HAL
open science

Conception et réalisation d'un sonar latéral bathymétrique à haute résolution avec voies préformées compensées en attitude

Francois Ollivier

To cite this version:

Francois Ollivier. Conception et réalisation d'un sonar latéral bathymétrique à haute résolution avec voies préformées compensées en attitude. Acoustique [physics.class-ph]. Université Pierre et Marie Curie (UPMC Paris 6), 1995. Français. NNT : . tel-01675027

HAL Id: tel-01675027

https://hal.sorbonne-universite.fr/tel-01675027v1

Submitted on 13 Sep 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Thèse de doctorat de l'Université Paris 6

Spécialité : Mécanique

présentée par Mr François OLLIVIER

pour obtenir le grade de DOCTEUR de l'UNIVERSITE PARIS 6

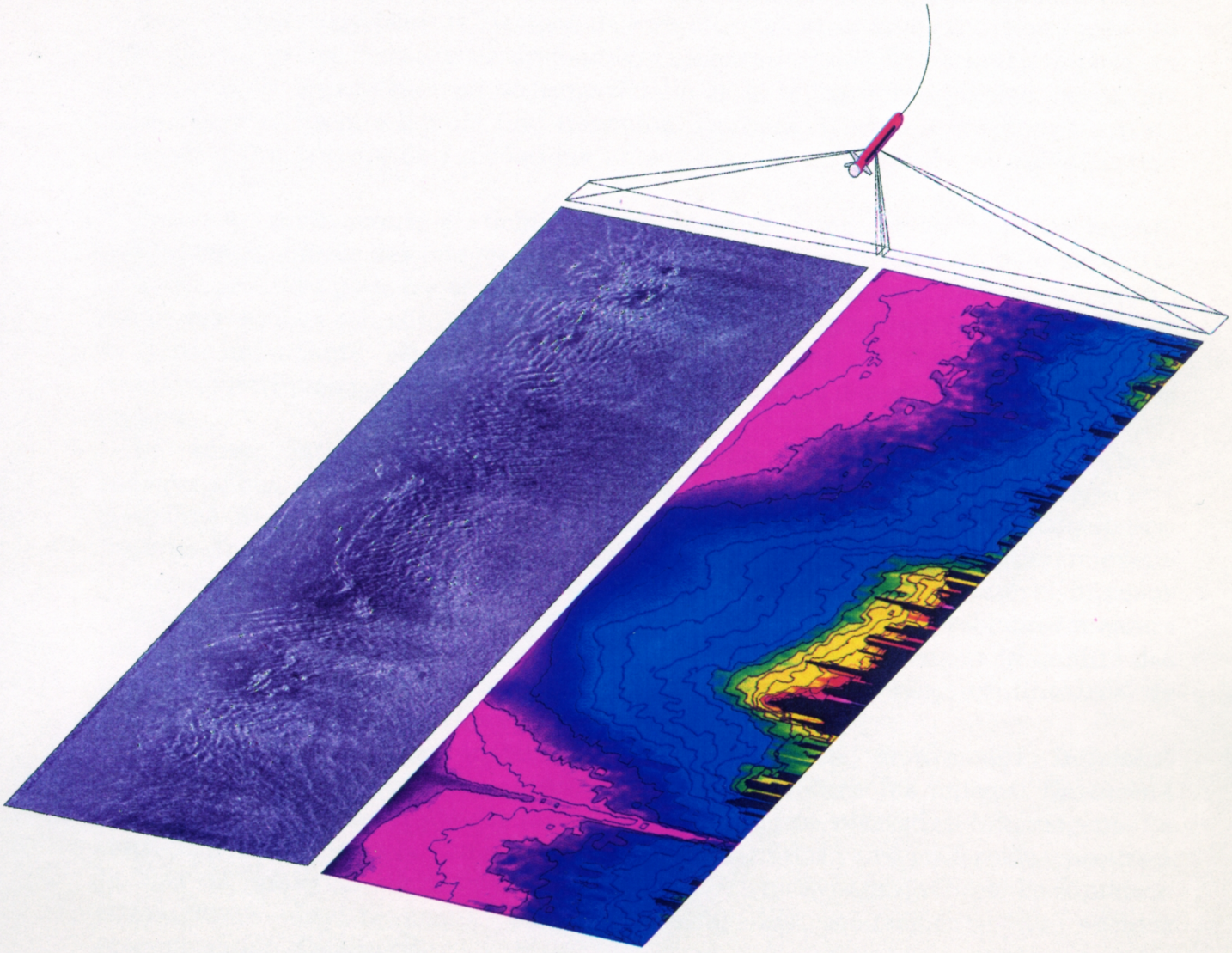
Sujet de la thèse :

CONCEPTION ET REALISATION D'UN SONAR LATERAL BATHYMETRIQUE A HAUTE RESOLUTION AVEC VOIES PREFORMEES COMPENSEES EN ATTITUDE.

Soutenue le vendredi 14 avril 1995 devant le jury composé de:

M.	Gérard	QUENTIN	Rapporteur
M.	Jean-Pierre	SESSAREGO	Rapporteur
M.	Pierre	ALAIS	
Mle	Marie-Edith	BOUHIER	
M.	Pierre	CERVENKA	
M.	Pierre-Yves	HENNION	
M.	François-Régis	MARTIN-LAUZER	
M.	Roland	PERSON	

Conception et réalisation d'un sonar latéral bathymétrique à haute résolution avec voies préformées compensées en attitude (1991-1995)



Université Paris 6 - CNRS URA 879
Laboratoire de Mécanique Physique
Equipe d'Acoustique
2, Place de la gare de ceinture
78210 Saint-Cyr-l'Ecole

1. INTRODUCTION

Qu'il s'agisse d'exploiter ou d'aménager les zones sous-marines proches (côtes, estuaires, fleuves, rivières et lacs), ou de connaître les processus géodynamiques qui animent les terres immergées profondes, l'observation des fonds marins, pour en déterminer la nature interne ou superficielle et la topographie précise, revêt une importance croissante depuis une trentaine d'années. L'accès à ces données n'est possible qu'au travers de l'acoustique et des moyens qu'elle offre en télédétection sous-marine.

Parmi les instruments participant de ce domaine, il en est un, le sonar latéral, qui permet d'obtenir des images du fond des océans à l'instar de ce que les satellites peuvent produire pour les terres émergées. Depuis son premier développement au début des années soixante, le sonar latéral a connu de nombreuses évolutions dont la plus importante est sans aucun doute celle qui l'a doté des propriétés interférométriques pour accéder à la topographie précise des zones dont il forme les images.

Le sonar latéral, désormais bathymétrique, s'est révélé être un outil indispensable aux géologues dont les suggestions et exigences ont largement contribué à l'amélioration de la technique. Sous l'influence de ces utilisateurs, l'équipe d'acoustique de St-Cyr a entrepris la mise au point d'une évolution nouvelle de cet instrument. Nous avons construit le prototype d'un sonar latéral imageur bathymétrique qui dispose des moyens de s'affranchir des deux problèmes majeurs rencontrés par les systèmes classiques et qui affectent sensiblement la qualité des images. Les moyens en question sont offerts par des réseaux linéaires de transducteurs dont on contrôle en temps réel la directivité.

Ainsi les instabilités inévitables du vecteur en mouvement induisent classiquement des distorsions et surtout des lacunes dans les images. En second lieu, la divergence naturelle des faisceaux engendre une résolution inhomogène. Le contrôle dynamique de la phase des réseaux utilisant des voies préformées, assure à la fois la maîtrise de la résolution (focalisation dynamique) et l'orientation automatique des faisceaux pour compenser les mouvements du vecteur (compensation d'attitude).

A ces deux fonctions novatrices qui font l'originalité du système, il faut ajouter la propriété bathymétrique qui utilise un dispositif interférométrique classique bénéficiant d'une exploitation originale, mais aussi le traitement du signal qui fait appel aux techniques les plus évoluées.

Ce rapport de thèse décrit la conception des trois éléments fondamentaux du système : les transducteurs, les réseaux phasés et le système électronique qui génère les signaux et traite les échos. Parallèlement à ces considérations théoriques, on fait l'exposé exhaustif des expérimentations qui ont validé la conception : caractérisation acoustique des transducteurs, expériences en bassin et campagnes en mer.

Le chapitre introductif fait un bref historique de l'acoustique sous-marine avant de considérer les instruments utilisés couramment à l'heure actuelle pour l'imagerie et la bathymétrie. Plus particulièrement on s'attache à décrire la technique du sonar latéral bathymétrique en donnant un aperçu schématique des problèmes qui ont été évoqués plus haut et des solutions envisagées. Enfin, les objectifs étant définis, on fait un inventaire des caractéristiques physiques et géométriques du sonar nécessaires à leur accomplissement.

Le chapitre 2 qui suit cette introduction, est consacré à l'étude des transducteurs piézoélectriques. On y décrit les principes qui ont régi leur conception et on expose les moyens expérimentaux utilisés pour leur caractérisation acoustique. L'étude théorique des réseaux développée au chapitre suivant, établissant la nécessité d'utiliser des transducteurs différents pour l'émission et la réception, deux géométries fondées sur la même technologie de céramiques composites sont étudiées. On vérifie enfin que les transducteurs fabriqués sont bien adaptés à l'application qui leur est promise, s'agissant aussi bien des transferts énergétiques que de la forme des rayonnements élémentaires.

Pour établir la configuration optimale de l'antenne prototype, un modèle numérique spécifique a été mis au point qui détermine les diagrammes de rayonnement des différents réseaux et leur combinaison. Le chapitre 3 en fait la description et en présente les résultats. Ceux-ci ont montré les lacunes d'un système qui utiliserait le même réseau pour l'émission et la réception. La configuration finalement adoptée comprend trois réseaux linéaires. Le premier est destiné à l'émission du faisceau les deux autres sont identiques et assurent la réception bathymétrique. La longueur et surtout l'échantillonnage du réseau différencient l'émission de la réception. Cette seconde caractéristique originale permet de s'affranchir des rayonnements parasites (lobes de réseaux).

Dans le même chapitre, on adapte à cette antenne le principe de la focalisation dynamique pour déterminer les voies préformées qui procurent au système une résolution homogène. Enfin, on rapporte les premiers résultats expérimentaux obtenus en bassin, avec une maquette puis avec l'antenne finale, qui ont validé le modèle numérique et permis d'envisager les campagnes en mer qui ont suivi.

Pour achever la description du prototype, le chapitre 4 suit par le détail l'évolution du signal au sein du système électronique. Il expose la synthèse numérique du signal modulé linéairement en fréquence, la réception hétérodyne du signal échographique associée à la formation des voies, la compression d'impulsion numérique et le traitement interférométrique des deux canaux de réception.

La dernière partie de la thèse présente les 2 campagnes en mer et les images et données bathymétriques qu'elles ont permis de moissonner. Les traitements numériques qui produisent les images corrigées et les relevés bathymétriques sont décrits brièvement.

1.1 Généralités sur l'imagerie sous-marine et la bathymétrie

1.1.1 Historique [1][2]

C'est au 19ème siècle que les scientifiques ont montré le parti qui pouvait être tiré de l'utilisation des ondes acoustiques dans le milieu marin. Les expériences de Colladon en 1826 dans le lac de Genève apportèrent la connaissance décisive de la vitesse de propagation du son dans l'eau, et en 1838, Bonnycastle envisageait l'écho-sondage acoustique des océans. Mais les problèmes techniques relatifs à la génération et à la réception des ondes acoustiques n'étant pas surmontés, la télédétection sous-marine demeura à l'état d'idée et les hydrographes réduits à l'utilisation du fil à plomb.

En 1880 [3] et 1881 les frères Curie, associés à Lippman, découvrirent l'effet piézoélectrique et son inverse, qui ne furent pas immédiatement appliqués à la génération-réception des ultrasons. D'autres moyens en effet furent employés pour lancer le développement de l'acoustique sous-marine. A la fin du siècle (1890) suivant l'essor du téléphone, des expériences furent mises en œuvre, utilisant des émetteurs et microphones à l'épreuve de l'eau ; et tout naturellement, le premier champ d'étude a été la communication sous-marine.

Ainsi, bien avant le radar apparu au cours de la seconde guerre mondiale, la navigation côtière a utilisé le Sonar (SOund Navigation And Ranging) pour la signalisation des obstacles. En 1912 en effet, l'oscillateur Fessenden fut inventé qui, activé par des moyens électromagnétiques, était capable de produire entre 500 et 1000 Hz des trains d'ondes acoustiques en séries, adaptés à la modulation en code Morse. Jusqu'à la fin des années 30, les bateaux phares et autres plates-formes en mer furent équipés de ces oscillateurs pour signaler leur position par temps de brouillard aux navires disposant des récepteurs adéquats. Ce système était couplé à des signaux radio pour une mesure différentielle de la distance, et à l'indispensable corne de brume.

Les travaux de Paul Langevin, suscités pendant la première guerre mondiale par la lutte anti-sous-marine, exhumèrent la piézoélectricité qui fut appliquée à la conception de sonars passifs puis au développement des premiers systèmes actifs pour l'écho-localisation précise des cibles sous-marines.

Après 1917 l'apparition de transducteurs piézoélectriques efficaces répandit l'usage des ondes acoustiques de fréquence et de rayonnement contrôlés et dès 1923, des échos-sondeurs furent opérationnels. Une première application systématique des méthodes acoustiques à des fins bathymétriques eut lieu lors d'une campagne océanographique dans l'atlantique sud en 1925-27. Au début des années 30, le sondeur échographique mono-faisceau était largement utilisé dans la navigation civile et militaire, soit près d'un siècle après l'idée émise par Bonnycastle.

Il fallut un autre conflit mondial pour relancer l'acoustique sous-marine et à l'issue de la guerre, les retombées commerciales des systèmes militaires suscitèrent le développement parallèle de deux domaines :

Premièrement, l'utilisation d'ondes acoustiques basse fréquence, pour la communication à longue portée, mit en évidence leur capacité à pénétrer profondément le sous-sol marin. L'application de cette propriété à l'étude géologique du fond des océans fut immédiatement reconnue (1946) et amena au développement d'un large ensemble d'outils acoustiques pour la géologie (canons à air, à eau, géophones, méthodes sismiques,...).

Parallèlement on avait observé que les signaux acoustiques haute fréquence rétrodiffusés par le sol marin, montraient une bonne corrélation entre l'intensité du signal et la composition superficielle du fond. C'est à partir de ces observations que naquirent le principe du sonar latéral et l'imagerie acoustique sous-marine. Par la suite, les réseaux phasés et l'exploitation de méthodes interférométriques donnèrent naissance aux sondeurs multi-faisceaux plutôt dédiés à la bathymétrie.

La Figure 1.1 donne un aperçu des différents systèmes utilisés en acoustique sous-marine. Leur caractéristique essentielle est la fréquence des ondes qu'ils transmettent. De cette variable en effet dépendent la portée du système et, de façon plus ou moins corrélée, son domaine d'application.

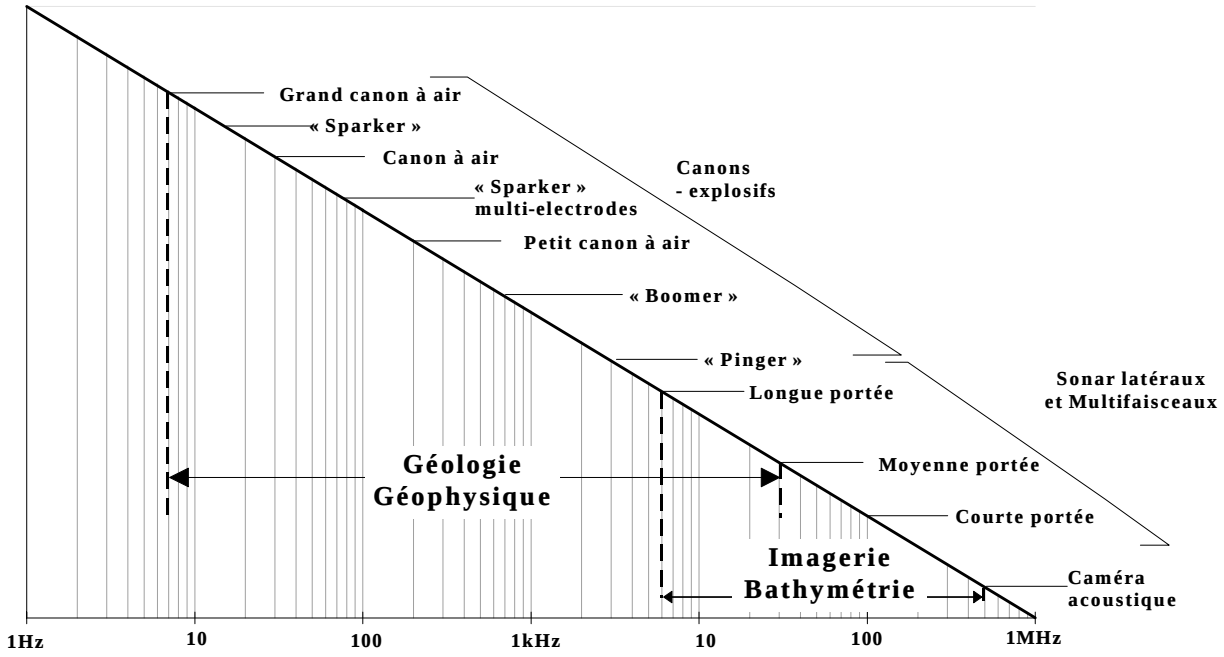


Figure 1.1 : Les instruments de l'acoustique sous-marine
Gammes de fréquence et applications

1.1.2 L'imagerie par sonar latéral et ses applications

Pour cartographier le fond marin, Kuntz en 1957 et Chestermann en 1958, entreprirent des expériences pour former des images sonores à partir de signaux rétrodiffusés. Leurs travaux aboutirent à la réalisation du premier sonar latéral opérationnel en 1961. Depuis lors, la technique connut un essor important. Les premières images produites, pauvres quant à leur résolution, étaient par ailleurs fortement affectées par les bruits excessifs générés par le navire auquel était

attachée la sonde et par l'instabilité des mouvements du même navire. En 1967, l'introduction de vecteurs stabilisés et tractés sous la surface, améliora sensiblement la qualité des images. Par ailleurs l'évolution technologique des transducteurs permit l'utilisation d'impulsions acoustiques courtes et la formation de faisceaux étroits qui contribuèrent à donner aux images une meilleure résolution.

Au cours de ces évolutions le sonar latéral a trouvé de nombreuses applications tant commerciales que scientifiques ou militaires.

Au premier rang des utilisateurs sont les géologues et géophysiciens auxquels le sonar latéral donne les moyens d'explorer toutes les surfaces immergées de la planète : des grandes fosses du Pacifique aux plateaux continentaux en passant par les plaines abyssales.

Mais pour assurer à cet outil un développement commercial, il a fallu lui trouver des applications plus prosaïques. Comme il peut produire des images de zones sous-marines très étendues, il sert par exemple à la localisation de cibles particulières (épaves, ...). De l'interprétation des images peuvent aussi être déduits le relief fin et la structure superficielle du fond marin. Les câbliers transocéaniques et l'industrie pétrolière offshore, par exemple, y ont recours pour l'exploration topographique et sédimentaire des zones devant accueillir câbles ou pipelines.

A proximité des côtes, on fait appel au sonar latéral et à ses images pour l'exploration et l'entretien des chenaux navigables ou la surveillance des bancs de sable qui peuvent entraver la navigation.

Il faut mentionner aussi l'aide indirecte du sonar latéral à la pêche. A partir d'images résolutives, il est possible en effet de déterminer la densité des populations de poissons dans des zones données ou encore surveiller les récifs artificiels.

On peut citer aussi la surveillance de l'environnement. Courants chauds ou sources de substances polluantes peuvent être repérés sur les images qui traduisent les variations de densité et les perturbations induites dans la propagation des ondes acoustiques.

Dans le domaine militaire enfin, la détection des mines et la protection des ports ont trouvé dans ce type d'imageur un outil indispensable et plus efficace que les systèmes de détection classiques. En effet, les mines, généralement très peu échogènes puisque revêtues de matériaux absorbants, sont détectables uniquement par l'ombre qu'elles portent sur une image de sonar latéral.

Toutefois, si nombreuses que soient les applications du sonar latéral exclusivement imageur, il demeure incapable de déterminer la bathymétrie des zones explorées. Dans les cas où la connaissance précise de la topographie est nécessaire, il faut lui adjoindre, voire lui substituer, un sondeur bathymétrique.

1.1.3 Les sondeurs bathymétriques [4][5]

Comme nous l'avons vu plus haut, le fil à plomb des hydrographes ne put être abandonné qu'à la fin des années 20 avec l'utilisation généralisée des sondeurs échographiques. Dès lors, des relevés bathymétriques systématiques furent possibles qui révélèrent enfin le relief sous-marin. Mais étant données leur

configuration et la largeur de leur faisceau, la résolution des relevés était très pauvre.

A la fin des années 50, suivant les progrès réalisés dans la technologie et la conception des transducteurs, les premiers sondeurs à faisceau étroit firent leur apparition. Fabriquer des cartes bathymétriques à l'aide de ces systèmes mono-faisceau nécessitait de nombreux profils dont la correspondance dépendait de la connaissance précise des déplacements du navire. D'autre part, le coût des campagnes limitait leur durée et par conséquent le nombre de profils relevés ; d'où il résultait un sous-échantillonnage transverse de la topographie.

Pour s'affranchir de ces problèmes, la première idée consista à utiliser plusieurs sondeurs disposés en parallèle sur une longue perche transversale à l'axe du navire. Dans le même ordre d'idée, on utilisa plusieurs navires équipés chacun d'un sondeur et avançant parallèlement. Cette technique de sondage parallèle était évidemment limitée aux états de mer calme et largement soumise à la précision de la navigation des différentes plates-formes. Malgré ses inconvénients nombreux cette technique parallèle était encore utilisée à la fin des années 80.

Dans les années 60, les premiers systèmes à réseaux phasés virent le jour. Ils résolvaient élégamment le problème de la compensation du roulis grâce à la formation de voies c'est à dire à l'orientation des faisceaux par des moyens électroniques (retards ou déphasages des signaux élémentaires).

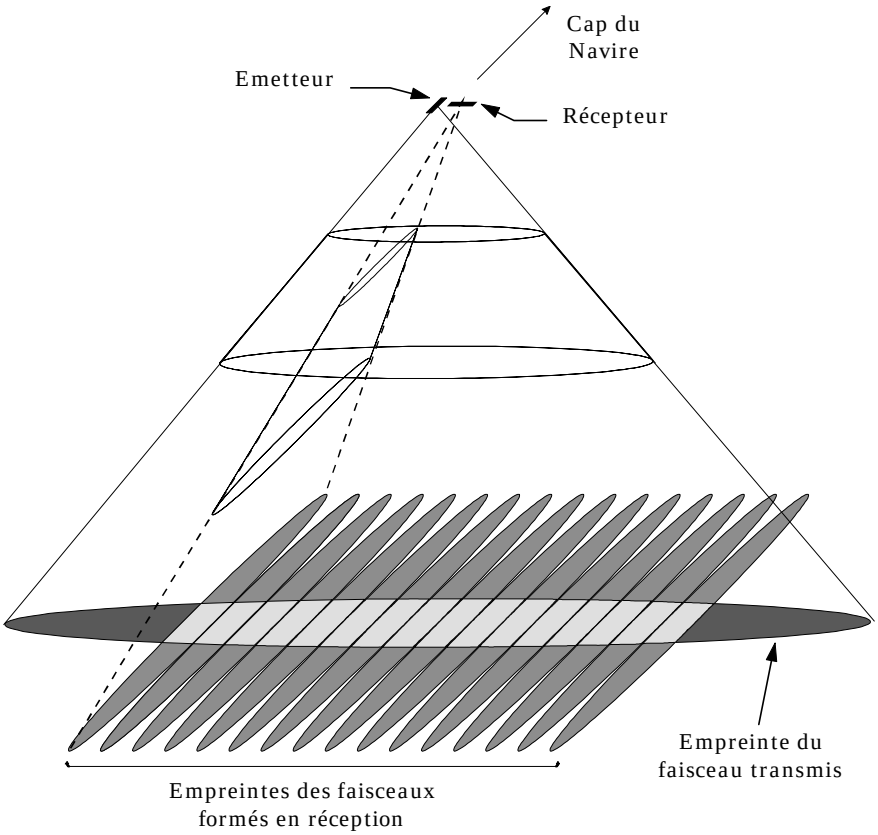


Figure 1.2 : Principe du sondeur multi-faisceaux.

L'avancée décisive dans le domaine de la bathymétrie est venue en 1961, avec l'apparition du sondeur échographique multi-faisceaux qui ne put être exploité pleinement avant le milieu des années 70, étant limité par les problèmes liés au stockage des données et à leur traitement en temps réel. Ceux-ci étant réglés, la technique s'est largement répandue et a révolutionné la cartographie sous-marine.

La plupart des sondeurs multi-faisceaux exploités à ce jour obéissent au même schéma de fonctionnement. Il s'agit de systèmes montés à même la coque du navire, qui utilisent deux réseaux de transducteurs disposés à angle droit. Comme le décrit la Figure 1.2, l'antenne émettrice transmet verticalement un faisceau étroit suivant l'axe du navire et très large dans la direction perpendiculaire. En réception, le réseau phasé orthogonal forme plusieurs faisceaux étroits et perpendiculaires au précédent. Les faisceaux échographiques résultants sont étroits dans les deux directions. Généralement, la direction des faisceaux à l'émission comme en réception est corrigée dynamiquement en fonction du roulis et du tangage.

En réception, deux méthodes sont employées pour déterminer la profondeur suivant chaque faisceau. Certains systèmes (Sea Beam) utilisent l'amplitude du signal et sélectionnent les échos de niveau excédant un certain seuil à l'intérieur d'une fenêtre temporelle. D'autres plus récents (EM12-Simrad) utilisent une technique interférométrique plus précise en réalisant la formation de voies sur 2 sous-réseaux de réception dont les centres de phases sont distants de quelques longueurs d'onde.

Les relevés bathymétriques issus de ces engins ont une grande précision (moins de 1% de la hauteur d'eau) sur des zones dont la largeur varie suivant les systèmes et l'application entre 75 et 300% de la profondeur.

Mais, parallèlement à leurs remarquables performances bathymétriques, les sondeurs multi-faisceaux présentent des inconvénients majeurs. Outre leur complexité qui engendre un coût important à la fabrication, leur géométrie généralement imposante ne permet pas leur installation sur des plates-formes remorquées et donc interdit leur portabilité d'un navire à l'autre. Qui plus est le montage des hydrophones sur la coque du navire introduit de nombreux problèmes de bruit et de bulles de sillage dont la résolution s'avère souvent difficile et coûteuse. A cela il faut ajouter la relative pauvreté de l'imagerie due à la faible résolution angulaire dans le sens de la marche du navire qui est supérieure à 2° dans le cas de tous les sondeurs multi-faisceaux existant à ce jour.

C'est pourquoi l'idée est venue, au cours des années 70, de donner au sonar latéral remorqué la capacité bathymétrique. La technique employée à cette fin affecte généralement le sonar latéral d'une seconde antenne de réception qui permet d'atteindre la bathymétrie par une mesure interférométrique analogue à celle des sondeurs multi-faisceaux. Cette évolution technique donne accès, d'une part, à une imagerie de qualité, d'autre part, à la topographie qui, si elle est moins précise que celle obtenue au moyen d'un sondeur multi-faisceaux, est assurée sur une distance horizontale beaucoup plus large. Ainsi les sonars latéraux bathymétriques actuellement en exploitation offrent une couverture latérale comprise entre 3 et 7 fois l'altitude de la plate-forme.

1.2 Principes et limitations du sonar latéral

1.2.1 Principe

Le sonar à vision latérale utilise 2 antennes pour observer les zones situées de part et d'autre de la route suivie par le navire. Pour échapper aux bruits acoustiques inévitablement produits dans l'environnement immédiat du navire (moteurs, hélices, clapot,...), et échapper aux instabilités du mouvement (lacet, tangage, roulis et pilonnement), les antennes sont généralement disposées sur les flancs d'un véhicule sous-marin (poisson) et tractées à bonne distance sous la surface.

La Figure 1.3 schématise le fonctionnement classique du sonar latéral. Les deux antennes émettent chacune, dans la direction (y) perpendiculaire, un faisceau acoustique dont l'ouverture est large dans le plan vertical, et étroite dans la direction longitudinale (x).

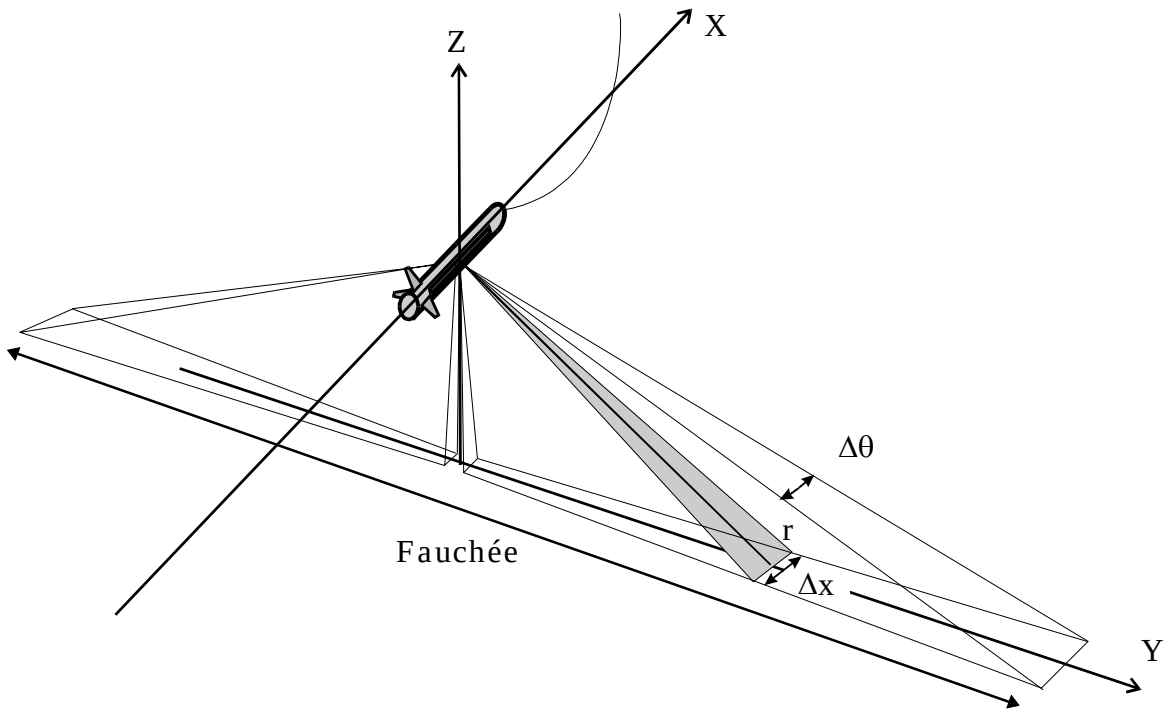


Figure 1.3 : Le principe du sonar latéral

L'empreinte résultante sur le fond, est une bande fine et très étendue latéralement. Cette bande rétrodiffuse une portion de l'énergie acoustique incidente, et les 2 antennes recueillent le signal échographique dont le traitement amène la construction d'une ligne d'image. En associant un « pixel » (structure élémentaire de l'image), codé suivant une échelle de gris, à l'amplitude du signal reçu à un instant t, on traduit l'information relative à un point situé à une distance

oblique r telle que r = Ct/2, où C est la célérité du son dans l'eau. La répétition périodique de la procédure et le balayage longitudinal assuré par l'avancement du navire permet de constituer ligne à ligne une image acoustique du fond marin.

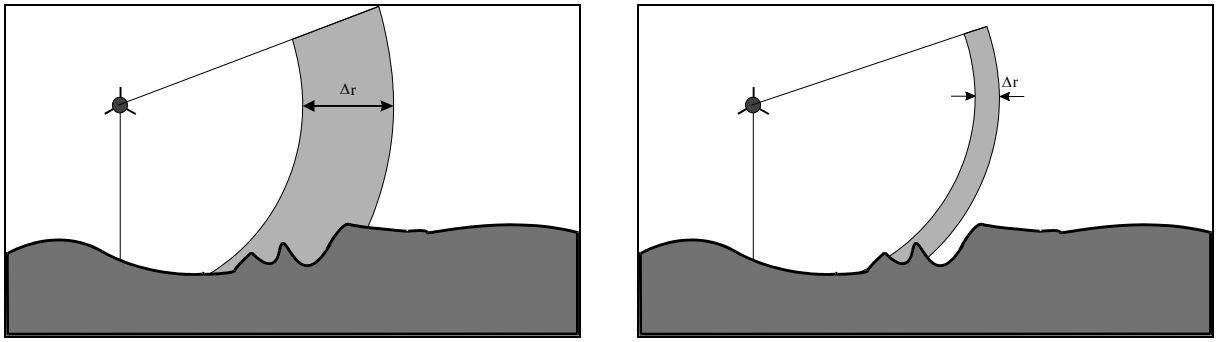
1.2.2 Les résolutions inhomogènes

Un système imageur est qualifié en particulier par la résolution des images qu'il produit. Dans le cas du sonar latéral la résolution dans chacune des 2 dimensions résulte de considérations indépendantes. La résolution latérale (suivant y) est définie comme la distance minimale perpendiculaire à la route suivie par le navire séparant 2 objets qui apparaissent effectivement séparés à l'image. Elle est fonction essentiellement de la longueur de l'impulsion émise. Dans la direction transversale (suivant x) la résolution est définie comme la distance minimale parallèle à la route et séparant deux objets distincts sur l'image. Cette distance minimale est équivalente à la largeur du faisceau acoustique à son intersection avec le fond.

1.2.2.1 La résolution latérale

Le traitement du signal et les caractéristiques des transducteurs déterminent la définition temporelle des signaux et par conséquent la résolution de l'image de sonar latéral dans la direction orthogonale à la route (direction latérale). Ainsi, avec des traitements classiques, c'est la durée du signal émis qui détermine la résolution (voir Figure 1.4). Plus courte est l'impulsion, meilleure est la résolution latérale. Si Δt est la durée de l'impulsion, la résolution échographique est donnée par :

$$\Delta r = \frac{C}{2}\Delta t$$



Impulsion longue *Impulsion courte*

Figure 1.4 : Résolution latérale en fonction de la longueur de l'impulsion.

La capacité d'un transducteur à émettre une impulsion courte dépend de sa bande passante ; et la durée minimale de l'impulsion peut être définie comme l'inverse de cette bande passante. Une bonne résolution latérale requiert donc des transducteurs à large bande.

Les impulsions courtes ne transmettent cependant au milieu de propagation qu'une quantité faible d'énergie et contribuent à limiter la portée du système. Le

compromis est indispensable entre résolution et niveau d'énergie transmise c'est à dire distance d'observation.

On peut échapper à ce compromis par l'utilisation de la technique de traitement du signal dite de compression d'impulsion qui permet de transmettre des trains d'onde très longs, donc porteurs de beaucoup d'énergie, tout en conservant une bonne résolution. Pour expliquer ce paradoxe, il faut dire que le signal codé subit une corrélation en réception qui procure une résolution temporelle importante à laquelle correspond une longueur d'impulsion apparente faible. On revient en détail sur cette technique au chapitre 4.

Il faut noter que la diffusion de ce type de traitement complexe n'a été possible que récemment avec l'évolution des composants électroniques capables d'assurer en temps réel des flots de calculs importants.

Si la résolution temporelle du signal est constante, celle de l'image varie selon l'angle d'incidence[1] du faisceau sur le fond. Comme l'illustre la Figure 1.5, la résolution horizontale est meilleure à grande portée (faibles rasances) que dans les zones proches (rasances fortes). Conséquence directe de cet état de fait, le sonar latéral est affecté de myopie dans la direction verticale. A l'image, l'artefact de cette myopie est une bande longitudinale relativement étroite correspondant à des angles d'incidence supérieurs à 80° ; c'est à dire qu'elle s'étend sur une largeur inférieure à 10% de l'altitude du poisson de part et d'autre de la route.

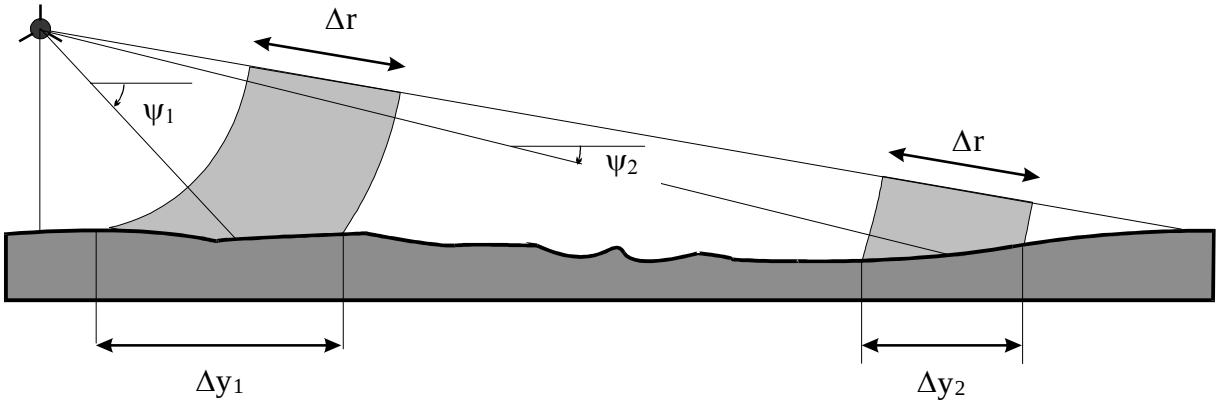


Figure 1.5 : Résolution latérale en fonction de l'angle de rasance

[1] On profite de sa première mention pour définir une fois pour toute l'angle d'incidence et son complémentaire l'angle de rasance :

- l'angle d'incidence est compté par rapport à la verticale,
- l'angle de rasance est considéré par rapport à l'horizontale.

1.2.2.2 La résolution longitudinale

Dans la direction longitudinale ou transverse, la résolution de l'image est dépendante de trois facteurs : la vitesse de navigation, la période de répétition des tirs, et surtout de manière incontrôlable dans le cas des systèmes classiques, la largeur du faisceau qui diverge en fonction de la distance à l'antenne. En effet la diffraction acoustique par des antennes non contrôlées en phase engendre des faisceaux dont l'ouverture angulaire intrinsèque $\Delta\theta$ est constante. C'est à dire que pour la distance r associée à l'instant t de la réception ($r = Ct/2$), la résolution longitudinale équivalente à la largeur du faisceau est donnée par :

$$\Delta x = r\Delta\theta$$

Donc si la résolution est importante à courte portée, où deux objets proches peuvent être aisément séparés, elle devient médiocre en bout de fauchée où, pour un espacement équivalent, les deux objets se confondent dans la même tache.

On peut artificiellement et localement adapter la résolution à une portée donnée en jouant sur la vitesse de navigation. Il faut toutefois assurer une couverture intégrale des zones explorées. Pour cela, la vitesse du navire doit être impérativement contrôlée et adaptée à la récurrence des tirs. Celle-ci est fixée par la distance d'exploration maximale définie en fonction de l'altitude du poisson par l'angle de rasance minimal ψ_{min} :

$$T = \frac{h}{C/2 \, \sin \psi_{min}}$$

La résolution minimale obtenue à la verticale du poisson fixe la vitesse maximale qui assure la couverture intégrale du fond par les faisceaux successifs :

$$\Delta x_{min} = h\Delta\theta \qquad \text{et} \qquad V_{max} = \frac{h\Delta\theta}{T} = \frac{C}{2}\Delta\theta \, \sin \psi_{min}$$

Il faut noter que le contrôle de la vitesse suppose de connaître et de maîtriser aussi l'altitude du poisson. Ceci est réalisé par la conception hydrodynamique du câble de remorquage et par le réglage de sa longueur.

Le développement d'un système nouveau doit assurément proposer une solution au problème de la résolution des images dont on vient de mettre en évidence le caractère inhomogène. Une partie de l'étude présente est donc consacrée à cet objectif.

S'il est désormais relativement aisé d'aboutir à une bonne résolution latérale, cela n'a que peu d'intérêt en l'absence d'une amélioration de la résolution transverse.

La solution au problème passe par l'exploitation de réseaux phasés qui permettent de contrôler l'ouverture angulaire des faisceaux, comme l'illustre la Figure 1.6, et obtenir une résolution constante à toute distance :

$$r\Delta\theta = Cte$$

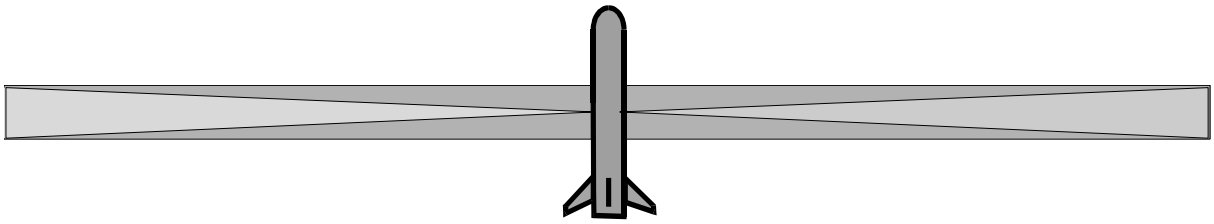


Figure 1.6 : Résolution divergente du sonar latéral classique et résolution constante issue de la focalisation dynamique.

A cette opération d'homogénéisation qu'on repère sous le terme « focalisation dynamique des faisceaux », doit être couplée la compensation des mouvements de lacet-tangage de la plate-forme afin d'éprouver encore la qualité des images.

