

COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 16 au 21 JUIN 75



Procédés optiques de convolution en temps réel.

Convolution optical processes in real time.

MM. Alfred FORSTER, Alain GIULIERI, André COUVE

Laboratoire GESSY. CENTRE UNIVERSITAIRE DE TOULON ET DU VAR. Château Saint-Michel. 83130 - LA GARDE

RESUME

Cette communication décrit deux multi-corrélateurs optiques réalisés au Laboratoire GESSY et destinés au traitement en temps réel de signaux sonar.

- un premier appareil de traitement de signaux modulés linéairement en fréquence (MLF) utilise le résultat théorique suivant. Considérons un objet quasimonochromatique spatialement cohérent dont la fréquence spatiale locale est modulée linéairement avec l'abscisse, donne lieu, sur une courbe déterminée, à une répartition de l'intensité diffractée égale au carré de l'enveloppe de la coupe Doppler (x_0) de la fonction d'ambiguïté du signal objet. Cet objet est un "imageur cohérent à translation" (cuve à ultrasons) qui convertit le signal MLF temporel en objet cohérent MLF spatial se déplaçant à vitesse constante V ($x_0 = V.t$). Une batterie de photodétecteurs est positionnée sur la courbe adéquate. Chaque photodétecteur délivre alors la coupe temporelle de la fonction d'ambiguïté correspondant à un Doppler déterminé. L'ambiguïté temps-fréquence que présente un signal MLF pur est levée par l'utilisation dans l'appareil d'un signal sonar constitué de deux impulsions MLF croisées.

- le deuxième appareil destiné au traitement en temps réel de signaux modulés binaires en phase suivant un code pseudoaléatoire fonctionne également en filtre adapté multi-doppler. Ce dispositif met en oeuvre dans sa partie corrélateur optique proprement dit les techniques de transposition de fréquence des signaux, sans perte d'information ; ce qui a permis de simplifier considérablement la réalisation du film modèle. Le fonctionnement du corrélateur optique associe une déflexion, non mécanique d'image, une modulation temporelle d'intensité et une intégration lumineuse temporelle par caméra à balayage lent.

Les deux appareils ont été testés à l'aide d'échos sonar simulés de B.T. égale à 500.

SUMMARY

This paper discusses two optical multi-correlators built up in the GESSY laboratory and intended for real time processing of SONAR signals.

- One device processing linearly frequency-modulated signals (LFM) makes use of the following theoretical result : an almost-monochromatic object, which is coherent in space, whose local space frequency is linearly modulated with the abscissa, creates, on a determined curve, a distribution of diffracted intensity equal to the square value of the envelope of the Doppler section (x_0) of the ambiguity function for the object signal. To build a suitable multi-doppler optical filter, the object will be a "coherent travelling wave imager" (or ultrasonic silicon bar) which converts the LFM signal into a coherent-in-space LFM object moving at constant speed V ($x_0 = V.t$). A photodetector battery is placed on the suitable curve. Each photodetector then gives the time section of the ambiguity function for a determined Doppler.

The time-frequency ambiguity offered by LFM signals, disappears by using a SONAR signal made up of two crossing LFM signals.

- the other device, intended for real time processing of linearly phase-modulated signals, according to a pseudo-random code, also operates as a suitable multi-doppler filter. This device makes use, in its optical correlator stage, the signal frequency (translation) techniques, without loss of information. This has permitted a much simplified pattern film.

The operation of the optical correlator uses a non-mechanical image deflection, an intensity time-modulation, and a light time-integration by means of a slow slewing camera.

Both devices have been tested with simulated SONAR echoes having a B.T. of 500.



1. Rappels théoriques

1.1 Rapport signal/bruit

- La réponse R(t) d'un filtre linéaire homogène de réponse impulsionnelle S(T₀-t), lorsque S(t) est appliquée à son entrée est :

$$R(t) = \Gamma(t-T_0) = \int_R S(\theta) S[\theta-(t-T_0)] d\theta$$

maximum pour t = T₀.

- Si à l'entrée est superposé un bruit stationnaire centré de densité spectrale uniforme γ₀, R(t) devient :

$$R(t) = \Gamma(t-T_0) + \int B(\theta) S(\theta+T_0-t) d\theta = \mathcal{S}(t) + \mathcal{B}(t)$$

Le rapport signal sur bruit en sortie

$$\rho_S(t) = \frac{S^2(t)}{E\{\mathcal{B}^2(t)\}}$$

passé par un maximum pour t = T₀. Il a alors pour valeur :

$$\rho_{S \max}(t) = \frac{\int_0^{T_0} S^2(\theta) d\theta}{\gamma_0}$$

1.2 Multi-filtrage adapté d'un signal dépendant de deux paramètres

Le multi-filtrage est réalisé par un dispositif de plusieurs filtres adaptés (qui dépendent d'un ou plusieurs paramètres) capables de traiter simultanément un même signal.

Si S(t) est le signal d'émission défini de 0 à T₀, la classe de signaux-échos qui s'en déduit s'écrit :

$$E_i^k(t) = S[K_i(t-t_k)]$$

C'est la classe des échos dopplérisés et retardés.

La classe de filtres adaptés optimisant le rapport signal sur bruit à un instant postérieur fixe T,

T > T₀/k_m, à partir de l'instant de début de réception t_k de l'écho, a pour réponse percussive :

$$H_j(t) = S[K_j(t-T)]$$

indépendante du retard t_k.

