

Traitement d'ouverture synthétique sur des données simulées d'un sonar à émission continue modulée linéairement en fréquence (CTFM).

Synthetic Aperture Processing on Simulated Data with a Continuous Transmission Frequency Modulation Sonar (CTFM).

par Stéphane GUYONIC

*Division « Acoustique et Traitement du Signal »
Groupe d'Études Sous-Marines de l'Atlantique
DCN Brest, F-29240 Brest Naval.*

Résumé

Alors que la technique d'ouverture synthétique est couramment utilisée depuis plusieurs années en radar, elle ne l'est pas encore de manière opérationnelle en sonar malgré son intérêt pour l'obtention d'images haute résolution des fonds sous-marins.

La première partie de cet article traite des caractéristiques de la technique de synthèse d'ouverture. Les particularités de l'application de cette technique au sonar et plus particulièrement les limitations sont évoquées.

Des solutions sont connues pour lutter contre certaines de ces limitations notamment la faiblesse du taux de couverture horaire. Une méthode envisagée dans cet article est le couplage d'un mode d'émission continue modulée linéairement au traitement d'ouverture synthétique.

La seconde partie de cet article concerne l'étude d'algorithmes de traitement sur les données simulées d'un sonar à émission continue modulée linéairement en fréquence. Plusieurs configurations de mesures sont testées avec des fréquences et des largeurs de bande différentes, pour différentes vitesses du porteur et pour des positions de cibles ponctuelles variées. Le but de ces simulations est de tester les algorithmes de traitement synthétique des données et de définir les paramètres d'une future expérimentation en mer.

Mots clés : Acoustique sous-marine, sonar à antenne synthétique, CTFM.

Abstract

Whereas synthetic aperture techniques have been commonly used in radar for several years, they are still little used in sonar, in spite of their potential ability to produce highly resolved images of the seabed.

The first part of this article deals with the fundamentals of the synthetic aperture techniques as well as their limitations. The difficulties of their application for sonar will be stressed.

However, some of these limitations such as the rate of area search can be avoided by use of different methods. One possible method is the use of continuous transmission frequency modulation (CTFM) mode with a dual demodulation system.

The second part is an illustration of the theoretical equations.

Various simulated data, before and after synthetic aperture processing are described. A CTFM is used for different values of parameters such as central frequency, bandwidth, transducer speed.

Besides, different pin-pointed target positions are tested in order to find out the resolution gain which results from synthetic processing.

The aim of this work is to test a synthetic aperture process on simulated data sonar and to define the characteristics of an experiment at sea with a synthetic aperture sonar sliding on a fixed rail with a CTFM mode.

Key words : Underwater acoustic, synthetic aperture sonar, CTFM.

1. Introduction

Le traitement de synthèse d'ouverture est appliqué au radar depuis près de 30 ans, qu'il soit satellisé ou aéroporté. Le besoin en imagerie haute résolution des fonds marins existe aussi mais l'application de la synthèse d'ouverture au sonar se heurte à la différence fondamentale entre la vitesse de propagation des ondes

acoustiques pour le sonar et des ondes électromagnétiques pour le radar.

Cette différence crée une plus grande sensibilité du traitement aux instabilités de phase dont l'origine peut provenir des inhomogénéités du milieu ou de la stabilité du porteur. Le problème de l'ambiguïté des échos en distance est d'autre part plus sévère en sonar qu'en radar [1] et il en résulte a priori une limitation de la vitesse du porteur.

Cependant, les progrès constants obtenus en puissance de calcul, en précision des centrales inertielles de navigation ainsi que dans le domaine du traitement du signal (notamment concernant les techniques d'autofocalisation), rejettent peu à peu ces contraintes et on devrait aboutir dans un proche futur à des sonars utilisant la technique d'ouverture synthétique.

Dans cet article, nous nous proposons de décrire le principe de cette technique, d'en préciser les avantages et les limitations. Nous étudierons ensuite une possibilité de coupler ce traitement avec un sonar à émission continue modulée linéairement en fréquence. Ce type d'émission présente notamment l'avantage d'autoriser une augmentation de la vitesse du porteur. Dans une deuxième partie, nous aborderons les problèmes liés à l'implantation sur un ordinateur d'un algorithme de synthèse d'ouverture avec un tel couplage. Nous envisageons deux approches différentes dont les avantages et inconvénients majeurs sont présentés sur des données simulées [11].

2. Principe et caractéristiques de la synthèse d'ouverture

Le principe de l'antenne à ouverture synthétique consiste à former une antenne virtuelle à partir des positions successives d'une antenne physique de dimensions bien plus réduites, se déplaçant à une vitesse rectiligne uniforme, V . Les signaux des capteurs de l'antenne physique sont stockés sur plusieurs récurrences (pendant toute la durée d'illumination de la partie du fond à imager) et sommés de manière cohérente de façon à focaliser l'antenne virtuelle synthétique en différents points du fond qui sont insonifiés au cours du déplacement de l'antenne.

La figure 1, résume la géométrie d'un sonar à ouverture synthétique. On suppose ici, pour simplifier, que le sonar et la cible se trouvent dans un même plan.

θ_{3dB} : ouverture à 3 dB de l'antenne physique.

Le : dimension de l'antenne physique.

Ls : dimension de l'antenne synthétique.

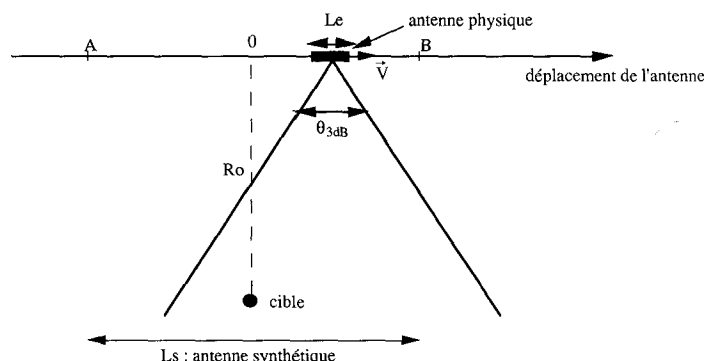


Figure 1. – Géométrie du sonar à synthèse d'ouverture.

La dimension Ls de l'antenne virtuelle correspond au déplacement du sonar pendant lequel la cible se trouve dans le champ de l'antenne d'émission, soit la distance AB (figure 1). On désignera par T , la durée d'illumination de la cible.

La taille de l'antenne synthétique dépend donc de la distance de la cible par rapport au sonar et est d'autant plus importante que celle-ci est grande.

