

SEPTIEME COLLOQUE SUR LE TRAITEMENT DU SIGNAL ET SES APPLICATIONS

NICE du 28 MAI au 2 JUIN 1979

TRAITEMENT OPTIQUE D'UNE ANTENNE-RESEAU : PREFORMATION DES VOIES
DIRECTIONNELLES ET FILTRAGE ADAPTE DU SIGNAL

OPTICAL PROCESSING OF PHASED-ARRAY ANTENNA WITH MATCHED FILTERING

Eric de BAZELAIRE, Guy LEBRETON, Christian PLUMEJEAUD

CESSY - Université du VAR F 83130 LA GARDE

RESUME

Un corrélateur optique en temps réel, avec imageur cohérent Phototitus et un récepteur Vidicon, est utilisé pour le traitement simultané d'une antenne réseau et du signal dopplérisé reçu par cette antenne.

La formation d'une voie directive à partir de l'antenne-réseau s'effectue par sommation cohérente des signaux issus des capteurs élémentaires, avec un gain complexe qui est la transformée de Fourier de la distribution spatiale du réseau. Optiquement, ceci est effectué par imagerie cohérente des signaux issus des n capteurs, suivie d'une transformation de Fourier, d'un filtrage holographique réalisant le gain complexe approprié et d'une deuxième transformation de Fourier.

Si le filtre holographique utilisé est le produit du précédent par celui correspondant au filtrage adapté multidoppler d'un signal à grand produit durée-bande, on obtient directement l'inter-corrélation de l'écho avec le signal émis, avec une position spatiale dépendant des trois paramètres : distance, doppler, direction.

En sortie de la caméra réceptrice, un traitement digital permet l'affichage radial en temps réel, sur un moniteur couleur, des paramètres distance et direction de l'écho, le doppler étant indiqué par la couleur.

Un montage optique a été réalisé pour un signal sonar à grand produit durée-bande, formant 24 voies directionnelles à partir d'une antenne circulaire.

SUMMARY

A real time Optical Correlator, with a coherent PHOTOTITUS imaging device and a Vidicon receiver, simultaneously processes the coherent beam formation of a directive antenna and the matched filtering of the received doppler-signal.

A beam pattern of the antenna along a specified direction is obtained by a coherent sum of the delayed signals from the n elements of the array, with a directivity which is Fourier transformed of the spatial array. Optically, this operation is performed by a coherent multiplexed imaging of the n signals, followed with a Fourier transform, holographical complex filtering and a last Fourier transform.

When the holographical filter used is a product of the above filter with another hologram performing the multidoppler matched filtering of a large time-bandwidth signal, we obtain directly the cross-correlation of the recorded and received signals, with a spatial encoding of the three parameters : distance, doppler, direction.

After the receiving Vidicon tube, a digital processing allows the real time colour display, on a cathode-ray tube with circular scanning, of the direction and radial distance of the reflecting target, with a colour-encoded doppler.

The optical system for this processing was realised, and its experimentation is being performed now in the special case of a sonar-doppler random signal, with a 1000 BT product, forming 24 directive channels from a circular array antenna.



TRAITEMENT OPTIQUE D'UNE ANTENNE-RESEAU : PREFORMATION DES VOIES
DIRECTIONNELLES ET FILTRAGE ADAPTE DU SIGNAL
OPTICAL PROCESSING OF PHASED-ARRAY ANTENNA WITH MATCHED FILTERING

INTRODUCTION

Cette étude fait suite à celle présentée au Colloque GRETSI 1977 sous le titre "Système de traitement optique du signal à Tube Phototitus".

Avec un montage optique modifié, on s'est attaché à élargir les possibilités du système, d'une part en accroissant les capacités de traitement, d'autre part en diversifiant les signaux à traiter : Sonar, Radar, Signaux sismiques. En effet, malgré la lourdeur actuelle de la mise en oeuvre du traitement optique du signal, celui-ci devient plus intéressant que les systèmes électroniques ou numériques équivalents dès que le problème à traiter est, soit d'une densité d'informations en parallèle extrêmement élevée, soit par essence bidimensionnel.

Dans l'hypothèse des signaux Radar ou Sonar, on va donc s'intéresser aux cas où l'on traite simultanément une antenne réseau et le signal dopplérisé reçu par cette antenne, quand celui-ci est de grand produit durée-bande. Il s'agit alors d'effectuer simultanément une préformation de voies directionnelles et, pour chaque voie préformée, une intercorrélation du signal reçu avec toutes les copies doppler nécessaires.

Nous décrirons successivement le filtrage adapté optique multidoppler, puis la préformation des voies directionnelles et enfin le montage permettant de réaliser en même temps ces deux opérations.

