

# COLLOQUE NATIONAL SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 26 au 30 AVRIL 1977

SYSTEME DE TRAITEMENT OPTIQUE DU SIGNAL A TUBE PHOTOTITUS  
APPLICATION AU SONAR ACTIF  
OPTICAL PROCESSING OF TIME FUNCTIONS BY PHOTOTITUS IMAGING DEVICE  
APPLICATION TO PHASE MODULATED SONAR SIGNALS

Guy LEBRETON - E. de BAZELAIRE

LABORATOIRE GESSY - CENTRE UNIVERSITAIRE DE TOULON - 83130 LA GARDE

## RESUME

### RESUME

#### TRANSFORMATION D'UN SIGNAL TEMPOREL EN IMAGE COHERENTE

Un système de Traitement Optique des Signaux en temps réel a été réalisé. Il comporte quatre parties :

- une transformation Temps-Espace d'un Signal  $S(t)$  en modulation spatiale d'intensité lumineuse
- une transposition incohérent-cohérent de cette image, à l'aide d'un tube phototitus, en variation bidimensionnelle de biréfringence  $B(x,y)$ .
- un montage optique à double diffraction utilisant des filtres spatiaux holographiques.
- une transformation Espace-Temps restituant le signal temporel filtré.

Cet exposé traite les deux premières parties .

Le signal temporel module le Wehnelt d'un tube cathodique, avec un balayage type télévision qui répartit le signal sur plusieurs lignes. On étudie les conséquences de cette transformation sur le signal : spectre, fonction d'ambiguïté, dynamique de modulation. Application est faite à divers types de signaux Sonar.

L'image du tube cathodique, projetée sur le tube à mémoire Phototitus, devient une modulation spatiale de biréfringence. On rétablit ainsi la phase du signal, pour un filtrage adapté cohérent. De plus, cette transformation permet certaines opérations améliorant la fonction d'appareil globale : addition, soustraction, déconvolution, filtrage en polarisation. L'application au Sonar donne un exemple de ces possibilités.

## SUMMARY

### ABSTRACT

#### COHERENT RASTER DISPLAY OF TIME FUNCTIONS

A real-time optical processing is developed in four steps :

- time to Space transformation, from a signal  $S(t)$  to a spatial modulation of luminous intensity.
- Incoherent-coherent conversion, using Phototitus tube, into a map of birefringence  $B(x,y)$
- Optical processing, with two diffractions in line, using holographic matched filter
- Space to time transformation, restoring the time parameters of filtered signals.

This work presents the two first steps only.

The time signal drives the wehnelt of a cathode-ray tube, with a TV raster scanning which writes the signal along several lines. Results of this transform on the signal are studied : spectrum, ambiguity function, depth of modulation.

Application is involved to some phase-coded sonar signals.

Image on the CRT, projected into the memory tube Phototitus, becomes a spatial modulation of birefringence. Then is rebuild the phase of the signal without any continuous component, for a coherent matched filtering. This transform allows some operations, to get a better general transfert function : algebraic addition, deconvolution, polarisation filtering. The sonar case application gives some example of these possibilities .



SYSTEME DE TRAITEMENT OPTIQUE DU SIGNAL A TUBE PHOTOTITUS  
APPLICATION AU SONAR ACTIF

OPTICAL PROCESSING OF TIME FUNCTIONS BY PHOTOTITUS IMAGING DEVICE  
APPLICATION TO PHASE MODULATED SONAR SIGNALS

INTRODUCTION- Le traitement cohérent d'images a fait l'objet de nombreuses études depuis le développement du laser. Sa formulation en termes de filtrage adapté a été bien développée par Vander Lugt dès 1963 [1]. L'emploi effectif en traitement du signal s'est d'abord limité à des processus unidimensionnels, utilisant en particulier des cuves à ultrasons (voir par exemple [2] à [4]). L'utilisation des deux dimensions de l'optique n'est devenue possible que récemment, avec l'apparition d'imageurs cohérents bidimensionnels à haute résolution [5].

Après des études en temps différé d'images photographiques [6], on a vu apparaître des traitements de type multiplexage cohérent : préformation des voies à partir d'un réseau de phase d'antennes [7], détection de signaux radar-doppler à compression d'impulsion [8].

L'originalité de notre recherche est l'étude théorique et pratique des possibilités d'écriture à deux dimensions d'un signal temporel sur un imageur cohérent. Même si l'on désire conserver une part de la surface disponible pour des opérations de multiplexage, il apparaît indispensable de pouvoir écrire le signal temporel sur plusieurs lignes, en vue d'accroître le produit durée-bande acceptable par la chaîne de traitement. Cette mise à deux dimensions  $S(x,y)$  d'un signal temporel  $S(t)$  a des conséquences importantes sur le spectre du signal, donc sur le filtrage adapté et la corrélation optiques.

## I - ETUDE THEORIQUE -

Quel que soit l'imageur cohérent utilisé, l'écriture d'un signal temporel nécessite l'emploi d'un balayage de type télévision. Après avoir analysé l'influence de ce balayage, nous étudierons la fonction d'appareil de l'imageur cohérent, puis le spectre optique résultant du mode de visualisation du signal temporel.