Un écho (cible) situé dans la zone éclairée par l'antenne d'émission parcourt dans un système d'axe lié au sonar, une trajectoire rectiligne, parallèle au déplacement du sonar. Sa distance par rapport au sonar évolue donc en fonction du temps selon la forme suivante :

$$R(t) = \sqrt{Ro^2 + V^2 t^2} \approx Ro + \frac{1}{2} \cdot \frac{V^2}{Ro} \cdot t^2 \quad (1)$$

Ceci se traduit alors par une variation quadratique, en fonction du temps, de la phase du signal reçu par le sonar.

En effet, considérons un signal émis, de fréquence f_0 , de la forme $e(t) = \exp(j2\pi f_0 t)$. (exp : désignant le terme d'exponentielle).

En présence d'un écho, le signal reçu sera de la forme :

$$s(t) = e(t - \tau) = \exp(j2\pi f_0 t + j\phi(t))$$

$\phi(t)$: phase instantanée du signal (on fait l'hypothèse que les trajets aller et retour de l'onde sont identiques)

$$\phi(t) = \frac{-4\pi \cdot f_0 \cdot R(t)}{c} \quad (2)$$

c : célérité de l'onde dans l'eau.

D'où :

$$\phi(t) = \frac{-4\pi \cdot f_0 \cdot Ro}{c} - \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot V^2 \cdot t^2}{c \cdot Ro} \quad (3)$$

Loi de phase parabolique.

Il en découle ainsi une variation relative de fréquence des échos détectés liée à la vitesse relative de l'écho considéré, qui est assimilable à une fréquence Doppler :

$$f_d(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = \frac{-2 \cdot f_0 \cdot V^2 \cdot t}{c \cdot Ro} \quad (4)$$

La fréquence Doppler de l'écho varie de façon linéaire pendant la durée T . Le signal Doppler résultant a une largeur de bande égale à B .

$$T = \frac{Ls}{V} = \frac{Ro \cdot \lambda}{V \cdot Le} \quad : (\lambda = \frac{c}{f_0}) \quad (5)$$

$$B = \frac{2 \cdot V^2 \cdot T}{Ro \cdot \lambda} \quad (6)$$

On peut alors considérer le traitement d'ouverture synthétique de façon analogue à une compression d'impulsion d'un signal de durée T , de bande B , modulé linéairement en fréquence. On réalisera ainsi un filtrage adapté à l'évolution parabolique de la phase (3) de la façon suivante :

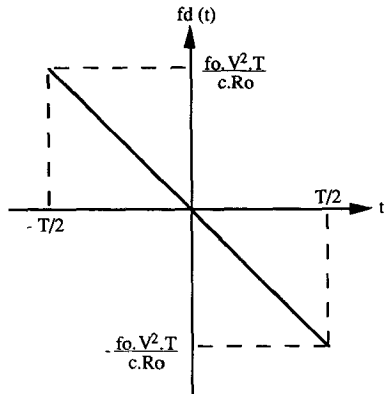


Figure 2. – Variation de la fréquence Doppler d'un écho en fonction du temps.

$$S(u) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} s(t-u)s^*(t)dt \quad (s(t) = \exp(j\phi(t))) \quad (7)$$

dont le module peut s'écrire :

$$|S(u)| = \left| \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \exp\left(\frac{j \cdot 4 \cdot \pi \cdot V^2 \cdot t \cdot u}{Ro \cdot \lambda}\right) dt \right| \quad (8)$$

$$|S(u)| = \left| T \cdot \text{sinc}\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot V^2 T \cdot u}{\lambda \cdot Ro}\right) \right| \quad (9)$$

(sinc : sinus cardinal).

La largeur à 3 dB de ce pic de corrélation nous donne la résolution temporelle de l'image, soit :

$$u_{3dB} = \frac{\lambda \cdot Ro}{2 \cdot V^2 \cdot T} \quad (10)$$

sachant que le sonar se déplace à la vitesse V , la résolution spatiale de l'image est :

$$d = \frac{\lambda \cdot Ro}{2 \cdot V \cdot T} \quad (11)$$

En remplaçant T par sa valeur (5), on obtient la résolution de l'image dans le sens du déplacement du sonar, soit :

$$d = \frac{Le}{2} \quad (12)$$

La résolution obtenue présente des caractéristiques très intéressantes par rapport à celle d'un sonar latéral à antenne classique dont la résolution est, pour mémoire, égale à $\frac{R \cdot \lambda}{Le}$ (avec Le : longueur de l'antenne).

Dans ce dernier cas, la résolution de l'image sonar est d'autant plus fine que la fréquence émise est grande mais, les pertes d'absorption augmentant en fonction du carré de la fréquence, la portée du sonar est plus faible. L'augmentation de la taille de l'antenne permet également d'améliorer la résolution de l'image mais on est très rapidement limité par des contraintes hydrodynamiques.

Les performances d'un sonar latéral à antenne classique résultent donc d'un compromis entre la résolution et la portée. L'utilisation de la technique de synthèse d'ouverture permet de s'affranchir de ces contraintes, en effet la résolution est cette fois-ci (12) :

- indépendante de la fréquence
- indépendante de la distance
- d'autant meilleure que l'antenne physique est petite.

Il faut néanmoins garder à l'esprit que si la complexité mécanique d'un tel sonar est réduite c'est au prix d'une plus grande complexité des traitements numériques et d'une plus grande exigence en stabilité du porteur ou en précision des instruments de navigation.

Nous ferons cependant abstraction de ces problèmes dans cet article dont le but est principalement l'étude d'algorithmes de traitement.

Deux types d'ambiguïtés vont conditionner les paramètres de fonctionnement du sonar à ouverture synthétique :

- l'ambiguïté en distance (il en est de même pour tout sonar à ouverture classique) :

le signal émis étant périodique, des échos lointains, en réponse aux récurrences sonar précédentes, peuvent venir « polluer » l'image sonar. On s'en affranchit en choisissant la période de récurrence Tr de telle façon que l'ensemble des échos soit parvenu au récepteur avant la récurrence suivante. On a ainsi la relation suivante :

$$Tr \geq \frac{2 \, dmax}{c} \quad (13)$$

$dmax$: distance maximale du dernier écho.