I - FILTRAGE ADAPTE OPTIQUE MULTIDOPPLER D'UN SIGNAL A GRAND PRODUIT BT

La pleine utilisation d'un imageur cohérent bidimensionnel pour l'introduction d'un signal temporel à grand produit Durée-bande nécessite l'écriture de ce signal sur plusieurs lignes par un balayage de type Télévision [1]. Cette mise à deux dimensions modifie la fonction d'ambiguïté du signal, qui devient tridimensionnelle. Dans le cas de signaux riches possédant une "bonne ambiguïté" (lobe central étroit, faibles lobes secondaires), nous verrons que les qualités de celle-ci sont conservées et parfois améliorées.

I-1 - Introduction du Signal dans la chaîne de traitement.

La transformation Temps-Espace réalisée par l'imageur se décompose en deux opérations mathématiques simultanées.

I-11 - Transformation de S(t) en S(x)

Cette transformation s'exprime par un opérateur G tel que :

$$G[S(t)] = S(x) * P(x, y)$$

Physiquement, cet opérateur est réalisé par la modulation d'intensité, proportionnelle au signal temporel, d'un faisceau d'écriture focalisé formant un point élémentaire dont la fonction de répartition (gaussienne ou autre) peut s'écrire sous la forme générale P(x,y). Ce point se déplace sur l'axe des x à une vitesse $v_x = x/t$ qui est la "vitesse de balayage". La convolution par le point d'écriture définit un filtrage passe-bas qui caractérise la bande passante temporelle de l'imageur, fonction de la vitesse maximale d'écriture. La fréquence temporelle $\nu = 1/t$ devient en effet la "fréquence spatiale" :

$$\tilde{\nu} = \frac{1}{x} = \frac{1}{v_x t} = \frac{\nu}{v_x}$$

avec une fréquence spatiale de coupure à -3db égale à deux fois le diamètre à mi-hauteur de la fonction point d'écriture.

I-12 - Transformation de S(x) en G(x,y)

Cette transformation est une convolution par la fonction de balayage F(x,y) définissant le déplacement du spot, diaphragmée par la pupille de l'imageur, soit :

$$F(x, y) = \sum_{n=1}^N \delta(x + n\ell, y - n\ell)$$

pour une écriture du signal sur N lignes de longueur L avec un interligne l. Il vient :

$$G(x, y) = \Pi\left(\frac{x}{L}, \frac{y}{N\ell}\right) \cdot \left\{ [S(x) * \sum_{n=1}^N \delta(x + n\ell, y - n\ell)] * P(x, y) \right\}$$

en définissant la pupille du code sur l'imageur, pour un signal de durée T, par :

$$L = v_x \frac{T}{N} = v_x \tau \quad \text{où } \tau \text{ est la période de la rampe ligne du balayage.}$$

$$N\ell = \frac{T}{\tau} \ell = v_y T \quad \text{où } v_y \text{ est la vitesse de balayage vertical.}$$

I-1-3 - Transformée de Fourier bidimensionnelle

De l'expression précédente du signal spatial, on déduit immédiatement la distribution d'amplitude dans le "plan de Fourier" d'un montage optique cohérent, de coordonnées $\tilde{\nu}_x$ et $\tilde{\nu}_y$ représentant les fréquences spatiales.

La pupille du code devient la fonction point élémentaire ; réciproquement, la transformée de Fourier de la fonction P(x,y) définit maintenant la pupille. La transformée de Fourier du signal peut s'écrire sous la forme simplifiée :

$$g(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) \neq [\delta(\tilde{\nu}_x) * (\text{sinc } \pi \tilde{\nu}_y \ell) \cdot \omega\left(\frac{\tilde{\nu}_y}{\ell}\right)] * [\delta(\tilde{\nu}_y - \frac{1}{\ell}) + \delta(\tilde{\nu}_y) + \delta(\tilde{\nu}_y + \frac{1}{\ell})]$$

Horizontalement, on a bien le spectre du signal. Verticalement, il est convolué par un peigne de pas fin ℓ ; tronqué à une longueur $1/\ell$ ($a - 3\text{db}$). Ce spectre est périodisé verticalement au pas de $1/\ell$.

I-2 - Filtre Adapté Holographique Multidoppler

I-2-1 - Signal invariant doppler

Dans le cas du signal "invariant doppler" (modulation de fréquence hyperbolique), le filtre adapté optique est réalisé par enregistrement holographique de la transformée de Fourier du signal émis S(t) mis sous forme d'image selon le processus précédent. Le gain complexe d'un tel filtre est la somme de trois termes séparés spatialement par des directions de diffractions différentes :

$$h(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) = g(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) e^{-i\Theta} + 2g(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) g^*(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) + g^*(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) e^{i\Theta}$$

en notant Θ l'angle entre l'onde porteuse de signal et l'onde plane d'interférence utilisée pour l'enregistrement du hologramme.