### I.1 - Influence du balayage : Transformation Temps-Espace -

Pour séparer cette question de la fonction d'appareil propre à l'imageur cohérent, nous utiliserons un montage éclaté séparant les deux étapes, tel qu'il a d'ailleurs été réalisé dans notre expérimentation.

Le signal temporel est écrit sur l'axe  $z$  d'un moniteur, en modulant le Wehnelt du tube cathodique. La répartition de brillance  $F(x,y,t)$  ainsi obtenue est enregistrée sur un support photographique sous forme de densité variable  $F(x,y)$ .

Cette photographie est ensuite imagée avec une source lumineuse sans cohérence temporelle, sur un convertisseur d'images incohérent-cohérent Phototitus à effet Pockels.

#### 1.1.1. Convolution par le spot d'écriture

A l'instant  $t$ , le spot se trouve en un point  $M$  de coordonnées  $x(t), y(t)$  avec une énergie proportionnelle à  $|S(t)|$

Notons  $F(x,y,t)$  l'énergie du spot.

Soit  $U(x-x', y-y', t-t')$  la réponse spatio-temporelle de l'écran à l'énergie reçue. La luminance induite de l'écran sera :

$$L(x', y', t') = \int F(x, y, t) \cdot U(x-x', y-y', t-t') dx' dy' dt'$$

$$= F(x, y, t) * U(x, y, t)$$

Il n'est pas utile de connaître l'évolution temporelle de  $U(t')$ , car le récepteur cohérent ou photographique est dans tous les cas un écran à mémoire intégrant cette fonction. On peut donc réduire l'expression précédente à une distribution spatiale de densité

$$G(x', y') = \int L(x, y, t) dt$$

soit

$$G(x', y') = D(x, y) * F(x, y)$$

où  $D(x, y)$  est caractéristique du point élémentaire et  $F(x, y)$  exprime la distribution spatiale réalisée par le balayage temporel.

#### 1.1.2. Transformation Temps-Espace

Le signal temporel est disponible sous forme d'une tension alternative, avec une fréquence porteuse sinusoïdale. La transformation en énergie du spot nécessite l'addition d'une composante continue  $C$ , permettant d'enregistrer les alternances négatives :

$$C = \frac{1}{2} \sup |S(t)|$$

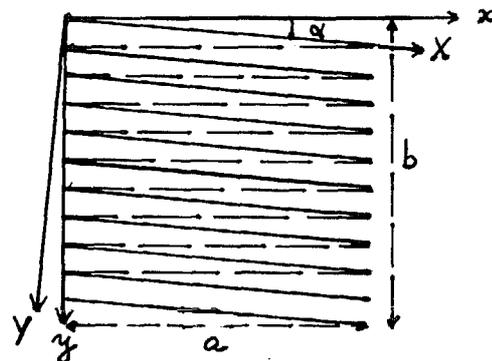
Pour simplifier les notations nous utiliserons une expression normée du signal  $|S(t)| = 1$ , réservant la suite de cet exposé aux signaux modulés en phase et d'amplitude constante. On a alors  $-1 \leq S(t) \leq 1$  et  $C=1$

Le signal écrit sera donc toujours  $1 + S(t)$ .

La répartition spatiale de ce signal dépend des paramètres choisis pour le balayage, pour lequel nous utiliserons les notations suivantes :

- a longueur d'une ligne      T période ligne
- N nombre de lignes du code ou signal
- b hauteur du code écrit

Si les rampes de déflexion horizontale et verticale sont linéaires, le balayage est incliné d'un angle  $\alpha$  selon le schéma ci-dessous :



$$\alpha \approx \operatorname{tg} \alpha = \frac{b}{N \cdot a} \ll 1$$

On pourra donc négliger les termes en  $\alpha^2$  devant 1.

Le changement d'axes indiqué donne

$$X = \frac{x}{\cos \alpha} + n \frac{b}{N} \sin \alpha \approx x + n \frac{b}{N} \alpha$$

L'interligne est :

$$l = \frac{b}{N} \cos \alpha \approx \frac{b}{N}$$

SYSTEME DE TRAITEMENT OPTIQUE DU SIGNAL A TUBE PHOTOTITUS  
APPLICATION AU SONAR ACTIF

Les coordonnées d'un point sur la ligne de rang  $n+1$  sont donc :

$$X = x + n \alpha \ell$$

$$Y = n \ell$$

Il suffira de faire  $\alpha=0$  pour retrouver le cas d'une déflexion verticale discrète (rampe en escalier). Le découpage en lignes du signal temporel se fait à la période  $T$ . Le signal écrit sur la ligne  $n$  est

$$S_n(t) = P_{T/2}(t-nT) \cdot S(t)$$

avec  $P_{T/2}(t-nT) = 1$  pour  $t \in [(n-1)T, nT]$   
 $= 0$  ailleurs

On notera pour simplifier

$$P_{Tn}(t) = P_{T/2}(t-nT)$$

La vitesse d'écriture sur la ligne  $n$  étant

$$v = \frac{a}{T}, \text{ il vient : } x = a \frac{t}{T}$$

donc

L'échelle de temps sur la ligne est

$$t = (x - n \alpha \ell) \frac{T}{a}$$

Cette échelle devra être prise en compte lors de la restitution de l'information temps à partir de la position du pic de corrélation en détection de signal.