1.2.3 Les instabilités du poisson [2][6]

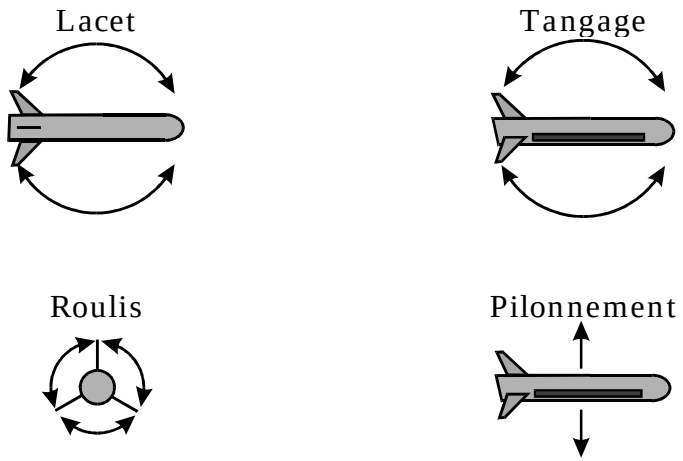


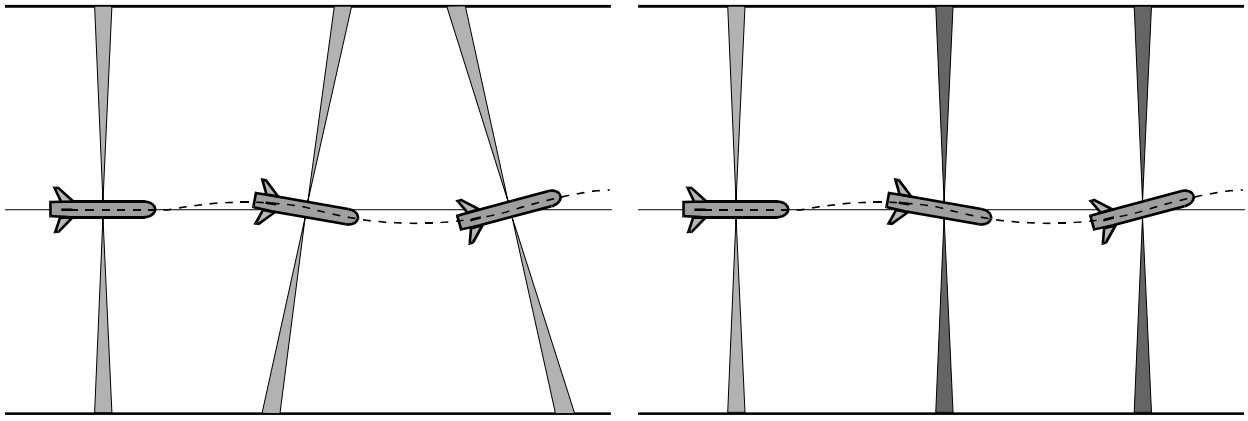
Figure 1.7 : Les instabilités du poisson.

Nous avons vu plus haut que le sonar latéral était monté sur un poisson pour échapper aux bruits dus à la navigation, mais aussi et surtout pour s'affranchir des mouvements de lacet, tangage, roulis et pilonnement que présente le navire de façon plus ou moins marquée suivant l'état de la mer. Si la solution du poisson s'est révélée être un grand progrès dans l'exploitation des sonars latéraux, les mouvements incriminés subsistent, les instabilités de la surface agissant par l'intermédiaire du câble de remorquage. La tolérance concernant la résultante de ces mouvements parasites est fixée par l'ouverture angulaire du faisceau.

Sous l'effet combiné de ces instabilités, les images brutes montrent des distorsions qui peuvent être corrigées *a posteriori* dans la mesure où les mouvements parasites de la plate-forme sont enregistrés.

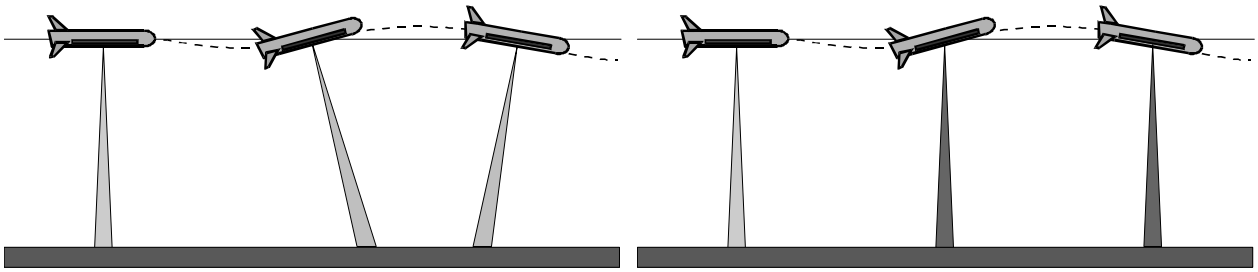
Le roulis et le pilonnement n'induisent pas de perte d'information ; en revanche, le lacet et le tangage, comme le montrent les Figures 1.8a et 1.9a, peuvent laisser échapper à l'imageur des portions des zones explorées. En effet, au cours de la réception, la combinaison des deux mouvements peut porter le faisceau formé en dehors de la bande insonifiée par le faisceau émis. Aucune information ne parvient alors aux récepteurs et l'image, une fois corrigée, présente des lacunes.

Une autre raison au développement d'un nouveau sonar latéral doit être sa capacité à compenser ces instabilités en temps réel. Ici encore, la solution est offerte par les réseaux phasés dont le contrôle électronique peut engendrer des faisceaux orientés dans la direction voulue comme le présentent les Figures 1.8b et 1.9b



(a) *(b)*

Figure 1.8 : Déviation du faisceau par le lacet et compensation.



(a) *(b)*

Figure 1.9 : Déviation du faisceau par le tangage et compensation

1.2.4 La fonction bathymétrique [4][5]

Pour la plupart, les sonars latéraux bathymétriques utilisent le principe interférométrique illustré par la Figure 1.10

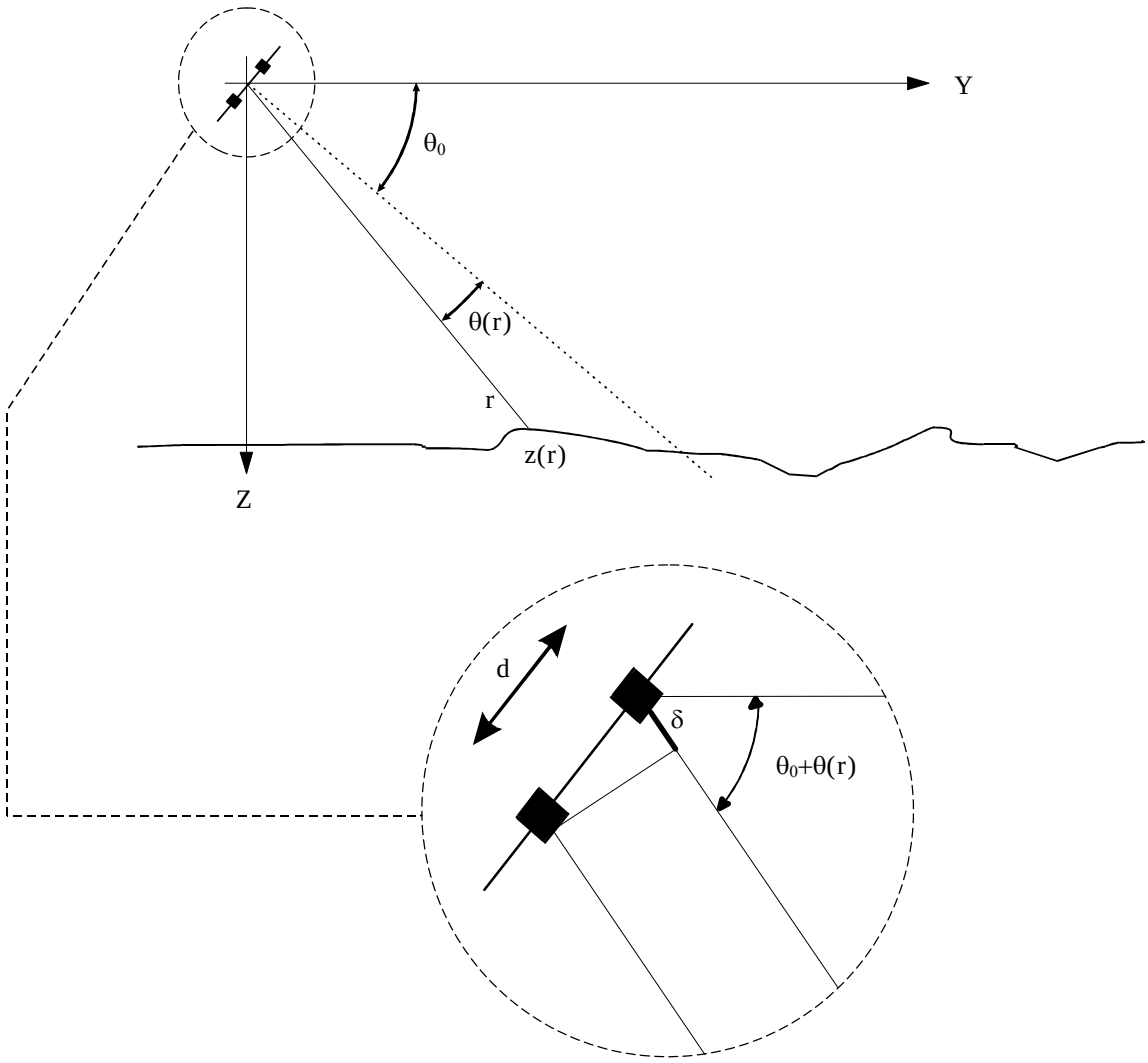


Figure 1.10 : Dispositif interférométrique.

Un dipôle constitué par 2 antennes de réception permet une mesure d'interférence à partir des signaux qu'elles reçoivent respectivement. Les 2 récepteurs sont espacés d'une longueur d et orientés dans le plan vertical suivant un angle θ_0 par rapport à l'horizontale.

Une source rétrodiffusante située à la distance r du dipôle et dans la direction θ (par rapport à la normale au dipôle) génère un écho qui est reçu au même instant moyen t = 2r/C par les 2 récepteurs. La différence de phase Δφ entre les 2 signaux traduit leur différence de marche δ et dépend de la longueur d'onde acoustique λ :

$$\Delta\varphi(r) = 2\pi\frac{\delta(r)}{\lambda} = 2\pi\frac{d\,\sin\theta(r)}{\lambda}$$

La mesure de $\Delta\varphi(r)$ permet de déterminer la direction $\theta(r)$ de la source et par la même occasion sa profondeur $z(r)$:

$$\theta(r) = \boldsymbol{Arcsin}\left(\frac{\Delta\varphi(r)}{2\pi}\frac{\lambda}{d}\right) \quad \text{et} \quad z(r) = r\,\boldsymbol{sin}\left(\theta + \theta_0\right)$$

A l'évidence, cette mesure est d'autant plus précise que l'intervalle d entre les récepteurs est grand. Mais des problèmes d'ambiguïté existent dès l'instant que l'écart d devient supérieur à une demi longueur d'onde. En effet il se trouve alors pouvoir correspondre à un même angle électronique $\Delta\varphi$ plusieurs angles géométriques θ. L'ambiguïté est d'autant plus importante que le rapport λ/d est petit.

Ainsi, la longueur d'onde étant fixée, plus d est petit, moins problématique est l'ambiguïté mais moins bonne est la précision de la mesure. Réciproquement, la mesure est d'autant plus précise que d est grand, mais l'ambiguïté est alors importante.

Pour lever l'ambiguïté tout en précisant la bathymétrie, on peut faire appel à la méthode du vernier qui consiste à rajouter un récepteur afin de constituer deux interféromètres d'espacement d_1 et d_2 légèrement différents.

Toutefois ceci nécessite un canal supplémentaire à la réception ; ce qui augmente la complexité du système. C'est pourquoi la méthode est rarement employée et on fait appel à d'autres moyens pour lever l'ambiguïté.

1.3 Etat de l'art

Avant d'entreprendre le développement d'un nouveau sonar latéral bathymétrique (SLB), il convient de faire l'inventaire des systèmes déjà existants.

Il faut noter d'abord que la capacité bathymétrique entraîne une complexité supplémentaire à la conception qui, dans l'état actuel des choses, ne destine pas les systèmes qui en sont dotés à un large public ou à des applications ponctuelles.

Les appareils disponibles couramment sont nombreux [7] et ne produisent que des images. Leur mode de fonctionnement classique, présente les inconvénients que nous avons exposés plus haut. Ils sont essentiellement voués à l'exploration des côtes, leurs images sont peu résolutives et largement perturbées par les mouvements du poisson.

C'est aux explorateurs systématiques des fonds sous-marins, les géologues, que l'on doit l'existence de systèmes plus complexes. Leurs exigences croissantes concernant la résolution des images et la précision de la bathymétrie, suscitent le développement permanent des techniques d'exploration sous-marine et de matériels toujours plus performants.

Cependant, étant donnés les temps et coûts nécessaires au développement de tels appareils, on ne compte qu'un nombre très limité de sonars latéraux bathymétriques exploités depuis une quinzaine d'années. Ceux répertoriés dans la littérature[5][8] sont au nombre de six. Chacun a été produit à peu d'unités, voire en un exemplaire unique. Ils sont généralement la propriété d'instituts de recherches nationaux. Leurs caractéristiques opérationnelles sont exposées dans le Tableau 1-1.

Système	SeaMARCII	System09	SeaMARC/S	System120	TOPO-SSS	Bathyscan
Fréq. (kHz)	11/12	9/10	150	120	160	300
B.P.(kHz)	2	*	50	*	*	50
Niv de Source (dB/µPa/m)	232	233	223	224	223	220
Faisceau	2° × 40°	2.5° × 65°	2° × 55°	2° × 65°	1° × 50°	1° × 50°
Portée	20 km	20 km	500 m	*	*	100
Fauchée (% de l'altitude)	340	*	340	*	*	700
Interféromètre						
Nbre de pôles	2	2	2	2	2	3
Espacement des pôles	λ/2	0.8λ	λ	λ	1.9λ	10λ et 11λ

Tableau 1-1 : Caractéristiques de quelques sonars latéraux bathymétriques

Dans cet ensemble, on peut distinguer trois groupes :

- *Les SLB très longue portée* : SeaMARCII et System09

Etant données leur fréquence de fonctionnement (9 à 12 kHz), les signaux qu'ils utilisent peuvent parcourir aller-retour jusqu'à 20 km. Ils sont dédiés à l'exploration des très grands fonds (jusqu'à 10000 m) et tractés jusqu'à 1000 m sous la surface. Une fauchée de SeaMARCII peut atteindre 10 km de large d'où l'on peut extraire une centaine de sondes bathymétriques avec une résolution de 50 m. L'image compte 1024 pixels par bord.

SeaMARCII a été développé depuis 83 en trois exemplaires, l'évolution ayant concerné l'interférométrie. Ces trois systèmes sont la propriété d'instituts de recherches : un américain à Hawaii (Hawaii Institute of Geophysics), un japonais (Oceanographic Research Institute-1989), et un américain au Texas (Texas A&M-1990). System09 développé par la société hawaiienne SSI (Seafloor Survey International) dispose de caractéristiques légèrement différentes et est opérationnel depuis 1990. La littérature concerne essentiellement le premier modèle de SeaMARCII et le traitement des données qu'il produit.

A ces 2 engins il faut adjoindre le système GLORIA fonctionnant autour de 6 kHz. Il est exploité depuis le début des années 70 par IOS (Institute of Oceanographic Sciences) pour l'imagerie et l'étude sédimentaire des très grands fonds. En 1989 [9], il fut envisagé de le doter d'un interféromètre.

- *Les SLB moyenne portée :* SeaMARC/S et System120.

Ces deux systèmes fonctionnent sur le même modèle que les 2 précédents et sont destinés à l'exploration de l'espace sous-marin plus proche (<2000 m). SeaMARC/S produit jusqu'à 128 sondes bathymétrique par bord et par tir, sur une fauchée qui peut atteindre 1000 m pour l'imagerie. Sa résolution bathymétrique est de l'ordre du mètre.

SeaMARC/S construit en un seul exemplaire a été exploité par SSI 3 années durant de 1985 à 1988 avant de disparaître en mer. System120 en est le remplaçant depuis 1989. TOPO-SSS est un prototype exploité par l'institut norvégien IKU depuis 1982. Il fonctionne à une fréquence légèrement plus importante et semble avoir rencontré des problèmes dans la mise au point de son interféromètre.

- *Les SLB courte portée :* Bathyscan[10][11][12].

Bathyscan est le seul sonar latéral bathymétrique à haute résolution dont on trouve trace dans la littérature. Fonctionnant à 300 kHz sa portée maximale est légèrement supérieure à 100 m. Il peut naviguer jusqu'à 100 m de profondeur et explorer des fonds jusqu'à 150 m. Sa fauchée atteint 200 m et il peut produire 200 sondes espacées de 50 cm. Cet engin, mis au point à l'Université de Bath en Grande-Bretagne, utilise la méthode du vernier.

Il faut faire quelques remarques qui valent pour l'ensemble de ces systèmes. Premièrement, l'aspect qu'ils développent principalement est la bathymétrie sur laquelle porte d'ailleurs la majorité des études. Peu d'intérêt est porté à leur fonction d'imageur. Cela s'explique probablement par la résolution faible dont ils disposent étant donnée la largeur des faisceaux qu'ils produisent : 2° le plus souvent, 1° pour Bathyscan qui cependant ne tire d'arguments commerciaux que de ces capacités bathymétriques.

Deuxièmement, ces appareils ne disposant pas de réseaux phasés, ils sont perturbés par les mouvement parasites du poisson et ne sont pas en mesure de contrôler leur résolution.

Suivant cette remarque, il convient de mentionner le système que la société française THOMSON-SINTRA/ASM a développé récemment pour des applications militaires et dont une version civile existe sous le nom IBIS43. Ce système, exclusivement dédié à l'imagerie à très haute résolution, fonctionne à 500 kHz ce qui limite sa portée maximale à 150 m (fauchée < 300 m). Grâce à un traitement du signal très performant (compression d'impulsion avec une bande de modulation de 15 kHz), la résolution latérale dont il dispose est égale à 10 cm. Avec des réseaux à contrôle de phase longs de 2 m, il réalise une focalisation dynamique des faisceaux acoustiques qui lui procure une résolution longitudinale égale à 20 cm sur toute la fauchée. Par ailleurs, il est en mesure de former simultanément en réception 4 faisceaux et d'augmenter ainsi sensiblement sa vitesse de navigation. La compensation d'attitude que lui autorise l'usage des réseaux phasés, est limitée à un domaine de 1°.

L'étude rapportée dans cette thèse cherche plutôt à développer un système susceptible de pallier les déficits que connaît le SAR (Système Acoustique Remorqué) que l'IFREMER exploite depuis plus de dix ans. Ce sonar latéral imageur construit par THOMSON au début des années 80 à participé notamment aux campagne de recherche du *Titanic*.

Fonctionnant à 150 kHz, il dispose d'une résolution relativement bonne avec des faisceaux dont l'ouverture angulaire est de 0.5°, l'angle de rasance minimum est 10° (le faisceau est ouvert de 80° dans le plan vertical). Sa portée maximale est de 600 m et le poisson navigue à une altitude constante égale à 100 m. Il s'agit d'un

engin adapté autant au plateau continental qu'aux grandes profondeurs (« deep tow ») puisqu'il peut évoluer jusqu'à 6000 m.

Sa résolution transversale, égale à 90 cm à la verticale du poisson, atteint 5 m aux extrémités de l'image. Dans la direction perpendiculaire, un traitement du signal efficace fondé sur la compression d'impulsion lui procure une résolution latérale de l'ordre de 30 cm.

Par ailleurs il lui manque l'interféromètre qui en ferait un outil complet adapté aux besoins des géologues de l'IFREMER.

1.4 Les objectifs visés, moyens et caractéristiques nécessaires

Le système envisagé doit, dans un premier temps, constituer un moyen d'exploration du plateau continental. Cette zone qui s'étend entre la côte et le talus est caractérisée par des profondeurs qui excèdent rarement 200 m. Pour en assurer l'exploration, le sonar latéral dont on imagine qu'il soit à terme intégré à un poisson, doit être en mesure d'observer jusqu'à près de 1000 m de distance. Dans ces conditions et avec une antenne sur chaque bord, les faisceaux échographiques peuvent couvrir une fauchée large d'environ dix fois la hauteur d'eau.

Etant donné l'amortissement subi par les ondes acoustiques au cours de leur propagation aller-retour dans l'eau de mer et moyennant un traitement du signal performant, la fréquence acoustique adaptée à cet objectif est de l'ordre 100 kHz.

Deuxièmement, l'imagerie produite doit être caractérisée par une grande résolution. Ceci détermine la technologie des transducteurs (bande passante) et la dimension longitudinale de l'antenne qui fixe l'ouverture intrinsèque du faisceau. Pour une large bande de fonctionnement autour de 100 kHz, nous utilisons des transducteurs à base de céramiques composites dont le laboratoire de St-Cyr maîtrise parfaitement la conception et la fabrication. A ces transducteurs performants on associe un traitement du signal qui fait appel à la technique de compression d'impulsion.

On choisit de donner aux faisceaux une ouverture intrinsèque égale à 0.25° qui procure au système une résolution longitudinale dont aucun autre système ne dispose. On obtient ainsi naturellement une résolution de 1 m à 250 m de distance, 2 m à 500 m, 4 m à 1000 m. A 100 kHz une antenne susceptible d'engendrer un faisceau de 0.25° d'ouverture doit avoir une longueur de 4 m. Deux considérations limitent ce paramètre : Un faisceau plus étroit réduirait la vitesse maximale du navire dans une mesure impraticable et d'autre part l'antenne, sujette à des manipulations fréquentes, doit rester dans des dimensions raisonnables.

L'un des objectifs étant de couvrir sur un bord, une distance latérale égale à 5 fois l'altitude de l'antenne (10 fois pour un système à 2 antennes), les transducteurs doivent être conçus pour procurer au faisceau une ouverture efficace de 80° dans le plan vertical.

La compensation d'attitude et la focalisation dynamique, nécessitent que l'antenne soit constituée de réseaux à contrôle de phase dont les caractéristiques (nombre d'éléments, pas inter-éléments,...) dépendent notamment de la largeur de l'intervalle de compensation et de la direction des lobes de réseaux.

La dernière caractéristique fondamentale concerne la fonction bathymétrique pour laquelle l'antenne doit disposer de 2 réseaux de réception. Le paramètre qui caractérise ce dipôle interférométrique est l'écartement des deux pôles dans le plan vertical que nous avons fixé à 2 longueurs d'onde acoustique, ce qui paraît être un bon compromis entre précision et ambiguïté des mesures interférométriques.

2. LES TRANSDUCTEURS

Chaque nouvelle application de l'acoustique nécessite le développement spécifique de générateurs et capteurs des ultrasons : les transducteurs. Pour disposer des capacités de focalisation et de compensation d'attitude, l'antenne acoustique du sonar latéral doit être constituée de transducteurs élémentaires disposés en réseaux linéaires. Les performances électroacoustiques de l'élément du réseau déterminant celles du réseau lui-même, sa conception et sa caractérisation représentent une étape fondamentale dans le développement du prototype.

La fréquence de fonctionnement qui détermine la portée maximale des ultrasons, impose la technique de fabrication des transducteurs, leurs dimensions dépendent de la forme du rayonnement acoustique élémentaire adapté à l'application. A partir des caractéristiques envisagées pour l'engin, nous avons donc conçu et fabriqué au laboratoire, les deux types de transducteurs élémentaires qui serviront respectivement à l'émission et à la réception.

La fabrication des transducteurs achevée, il a fallu évaluer leurs performances. La technologie de céramiques composites employée au laboratoire n'ayant pas encore de modèle numérique susceptible de prévoir avec une bonne précision leur fonctionnement, seule une caractérisation expérimentale en bassin a permis l'étude des éléments des réseaux. Pour ces expériences, nous avons utilisé une méthode faisant appel uniquement aux propriétés intrinsèques des transducteurs à étudier et une seconde méthode nécessitant l'emploi de sondes préalablement étalonnées.

Ces expériences ont permis de caractériser le fonctionnement des transducteurs en fonction de la fréquence pour déterminer le domaine optimal en terme de transferts énergétiques. On a pu aussi évaluer la directivité dans le plan vertical et le plan tomographique. L'une et l'autre déterminent respectivement le rapport entre l'altitude de la plate-forme et la distance latérale effectivement couverte, et le domaine où la compensation d'attitude peut être réalisée.

2.1 La conception

2.1.1 Des caractéristiques théoriques à la fabrication

2.1.1.1 La technologie des transducteurs [13][14][15]

Un transducteur est constitué de quatre éléments principaux (Figure 2.1). Le milieu générateur ou capteur des ultrasons est ici une céramique piézoélectrique composite. Celle-ci est entourée d'une part, d'éléments mécaniques pour l'adaptation au milieu de propagation (la lame avant) ou pour l'absorption des rayonnements parasites (le backing), d'autre part de composants électriques pour l'adaptation à l'électronique d'émission ou de réception.

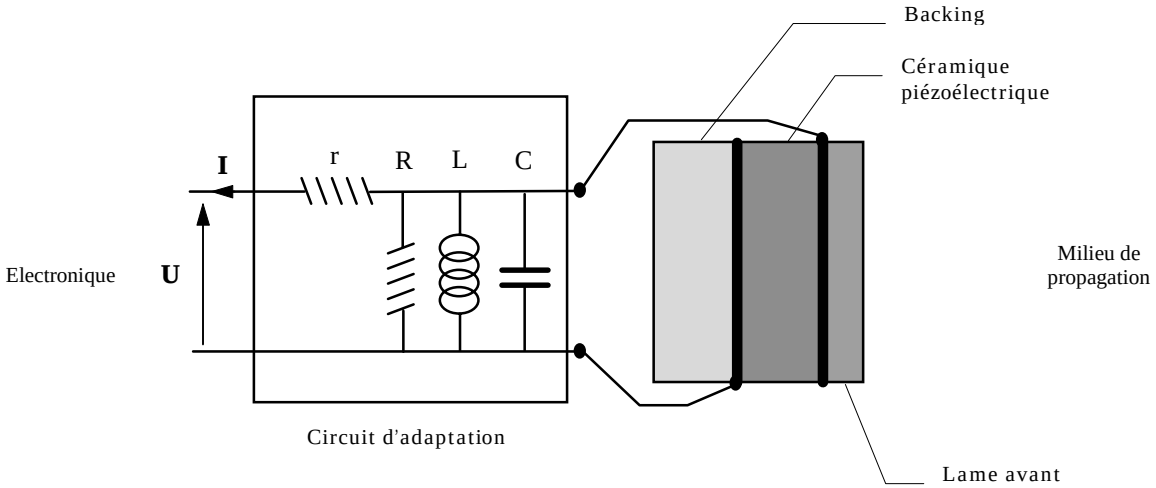


Figure 2.1 : Les différents constituants du transducteur.

2.1.1.1.1 Les moteurs piézoélectriques

Compte tenu du phénomène d'atténuation des ondes ultrasonores dans l'eau de mer dont on sait qu'il augmente exponentiellement en fonction du carré de la fréquence, il est établi qu'une onde acoustique de fréquence proche de 100 kHz peut, avec une puissance adéquate, atteindre une distance de 1000 m, suffisante pour l'exploration du plateau continental, et produire en retour des échos de niveau exploitable pour l'imagerie.

La technologie de céramiques composites mise au point au laboratoire pour construire les moteurs piézoélectriques fonctionnant autour de 100 kHz utilise un assemblage de bâtonnets cylindriques de céramique PZT polarisée dont la fréquence de résonance est donnée par le fabricant à 100 kHz.

L'assemblage est constitué par des rangées de bâtonnets. La longueur et le nombre des rangées accolées déterminent les dimensions du transducteur. Deux électrodes sont fixées aux bases de l'assemblage au moyen d'une colle conductrice.

La rigidité du montage est assurée par un coulage dans une résine epoxy qui affecte peu les modes vibratoires des céramiques.

2.1.1.1.2 La lame avant et le backing

L'eau (milieu de propagation) et la céramique composite (milieu générateur ou capteur) présentent une grande différence d'impédance acoustique. La transmission de l'onde ultrasonore de l'un à l'autre des deux milieux nécessite d'intercaler une lame adaptatrice d'impédance intermédiaire.

Selon le modèle de Voigt [15] on peut évaluer l'impédance acoustique de la céramique composite en fonction des proportions de céramique piézoélectrique et de résine dont elle est constituée.

Sa masse volumique est exprimée par la relation suivante :

$$\rho_{composite} = \alpha\rho_{céramique} + (1-\alpha)\rho_{araldite}$$

La célérité du son dans ce milieu dépend du module d'Young moyen :

$$Y_{composite} = \alpha Y_{céramique} + (1-\alpha)Y_{araldite}$$

et

$$C_{composite} = \sqrt{\frac{Y_{composite}}{\rho_{composite}}}$$

La proportion de céramique dans le composite s'élève à 52%, on en déduit les caractéristiques théoriques du composite :

	PZT	Araldite	Composite	Eau
Module d'Young (10^9 Pa)	110	7.3	60	
Masse Volumique (kg/m^3)	7660	1120	4510	1000
Célérité (m/s)	3770	2550	3650	1500[1]
Impédance (MRayl)	28	2.8	16	1.5

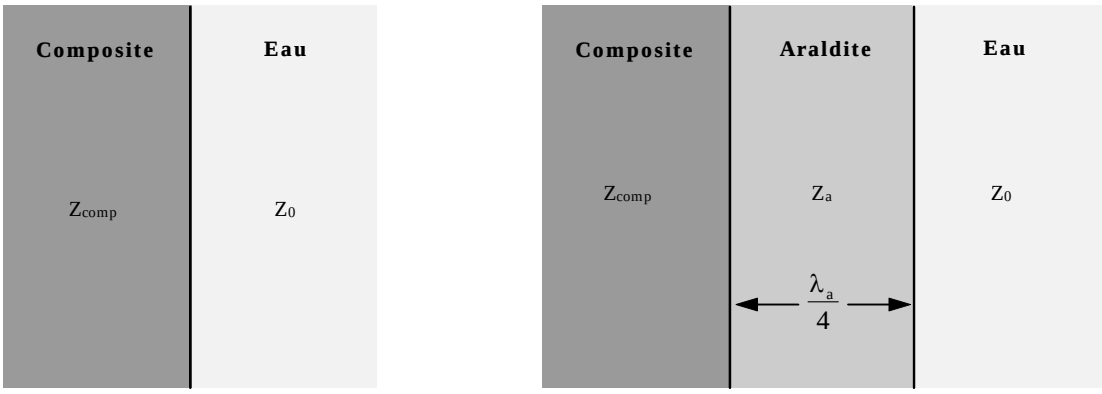
Tableau 2-1 : Caractéristiques mécaniques des différents matériaux en présence.

Les impédances de la céramique composite et de l'eau sont donc dans un rapport 10 peu favorable à la transmission des ondes de l'un à l'autre.

Si on considère l'interface plane composite/eau et la génération ou la réception d'une onde plane en régime harmonique, le coefficient de transmission en énergie [16] qui s'exprime selon la relation donnée en Figure 2.2, est de l'ordre de 30%.

[1] Dans les applications sonar, C = 1500 m/s est la valeur de la célérité du son dans l'eau de mer, la plus communément considérée. C'est celle que nous avons choisi de prendre en compte à toutes les étapes du développement.

Pour obtenir une meilleure transmission, une lame constituée d'un matériau n'ayant aucune propriété piézoélectrique est intercalée pour réaliser une transmission quart-d'onde accordée. L'araldite qui constitue la matrice du moteur piézoélectrique sert à fabriquer cette lame adaptatrice qui est coulée dans le même temps que le composite pour optimiser encore la transmission. La célérité du son dans l'araldite étant de 2500 ms^{-1}, à 100 kHz la longueur d'onde est à 25 mm et l'épaisseur de la lame 6.25 mm. Dans ces conditions et d'après l'expression donnée en Figure 2.2, le coefficient de transmission atteint théoriquement près de 75%.



$$T = \frac{4Z_{comp}Z_0}{\left(Z_{comp} + Z_0\right)^2} \qquad T = \frac{4Z_{comp}Z_0}{\left(Z_a + \frac{Z_{comp}Z_0}{Z_a}\right)^2}$$

Figure 2.2 : Le coefficient de transmission avec et sans lame adaptatrice.

Pour éviter les ondes parasites qui sont inévitablement transmises vers l'arrière du transducteur et réfléchies par les structures environnantes, que ce soit en émission ou en réception, les moteurs sont enrobés d'un matériau capable de les absorber : le backing. Il s'agit ici d'une couche épaisse de résine chargée de bulles d'air qui assurent une bonne diffusion.

2.1.1.1.3 Adaptation électrique

Les composants de l'adaptation électrique sont partie intégrante du transducteur et sont choisis de façon à obtenir le meilleur rendement électroacoustique dans la gamme de fréquences voulue. Ils assurent le transfert optimal de l'énergie électrique entre l'électronique et la céramique piézoélectrique en réduisant les ruptures d'impédance électrique.

La capacité électrique de ce circuit résonant est la somme de celles de la céramique composite et du câble coaxial qui permet l'alimentation des émetteurs ou le transport des signaux issus des récepteurs. Si on ne veut pas affecter l'efficacité ou la sensibilité du transducteur, la longueur de ce câble doit être faible pour ne pas masquer la capacité du composite. Mais le développement d'un prototype conduit à celui d'une électronique non submersible. De ce fait, la longueur des câbles est liée aux manipulations envisagées en bassin ou en mer. Il nous a semblé raisonnable de fixer cette longueur à 12 m. Le coaxial utilisé présente une capacité linéique de

100 pF/m. On porte donc à 1,2 nF la capacité qui s'ajoute à celle de la céramique composite. Celle-ci dépend largement des dimensions du moteur piézoélectrique dont nous discutons plus loin ; elle est égale à 1.8 nF pour les émetteurs et à 2 nF pour les récepteurs.

L'inductance L et la résistance R sont alors déterminées pour optimiser l'impédance du circuit résonant.

Les émetteurs sont adaptés par une inductance L_e de 1.37 mH et les récepteurs par une inductance L_r de 1.28 mH. Une résistance de 3 kΩ est en parallèle dans le circuit adaptatif des récepteurs et constitue la charge optimale associée au circuit de préamplification.

2.1.1.2 Détermination des dimensions

Le transducteur utilisé comme générateur transmet au milieu de propagation une onde acoustique dont la forme du faisceau dépend des dimensions de sa surface active. Les mêmes paramètres déterminent le domaine spatial privilégié de la sensibilité d'un récepteur. Pour évaluer les secteurs angulaires de l'efficacité en émission et de la sensibilité en réception, on étudie les diagrammes de directivité des transducteurs.

L'étendue de ces domaines est fonction de la longueur d'onde de fonctionnement λ_0 (donc de la fréquence préalablement déterminée) et de la dimension du transducteur dans le plan de rayonnement considéré.

2.1.1.2.1 Diffraction par une ouverture rectangulaire [16][17]

Comme nous ne disposons pas encore d'outil capable de modéliser très précisément le comportement de la céramique composite, les transducteurs sont assimilés à des lames vibrant en mode piston et qui présentent une face parlante rectangulaire (d_x,d_y).

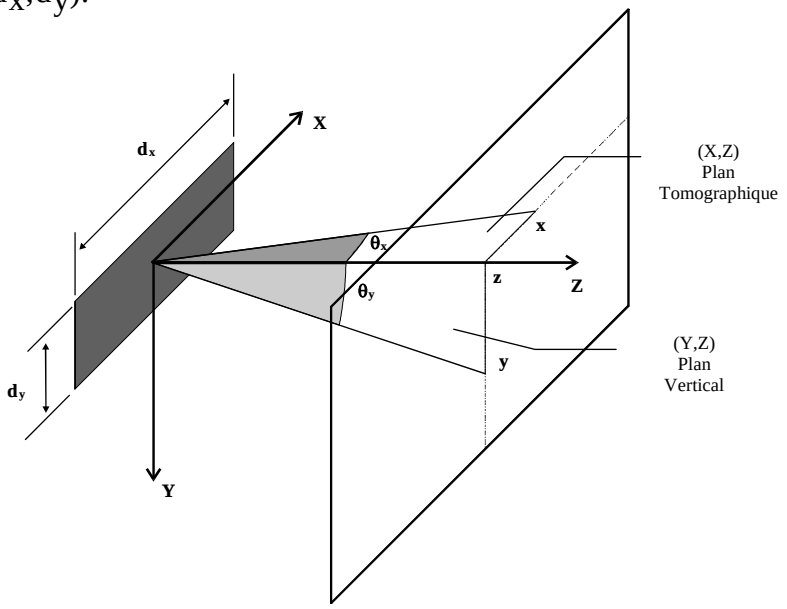


Figure 2.3 : Les paramètres géométriques pour la diffraction par une ouverture rectangulaire.

Dans le cadre du formalisme de Fourier, on peut approcher leur diagramme de rayonnement par la figure de diffraction de l'ouverture décrite comme le produit de deux distributions "Rectangle" orthogonales.

$$\boldsymbol{O}(x,y) = \boldsymbol{Rect}_{d_x}(x) \times \boldsymbol{Rect}_{d_y}(y)$$

Ce modèle est correct dans les limites de l'approximation de Fraunhofer, c'est à dire à grande distance et dans des directions proches de l'axe du transducteur. Le champ de pression théorique généré par le transducteur est alors proportionnel à la fonction de directivité, transformée de Fourier de la fonction ouverture :

$$\boldsymbol{D}(\theta_x,\theta_y) = \frac{\boldsymbol{sin}\left(\pi\theta_x \frac{d_x}{\lambda_0}\right)}{\pi\theta_x \frac{d_x}{\lambda_0}} \times \frac{\boldsymbol{sin}\left(\pi\theta_y \frac{d_y}{\lambda_0}\right)}{\pi\theta_y \frac{d_y}{\lambda_0}}$$

où $\theta_x = x/z$ et $\theta_y = y/z$ sont les angles pris par rapport à l'axe du transducteur à une distance z de celui-ci et respectivement dans le plan tomographique et dans le plan vertical. La Figure 2.3 explicite les différents paramètres du problème.

La grandeur généralement utilisée pour quantifier la directivité est l'ouverture angulaire du diagramme à demi puissance c'est à dire à -3 dB du maximum de la puissance rayonnée. De la fonction de directivité théorique $D(\theta_x,\theta_y)$ on tire l'expression de l'ouverture théorique à -3 dB dans les plans (x,z) et (y,z) :

$$\theta_{-3dB,x/y} \cong \frac{\lambda_0}{d_{x/y}}$$

L'ouverture du rayonnement dans le plan considéré est d'autant plus grande que la dimension associée est faible et réciproquement.

2.1.1.2.2 Dans le plan vertical

Comme cela a été expliqué plus haut, le sonar latéral doit assurer l'exploration du fond sur une très grande distance en regard de l'altitude de la plate-forme supportant les transducteurs. Pour ce faire, une nappe ultrasonore unique est émise, elle doit couvrir un secteur angulaire vertical largement ouvert. Les transducteurs présentent donc une dimension minimale dans le plan vertical. Toutefois un compromis est nécessaire entre la directivité qui doit être faible et la surface active dont dépendent l'efficacité des émetteurs et la sensibilité des récepteurs. Ce compromis nous a amenés à réaliser les moteurs à partir de deux rangées accolées de bâtonnets de céramique pour atteindre une dimension verticale de 17 mm. A la fréquence de 100 kHz, d'après le modèle exposé ci-dessus, l'ouverture à -3 dB du faisceau doit atteindre 50° (voir Figure 2.4) :

$$\theta_{y-3dB} \cong \frac{\lambda_0}{d_y} = \frac{C}{\nu_0 d_y} = 0.88\,\text{rad} \cong 50°\,.$$

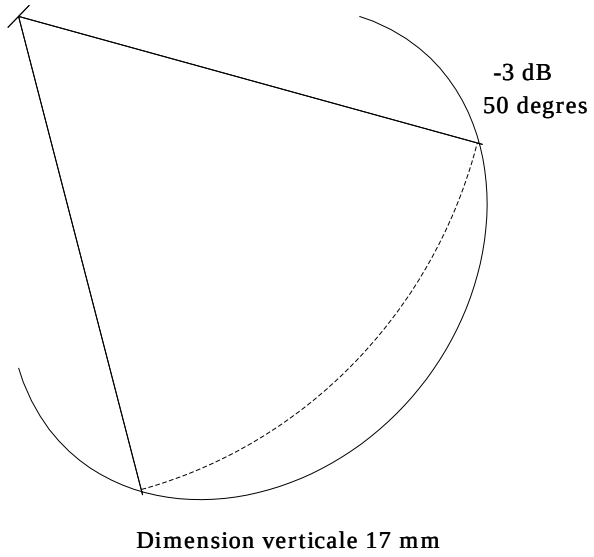


Figure 2.4 : Diagramme de rayonnement théorique des transducteurs dans le plan vertical

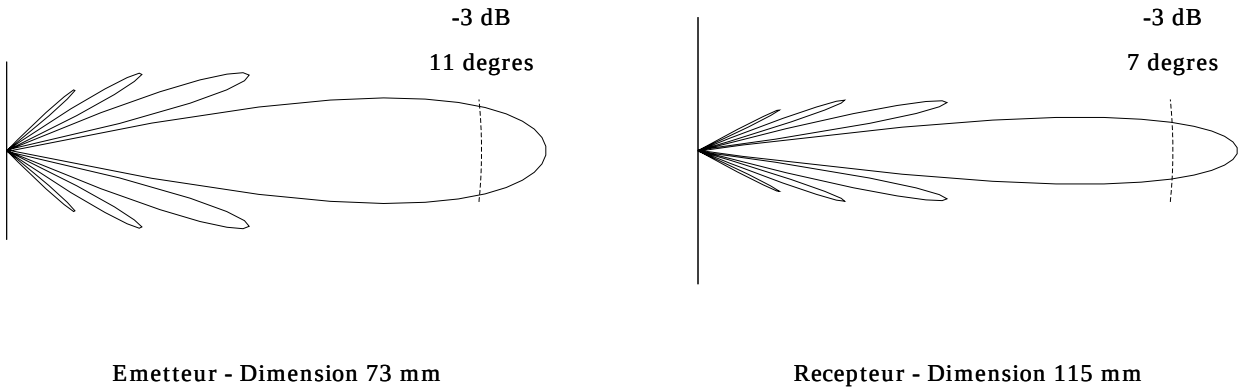


Figure 2.5 : Diagramme de rayonnement théorique des éléments dans le plan tomographique.