La sortie R_{ij}^k = E_i^k(t) * H_j est maximale pour i = j, à l'instant τ = t_k + T :

$$R_{ii}(\tau) = \frac{\Gamma_{oo}(0)}{K_i}$$

L'évolution de R_{ij}^k(t) en fonction de t et K_j pour t_k et K_i donnés est représentée sur la figure 1.

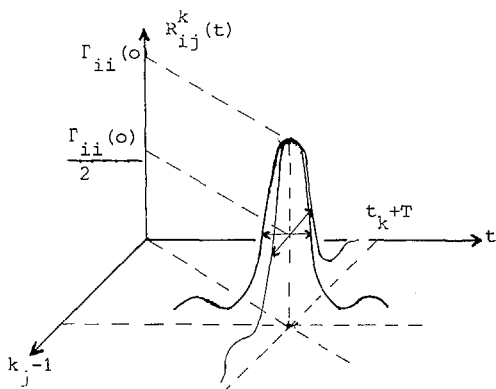


Fig. 1

La détermination de K_i et t_k par observation des sorties R_{ij}^k(t) sera d'autant plus précise que les largeurs à mi-hauteur de la fonction d'ambiguïté du signal δt et δK seront petites.

2. Multi-Corrélateur optique à convergence spatiale pour traitement en temps réel de signaux sonar M.L.F.

2.1 Généralités

Un imageur cohérent convertit en temps réel ou pseudoréel le signal MLF temporel à traiter en un objet monodimensionnel cohérent MLF spatial se déplaçant à vitesse constante suivant la dimension de l'objet. Placés en divers points de l'espace correspondant à la convergence de la lumière diffractée par des objets de différentes M.L.F. (E_i) des photodétecteurs (P_j) délivrent chacun un signal électrique qui temporellement est égal au carré de l'enveloppe de la fonction d'intercorrélation des objets cohérents E_i, E_j. La comparaison des différentes sorties permet en particulier la mesure de l'effet Doppler de l'écho MLF traité.

2.2 Théorie de la convergence spatiale optique

Dans le dispositif optique représenté à la figure 2, le signal écho dopplérisé et retardé est appliqué au transducteur piezo-électrique du modulateur à ultrasons.

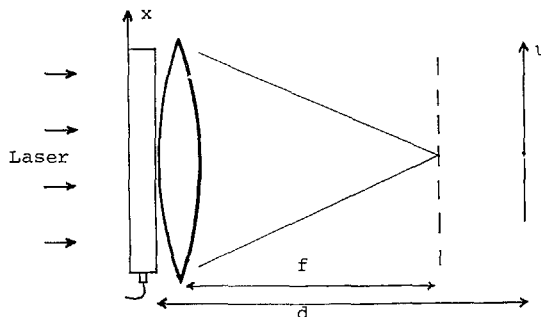


Fig. 2

Le signal d'émission a une durée T₀, la fréquence centrale ν₀ et l'excursion en fréquence Δν. Son écriture est :

$$S(t) = \Pi_{T_0}(t) \sin(2\pi\nu_0 t + \frac{\Delta\nu}{2T_0} t^2)$$

Dans ce cas l'origine des temps est prise à l'instant de mi-émission du signal.

De la même manière, si t_k est l'instant de mi-réception de l'écho et K_i = 1 + ε_i, le coefficient Doppler :

$$E_i^k(t) = S[K_i(t-t_k)]$$

Ce signal électrique est appliqué à un transducteur piezoélectrique collé à un barreau de Silice fondue, barreau dans lequel se propage à la vitesse V une variation de pression proportionnelle au signal électrique. Cette variation de pression se traduit par une variation d'indice de barreau qui lui est directement proportionnelle.



Procédés optiques de convolution en temps réel.

Convolution optical processes in real time.

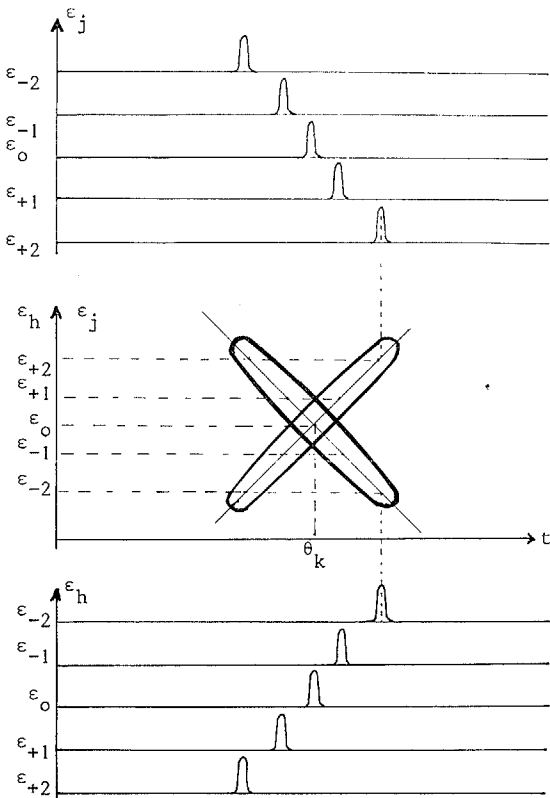


Fig. 3

$$t_j = \theta_k + \frac{v_2 T}{2 \Delta v} (\epsilon_j - \epsilon_i)$$

alors que la deuxième indique pour un ϵ_h un pic de corrélation à l'instant

$$t_h = \theta_k + \frac{v_2 T}{2 \Delta v} (\epsilon_i - \epsilon_h)$$

De ces deux équations se déduisent :

$$\theta_k = \frac{t_h + t_i}{2} + \frac{v_2 T_0}{4 \Delta v} (\epsilon_j - \epsilon_h)$$

$$\epsilon_i = \frac{\epsilon_h + \epsilon_j}{2} + \frac{\Delta v}{v_2 T_0} (t_h - t_i)$$

$$\text{de résolution } \delta t_k = \frac{1}{\Delta v} \text{ et } \delta \epsilon_i = \frac{2}{v_2 T}$$