Ce filtre étant replacé dans le "plan de Fourier" de l'imageur cohérent, sa réponse à un signal S dopplérisé bruité et retardé de t' est le produit, dans l'espace des fréquences spatiales :

$$r(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) = h(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) \cdot [a(\tilde{\nu}'_x, \tilde{\nu}'_y) + b(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y)] e^{i\pi(\tilde{\nu}'_x t'_x + \tilde{\nu}'_y t'_y)}$$

$$\text{avec : } t'_x = \text{Ent.} \left\{ \frac{t'}{\tau} \right\}, \text{ modulo } T$$

$$t'_y = t' - t'_x$$

TRAITEMENT OPTIQUE D'UNE ANTENNE-RESEAU : PREFORMATION DES VOIES DIRECTIONNELLES ET FILTRAGE ADAPTE DU SIGNAL

En particulier, dans la direction d'axe optique Θ , on obtient le signal filtré :

$$\bar{g}(\tilde{x}_x, \tilde{y}_y) = g^*(\tilde{x}_x, \tilde{y}_y) \cdot [a(\tilde{x}_x, \tilde{y}_y) + b(\tilde{x}_x, \tilde{y}_y)] e^{i2\pi(\tilde{x}_x t_1 + \tilde{y}_y t_2)}$$

Après une seconde transformation de Fourier optique, la réponse obtenue sur un récepteur quadratique bidimensionnel type Vidicon est :

$$R(x, y) = \Gamma_{CG}(x - v_x t_1, y - v_y t_2) \equiv \Gamma_{SB}(t - t')$$

qui est bien la réponse classique d'un filtre adapté, avec une lecture du retard t' donnée par les coordonnées (x, y) du pic de corrélation : $t' = y/v_y + x/v_x$.

Pour que cette réponse soit indépendante du décalage entre l'instant d'arrivée du signal sur l'imageur et le début du balayage image, nous avons montré antérieurement [2] qu'il fallait en outre, sur l'image-filtre, doubler le signal modèle horizontalement et verticalement.

I-2-2 - Hologramme à plusieurs copies doppler

Dans le cas d'un signal présentant une faible ambiguïté temps-doppler, il sera nécessaire d'enregistrer plusieurs copies doppler, espacées en fréquence de manière à obtenir un recouvrement des réponses à -3 db. La séparation spatiale de ces réponses dans le plan de détection sera celle imposée aux copies dans le plan de l'imageur enregistrée sur le hologramme. Cette image peut s'écrire :

$$H(x, y) = \sum_{p=1}^P G(x, y, \tilde{v}_p) \cdot \delta(x - r_a, y - r_b)$$

Dans le plan des fréquences spatiales, les spectres de ces copies doppler sont, seulement décalés sur l'axe \tilde{x}_x d'une valeur $\tilde{x}_x - \tilde{v}_p$ et multipliés par un terme de phase $\exp i 2\pi p (\tilde{x}_x a + \tilde{y}_y b)$.

Dans le plan de corrélation, la réponse sera :

$$R(x, y) = \sum_{p=1}^P \Gamma_{CG}(x - v_x t_1, y - v_y t_2)$$

La corrélation avec la copie doppler de rang p sera localisée comme précédemment dans une pupille de dimensions identiques à celles du code sur l'imageur multipliées par le grandissement γ du système optique, soit $x = \gamma v_x \tau = \gamma L$; $y = \gamma v_y T = \gamma N L$.

Mais cette pupille sera centrée en $x_p = \gamma p a$; $y_p = \gamma p b$.

La condition de séparation spatiale des réponses doppler sera donc : $a > L$ ou $b > N L$

On pourra ainsi répartir au mieux un certain nombre de réponses doppler sur la pupille du récepteur Vidicon et dans les limites imposées par celle-ci.

Un décodage électronique du signal vidéo permet alors aisément la séparation des paramètres temps et doppler du signal détecté.

I-3- Réponse du Corrélateur Optique multidoppler

Pour exprimer la réponse du corrélateur optique à un signal dopplérisé, il est nécessaire de définir la fonction d'ambiguïté du signal spatial bidimensionnel. Nous donnons ici les principaux résultats de notre étude [3].

La fonction d'ambiguïté propre d'un signal tronqué à une seule ligne de rang m se déduit de celle du signal temporel correspondant par la relation : $\chi_m(x', y', \tilde{v}') = \chi_m(t, v') \cdot \delta(x' - v_x t', y' - m \ell)$.

