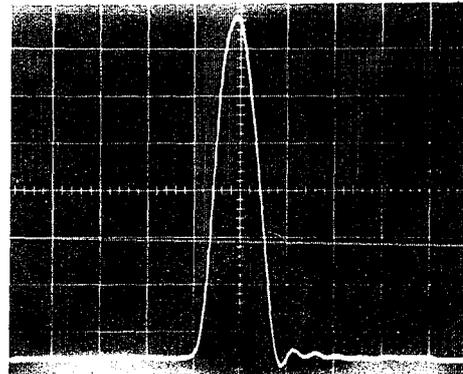
OBTENTION DES CANAUX DOPPLER DANS LE CAS D'UN CODE PSEUDO ALEATOIRE A L'AIDE DU MONTAGE DE LA FIGURE 12

Fig. 13



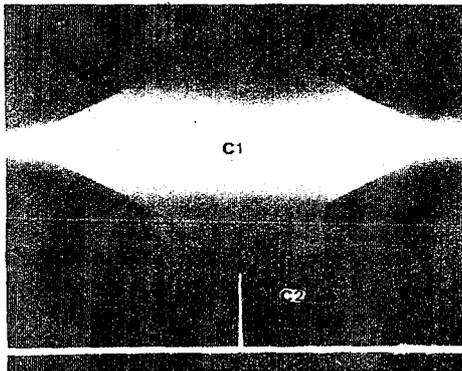
(11a)

0,2sec/cm



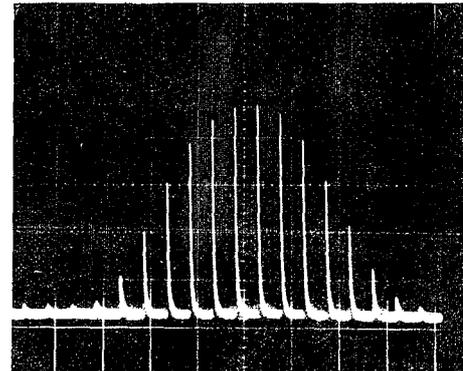
(11b)

10msec/cm



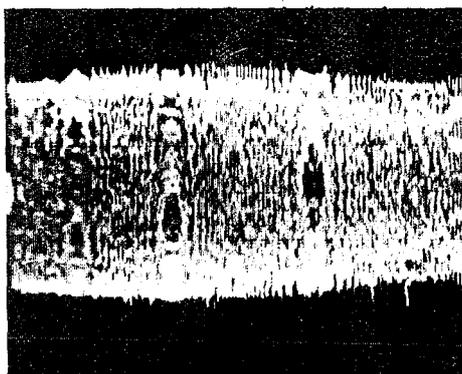
(11c)

0,25sec/cm



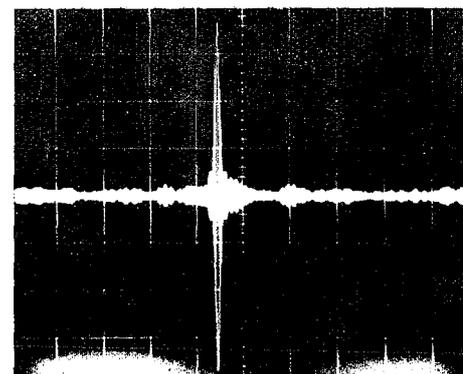
(11d)

2msec/cm



(11e)

0,1msec/cm



(11f)

50μsec/cm



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

L'amplitude de ces impulsions comprimées croît linéairement pendant le temps T au bout duquel l'impulsion comprimée est d'amplitude maximale et de durée $1/B'$, puis décroît linéairement pendant le même temps T .

En échantillonnant ces impulsions comprimées pendant un temps inférieur à $1/B'$ avec la période d'écriture des échantillons du signal d'entrée dans la mémoire circulante de la compression de temps de capacité N , soit :
 $T/(K-1) = (N+1) T'/N$ et en filtrant le résultat dans un filtre de bande B , on forme une impulsion courte de durée $1/B$ qui est l'impulsion comprimée de l'impulsion émise⁵ de longueur T et de bande B à condition que :

$$2T' < 1/B, \text{ soit : } K > 2BT$$

Dans le cas des lignes à retard dispersives adaptées à des signaux modulés en fréquence, il faut que leur bande soit au moins égale à B' , leur excursion de temps de retard au moins égale à T' et leur loi de phase parfaitement adaptée à la loi de phase du signal émis.