2.1.1.2.3 Dans le plan tomographique

Le diagramme de rayonnement des éléments dans le plan tomographique module celui de leur réseau respectif. Ici le rayonnement des transducteurs doit être restreint au domaine angulaire dans lequel on envisage la compensation du lacet et du tangage de la plate-forme. Nous avons choisi de réaliser la compensation dans un domaine large de 6°. L'ouverture des faisceaux acoustiques élémentaires dans le plan tomographique doit donc comprendre ces 6°.

Pour des raisons que nous exposerons plus loin au chapitre concernant les réseaux, les transducteurs émetteurs et récepteurs ont des longueurs différentes. Les émetteurs élémentaires ont 73 mm de long ; les récepteurs en ont 115. On obtient donc pour les rayonnements tomographiques élémentaires à 100 kHz des ouvertures théoriques à demi puissance de l'ordre de 11° pour les émetteurs, de 7° pour les récepteurs (voir Figure 2.5).

2.1.2 Structure de l'antenne

La longueur de l'antenne, c'est à dire le nombre d'éléments des trois réseaux qui la constituent, est déterminée par la résolution angulaire que l'on souhaite donner au système. Une résolution de 0.25° à 100 kHz nécessite une antenne longue de près de 4 m. Ce point est exposé en détail au chapitre suivant.

On compte finalement, pour constituer les trois réseaux que contient l'antenne, 36 transducteurs destinés à l'émission de la nappe acoustique et 2 fois 32 transducteurs pour la réception des échos. Dans les réseaux, le pas des éléments est de 80 mm entre les émetteurs et 120 mm entre les récepteurs, de sorte que les réseaux émetteur et récepteurs mesurent respectivement 2.88 m et 3.84 m.

Puisque les éléments émetteurs et récepteurs ont les mêmes caractéristiques technologiques, le parti a été pris de solidariser les trois réseaux dans un même moulage. Les dimensions de l'antenne ne permettent pas d'envisager un moulage d'une pièce et de plus il est intéressant de construire une antenne constituée de multiples modules. En effet, il peut alors être remédié, à moindre coût, à la panne d'un transducteur.

Un module élémentaire de l'antenne représenté par la Figure 2.6 contient donc une portion de chacun des trois réseaux : 3 émetteurs et 2×2 récepteurs.

Le backing solidarise aussi l'ensemble à une plaque d'aluminium de 10 mm d'épaisseur, dans laquelle sont percés des trous pour la fixation du module sur la structure porteuse de l'antenne.

Le second moulage fournit à l'ensemble une protection contre les chocs et les attaques de l'eau de mer. Il est fait de résine polyuréthane dont l'impédance est très voisine de celle de l'eau. Il ne joue donc aucun rôle du point de vue acoustique. L'épaisseur de cette couche sur la face avant des transducteurs est de 5 mm.

L'antenne dont on a représenté une vue en Figure 2.8 est donc constituée de 16 modules, les deux derniers à chaque extrémité étant exempts d'éléments émetteurs.

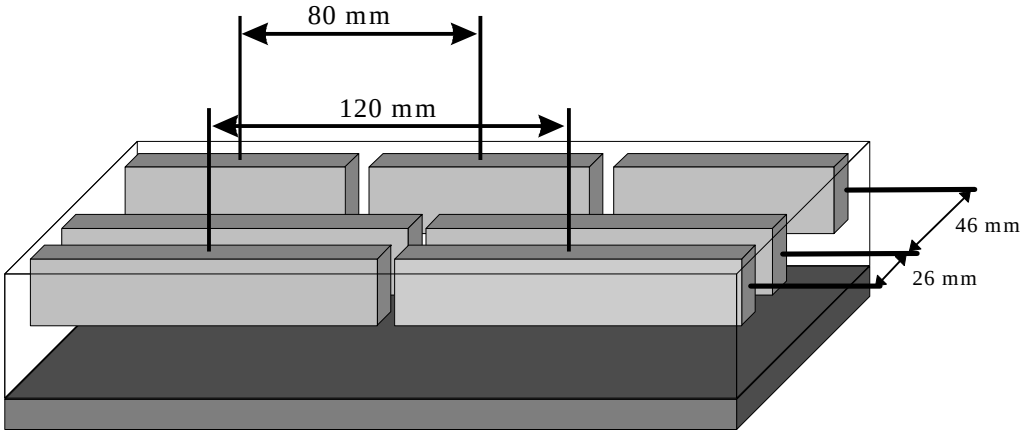


Figure 2.6 : Module élémentaire de l'antenne (3 émetteurs + 2×2 récepteurs).

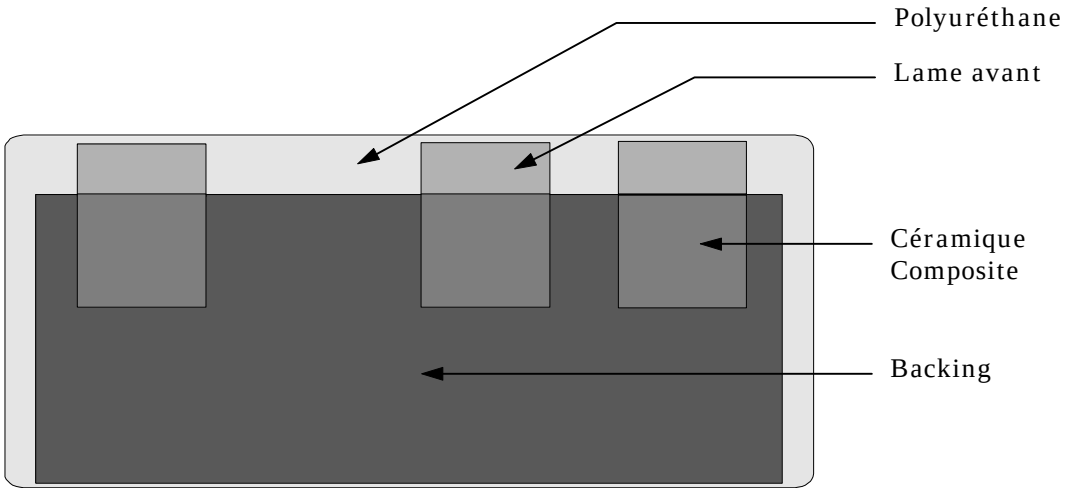


Figure 2.7 : Structure du moulage

Figure 2.8 : Vue de l'antenne constituée de 16 modules.

2.2 Méthodes de caractérisation

L'étape suivante dans l'étude des transducteurs dont on doit s'assurer qu'ils vérifient les prévisions, est la caractérisation de leurs performances.

Pour la caractérisation des transducteurs construits au laboratoire, la méthode échographique que nous employons le plus fréquemment demande une mise en oeuvre relativement simple et a pour avantage de ne faire appel à aucun autre système acoustique que celui à étudier.

Il est cependant des situations où la géométrie du transducteur et/ou l'environnement expérimental ne permettent pas de réaliser des mesures échographiques fiables. On revient alors à une méthode directe plus classique qui nécessite l'usage de sondes préalablement étalonnées.

2.2.1 Méthode échographique

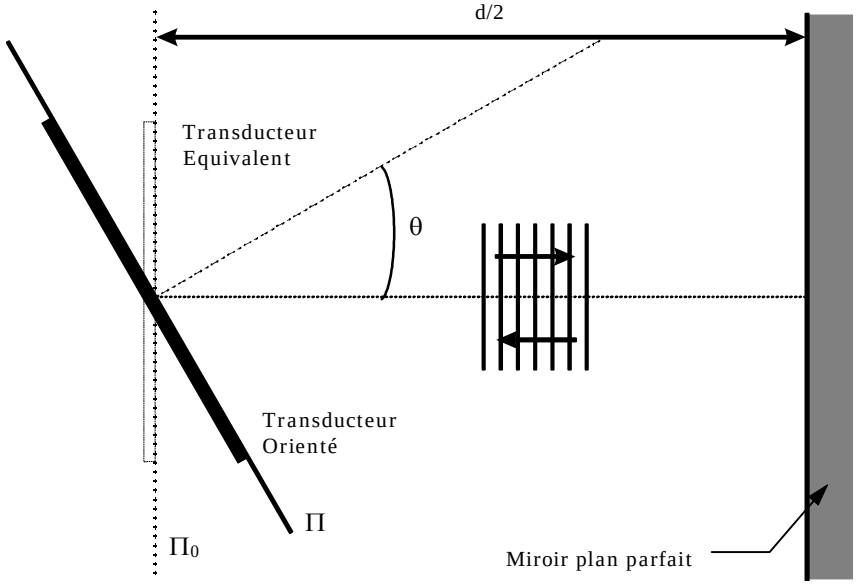


Figure 2.9 : Dispositif échographique pour la caractérisation des transducteurs

Cette méthode mise au point au laboratoire a fait l'objet d'une publication qui expose en détail la démarche théorique qui la justifie [18]. On n'en exposera ici qu'un résumé succinct.

Dans une approche thermodynamique, on peut établir qu'un transducteur ultrasonore est caractérisé à l'émission et en réception par la même fonction de transfert notée ***H***. Ceci met en évidence le comportement réciproque du transducteur.

Dans le montage décrit par la Figure 2.9, on associe un miroir plan parfait au transducteur qui fonctionne successivement en émission et en réception. Placé à la

distance d/2 du miroir plan[2], le transducteur est excité périodiquement par un courant électrique en régime harmonique d'amplitude $I_{émis}$. Il produit une onde qui peut être décomposée en une infinité d'ondes planes dont la seule qui donnera un écho est celle qui parvient au miroir avec une incidence normale. On note $U_{écho}$ la tension engendrée par cet écho aux bornes du transducteur à la réception.

Le module de la fonction de transfert recherchée est obtenu à partir des seules grandeurs électriques directement mesurables :

$$\boldsymbol{H}(\nu,\theta) = \sqrt{\frac{d}{2\rho_0\nu}\frac{U_{écho}}{I_{émis}}}\ .$$

où ρ_0 est la masse volumique du milieu de propagation. Cette fonction de transfert, caractéristique intrinsèque du transducteur, dépend de la fréquence ν du courant d'excitation mais aussi de l'angle θ que forment le transducteur et le miroir.

Pour caractériser les performances à l'émission, on utilisera plus volontiers une référence de pression ramenée à 1 m de la source relativement à un courant d'excitation.

La valeur du champ de pression à la distance d dans la direction θ à la fréquence ν est donnée à partir des mêmes grandeurs électriques par :

$$p_d(\nu,\theta) = \sqrt{\frac{\rho_0\nu}{2d}U_{écho}\,I_{émis}}\ .$$

La pression variant en fonction inverse de la distance, on en déduit une pression ramenée à 1 m de la source :

$$p_1(\nu,\theta) = \sqrt{\frac{\rho_0\nu d}{2}U_{écho}\,I_{émis}}$$

Les fonctionnements en émission et en réception seront évalués respectivement par les fonctions :

$$\boldsymbol{H_e}(\nu,\theta) = \frac{p_1}{I_{émis}} = \sqrt{\frac{\rho_0\nu d}{2}\frac{U_{écho}}{I_{émis}}}\ \text{exprimée en Pa/A}$$

et p_d étant la pression sur la face avant du transducteur en réception :

$$\boldsymbol{H_r}(\nu,\theta) = \frac{U_{écho}}{p_d} = \sqrt{\frac{2d}{\rho_0\nu}\frac{U_{écho}}{I_{émis}}}\ \text{exprimée en V/Pa.}$$

Par cette méthode échographique on peut caractériser les fonctionnements du transducteur dans la gamme de fréquence utile et dans tout le domaine spatial et déterminer les performances à l'émission et en réception à partir d'une seule mesure.

[2] Pour justifier les approximations successives de Fresnel et Fraunhofer, on doit vérifier l'inégalité $d >> \max(d_x^2, d_y^2)/\lambda$.

2.2.2 Méthode directe

Certaines situations où l'ouverture du rayonnement dans un plan donné du transducteur à étudier, associée aux faibles dimensions du bassin expérimental, engendrent des réflexions sur les parois ou sur la surface de l'eau qui viennent interférer avec l'écho que l'on cherche à mesurer. Il faut alors manipuler dans un bassin plus grand ou faire appel à une méthode de mesure directe.

Dans le second cas, on doit utiliser un autre transducteur dont on a une connaissance précise des caractéristiques : bande passante et directivité. Il doit en plus permettre l'exploration de toute la gamme de fréquence intéressante. Pour les différentes applications développées au laboratoire, des sondes tests ont été fabriquées et étalonnées. Celle que nous utilisons pour les transducteurs fonctionnant autour de 100 kHz, est basée sur la même technologie que nos transducteurs élémentaires. Ses caractéristiques ont été déterminées par la méthode échographique et sont données par les fonctions :

$$\left[\boldsymbol{H}_{\mathrm{e}}(\nu,\theta)\right]_{\text{étalon}} \quad \text{et} \quad \left[\boldsymbol{H}_{\mathrm{r}}(\nu,\theta)\right]_{\text{étalon}} \quad .$$

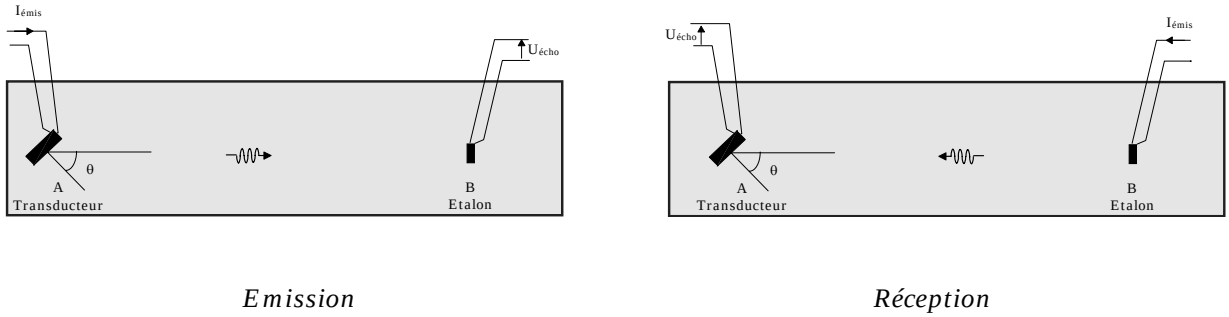


Figure 2.10 : Détermination des fonctions de transfert par la méthode directe

Pour l'étude par la méthode directe d'un fonctionnement en émission, le transducteur à étudier situé en A émet en direction de la sonde étalon placée en B et on mesure la tension résultante aux bornes de cette sonde. La fonction de transfert en réception de la sonde étalon étant connue il est possible de déterminer la pression sur la face avant de l'étalon. On en déduit la pression émise ramenée à 1 m de A qui, associée à la mesure du courant d'excitation, permet d'atteindre la valeur de $\boldsymbol{H_e}(\nu,\theta)$.

$$\boldsymbol{H_e}(\nu,\theta) = \frac{\mathrm{AB}}{\left[\boldsymbol{H_r}(\nu,0)\right]_{\text{étalon}}} \frac{\mathrm{U}_{\text{écho}}}{\mathrm{I}_{\text{émis}}}$$

Inversement, la sonde étalon émettant à 1 m sur l'axe BA une pression ramenée déduite de sa fonction de transfert à l'émission par une mesure du courant d'excitation, on peut évaluer $\boldsymbol{H_r(}\nu,\theta\boldsymbol{)}$ en relevant la tension résultante aux bornes du transducteur.

$$\boldsymbol{H_r(}\nu,\theta\boldsymbol{)} = \frac{AB}{\left[\boldsymbol{H_e(}\nu,0\boldsymbol{)}\right]_{étalon}} \frac{U_{écho}}{I_{émis}}$$

La position relative des deux transducteurs est importante et ce d'autant plus que l'on cherche à déterminer des grandeurs absolues (Pa/V ou V/A par exemple). Le positionnement relatif à grande distance étant difficile à régler de façon très précise, on utilise cette méthode plus couramment pour l'évaluation de grandeurs relatives (directivité,...) et en restreignant les déplacements éventuels à un seul des deux transducteurs.

Notons que contrairement à la méthode précédente, deux mesures distinctes sont nécessaires pour caractériser l'émission et la réception.

2.3 Caractéristiques expérimentales

2.3.1 Les fonctions de transfert

La détermination des fonctions de transfert $\boldsymbol{H_e}$ et $\boldsymbol{H_r}$ pour les deux types d'éléments avec leur adaptation électrique, utilise la méthode échographique. Le transducteur pris au sein d'un module élémentaire est posé au fond d'un aquarium et orienté vers la surface de l'eau qui constitue le miroir plan parfait. On effectue des mesures sur l'axe du transducteur ($\theta = 0$).

Les résultats présentés ici ont été obtenus par des mesures sur les 3 émetteurs et les 4 récepteurs d'un module élémentaire test. Les différences observées entre transducteurs de même type s'étant révélées faibles, on ne présente que des moyennes de ces mesures.

Pour information, on donne en Figure 2.11 les courbes d'impédance électrique des deux types de transducteurs qui proviennent des variations avec la fréquence de l'intensité du courant dans le circuit d'adaptation à l'émission rapporté à la tension d'excitation constante 20 V :

$$Ze\boldsymbol{(}\nu\boldsymbol{)} = \frac{\left(U_{émis} = 20V\right)}{I_{émis}\boldsymbol{(}\nu\boldsymbol{)}}$$

La Figure 2.12 représente la fonction $\boldsymbol{H_e(}\nu,0\boldsymbol{)}$ caractéristique du comportement des transducteurs de chacun des deux types à l'émission. Les performances moyennes en sensibilité à la réception ($\boldsymbol{H_r(}\nu,0\boldsymbol{)}$) des mêmes transducteurs sont données par la Figure 2.13.

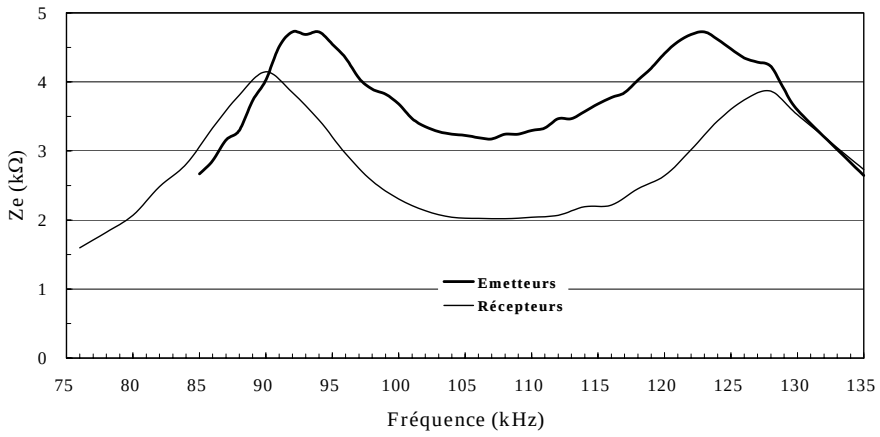


Figure 2.11 : Courbes d'impédances électriques pour les deux types d'éléments.

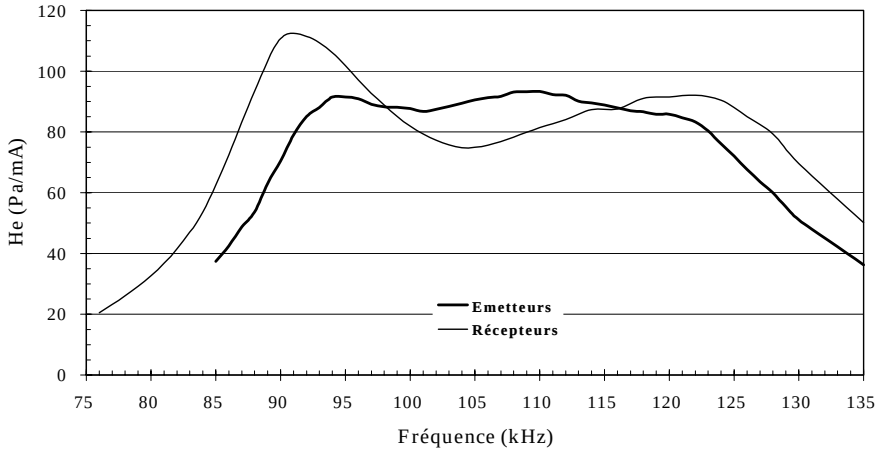


Figure 2.12 : Efficacité des éléments des 2 types pour un fonctionnement en émission

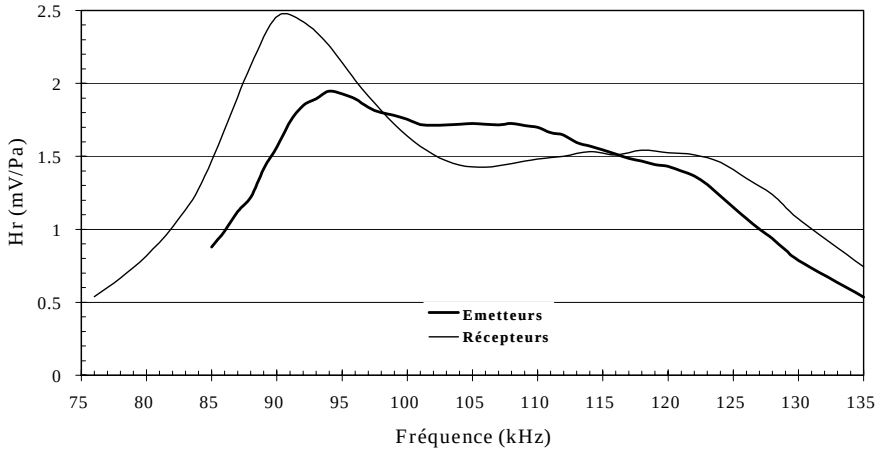


Figure 2.13 : Sensibilité des transducteurs des 2 types pour un fonctionnement en réception.

2.3.1.1 Efficacité à l'émission

Qu'ils soient dédiés à l'émission ou à la réception, on s'intéresse ici aux valeurs absolues de surpression acoustique pouvant être produite par nos transducteurs sous l'effet d'un courant électrique de 1 mA et de fréquence variable.

Les émetteurs produisent sur leur axe, pour un courant appliqué de 1 mA d'amplitude crête à crête, une surpression acoustique dont la valeur ramenée à 1 m est de l'ordre de 90 Pa quasi constante entre 90 et 125 kHz.

Dans les mêmes conditions les récepteurs révèlent un comportement plus variable. Si leur plus grande surface active leur permet d'atteindre des valeurs de surpression plus élevées à plus de 110 Pa dans une faible bande autour de 90 kHz, ce niveau diminue rapidement pour atteindre un minimum à 105 kHz proche de 75 Pa soit une chute de plus de 40% en puissance. L'efficacité des récepteurs retrouve un niveau proche de celui des émetteurs à 90 Pa/mA entre 120 et 125 kHz.

2.3.1.2 Sensibilité à la réception

Issues des mêmes mesures, les courbes de sensibilité de nos transducteurs fonctionnant en réception donnent en valeurs absolues le potentiel électrique qu'ils fournissent sous l'effet d'une onde de surpression acoustique d'amplitude 1 Pa et de fréquence comprise entre 75 et 135 kHz.

On observe des analogies entre ce comportement en réception et celui à l'émission. On peut noter cependant que les émetteurs présentent une sensibilité décroissant de façon monotone à partir de 95 kHz. A cette fréquence, pour une surpression de 1 Pa sur la face avant, la tension résultante est maximale à près de 2 mV. A 125 kHz, la même surpression ne produit plus aux bornes du transducteur qu'une tension inférieure à 1.2 mV, soit 4.5 dB de baisse de sensibilité pour 30 kHz d'excursion en fréquence.

Les récepteurs présentent pour leur part, comme en émission, un pic étroit de sensibilité autour de 90 kHz approchant 2.5 mV/Pa. Ce pic est suivi d'une zone de sensibilité relativement constante et proche de 1.5 mV/Pa entre 105 à 125 kHz.

2.3.1.3 Bande passante du système

Les observations précédentes mettent en évidence l'adéquation des transducteurs avec le rôle (émetteur ou récepteur) qui leur est attribué. Leur fonctions de transfert utiles offrent chacune une large bande de fréquence de niveau quasi constant. Ainsi les émetteurs (utilisés comme tels) constituent des passe-bande quasi parfaits avec un B/f de l'ordre de 30% et une bande passante qui s'étend de 90 à 125 kHz. Les récepteurs offrent pour leur part un niveau de sensibilité constant sur une bande un peu plus réduite entre 100 et 125 kHz.

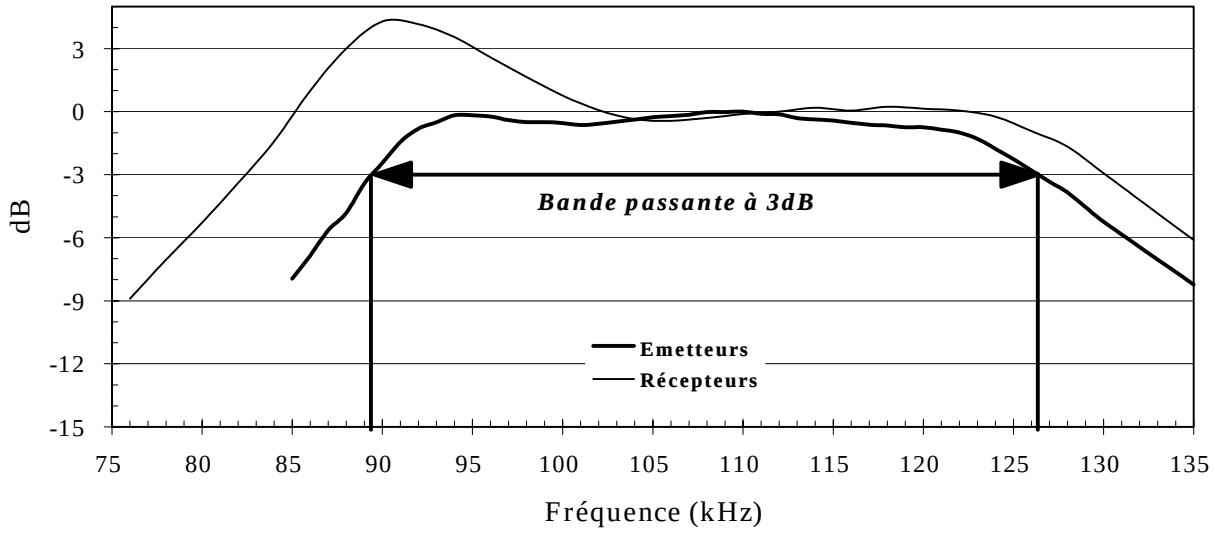


Figure 2.14 : Fonctions de transfert utiles
Evaluation de la bande passante du système.

La Figure 2.14 représente en décibels les fonctions de transfert utiles, la référence étant prise à 112 kHz c'est à dire au centre de la bande [100 :125 kHz]. La bande passante du système est fixée par la fonction de transfert de l'émetteur : elle atteint 37 kHz de 89 et 126 kHz.

La fréquence de signal émis par le sonar peut être choisie dans la très large bande passante du système. D'autres considérations doivent donc être étudiées pour déterminer la fréquence qui donnera un fonctionnement optimal. C'est l'étude des diagrammes de rayonnement, plus exactement celui dans le plan vertical, qui fournira la valeur recherchée.

2.3.2 Les directivités

Il s'agit maintenant d'évaluer les directivités verticales et tomographiques. L'ouverture du rayonnement des éléments dans le plan vertical doit assurer la couverture d'une zone latérale la plus large possible. Les directivités en réception et en émission dans le plan tomographique détermineront le secteur efficace de la compensation d'attitude.

2.3.2.1 Dans le plan vertical

Par la méthode échographique, on a relevé les diagrammes de rayonnement dans le plan vertical pour des fréquences contenues dans la bande passante des transducteurs. Le module test est disposé verticalement dans un aquarium et est solidaire d'une plate-forme orientable dont l'axe de rotation est centré. Le miroir est constitué par le dioptre (eau/paroi transparente/air). La Figure 2.15 présente les résultats obtenus avec un élément émetteur et un élément récepteur pour les fréquences 95, 100, 105, 110, 115, et 120 kHz.

On peut noter que les ouvertures obtenues à -3 dB pour chacune de ces fréquences n'atteignent pas (parfois largement) les 50° envisagés. De plus, et contrairement à ce que prévoit la modélisation par transformée de Fourier, l'évolution de l'ouverture du faisceau n'est pas ici une fonction monotone décroissante de la fréquence.

L'aspect composite, très inhomogène, des moteurs piézoélectriques et le fait que l'on soit à la limite de validité des approximations qui ont été faites, doivent expliquer ces résultats décevants. Le modèle n'aura en l'occurrence fourni qu'une idée vague des résultats.

L'ouverture la plus proche des 50° espérés semble être atteinte dans le domaine de fréquence compris entre 110 et 115 kHz qui appartient fort opportunément à la bande passante déterminée précédemment. On choisit donc la fréquence de fonctionnement dans cet intervalle. La valeur exacte ν_0 = 112.304 kHz est imposée par la cadence de l'électronique.

Les diagrammes de rayonnement à 112.5 kHz pour un émetteur et deux récepteurs (Haut, Bas) constituant une paire élémentaire du double réseau de réception ont été relevés ; ils sont exposés sur la Figure 2.16.

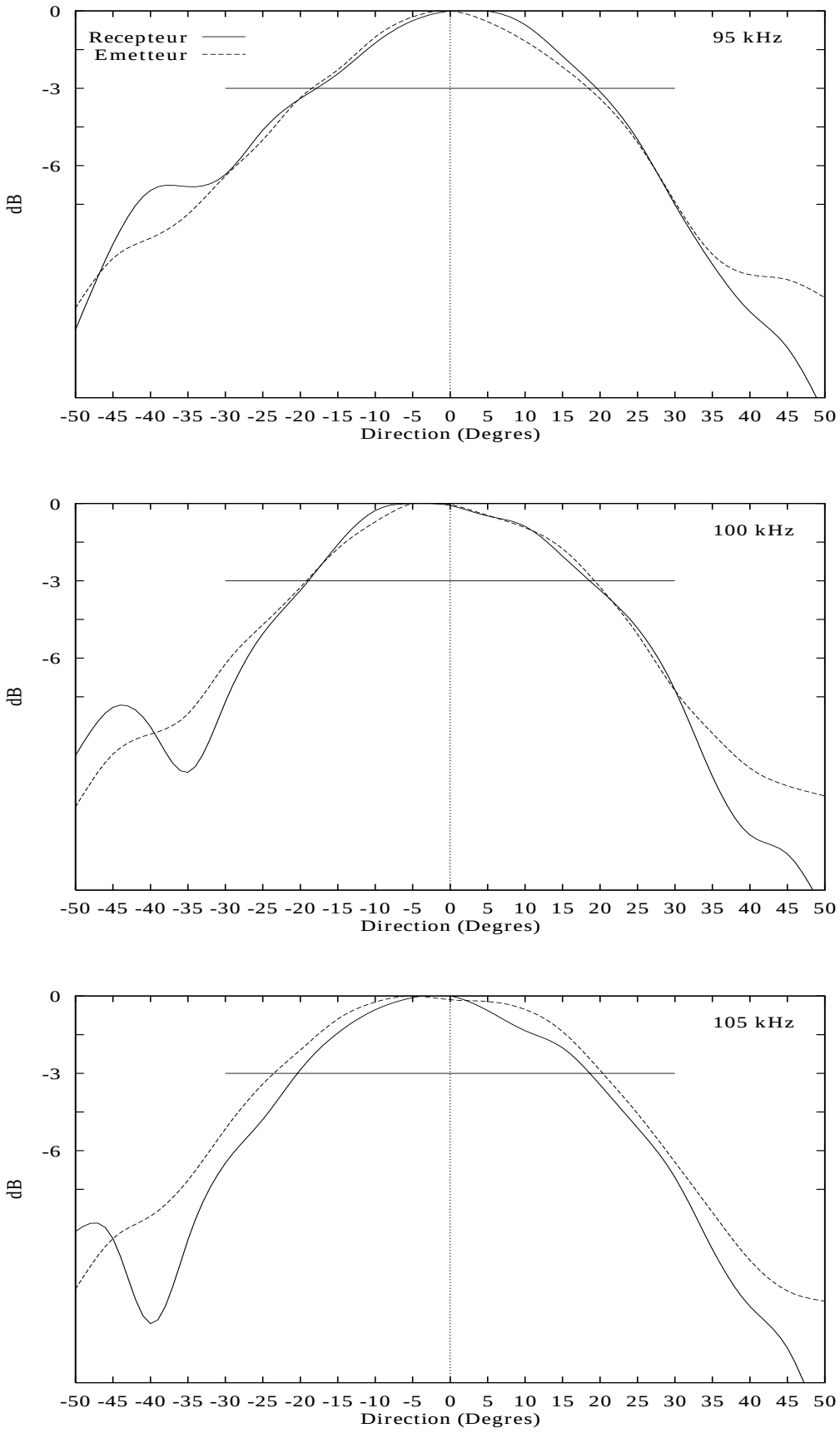


Figure 2.15 : Diagrammes de directivité d'un élément de chaque type dans le plan vertical entre 90 et 105 kHz.

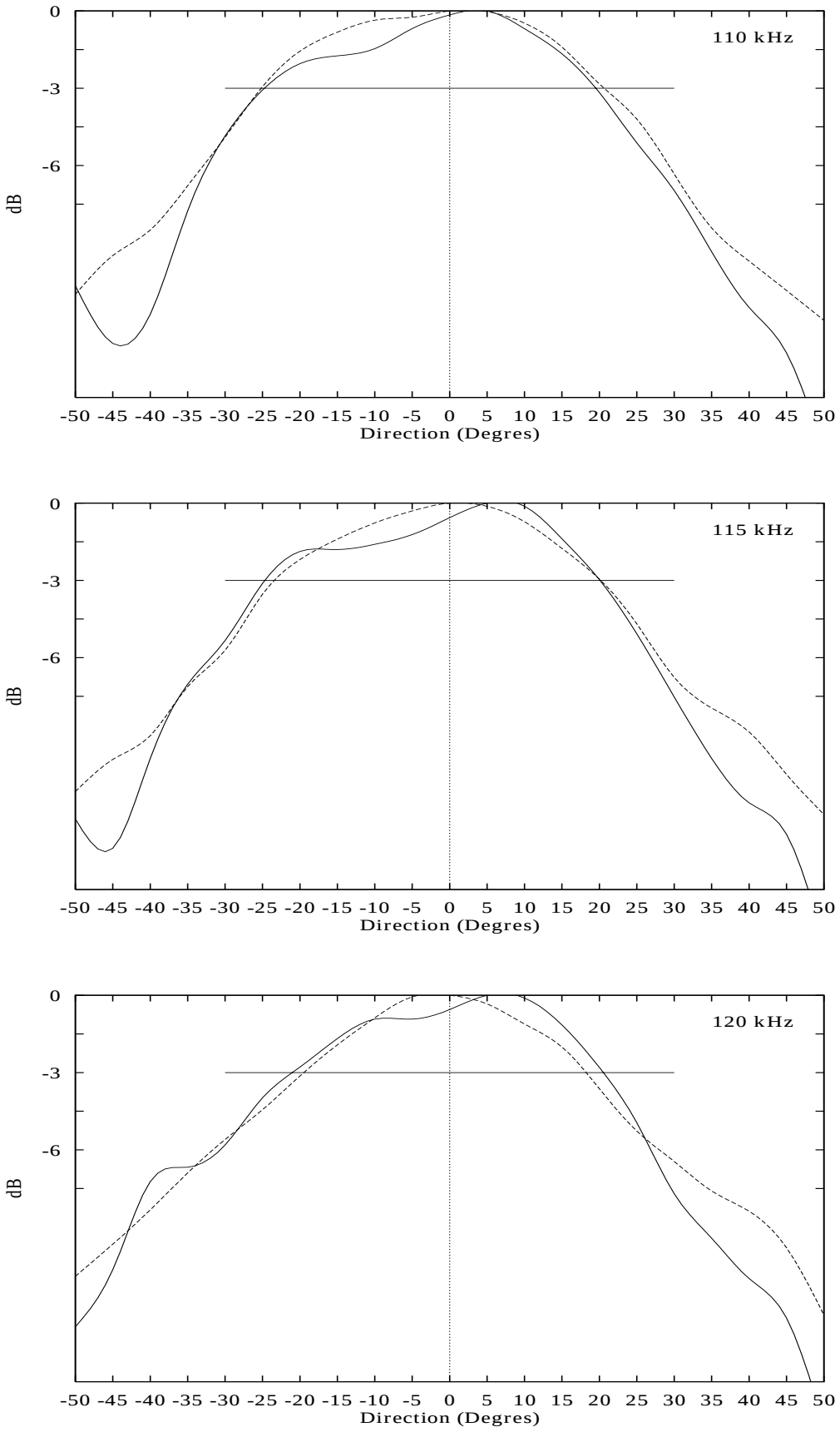


Figure 2.15 : Diagrammes de directivité d'un élément de chaque type dans le plan vertical entre 110 et 120 kHz.

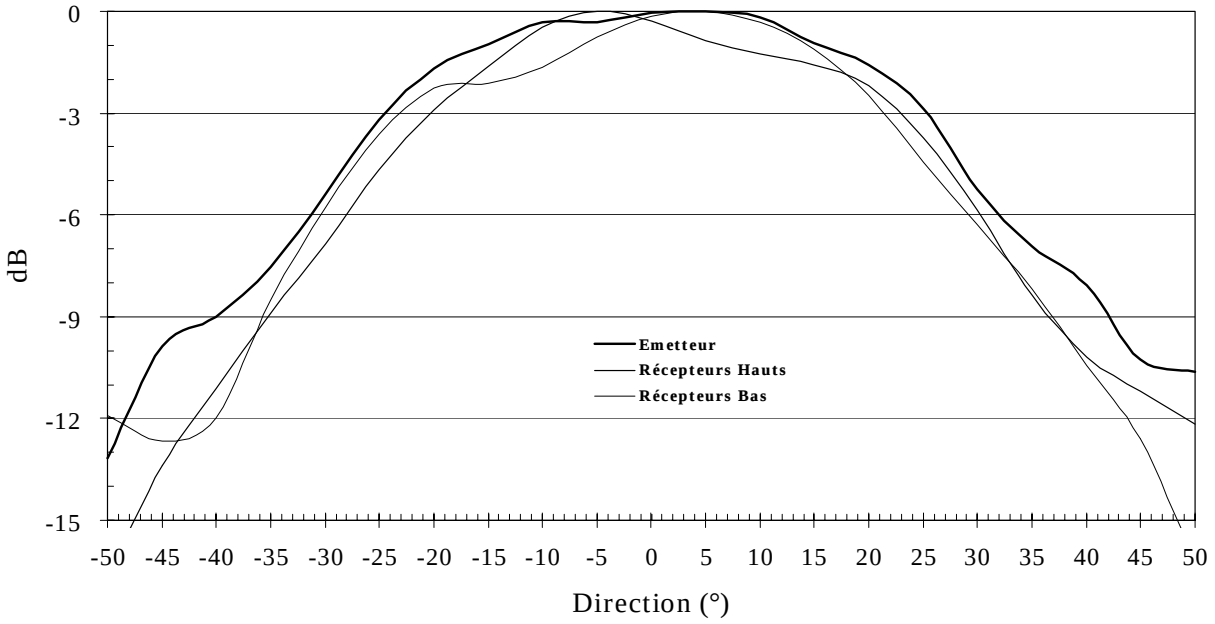


Figure 2.16 : Diagramme de directivité dans le plan vertical à la fréquence 112.5 kHz.

2.3.2.1.1 Influence du couplage mécanique

Bien que la géométrie des transducteurs émetteurs et récepteurs soit identique dans cette dimension, l'ouverture du rayonnement à demi puissance, de 50° pour l'émetteur, est plus faible pour les éléments récepteurs puisqu'elle se situe autour de 40°. De plus les rayonnements présentent des dissymétries.

La structure du moulage (Figure 2.7), par les couplages mécaniques qu'elle induit et qui diffèrent d'un transducteur à l'autre, explique ces deux phénomènes. Le couplage mécanique est induit par la face avant d'une part, par la résine enrobante d'autre part, mais aussi par la proximité éventuelle d'un autre élément. La contrainte supplémentaire qu'impose cet environnement est d'autant plus importante que celui-ci est rigide. En augmentant la surface apparente du transducteur, elle a pour effet de restreindre l'ouverture de son diagramme de rayonnement.

La proximité des deux récepteurs d'une même paire induit pour l'un et l'autre un couplage fort auquel n'est pas soumis l'émetteur. De cela résulte la différence de largeur des diagrammes de rayonnement.

Chacun des transducteurs, subit par ailleurs une contrainte due à l'enrobage de résine (backing et polyuréthane) dont la dissymétrie engendre celle des rayonnements.

2.3.2.1.2 Inclinaison de l'antenne

Les résultats obtenus avec les transducteurs testés montrent une ouverture à -3 dB qui atteint à peine les 50°. En échographie il faut considérer le produit des diagrammes de rayonnement (Figure 2.17). La moitié de la puissance échographique est comprise dans un secteur de 35° (largeur à -3 dB). Le secteur à -6 dB couvre 48°.

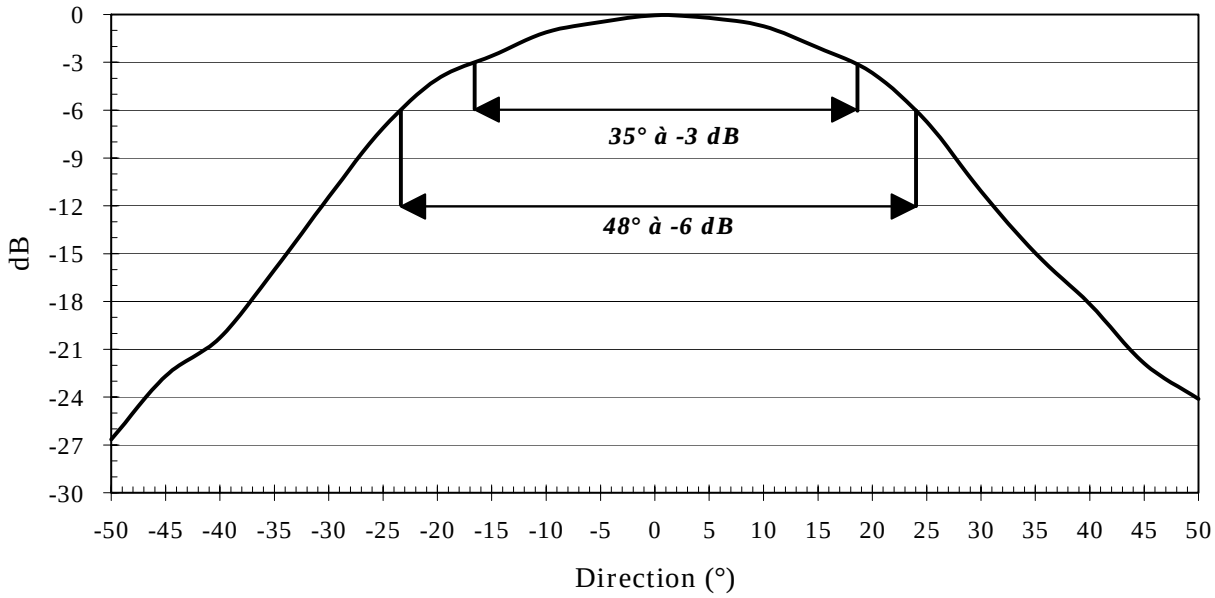


Figure 2.17 : Résultante échographique des diagrammes de rayonnements dans le plan vertical.