- l'ambiguïté dans le sens du déplacement du sonar :

de même qu'en sonar à antenne classique lorsque celle-ci est de type lacunaire (composée d'un ensemble discontinu de capteurs), des « lobes images » apparaissent si la répartition des capteurs n'est pas suffisante. Cette condition se traduit dans le cas du sonar à antenne synthétique par une condition à respecter sur l'échantillonnage de la bande Doppler du signal :

$$Tr \leq \frac{1}{B} \quad \text{soit} \quad Tr \leq \frac{Le}{2V} \quad (14)$$

Les deux conditions (13) et (14) peuvent être combinées entre elles :

$$\frac{2 \, dmax}{c} \leq Tr \leq \frac{Le}{2V} \quad (15)$$

il en résulte une limitation sur la vitesse du porteur :

$$V \leq \frac{C \cdot Le}{4 \, dmax} \quad (16)$$

Cette limitation constitue une entrave à un développement opérationnel d'un sonar à ouverture synthétique dans les utilisations les plus courantes où le taux de couverture horaire (surface horaire balayée par le sonar) est un facteur essentiel.

Il existe cependant différentes techniques pouvant accroître celle-ci. Sans être exhaustif, citons par exemple :

- l'utilisation de plusieurs antennes synthétiques indépendantes en site.
- la formation de plusieurs voies en gisement.
- l'utilisation de plusieurs récepteurs par émetteur.
- l'émission large-bande.
- l'émission continue modulée linéairement en fréquence (CTFM).

Dans cet article, nous avons choisi, de privilégier une, la technique du couplage du traitement synthétique à une émission continue modulée linéairement en fréquence, sans pour autant rejeter les autres.

3. Couplage d'une émission CTFM à un traitement de synthèse d'ouverture (CTFM : Continuous Transmission Frequency Modulation)

3.1. PRINCIPE

L'émission CTFM consiste en la répétition d'un signal modulé linéairement en fréquence. Le signal se décrit de la façon suivante :

$$E(t) = \text{rect}\left(\frac{t - \frac{T_r}{2}}{\frac{T_r}{2}}\right) \cdot e^{2\pi j(f_0 t - \frac{\mu}{2} t^2)} \otimes \sum_n \delta(t - nT_r) \quad (17)$$

avec :

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T_r}\right) = 1 \quad \text{si } |t| \leq \frac{T_r}{2}$$

$$0 \quad \text{ailleurs}$$

T_r : période de répétition du signal modulé en fréquence

μ : pente de modulation du signal

B : largeur de bande émise

\otimes : symbole de convolution

$\delta(t)$: distribution de Dirac.

3.2. DÉMODULATION D'UN SIGNAL CTFM

Supposons une cible située à une distance d du sonar, le signal reçu sera, si l'on suppose le milieu homogène et sans pertes, une réplique du signal émis avec un retard τ ($\tau = 2d/c$).

La figure 3 montre l'évolution de la fréquence instantanée des signaux émis et reçu dans le cas particulier d'un seul écho.

Considérons une récurrence sonar nT_r , le signal reçu pendant celle-ci présente des caractéristiques différentes suivant l'instant considéré [3,4,9,10]. Deux zones différentes caractérisent ce signal, en l'occurrence une première zone (zone1), lorsque $nT_r \leq t \leq nT_r + \tau$ et une seconde (zone 2) lorsque $nT_r + \tau \leq t \leq (n+1)T_r$.

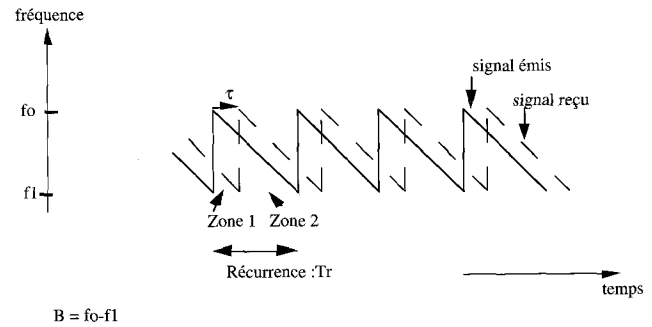


Figure 3. - Caractéristiques des signaux CTFM.

Après multiplication de ce signal par le conjugué du signal émis et après un filtrage passe-bas adéquat, la zone 1 est caractérisée par un signal de fréquence constante égale à $B - \mu\tau$ et la zone 2, par un signal de fréquence constante égale à $\mu\tau$.

Une transformée de Fourier du signal ainsi obtenu nous donne deux « pics » aux fréquences $\mu\tau$ et $B - \mu\tau$. Ceux-ci sont en fait convolués par un sinus cardinal dont la largeur du lobe principal est inversement proportionnelle à la durée des zones respectivement 2 et 1.

Notons que la fréquence $\mu\tau$ est proportionnelle à la distance entre l'émetteur et la cible. Cette propriété constitue le principe de base du radar et du sonar CTFM.

Un démodulateur s'appuyant sur ce principe présente cependant quelques inconvénients :

- il y a un risque d'ambiguïté entre la position réelle de l'écho (fréquence $\mu\tau$ et la position d'un écho fantôme ou cible « image » (fréquence $B - \mu\tau$)

- la résolution de l'image en distance (sur un axe perpendiculaire au déplacement du sonar) varie en fonction de la distance. Celle-ci dépend en effet des durées respectives des zones 1 et 2, c'est-à-dire de la position de l'écho.

- le saut en fréquence en début de chaque rampe émise peut provoquer une instabilité, voire une saturation du signal dont on s'affranchit habituellement en neutralisant la réception pendant un petit laps de temps.

La figure 4 présente un signal réel d'un sonar CTFM pour lequel a été utilisé un tel démodulateur. Les caractéristiques de l'émission sont les suivantes :

- période de répétition des rampes : $T_r = 0.8$ s
- fréquence centrale de l'émission : $f_0 = 200$ kHz
- bande de fréquence émise : $B = 20$ kHz

Cinq cibles sont placées face à l'émetteur CTFM aux distances suivantes : 57 m, 78 m, 210 m et 245 m.

Il s'agit respectivement de deux cibles icosaèdre maintenues entre deux-eaux à l'aide d'un lest et d'un flotteur, d'un corps cylindrique maintenu également entre deux-eaux et de deux cibles à fort coefficient de réflexion, posées sur le fond.