Avec ce changement de variable, la porte temporelle  $P_{Tn}(t)$  devient une porte spatiale :

$$P_{Tn+1}(X) = P_{a/2} [X - n(a + \alpha \ell)]$$

Le signal écrit sur la ligne  $n$  est :

$$S_n(X) = P_{Tn}(X) \cdot S \left[ (X - n \alpha \ell) \frac{T}{a} \right]$$

Nous pouvons finalement écrire la distribution spatiale du signal temporel sous la forme :

$$F(X,Y) = \sum_{n=1}^N \delta(Y - n\ell) \cdot P_{Tn}(X) \cdot \left\{ 1 + S \left[ (X - n\alpha\ell) \frac{T}{a} \right] \right\}$$

L'expression finale du signal spatial reste comme précédemment :

$$G(X,Y) = D(X,Y) * F(X,Y)$$

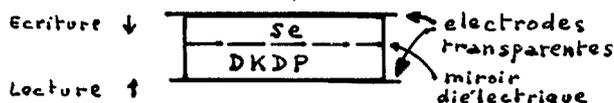
L'ensemble de ces résultats concorde avec les formulations données par divers auteurs ([8], [9]).

1.2 - Transfert Incohérent-Cohérent

Le montage éclaté que nous avons choisi pour étude est basé sur un appareil appelé Phototitus, constitué d'un sandwich photoconducteur - KDP. Nous verrons à la fin de ce chapitre que l'ensemble des fonctions étudiées peut être réuni en un seul appareil.

1.2.1. Fonctionnement du Phototitus

Le schéma ci-contre indique la position des diverses couches minces constituant le convertisseur. L'ensemble est placé dans une enceinte sous



vide, refroidie par effet Peltier à la température de Curie ( $-50^\circ \text{C}$ ) du KDP deutéré.

Le miroir diélectrique sépare les fonctions lecture et écriture, cette dernière étant réalisée en lumière blanche.

La photographie  $G(X,Y)$  réalisée à partir du signal  $S(t)$  - ou l'écran du tube cathodique si on opère en temps réel - est imagée sur la surface du sélénium. Localement, la résistivité de cette couche photo-conductrice chute sous l'apport d'énergie des photons incidents. Ceci a pour effet de transférer aux bornes du KDP une tension proportionnelle à l'énergie reçue. Selon la polarité de la tension appliquée, le transfert de charges s'opère sous forme de déplacement d'électrons ou de trous positifs dans le sélénium.

Les caractéristiques de ce transfert sont analysées dans diverses publications du constructeur ([10], [11]). Retenons seulement que la plage de linéarité croît avec la tension appliquée, elle-même limitée par les risques de "claquage" du condensateur formé par le système. La modulation de phase maximale est de  $+\frac{\pi}{2}$ , autour d'une valeur moyenne aisément translatable avant ou après écriture du signal par l'envoi d'un éclaircissement uniforme avec une tension de polarisation appropriée. Le signe de la modulation est fonction de la polarité de cette tension. Enfin, le temps de mémoire décroît selon l'énergie de lecture, entre 1 seconde et 1 minute ; il est de plusieurs heures en l'absence de photons incidents.

L'effet électro-optique est du type Pockels. La carte de tensions induite sur le dioptre photo-conducteur - KDP par l'image écrite devient une carte de biréfringence  $B(X,Y)$  proportionnelle à l'énergie reçue.

On négligera les termes constants résultant de ce coefficient de proportionnalité et de l'intensité du faisceau lumineux projetant l'image de la photographie précédente, pour écrire simplement comme au § 1 :

$$B(X,Y) = D(X,Y) * F(X,Y)$$

Mais la possibilité de déplacer le fond continu permet de retrouver l'image d'amplitude du signal temporel moyenne nulle, permettant au filtrage adapté un gain de 3db sur les techniques usuelles de traitement optique.

Il suffit pour cela, entre deux images, après l'effacement prévu par saturation de photons, d'envoyer sur le Phototitus un balayage ligne sans signal avec une tension de polarisation inverse de celle employée pour écrire le signal. On a alors la soustraction :

$$B(X,Y) = D(X,Y) * \sum_{n=1}^N \delta(Y - n\ell) \cdot P_{Tn}(X) \cdot \left\{ 1 + S \left[ (X - n\alpha\ell) \frac{T}{a} \right] \right\} - D(X,Y) * \sum_{n=1}^N \delta(Y - n\ell) \cdot P_{Tn}(X)$$

La convolution étant elle-même une somme, il reste seulement :

$$B(X,Y) = D(X,Y) * \sum_{n=1}^N \delta(Y - n\ell) \cdot P_{Tn}(X) \cdot S \left( T \frac{X - n\alpha\ell}{a} \right)$$

Dans le cas d'un intermédiaire photographique, une bonne approximation de cette opération est la soustraction d'un fonds continu.