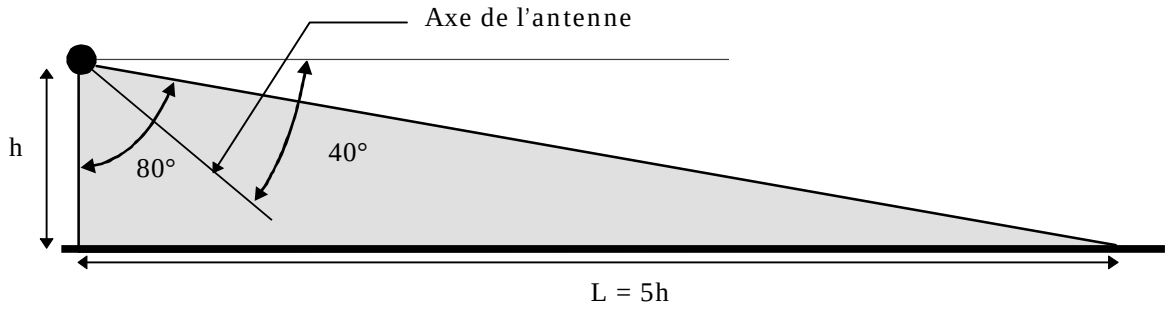


Figure 2.18 : Inclinaison de l'antenne et secteur vertical effectif.

Nous avons choisi d'orienter l'antenne à 40° de l'horizontale, de façon à privilégier le rayonnement vers les distances lointaines. La zone du fond plus proche de la verticale au navire, où l'angle d'incidence des rayons acoustiques sur le fond est faible, n'est pas pénalisée puisqu'elle bénéficie *a priori* d'une meilleure rétrodiffusion. Qui plus est, l'atténuation due à la propagation aller-retour dans ces directions est nécessairement moindre du fait de la proximité relative du fond.

On peut évaluer l'étendue du secteur efficace du rayonnement dans le plan vertical à 80°. L'atténuation des signaux par la directivité est, pour la verticale, de l'ordre de 25 dB. Elle est beaucoup plus faible à 80° de cette direction (soit à 10° de l'horizontale) puisqu'elle se situe autour de 10 dB. Cette configuration assure l'exploration d'une distance latérale au moins 5 fois supérieure à la hauteur d'eau (Figure 2.18), soit par exemple 1000 m de fauchée pour 200 m d'altitude.

Ce rapport pourrait être augmenté sensiblement par une inclinaison plus faible, de l'antenne, mais la plate-forme navigant à très faible profondeur il faut éviter l'insonification de la surface qui ne manquerait pas de produire des échos parasites. Avec l'option choisie, le niveau de la directivité échographique dans le secteur supérieur à l'horizontale est inférieur à -20 dB.

2.3.2.2 Dans le plan tomographique

Les résultats expérimentaux à 112.5 kHz concernant le diagramme de rayonnement élémentaire dans le plan tomographique sont comparés aux sinus cardinaux théoriques sur la Figure 2.19 pour les émetteurs et sur la Figure 2.20 pour les récepteurs. Ces résultats sont présentés sous forme de moyennes sur les mesures relevées pour 4 émetteurs d'une part et 4 récepteurs d'un même réseau d'autre part.

Dans l'aquarium utilisé jusqu'ici, le large rayonnement des éléments dans le plan orthogonal engendre des échos parasites de surface et de fond qui rendent impossible une mesure échographique. Le relevé des diagrammes a été fait par la méthode directe dans le bassin du laboratoire. La sonde étalon était déplacée dans un plan distant de 3 m, parallèlement aux transducteurs, ceux-ci restant fixes.

Un premier constat peut être fait concernant aussi bien les émetteurs que les récepteurs. Il s'agit de la bonne concordance entre les diagrammes théoriques en sinus cardinal et ceux fournis par l'expérience pour ce qui est du lobe principal : son ouverture à -3 dB est celle attendue et les flancs se superposent jusqu'au niveau -15 dB. La modélisation de Fourier se justifie donc et cela est probablement dû au fait que le transducteur apparaît plus homogène dans la dimension considérée.

Pour les lobes secondaires on note que ceux donnés par l'expérience à -18 dB pour les émetteurs, à -15 dB pour les récepteurs, sont inférieurs aux -13 dB classiques du sinus cardinal produit par une ouverture rectangulaire parfaite. Ainsi, l'environnement mécanique des transducteurs semble leur procurer une apodisation qui n'affecte pas l'ouverture du lobe principal et restreint avantageusement le niveau des lobes secondaires.

Les ouvertures à -3 dB de ces diagrammes déterminent le domaine possible pour la correction d'attitude. On disposera donc à l'instant du tir, pour la compensation du lacet de la plate-forme, d'un domaine large de 9°. Pendant la réception, on pourra corriger le lacet et le tangage dans un secteur limité à 6°.

Le rétrécissement de ces intervalles par rapport à ceux que nous avions envisagés lors de la conception des transducteurs vient de l'augmentation de la fréquence de fonctionnement qui est passée de 100 à 112.5 kHz. Ils restent toutefois dans la limite que nous avions fixée à 6°.

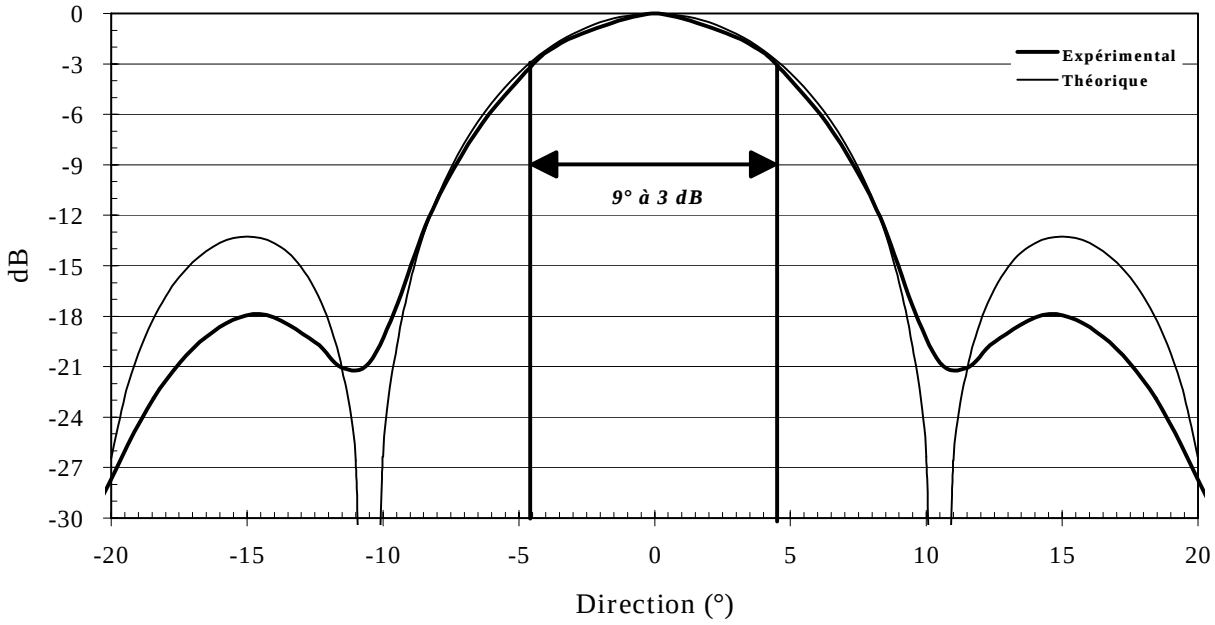


Figure 2.19 : Diagramme de rayonnement des émetteurs élémentaires dans le plan tomographique.

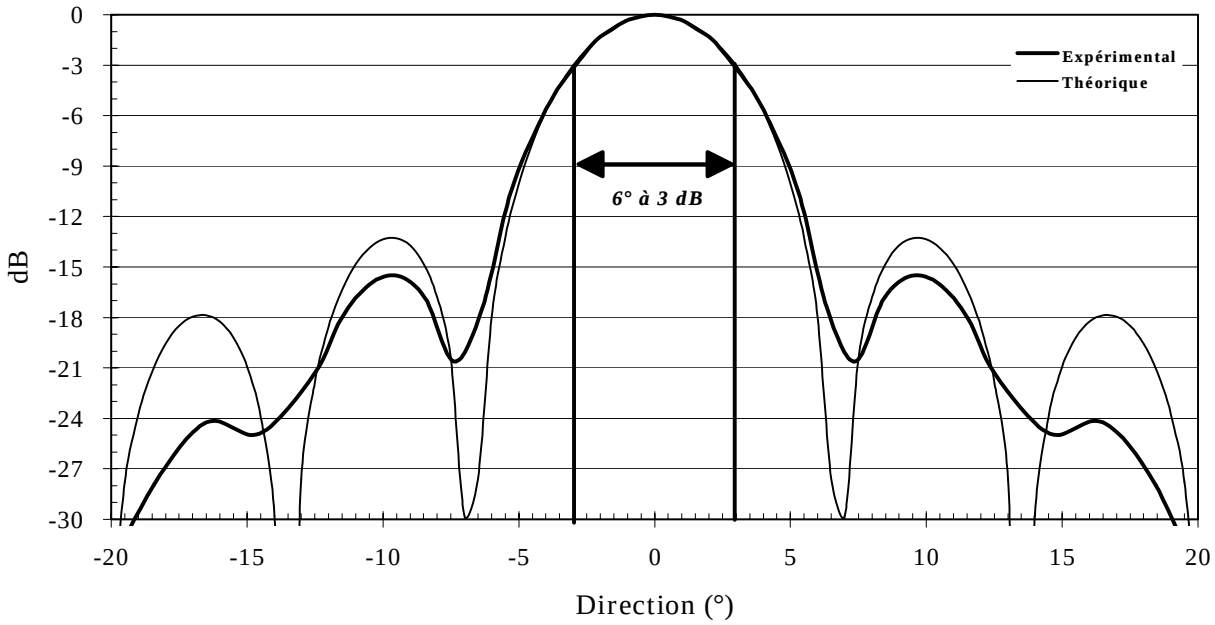


Figure 2.20 : Diagramme de rayonnement des récepteurs élémentaires dans le plan tomographique

En conclusion de cette étude, on peut remarquer qu'à partir d'une technologie de matériaux composites relativement simple et peu coûteuse, il est possible de développer des transducteurs fonctionnant autour de 100 kHz sur une large bande de fréquence. Si on associe à ce mode de fabrication les principes acoustiques courants, on est en mesure de donner au rayonnement les formes qui satisfont à l'application envisagée.

Nous avons pu ainsi fabriquer les transducteurs appelés à constituer les réseaux du sonar. Leurs bonnes performances dans la conversion des énergies permettent d'espérer l'accès à de longues portées pour le sonar. La forme des rayonnements qu'ils produisent permet en outre d'envisager une compensation d'attitude dans un domaine de 6 degrés et offre une couverture latérale du fond par les faisceaux acoustiques supérieure à 5 fois l'altitude de la plate-forme.

Avant la fabrication de l'antenne définitive, 4 modules élémentaires ont été construits pour constituer un mini-réseau long de 1 m et comprenant 3 sous-réseaux avec 12 émetteurs et 2×8 récepteurs. Cette maquette a servi à la validation du modèle numérique des réseaux qui a été développé parallèlement à la conception des transducteurs et dont l'exposé fait l'objet du chapitre suivant.

3. LES RESEAUX

Nous avons exposé en introduction, les raisons qui imposent l'utilisation de réseaux de transducteurs pour la formation des faisceaux acoustiques. Ils permettent d'assurer à la fois la compensation du lacet-tangage de la plate-forme et le contrôle de la résolution par l'orientation et la focalisation dynamique des faisceaux.

La modélisation numérique est un préalable indispensable à la fabrication des réseaux. Elle est par ailleurs le seul moyen qui nous aura été accessible d'évaluer leur comportement lorsqu'on considère les distances de plusieurs centaines de mètres qui interviennent dans notre application.

Nous avons donc développé un modèle spécifique dont la description fait l'objet de la première partie de ce chapitre. On y traite du principe de la formation de voies par un réseau linéaire, des lobes secondaires proches et des lobes de réseau dont il faut tenir compte dans l'optimisation des diagrammes de rayonnement.

Dans la seconde partie est étudiée une première configuration qui envisage l'utilisation du même réseau pour l'émission et la réception. Le problème des lobes de périodicité qu'elle soulève nous amène à considérer une seconde configuration où sont utilisés deux réseaux différant par le pas inter-élément. L'optimisation du niveau des lobes secondaires dans les rayonnements des deux réseaux est faite par l'étude de plusieurs fonctions d'apodisation.

Le modèle permet ensuite de déterminer les paramètres de la focalisation dynamique qui donnent au système une haute résolution constante de 1 m sur une distance de 300 m en conservant jusqu'à la portée maximale un niveau de lobes secondaires acceptable.

Suivent les résultats d'une étude de l'homogénéité électrique et acoustique des réseaux dont certains sont introduits dans le modèle pour en affiner les prévisions.

Enfin des expériences en bassin sur une maquette puis sur l'antenne définitive à courte portée ont permis la validation du modèle.

3.1 La modélisation numérique

Pour prévoir et optimiser le fonctionnement du sonar latéral, notre modèle numérique, produit les diagrammes de rayonnement des réseaux, leur résultante échographique et détermine leurs grandeurs caractéristiques en intégrant les paramètres d'attitude de la plate-forme.

Les réseaux linéaires modélisés fonctionnent en régime harmonique et leur rayonnement est étudié dans le plan normal à sa surface active (plan tomographique).

Pour assurer dans ce plan la focalisation et le dépointage des faisceaux acoustiques, chaque élément des réseaux est contrôlé individuellement en phase et en amplitude.

Dans ce paragraphe, sont exposés le principe et les problèmes de la focalisation par une ouverture rayonnante discrète. On détermine les phases compensatrices élémentaires pour le dépointage et la focalisation, puis on rappelle la nécessité de l'apodisation et le problème des lobes de réseau.

3.1.1 Expression du champ rayonné par un réseau

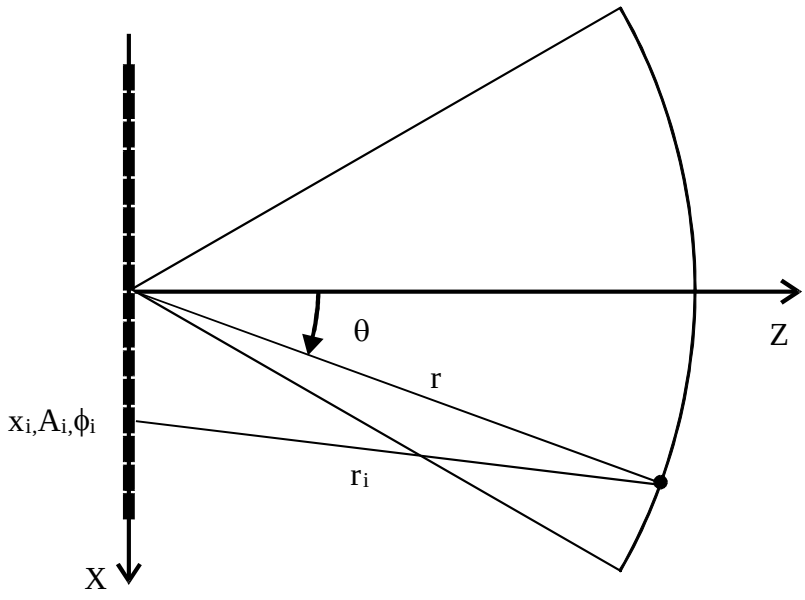


Figure 3.1: Paramètres pour le calcul du champ rayonné par un réseau.

Une ouverture focalisante fonctionnant en émission à laquelle est appliquée une distribution de phases et d'amplitudes élémentaires (ϕ_i, A_i), rayonne dans le plan tomographique un champ acoustique dont l'expression est proportionnelle à une quantité notée $\boldsymbol{E}(r,\theta)$.

Si on considère dans le même plan une source diffractante à la position (r,θ), la réponse de notre ouverture travaillant en réception et affectée des mêmes phases et amplitudes est proportionnelle à une autre quantité notée $\boldsymbol{R}(r,\theta)$.

Le milieu de propagation étant considéré comme linéaire, ces deux fonctions peuvent être identifiées: $\boldsymbol{R}(r,\theta) = \boldsymbol{E}(r,\theta)$.

D'autre part la réponse du système en émission-réception (réponse échographique) est définie comme le produit du champ rayonné à l'émission par la réponse du système en réception. Elle est proportionnelle à $\boldsymbol{E}^2(r,\theta)$ si le même réseau remplit les deux fonctions et à $\boldsymbol{E_1}(r,\theta) \times \boldsymbol{R_2}(r,\theta)$ si deux réseaux différents (1 et 2) sont utilisés respectivement pour l'émission et pour la réception.

Le champ à l'émission en un point M(r,θ) est déterminé comme la somme des contributions de chacun des N éléments constitutifs du réseau.

Chaque transducteur est assimilé à une source ponctuelle qui émet une onde sphérique modulée par la fonction de directivité élémentaire $\boldsymbol{D}(\theta)$ déterminée au chapitre précédent. Du fait de cette modulation nous limiterons l'étude des diagrammes de rayonnement au secteur angulaire [-20°;20°] symétrique par rapport à l'axe normal aux réseaux, puisque l'on sait que les signaux sont largement filtrés en dehors de ce domaine (Cf. Figures 2.19 et 2.20). En omettant la dépendance temporelle $\boldsymbol{exp}(j\omega t)$, on arrive à l'expression complexe suivante:

$$\boldsymbol{E}(r,\theta) = \sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{D}(\theta_i)\frac{A_i}{r_i}e^{j\phi_i}\,\boldsymbol{exp}\left(-jkr_i\right)$$

où

- $\omega = 2\pi\nu_0$ et ν_0 est la fréquence d'excitation du transducteur,
- k est le nombre d'onde. Il vaut $2\pi\nu_0/C = 2\pi/\lambda_0$.
- A_i est le coefficient d'apodisation affecté à l'élément i,
- r_i est la distance de l'élément i au point M(r,θ).
- Enfin ϕ_i est le déphasage éventuellement imposé à l'élément i.

L'amplitude du champ en un point donné dépend essentiellement des écarts entre les phases élémentaires $k.r_i$, c'est à dire des différences de marche entre les ondes provenant de chaque élément.

On doit donc exprimer précisément le rayon élémentaire :

$$r_i = \sqrt{r^2\,\boldsymbol{cos}^2\theta + \left(r\,\boldsymbol{sin}\,\theta - x_i\right)^2} = r\left(1 + \frac{x_i^2}{r^2} - 2\frac{x_i}{r}\,\boldsymbol{sin}\,\theta\right)^{1/2} .$$

Dans l'approximation de Fresnel, un développement limité au second ordre permet de simplifier notablement son expression. Cependant l'erreur commise sur la phase doit rester faible et on évalue la distance de Fresnel au-delà de laquelle le modèle sera valide:

$$r_i = r + \frac{x_i^2}{2r}\,\boldsymbol{cos}^2\,\theta - x_i\,\boldsymbol{sin}\,\theta$$

$$\text{et}\quad \Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda_0}\frac{r}{8}\left(\frac{L}{2r}\right)^4 << 1 \Leftrightarrow r >> R_{Fresnel} = \sqrt[3]{\frac{\pi L^4}{16\lambda_0}}$$

D'autre part, à courte portée la modulation par la directivité élémentaire doit être prise en compte pour chaque transducteur ($\theta_i \neq \theta$). On a :

$$\theta_i = \boldsymbol{arctg}\left(\frac{r\,\boldsymbol{sin}\,\theta - x_i}{r\,\boldsymbol{cos}\,\theta}\right)$$

Pour les amplitudes élémentaires on pose $1/r = 1/r_i$.
Le champ $\boldsymbol{E}$ s'écrit alors:

$$\boldsymbol{E}(r,\theta) = \boldsymbol{e}^{-2j\pi\frac{r}{\lambda_0}}\,\frac{1}{r}\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{D}(\theta_i)A_i\,\boldsymbol{exp}\left(-\frac{2j\pi}{\lambda_0}\left(\frac{x_i^2}{2r}\,\boldsymbol{cos}^2\,\theta - x_i\,\boldsymbol{sin}\,\theta\right) + \phi_i\right)$$

3.1.2 Dépointage et focalisation du faisceau

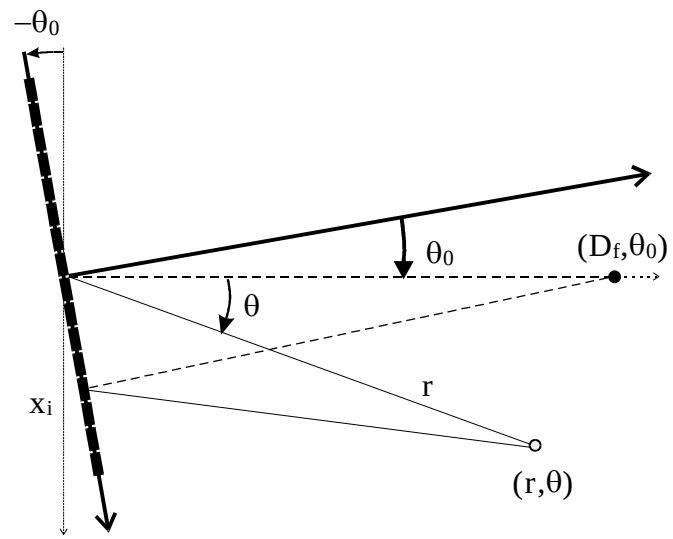


Figure 3.2 : Paramètres du dépointage et de la focalisation

Les mouvements de tangage et de lacet de la plate-forme induisent une déviation du réseau dont la résultante dans le plan tomographique est notée $-\theta_0$.

Dans le repère lié au fond, le champ s'exprime:

$$\boldsymbol{E}(r,\theta) = \boldsymbol{e}^{-2j\pi\frac{r}{\lambda_0}} \frac{1}{r}\sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{D}(\theta_i)A_i\, \boldsymbol{exp}\left(-\frac{2j\pi}{\lambda_0}\left(\frac{x_i^2}{2r}\boldsymbol{cos}^2(\theta+\theta_0) - x_i\, \boldsymbol{sin}(\theta+\theta_0)\right) + \phi_i\right)$$

La compensation de l'attitude de la plate-forme va donc consister à privilégier le rayonnement de l'antenne dans la direction 0 en déviant le faisceau de l'angle θ_0 symétrique du lacet-tangage par rapport à l'axe perpendiculaire au réseau.[1]

Ceci est réalisé en imposant à chaque élément un déphasage qui rend maximale l'énergie du rayonnement total quand $\theta = 0$ quelle que soit la distance considérée. L'expression de cette loi de phase est obtenue directement en annulant pour la direction nulle, le terme de la phase qui dépend exclusivement de θ:

$$\phi_i(\theta_0) = \frac{2j\pi}{\lambda_0}\left(-x_i\, \boldsymbol{sin}\,\theta_0\right)$$

Par ailleurs, on peut faire en sorte de focaliser l'énergie du rayonnement à une distance donnée D_f sur l'axe perpendiculaire au réseau.

Pour cela, la loi de phase appliquée aux éléments du réseau est obtenue de la même manière que pour le dépointage en considérant le terme de phase dépendant uniquement de la distance:

$$\phi_i(D_f) = \frac{2j\pi}{\lambda_0}\left(\frac{x_i^2}{2D_f}\right)$$

Enfin notre application nécessite la combinaison des deux lois précédentes. Pour qu'à chaque instant t de la réception le réseau soit adapté, il faut imposer la focale à la distance $D_f = Ct/2$ tout en compensant le lacet/tangage instantané d'un angle θ_0 pour viser la direction 0.

La phase imposée à chaque transducteur est alors:

$$\phi_i(\theta_0, D_f) = \frac{2j\pi}{\lambda_0}\left(\frac{x_i^2}{2D_f}\boldsymbol{cos}^2\,\theta_0 - x_i\, \boldsymbol{sin}\,\theta_0\right)$$

et le champ résultant peut être noté selon l'expression suivante:

$$\boldsymbol{E}(r,\theta) \propto \sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{D}(\theta_i)A_i\, \boldsymbol{exp}\left(-\frac{2j\pi}{\lambda_0}\left(\frac{x_i^2}{2}\left(\frac{\boldsymbol{cos}^2(\theta+\theta_0)}{r} - \frac{\boldsymbol{cos}^2\,\theta_0}{D_f}\right) - x_i\left(\boldsymbol{sin}(\theta+\theta_0) - \boldsymbol{sin}\,\theta_0\right)\right)\right)$$

Dans toute la suite de l'exposé, on étudie l'énergie du champ rayonné relativement à sa valeur maximale en l'absence de dépointage mais avec la même

[1] Rappelons que l'ouverture du rayonnement dont dépend la résolution est fonction croissante de la longueur de la source rayonnante. On peut remarquer ici que la déviation du réseau a pour effet la diminution de l'ouverture apparente dans la direction 0 d'un facteur $\boldsymbol{cos}\theta_0$ et on doit s'attendre, par conséquent, à une dégradation de la résolution par le dépointage.

focale. On représentera donc les diagrammes de rayonnement d'après l'expression suivante :

$$\left|\boldsymbol{E}(r,\theta)\right|^2_{dB} = 20\,\boldsymbol{log}\left|\frac{\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{D}(\theta_i)A_i\,\boldsymbol{exp}\left(-\frac{2j\pi}{\lambda_0}\left(\frac{x_i^2}{2r}\boldsymbol{cos}^2(\theta+\theta_0)+x_i\,\boldsymbol{sin}(\theta+\theta_0)\right)+\phi_i(\theta_0,D_f)\right)}{\sum_{i=1}^{N}\boldsymbol{D}(\theta_i)A_i\,\boldsymbol{exp}\left(-\frac{2j\pi}{\lambda_0}\frac{x_i^2}{2r}+\phi_i(0,D_f)\right)}\right|$$

A ce diagramme on superposera éventuellement la fonction modulatrice résultant de l'apodisation et de la directivité propre des éléments:

$$20\,\boldsymbol{log}\left|\frac{\sum_{i=1}^{N}D\left(\theta_i(r,\theta+\theta_0)\right).A_i}{\sum_{i=1}^{N}D\left(\theta_i(r,\theta_0)\right).A_i}\right|$$

3.1.3 La fonction d'apodisation

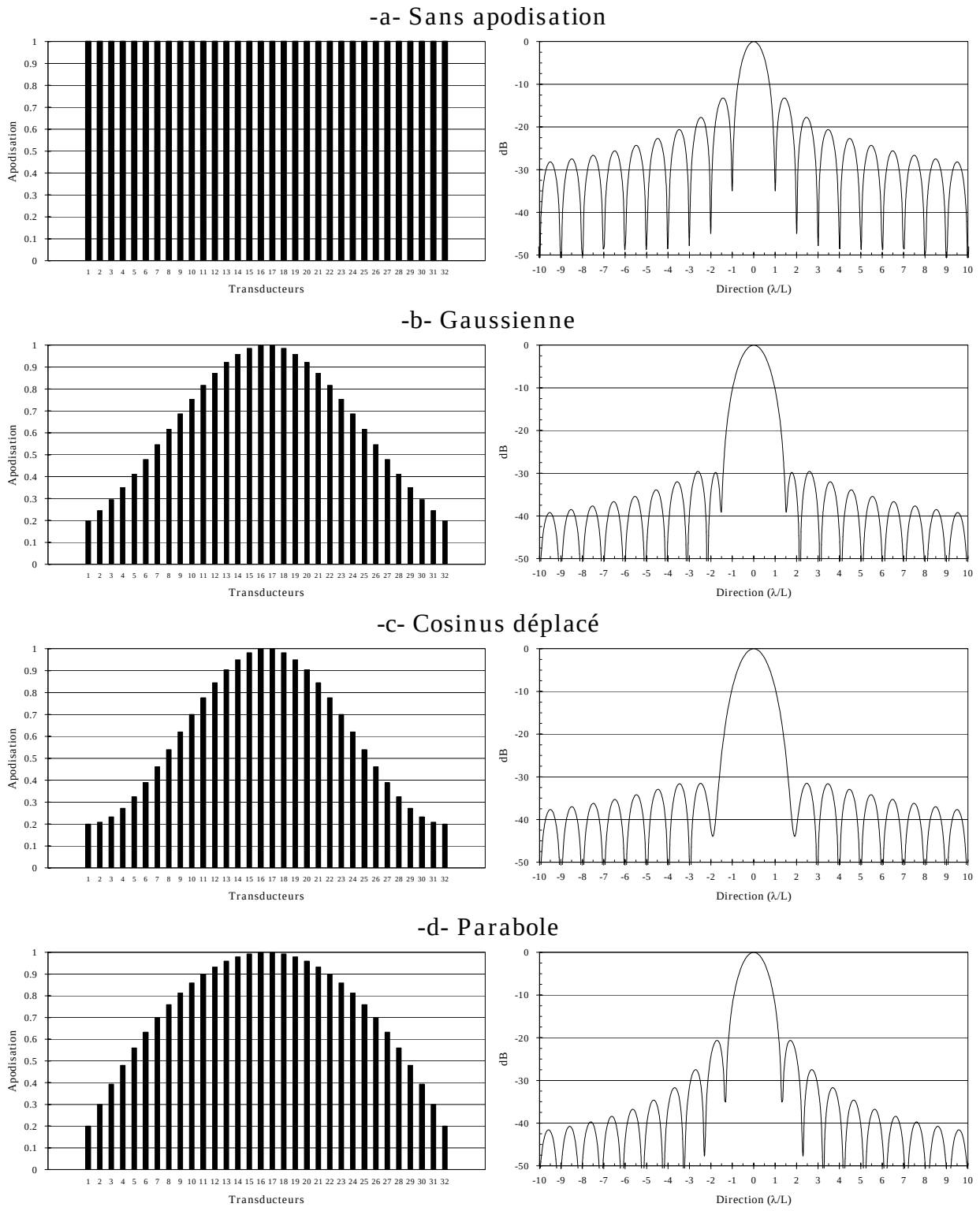
Dans les expressions précédentes, le terme d'amplitude A_i décrit la fonction d'apodisation.

La fonction « Rectangle » modélise une ouverture non apodisée où tous les éléments travaillent à amplitude égale ($A_i = 1$). Le diagramme de rayonnement que produit une telle ouverture est donné en Figure 3.3-a. Dans ce cas, on observe autour du lobe principal de rayonnement des lobes secondaires au niveau -13 dB.

Pour l'imagerie avec le sonar latéral, la présence de lobes secondaires à un tel niveau dégrade très sensiblement la résolution. Ils sont susceptibles de révéler la même cible ponctuelle sur des images relatives à plusieurs tirs successifs.

Fonction gaussienne tronquée	$A_i = \boldsymbol{exp}\left(\left(\frac{i-\frac{N+1}{2}}{\frac{N-1}{2}}\right)^2.\boldsymbol{ln}\,\beta\right)$
Fonction Parabolique ou Fenêtre de Welch	$A_i = 1-(1-\beta).\left(\frac{i-\frac{N+1}{2}}{\frac{N-1}{2}}\right)^2$
Fonction Cosinus déplacé ou Fenêtre de Hamming	$A_i = \frac{1+\beta}{2}+\frac{1-\beta}{2}.\boldsymbol{cos}\left(2\pi.\frac{i-\frac{N+1}{2}}{N-1}\right)$

Tableau 3-1: Expressions des fonctions d'apodisation utilisées dans le modèle



Distribution d'amplitude sur le réseau *Diagrammes de rayonnement à l'infini*

Figure 3.3 : Influence des fonctions d'apodisation usuelles

L'apodisation minimise les discontinuités de la distribution d'amplitude dans le plan de l'ouverture rayonnante. C'est en effet à ces discontinuités que l'on doit l'existence des rayonnements secondaires.

De nombreuses études ont eu pour objet la détermination des fonctions d'apodisation des réseaux. Les plus usuelles sont la fonction gaussienne, le cosinus déplacé ou fenêtre de Hamming, et plus rarement la parabole ou fenêtre de Welch.

Les expressions de ces distributions, telles que nous les avons modélisées, sont données dans le Tableau 3-1.

Elles sont dépendantes du nombre N de transducteurs et du coefficient β fraction de l'unité et valeur de l'apodisation des transducteurs extrêmes. A_i varie de β aux extrémités à 1 pour les éléments centraux.

La Figure 3.3 présente les diagrammes de rayonnement à l'infini d'un réseau de longueur L, comportant 32 éléments omnidirectionnels, fonctionnant à la fréquence $f = C/\lambda$ et apodisé par ces différentes fonctions.

Le niveau des lobes secondaires est très nettement réduit sous l'effet des apodisations gaussienne ou de Hamming (~ 30 dB d'atténuation). En revanche, la parabole se révèle moins performante (-20 dB).

Un autre effet notable est l'élargissement du lobe principal qui est dû au rétrécissement de l'ouverture apparente par l'apodisation. Ainsi l'apodisation réduit le niveau des lobes secondaires au prix d'une dégradation de la résolution.

Enfin, il faut noter la perte de puissance ou de sensibilité infligée au réseau par l'apodisation. Elle est de 60% pour la gaussienne, 65% pour le cosinus et 51% pour la parabole.

L'optimisation de la fonction d'apodisation consiste à trouver un compromis entre résolution et niveau des lobes secondaires, privilégiant une puissance maximale.

3.1.4 Les lobes de réseaux

L'énergie du rayonnement d'un réseau est essentiellement concentrée dans les directions où l'interférence des ondes élémentaires est constructive. La direction naturelle de ces interférences est l'axe perpendiculaire à l'ouverture.

Cependant, alors qu'une source continue n'offre pas d'autre direction pour des interférences constructives, les réseaux, par l'échantillonnage de leur ouverture, produisent dans leur rayonnement un réseau conjugué de lobes secondaires, répliques (alias) du lobe principal. Les anglophones parlent d'« aliasing ».

Ces répliques sont appelées lobes de réseau ou de périodicité et leur position angulaire dépend directement du pas P entre les éléments, rapporté à la longueur d'onde λ_0.

Dans l'expression du champ, le terme complexe élémentaire indépendant de la distance r est maximum dans les directions θ_r des interférences constructives, c'est à dire quand sa phase est un multiple entier de 2π, soit:

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} x_i\left(\boldsymbol{sin}(\theta_r + \theta_0) - \boldsymbol{sin}\,\theta_0\right) = 2n\pi \Leftrightarrow \boldsymbol{sin}(\theta_r + \theta_0) = m\frac{\lambda_0}{P} + \boldsymbol{sin}\,\theta_0$$

Remarquons d'abord que ce résultat induit l'inexistence des lobes de réseau lorsque le pas est inférieur à la demi longueur d'onde.

Or, en acoustique ultrasonore, les longueurs d'onde sont telles que cette condition ne peut être vérifiée en conservant la même surface active, qu'en augmentant le nombre de transducteurs dans des proportions technologiquement rédhibitoires.

Dans notre cas par exemple, la longueur d'onde étant de l'ordre de 13 mm, le pas devrait être inférieur à 6.5 mm pour éliminer les lobes de réseau. Etant donnée la longueur de l'antenne (4 m) nécessaire à la haute résolution, le réseau devrait compter plus de 600 éléments, auxquels il faut associer autant de connexions et de chaînes électroniques.

Un développement au premier ordre de l'expression précédente considérant des angles d'observation et de lacet-tangage faibles, donne une bonne idée de la position angulaire des lobes de réseau.

$$\theta_r \cong m\frac{\lambda_0}{P}$$

Le modèle fournit le diagramme de rayonnement à l'infini pour une longueur d'onde λ, un réseau de pas P supérieur à la demi longueur d'onde et dont les transducteurs élémentaires sont omnidirectionnels (Figure 3.4).

Les lobes de réseau sont bien dans les directions multiples du rapport λ/P de part et d'autre du lobe principal. L'absence de directivité élémentaire procure aux lobes de réseau une énergie égale à celle du lobe principal. Dans le cas où les éléments sont directifs, le niveau des répliques est modulé par la directivité élémentaire.

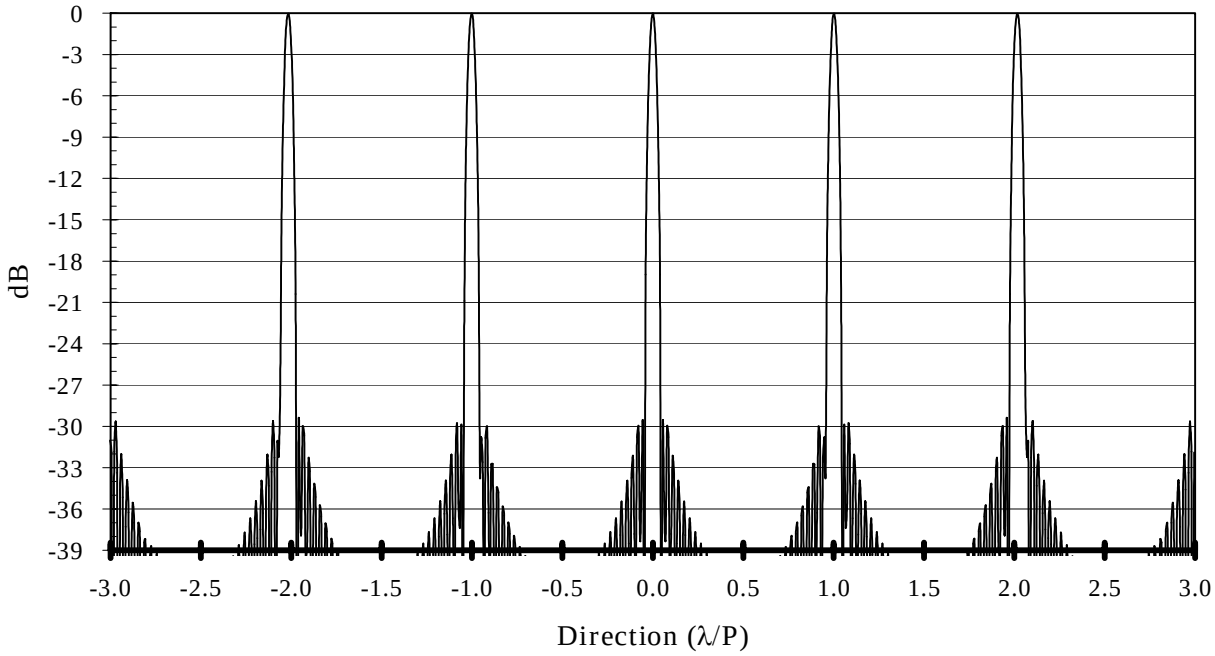


Figure 3.4: Diagramme de rayonnement à l'infini à la fréquence f = C/λ d'un réseau apodisé, de pas P> λ/2 , avec des éléments omnidirectionnels.

L'effet parasite de lobes de réseau est d'émettre ou de recueillir des signaux dans des directions très différentes de celle visée. Les artefacts résultant de ces signaux nuisent à l'interprétation d'une image. L'étude qui suit parvient à réduire les lobes de réseau à des niveaux acceptables.

L'implémentation informatique des calculs précédents ne présente pas de difficulté particulière. Un programme en langage C a été écrit et s'exécute aussi bien sur station de travail que sur PC. Les résultats présentés au paragraphe suivant proviennent de ce logiciel.

3.2 Conception des réseaux

Il faut rappeler ici que l'objectif de base du sonar latéral est l'imagerie à haute résolution du plateau continental. Cet objectif doit être atteint en considérant toutefois certaines limites technologiques.

La résolution du système est fixée essentiellement par la longueur de l'antenne qui doit être aussi grande que possible, dans les limites d'un encombrement raisonnable. Chaque transducteur élémentaire doit disposer d'une ligne électronique d'émission ou de réception propre. Les problèmes de connectique et de volume de l'électronique en limitent le nombre.

Le prototype du sonar latéral devait initialement comporter un réseau en deux exemplaires, l'un servant à l'émission de la nappe ultrasonore, les deux étant utilisés pour la réception bathymétrique.

Nous étudions dans un premier temps le fonctionnement échographique dans cette configuration pour constater qu'elle ne permet pas de s'affranchir des effets des lobes de réseaux.

Une seconde configuration qui utilise pour l'émission un réseau différent dont les caractéristiques sont déterminées dans la seconde partie de ce paragraphe permet de résoudre ce problème.

Enfin, on étudie les capacités offertes par la focalisation et on présente les paramètres de la focalisation dynamique qui permettent notamment d'obtenir une résolution constante de 1 m sur 300 m de distance avec 16 zones focales.

3.2.1 Grandeurs caractéristiques des rayonnements

Dans les paragraphes qui suivent, nous allons étudier divers diagrammes de rayonnement pour lesquels il faut définir des quantités caractéristiques.

Parmi ces quantités, l'ouverture du faisceau en mode échographique détermine la résolution du système dans le sens de la marche (X).

En imagerie échographique, on estime généralement pouvoir séparer deux sources diffusantes si elles sont écartées d'une distance ou d'un angle équivalent à la largeur ou à l'ouverture à -3 dB du rayonnement.