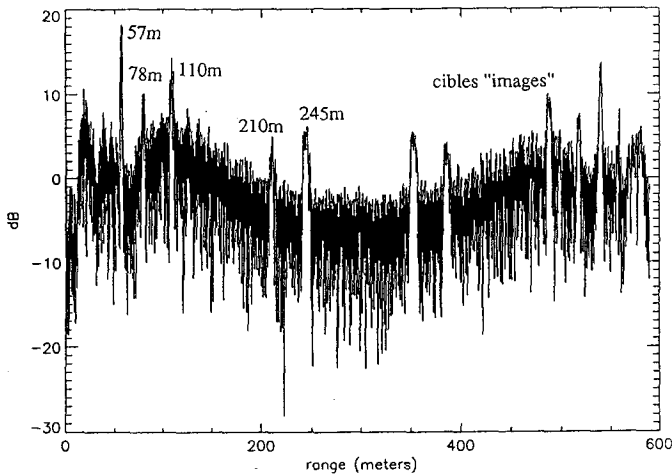


Figure 4. – Signal CTFM démodulé (données réelles).

L'analyse du signal obtenu, figure 4, met en évidence la présence des 5 cibles ainsi que les échos « images ». On comprend ainsi l'ambiguïté possible entre un écho réel et un écho « image ». On y observe également la dégradation de la résolution en fonction de la distance. Les échos les plus lointains sont plus larges que les échos proches de l'émetteur.

L'atténuation progressive du signal s'explique par les pertes par absorption de l'onde acoustique qui sont d'autant plus importantes que la fréquence est élevée ($f_0 = 200$ kHz).

3.3. DÉMODULATION DUALE D'UN SIGNAL CTFM

L'utilisation d'une démodulation duale permet de s'affranchir des inconvénients tels que l'ambiguïté entre les échos réels et les échos « images » et la résolution de l'image variant avec la distance.

Le signal reçu est cette fois-ci démodulé par deux rampes de fréquence, différentes du signal émis mais de pente et de durée identiques [3,9,10]. Le principe de cette démodulation est illustré sur la figure 5.

Le signal utile s'obtient de la façon suivante :

$$d(t) = [S(t) \cdot V_1^*(t) + S(t) \cdot V_2^*(t) \cdot G(t)] \otimes H(t) \quad (18)$$

avec :

$S(t)$: signal reçu

$V_1(t)$ et $V_2(t)$: signaux de démodulation de même caractéristiques que le signal émis mais décalés en fréquence.

* : symbole du conjugué

$G(t)$: réalise une translation de fréquence de $2B$.

$H(t)$: réponse impulsionnelle du filtre passe-bas.

Le signal ainsi obtenu est un signal de fréquence constante sur la totalité de la récurrence sonar (nous nous plaçons dans le cas d'un écho unique). Celle-ci est égale à $\mu\tau$.

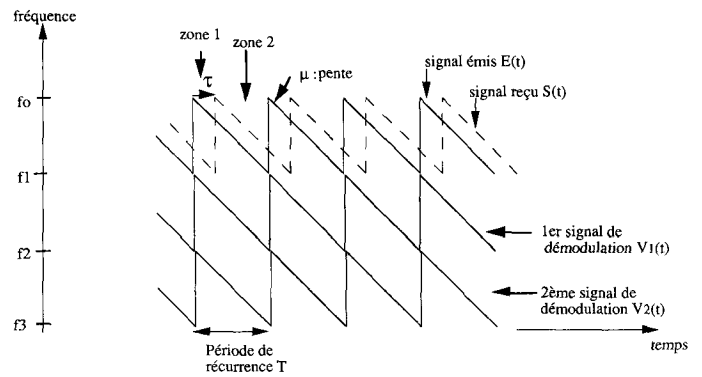


Figure 5. – Principe de la double démodulation CTFM.

Cette double démodulation entraîne cependant un inconvénient dont l'importance est sensible lors du traitement d'ouverture synthétique des données.

En effet, le signal utile, $d(t)$, résulte de la somme de deux signaux $S(t) \cdot V_1^*(t)$ et $S(t) \cdot V_2^*(t)$ dont les phases respectives sont différentes lorsque $t = \tau$. Elles sont égales respectivement à

$$\phi(t) = 2\pi \cdot \tau \cdot (f_0 + \mu(t - \frac{\tau}{2}))$$

et

$$\phi(t) = 2\pi \cdot \tau \cdot (f_0 + Tr + \mu(t - \frac{\tau}{2}))$$

entraînant lorsque $t = \tau$, une discontinuité de phase égale à $2\pi B\tau$.

Plusieurs études ont montré l'intérêt d'associer le traitement synthétique et un signal CTFM [3,4,5,6]. Avec un tel mode d'émission, on dispose à tout instant en réception, d'un signal provenant de toutes les cases distances insonifiées par le sonar. On peut ainsi choisir la période Te d'échantillonnage le long de l'axe de déplacement du sonar (azimut) indépendamment de la durée Tr des rampes de fréquence. La condition sur la vitesse devient ainsi indépendante de la portée du sonar :

$$V \leq \frac{Le}{2Te} \quad (19)$$

L'utilisation des signaux large-bande [7,8] présente d'autres avantages comme celui de tolérer la présence de lobes images, lesquels se trouvent dégradés par l'élargissement de la bande. Un déplacement plus rapide du sonar est ainsi permis.

Les signaux large-bande peuvent permettre en outre une classification des cibles compte tenu de la richesse spectrale des échos reçus [8].

4. Modélisation des signaux et algorithmes d'ouverture synthétique

Considérons la situation suivante :

– le sonar se déplace de façon rectiligne avec une vitesse uniforme, V .

- le signal émis est de type CTFM, de période de répétition Tr , de bande de fréquence B , de pente de modulation μ .
- la démodulation du signal reçu est de type duale.
- on suppose un nombre l de cibles

Dans ce cas le signal reçu entre les instants nTr et $(n+1)Tr$ peut être modélisé après démodulation par [3] (on ne tient pas compte des pertes de propagation) :

$$d(t) = A \cdot B(\theta, t) \cdot \sum_l e^{j\phi_l(t)} \quad (20)$$

avec :

A : coefficient de réflectivité de la cible

$B(\theta, t)$: filtrage dû aux lobes d'émission et réception

θ : angle entre l'axe de l'antenne d'émission (réception) et la cible

l : numéro de l'écho

$\phi_l(t)$: phase instantanée du signal

$$\begin{aligned} \phi_l(t) &= 2\pi \cdot \tau_l \cdot (f_0 + \mu(t + Tr - 1/2\tau_l)) \\ &\text{si } 0 \leq t \leq \tau_l \\ \phi_l(t) &= 2\pi \cdot \tau_l \cdot (f_0 + \mu(t - 1/2\tau_l)) \\ &\text{si } \tau_l \leq t \leq Tr \end{aligned} \quad (21)$$

τ_l : retard de l'écho l (on notera que celui-ci varie en fonction du temps compte tenu du déplacement du sonar pendant l'émission-réception).