1.2.2. Fonctionnement du Titus

Le système compact d'entrée optique bidimensionnelle cohérente a donné lieu à plusieurs réalisations ([5], [13] à [16]).



Nous retiendrons seulement le modèle développé par le L.E.P. en France et appelé Titus, dont le Phototitus n'est qu'un dérivé.

Le Titus réunit les performances des meilleurs systèmes concurrents, avec en outre l'avantage de la bi-polarité permettant la soustraction d'images que nous avons vue avec le Phototitus. Comme lui, il a toutefois l'inconvénient, par rapport à d'autres prototypes, d'exiger une lecture par réflexion. Nous avons constaté que ceci impose, pour le filtrage adapté, des exigences difficiles sur la planéité du miroir diélectrique.

L'appareil est constitué d'un tube cathodique avec pour écran un cristal de KDP. La pupille utile est de 32x36 mm comme pour le Phototitus.

La résolution est moindre en raison des difficultés de focalisation du faisceau d'électrons mais reste très supérieure à celle d'une image TV : typiquement 1000 x 800 points. Le fonctionnement électro-optique du KDP est le même qu'avec le Phototitus. Une grande qualité de l'appareil est sa technique d'effacement qui est basée sur un système de double grille d'accélération que nous ne détaillerons pas ici (voir [17]). Bornons nous à signaler la procédure qui ouvre des possibilités supplémentaires au traitement en temps réel : c'est l'écriture du signal en un point qui, sans en être altérée, efface l'information précédente. On peut ainsi écrire et lire l'image en continu.

### 1.3 - Spectre bidimensionnel diffracté

Reprenons la représentation spatiale du signal définie au § I.1 :

$$B(X,Y) = D(X,Y) * \sum_{n=1}^N \delta(Y-n\ell) \cdot P_{T_n}(X) \cdot S\left(T \frac{X-n\alpha\ell}{a}\right)$$

$$P_{T_n}(X) = P_{a/2} [X-n(a+\alpha\ell)] = P_{a/2}(X) * \delta[X-n(a+\alpha\ell)]$$

a pour transformée de Fourier dans le plan spectral optique (u, v) :

$$\mathcal{F}[P_{T_n}(X)] = a \sin \frac{\pi u a}{\pi u a} \cdot \exp\{j 2\pi u n(a+\alpha\ell)\}$$

$$\text{De même, } S\left(T \frac{X-n\alpha\ell}{a}\right) = S\left(\frac{T}{a} X\right) * \delta(X-n\alpha\ell)$$

a pour T.F. :

$$\mathcal{F}\left[S\left(T \frac{X-n\alpha\ell}{a}\right)\right] = \frac{a}{T} s\left(\frac{a}{T} u\right) \cdot \exp\{j 2\pi u n\alpha\ell\}$$

en notant  $s(u) = \mathcal{F}[S(X)]$ .

$$\text{Notons } d(u,v) = \mathcal{F}[D(X,Y)]$$

$$\text{et } \text{sinc } a = \frac{\sin \pi u a}{\pi u a}$$

L'expression complète du spectre bidimensionnel est alors :

$$\frac{b(u,v)}{d(u,v)} = \sum_{n=1}^N \exp(j 2\pi v n \ell) * \left[ a \cdot \text{sinc}(\pi u a) \cdot \exp\{j 2\pi u n(a+\alpha\ell)\} \right] * \left[ \frac{a}{T} s\left(\frac{a}{T} u\right) \cdot \exp(j 2\pi u n\alpha\ell) \right]$$

Sous cette forme, il apparaît déjà une convolution entre les fréquences horizontale et verticale.

La longueur a des lignes d'écriture étant grande devant la période spatiale du signal, on peut faire une première simplification en considérant comme pratiquement ponctuelle la fonction

$\text{sinc}(\pi u a)$  dans l'intervalle  $\pm 2 u_0$  du spectre d'ordre  $\pm 1$  pour un signal de porteuse  $u_0 \ll a$  (typiquement  $u_0 \approx 4.10^{-3}$  a pour une écriture de 250 points par ligne). On a alors  $\text{sinc}(\pi u a) \approx \delta(u)$

D'autre part, les termes en  $\alpha$  proviennent d'une expression fine du balayage analogique. On peut, pour étudier l'allure générale du spectre, se contenter du cas plus simple d'un balayage vertical discret (se reporter au § 112) où  $\alpha = 0$ .