La fonction d'ambiguïté mutuelle entre la ligne m du signal reçu et la ligne n du filtre enregistré s'écrit de même :

$$\chi_{mn}(x', y', \tilde{v}') = \chi_{mn}(t, v') \cdot \delta(x' - v_x t', y' - [m-n]\ell)$$

La réponse en intensité du filtre optique à un signal dopplérisé $S(t, v')$, avec un filtre enregistré $S(t, v)$, sera :

$$|\Gamma_{CG}(x', y', \tilde{v}')| = \delta(\tilde{v}') \cdot \cos 2\pi \tilde{v}'_0 x' \cdot |\chi_c(x', y', \tilde{v}')|$$

avec la fonction d'ambiguïté spatiale,

$$\chi_c(x', y', \tilde{v}') = \sum_{m,n=1}^N \chi_{mn}(x', y', \tilde{v}')$$

Cette réponse sera comparable à la fonction d'ambiguïté du signal temporel si les termes croisés sont nuls :

$$\chi_{mn}(x', y', \tilde{v}') = 0, \quad \forall m \neq n$$

Cette condition est remplie avec deux classes importantes de signaux :

- modulation de fréquence monotone à large bande
- modulation aléatoire "à corrélation microscopique".

Dans le premier cas, les bandes spectrales des lignes successives du signal écrit sont disjointes ; la densité spectrale d'interaction entre deux lignes est donc nulle, et par suite l'intercorrél.

Dans le second cas, il y a incohérence de phase entre les digits du signal aléatoire et a fortiori entre deux lignes de rang différent, donc cohérence mutuelle nulle.

La fonction d'ambiguïté du signal spatial, dans ces deux cas, n'est pas exactement celle du signal temporel, mais la somme cohérente des fonctions d'ambiguïté des N lignes du signal écrit, traitées séparément par multiplexage.

Ou montre [3] que, dans le cas d'un signal à modulations de fréquence de pente constante, l'ambiguïté temps-doppler est réduite d'un facteur N . Dans le cas d'un signal aléatoire, la largeur du lobe central devient $\frac{1}{T}$ au lieu de $\frac{1}{T}$ sur l'axe des translations

doppler de fréquence, et demeure égale à la durée d'un digit du code sur l'axe des retards. Dans les deux cas, le gain en puissance du filtrage adapté d'un signal noyé dans un bruit blanc demeure égal au produit B.T.

II - TRAITEMENT OPTIQUE COHERENT D'UNE ANTENNE-RESEAU

Sous le terme d'Antenne-Réseau nous envisagerons un ensemble de P antennes élémentaires identiques, satisfaisant à l'une au moins des conditions suivantes :

- Orientation identique,
- Dimension petite devant la longueur d'onde Λ (antennes équi-phases).

Dans ces deux cas, la distribution d'amplitude sur la surface de deux antennes élémentaires du réseau ne diffère que d'un coefficient de proportionnalité constant, en général complexe.

Pour simplifier l'écriture, on se limitera au cas d'un seul paramètre angulaire de direction Θ .

II-1- Signal d'Antenne

Sous réserve d'un milieu de propagation linéaire et non dispersif, et d'une antenne quasi-immobile (déplacement négligeable pendant la durée T du signal), on peut exprimer le signal émis ou reçu comme la somme cohérente des signaux issus des N éléments du réseau, soit

$$G(t, \theta) = S(t) * \sum_{r=1}^P a_r \delta(t - \tau_r) = S(t) * F(t, \theta)$$

L'antenne agit alors comme un filtre temporel [4] de réponse percussionnelle $F(t)$ dans la direction Θ . Le gain complexe de ce filtre est le facteur de réseau $\mathcal{F}(\tilde{v}, \theta)$, dont le module définit le diagramme



TRAITEMENT OPTIQUE D'UNE ANTENNE-RESEAU : PREFORMATION DES VOIES
DIRECTIONNELLES ET FILTRAGE ADAPTE DU SIGNAL

de directivité de l'antenne.