Une transformée de Fourier de l'expression (20) et un traitement identique sur l'ensemble des rampes du signal émis génère l'image telle que celle illustrée par la figure 6.

Le mouvement relatif sonar-cible se traduit par la formation d'une parabole dont le centre coïncide avec la position de la cible. Celle-ci disparaît lorsque la cible se trouve hors du champ de l'antenne d'émission.

Deux approches sont envisageables pour réaliser le traitement synthétique des données. Elles sont développées ci-après.

La première d'entre elles consiste à utiliser les données immédiatement en sortie du démodulateur dual, en l'occurrence celles correspondant à l'expression (20). Nous l'appellerons approche « TEMPORELLE ».

La seconde est l'utilisation de la transformée de Fourier de ces données, c'est-à-dire l'image sonar déjà formée (figure 6). Nous l'intitulerons l'approche « FRÉQUENTIELLE ».

4.1. APPROCHE TEMPORELLE

Considérons un point I de l'image sonar (figure 6), représentatif d'une surface de dimension $\delta_{az} \times \delta_{dist}$ (δ_{az} et δ_{dist} sont les résolutions maximales de l'image respectivement suivant la direction du déplacement du sonar et perpendiculairement à ce déplacement).

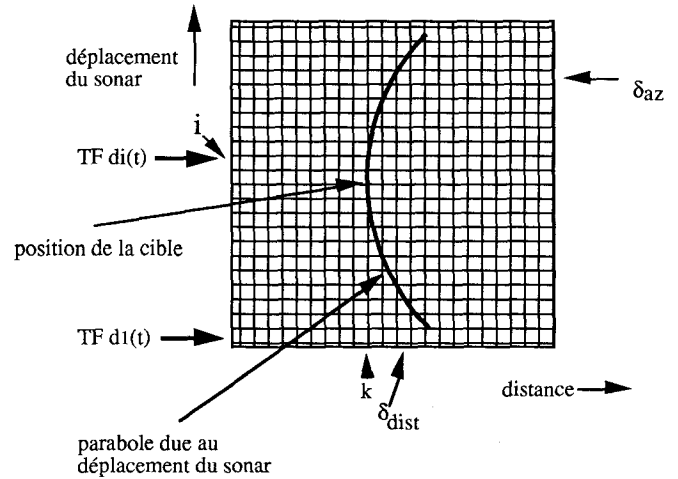


Figure 6. – Image sonar.

Soient x_I et y_I ses coordonnées définies par :

$$x_I = k \cdot \delta_{dist} = k \cdot \frac{c}{2 \cdot B} \quad (22)$$

$$y_I = i \cdot \delta_{az} = i \cdot V \cdot Tr$$

Le traitement d'ouverture synthétique revient, comme nous l'avons vu précédemment, à réaliser un filtrage adapté à l'évolution de la loi de phase au cours du déplacement du sonar le long de l'antenne synthétique.

Cependant avant de définir le traitement approprié pour chaque point I de l'image, il est utile de définir les expressions suivantes :

$d_{i+j}(t)$: signal temporel en sortie de démodulateur, correspondant à la récurrence « $i + j$ » du sonar.

N : nombre de récurrences sonar pendant lequel le point I de l'image se trouve dans le champ de l'antenne d'émission.

Soient τ_k, τ_{jk} les temps nécessaires à l'onde acoustique pour se propager de l'émetteur au point I et retour lorsque le sonar se trouve être respectivement face au point I et « j » récurrences plus tard.

On a ainsi :

$$\tau_k = \frac{2}{c} \cdot k \cdot \delta_{dist} \quad (23)$$

$$\tau_{jk} = \frac{2}{c} \sqrt{(k \cdot \delta_{dist})^2 + (j \cdot \delta_{az})^2} \quad (24)$$

$$\Delta\tau_{jk} = \tau_{jk} - \tau_k \quad (25)$$

Considérons le terme de phase suivante :

$$\begin{aligned} \phi'_{i+j}(t) &= 2\pi \cdot \tau_{jk} (f_0 + \mu \cdot Tr - \frac{\mu}{2} \cdot \tau_{jk}) \\ &\text{si } 0 \leq t \leq \tau_{jk} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \phi_{i+j}(t) &= 2\pi \cdot \tau_{jk} (f_0 - \frac{\mu}{2} \cdot \tau_{jk}) \\ &\text{si } \tau_{jk} \leq t \leq Tr \end{aligned} \quad (26)$$

Le traitement de synthèse d'ouverture à réaliser en chaque point I de l'image consiste alors à effectuer pour chaque instant t tel que $nTr \leq t \leq (n+1)Tr$, compte tenu des expressions (20) et (21), l'opération suivante (nous négligeons dans cette expression la compensation des lobes de directivité en émission et réception) :

$$C(I) = \delta(\nu - \mu\tau_k) \cdot TF \left[\sum_{j=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} d_{i+j}(t) \cdot e^{-j\phi'_{i+j}(t)} \cdot e^{-2\pi j\mu\Delta\tau_{jk}t} \right] \quad (27)$$

avec :

TF : transformation de Fourier.

ν : variable fréquentielle (duale de la variable temporelle t par la transformation de Fourier).

Cette opération :

– transforme la phase instantanée en une phase égale à $2 \cdot \pi \cdot \mu \cdot \tau_{jk} \cdot t$ (multiplication par le terme $e^{-j\phi'_{i+j}(t)}$)

– compense les retards des signaux, dus au déplacement du sonar, (multiplication par le terme $e^{-2j\pi\mu\Delta\tau_{jk}t}$)

Avant sommation des différentes récurrences ($-\frac{N}{2} \leq j \leq \frac{N}{2}$), les signaux sont ainsi des signaux à fréquence constante égale à $\mu\tau$ et ne présentent plus de discontinuité de phase.

On notera que le déplacement continu du sonar pendant l'émission-réception se traduit par une variation sensible des retards τ_k et τ_{jk} . L'algorithme que nous avons développé en tient compte, les retards sont en effet calculés pour chaque instant. Nous conservons cependant dans ce document, afin d'éviter de trop le surcharger, les expressions (23) et (24) qui en sont une valeur moyenne.

Il faut cependant remarquer que le traitement ainsi défini est très coûteux en temps de calcul.

4.2. APPROCHE FRÉQUENTIELLE

Pour atténuer de façon sensible la charge de calcul d'un tel traitement, on peut envisager d'organiser celui-ci en utilisant les données de l'image déjà formée (figure 6).

Cette approche est largement commentée dans les références [3,4] aussi nous ne la décrivons que succinctement.