Enfin, la dimension du spot étant petite, on peut approximer sa fonction de brillance par une fonction portée à deux dimensions :

$$D(X,Y) = \Pi_r(X) * \Pi_r(Y)$$

$$\text{d'où } d(u,v) = r^2 \text{sinc}(\pi u r) \cdot \text{sinc}(\pi v r)$$

L'expression condensée du spectre devient :

$$b(u,v) = \frac{a^2 r^2}{T} \text{sinc}(\pi u r) \cdot \text{sinc}(\pi v r) \cdot s\left(\frac{a}{T} u\right) * \sum_{n=1}^N \left[ \exp(j 2\pi u n a) * \exp(j 2\pi v n \ell) \right]$$

La somme des termes en n peut être calculée directement :

$$\exp(j 2\pi u n a) * \exp(j 2\pi v n \ell) = \exp\{j 2\pi (u n a + v n \ell)\} = \left[ \exp\{j 2\pi (a u + \ell v)\} \right]^n$$

En posant

$$\exp\{j 2\pi (a u + \ell v)\} = z, \text{ la somme devient :}$$

$$\sum_{n=1}^N z^n = z \frac{z^N - 1}{z - 1} \quad \text{D'où :}$$

$$b(u,v) = \frac{a^2 r^2}{T} \text{sinc}(\pi u r) \cdot \text{sinc}(\pi v r) \cdot s\left(\frac{a}{T} u\right) * \exp\{j 2\pi (a u + \ell v)\} \frac{\exp\{j 2\pi N(a u + \ell v)\} - 1}{\exp\{j 2\pi (a u + \ell v)\} - 1}$$

Sous cette forme, on voit que la transformée de Fourier s(u) du signal temporel S(t) subit :

- une homothétie, consécutive au choix d'une échelle d'écriture du signal
- un filtrage passe-bas dû à la convolution par le spot dans le plan image (filtrage qui élimine les ordres diffractés supérieurs)
- une convolution par un terme de phase bidimensionnel, qui provoquera des surmodulations de l'amplitude s(u) dans la bande de modulation du signal.

Ces surmodulations proviennent des éventuelles périodicités apparaissant verticalement : une colonne du signal écrit à deux dimensions peut être considérée comme l'échantillonnage modulo T (durée d'une ligne) du signal S(t).

Signalons une particularité qui résulte de cette fonction de phase : si l'on fait  $a u + \ell v = p$ , avec p entier relatif, l'expression b(u,v) devient directement proportionnelle à s(u). Cela signifie que le spectre sera incliné par rapport à l'axe du balayage, d'un angle  $\theta = \frac{\ell}{a}$ .

Les conséquences de la T.F. bidimensionnelle sur la forme de l'autocorrélation seront abordées dans l'exposé suivant sur le traitement de l'image. Nous allons seulement examiner rapidement quelques exemples de T.F., réalisés à partir de divers types de signaux Sonar.



SYSTEME DE TRAITEMENT OPTIQUE DU SIGNAL A TUBE PHOTOTITUS  
APPLICATION AU SONAR ACTIF

II - ETUDE EXPERIMENTALE

II.1. - Paramètres du système expérimenté

Le montage est celui évoqué au § I.1 : les signaux écrits sur le Moniteur sont enregistrés sur film 24x36. Le négatif d'un signal, monté en diapositive, est alors imagé en lumière blanche sur le côté photoconducteur du Phototitus, puis lu sur l'autre face par réflexion en lumière cohérente. Du côté cohérent, un objectif réalise dans son plan focal la transformée de Fourier de l'image  $B(X,Y)$ .

Le nombre de points acceptables pour le Phototitus est supérieur à  $10^6$ , tandis que le moniteur permet un maximum de 60.000 points pour une image de bonne qualité. C'est donc lui qui limite la capacité d'entrée de la chaîne de traitement et ce problème sera résolu ultérieurement par l'emploi du système compact Titus.

La dimension des négatifs réalisés est de 12x18 mm et cette image est projetée sur le Phototitus en grandissement 1, utilisant seulement 1/3 de sa pupille. Le diamètre du point élémentaire est de 50 microns. Dans la mesure du possible, on s'est efforcé d'ajuster les balayages de manière à ce que la distance  $Q$  entre les signes soit égale à la distance minimum entre deux points inscrits sur une ligne. Le balayage ligne s'est avéré très proche d'une distribution sinusoïdale dans le sens vertical : ceci se traduit par deux points de diffraction verticaux dans le plan de Fourier (en mettant les lignes horizontales) dont la distance égale au double de la fréquence ligne, permet d'étalonner les fréquences visualisées dans ce plan de Fourier.

En fin de texte, nous donnons des photographies de trois types de codes Sonar, avec leur spectre de Fourier résultant de l'écriture à deux dimensions. On s'y reportera pour illustrer les exemples qui vont suivre.

On a masqué l'ordre zéro dans l'enregistrement des transformées de Fourier.

II.2. - Code Pseudo-Aléatoire Binaire Latticiel

Ce type de modulation procède par basculement aléatoire de la phase à intervalles réguliers, l'intervalle étant le nombre d'alternances par bit arbitrairement choisi (voir étude de ce code en réf. [17]).

Pour le filtrage multi-doppler, on a retenu un code de 512 bits, présentant des performances intrinsèques largement suffisantes en Sonar actif. Nous retenons ici un code plus riche, de 4096 bits avec 4 périodes par bit. Sur les deux photographies ci-après, cette porteuse apparaît sous forme de lignes noires et blanches, le long desquelles la répartition est pseudo-aléatoire : des conditions de stationnarité ont imposé une égale pondération de noirs et blancs. Un point noir correspond à la succession de 2 phases négatives, un point blanc de 2 phases positives. Les points sont gris en l'absence de basculement de phase. Les lignes discontinues de points noirs et blancs aléatoires sont parallèles au balayage ligne pour la photo 1, où le nombre de points par ligne est un multiple du nombre 4 de périodes par bit. Dans le cas général (photo 2), ces lignes sont inclinées par rapport au balayage.