Il est intéressant de comparer des canaux tels que :

$$\begin{aligned} \epsilon_h &= \epsilon_j = \epsilon_a \\ \text{c'est-à-dire } \epsilon_i &= \epsilon_a + \frac{\Delta v}{v_2 T_0} (t_h - t_j) \\ \theta_k &= \frac{t_h + t_j}{2} \end{aligned}$$

et de réaliser deux batteries de sorties Doppler d'extension.

$$\frac{2 \epsilon_M}{\Delta \epsilon_{i/2}} = \epsilon_m \Delta v \frac{T_0}{2}$$

où $2 \epsilon_M$ = amplitude de la plage Doppler couverte. avec $\epsilon_M = 1,6 \cdot 10^{-2}$ et $\Delta v T = 125$.

Une sortie Doppler par batterie est donc suffisante pour assurer dans le domaine acoustique

sous-marin une détection presque optimale quelque soit la vitesse de l'obstacle comprise entre ± 40 km/h.

Avec $\Delta v T = 250$ il faut déjà deux sorties Doppler par batterie.

Cependant, l'augmentation ainsi obtenue de la résolution Doppler est compensée par une diminution de l'amélioration du rapport signal sur bruit de 3 dB.

2.4 Multi-corrélateur optique réalisé

Un dispositif tel que celui décrit précédemment a été réalisé au Laboratoire GESSY. Le modulateur à ultra-sons (Thomson-CSF), constitué d'un barreau de silice fondue, de longueur 75 mm a une bande passante de 25 MHz autour de 90 MHz. La vitesse de propagation des ultra-sons est de 3 750 m/s. Le rapport de la lumière diffractée à la lumière non diffractée est de $4 \cdot 10^{-4}$. Le laser d'illumination du montage optique (CILAS He-Ne continu monomode) émet avec une puissance de 15 mW un faisceau de longueur d'onde $\lambda = 6 328 \text{ \AA}$ et de diamètre 2 mm. Un système afocal agrandit 25 fois le diamètre du faisceau. La lentille sphérique placée après le modulateur a une distance focale $f = 500$ mm. Deux photomultiplicateurs rapides (XP 1117 Radiotechnique) munis de fentes de largeur réglable ($\approx 20 \mu$) constituent les sorties des deux batteries de filtres pour un canal Doppler ϵ_j et ϵ_k .

Le filtre optique permet de traiter des signaux de durée maximale 20 μ s et de produit durée-bande 500. L'extension de ce dispositif au traitement de signaux de longue durée (~ 1 s) est rendue possible par l'utilisation d'une compression de temps (Thomson CSF) de taux de compression $C = 60 500$ selon la méthode suivante.

L'écho MLF de longue durée à traiter est transposé dans les basses fréquences par un étage électronique (multiplication par une fréquence locale suivie d'un filtrage passe bas) afin d'utiliser au mieux la bande passante d'entrée de la compression de temps. Celle-ci excite d'abord le signal d'entrée puis l'échantillonne à une fréquence $f_e = 500$ Hz. Chaque échantillon est alors envoyé dans une ligne à retard à $M = 100$ recirculations et se place juste après l'échantillon précédent qui a déjà subi les M recirculations. Le signal de sortie de la compression de temps module en amplitude une porteuse HF de façon que la bande latérale supérieure ait son spectre compris dans la bande du modulateur à ultra-sons. C'est ce signal obtenu qui est envoyé dans le modulateur.

2.5 Expérimentation

Le synoptique du dispositif expérimental réalisé est représenté figure 4. Le signal d'émission est



Le faisceau de lumière cohérente traversant le modulateur est alors modulé en phase dans l'espace et dans le temps. Cette variation de phase est :

$$\phi(x, t) = \phi_M E_i^k \left(t - \frac{x}{v} \right)$$

La transparence complexe du modulateur à ultra-sons est donc :

$$T(x, t) = \Pi \left(\frac{K}{K_m} \frac{x}{v} \right) \exp \left[-i \phi_m E_i^k \left(t - \frac{x}{v} \right) \right]$$

La limitation est due à la pupille du modulateur, pour laquelle K_m est la valeur minimale de K .

ϕ_M étant très petit, le développement de cette exponentielle en fonctions de Bessel ne donnera que le terme J_0 (lumière non diffractée) et le couple J_{+1} et J_{-1} (diffraction d'ordre +1 et -1).

La lentille sphérique, de distance focale f , placée après le modulateur à ultra-sons, a pour une longueur d'onde λ donnée, la transparence complexe $T'(x) = e^{-\frac{i\pi}{\lambda f} x^2}$ suivant son axe x .

De plus la réponse percussive spatiale de l'espace de propagation pour une lumière de longueur d'onde λ , lorsqu'on place un plan P à une distance d de la lentille est :

$$H(u) = \frac{1}{i\lambda d} e^{i\frac{\pi}{\lambda d} u^2}$$

L'éclairement du modulateur est fait par un faisceau parallèle uniforme de lumière quasi-monochromatique spatialement cohérente. L'amplitude complexe d'éclairement est donc une constante que nous normaliserons à 1.