C'est pourquoi la résolution angulaire du système est définie comme étant la largeur du lobe principal du rayonnement au niveau -3 dB: $\Delta\theta_{-3dB_Echo}$

La résolution métrique de l'image, notée Δx, est déduite de cette quantité par simple multiplication par la distance r.

$$\Delta x = r.\Delta\theta_{-3dB_Echo}$$

Pour ce qui est, soit des lobes secondaires, soit des lobes de réseau, à réflectivité de cible égale, un écho ne produit pas d'artefact perceptible lorsqu'il provient d'une direction pour laquelle l'atténuation est supérieure à 30 dB.

On prendra donc -30 dB comme limite supérieure du niveau acceptable des rayonnements parasites.

Enfin la représentation des diagrammes de rayonnement ne considère pas les niveaux inférieurs à -50 dB. (10^{-5} du maximum de puissance ou 1/300 de l'amplitude maximale). Or, dans la réalité, le bruit rencontré est la plupart du temps largement supérieur à ce niveau.

3.2.2 Un réseau identique pour l'émission et la réception

Première étape dans la conception des réseaux, la définition de celui utilisé en réception doit tenir compte des contraintes technologiques liées à l'encombrement ou à l'électronique.

Le compromis choisi entre résolution, longueur et nombre de transducteurs mène aux caractéristiques suivantes:

- 32 des éléments récepteurs étudiés au chapitre 2 constituent un réseau.
- Longs de 115 mm, ces transducteurs sont répartis au pas de 120 mm, c'est à dire de façon quasi jointive pour écarter au maximum les lobes de réseau en augmentant le rapport λ_0/P.

L'antenne atteint donc 3.84 m en longueur mais demeure relativement facile à manipuler.

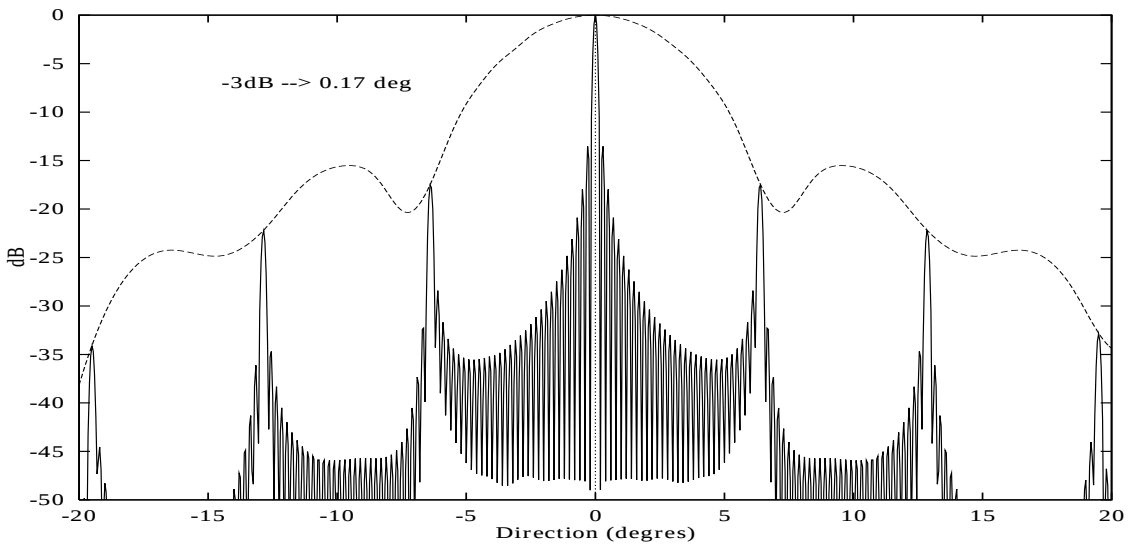


Figure 3.5 : Rayonnement d'un réseau non apodisé
N = 32 - P = 120 mm - ν_0 = 112.3 kHz
Portée 500 m - Focale 500 m

En fonctionnement à la fréquence $\nu_0 = 112.3$ kHz, elle doit engendrer un rayonnement à grande distance dont l'ouverture du lobe principal à -3 dB est inférieure à 0.2° en l'absence d'apodisation.

La Figure 3.5 donne le diagramme de rayonnement du réseau décrit ci-dessus pour une portée de 500 m égale à la distance focale, sans dépointage ni apodisation.

On choisit arbitrairement 500 m comme distance d'observation.[2]

- L'ouverture à -3 dB du lobe principal est 0.17°.
- Les lobes secondaires sont à -13 dB (l'ouverture n'est pas apodisée).
- Avec un rapport P/λ_0 égal à 0.11 on observe un réseau de lobes de périodicité au pas de 6.35° dont les niveaux suivent les variations de la fonction modulatrice. Les lobes d'ordre 1 et 2 sont respectivement à -17 dB et -22 dB et atteindront des niveaux plus défavorables encore lorsqu'on introduira le dépointage.

3.2.2.1 Choix de la fonction d'apodisation

Pour déterminer la fonction d'apodisation optimale, on observe le rayonnement à la distance focale, entre -1° et +1°; avec les trois fonctions exprimées plus haut: le cosinus déplacé, la gaussienne, et la parabole, l'apodisation aux extrêmes est à 20% du maximum

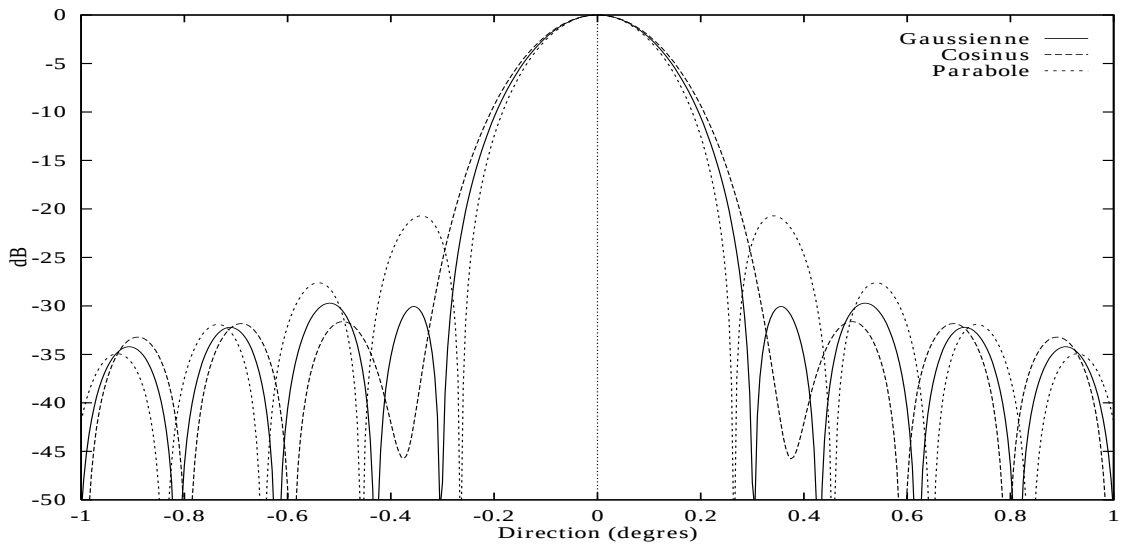


Figure 3.6 : Effets des trois fonctions d'apodisation
N = 32 - ν_0 = 112.3 kHz
Portée 500 m - Focale 500 m

L'ouverture à -3 dB est quasiment identique pour les 3 fonctions: respectivement 0.24°, 0.23°, 0.22°.

En revanche, le niveau des lobes secondaires pour la parabole est à -20 dB, alors qu'on le trouve entre -30 et -35 dB pour la gaussienne et le cosinus.

[2] Le diagramme de rayonnement observé à la distance focale est identique à celui observé à l'infini sans focalisation. Il donne en plus d'une référence angulaire, une référence métrique utile pour exprimer la résolution.

La parabole étant logiquement éliminée, le choix définitif s'est porté sur la gaussienne plutôt que sur le cosinus pour plusieurs raisons:

- Le lobe principal présente des flancs plus raides, ce qui rétrécit la tache focale pour les bas niveaux (-30 dB).
- Le niveau des lobes secondaires successifs décroît plus rapidement.
- On privilégie la puissance du réseau à l'émission et sa sensibilité en réception.

3.2.2.2 Fonctionnement échographique

3.2.2.2.1 Lobes secondaires et résolution (Figure 3.7)

En l'absence de focalisation, apodisé par la gaussienne, le réseau produit un faisceau dont l'ouverture angulaire est de l'ordre de 0.25° à 500 m de portée. Pour l'émission, on doit envisager une ouverture du faisceau plus importante afin d'assurer l'illumination de toute la zone à explorer.

Une manière simple d'élargir le faisceau est d'imposer une distance de focalisation inférieure à la distance d'observation. En focalisant le réseau émetteur à 150 m on obtient un rayonnement dont l'ouverture à -3 dB vaut 0.5° à une distance de 500 m.

En réception on focalise à 500 m.

Le fonctionnement échographique donne des résultats satisfaisants pour ce qui est des lobes secondaires et de la résolution.

- Inférieurs à -35 dB, les lobes secondaires ne constituent pas un problème.
- L'ouverture échographique à -3 dB est égale à 0.21° et procure une résolution de 1.80 m à 500 m de distance.

3.2.2.2.2 Lobes de réseau

Si maintenant on étudie ce système en explorant un domaine plus large et si on introduit la compensation d'attitude, les résultats ne sont plus aussi satisfaisants.

La Figure 3.8 présente les rayonnements de notre système dans un domaine compris entre -20° et 7.5° et pour deux angles compensateurs du lacet-tangage: 0° et 3°.

On suppose la situation la plus défavorable, où les angles compensateurs sont identiques à l'émission et en réception.

En échographie, sans compensation, il subsiste des lobes de réseau de niveau faible à l'ordre 1 (-36 dB), le filtrage par la directivité élémentaire ne suffisant pas à les éliminer, même lorsque le dépointage est nul.

Lorsqu'on compense 3° de lacet-tangage, la situation s'aggrave puisque le lobe d'ordre 1 atteint un niveau comparable à celui du lobe principal et que celui d'ordre 2 est amplifié au delà des limites acceptables à un peu plus de 20 dB du niveau dans la direction 0.

C'est dire que pour un angle lacet-tangage égal à ∓3°, un objet écarté de ±6,35° serait révélé aussi clairement que celui situé dans la direction 0.

A 500 m dans cette situation, un objet situé à 55 m perpendiculairement à la direction 0, verrait son image se superposer à l'image réelle.

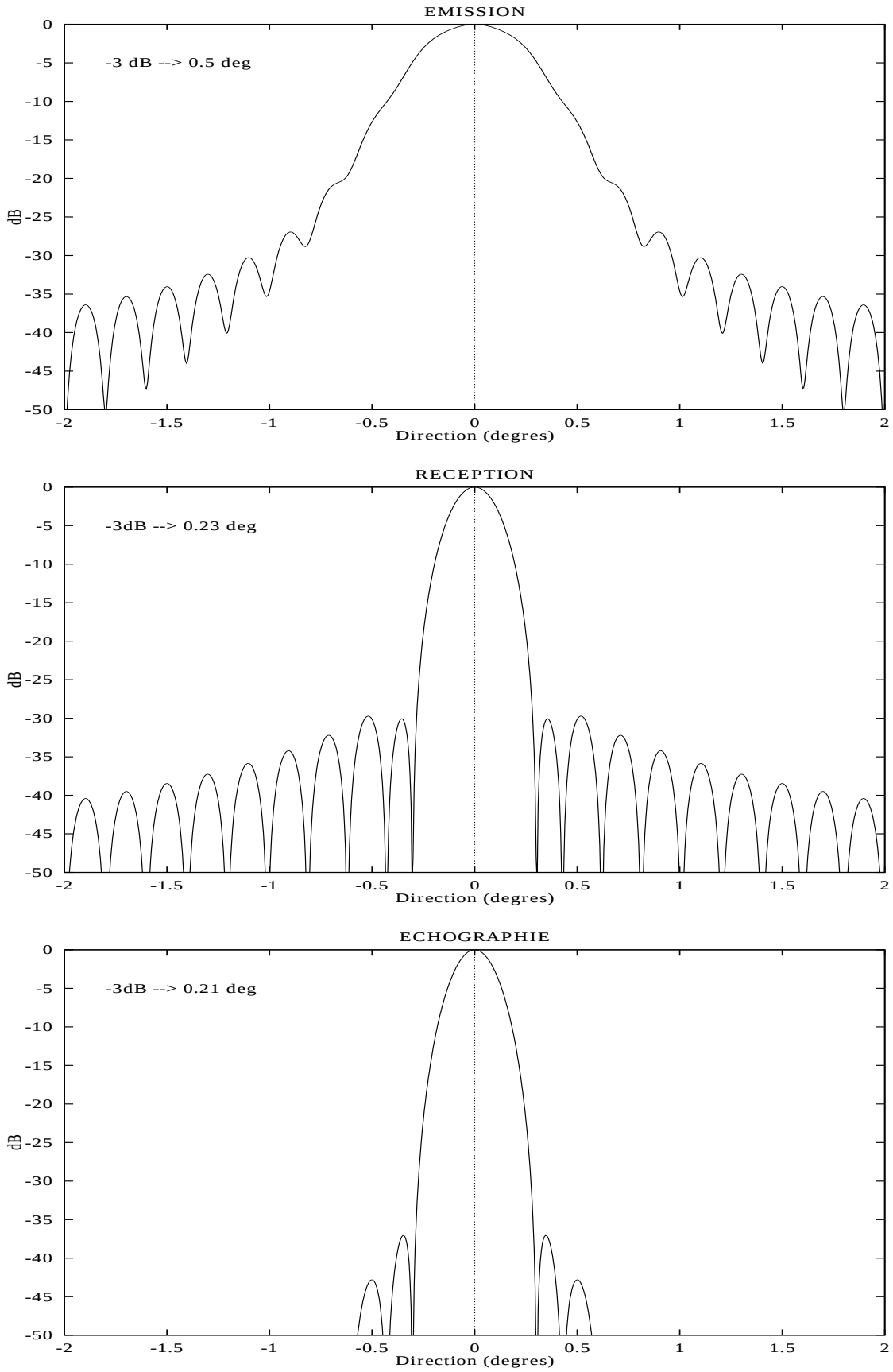


Figure 3.7 : Lobes secondaires et Résolution, Apodisation Gaussienne
N = 32 - P = 120 mm - ν_0 = 112.3 kHz - Apodisation Gaussienne
Portée 500 m - Focale: Emission: 150 m - Réception : 500 m

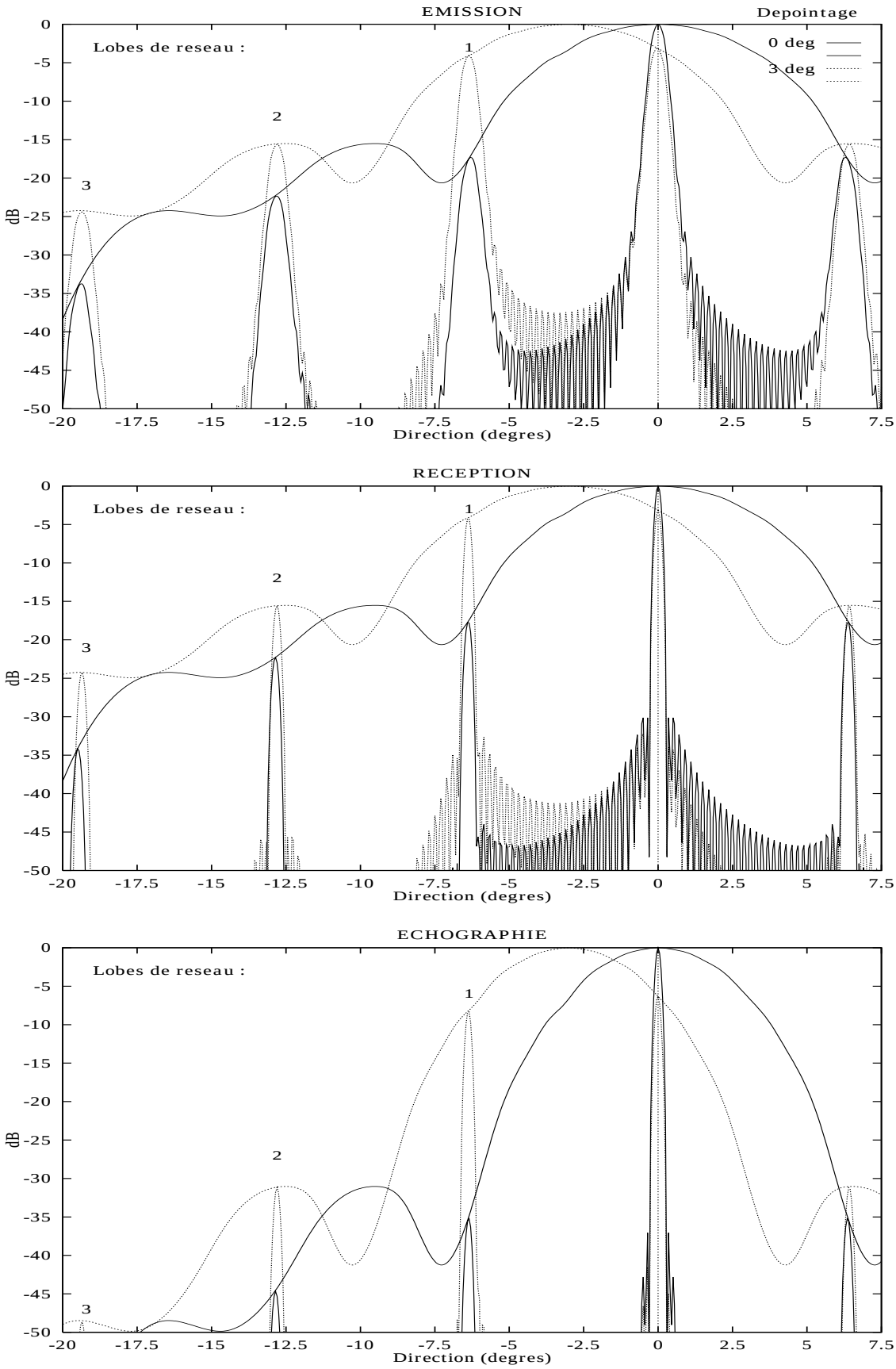


Figure 3.8 : Lobes de réseau - Compensation 0° et 3°
N = 32 - P = 120 mm - ν_0 = 112.3 kHz - Apodisation Gaussienne
Portée 250 m - Emission: Pas de Focalisation - Réception : Focale à 250 m

En tout état de cause, un tel système n'est pas susceptible de fournir une image propre si ce n'est en situation où la compensation d'attitude n'est pas utile. Cette configuration de réseau unique ne peut donc être adoptée et une solution doit être trouvée pour éradiquer les lobes de réseau.

3.2.3 Un réseau différent pour l'émission

Comme on l'a vu, le problème des lobes de réseau provient de la répétition périodique du motif élémentaire du réseau. Nous avons envisagé une solution simple qui nécessite un réseau supplémentaire dont la fonction est exclusivement émissive pour introduire une autre périodicité qui vient en quelque sorte interférer de façon destructive avec la première.

3.2.3.1 Détermination des caractéristiques du réseau d'émission

Puisqu'on connaît les directions d'interférences constructives, déterminées par le pas du réseau, il faut faire en sorte que la superposition des lobes de réseau de l'émetteur et du récepteur ne puisse se produire.

Imposons donc aux lobes de réseau de l'émetteur, les directions pour lesquelles le rayonnement des récepteurs est faible.

La meilleure solution consiste à prendre un réseau émetteur de pas plus faible et de placer le lobe émetteur d'ordre 1 entre les lobes récepteurs d'ordre 1 et 2:

$$\frac{\lambda_0}{P_R} < \frac{\lambda_0}{P_E} < 2\frac{\lambda_0}{P_R} \Leftrightarrow P_R > P_E > \frac{P_R}{2}.$$

Le pas du réseau émetteur est choisi à $P_E = 3P_R/2$, soit 80 mm.

L'émetteur produit par conséquent un réseau de taches focales au pas angulaire de 9.57°. La superposition de lobes d'émission et de réception survient, outre dans la direction 0°, lorsque

$$\frac{n}{P_R} = \frac{m}{P_E} \Leftrightarrow \frac{n}{m} = \frac{P_R}{P_E} = \frac{3}{2}.$$

Se superposent donc le lobe d'ordre 3 du récepteur et celui d'ordre 2 de l'émetteur c'est à dire pour $\theta = \pm 19.2°$, aux limites du domaine de rayonnement des transducteurs.

Comme précédemment, on souhaite disposer à l'émission d'un faisceau plus ouvert qu'en réception. Un réseau plus court offre la solution en limitant du même coup le nombre de transducteurs.

On estime pouvoir conserver une puissance d'émission suffisante avec 36 des éléments émetteurs étudiés au chapitre 2. Le réseau atteint ainsi une longueur de 2.88 m.

3.2.3.2 Fonctionnement échographique

On a reproduit sur la Figure 3.10 les différents diagrammes de rayonnement du système ainsi constitué.

Pour retrouver avec 36 éléments au pas de 80 mm une ouverture à l'émission de 0.5° à 500 m, on focalise le réseau émetteur à 150 m.

Cette configuration à deux réseaux dont le rapport entre les pas est 3/2, parvient à rejeter les lobes de périodicité dans le rayonnement effectif du système, à des niveaux acceptables, inférieurs à -40 dB, et ce dans tout le domaine de la compensation d'attitude.

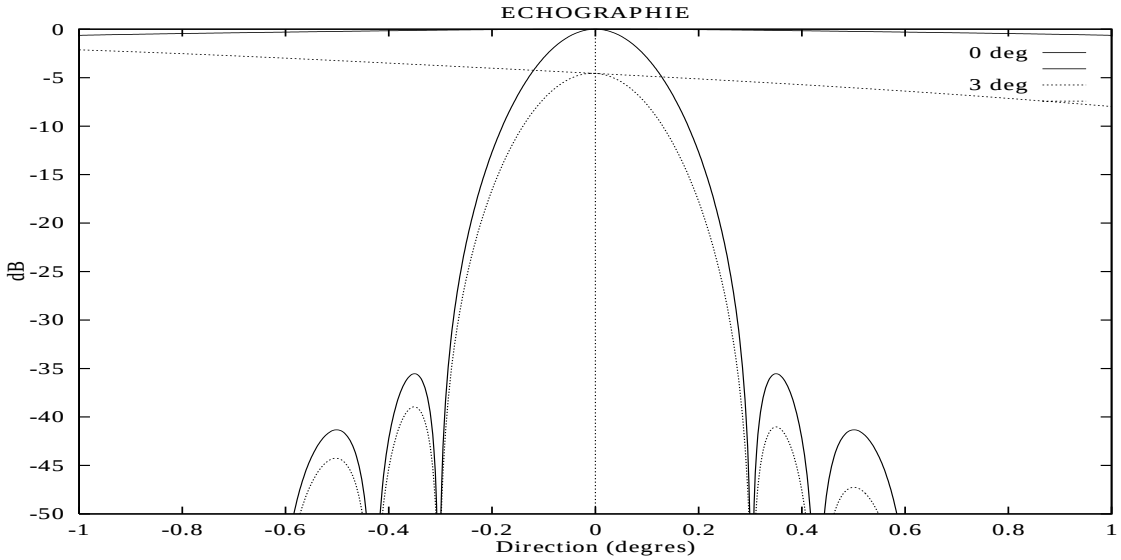


Figure 3.9 : Lobes secondaires et Résolution - Portée = 500 m - Compensation 0° et 3°
Emission : N_E = 36 - P_E = 80 mm *Réception : N_R = 32 - P_R = 120 mm*
Focale = 150 m - Apodisation Gaussienne *Focale = 500 m - Apodisation Gaussienne*

Sur la Figure 3.9, notons pour le lobe principal une baisse de 4.5 dB sous l'effet d'un dépointage extrême du faisceau à 3° et de la directivité élémentaire.

La compensation n'affecte pas la largeur à -3 dB de manière perceptible, elle reste égale à 0.2°.

A compensation nulle, le niveau des deux premiers lobes secondaires est de -35.5 dB dans la direction ±0.35° et -41.3 dB à ±0.5°.

Le dépointage associé à la directivité élémentaire modifie peu et de façon asymétrique le niveau relatif des lobes secondaires, qui reste toutefois inférieur à -35 dB.

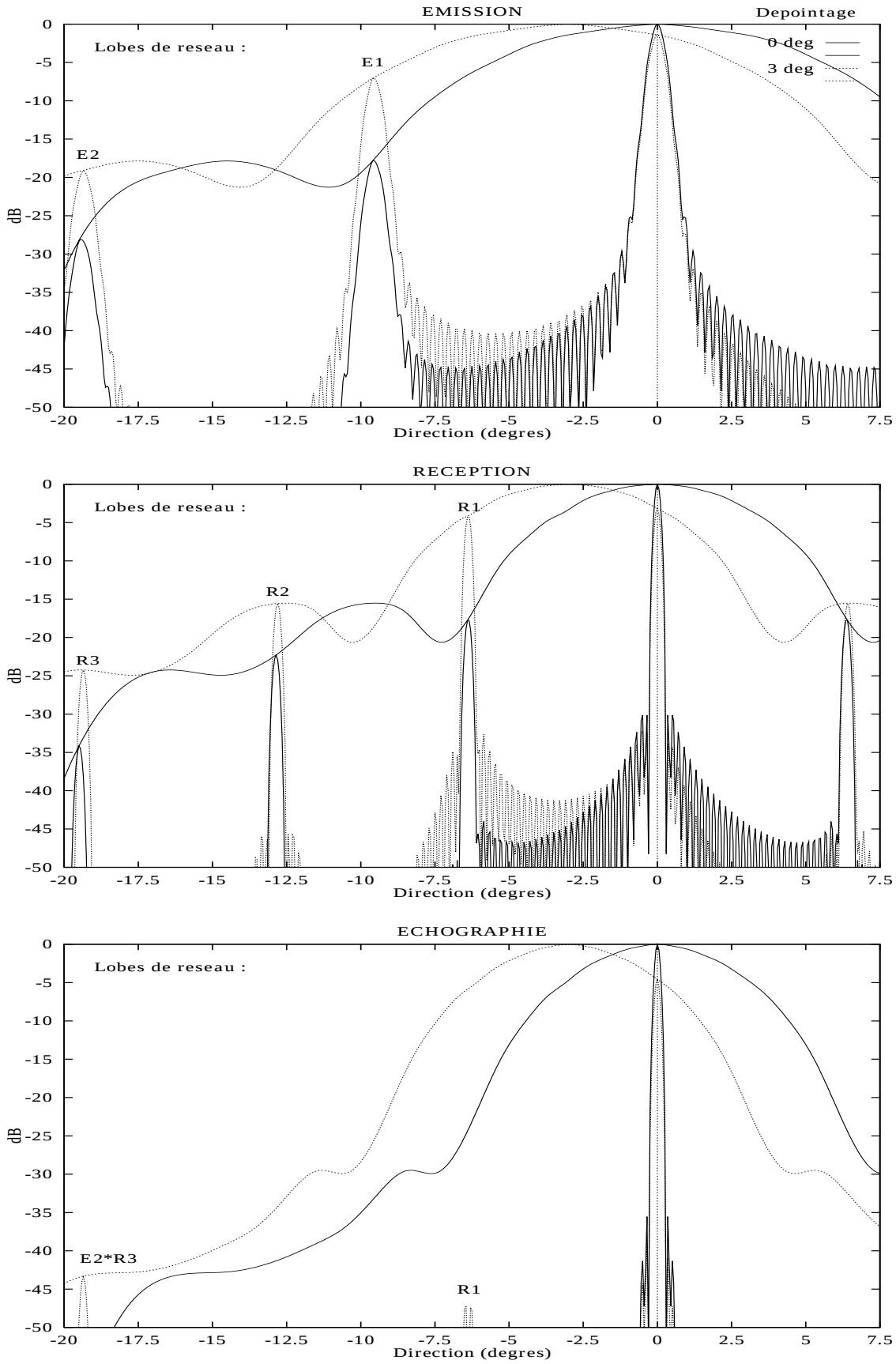


Figure 3.10 : Lobes de réseau - Portée = 500 m - Compensation 0° et 3°

Emission : N_E = 36 -P_E = 80 mm *Réception : N_R = 32 - P_R = 120 mm*

Focale = 150 m - Apodisation Gaussienne *Focale = 500 m - Apodisation Gaussienne*

3.2.4 Influence des inhomogénéités de réseau.

Le mode de fabrication des transducteurs élémentaires et des modules implique nécessairement la dispersion des caractéristiques électriques et acoustiques. Cette dispersion doit être quantifiée pour s'assurer qu'elle n'affectent pas sensiblement les résultats théoriques.

Les inhomogénéités que nous avons pu mettre en évidence concernent les grandeurs dont on peut avec une précision suffisante réaliser la mesure. Il s'agit de grandeurs électriques, en l'occurrence les capacités, et, du point de vue acoustique, des niveaux élémentaires naturels en émission ou en réception (efficacité et sensibilité).

Concernant les déphasages élémentaires intrinsèques, on ne dispose pas de moyen de mesure fiable. Nous en avons donc fait une modélisation aléatoire et observé l'influence couplée des écarts d'amplitude et de phase sur les rayonnements.

3.2.4.1 Caractérisation électrique.

La caractérisation électrique des réseaux n'a pour but que de déceler les éléments défectueux. Aucun des 16 modules ne montre de défaut grave, mais une vue d'ensemble de ces mesures de capacité montre une possible corrélation entre les écarts et la distribution par module. Ceci apparaît de manière plus évidente pour le réseau émetteur, dans lequel on distingue des triplets d'éléments appartenant à un même module et montrant des capacités de même tendance.

La capacité électrique des émetteurs est en valeur moyenne égale à 1720 pF. Les 2 réseaux récepteurs présentent la même capacité élémentaire moyenne égale à 1970 pF. Rappelons que ces capacités comportent celle du câble coaxial de 12 m invariante et égale à 1200 pF.

Les distributions des écarts relatifs de capacité électrique sont représentées par les histogrammes de la Figure 3.11. Les écarts types (2% pour les émetteurs, 1% pour les récepteurs) sont assez faibles pour pouvoir raisonnablement négliger les perturbations induites.

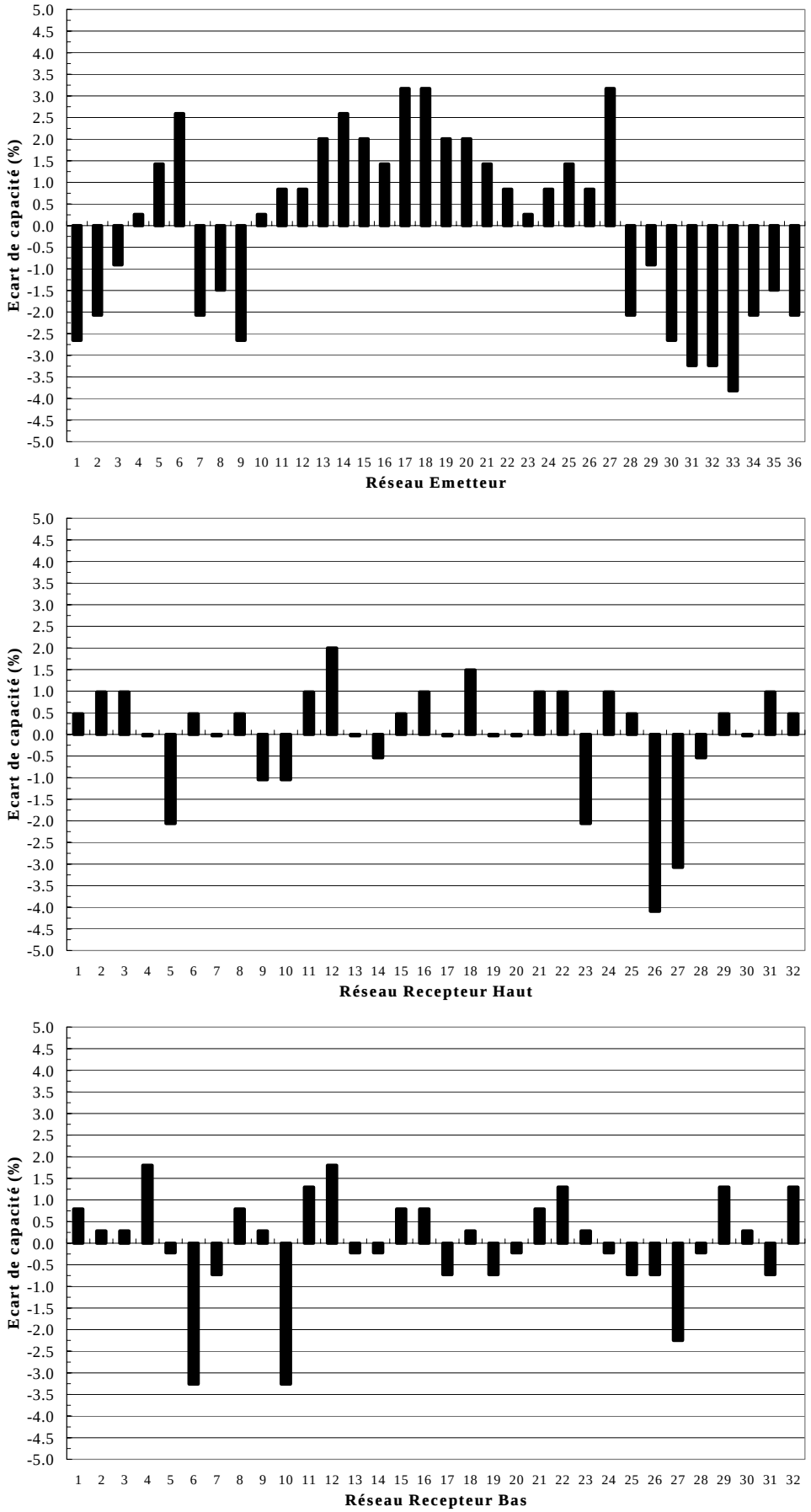


Figure 3.11 : Histogrammes des écarts de capacité pour les trois réseaux

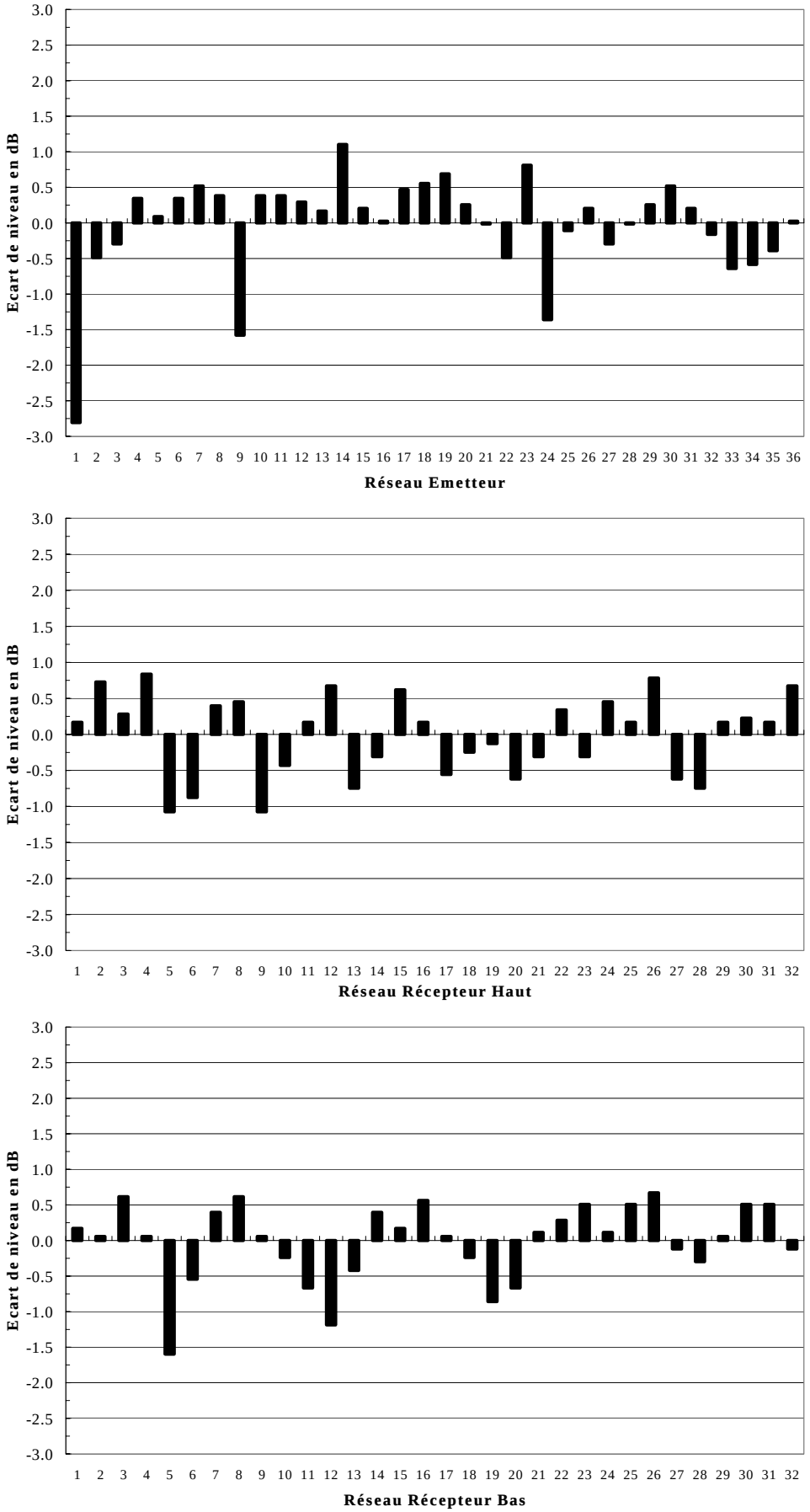


Figure 3.12 : Histogrammes des écarts de niveaux pour les trois réseaux

3.2.4.2 Ecarts d'amplitude et de phase.

3.2.4.2.1 Mesure et influence des écarts d'amplitude.

Pour déterminer les perturbations d'apodisation des réseaux, on relève le niveau des signaux élémentaires obtenus avec une excitation identique pour chaque élément et sans apodisation imposée.

On donne en Figure 3.12 une représentation des écarts relatifs de niveau acoustique en décibels. L'effet de ces dispersions d'amplitude peut être mesuré en étudiant les rayonnements théoriques qui résultent de leur intégration au modèle (Figure 3.13).

La distorsion de la fonction d'apodisation se traduit, comme il était prévisible, par une augmentation sensible du niveau des lobes secondaires et particulièrement des lobes secondaires lointains. Si cette transformation est importante en considérant individuellement l'émission et la réception, on remarque que la dégradation n'est pas répercutée dans les mêmes proportions en mode échographique où leur niveau reste tout à fait acceptable.

Il faut noter paradoxalement que la résolution n'est en rien affectée par cette distorsion, le lobe principal comme les lobes de réseau sont en coïncidence parfaite.

3.2.4.2.2 Modélisation et influence des écarts de phase.

En ce qui concerne les écarts de phase, le seul recours pour évaluer leur influence en l'absence de toute mesure, est la modélisation. Nous avons choisi d'affecter à chaque élément une erreur de phase aléatoire dont la distribution suit une loi normale. On choisit une variance égale à 13.5°, ce qui correspond à un défaut de 0.5 mm dans la position latérale de l'élément.

Ces erreurs de phase sont couplées aux écarts d'amplitude précédemment mesurés et introduits dans le modèle pour produire les diagrammes de rayonnement de la Figure 3.14.

Si on compare ces diagrammes à ceux de la Figure 3.13 qui prennent seuls en compte les écarts d'amplitude, on constate la prépondérance de l'effet des erreurs de phase. Dans les diagrammes d'émission et de réception, le niveau des lobes secondaires lointains est encore plus nettement relevé.

Là encore, le résultat échographique garde un niveau de lobes secondaires correct et la résolution ne subit aucune dégradation.

Pour ce qui est des lobes de réseau (Figure 3.15), on observe pour 3° de compensation, le réveil du lobe d'ordre 1 des récepteurs. Ce résultat pris dans une situation extrême montre l'importance qu'il faut attacher à la position relative des éléments tout au long de la construction de l'antenne.