Dans le cas des cuves à diffraction adaptée à des signaux pseudo-aléatoires, il faut que les BT copies Döppler soit simultanément présentes au niveau de la cuve à diffraction. On les range suivant l'axe perpendiculaire à la propagation et la lecture de la fréquence Döppler se fait suivant cet axe dans un plan de conjugaison optique de la cuve (Fig. 13).



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

Alors que le filtrage adapté par corrélation nécessite un taux de compression du temps préalable pour assurer une cadence suffisante de renouvellement des informations de la sortie des corrélateurs, le filtrage adapté par compression d'impulsion nécessite un taux de compression du temps préalable pour adapter la durée T des tranches de signaux à traiter à la durée T' des tranches de signaux que peuvent traiter les convoluteurs réalisant la compression d'impulsion.

ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

- BIBLIOGRAPHIE -

- [1] - P.M. WOODWARD "Probability and Information Theory with Applications to Radar"
Pergamon Press Oxford 1953.
- [2] - J. VILLE "Théorie et Applications de la Notion de Signal Analytique" - Cables et Transmission, Janv. 1948, p. 61.
- [3] - K.H. POWERS "The Compatibility Problem in SSB Transmission"
Proc. IRE, Août 1960, p. 1431.
- [4] - P. TOURNOIS "Les lignes à retard dispersives pour la Compression d'Impulsion".
1er Colloque National du GRETSI sur les Théories et Techniques de la Détection en Acoustique Sous-Marine - NICE, Avril 1967,
et Onde Electrique, Juin 1968, p. 533..
- [5] - P. TOURNOIS et J. BERTHEAS "The Use of Dispersive Delay Lines for Signal Processing in Underwater Acoustics" - Nato Adv. Study Inst. on Signal Processing - Enschede, Août 1968.
- [6] - L.J. CUTRONA, E.N. LEITH, C.J. PALERMO et L.J. PORCELLO "Optical Data Processing and Filtering Systems",
IRE Trans. on IT, Juin 1960, p. 386.
- A. VANDER LUGT "A Review of Optical Data-Processing Techniques". Optica Acta, Janv. 1968, p. 1.



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

- [7] - A. REICH et L. SLOBODIN "Optical Pulse Expansion or Compression" presented at 1961 Natl. Aerospace Electronics Conf. Dayton, Ohio, Mai 1961.
- L. SLOBODIN "Optical Correlation Technique". Proc. IEEE Vol. 51, p. 1732, Décembre 1963.
- [8] - H. MERMOZ "Quelques Aspects des Techniques du Filtre Adapté" 1er Colloque National du GRETSI sur les Théories et Techniques de la Détection en Acoustique Sous-Marine, Nice, Avril 1967, et Annales des Télécommunication, Vol. 23, p. 2-10, 1968.
- [9] - C. van SCHOONEVELD "Correlator Technology", Nato Adv. Adv. Study Inst. on Signal Processing, Enschede, Août 1968.
- [10] - V.C. ANDERSON "Deltaic Correlator" Harvard Acoust. Lab. Tech. Memo, n° 37, Janv. 1956.
- [11] - W.B. ALLEN et E.C. WESTERFIELD "Digital Compressed Time Correlators and Matched Filters for Active Sonars". J.A.S.A., Janv. 1964., p. 121.
- [12] - L'appareil "Ubiquitous" de la Société Fédéral Scientifique utilise une corrélation analogique après la compression de temps.
- Certains appareils étudiés à la Division des Activités Sous-Marines de la THOMSON-CSF, utilisent une corrélation numérique après la compression du temps comme par exemple, l'appareil décrit dans :
- J. BERTHEAS et R. MOUNIER "Analyse statistique en temps réel des signaux électriques engendrés par le cerveau : Analyse Spectrale, Onde Electrique n° 500, Nov. 1968, p. 979.



ANALYSE SPECTRALE ET FILTRAGE ADAPTE EN TEMPS REEL ET APRES
COMPRESSION DE TEMPS DES SIGNAUX BASSE FREQUENCE

- [13] - J.R. KLAUDER, A.C. PRICE, S. DARLINGTON et W.J. ALVERSHEIM
"The Theory and Design of Chirp Radars". Bell System Tech.
Journal, 39, Juillet 1960, P. 745.