L'amplitude complexe dans le plan P est alors :

$$\epsilon_j(u, t) = [T(x, t) \cdot T'(x) * H(x)]_u$$

En ne gardant que les termes diffractés séparés spatialement de la lumière non diffractée, posant $\tau = -\frac{x}{v}$, $t' = t - \frac{x}{v}$ et se souvenant que l'intensité lumineuse est égale au carré du module de l'amplitude de l'éclairement, on obtient :

$$I_d(u, t') = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} \Pi \left(\frac{u}{\lambda d} \tau + \frac{v^2}{2\lambda} \left(\frac{1}{d} - \frac{1}{j} \right) \tau^2 \right) e^{2i\pi \left[\frac{uv}{\lambda d} \tau + \frac{v^2}{2\lambda} \left(\frac{1}{d} - \frac{1}{j} \right) \tau^2 \right]} dt' \right|^2$$

Cette fonction est le carré de l'enveloppe de la fonction de corrélation de $S(K_i, t)$ avec $S(K_j, t)$ si d et u vérifient les relations :

$$d_q(K_i) = \frac{f}{1 + q \frac{\lambda \Delta u f}{T v^2} K_i^2} \quad u_q(K_i) = \frac{\lambda u f}{1 + q \frac{\lambda \Delta u f}{T v^2} K_i^2}$$

L'indice $q = \pm 1$ indique l'ordre de diffraction considéré.

Posons : $\xi = K_i - K_j = \epsilon_i - \epsilon_j$

On a une ligne de maximums dans le plan (ξ, t) donnée par la relation $v_0 \xi T_0 + \Delta v t' = 0$

C'est-à-dire pour un ϵ_j donné, on a un pic de corrélation maximum à l'instant t_j tel que :

$$t_j = t_k + \frac{v_0 T_0}{\Delta} (\epsilon_j - \epsilon_i)$$

La résolution en temps est $\delta t_j = \frac{1}{\Delta v}$

Mais la comparaison des instants d'arrivée et des niveaux des pics pour divers ϵ_j ne permet qu'une résolution de l'effet Doppler de :

$$\Delta \epsilon_i = \frac{4}{\Delta v T_0}$$

2.3 Utilisation d'impulsions MLF croisées pour lever l'ambiguïté temps-Doppler

Les constatations suivantes permettent une amélioration considérable du pouvoir de résolution Doppler :

- Le temps d'apparition du pic de corrélation au point P_j est fonction de l'effet Doppler.
- Si on change le sens de modulation (c'est-à-dire le signe de la pente de modulation de fréquence) l'effet du signal au point P_j est pratiquement nul, mais le pic de corrélation apparaît au symétrique de ce point par rapport à l'axe optique.

Le signal d'émission a alors, compte-tenu des appareils utilisés, deux formes possibles :

- Soit la somme de deux impulsions MLF de durée T , d'excursion de fréquence Δv autour de v_0 , l'une étant de fréquence croissante, l'autre de fréquence décroissante.
- Soit deux impulsions MLF de durée $T/2$ juxtaposées, d'excursion de fréquence Δv autour de v_0 , l'une de fréquence croissante, l'autre de fréquence décroissante.

L'expérience qui a été effectuée sur les signaux BF met en oeuvre cette deuxième solution à cause d'un écrêtage avant compression de temps.

Le signal d'émission alors utilisé est :

$$S(t) = \Pi_{T_0/2} \left(t + \frac{T}{4} \right) \sin 2\pi \left(v_1 t - \frac{\Delta v}{T_0} t^2 \right) + \Pi_{T_0/2} \left(t - \frac{T}{4} \right) \sin 2\pi \left(v_2 t + \frac{\Delta v}{T_0} t^2 \right)$$

avec $v_1 = v_0 - \frac{\Delta v}{2}$, et $v_2 = v_0 + \frac{\Delta v}{2}$

Pour chaque demi-impulsion on réalise une batterie adaptée de sorties dopplers.

Il y a alors deux lignes de maximums dans le plan (ξ, t) (Fig. 3).

La figure 3 montre l'évolution temporelle des pics de corrélations obtenus selon différentes coupes de la fonction d'ambiguïté. Ce sont les signaux de sortie des différents canaux Doppler de chaque batterie. Le dessin du milieu représente le lobe central de la fonction d'ambiguïté de chaque signal, les axes étant les deux lignes de maximums.

La première indique que pour un ϵ_j donné, le pic de corrélation apparaît à l'instant t_j tel que :



Procédés optiques de convolution en temps réel.

Convolution optical processes in real time.