L'examen du spectre fait apparaître la double bande du spectre (fréquences positives et négatives) avec un remplissage aléatoire. Chacune

de ces deux bandes est inscrite dans un rectangle autour de la fréquence porteuse  $\nu_0$ , ayant pour largeur celle de l'excursion de fréquence  $\Delta\nu = \frac{\nu_0}{4}$

La hauteur du rectangle résulte de la convolution par la hauteur d'une ligne, c'est-à-dire du produit par  $\text{sinc}(\pi\nu r)$ . Bien entendu, cette fonction est une courbe en cloche centrée sur l'ordre 0, ce qui provoque une hauteur plus faible du spectre vers l'extérieur (hautes fréquences).

Le rectangle signalé en première approximation est également modulé dans l'autre dimension par le produit avec une fonction identique  $\text{sinc}(\pi\nu r)$ .

Le phénomène inattendu est la périodisation par la basse fréquence des alternances aléatoires (1/4 de la fréquence porteuse). Cette fois, il s'agit du produit par un peigne de Dirac dans le plan objet, donc d'une périodisation par convolution dans le plan de Fourier avec un peigne de fréquence inverse (4 fois la porteuse). On voit ainsi apparaître, avec un contraste moindre, le spectre du signal sans porteuse de part et d'autre de l'ordre zéro, puis entre les points diffractés par le peigne de Dirac des basses fréquences de l'objet. Si l'on compare les photographies de l'objet de sa T.F., on voit que la direction de cette périodisation dans le plan de Fourier est bien la direction de modulation basse fréquence dans le plan objet (sur la photo 4, le spectre a été collé à l'envers par erreur).

II.3 - Signal modulé linéairement en fréquence

Le codage L F M est devenu classique : voir son étude par exemple en réf [18] et [19]. On utilise ici un code de  $4900 \pm 240$  Hz non hétérodyné.

Les périodicités à deux dimensions que l'on voit sur la photo 5 varient beaucoup selon la durée ligne, ainsi que les surmodulations du spectre que l'on voit sur la photo 7 en dessous. Les points verticaux correspondent au balayage ligne, qui verticalement apparaît donc plutôt comme un crâneau qu'une sinusoïde.

II.4 - Signal modulé hyperboliquement en fréquence

Ce code, moins classique, correspond à une modulation de phase logarithmique. Il est par suite invariant par homothétie, ce qui dispense de multiplier les copies dopplérisées pour le filtre adapté ([20], [21]).

Le code écrit sur la photo 6 est un code hétérodyné à 625 Hz (résidu de porteuse)  $\pm 250$  Hz.

On voit sur la T.F. (photo 8) que l'excursion relative de fréquence est ainsi dix fois supérieure à celle du L F M précédent non démodulé. Des surmodulations complexes apparaissent, comme pour le précédent, dues au terme de phase bidimensionnel.

CONCLUSION

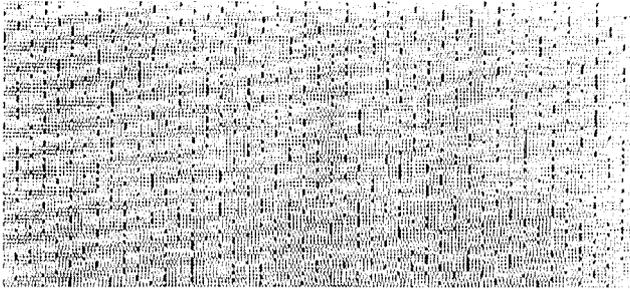
Cet exposé portait sur les deux premières étapes d'un traitement optique : écriture des signaux à deux dimensions et transposition cohérente. Nous avons mis en évidence des phénomènes spécifiques dont l'étude devra être poursuivie.

Il semble toutefois que la modification de la distribution d'énergie dans la transformée de Fourier, demeurant dans la bande du signal, ne soit pas une gêne pour le filtrage adapté holographique. Ce point sera développé dans l'exposé suivant, sur le traitement optique de l'image cohérente que nous avons réalisée à partir du signal temporel.