I-2 - Formation d'une voie Directionnelle

On préforme une voie dans la direction θ_i en effectuant un filtrage dont le gain complexe est maximal dans cette direction. Le filtre présentant la meilleure directivité sera le filtre adapté au signal issu de la direction pointée, de gain complexe

$$f^\#(\nu, \theta_i) = \sum_{p=1}^P a_p^\# \exp\{-i 2\pi \nu \tau_p \theta_i\}$$

Le signal filtré est alors, dans l'espace des fréquences :

$$\bar{g}_i(\nu, \theta) = \lambda(\nu) \cdot D(\nu, \theta - \theta_i)$$

fonction de la directivité de la voie préformée

$$D(\nu, \theta - \theta_i) = \sum_{m=1}^M |a_p|^2 \exp\{i 2\pi \nu (\tau_p^\theta - \tau_p \theta_i)\}$$

Optiquement, le filtrage s'effectuera encore dans le "plan de Fourier", à partir de l'enregistrement holographique de la transformée de Fourier de la fonction $F(t, \theta_i)$ représentant la distribution pondérée des éléments du réseau.

Cette fonction est écrite sous forme d'une image bidimensionnelle selon le processus précédemment utilisé pour le signal temporel $S(t)$ avec un opérateur d'écriture par multiplexage :

$$G\{F(t, \theta_i)\} = P(x, y) * \sum_{p=1}^P |a_p|^2 \delta(x - x_i, y - p h)$$

En notant h la séparation spatiale nécessaire à l'écriture sur N lignes du signal reçu par chaque élément de l'antenne. Le signal reçu par l'antenne est alors adressé sur l'imageur sous la forme :

$$G(x, y) = P(x, y) * S(x, y) * F(x, y, \theta)$$

et après filtrage dans le plan des fréquences spatiales il devient

$$g(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) = \lambda(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) \cdot D(\nu, \theta - \theta_i)$$

Une seconde transformation de Fourier restitue alors le signal temporel filtré :

$$\bar{G}(x, y, \theta_i) = S(x, y) \cdot D(\theta - \theta_i)$$

Dans l'approximation de bande étroite, $D(\nu, \theta - \theta_i)$ est en effet une fonction de la fréquence porteuse ν_0 du signal, invariante par transformation de Fourier, soit :

$$D(\nu, \theta - \theta_i) \approx D(\nu_0, \theta - \theta_i)$$

On montre que cette approximation est encore acceptable pour un taux de modulation $B \approx \nu_0/5$.

II-3- Formation de N voies

II-3-1- Cas général

Comme pour l'holographie multidoppler, on enregistrera autant de copies que de directions à reconnaître, avec un recouvrement à -3 db des lobes principaux adjacents.

La séparation spatiale des réponses sera fonction du type d'antenne. Dans le cas le plus défavorable, on enregistrera une image filtrée [5]:

$$G\left\{\sum_{i=1}^M F(t, \theta_i)\right\} = P(x, y) * \left\{\sum_{i=1}^M \delta(x - i a, y - i b) * \sum_{p=1}^P |a_p|^2 \delta(x - x_i, y - p h)\right\}$$

Les signaux filtrés seront alors détectés dans des pupilles différentes pour chaque voie.

I-3-2- Antenne linéaire

Le facteur de réseau est alors [6] :

$$F(\theta) = \sum_{p=1}^P a_p \exp\{i k d (p-1) \sin \theta\}$$

en notant d l'espacement entre les éléments du réseau et k le vecteur d'onde d'émission - réception.

La directivité s'écrit :

$$D(\theta - \theta_i) = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P |a_p|^2 \exp\{i k d (p-1) (\sin \theta - \sin \theta_i)\}$$

En l'absence de pondération, cette expression prend la forme connue :

$$D(\theta - \theta_i) = \frac{\sin\{P k d/2 (\sin \theta - \sin \theta_i)\}}{P k d/2 (\sin \theta - \sin \theta_i)}$$

Optiquement, le filtre à deux dimensions a pour transformée de Fourier [7] :

$$f(\tilde{\nu}_x, \tilde{\nu}_y) = \sum_{i=1}^M \frac{\sin P \pi (\tau_i \tilde{\nu}_x + h \tilde{\nu}_y)}{P \sin \pi (\tau_i \tilde{\nu}_x + h \tilde{\nu}_y)}$$

avec $\tau_i = (d/c) \cdot \sin \theta_i$

Il s'agit de l'échantillonnage pondéré de droites passant par l'origine et d'orientation

$$\alpha_i = \text{Arc tg } \frac{\tau_i}{h}$$

On pourra donc analyser successivement les réponses directionnelles en diaphragmant le filtre hologramme par une fente tournante.

II-3-3- Antenne circulaire

Avec une antenne de diamètre R formée de P éléments équidistants ; la directivité s'écrit [6] :

$$D(\theta - \theta_i) = \sum_{p=1}^P a_p [1 + \cos(\theta - \theta_i)] \exp\{i k R \cos(\theta - \theta_i)\}$$

Elle ne dépend que de l'écart $\theta - \theta_i$ en raison de la symétrie circulaire de l'antenne.