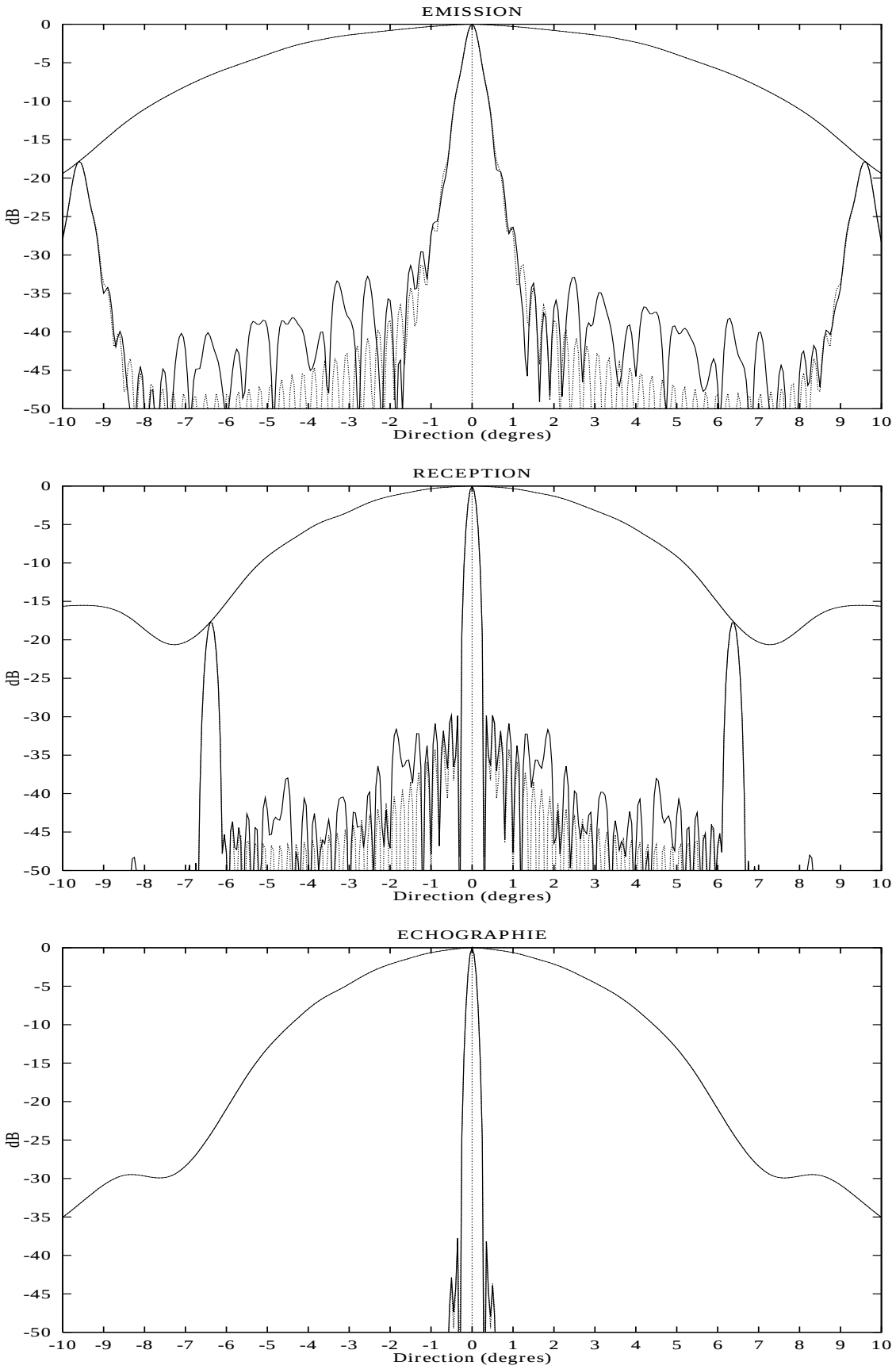


Figure 3.13 : Diagrammes intégrant les défauts élémentaires d'amplitude
Comparaison aux diagrammes idéaux

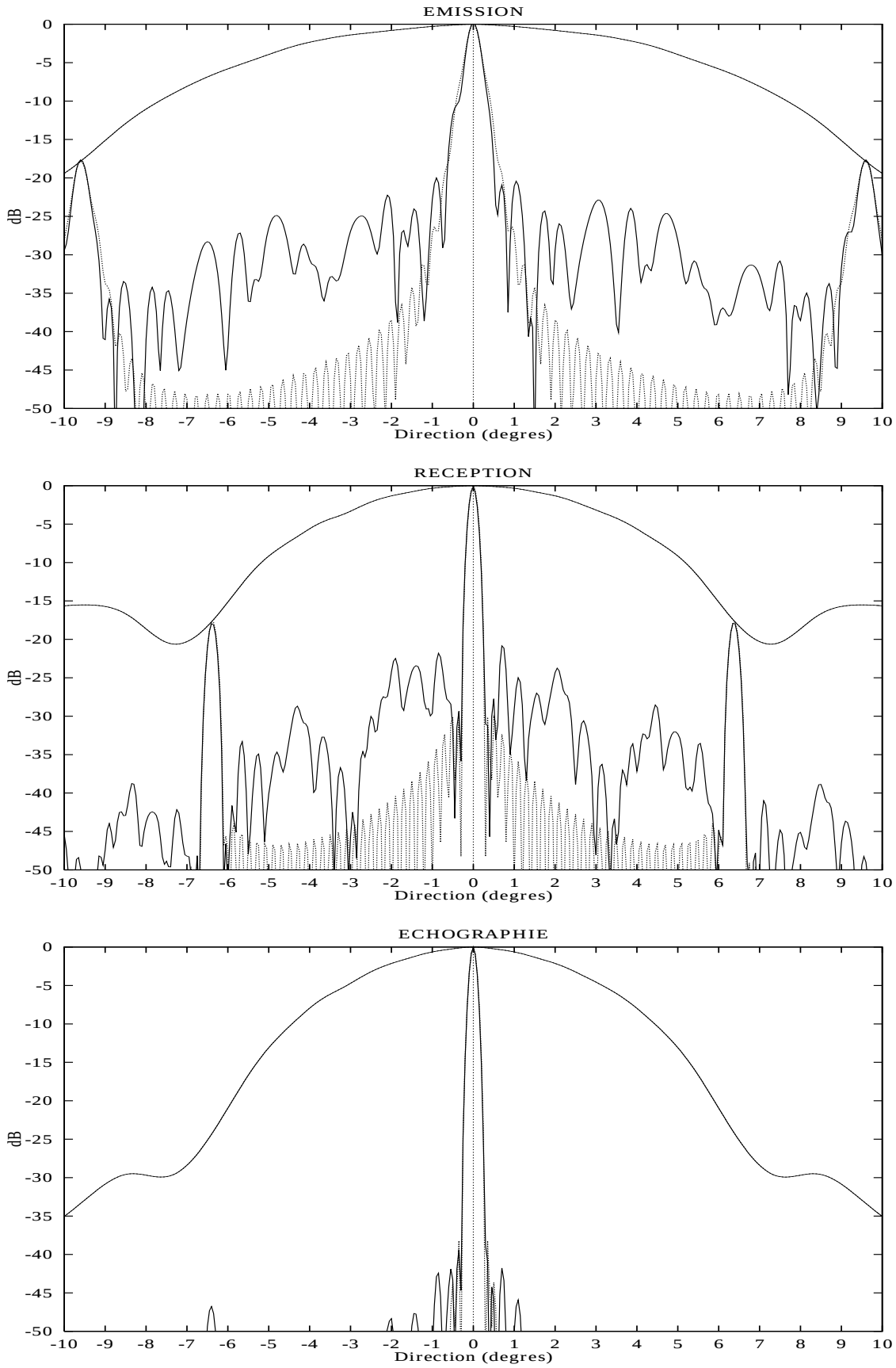


Figure 3.14 : Diagrammes à 500 m avec les défauts élémentaires d'amplitude et de phase - Comparaison aux diagrammes idéaux

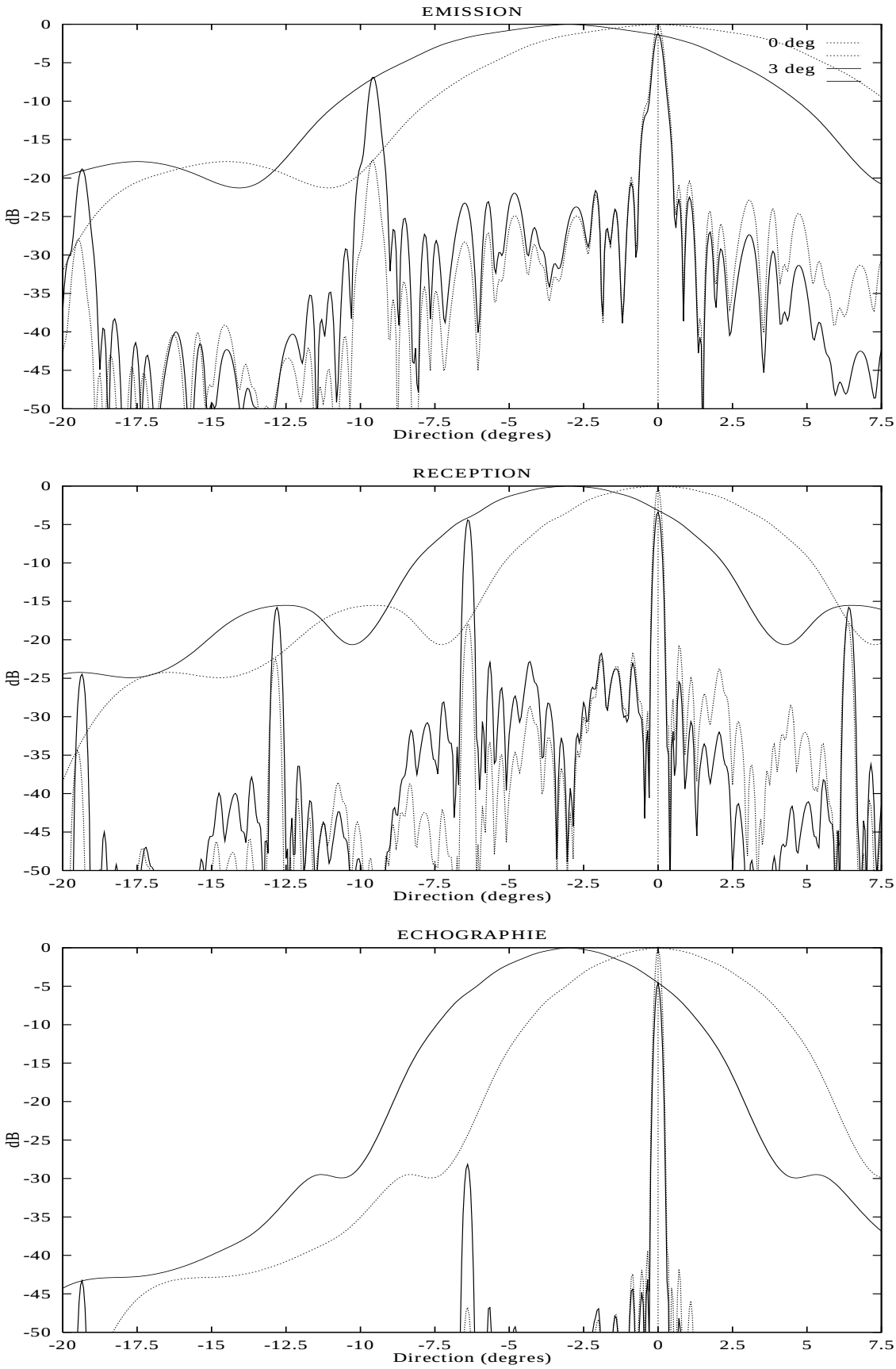


Figure 3.15 :Diagrammes à 500 m
Lobes de réseau avec écarts de phase et d'amplitude.
Dépointages 0° et 3°

3.3 La focalisation dynamique.

Les images de sonar latéral sont constituées de lignes qui correspondent chacune à un cycle de tir. Ce cycle comprend d'abord une émission très courte (quelques millisecondes) à laquelle est associée une configuration unique de phases et d'amplitudes. Dès la fin de l'émission, débute la réception qui dure le temps nécessaire au retour de l'écho le plus lointain (1.33 seconde pour 1000 m de portée). Dans cette deuxième phase, les réseaux récepteurs peuvent voir leur configuration modifiée à chaque instant de manière à adapter le faisceau à la distance observée et à la direction voulue. C'est cette opération d'adaptation en temps réel qu'on appelle la focalisation dynamique.

3.3.1 Elargissement du faisceau à l'émission.

Le prototype dispose des moyens de compenser la déviation de la plate-forme à l'instant du tir avec une précision de 0.5°, et le faisceau transmis doit avoir une ouverture au moins égale. Par ailleurs le dispositif actuel ne permet pas de solidariser le capteur d'attitude à l'antenne et, dans des conditions de mer défavorables, les informations qu'il délivre peuvent ne pas traduire précisément les déviations de l'antenne. Si l'on veut insonifier avec certitude la totalité de la zone qui sera explorée en réception, le faisceau doit être élargi.

Ceci est réalisé en jouant des possibilités combinées d'apodisation et de focalisation. Deux configurations focales permettent d'ouvrir le faisceau. On peut soit focaliser à courte portée, soit choisir une distance focale négative, ce qui revient à simuler une source acoustique ponctuelle en arrière du réseau. La deuxième solution est préférable parce qu'elle engendre un faisceau qui diverge de façon monotone.

Contrairement à une situation classique (focale positive) où, comme nous l'avons vu, il est préférable de faire appel à une fonction gaussienne pour l'apodisation du réseau, on a observé que la parabole offre, pour les focales négatives, en plus d'une puissance supérieure, un filtrage spatial meilleur pour les courtes portées et un rayonnement plus homogène sans élever de façon rédhibitoire le niveau des lobes secondaires. A grande portée, le résultat est quasiment identique à celui obtenu avec une fonction gaussienne.

Le tableau associé à la Figure 3.16 présente les résultats pour 5 distances focales négatives. L'ouverture angulaire décroissant sur la fauchée, on a déterminé ses valeurs à 250, 500 et 1000 m qui permettront, en fonction de la distance maximale d'exploration, de choisir le faisceau d'émission adapté.

Remarquons que cette opération tend à réduire l'énergie acoustique qui parvient sur le fond par unité de surface. Il faut donc privilégier les ouvertures les plus faibles pour minimiser la perte de sensibilité du système. Ainsi dans de bonnes conditions, c'est à dire pour une mesure d'attitude fiable, et selon la distance d'exploration, le choix d'émission doit être limité aux deux premières ouvertures, de focale -325 m et -140 m.

Par la suite les résultats échographiques seront présentés considérant l'ouverture à l'émission la plus faible.

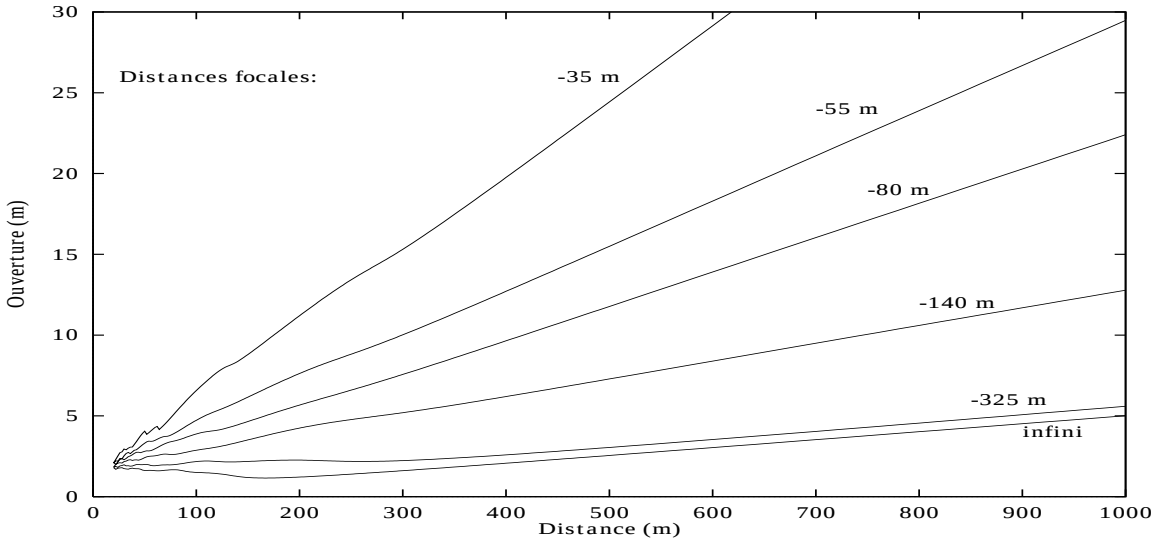


Figure 3.16 : 6 courbes de largeurs à -3 dB du faisceau à l'émission correspondant à 5 focales négatives et à la focalisation à l'infini.

Ouverture du Faisceau à l'émission			
D_f	Portée		
	250 m	500 m	1000 m
-325 m	0.5°	0.35°	0.3°
-140 m	1°	0.8°	0.7°
-80 m	1.5°	1.35°	1.3°
-55 m	2°	1.8°	1.7°
-35 m	3°	2.8°	2.75°

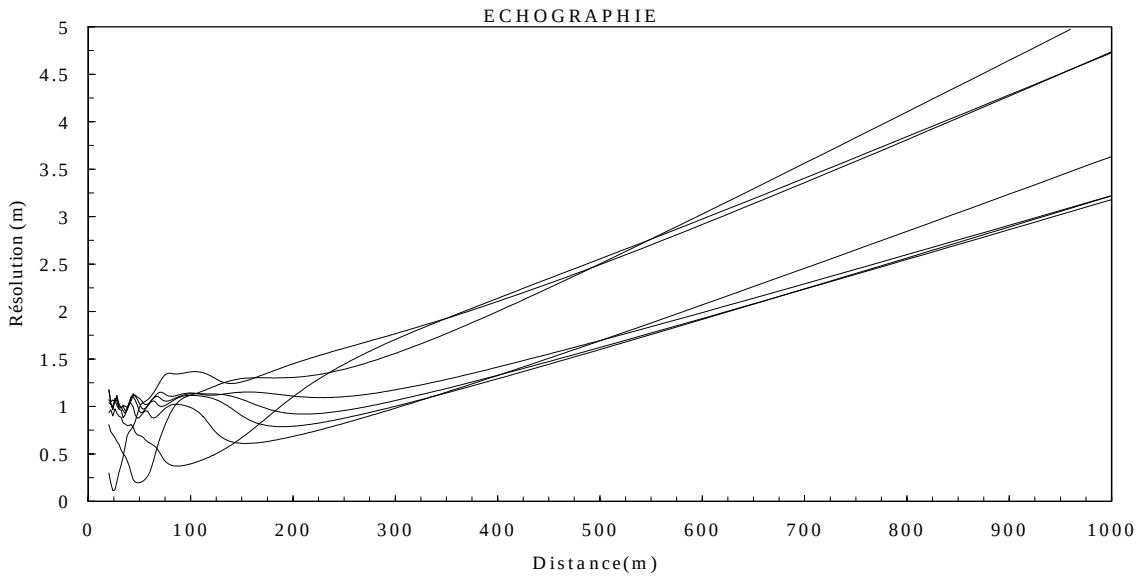


Figure 3.17 : Courbes de résolution entre 0 et 1000 m
focales en réception : 25, 50, 100, 250, 500, 1000 m et l'infini
L'émetteur est focalisé à -325 m.

3.3.2 Focalisation du réseau récepteur

Au cours de la réception, l'apodisation et les déphasages des réseaux récepteurs sont modifiés, en fonction du temps et donc de la zone observée, selon une voie préformée caractérisée par un angle compensateur et une distance focale. On va établir ici les capacités de résolution du système focalisant et déterminer les configurations qui procurent une résolution constante de 1 m sur une distance aussi grande que possible.

3.3.2.1 Les possibilités de la focalisation dynamique

La Figure 3.17 donne quelques courbes de largeur échographique à -3 dB, qui couvrent le domaine de résolution du système sur les 1000 m de distance que nous espérons pouvoir explorer.

La focalisation du faisceau en réception a pour effet de ramener à la distance focale un diagramme de rayonnement identique à celui obtenu naturellement à l'infini. On dispose alors à cette distance de l'ouverture angulaire la plus faible ($\theta_{min} = \lambda_0/L = 0.2°$) et par conséquent de la meilleure résolution Δx_{min}.

$$\Delta x_{min} = r_{max}.\theta_{min}.$$

N'oublions pas toutefois qu'à la réception il faut superposer l'émission, ce qui dégrade légèrement la résolution.

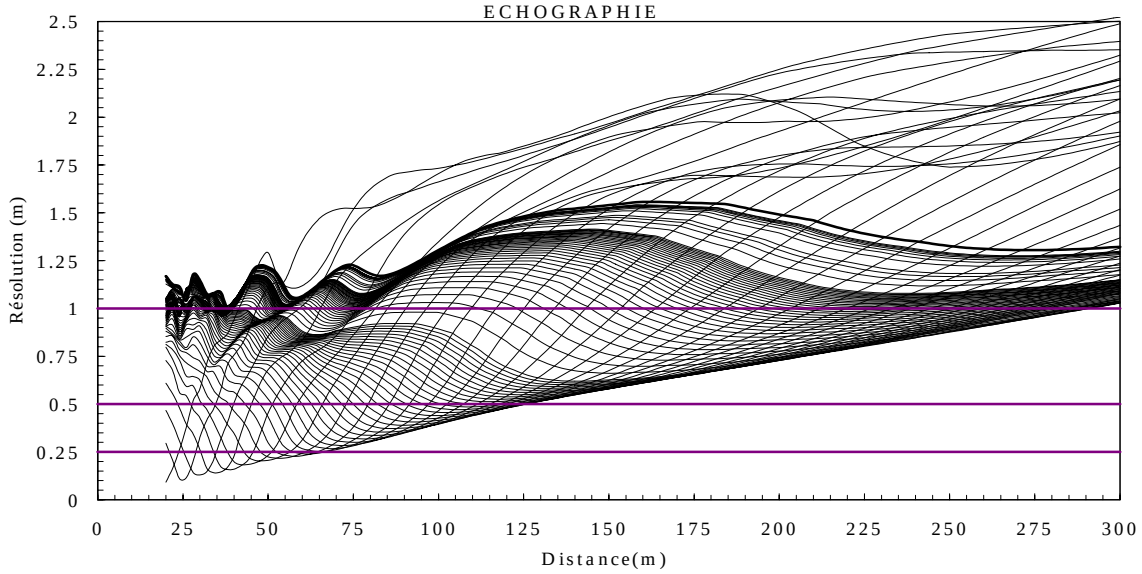


Figure 3.18 : Courbes de résolution entre 20 et 300 m
Focales en réception : 20 à 200 m - 200 à 1000 m - 1000 m à l'infini
Emetteur focalisé à -325 m.

La Figure 3.18 illustre ce propos en montrant le faisceau des courbes de résolution échographique du système utilisant effectivement les 32 récepteurs pour des focales comprises entre 20 m et l'infini.

D'après cette figure on peut constituer des bandes de longueur limitée à r_{max}, ayant une résolution Δx_{min} constante. Il suffit pour cela d'associer à chaque distance $r < r_{max}$ la focale qui lui procure la résolution voulue.

On voit ainsi qu'il est possible de disposer jusqu'à près de 300 m d'une résolution constante de 1 m. Mais on peut aussi bien envisager de préformer des faisceaux qui offrent jusqu'à 125 m une résolution de 50 cm ou encore de 25 cm jusqu'à 70 m.

Qui plus est, les réseaux permettent de disposer d'ouvertures réduites qui peuvent être utilisées pour explorer la zone très proche.

Moyennant un volume suffisant pour stocker les voies préformées, on dispose donc d'un engin capable, grâce aux réseaux et à la focalisation dynamique, de réaliser des images du plateau continental dont la résolution est homogène sur près de 300 m de distance, capable encore, en se rapprochant du fond, d'obtenir des images plus détaillées à plus courte portée, dont la résolution est au choix de l'opérateur.

Au delà de ces zones de résolution constante, l'engin fonctionne comme un sonar classique avec une résolution divergente. L'ouverture du faisceau reste toutefois très faible autour de 0.25°. Entre 300 et 1000 m, la résolution du système varie de 1 m à 4 m; elle est égale à 2 m à 500 m

3.3.2.2 Des zones focales pour une résolution constante égale à 1 m

Si on envisage de réaliser l'adaptation de la distance focale au rythme de l'échantillonnage temporel des échos (256 µs), les voies préformées atteignent un volume rapidement conséquent.

Pour 1000 m de portée il faut en effet stocker 5200 focales différentes pour chacun des angles de compensation et pour chaque transducteur. On arrive ainsi à plus de 5 millions de phases précalculées à stocker.

Dans le cas du prototype, pour lequel nous avons choisi la résolution constante de 1 m, on peut simplifier le problème de manière efficace en choisissant judicieusement les focales.

On détermine celles qui disposent d'une profondeur de champ aussi importante que possible, c'est à dire pour lesquelles la résolution évolue lentement dans une zone donnée.

De plus, on peut tolérer d'une zone à l'autre une discontinuité de la résolution imperceptible sur l'image que nous avons fixée à 10%, soit ±5 cm au maximum.

Les réseaux de réception du prototype disposent de 16 zones focales qui sont réparties de manière optimale entre 0 et 1000 m.

Cette optimisation de la résolution prend en compte non seulement l'ouverture échographique à -3 dB mais aussi le niveau à -30 dB pour éviter l'émergence de lobes secondaires. Elle joue sur la distance focale mais aussi sur la fonction d'apodisation dont on adapte la valeur aux extrémités. De plus, pour les courtes portées, le nombre de transducteurs actifs est réduit à 30.

La Figure 3.19 montre la courbe de résolution obtenue avec ces 16 zones focales ainsi que celle du niveau -30 dB.

La résolution varie de moins de 10% autour de 1 m jusqu'à 255 m de distance. et les lobes secondaires restent à un niveau inférieur à -30 dB sur toute la fauchée.

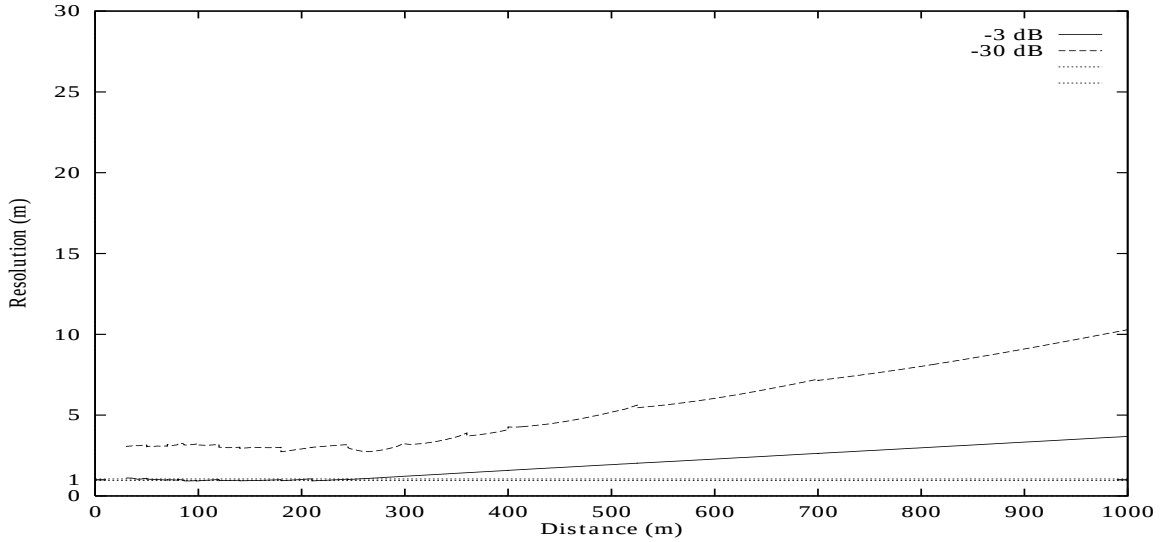


Figure 3.19 : Courbe de résolution obtenue avec 16 zones focales
Courbe de niveau -30 dB

3.4 Expériences en bassin

Les premières expériences sur les réseaux visent à s'assurer du bon fonctionnement de l'électronique et de l'exactitude de la programmation des voies préformées. Dans un premier temps, nous utilisons une portion de l'antenne pour comparer les rayonnements théoriques à ceux observés dans le bassin du laboratoire. Avant les campagnes en mer, la dernière série de mesures concerne l'antenne entière dont on ne peut vérifier que le fonctionnement à très courte portée.

3.4.1 Essais sur une portion d'antenne

Les premiers réseaux testés représentent un quart de l'antenne finale. Cette portion d'antenne est constituée de 4 modules et comporte 12 éléments émetteurs et 2 fois 8 éléments récepteurs. L'ouverture ainsi réduite à 1 m permet de tester la focalisation pour des distances inférieures à 10 m.

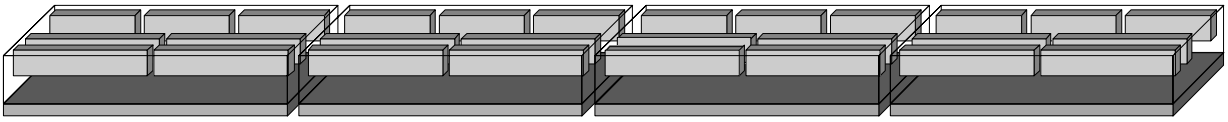


Figure 3.20 : Mini-réseau constitué de 4 modules élémentaires

Les expériences ont consisté à relever séparément les diagrammes de rayonnement à l'émission et à la réception en déplaçant la sonde étalon distante de 6 m parallèlement aux réseaux.

Etant donné le faible nombre d'éléments dans l'ouverture, on a choisi, pour les deux types de réseaux, la fonction d'apodisation qui souffre le moins du sous-échantillonnage: la parabole.

La focale de l'émetteur est négative, prise à 55 m pour ouvrir le faisceau de 5° dans le plan de la sonde où sont focalisés les réseaux récepteurs. L'orientation des faisceaux est fixée successivement à -0.5°, 1.5° et 3.5° par des voies préformées commandées manuellement.

Les diagrammes de rayonnement obtenus sont donnés en pages 83 à 85. Les résultats échographiques sont issus du produit des fonctions interpolées d'émission et de réception. Le niveau de référence est pris au maximum du rayonnement dépointé de -0.5°. Il faut préciser que le signal utilisé pour ces essais a une fréquence centrale à 100 kHz.

Ces résultats appellent plusieurs remarques :

- L'orientation des faisceaux, en sens comme en amplitude est correcte.
- Les déphasages imposés fournissent en émission et en réception les ouvertures attendues et par conséquent la résolution est conforme aux prévisions.

- Le niveau des lobes secondaires en réception et en mode échographique est sensiblement plus élevé que celui attendu. Les déphasages intrinsèques des éléments doivent expliquer ce phénomène.
- Les lobes de réseaux subsistent pour les 3 dépointages du fait de l'ouverture très large en émission qui fait se recouvrir les lobes d'ordre 1 et le lobe principal sans offrir de plage de niveau faible.

Quoiqu'il en soit, ces résultats montrent que les lois de programmation de la phase élémentaire sont justes, établissent le bon fonctionnement du système électronique et valident le modèle.

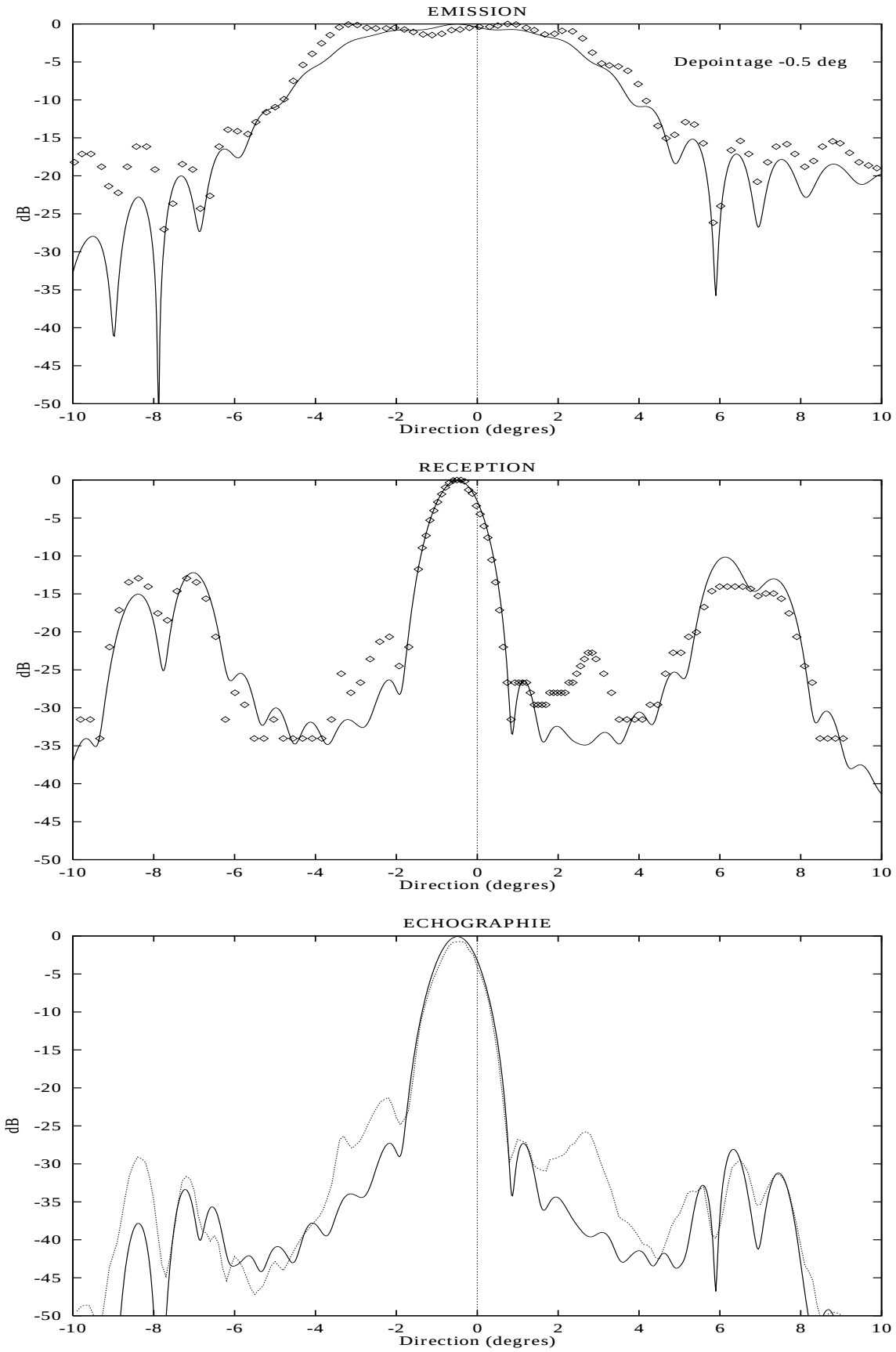


Figure 3.21 : Mini-réseau
Diagrammes de rayonnement expérimentaux et théoriques
Dépointage -0.5° - portée 6 m

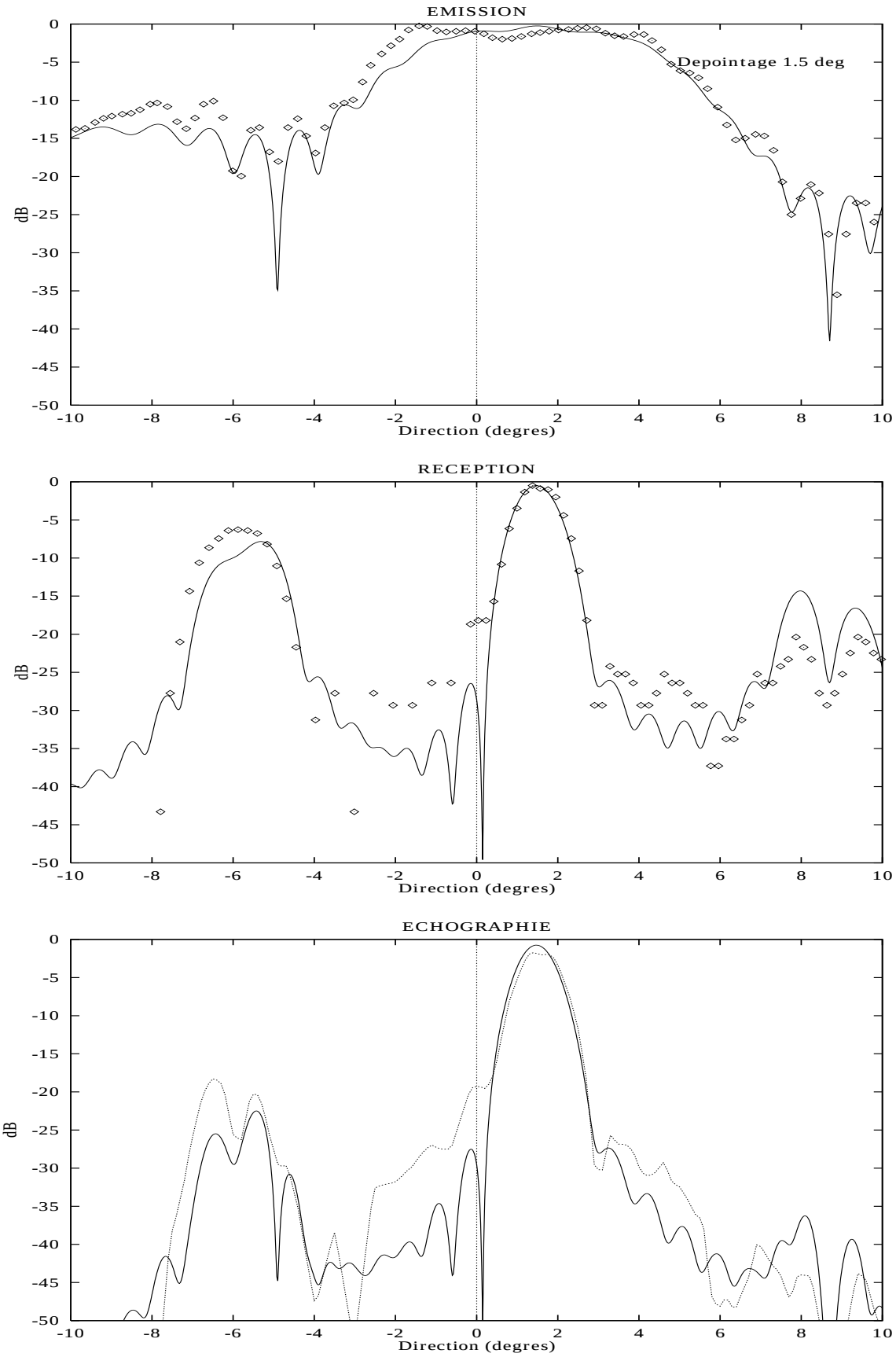


Figure 3.22 : Mini-réseau
Diagrammes de rayonnement expérimentaux et théoriques
Dépointage 1.5° - portée 6 m

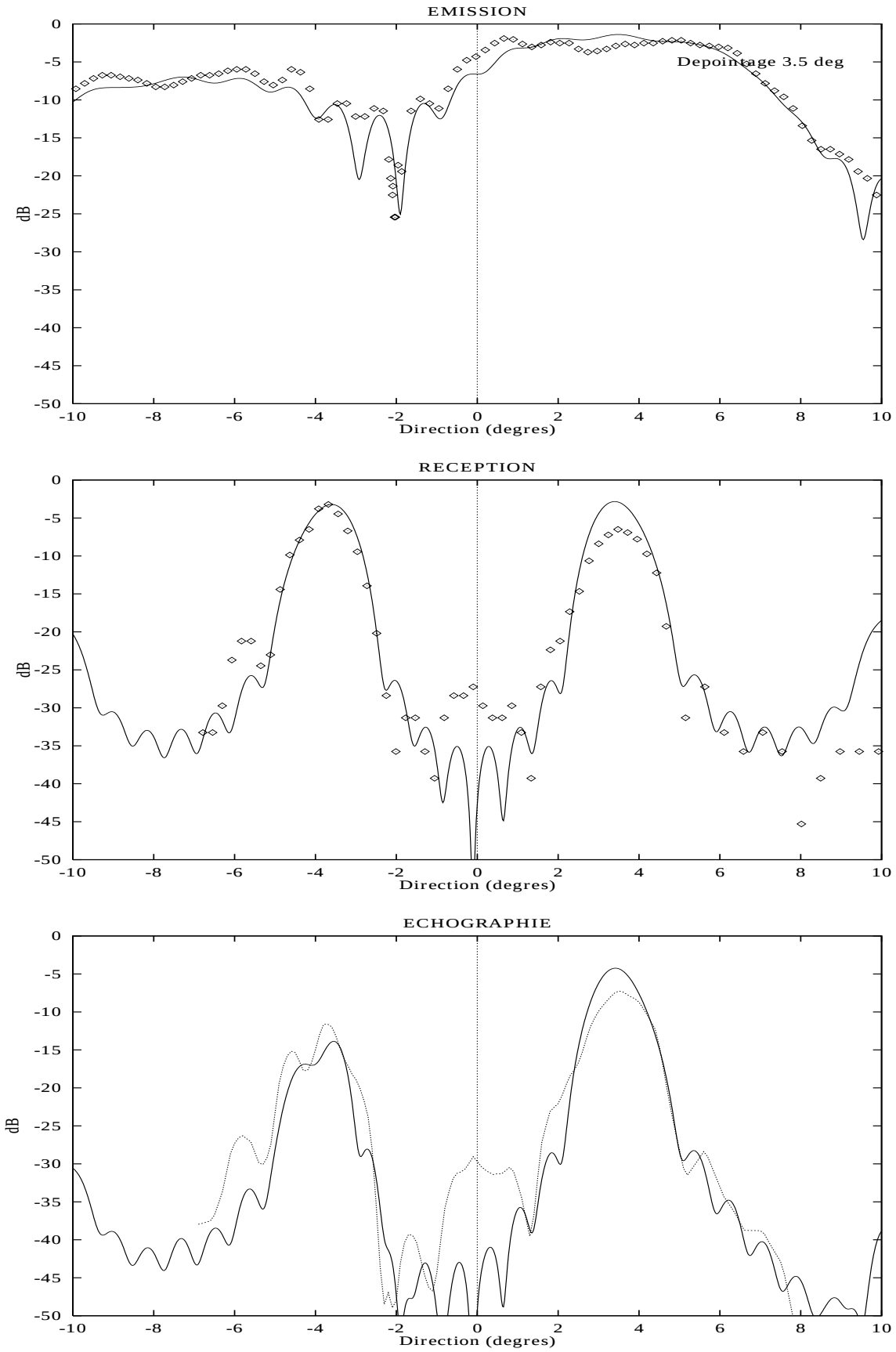


Figure 3.23 : Mini-réseau
Diagrammes de rayonnement expérimentaux et théoriques
Dépointage 3.5° - portée 6 m

3.4.2 Essais sur l'antenne à courte portée

L'étape expérimentale suivante implique naturellement l'antenne de 4 m des rayonnements de laquelle on ne peut faire aucune étude dans le bassin de 12 m.

Pour tenter de caractériser le fonctionnement de cette antenne à courte portée, une expérience analogue à la précédente est entreprise dans le bassin de 50 m dont dispose l'IFREMER à Brest. L'antenne et la sonde sont cette fois distantes de 40 m et le signal a une fréquence centrale de 112 kHz.

Malgré ses dimensions respectables, le bassin est le siège de rayonnements parasites par réflexion sur le fond, les parois et la surface qui perturbent la mesure et limitent le domaine de validité des résultats.

On explore les rayonnements pour 5 voies préformées dont les orientations sont séparées de 1°, entre 2.25° et -1.75°.

Le sonar est réglé pour émettre le faisceau d'ouverture minimale (focale -325 m), qui doit couvrir à 40 m un secteur de 5° à -3 dB. En réception on est, à 40 m, dans la première des 16 zones focales où 30 éléments sont actifs avec une apodisation gaussienne de valeur 5% aux extrémités.

Les rayonnement mesurés sont donnés pages 87 à 91

Il semble à l'émission et pour tous les dépointages étudiés que l'ouverture du faisceau soit plus large que celle prévue par le modèle. De plus, les rayonnements secondaires présentent des niveaux importants dont il est difficile d'établir l'origine.