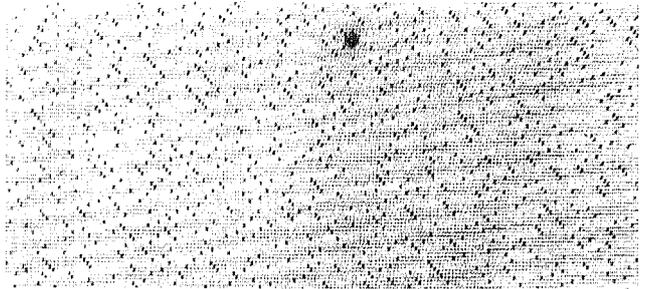


SYSTEME DE TRAITEMENT OPTIQUE DU SIGNAL A TUBE PHOTOTITUS  
APPLICATION AU SONAR ACTIF

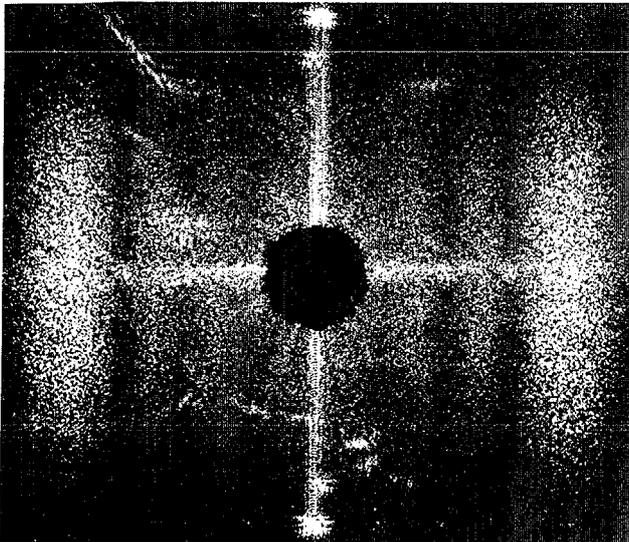
Ph. 1 : Signal Aléatoire 1 -



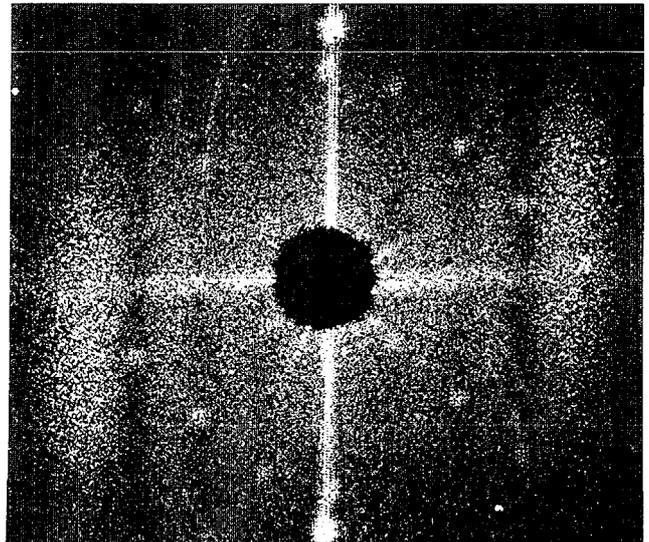
Ph. 2 : Signal Aléatoire 2 -



Ph. 3 : T.F. du S.A. 1



Ph. 4 : T.F. du S.A. 2



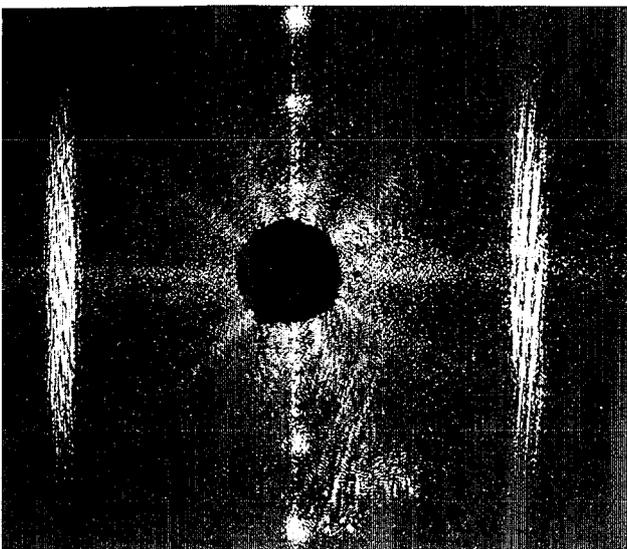
Ph. 5 : Signal LFM



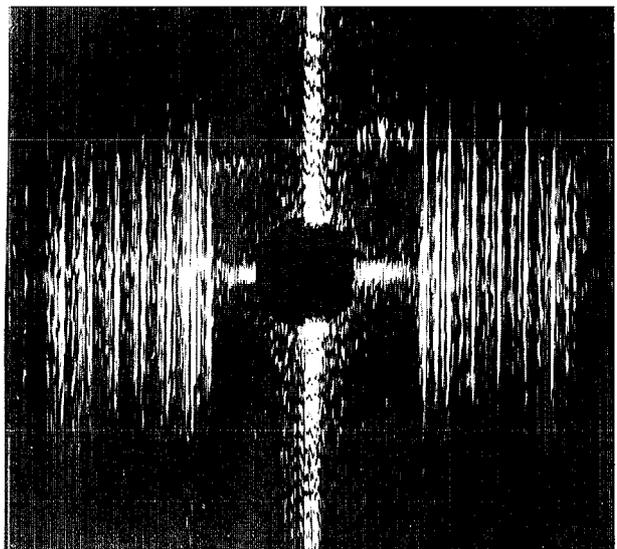
Ph. 6 : Signal HFM



Ph. 7 : T.F. du Signal LFM



Ph. 8 : T.F. du Signal HFM





SYSTEME DE TRAITEMENT OPTIQUE DU SIGNAL A TUBE PHOTOTITUS  
APPLICATION AU SONAR ACTIF

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

- [1] - A.VANDER LUGT -"Signal detection by complex Spatial Filtering" - I E E E Trans. on Information Theory, Avril 1964, p. 139-145
- [2] - M.KING, W.R. BENNETT, L.B.LAMBERT, M.ARM "Real-Time Electro-optical Signal Processors with Coherent Detection" APPL. OPT. Vol.6 n° 8 (Août 1967) p.1367-1375 .
- [3] - M. GOTTLIEB, J.J. CONROY, T. FOSTER "Opto-acoustic Processing of Large Time-Bandwidth Signals" APP. OPT. Vol. 11 N° 5 (Mai 1972) p. 1068-1077
- [4] - A.FORSTER, A. GIULIERI, A. COUVE "Procédés Optiques de Convolution en temps réel" Cinquième Colloque GRETSI, Nice (Juin 1975) p. 169-177
- [5] - G.MARIE, J. DONJON, J.P. HAZAN "Pockels-Effect Imaging Devices and their application" Advances in Image Pickup and Display Vol. 1 - Ed. B. KAZAN - Acad. Press, 1974 p. 226-302
- [6] - C.S. WEAVER, S.D. RAMSEY, J.W. GOODMAN, A.M. ROSIE "The Optical Convolution Of Time Functions" APPL. OPT. Vol. 9 n° 7 (Juillet 1970) p. 1672-1682
- [7] - D.CASASANT, F.CASASAYAS "Electro-Optical Processing of Phased-Array Antenna Data" I E E E TRANS. ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS - Vol. AES-11 n° 1 (Janvier 1975) p. 65-75
- [8] - D. CASASANT, F. CASASAYAS "Optical Processing of pulsed Doppler and FM stepped radar signals" APPL. OPT. Vol. 14 n° 6 (Juin 1975) p.1364-1372.
- [9] - S.S. HSIAO, M.R. WOHLERS "Matched filter processing of raster-scanned images : analysis". APPL.OPT. Vol.15 n° 10 (Octobre 1976) p.2391-2393