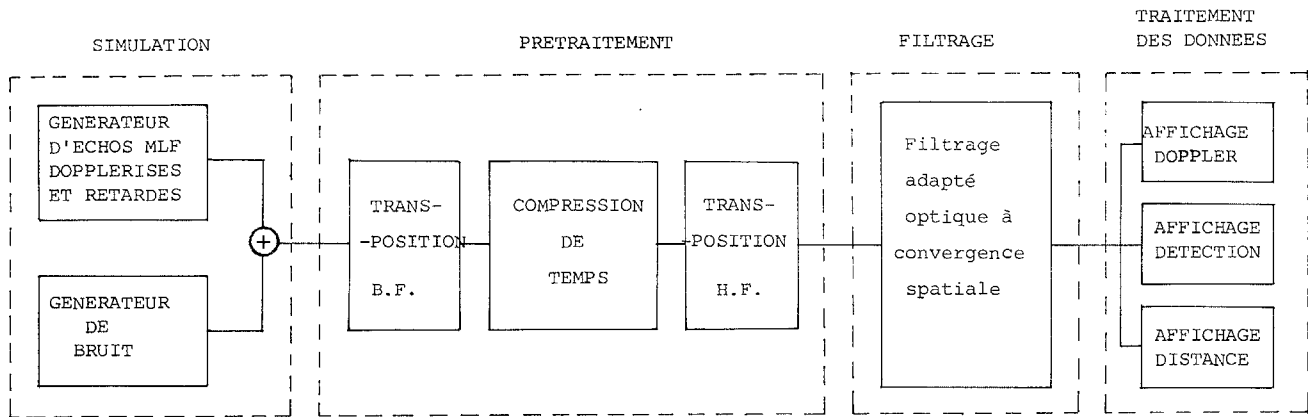


Fig. 4

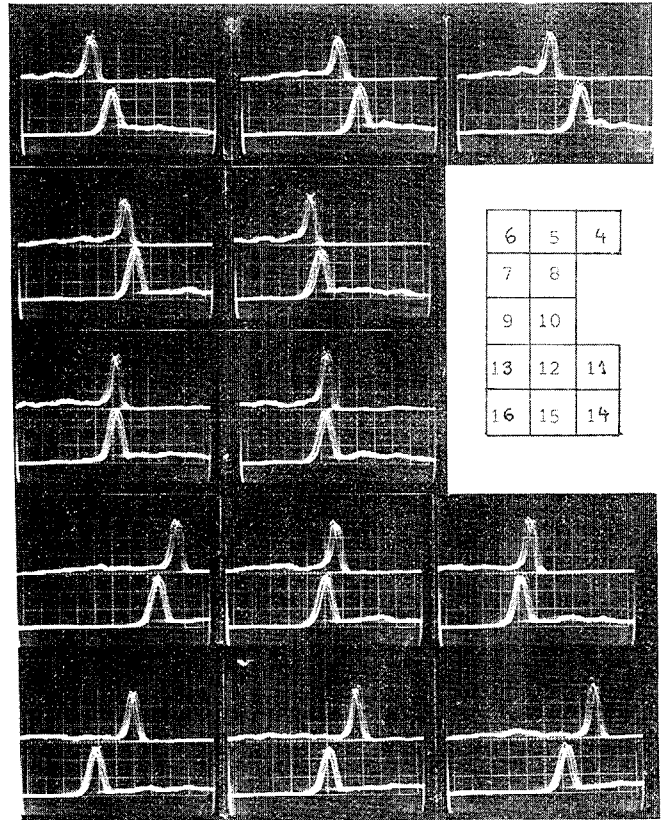
modulé en fréquence en triangle isocèle (décroissant puis croissant) avec les caractéristiques suivantes : durée $T_0 = 1s.$, fréquence centrale 3 429 Hz, largeur de bande du signal 200 Hz. La fréquence locale BF de transposition est 3 299 Hz.

Les deux photomultiplicateurs, munis de fentes, sont placés aux points $d_1 = d_2 = 508,3 \text{ mm}$ et $u_1 = 7,2 \text{ mm}$, $u_2 = -7,2 \text{ mm}$.

L'appareil a été testé à l'aide d'un simulateur d'échos sonar mélangés à du bruit blanc gaussien. La planche de photo montre les pics de corrélation observés aux deux sorties, l'oscilloscope étant synchronisé par l'horloge du Deltic. Les pics qui se déplacent ont été photographiés au moment de leur maximum d'amplitude. Un dispositif simple de mesure et d'affichage automatique du retard et du Doppler (avec signe) de l'écho a également été réalisé.

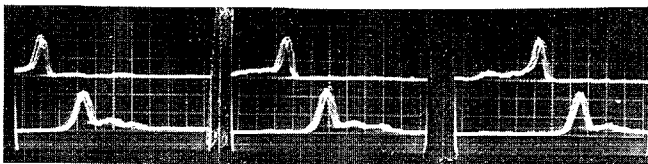
Les performances en présence de bruit mélangé à l'écho sont les suivantes :

- Résolution en temps $\delta\tau = 8 \text{ ms}$
- Résolution en distance sous-marine : $\delta D = \frac{v}{2} \delta\tau = 6 \text{ m}$
- Plage Doppler couverte $\epsilon \{-10^{-2}, +10^{-2}\}$ $\Delta\epsilon = 2 \cdot 10^{-2}$
- Plage de vitesse radiale sous-marine couverte : $\Delta v_r = \frac{v}{2} \Delta\epsilon$ $v_r \{-7,5 \text{ m/s}, +7,5 \text{ m/s}\}$
- Résolution Doppler : $\delta\epsilon = 1,8 \cdot 10^{-3}$
- Résolution en vitesse radiale : $\delta v_r = 1,35 \text{ m/s}$
- Gain du rapport signal sur bruit : 12 dB
- Limite de détection : rapport signal sur bruit à l'entrée = -8 dB



- Légende des photos : échelle 1 carreau = 1 μs

Número des photos	Effet Doppler simulé	Ecart de temps mesuré en μs	Effet Doppler mesuré
1,2,3	$7,6 \cdot 10^{-3}$	2,3	$7,9 \cdot 10^{-3}$
4	$5,7 \cdot 10^{-3}$	1,7	$5,8 \cdot 10^{-3}$
5,6	$3,8 \cdot 10^{-3}$	1,1	$3,8 \cdot 10^{-3}$
7,8	$1,9 \cdot 10^{-3}$	0,55	$1,9 \cdot 10^{-3}$
9,10	0	0	0
11,12	$-1,8 \cdot 10^{-3}$	-0,5	$-1,7 \cdot 10^{-3}$
13	$-3,6 \cdot 10^{-3}$	-1	$-3,4 \cdot 10^{-3}$
14,15	$-5,4 \cdot 10^{-3}$	-1,6	$-5,5 \cdot 10^{-3}$
16	$-7,2 \cdot 10^{-3}$	-2,2	$-7,5 \cdot 10^{-3}$