Pour les 3 dépointages les plus faibles, le réseau d'émission joue correctement son rôle atténuateur des lobes de réseau. Pour ceux à 2.25° et -1.75°, les niveaux de rayonnement hors du lobe principal sont trop élevés pour réaliser un filtrage efficace du diagramme de réception.

En ce qui concerne le lobe échographique principal, il est la réplique de celui obtenu en réception, et, s'il présente des irrégularités pour certains dépointages, sa forme est généralement satisfaisante, avec des flancs brutaux et des lobes secondaires de niveau bas.

Les enseignements certains que l'on peut tirer de cette caractérisation concernent la validité des déphasages imposés pour le dépointage des faisceaux et la focalisation en réception. Quant à vérifier avec certitude les autres caractéristiques de rayonnement, une expérience identique en milieu ouvert, c'est à dire en mer, devrait être entreprise, ce qui ne va pas sans présenter de nombreuses difficultés.

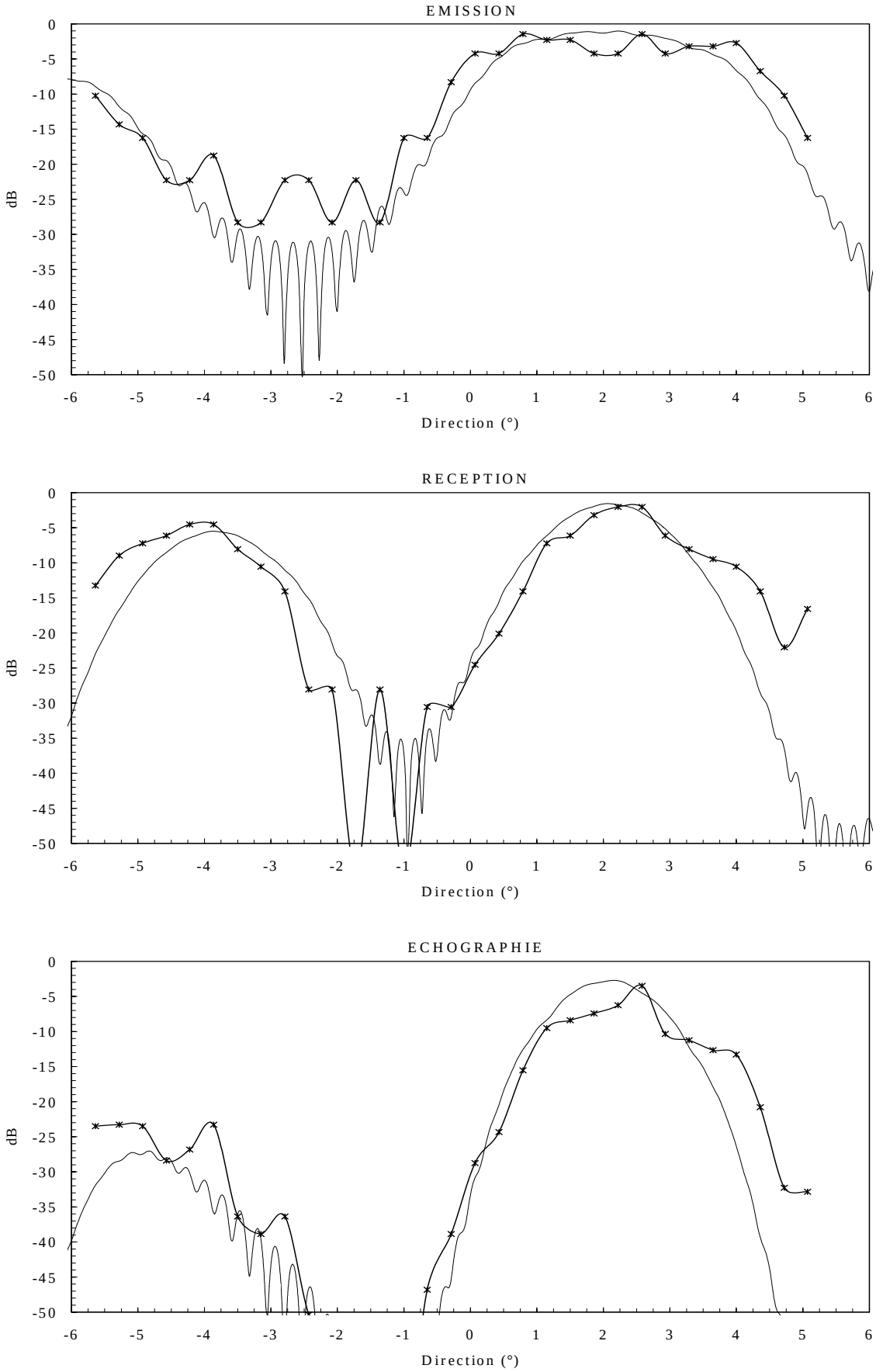


Figure 3.24 : Rayonnements à 40 m - Dépointage 2.25°

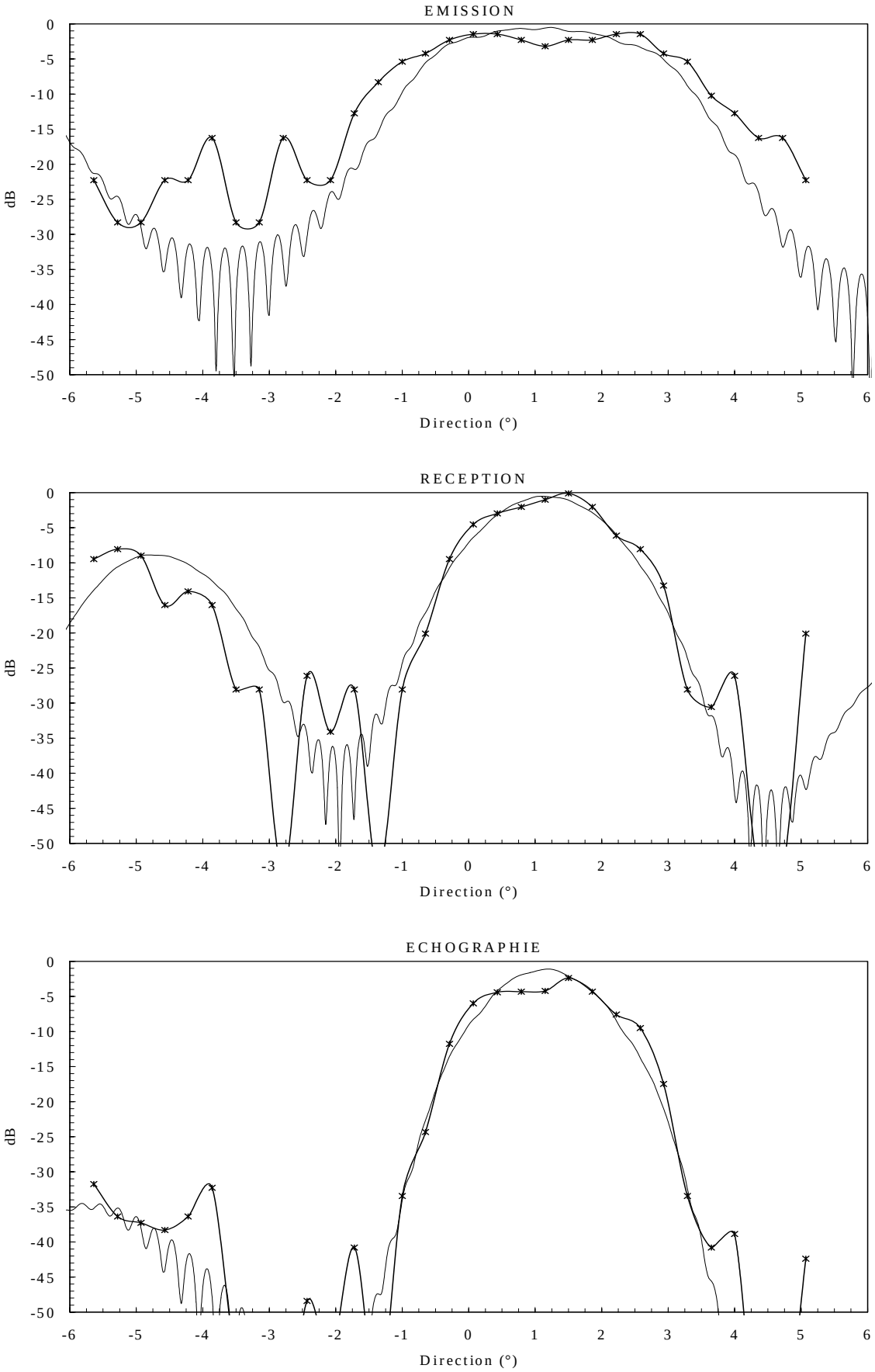


Figure 3.25 : Rayonnements à 40 m - Dépointage 1.25°

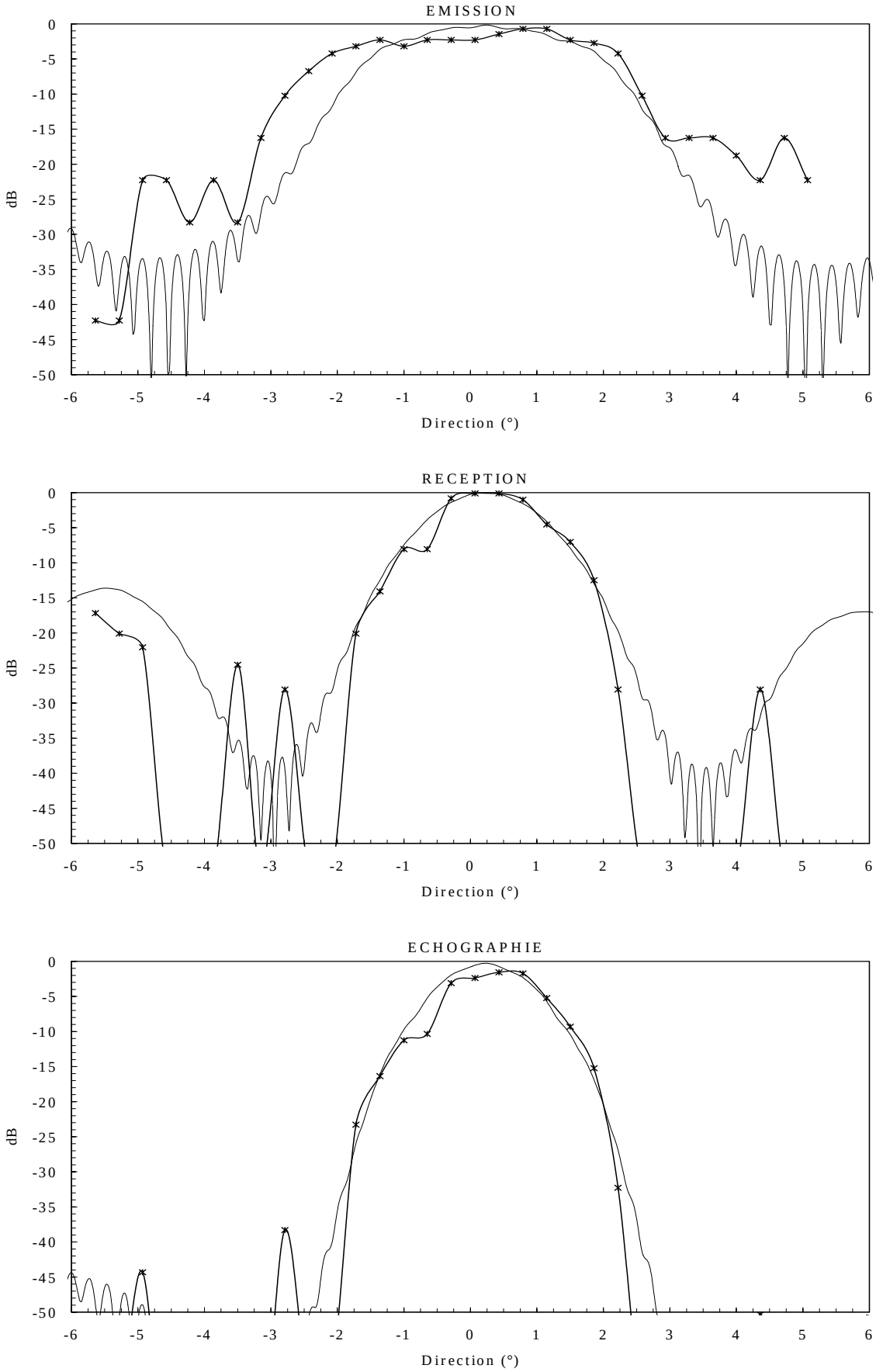


Figure 3.26 : Rayonnements à 40 m - Dépointage 0.25°

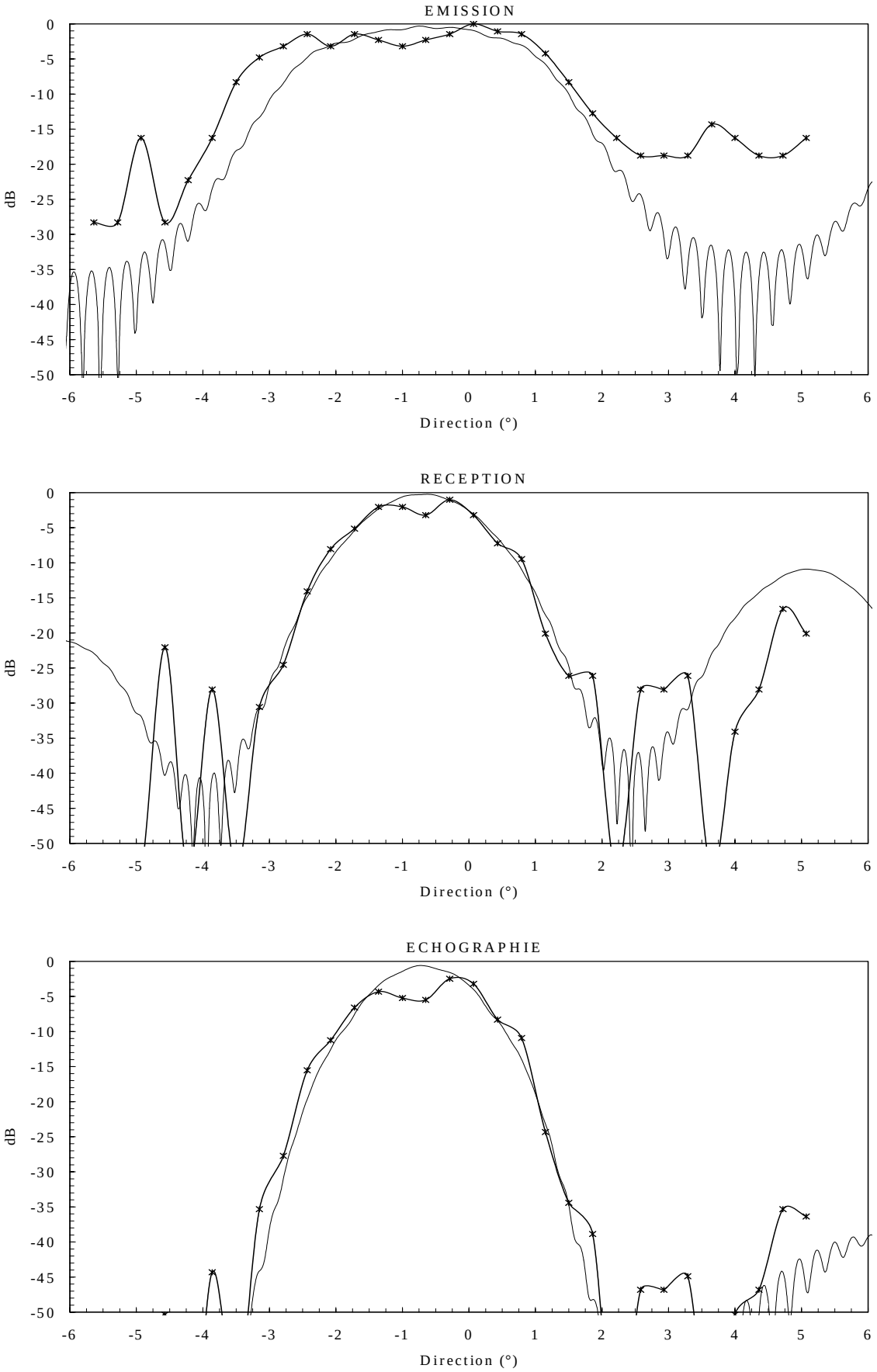


Figure 3.27 : Rayonnements à 40 m - Dépointage -.0.75°

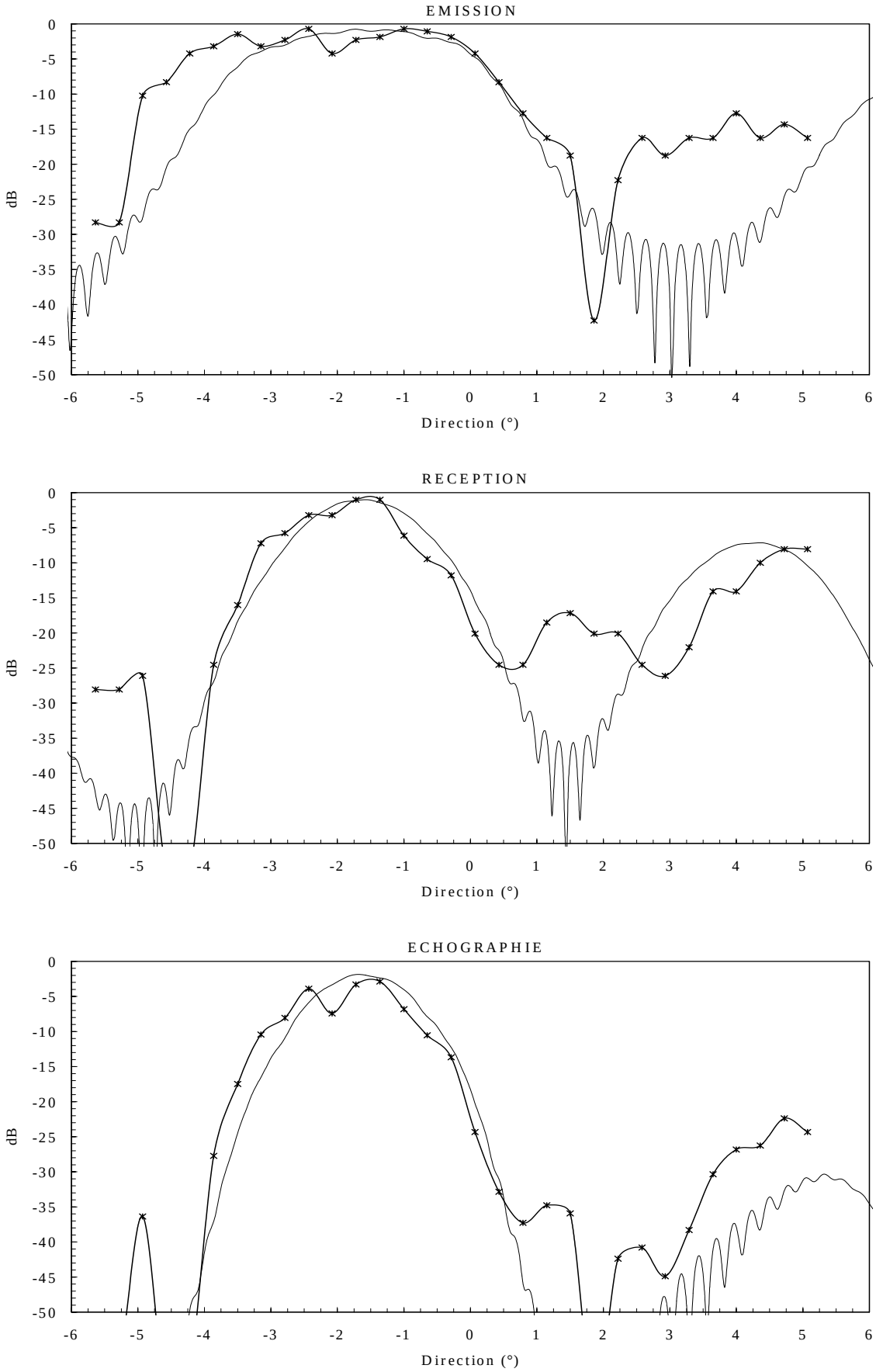


Figure 3.28 : Rayonnements à 40 m - Dépointage -1.75°

L'exploitation du modèle numérique a mis en évidence les avantages indéniables des antennes à réseaux dans l'application au sonar latéral.

Ainsi la compensation d'attitude peut être réalisée sans difficulté du point de vue acoustique en éliminant par un moyen assez rudimentaire le problème des lobes de périodicité rencontré classiquement par les réseaux en acoustique ultrasonore.

Par ailleurs, les possibilités nombreuses offertes par la focalisation dynamique ont été exposées. Elles permettent de disposer d'un système auquel la configuration variable peut procurer une gamme importante de résolutions et multiplie le nombre des applications possibles.

On a ensuite tenté avec plus ou moins de bonheur de valider expérimentalement ces résultats. La première expérience sur une portion d'antenne a permis d'envisager la construction de l'antenne définitive qui n'a pu être testée qu'à très courte portée.

Ce test partiel doit être considéré comme un préalable aux campagnes en mer. Il a essentiellement visé à vérifier l'exactitude de la programmation des réseaux, c'est à dire la résolution et la compensation d'attitude.

Si ce test a fourni des résultats à 40 m sans aberration, il n'a pas offert la certitude de rayonnements parfaits. Puisqu'il n'est pas possible d'arriver à cette certitude sans entreprendre la mise en oeuvre d'un trop lourd dispositif expérimental en mer, on envisage (les résultats acquis jusqu'ici l'autorisent) une première campagne de collecte d'images. Si les rayonnement présentent des défauts rédhibitoires, on ne manquera pas d'en observer les effets.

Ces expériences en bassin ont aussi été l'occasion de la mise au point, d'une part, du système électronique de génération et de traitement du signal et, d'autre part, du système informatique nécessaire au stockage des données et à la réalisation des images en temps réel. Ces deux systèmes sont décrits au chapitre 4.

4. SYSTEME ELECTRONIQUE & TRAITEMENT DU SIGNAL

Le contrôle des réseaux décrits au chapitre précédent a requis la conception et la fabrication d'un système électronique spécifique. La particularité de ce système entièrement conçu et développé au laboratoire, est d'être en grande partie numérique. Il utilise des circuits et des composants numériques dont des mémoires programmables (PROMs) qui procurent une relative souplesse de mise au point.

Outre la génération du faisceau acoustique et la réception des échos, le système assure un traitement du signal qui produit des données exploitables directement pour la réalisation des images en temps réel, mais aussi des signaux complexes partiellement traités en vue de l'obtention des profils bathymétriques.

Après une vue d'ensemble du système, on étudie les modules qui de l'émission à l'image décrivent le chemin parcouru par le signal. On porte une attention plus particulière à la technique de compression d'impulsion empruntée aux radaristes [20] et qui apporte des progrès majeurs en terme de résolution latérale et de niveau des échos par rapport au bruit acoustique.

On donne, pour finir, une brève description du système informatique qui joue pour ce qui concerne le prototype un rôle passif vis à vis de l'ensemble électronique puisqu'il n'assure que l'imagerie temps réel et le stockage des données.

4.1 Architecture du système

On peut distinguer dans le système électronique 4 ensembles principaux :

- Un premier ensemble est dédié à la génération des 36 signaux électriques élémentaires qui, transmis au réseau émetteur, produisent le faisceau acoustique. Il comprend 9 cartes identiques si ce n'est par leur programmation. Chacune d'elles assure la configuration en phase et en amplitude des signaux de 4 transducteurs émetteurs.
- L'ensemble suivant effectue les traitements de base des 64 signaux échographiques. Il utilise pour cela 8 cartes qui traitent les échos issus de 4 paires bathymétriques de transducteurs récepteurs. Ces cartes sont le siège de la réception hétérodyne analogique qui intègre les voies préformées. Les 2×32 signaux ramenés de 112 à 4 kHz par cette opération sont additionnés pour fournir 2 signaux relatifs à chacun des réseaux de réception. Au cours de ces premiers traitements et avant leur numérisation, les signaux ont subi, en deux étapes, l'application d'un gain qui croit avec le temps de réception (TVG). Celui-ci est synthétisé par un circuit numérique spécifique.

A ces 2 premiers ensembles, il faut associer le circuit qui utilise les mesures de l'attitude de la plate-forme fournies par un gyroscope et détermine les angles compensateurs du lacet et du tangage.

- La troisième partie fondamentale est le siège du filtrage adapté des 2 signaux numériques. Ce traitement typique des signaux radars consiste à effectuer le produit de corrélation du signal et d'une référence analogue au signal émis. Les signaux issus de ce filtre présentent un bon rapport signal à bruit et offrent une très bonne résolution temporelle.
- Enfin un calculateur combine les deux signaux pour en extraire une information complexe dont on prend l'amplitude pour constituer les images et la phase pour produire la bathymétrie.

Tous ses éléments sont synchronisés et cadencés au rythme des horloges fabriquées par les cartes pilotes dans la description desquelles nous n'entrerons pas.

Finalement, le système électronique communique les données produites à l'occasion de chaque tir à un système informatique. Ce dernier élément composé d'un micro-ordinateur utilise une carte d'acquisition numérique et dispose des moyens de stocker des gros volumes de données. Parallèlement à l'acquisition et au stockage, il est utilisé pour fabriquer une image brute en temps réel.

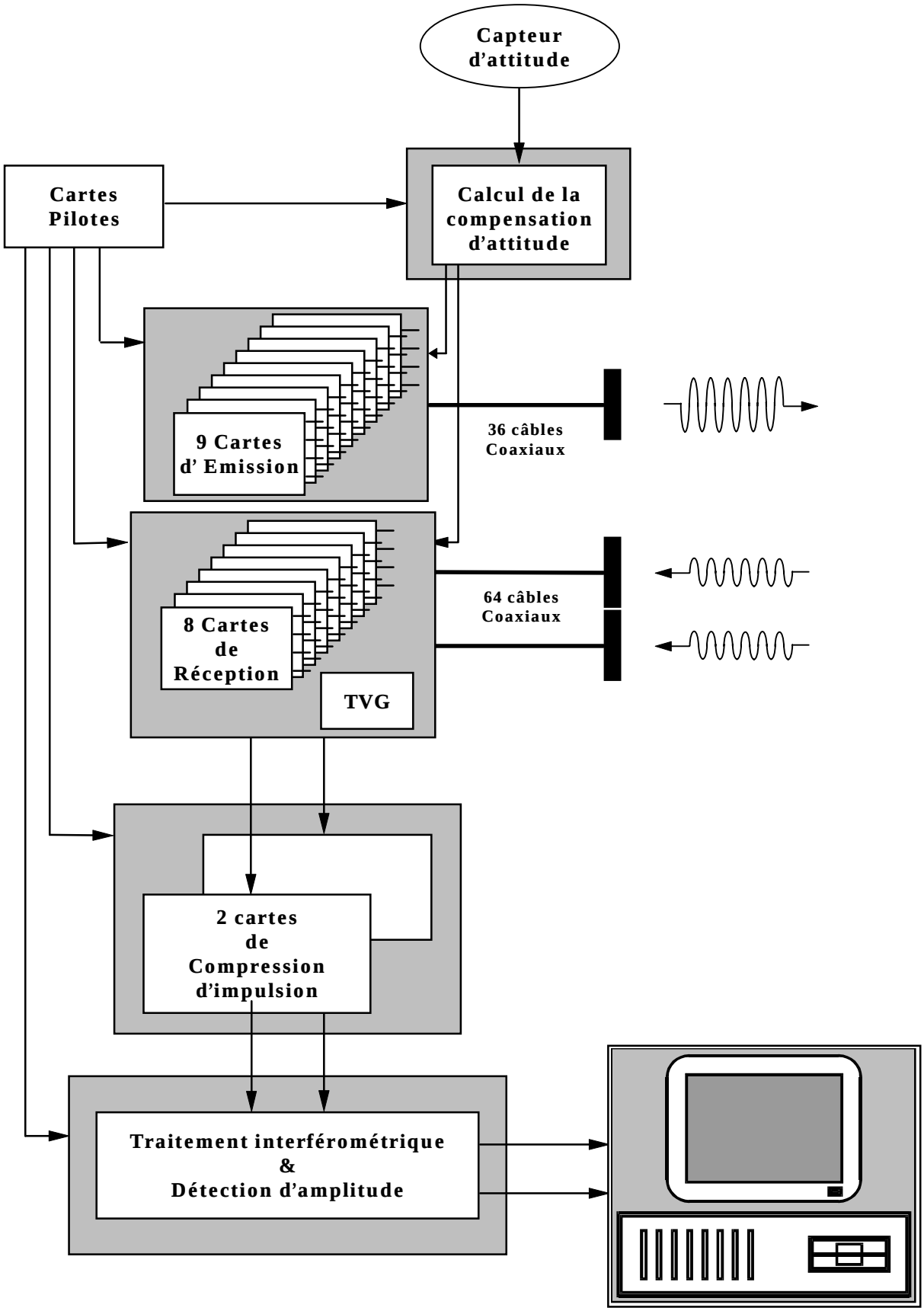


Figure 4.1: Organigramme du système.

4.2 Codage du signal

Une grande partie du traitement du signal du sonar repose sur la méthode du filtrage adapté associé à la compression d'impulsion qui sera développée plus loin. L'efficacité de cette méthode réside dans l'utilisation d'un signal codé en fréquence. Ce codage est exprimé par une loi de phase notée $\varphi(t)$[1].

A chaque élément i du réseau est associé un coefficient d'apodisation A_i et un déphasage compensateur et focalisant ϕ_i. L'expression du signal élémentaire est :

$$S_i(t) = A_i.C(t)\,\mathbf{sin}\left(\varphi(t) + \phi_i\right)$$

C(t) est une modulation temporelle de l'amplitude analogue à l'apodisation des réseaux mais qui bénéficie d'un échantillonnage beaucoup plus fin. Elle permet d'éviter les problèmes de lobes secondaires temporels.

Le codage de la phase le plus couramment utilisé est la modulation linéaire de fréquence (Figure 4.2) caractérisée par une fréquence centrale f0 et une bande de modulation B. Le signal ainsi codé est couramment appelé « chirp ».

La fréquence instantanée du signal notée $\nu(t)$ dépend de la bande B sur laquelle est effectuée la modulation linéaire et sa durée est notée T. Nous avons choisi un signal de fréquence centrale ν_0 = 112 kHz modulé sur une bande B = 3 kHz entre 110.5 et 113.5 kHz. Sa durée est T = 8 ms et sa phase est fonction quadratique du temps :

$$2\pi\nu(t) = \frac{d\varphi}{dt} = 2\pi\left(\nu_0 + B\frac{t}{T}\right)$$

$$\Leftrightarrow$$

$$\varphi(t) = 2\pi\left(\nu_0 + \frac{B}{2}\frac{t}{T}\right)t$$

La modulation d'amplitude suit sur les 8 ms une loi en gaussienne tronquée à 20% qui optimise le niveau des lobes secondaires issu du filtrage adapté:

$$C(t) = \mathbf{Rect}_T(t).\mathbf{exp}\left(4 \times \mathbf{ln}\,0.2 \times \left(\frac{t}{T}\right)^2\right)$$

L'expression du signal électrique qui vient exciter l'élément i est :

$$\boxed{S_i(t) = A_i.\mathbf{Rect}_T(t).\mathbf{exp}\left(4 \times \mathbf{ln}\,0.2 \times \left(\frac{t}{T}\right)^2\right).\mathbf{sin}\left(2\pi t\left(\nu_0 + \frac{B}{2}\frac{t}{T}\right) + \phi_i\right)}$$

[1] La description analytique des signaux considère l'origine des temps à leur instant moyen.

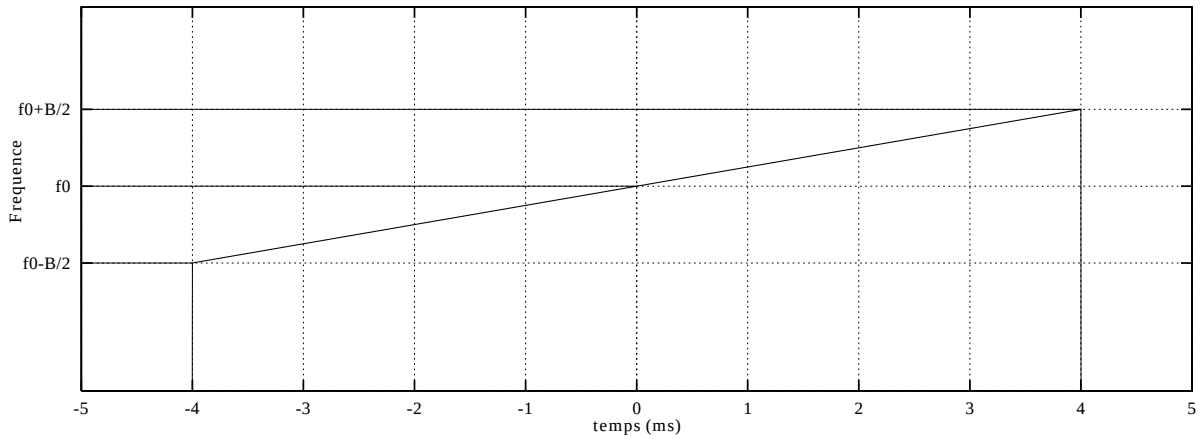


Figure 4.2 : Modulation linéaire de fréquence.
Fréquence centrale f0, bande B, durée T = 8 ms

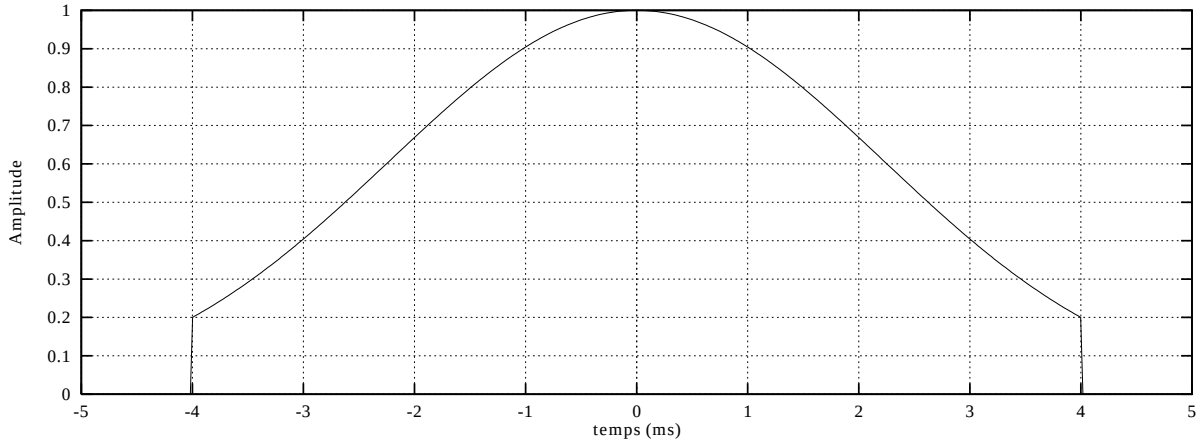


Figure 4.3 : Modulation d'amplitude en gaussienne tronquée à 20%
pour un signal de durée T = 8 ms

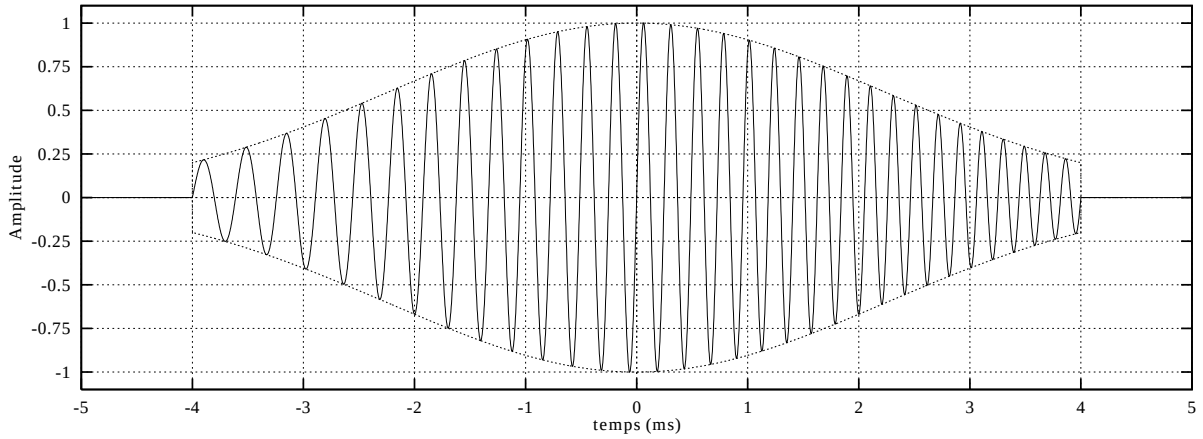


Figure 4.4 : Le signal modulé en fréquence et en amplitude
f_0 = 4 kHz, B= 3 kHz
(Pour le signal transmis f_0 = 112.5 kHz).

4.3 Génération du faisceau acoustique

Pour l'ensemble du réseau émetteur, 9 circuits sont nécessaires à l'alimentation des 36 émetteurs. Ces circuits contiennent 4 lignes d'émissions dans lesquelles on distingue une portion numérique et une portion analogique reliées par un convertisseur numérique/analogique (CNA).

4.3.1 Génération numérique du signal élémentaire

L'élément principal de la partie numérique de la chaîne d'émission est une EPROM qui contient tous les éléments qui permettent de définir le signal en déphasage (ϕ_i) et en apodisation (A_i).

Adressée, au rythme d'une horloge issue des cartes pilotes, la mémoire associée à l'élément i délivre un échantillon de sinusoïde dont la phase est fonction de la fréquence instantanée, de la compensation d'attitude et de la distance focale. Il est défini par:

$$S_{i,n} = A_i . \boldsymbol{sin}(\varphi_n + \phi_i)$$

Le signal numérique est échantillonné à 8 fois la fréquence de Shannon (16 points par période à ν_0) :

$$\Delta t = (16\nu_0)^{-1} \cong 0.5\ \mu s.$$

La phase φ_n commune à tous les éléments est déterminée à partir de mémoires sur les circuits pilotes:

$$\varphi_n = 2\pi n \Delta t \left(\nu_0 + \frac{B}{2} \frac{n\Delta t}{T} \right)$$

Le déphasage ϕ_i dépend :

- de la position x_i du transducteur dans le réseau émetteur qui compte 36 éléments au pas de 80 mm ;
- de la distance focale négative (ou antifocale) Z_e choisie parmi celles déterminées au chapitre précédent,

$$Z_e(m) = [-140, -80, -55, -35] ;$$

- de l'angle compensateur du lacet θ_e, échantillonné au pas de 0.5° dans l'intervalle [-3.75°: 3.75°] ;
- de la fréquence instantanée discrétisée sur 8 valeurs:

$$\nu_0 - B/2 < \nu(kT/8) < \nu_0 + B/2 ;$$

et il s'écrit :

$$\phi_i(k) = 2\pi \frac{\nu_k}{C} \left(x_i \boldsymbol{sin}\, \theta_e + \frac{x_i^2}{2Z_e} \right).$$

Le coefficient A_i suit la loi parabolique tronquée à 20% explicitée au chapitre 3.

Chacune des 36 EPROMs d'émission contient, codés sur 8 bits, 8192 échantillons différents. L'échantillon associé à l'instant t de l'émission (Δt = 0.5 µs) est choisi en fonction de la fréquence instantanée ν_k, de la distance antifocale Z_e, et de l'angle compensateur du lacet θ_e. Il est ensuite transmis au CNA.

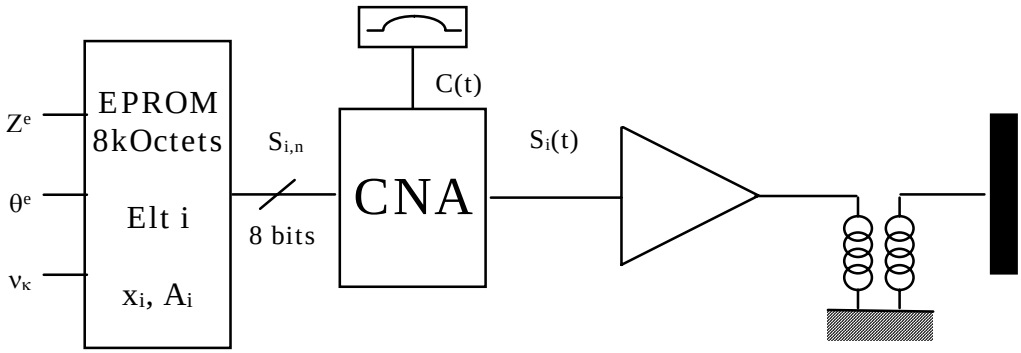


Figure 4.5 : La chaîne d'émission

4.3.2 L'étage de puissance.

C'est au niveau de la conversion numérique analogique qu'est appliquée l'enveloppe temporelle du signal imposant un gain temporel programmé suivant la gaussienne tronquée.

Le signal analogique est ensuite amplifié et transmis dans le circuit d'adaptation vers le transducteur.

Le niveau maximum du signal électrique aux bornes des transducteurs centraux (A_i = 1) atteint 2700 V crête à crête sur un impédance de 3.25 kΩ soit une intensité du courant de 0.8 A.

Le faisceau acoustique formé dans le milieu de propagation par l'interférence des 36 signaux élémentaires est un train d'onde long de 12 m dont l'amplitude en fonction de la direction est régie par les diagrammes de rayonnement présentés au chapitre concernant les réseaux. Il vient couvrir une fine bande du fond marin dont la largeur dépend de la focale négative choisie.

Dès la fin des 8 ms d'émission, la réception est activée. Le signal rétrodiffusé parvient aux 2 réseaux de réception et chaque instant t de la réception fournit une information relative à la partie du fond située à la distance r de l'antenne, avec :

$$t = \frac{2r}{C}$$

Cette information est composée des contributions de multiples cibles ponctuelles. Dans le déroulement du traitement du signal qui suit, on considère l'écho relatif à une cible unique.