L'expression (27) peut se mettre sous la forme suivante :

$$C(I) = \sum_{j=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} [TF(d_{i+j}(t)) \otimes \delta(\nu + \mu\Delta\tau_{jk}) \cdot TF(e^{-j\phi'_{i+j}(t)})] \cdot \delta(\nu - \mu\tau_k) \quad (28)$$

Considérons maintenant l'expression suivante :

$$C'(I) = \sum_{j=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} [TF(d_{i+j}(t)) \otimes \delta(\nu + \mu\Delta\tau_{jk}) \cdot e^{-j\phi''_{i+j}}]$$

$$\cdot \delta(\nu - \mu\tau_k) \quad (29)$$

$$\text{avec : } \phi''_{i+j} = 2\pi\tau_{jk}(f_0 - \frac{\mu}{2}\tau_{jk})$$

Le passage de l'expression (28) à (29) n'est pas rigoureux, le signal présente en effet une instabilité de phase en $t = \tau$. La simulation montre cependant que malgré une dégradation sensible dans certains cas traités (due à l'instabilité de phase), le traitement décrit par l'expression (29) reste acceptable compte tenu des résultats obtenus et du nombre limité de calculs qu'il requiert.

HAYES, dans les références [3,4], préconise néanmoins, pour atténuer l'influence du saut de phase dans le traitement, de découper le signal temporel $d(t)$, en plusieurs « tranches ». Il réalise ensuite pour chacune de ces tranches un traitement semblable à l'expression (29), en ajustant de façon convenable les phases en fonction de la partie du signal considérée. Il somme ensuite de façon cohérente le résultat obtenu pour chacune de celles-ci.

Le saut de phase ne se trouvant qu'à l'intérieur d'une seule d'entre elles, son influence sera limitée et ce d'autant plus que le nombre de tranches sera important.

5. Simulations

Plusieurs simulations ont été réalisées en utilisant les deux algorithmes décrits précédemment. Pour les figures 7 à 9 nous avons utilisé l'algorithme « temporel » et pour les figures 10 à 12 l'algorithme « fréquentiel ».

Deux transducteurs de caractéristiques différentes sont modélisés, l'un de fréquence centrale 60 kHz de dimension longitudinale 0.2m, l'autre de fréquence centrale 200 kHz, et de longueur 0.1m.

Quatre cibles ponctuelles sont simulées dans cette configuration sonar; trois d'entre elles sont positionnées suivant un axe parallèle au déplacement du sonar, distantes entre elles de 0.3m et 1m (figures 7 et 8), de 0.3 m et 0.5 m (figure 9). La 4^e cible est située 0.7 m au delà de cet axe. Les différentes figures sont représentées avec une dynamique de 21 dB.

5.1. FIGURES 5-6-7 : ALGORITHME TEMPOREL

La comparaison des figures 7a et 7b, 8a et 8b, 9a et 9b, permet de constater l'efficacité du traitement d'ouverture synthétique. La résolution maximale en azimut (12) que le traitement d'ouverture synthétique peut permettre d'obtenir compte tenu des dimensions des transducteurs est de 0.1 m à 60 kHz et de 0.05 m à 200 kHz. Nous n'avons pas modélisé de cibles dans ces conditions limites. Nous pouvons néanmoins constater que les deux cibles distantes de 0.3 m sont parfaitement résolues dans tous les cas.

La résolution en azimut est indépendante de la distance et de la fréquence. On observe cependant une détérioration de la résolution en distance lorsque les cibles sont éloignées. Cette dégradation peut provenir aussi du fait que la position exacte de la cible ne coïncide pas avec un échantillon de la Transformée de Fourier. On pourrait donc observer une dégradation de ce type également sur des cibles proches du sonar.

5.2. FIGURES 8-9-10 : ALGORITHME FRÉQUENTIEL

La comparaison des figures 10a et 10b met en évidence l'effet du saut de phase lorsqu'est utilisé cet algorithme. Dans le cas des figures 10a et 10b, ne sont utilisées respectivement que des données comprises dans la première moitié et dans la seconde moitié de chacune des récurrences. Les cibles sont à une distance d'une dizaine de mètres du sonar, le saut de phase en $t = \tau$ est donc localisé dans la première moitié de la récurrence.

On constate en effet une dégradation de l'image sur la figure 10a. Cette dégradation se trouve cependant peu visible lorsque l'on utilise l'ensemble des données de chacune des récurrences, figures 11a et 11b.

D'autre part, plus les cibles sont éloignées de l'émetteur, plus la courbure de la parabole est prononcée. Il se passe un phénomène que l'on appelle « migration parabolique » de l'écho sur plusieurs cases distances (figure 6). L'algorithme « fréquentiel » est sensible à cette migration comme le montrent les figures 11 et 12 où l'on peut comparer les performances du traitement sur des cibles à 10 mètres et à 60 mètres de l'émetteur avec une bande de fréquence émise de 10 kHz et 20 kHz.

Compte tenu des différentes caractéristiques de l'émetteur et des éléments ci-dessus, la migration maximale des échos pour chacune des figures 11a, 11b, 12a, 12b est respectivement égale à 1, 6, 2 et 12 cellules de résolution (ou cases distances).

On constate par ces dernières simulations que la dégradation de l'image est d'autant plus importante que ce nombre est élevé.

6. Conclusion

Les résultats des simulations montrent l'intérêt de la synthèse d'ouverture pour obtenir une très bonne résolution de l'image, dans la direction du déplacement du sonar, en utilisant des antennes physiques de petite taille.

Le but de ces premières simulations était de développer et de valider un algorithme d'ouverture synthétique sur des données issues d'un sonar de type CTFM. Deux approches différentes d'un tel traitement ont été investiguées. L'une et l'autre présentent des avantages et des inconvénients qui les rendent en quelque sorte complémentaires.

L'approche que nous avons qualifiée de « temporelle », malgré sa robustesse face au saut de phase qui existe lorsque le sonar est associé à un démodulateur de type dual, est très coûteux en temps de calcul. Cet algorithme ne pourrait être envisagé qu'associé à un sonar de faible portée en distance.

L'approche « fréquentielle », malgré sa sensibilité face aux problèmes tels que le saut de phase ou la migration des échos sur plusieurs cases distances de l'image, semble approprié à une utilisation plus large.