1 2 3

3. multicorrélateur optique à déflexion opto-acoustique pour traitement en temps réel de signaux sonar modulés pseudo-aléatoirement en phase (Type Retard multiplication intégration)

Considérons le dispositif optique représenté Fig. 5 où le signal écho Dopplérisé et retardé est appliqué à la cellule à effet POCKELS.

3.1 Signal d'émission choisi. C'est un signal sinusoïdal de durée T_0 et de fréquence ν_0 modulé en phase (0, $+\pi$) au rythme d'un code pseudo-aléatoire

$$S(t) = C_{-1}^{+1}(t) \sin \omega_0 t = \sin \left[\omega_0 t + \frac{\pi}{2} (1 - C_{-1}^{+1}(t)) \right]$$

Le code $C_{-1}^{+1}(t)$ bascule entre les deux niveaux +1 et -1.

3.2 Signal écho

$$E_i^k(t) = S[K_i(t-t_k)] = C_{-1}^{+1}[K_i(t-t_k)] \sin[\omega_0 K_i(t-t_k)]$$

3.3 Fonctionnement du dispositif

A la traversée de la cellule POCKELS, l'intensité du faisceau lumineux est modulée proportionnellement au mélange écho plus bruit à traiter

$$I(t) = E_i^k(t) + B(t)$$

A la traversée du film modèle, elle est multipliée par la transparence $T'(x,y)$ en intensité de ce film, rendue proportionnelle aux copies Doppler du signal à détecter :

$$T'(x, y) = E_j \left(\frac{x}{V_1} \right) + E_j \left(\frac{x}{V_1} + T \right) \quad T = \frac{T_0}{K_m}$$

$$= S \left[K_j \frac{x}{V_1} \right] + S \left[K_j \left(\frac{x}{V_1} + T \right) \right]$$

$$K_j = 1 + \frac{y}{y_0} \epsilon_M = f(y) \quad (\epsilon_M \approx 2 \cdot 10^{-2})$$

Donc :

$$I(x,y,t) = \left[E_i^k(t) + B(t) \right] \cdot \left[E_j \left(\frac{x}{V_1} \right) + E_j \left(\frac{x}{V_1} + T \right) \right]$$

- A LASER
- B Cellule de Pockels
- C Analyseur
- D Objectifs
- E Trou source
- F Film modèle
- G Lentille
- H Lentilles $\left(\frac{\lambda}{12} \right)$
- I Modulateur à Ultrasons
- J Polariseur
- K Analyseur Intégrateur

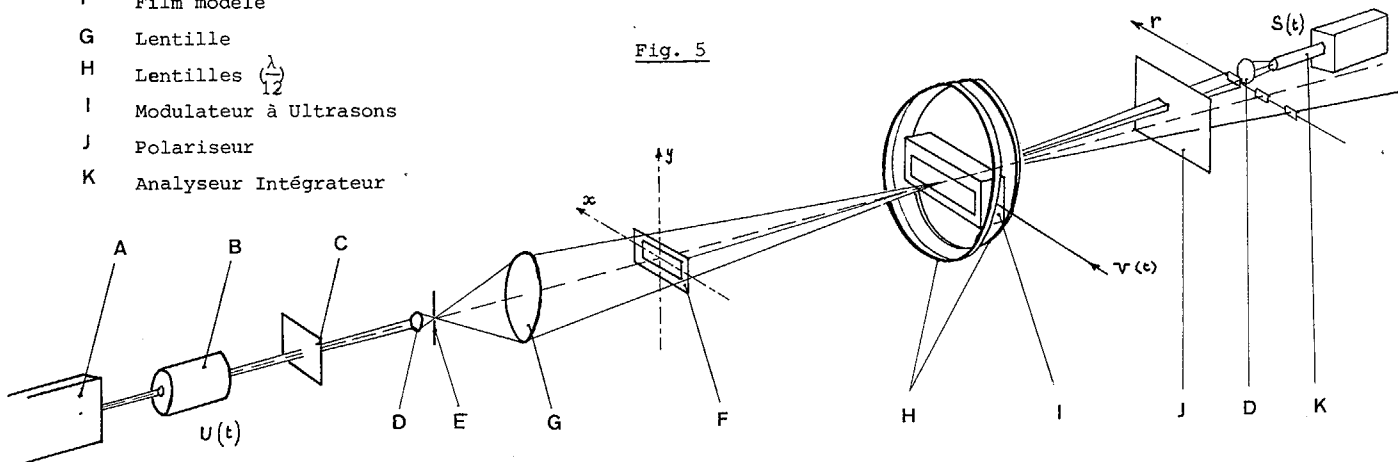


Fig. 5

Le modulateur à ultrasons dans lequel se propage une onde de pression sinusoïdale modulée linéairement en fréquence (modulation en dents de scie récurrente de période T) est équivalent à un réseau de phase optique à pas variable dans le temps ($T \gg \Delta$, Δ : temps de transit des ultrasons). Il donne lieu, dans le plan conjugué du plan objet par la lentille, à une image diffractée se déplaçant à vitesse constante (avec retour rapide). En un point fixe (r, s) du plan image (où l'origine est prise en $s = 0$; $r = r_c^+$) nous avons $\left(\frac{x}{V_1} \right)$ est remplacé par $g(t) - \frac{r}{V_2}$ avec $g(t) = t - pT$ si $pT \leq t < (p+1)T$;