En ce cas, l'image spatiale du filtre à réaliser est l'écriture de $P/2$ points correspondant aux retards des $P/2$ éléments non masqués dans une direction quelconque θ_0 , soit :

$$F(x, y) = P(x, y) * \sum_{p=1}^{P/2} |a_p|^2 \delta(x - x_p, y - p h)$$

avec

$$x_p = (R/2\pi) \cdot R \cos(\theta - \theta_0)$$

Les P canaux du signal à traiter sont ensuite multiplexés sur l'imageur en temps réel, et la réponse filtrée sera translatée dans la direction y en même temps que la pupille des 12 canaux donnant le signal non nul en fonction de $\theta - \theta_0$. Comme pour le filtrage adapté d'un signal, il faudra en réalité doubler la pupille sur l'image filtre pour avoir une corrélation indépendante de la position du premier canal non nul. Plus précisément, on écrira verticalement les 12 retards de l'antenne, puis un espace blanc de 12 canaux, enfin de nouveau les 12 retards (voir schéma ϕ III - 1 - 1).

III - TRAITEMENT COMPLET D'UN SIGNAL SONAR

Nous allons nous intéresser de façon plus précise au cas d'un signal sonar de B.T. de l'ordre de 1000, avec préformation de 24 voies à partir de 24 canaux, pour une définition spatiale de l'ordre de 50 m et une portée de l'ordre de 45 km.

III-1- Réalisation du filtre complet

III-1-1- Cas général : produit de filtres holographiques

Le filtre complet doit être capable de faire simultanément l'intercorrélation multidoppler (cas I) et la préformation des voies (cas II). Il doit donc avoir pour gain complexe :

TRAITEMENT OPTIQUE D'UNE ANTENNE-RESEAU : PREFORMATION DES VOIES
DIRECTIONNELLES ET FILTRAGE ADAPTE DU SIGNAL

$$g(\nu, \theta) = \lambda^\#(\nu) \cdot \sum_{i=1}^M f^\#(\theta_i)$$

On constate que le filtre complet est obtenu en faisant le produit des deux filtres précédemment décrits. Cela peut se réaliser optiquement en superposant les deux plaques holographiques des paragraphes I et II. On peut alors faire une copie holographique de ce produit pour obtenir un filtre unique.

L'intercorrélation obtenue par transformation de Fourier après un tel filtrage, se structure en blocs disjoints répartis spatialement dans la même organisation que les filtres composants. Pour éviter le recouvrement, il faut séparer verticalement les voies d'une distance supérieure à la dimension de la pupille temps-doppler élémentaire, ce qui obligera à utiliser dans le plan de réception un nombre de récepteurs bidimensionnels égal au nombre de voies préformées, ou à faire une analyse séquentielle en direction avec un montage plus complexe (exemple précédent de l'antennelinéaire).

Si θ_1 et θ_2 sont les angles de diffraction introduits par les spatiales des hologrammes I et II, la fonction d'intercorrélation apparaît dans la direction $\theta = \theta_1 + \theta_2$.

III-1-2- Antenne circulaire : filtre unique

Dans le cas de l'antenne à base circulaire, la propriété de translativité spatiale des hologrammes I et II permet de réaliser le filtre en une seule exposition. Pour cela, il suffit de composer une image filtre dont la répartition spatiale est la somme de quatre images homologues de même centre C définies comme suit :

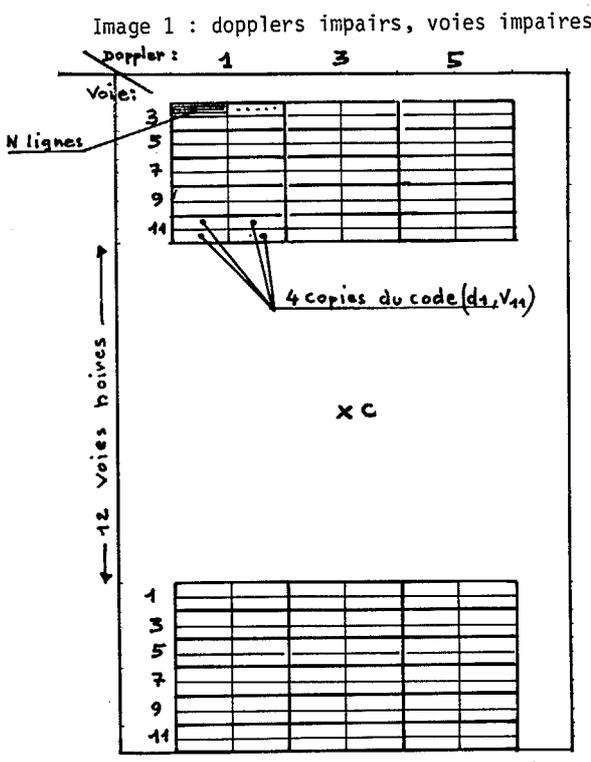


Image 1 : dopplers impairs, voies impaires
Image 2 : dopplers pairs, voies impaires
Image 3 : dopplers impairs, voies paires
Image 4 : dopplers pairs, voies paires

Si le nombre de doppler dépasse 5, on recommence avec les autres dopplers 4 images isomorphes mais placées au dessous des précédentes.