Il nécessite en effet une faible puissance de calculs et des techniques telles que celles étudiées dans les références [3,4] permettent d'atténuer les inconvénients ci-dessus. Les premières expérimentations menées depuis au Groupe d'Études Sous-Marines de l'Atlantique sur des données réelles issues d'un sonar se déplaçant sur un rail confirment largement cette idée.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L.J. CUTRONA. « Comparison of sonar system performance achievable using synthetic aperture techniques with the performance achievable for more conventional means », *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 58, N° 2, pp. 336-348, august 1975.
- [2] G. LEVRINI et al. « The sensitivity problem in the synthetic aperture radar (SAR) », *Alta Frequenza*, Vol. LV, N° 6, nov. déc. 1986, pp. 337-348.
- [3] M.P. HAYES. « A CTFM synthetic aperture sonar ». Thesis-University of Canterbury Christchurch, New-Zealand, september 1989.
- [4] M.P. HAYES, P.T. GOUGH. « Broad-band Synthetic aperture sonar », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 17, N° 1, january 1992.
- [5] P.T. GOUGH, M.P. HAYES. « Test results using a prototype synthetic aperture sonar », *J. Acoust. Soc. Am.*, 86(6), december 1989, pp. 2328-2333.
- [6] Y. YAMAGUCHI et al. « Detection of objets by synthetic aperture FM-CW radar », *Electronics and communications in Japon*, Part 1, Vol. 75, N° 3, 1992.
- [7] J. CHATILLON et al. « Synthetic aperture sonar : wide-band vs narrow band », UDT conference, Paris, April 1991.
- [8] M.E. ZAKHARIA, et al. « Synthetic aperture sonar : a wide band approach », ULTRASONICS Symposium 1990.
- [9] M.A. DO. « Modern methods of improving the range accuracy of CTFM sonars ». ULTRASONICS, May 1984.
- [10] M.A. DO. « New dual-sweep receiver for CTFM sonar », ULTRASONICS, july 1986.
- [11] S. GUYONIC. « Synthetic aperture processing on simulated data with a continuous transmission frequency modulation (CTFM) », Undersea Defence Technology (UDT), 15-17 june 1993, Cannes.

Manuscrit reçu le 5 Mai 1994.

L'AUTEUR



Stéphane GUYONIC est né à Quimperlé, le 14 mai 1959. Docteur en Traitement du Signal et Télécommunications de l'Université de Rennes I (1988). Ingénieur de 1986 à 1988 au Centre d'Électronique de l'Armement (CELAR) à Bruz dans le Groupe d'Analyse des Signatures et Rayonnements Électromagnétiques : Recherches dans le domaine de l'holographie radar et la radiométrie en hyperfréquences. Ingénieur depuis octobre 1988 dans le Groupe d'Études Sous-Marines de l'Atlantique à Brest : Études et expérimentations dans le cadre du sonar à antenne synthétique.

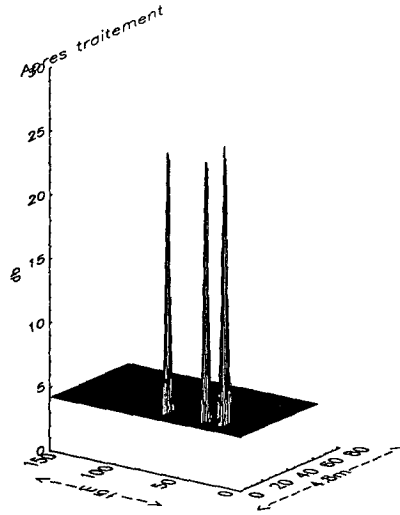
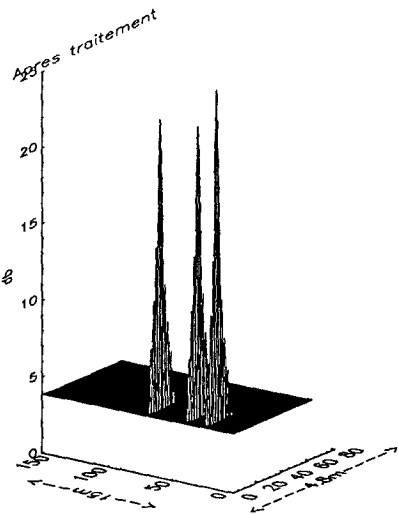


Figure 7a-7b. - $f_0 = 60$ kHz, $B = 20$ kHz, $V = 0.5$ m/s, $Tr = 0.2$ s, centre image : 28 m, dim. (across-track \times along-track = 2.4 m \times 10 m).

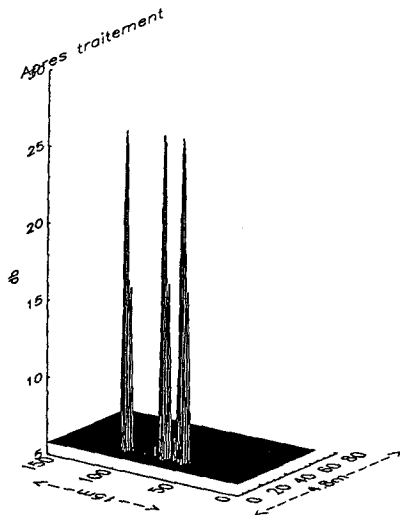
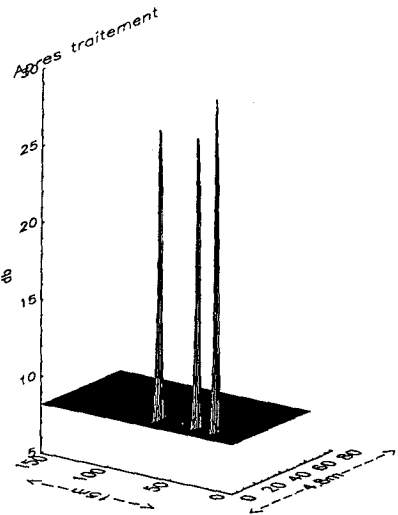


Figure 8a-8b. - $f_0 = 60$ kHz, $B = 20$ kHz, $V = 0.5$ m/s, $Tr = 0.2$ s, centre image : 53 m, dim. (across-track \times along-track = 2.4 m \times 10 m).