$$I(r,s,t) = \left[E_i^k(t) + B(t) \right] \cdot \left[E_j \left[g(t) - \frac{r}{V_2} \right] + E_j \left[g(t) - \frac{r}{V_2} + T \right] \right]$$

$$K_j = 1 - \frac{S}{S_0} \epsilon_M$$

Soit une grille de photodétecteurs intégrateurs (surface sensible d'un tube vidicon intégrateur) associée à un commutateur électronique bidimensionnel à balayage périodique de période T (faisceau d'électrons du vidicon) $r = r(t)$, $s = s(t)$ ($s(t)$ sous période $\frac{T}{N}$). Chaque photodétecteur élémentaire fait une intégration temporelle de l'intensité lumineuse qu'il reçoit dans l'intervalle de temps compris entre deux lectures successives (lecture avec remise à zéro).

Le signal de sortie a donc pour expression :

$$R(t) = \int_{t-T}^t \left[E_i^k(\theta) + B(\theta) \right] \cdot \left\{ E_j \left[g(\theta) - \frac{r(t)}{V_2} \right] + E_j \left[g(\theta) - \frac{r(t)}{V_2} + T \right] \right\} d\theta$$

Comme on choisit $r(t) = V_2 \cdot g(t)$

$$R(t) = \int_{t-T}^t \left[E_i^k(\theta) + B(\theta) \right] \cdot \left\{ E_j \left[g(\theta) - g(t) \right] + E_j \left[g(\theta) - g(t) + T \right] \right\} d\theta$$

$$\text{Il vient } R(t) = \int_{t-T}^t \left[E_i^k(\theta) + B(\theta) \right] \cdot E_j \left[\theta - t + T \right] d\theta$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \left[E_i^k(\theta) + B(\theta) \right] \cdot E_j \left[\theta - t + T \right] d\theta$$

$$\text{Soit } R(t) = \Gamma_{ij}(t) \cdot B(t)$$



Procédés optiques de convolution en temps réel.

Convolution optical processes in real time.

Dans la mesure où le balayage suivant s est très rapide (fréquence ligne beaucoup plus grande que la fréquence image dans le cas d'un vidicon), le signal utile de sortie est constitué de coupes successives à "retard constant" de la fonction d'ambiguïté du signal. Ce filtre peut être adapté à des types variés de signaux. Il suffit pour cela de placer dans le montage optique le film modèle adéquat.

Remarques :

Nous n'avons pas donné dans ce texte le calcul de l'intensité lumineuse image. Ce calcul se fait en utilisant la réponse percussionnelle en amplitude complexe du montage optique, et la cohérence spatio-temporelle de l'illumination d'entrée. On obtient le résultat indiqué dans le texte lorsque l'illumination est quasimonochromatique et lorsque les termes diffractés et non diffractés sont spatialement disjoints dans le plan image.

La structure spectrale du filtre adapté optique décrit dans les pages précédentes est du type passe-bas. Pour pouvoir traiter des signaux de type passe-bande comme le sont les signaux Sonar, il faut associer au filtre adapté optique un étage de prétraitement électronique.

Ce prétraitement consiste en une transposition dans les basses fréquences sans perte d'information du mélange signal plus bruit. Il faut bien sûr modifier en conséquence les films modèles insérés dans le montage optique.

Nous avons passé sous silence dans les calculs le fait que les intensités lumineuses et les transparences en intensités de films sont des grandeurs monopolaires. Si l'on en tient compte, le calcul montre que l'expression de la grandeur de sortie s'obtient par l'addition d'une valeur moyenne au résultat déjà trouvé.

3.4 Réalisation pratique

L'appareil réalisé permet de traiter en temps réel des signaux modulés binaires en phase ($0, \pi$) suivant un code pseudoaléatoire.

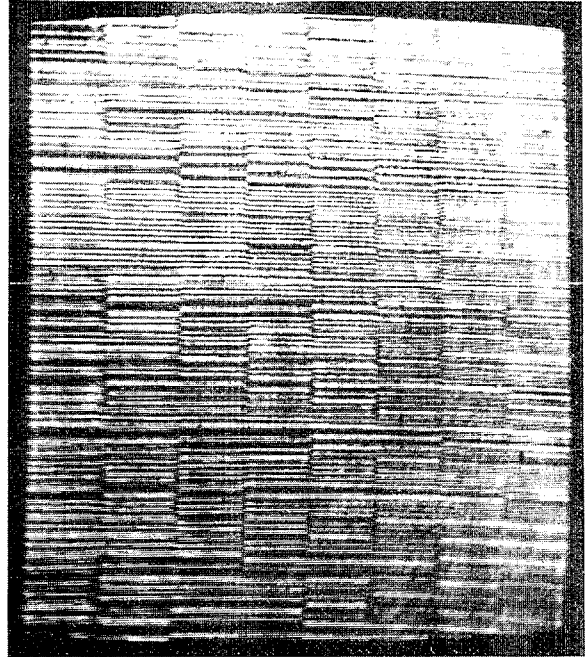
Les caractéristiques du signal d'émission utilisé sont :

- durée : 1s
- fréquence centrale : 3429 Hz
- code de modulation de phase : séquence binaire pseudoaléatoire maximale (code cyclique) de 127 bits de durée 1s.