L'image somme est synthétisée digitalement ligne par ligne par ordinateur et envoyée sur un générateur d'images (viziir ou microdensitomètre) puis réduite au format utile pour enregistrer holographiquement sa transformée de Fourier.

III-2- Extraction des paramètres de temps, doppler et directions après détection.

Les pics de corrélation apparaissent dans des fenêtres homologues des positions des fenêtres dans l'image filtre. La lecture d'une image filtrée se fait au moyen d'un tube vidicon pendant le temps d'écriture d'une ligne de l'imageur. Le signal vidéo obtenu est découpé en fenêtres. Chacune de ces fenêtres correspond à une valeur de direction, temps et doppler. Un moniteur couleur à balayage circulaire synchrone des balayages de l'imageur et du vidicon reçoit les informations voies et distances sous la forme du signal de luminance, de telle manière que la direction apparaisse sous forme azimuthale et la distance sous forme radiale. Un trait brillant matérialise la présence d'un écho. L'information doppler sert à moduler le signal de chrominance selon un code arbitraire choisi à l'avance. Le doppler zéro est vert, les dopplers positifs tendent vers le rouge, les dopplers négatifs vers le bleu. La correspondance doppler couleur est non linéaire.

CONCLUSION

Au terme de l'étude qui vient d'être résumée, un montage optique a été réalisé pour le traitement complet de signaux sonar à modulation aléatoire avec une antenne circulaire (photos 1 et 2). Il est en cours d'expérimentation. Les résultats obtenus seront mis à profit ultérieurement pour adapter la chaîne de traitement aux problèmes des sondages géophysiques d'une part (antenne linéaire de 100 capteurs ou plus ; signal aléatoire non dopplérisé), des antennes radar-doppler d'autre part (avec extraction des paramètres d'azimuth et site).

BIBLIOGRAPHIE

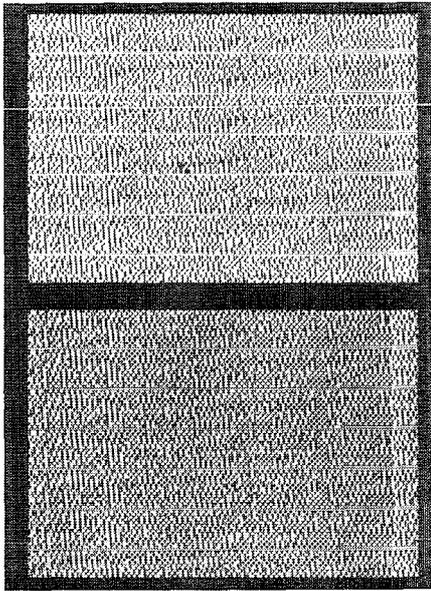
- [1] G. LEBRETON, E. DE BAZELAIRE "Système de traitement optique du Signal à tube phototitius. Application au Sonar Actif". 1ère partie : "Transformation d'un signal temporel en image cohérente". 6e Coll GRETSI, Nice (Avril 1977), p. 79/1 - 79/7
- [2] E. DE BAZELAIRE, G. LEBRETON - Id. IIe partie : "Traitement optique cohérent d'un signal spatial". 6e Coll. GRETSI, Nice (1977), p. 80/1 - 80/5
- [3] G. LEBRETON "Traitement optique de signaux Sonar par imagerie cohérent et filtrage holographique". Thèse 3e cycle, TOULON - ORSAY n° 2390 (Févr.1978)
- [4] R. BRACEWELL "The Fourier Transform and its applications" Mc GRAW-HILL - Electrical and Electronic Eng. Séries (1965)
- [5] G. LEBRETON, G. BONNET, E. DE BAZELAIRE " Cohérent imaging and holographical Processing of Sonar-Doppler Phased-Array. Antennas in the framework of Diffracted Information Transfer" Proceedings of the 1978 international optical computing Conférence, London, Sept. 1978 - IEEE publ.