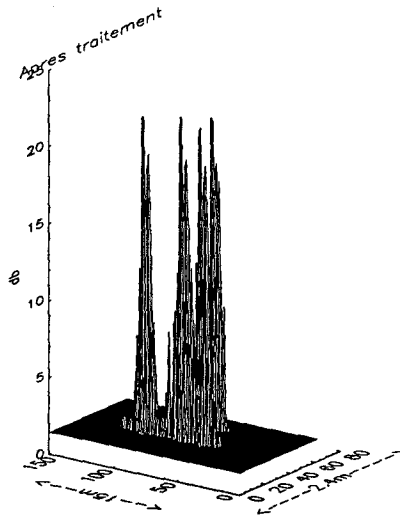
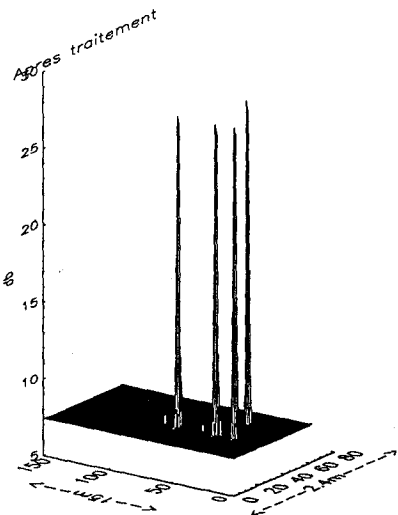


Figure 9a-9b. - $f_0 = 200$ kHz, $B = 20$ kHz, $V = 0.25$ m/s, $Tr = 0.2$ s, centre image : 22 m, dim. (across-track \times along-track = 2.4 m \times 5 m).

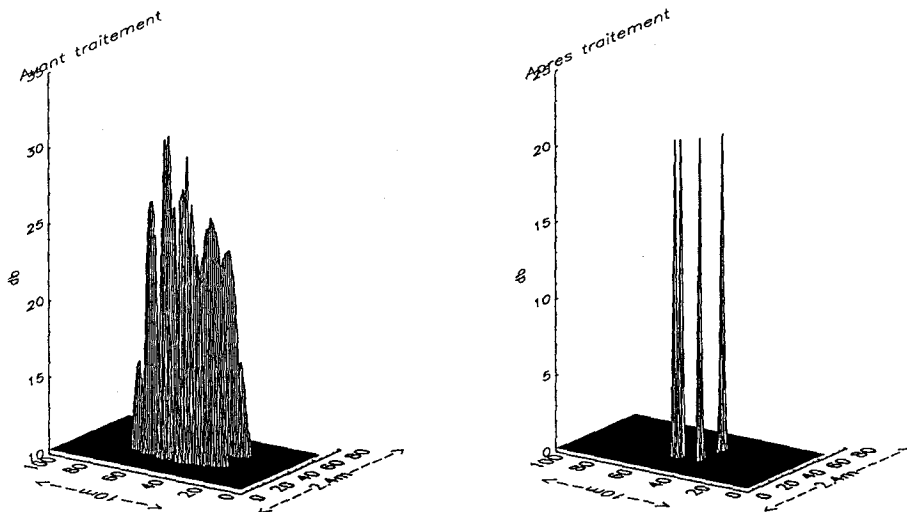


Figure 10a-10b. - $f_0 = 60$ khz, $B = 10$ khz, $V = 0.5$ m/s, $T_r = 0.2$ s, centre image : 10 m, dim. (across-track \times along-track = 4.8 m \times 15 m).

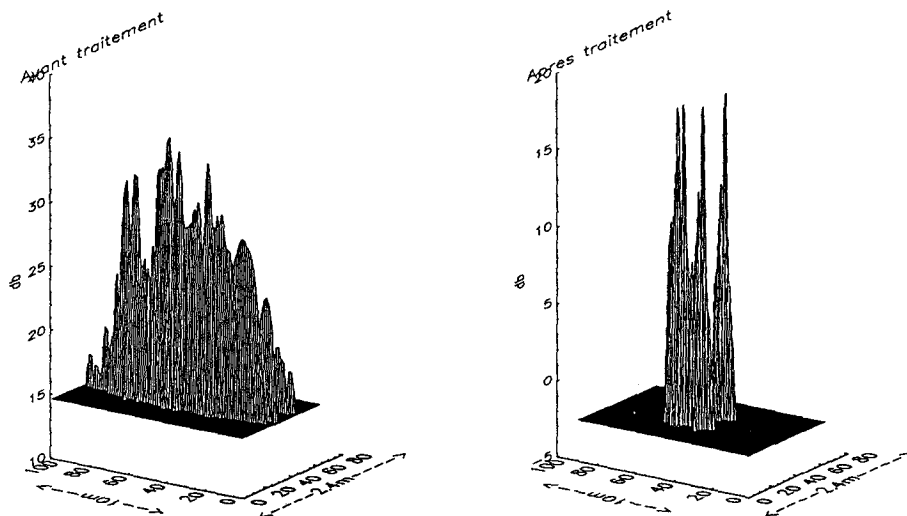


Figure 11a-11b. - $f_0 = 60$ khz, $B = 10$ khz, $V = 0.5$ m/s, centre image : 10 m(a)/60 m(b), dim. (across-track \times along-track = 4.8 m \times 15 m).

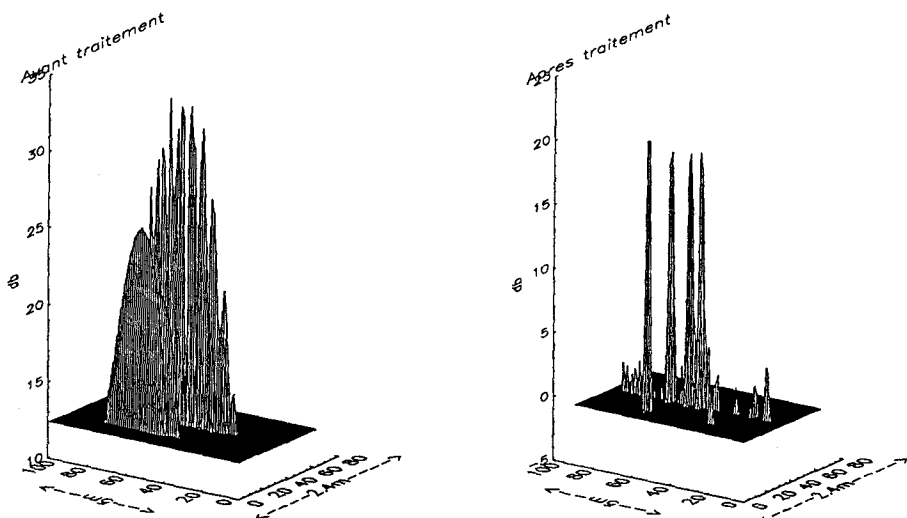


Figure 12a-12b. - $f_0 = 60$ khz, $B = 20$ khz, $V = 0.5$ m/s, centre image : 10 m(a)/60 m(b), dim. (across-track \times along-track = 2.4 m \times 15 m).