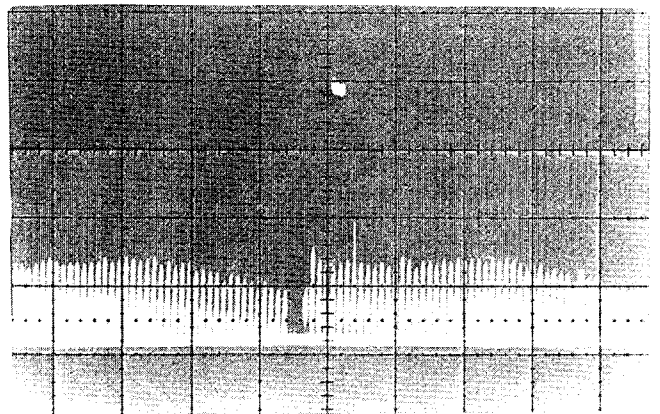
La fréquence locale de transposition de fréquence a pour valeur 3302 Hz.

La caméra de lecture à balayage lent possède une période trame de 1s. Les 400 lignes du standard spécial de la caméra sont lues par groupe de huit à la fréquence-trame et fréquence-ligne du standard normal.

L'étage de déflexion optoacoustique d'image met en oeuvre une optique soignée de grandes dimensions (surface d'onde à $\frac{\lambda}{12}$). La figure 6 est une photo d'un moniteur sur lequel est visualisée l'image diffractée du film modèle lue par la caméra en standard TV normal.



La figure 7 est une photo d'oscilloscope du signal de sortie du multi corrélateur où apparaît le pic de corrélation (le signal écho simulé, traité, présentait un retard de 1/6 de seconde).



3.5 Performances

Les résolutions "Doppler" observées expérimentalement sont meilleures que 2.10^{-3} ; ce qui correspondrait à la discrimination de deux vitesses radiales, d'un obstacle immergé, distinctes de 5 km/h.

La résolution en temps mesurée est 6 ms. Le gain de traitement en rapport signal sur bruit est de 16 dB.

4. Conclusion

L'utilisation de méthodes optiques rend actuellement possible la réalisation d'appareils de traitement du signal en temps réel de conception relativement simple et ayant de grandes capacités de traitement.

Les filtres adaptés optiques réalisés au Laboratoire GESSY ont été conçus principalement dans le but d'obtenir des résolutions "DOPPLER" élevées. Leur gain en rapport signal sur bruit et leur résolution en temps ont des valeurs normales. L'apparition des cristaux liquides dans le domaine des modulateurs de lumière laisse entrevoir un développement prochain des techniques opto-électroniques.

5. Bibliographie

- | | |
|---|--|
| <p>1 BLANC-LAPIERRE A. et DUMONTET P. La notion de cohérence en optique. Revue d'Optique Théorique et Instrumentale, t. 34, n° 1, 1955.</p> <p>2 BONNET G. Phénomènes aléatoires en Physique (1969-70 cours). Rapport CEPHAG n° 5/70, GRENOBLE.</p> <p>3 MARECHAL A. et FRANÇON M. Traité d'optique instrumentale (2). Diffraction. Structure de l'image. Revue d'Optique. PARIS 1960.</p> <p>4 MERMOZ H. Extension de la méthode du filtrage adapté au cas de plusieurs entrées pour l'optimisation de la détection des signaux faibles. Filtrage adapté et directivité. Thèse de Doctorat d'Etat 2-7-1964. Faculté des Sciences. GRENOBLE</p> <p>5 A. VANDER LUGT Operational Notation for the Analysis and Synthesis of Optical Data-Processing Systems. Proceeding of the I.E.E.E., Vol. 54, n° 8, August 1966.</p> <p>6 F. GIRES et C. LARDAT Un corrélateur optique compact pour le traitement des signaux électriques codés. Revue Technique Thomson-GSF, Vol. 2, n° 2, juin 1970.</p> <p>7 GIRES F. Mémoires optiques et modulateurs de lumière. Cours d'été DCAN-GESSY "Traitement Optique du Signal". Toulon juin 1973.</p> <p>8 K. BROMLET An optical incohérent corrélateur. Optica Acta 1974. Vol. 21, n° 1, 35-41.</p> <p>9 T.C. STRAND, C.E. PERSONS Incoherent optical correlator for active sonar. Naval electronic laboratory center. SAN DIEGO California 92152.</p> | <p>10 G.W. JULL Light beam scanning by optical signal processing techniques. AGARD Optoelectronic components and devices. September 1965. Page 275-295.</p> <p>11 FORSTER A. Filtrage adapté optique pour impulsion modulé linéairement en fréquence. Rapport CEPHAG n° 18/70, 22-05-70. GRENOBLE.</p> <p>12 FORSTER A. Contribution à l'étude du filtrage adapté optique bidimensionnel. Application au traitement en temps réel de Signaux Sonar. Thèse de Docteur Ingénieur 15-07-71, Université Scientifique et Médicale de GRENOBLE.</p> <p>13 FORSTER A. Filtres adaptés optiques. Cours d'Eté DCAN-GESSY "Traitement Optique du Signal". Rapport GESSY n° 12/73. TOULON. juin 1973.</p> <p>14 FORSTER A Traitement Optique des signaux électriques Convention DRME 1er, 2ème, 3ème rapports trimestriels. Rapports GESSY n° 16, 17, 18/73. Toulon Janvier 1973.</p> |
|---|--|