- [10] - F. DUMONT, J. PHAZAN, D. ROSSIER "The Phototitus Optical Converter" PHILIPS TECH. REV. Vol. 34 n° 10 (1974) p.274 - 287
- [11] - D.ROSSIER, F. DUMONT "Dependence of the characteristics of a photoconductor-dielectric optical converter on photogeneration and charge transfer parameters of the photoconductor" JOURNAL OF APPL. PHYS. Vol. 46 n° 2 (février 1975) p. 849-854
- [12] - J.DONJON *et all* "A Pockels-Effect Light Valve : Phototitus Applications to Optical Image Processing" I E E E TRANS. ON ELECTRON DEVICES Vol. ED 20, n° 11 (Novembre 1973) p. 1037-1042.
- [13] - G.MARIE, J.DONJON "Single-Crystal Ferroelectrics and their application in Light-Valve Display Devices" PROCEED. OF THE IEEE- Vol. 61 n° 7 (Juillet 1973) p. 942-958.
- [14] - J.FEINLEIB, D.S.OLIVER "Reusable Optical Image Storage and Processing Device" APPL.OPT.Vol.11 n° 12 (Décembre 1972) p. 2752-2759
- [15] - P.NISENSON, S. IWASA "Real Time Optical Processing with Bi<sub>12</sub>Si O<sub>20</sub> PROM" APPL. OPT. Vol. 11 n° 12 (Décembre 1972) p. 2760 - 2767
- [16] - P. VOHL, P.NISENSON, D.S.OLIVER "Real-Time Incoherent-to-coherent Optical Converter" I E E E TRANS. ON ELECTRON DEVICES (Vov.1973) p. 1032-1037
- [17] - G. BONNET, G. GARAMPON "Extension de la notion de fonction d'ambiguïté à des Signaux Aléatoires". Coll. GRETSI, Nice 1967, p. 35-48 Coll. Technique et Scientifique du CNET, Edit.Revue d'Optique, 1968
- [18] - C.E. COOK, M. BERNFELD, "Radar Signals" Academic Press, 1967 , Chap. 6
- [19] - S.A. KRAMER "Doppler and Acceleration Tolerances of High-Gain, Wideband Linear FM Correlation Sonars" PROCEED OF THE IEEE Vol. 55 , n° 5 (Mai 1967) p. 627-636
- [20] - R.O. ROWLANDS "Detection of a Doppler - Invariant F M Signal by Means of a Tapped Delay Line" J.A.S.A., Vol. 37, n° 4 (Avril 1965) p. 608-615
- [21] - B. HARRIS, S.A. KRAMER "Asymptotic Evaluation of the Ambiguity Functions of High-Gain F M matched Filter Sonar Systems" PROCEED. OF THE IEEE Vol. 56 n° 12 (Décembre 1968) p. 2149-2157