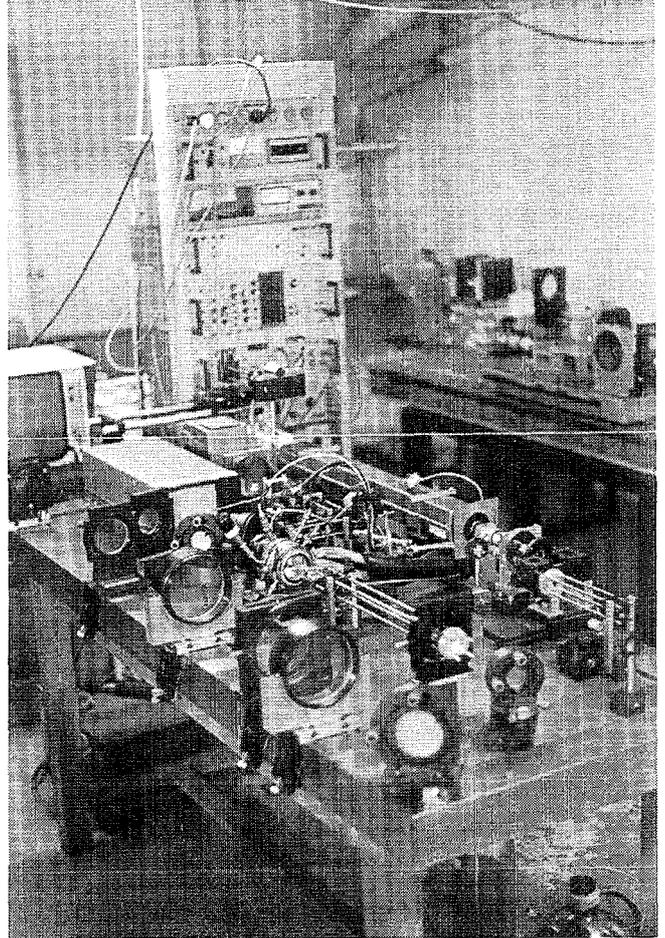
TRAITEMENT OPTIQUE D'UNE ANTENNE-RESEAU : PREFORMATION DES VOIES
DIRECTIONNELLES ET FILTRAGE ADAPTE DU SIGNAL

N° 4., Déc.1978

- [6] RE. COLLIN, F.J. ZUCKER "Antenne Théory", Vol.1,
Mc GRAW-HILL, 1969.
- [7] D. CASASENT, F. CASASAYAS "Electro-Optical
Processing of Phased.Array Antenna Data"
IEEE Trans. Vol. AES - 11, N°1, Tanv. 1975

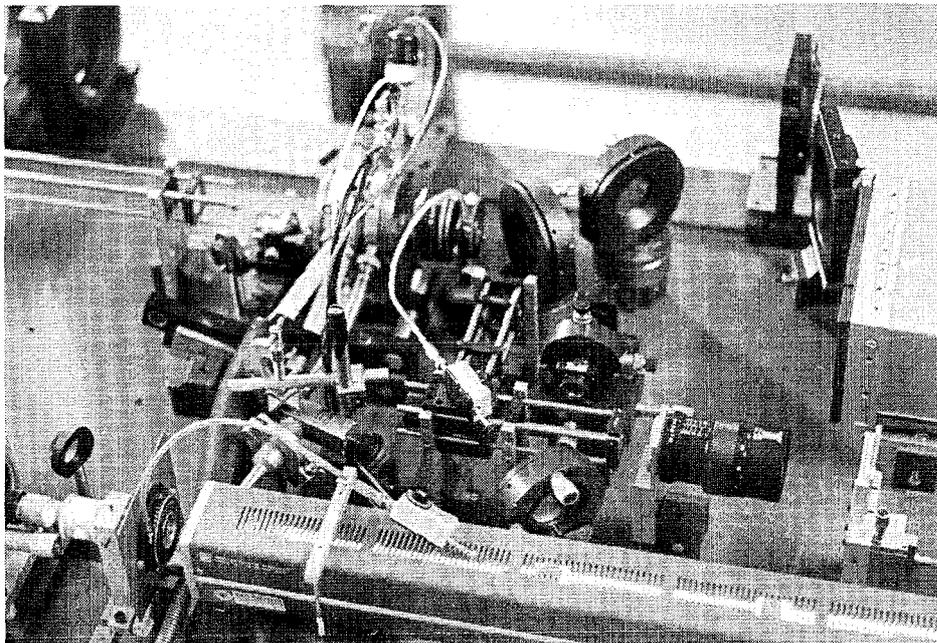


1 : Détail de l' Image Filtre



- 2.1 -

- 2.2 -



2.1, 2.2 : Montage optique d'expérimentation