4.4 Traitement analogique - Réception hétérodyne.

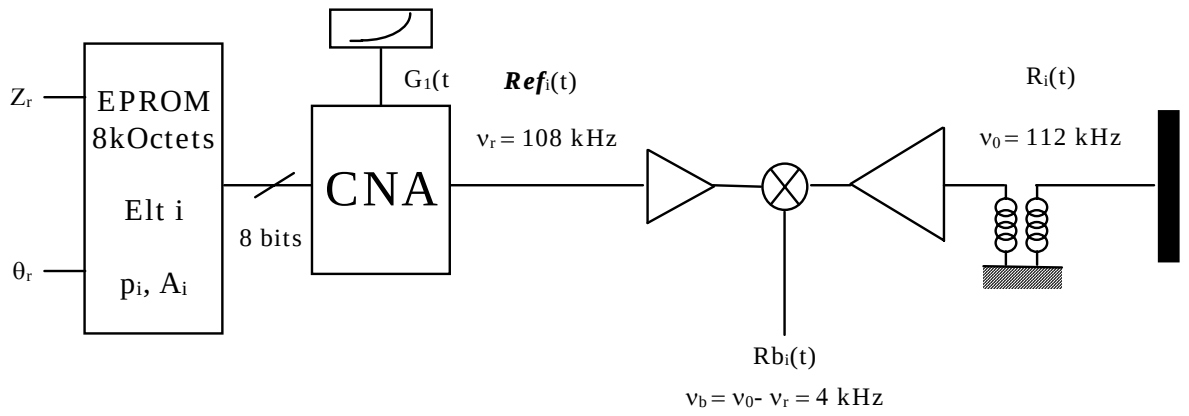


Figure 4.6 : Le produit hétérodyne

Dans une première étape, chacun des 64 récepteurs (soit 32 pour le réseau supérieur et autant pour le réseau inférieur) reçoit un élément d'onde acoustique qui produit à ses bornes un signal électrique élémentaire qu'on notera, considérant un seul réseau (i variant de 1 à 32) et notre cible ponctuelle :

$$\begin{aligned} R_i(t) &\propto C(t)\,\boldsymbol{sin}\left(2\pi t\left(\nu_0 + \frac{B}{2}\frac{t}{T}\right) + \psi_i\right) \\ &\propto C(t).\boldsymbol{Im}\left[\boldsymbol{Mf}(t).\boldsymbol{exp}(2j\pi\nu_0 t).e^{j\psi_i}\right] \\ &\propto C(t).\left[\boldsymbol{Mf}(t).\boldsymbol{exp}(j\omega_0 t).e^{j\psi_i} - \boldsymbol{Mf}^*(t).\boldsymbol{exp}(-j\omega_0 t).e^{-j\psi_i}\right] \end{aligned}$$

Les fonctions de modulation en amplitude C(t) et en fréquence $\boldsymbol{Mf}(t)$ sont celles définies à l'émission :

$$C(t) = \boldsymbol{Rect}_T(t).\boldsymbol{exp}\left(4 \times \boldsymbol{ln}\,0.2 \times \left(\frac{t}{T}\right)^2\right) \quad \text{et} \quad \boldsymbol{Mf}(t) = \boldsymbol{exp}\left(j\pi B\frac{t^2}{T}\right) \quad .$$

Le déphasage ψ_i résulte de la différence de marche de l'onde à l'élément i par rapport au centre du réseau. Dans l'approximation de Fresnel paraxiale, il s'écrit :

$$\psi_i = 2\pi\frac{\nu_0}{C}\left(\frac{x_i^2}{2r} - x_i\,\boldsymbol{sin}\,\theta\right).$$

Pour faciliter le traitement et limiter la fréquence d'échantillonnage, on effectue un produit hétérodyne sur les signaux haute fréquence. Cette opération consiste à multiplier le signal brut par un signal sinusoïdal de référence, de fréquence légèrement différente, pour obtenir un signal aux caractéristiques temporelles et spectrales identiques mais avec une fréquence fondamentale basse. On réalise en fait une translation de la bande du signal.

Sur cette opération analogique classique, on a greffé la correction de phase qui compense le lacet-tangage et adapte la focalisation. De plus une première fonction de TVG module l'amplitude du signal de référence.

La réception hétérodyne ne différencie pas les deux canaux de réception et le même signal de référence est utilisé pour les deux transducteurs d'une paire bathymétrique élémentaire.

4.4.1 Génération du signal de référence

Pour chaque double ligne de réception, la sinusoïde de référence est fabriquée de la même façon que le signal d'émission, à partir d'une EPROM qui contient 8192 échantillons de sinusoïde :

$$\boldsymbol{Ref}_{i,n} = A_i . \boldsymbol{sin}\left(2\pi\nu_r n\Delta t + \phi_i\right)$$

Contrairement à l'émission, le signal numérique fourni par la mémoire a une fréquence constante ν_r = 108 kHz.

Par ailleurs, le déphasage ϕ_i des échantillons est plus finement défini, il dépend:

- de la position x_i du transducteur dans le réseau récepteur qui compte 32 éléments au pas de 120 mm ;
- de l'angle compensateur du lacet et du tangage échantillonné au pas de 0.25° dans l'intervalle [-3.75°: 3.75°] (32 angles de compensation contre 16 à l'émission) ;
- de la distance focale Z_r parmi les 16 déterminées au chapitre précédent pour obtenir la fonction de résolution présentée par la Figure 3.19.

Aux instants correspondant aux distances où ils doivent intervenir, les changements de zone focale préprogrammés sont imposés par les cartes pilotes.

Compensation d'attitude et focalisation concernent le faisceau de fréquence centrale ν_0, donc le déphasage s'écrit :

$$\phi_i = 2\pi \frac{\nu_0}{C}\left(x_i \, \boldsymbol{sin}\,\theta_r + \frac{x_i^2}{2Z_r}\right)$$

Rappelons qu'en réception le coefficient d'apodisation A_i est associé à la zone focale et varie au gré des changements de distance focale. Il décrit toujours une gaussienne tronquée. La troncature et le nombre d'éléments actifs sont variables.

La mémoire programmée fournit pendant toute la durée de la réception les échantillons d'une sinusoïde de fréquence ν_r constante, dont le déphasage et l'amplitude varient suivant l'attitude et la focalisation. La période d'échantillonnage est la même qu'en émission: f_e = 1.8 MHz soit $\Delta t \cong 0.5$ µs.

Ce signal numérique sur 8 bits est transmis à un convertisseur N/A. La conversion s'accompagne du produit par une fonction $G_1(t)$ commune à tout les éléments et qui constitue une première étape du TVG qui sera détaillé plus loin.

4.4.2 Produit hétérodyne.

Le signal de référence analogique est exprimé par :

$$\boldsymbol{Ref}_i(t) = A_i.G_1(t).\boldsymbol{sin}(\omega_r t + \phi_i)$$

Notons $Rb_i(t)$ le signal issu du produit du signal de réception brut par $\boldsymbol{Ref}_i(t)$. On a alors :

$$\begin{aligned}
Rb_i(t) &\propto R_i(t) \times \boldsymbol{Ref}_i(t) \\
&\propto A_i.C(t).G_1(t) \\
&\times \left(\boldsymbol{Mf}(t)\,\boldsymbol{exp}(j\omega_0 t).e^{j\psi_i} - \boldsymbol{Mf}^*(t).\boldsymbol{exp}(-j\omega_0 t).e^{-j\psi_i}\right) \\
&\qquad \times \left(\boldsymbol{exp}(j\omega_r t).e^{j\phi_i} - \boldsymbol{exp}(-j\omega_r t).e^{-j\phi_i}\right) \\
&\propto A_i.C(t).G_1(t) \\
&\times \begin{pmatrix} \boldsymbol{Mf}(t)\,\boldsymbol{exp}(j(\omega_0+\omega_r)t).e^{j(\psi_i+\phi_i)} - \boldsymbol{Mf}(t)\,\boldsymbol{exp}(j(\omega_0-\omega_r)t).e^{j(\psi_i-\phi_i)} \\ -\boldsymbol{Mf}^*(t)\,\boldsymbol{exp}(j(-\omega_0+\omega_r)t).e^{j(-\psi_i+\phi_i)} + \boldsymbol{Mf}^*(t)\,\boldsymbol{exp}(j(-\omega_0-\omega_r)t).e^{j(-\psi_i-\phi_i)} \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

avec $\omega_r + \omega_0 \cong 2\omega_0$.

Dans une étape ultérieure du traitement, le signal subit un filtrage passe-bas analogique qui élimine ses composantes à haute fréquence (> 10 kHz). C'est pourquoi on ne conserve pour le raisonnement que les termes de fréquence différence $\omega_b = \omega_0 - \omega_r$:

$$Rb_i(t) \propto A_i.C(t).G_1(t) \times \left(\boldsymbol{Mf}(t)\,\boldsymbol{exp}(j\omega_b t).e^{j(\psi_i-\phi_i)} + \boldsymbol{Mf}^*(t)\,\boldsymbol{exp}(-j\omega_b t).e^{j(-\psi_i+\phi_i)}\right)$$

$$\psi_i - \phi_i = 2\pi\frac{\nu_0}{C}\left(\frac{x_i^2}{2}\left(\frac{1}{r} - \frac{1}{Z_r}\right) - x_i(\boldsymbol{sin}\,\theta - \boldsymbol{sin}\,\theta_r)\right)$$

et

$$Rb_i(t) \propto A_i.C(t).G_1(t).\boldsymbol{cos}\left(2\pi\left(\nu_b t + \frac{B}{2}\frac{t^2}{T}\right) + \psi_i - \phi_i\right).$$

On obtient donc un signal de fréquence centrale $\nu_b = 4$ kHz ayant la même modulation linéaire de fréquence que le signal d'émission et corrigé en phase pour obtenir la résolution et la compensation d'attitude voulue, suivant les diagrammes de rayonnement présentés au chapitre 3.

Les 32 signaux qui proviennent des éléments d'un même réseau sont dirigés vers un bus où ils sont filtrés passe-bas et s'additionnent pour donner un signal unique. Celui-ci est amplifié suivant une loi temporelle $G_2(t)$ qui constitue la seconde partie du TVG.

Finalement, la contribution sur un canal (on introduira plus loin le déphasage bathymétrique) d'une cible ponctuelle diffusante, après réception hétérodyne, est exprimée par:

$$\boxed{Rb(t) \propto G_1(t)G_2(t).C(t).\cos\left(2\pi\left(\nu_b t + \frac{B}{2}\frac{t^2}{T}\right)\right)}.$$

4.4.3 La compensation d'attitude.

Les angles de dépointage des faisceaux à l'émission et en réception sont calculés par une carte pilote à partir des informations que lui fournit le capteur d'attitude de la plate-forme. Le même ensemble détermine le roulis et l'angle d'incidence des faisceaux sur le fond en fonction de divers paramètres indiqués par l'opérateur.

4.4.3.1 Les capteurs d'attitude

Les capteurs dont nous disposons permettent de déterminer précisément les trois angles de rotation de la plate-forme, à savoir lacet (θ_L), tangage (θ_T) et roulis (θ_R).

4.4.3.1.1 Tangage et roulis.

Le tangage et le roulis sont des rotations autour d'axes horizontaux perpendiculaires. Un inclinomètre à deux axes, respectivement parallèle et perpendiculaire à celui du navire, permet de mesurer ces deux angles. Nous avons utilisé un inclinomètre à bain d'huile, bien adapté aux mouvements des navires océanographiques qui présentent des périodes de l'ordre de la dizaine de secondes. La précision de la mesure est le dixième de degré.

4.4.3.1.2 Lacet.

Pour le lacet, rotation autour de l'axe vertical, l'inclinomètre est inopérant, et nous avons fait appel successivement à deux instruments.

Lors de la première campagne en mer, nous avons utilisé un compas magnétique de grande précision disposant d'une sortie numérique. Cet instrument s'est révélé très instable et ne pouvoir supporter les accélérations brutales du lacet. C'est pourquoi nous avons développé une centrale gyroscopique « garde-cap » insensible aux mouvements de tangage et de roulis.

Un gyroscope d'axe horizontal est placé dans une nacelle solidaire d'un bâti par une liaison cardan (2 degrés de liberté : roulis et tangage). La nacelle flotte à la surface d'un liquide visqueux de façon à demeurer dans le plan horizontal. Un second cardan lie le gyroscope à la nacelle, il n'est plus sensible alors qu'aux mouvements de la plate-forme dans le plan horizontal, c'est à dire au lacet.

Un capteur capacitif mesure les déplacements de l'axe du gyroscope pour déterminer l'angle de lacet instantané. Un asservissement mécanique, avec une constante de temps adéquate, ramène en permanence l'axe du gyroscope parallèlement à celui du navire.

Cet engin utilisé au cours de la deuxième campagne en mer s'est comporté de manière satisfaisante.

4.4.3.2 Détermination de l'angle compensateur.

4.4.3.2.1 L'angle de rasance.

La connaissance de l'angle de rasance du faisceau sur le fond est indispensable à la détermination de l'angle compensateur du lacet-tangage et à l'évaluation de l'influence de la directivité échographique de l'antenne sur le niveau du signal en réception.

Cet angle noté α est fonction de la l'altitude h de la plate-forme et de la pente moyenne α_0 du fond exploré. De la Figure 4.7 on tire :

$$\alpha = \boldsymbol{arcsin}\left(\frac{h\,\boldsymbol{cos}\,\alpha_0}{r}\right) - \alpha_0 .$$

l'altitude h déduite de l'observation de l'image temps réel est imposée par l'opérateur, tout comme la pente moyenne α_0 déduite de l'observation des cartes hydrographiques. On dispose de 32 valeurs pour ces deux grandeurs:

$$10\text{ m} < h < 320\text{ m} \qquad \text{et} \qquad -15° < \alpha_0 < 15°$$

Les valeurs de α sont délivrées à des intervalles de temps correspondant à 12 m en distance à l'antenne (r) avec une précision de 0.7°.

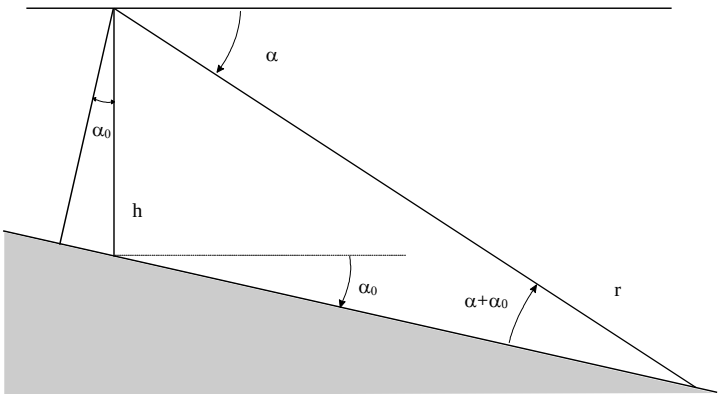


Figure 4.7 : Détermination de l'angle de rasance

4.4.3.2.2 L'angle compensateur.

On note θ_c l'angle transmis aux générateurs des voies préformées. Il est déterminé par un calculateur spécifique qui utilise une EPROM de 100 kOctets dont l'adresse des éléments décrit les valeurs instantanées du lacet θ_L, du tangage θ_T et de la rasance α.

Le capteur de lacet délivre une mesure comprise dans l'intervalle [-4°;4°] avec une précision de 0.25°.

L'inclinomètre donne le tangage pour les valeurs inscrites dans [-8°;8°] avec 0.5° de discrimination.

A l'émission il est indispensable de compenser le lacet de la plate-forme, on peut en revanche négliger de tenir compte du tangage dont l'influence est constante sur

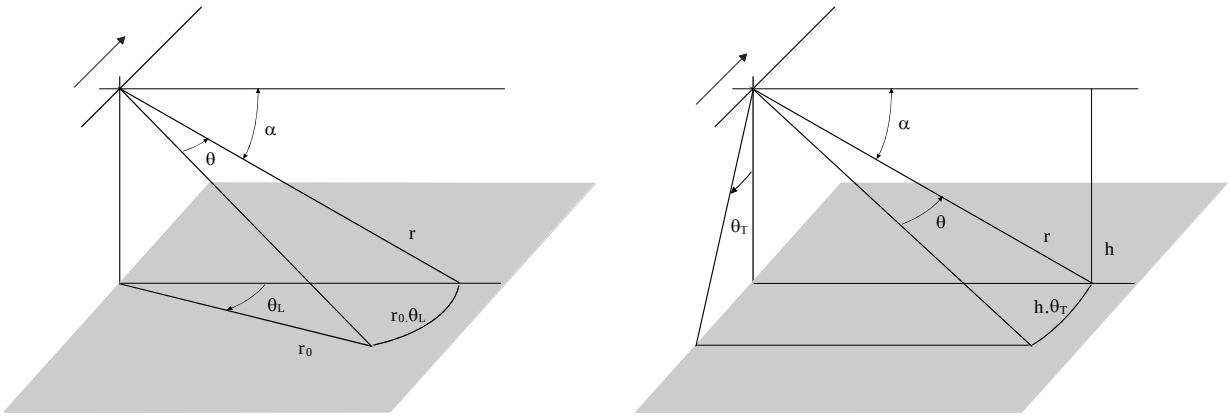
toute la distance couverte par le faisceau et limitée à bande étroite que le faisceau par sa large ouverture illumine assurément. On a donc à l'émission :

$$\theta_{c_émis} = -\theta_L$$

La résolution étroite en réception impose une précision meilleure et la compensation d'attitude doit considérer à chaque instant le lacet, le tangage et l'angle de rasance. La compensation adéquate est déduite des dessins de la Figure 4.8 :

$$\theta_{c_récep} = -\theta_L \, \boldsymbol{sin}\,\alpha - \theta_T \, \boldsymbol{cos}\,\alpha$$

Cette valeur est délivrée pour la configuration en phase des réseaux de réception (cf. réception hétérodyne) à raison d'une nouvelle valeur tous les 256 µs.



Lacet θ_L

$$r_0 . \theta_L = -r\theta \quad \text{et} \quad r_0 = r \, \boldsymbol{cos}\,\alpha$$

$$\Leftrightarrow$$

$$\theta = -\theta_L \, \boldsymbol{cos}\,\alpha$$

Tangage θ_T

$$h . \theta_T = -r\theta \quad \text{et} \quad h = r \, \boldsymbol{sin}\,\alpha$$

$$\Leftrightarrow$$

$$\theta = -\theta_T \, \boldsymbol{sin}\,\alpha$$

Figure 4.8 : Compensation du lacet et du tangage

Autre rôle dévolu à l'inclinomètre, la mesure du roulis est effectuée dans l'intervalle [-16°;+16°], numérisée sur 8 bits à 1 kHz et transmise au système informatique pour stockage en vue de la correction des mesures bathymétriques.

4.4.4 Correction temporelle de gain (TVG).

Comme le met en évidence l'équation sonar du système, le niveau du signal de réception est une fonction décroissante du temps. Cette décroissance est liée aux pertes que les ultrasons subissent au cours de leur propagation dans le milieu, et aux caractéristiques de leur interaction avec le fond (angle d'rasance, absorption).

Pour compenser cette variation et avoir un signal dont le niveau traduit seuls le relief et la nature du fond, il faut appliquer un gain dont l'amplitude varie en fonction inverse des pertes dues à la propagation et à la géométrie du rayonnement.

Le système présent décompose l'application de ce gain variable en deux étapes ($G_1(t)$, $G_2(t)$).

4.4.4.1 Equation Sonar.[22][23][24]

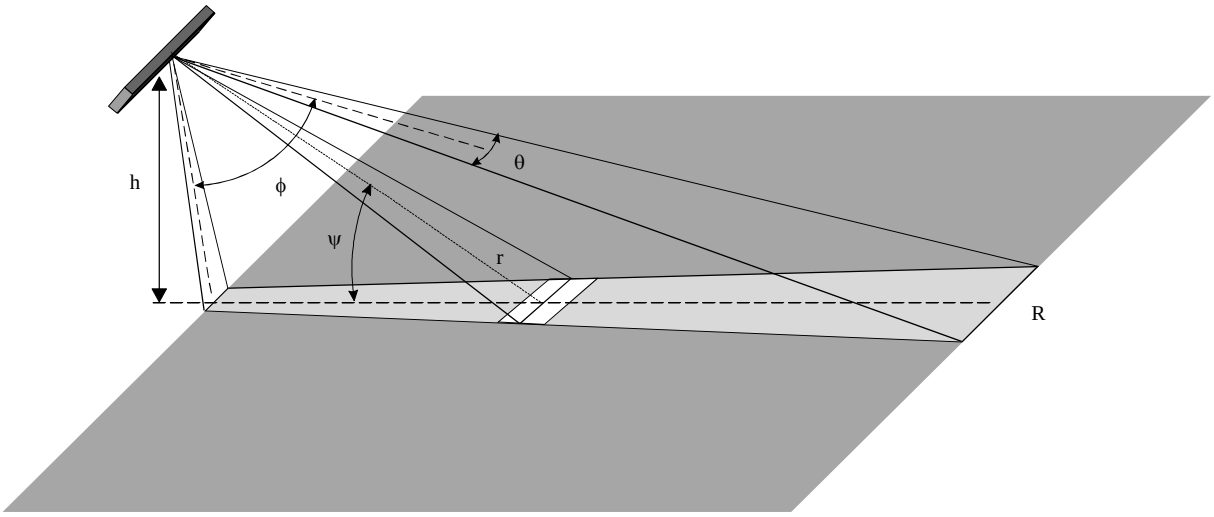


Figure 4.9 : Géométrie du problème.

En acoustique sous-marine, on caractérise la plupart des systèmes par leur équation Sonar. Elle est utilisée pour déterminer notamment la portée opérationnelle de l'engin en fonction de différents paramètres que nous allons expliciter. On a alors, les grandeurs étant exprimées en dB:

$$SL + DI - 2TL + TS = NL + DT$$

SL est le niveau de source (Source Level). Il peut être évalué à partir des résultats exposés au second chapitre où sont décrits les transducteurs émetteurs. Ces résultats donnent à 112.5 kHz une pression émise ramenée à 1 m de 90 Pa/mA. A la même fréquence, l'impédance des éléments émetteurs Z_e est égale à 3.5 kΩ (Cf. Figures 2.12 et 2.11). L'amplitude efficace de la tension maximale appliquée aux bornes des transducteurs est U_{eff} = 960 V. On en déduit le niveau de source pour un transducteur à pleine charge en dB référencé à 1 m pour 1 µPa:

$$sl = 20\,\boldsymbol{log}\left(P_{1m}\left(= H_e \times {}^{U_{eff}}\!/_{Z_e}\right)\right) = 20\,\boldsymbol{log}\left(90_{(Pa/mA)} \times \frac{960}{3500} \times 10^9\right) = 208\ \text{dB}$$

Pour l'ensemble du réseau émetteur, il faut considérer les 36 éléments et leur apodisation qui implique une perte de 50% de la puissance accessible. On a alors le niveau de source du système:

$$SL = 20\,\boldsymbol{log}(36 \times 0.7) + 208 = 236 \text{ dB}$$

Par rapport à une hydrophone omnidirectionnel, sa directivité procure au récepteur un gain en sensibilité que l'on peut évaluer par l'indice de directivité DI, en utilisant les ouvertures à 3 dB du faisceau émis en site (vertical) et en azimut (tomographique):

$$DI = 10\,\boldsymbol{log}\left(\frac{4\pi}{\theta_{3dB,x} \cdot \theta_{3dB,y}}\right) \cong 35 \text{ dB}.$$

Un paramètre plus difficile à évaluer est le pouvoir rétrodiffusant des cibles (TS pour Target Strength), puisqu'il dépend de l'angle d'incidence et de la nature de la cible c'est à dire du fond. Sa seule composante accessible avec exactitude est le coefficient qui traduit la surface diffusante effective. Le signal émis parvient sur le fond avec une rasance ψ et illumine une surface A qui devient une source diffusante. Si τ est la résolution temporelle du signal (on verra plus loin comment est définie cette grandeur: τ = 0.6 ms), $r\theta$ la résolution échographique du système, la surface à considérer est:

$$A(r) = \frac{r\theta C\tau}{2\,\boldsymbol{cos}\,\psi}.$$

On décrit généralement le pouvoir de rétrodiffusion S d'une unité de surface en fonction de l'angle de rasance par une distribution de Lambert. Soit S_0 un coefficient indépendant de l'angle d'incidence qui traduit la nature du fond (sable, vase, roche....):

$$S = S_0\,\boldsymbol{sin}^k\,\psi.$$

k est pris le plus souvent égal à 2 dans le cas des sonars latéraux. Suivant la nature du fond le coefficient S_0 varie dans une gamme de 25 dB. On exprimera finalement le coefficient TS par:

$$TS = S_{0_{dB}} + 10\,\boldsymbol{log}\left(\boldsymbol{sin}^2\,\psi\right) + 10\,\boldsymbol{log}\left(\frac{r\theta C\tau}{2\,\boldsymbol{cos}\,\psi}\right)$$

Le niveau de bruit (NL pour Noise Level) traduit aussi bien le bruit des navires que le bruit propre à l'océan (ou thermique : état de la mer, etc.), à 112.5 kHz la plupart des auteurs le donnent inférieur à 30 dB

$$NL = 30 \text{ dB}$$

Associé au niveau du bruit, un autre paramètre important est le seuil de détection de l'écho (DT pour Detection Threshold). Soit S/N le rapport signal à bruit requis au niveau des transducteurs récepteurs pour pouvoir analyser un écho en fin de chaîne de réception, alors DT est fonction de la bande passante du système peu

différente de la bande de modulation de fréquence du signal B = 3 kHz, et donné par:

$$DT = \frac{S}{N} + 10\,\boldsymbol{log}\left(B = 3000_{(Hz)}\right)$$

Le dernier terme de l'équation sonar n'est pas le moins important, il traduit les pertes par transmission (TL pour Transmission Loss) dues principalement à deux phénomènes au cours de la propagation: l'amortissement et la divergence sphérique.

Pour rendre compte de la divergence on considère des ondes sphériques pour lesquelles la variation d'intensité acoustique est en $1/r^2$.

L'amortissement est traduit par un coefficient exponentiel, noté α, qui dépend du carré de la fréquence. A 112.5 kHz, différents modèles s'accordent pour situer ce coefficient d'atténuation dans une fourchette entre 35 et 40 dB/km. On prendra la valeur 40 dB/km.

La variation d'intensité subie par le faisceau acoustique sur le trajet aller jusqu'à la distance r est exprimée par:

$$\frac{10^{-\alpha r}}{r^2}$$

Le signal rétrodiffusé ayant parcouru en retour la distance r non sans avoir à nouveau subi atténuation et pertes par divergence, on a finalement pour exprimer les pertes par transmission :

$$2TL = 10\,\boldsymbol{log}\, r^4 + 2\alpha r = 40\,\boldsymbol{log}\, r + 0.08r$$

Figure 4.10, à partir de l'équation sonar, on a représenté en fonction de la distance oblique, la dynamique de signal offerte par le système. Les deux courbes (S_0 = 0 dB) et (S_0 = -25 dB) sont pour les natures de fond respectivement parfaitement échogène et plutôt absorbant. On constate que pour atteindre des portée de 1000 m comme il est envisagé, il faut pouvoir traiter des échos dont le rapport signal à bruit est inférieur à -20 dB. Un traitement du signal classique ne peut certainement pas réaliser une telle performance. En revanche, l'usage d'un filtre adapté associé à une compression d'impulsion, comme nous le verrons plus loin, doit permettre de l'envisager.

On peut, pour plus de précision enfin, introduire la fonction de directivité échographique dans le plan vertical (Cf. Figure 2.17). Mais son influence atténuatrice dépend directement de l'altitude de la plate-forme et n'est pas, loin s'en faut, prépondérante.

La Figure 4.11 donne les courbes d'atténuation du signal en considérant isolément l'amortissement exponentiel, la divergence sphérique associée à l'agrandissement de la surface insonifiée. La même figure montre les influences de l'incidence du faisceau sur le fond (h=100 m, fond horizontal) et celle de la directivité échographique dans les mêmes conditions, sans tenir compte du roulis.

Les pertes par divergence sont nettement prépondérantes puisque leur contribution atténue le signal de plus de 60 dB pour une observation à 100 m, l'amortissement n'ayant affecté le signal que de 10 dB. A mesure que la distance augmente, l'amortissement prend de l'importance, et lorsqu'on explore à 1000 m, le

signal a été atténué de plus de 170 dB sous l'effet combiné de l'amortissement et de la divergence.

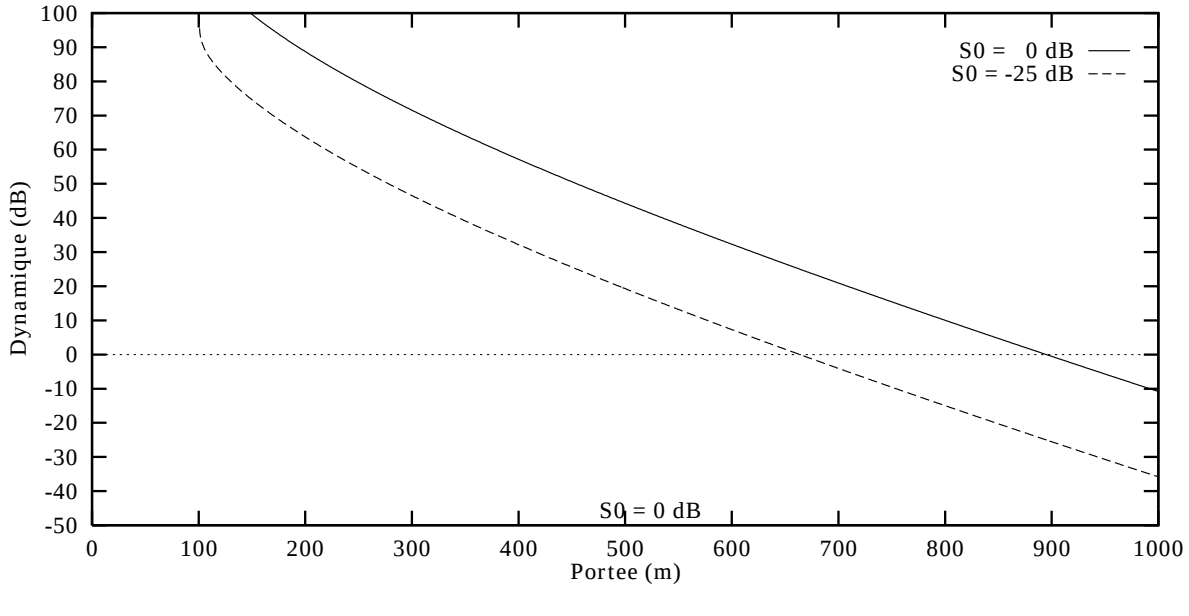


Figure 4.10 : Dynamique disponible en fonction de la portée (h=100 m). On se situe entre les deux courbes suivant la nature du fond.

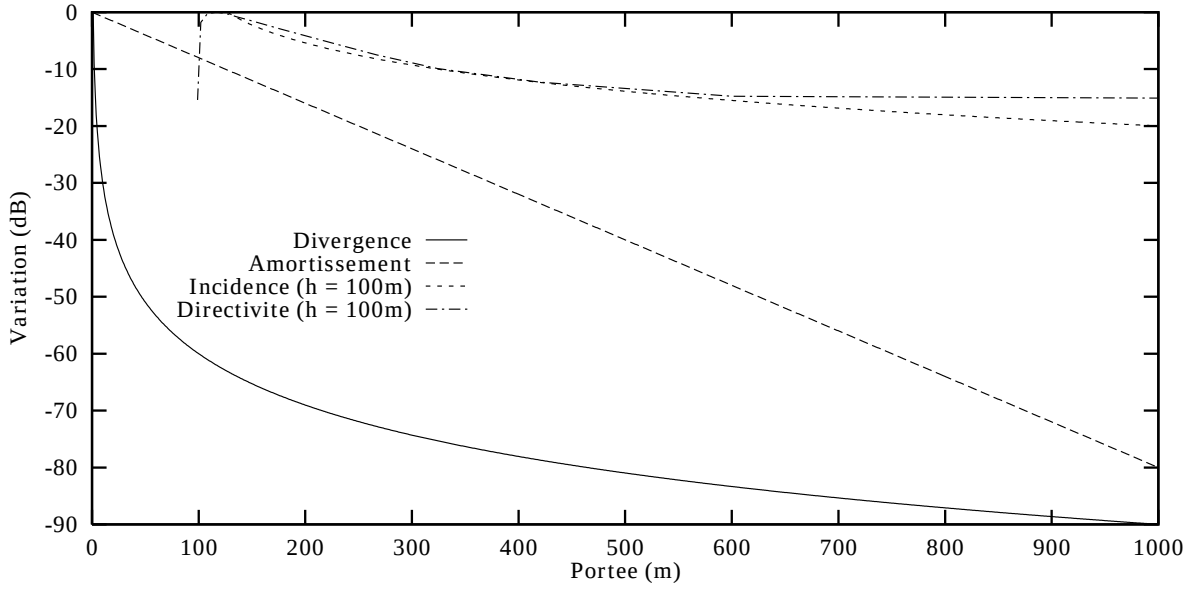


Figure 4.11 : Influence respective des 4 phénomènes physiques ou géométriques, responsables des variations de niveau du signal.

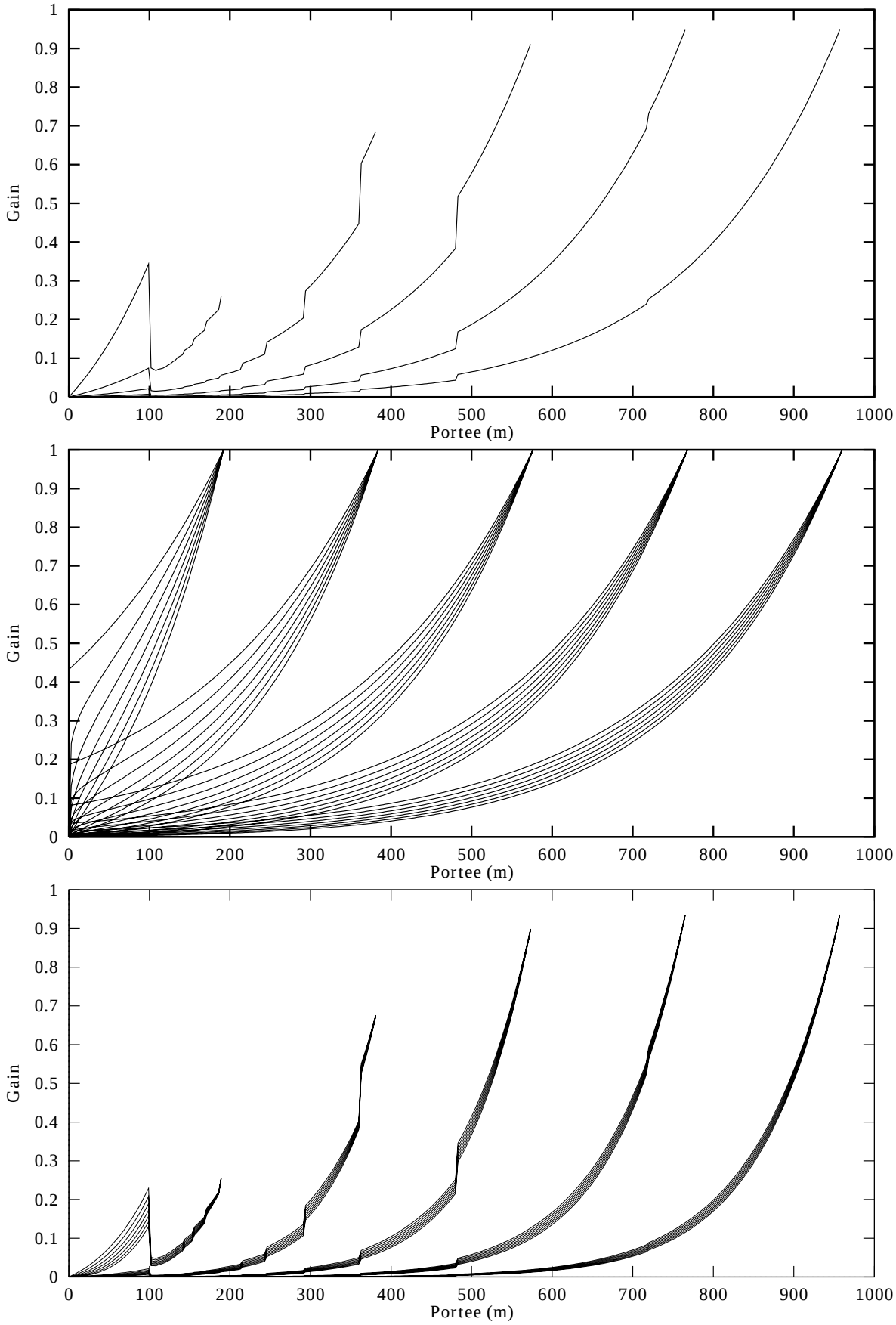


Figure 4.12 : Les deux étapes successives du TVG et leur résultante pour 5 portées multiples de 192 m et une altitude de 100 m

4.4.4.2 Les lois de TVG.

Des 3 phénomènes physiques que nous avons mis en évidence, responsables des pertes de signal, nous ne compensons que l'amortissement et la divergence sphérique. On tient compte aussi de la directivité échographique du système dans le plan vertical, décrite en émission et en réception respectivement par les fonctions E(ϕ) et R(ϕ). Le gain appliqué affecte l'amplitude du signal (il s'agit en fait d'une atténuation décroissante), la fonction TVG doit donc avoir la forme suivante (α étant exprimé en Neper/m):

$$\mathrm{TVG}(r) = (\mathrm{ER})^{-1} r^{3/2} \, exp(\alpha r)$$

On notera $F(\phi) = (ER)^{-1}(\phi)$.

Une première fonction prend en compte la directivité échographique expérimentale dans le plan vertical orientée à 40° de l'horizontale. L'amortissement et la divergence subis par le signal sont partiellement compensés dans cette première opération. En fonction de la distance maximale R observée.

$$G_1(r < R) = F(\phi).\frac{r}{R}.exp\left(\frac{\alpha}{2}(r - R)\right)$$

Pour la directivité échographique dans le plan vertical, l'angle de rasance ϕ est déterminé en fonction du temps de réception et à partir des informations délivrées par l'opérateur concernant l'altitude h de la plate-forme et la pente moyenne α_0 du fond dans la zone explorée.

La seconde étape du TVG permet une compensation modulaire des pertes par divergence en offrant le choix du facteur de puissance p affecté à r dans un intervalle compris entre 1 et 2 : (1< p <2)

$$G_{2_p}(r < R) = \left(\frac{r}{R}\right)^p.exp\left(\frac{\alpha}{2}(r - R)\right)$$

La synthèse de ces deux étapes est décrite par l'expression suivante:

$$\mathrm{TVG}_p(r < R) = F(\phi).\left(\frac{r}{R}\right)^{1+p}.exp\left(\alpha(r - R)\right)$$

Chacune des deux étapes est synthétisée à l'aide d'une EPROM dont la sortie avant conversion N/A est codée sur 12 bits. On dispose donc d'une correction temporelle du gain dont la dynamique maximale atteint 4096^2 soit 145 dB. Parallèlement, on a accès à un réglage continu du niveau d'émission sur près de 30 dB. La combinaison du niveau d'émission et du TVG doit permettre d'assurer la réception du signal avec un rapport signal à bruit suffisant. A ces 2 fonctions, il faut ajouter le gain très conséquent apporté par le filtrage adapté.

4.5 Filtrage adapté - Compression d'impulsion.

4.5.1 Concepts.

4.5.1.1 Le filtre adapté.

Le développement de la technique du filtrage adapté est dû aux radaristes qui ont cherché à réaliser la détection optimale de cibles et l'estimation de leurs paramètres (distance, longueur, vitesse...). Il s'agit du traitement linéaire qui maximise le rapport signal à bruit (S/B).

Soit s(t) le signal à filtrer auquel s'ajoute un bruit blanc gaussien n(t), le rapport S/B atteint un maximum en sortie du filtre si celui-ci a la réponse impulsionnelle suivante:

$$h(t) = ks(-t)$$

Soit r(t) le signal alors obtenu:

$$r(t) = \left(s(t) + n(t)\right) * h(t) = k\int s(\tau)s(\tau + t)d\tau + k\underbrace{\int n(\tau)s(\tau + t)d\tau}_{\cong 0}$$

Le filtre adapté est un corrélateur et l'amplitude du signal en sortie est d'autant plus grande qu'il y a de ressemblance entre le signal de référence et le signal d'entrée, c'est à dire qu'il y a adaptation.

Dans la mesure où le bruit n'est pas lié au signal de référence, il est éliminé, alors que le signal cohérent est amplifié, d'où une augmentation du rapport S/B.

Cette fonction d'atténuation du bruit peut être améliorée si on lui adjoint la compression d'impulsion.

4.5.1.2 La compression d'impulsion

La nécessité de transmettre une impulsion courte et de forte puissance pour augmenter les performances des radars (résolution et portée) s'est heurtée aux limitations en puissance des émetteurs. Pour augmenter l'énergie transmise, la seule solution est de la répartir sur une durée plus importante, mais on perd alors la résolution temporelle.

Pour éviter ce dilemme l'idée est d'introduire dans la chaîne de traitement du signal une corrélation entre le temps et la fréquence en donnant au signal transmis une fréquence qui varie linéairement avec le temps. Si au niveau du récepteur on impose un filtre qui affecte le signal d'un retard temporel dépendant linéairement de la fréquence, de sorte que les 2 extrémités du signal subissent des retards différents, le début subissant un gros retard alors que la fin n'est pas retardée, on observe une compression temporelle du signal accompagnée d'une accumulation d'énergie dans ce temps réduit.

On arrive ainsi à comprimer le signal dans un rapport d'autant plus grand que l'excursion en fréquence (B) et la durée du signal (T) sont élevées. On caractérise généralement les filtres adaptés par le produit BT dont est fonction le taux de

compression temporelle. D'autre part, puisqu'il s'agit d'un filtre passif, le principe de conservation de l'énergie s'applique et le rapport des énergies au pic du signal, en entrée et en sortie du filtre, est proportionnel au taux de compression temporelle donc à BT.

Partant de ces considérations, nous avons entrepris le développement d'un filtre adapté numérique utilisant un signal à modulation linéaire de fréquence dont on a fait la description au paragraphe 4.2.

4.5.2 Filtrage adapté sur un canal.

Reprenons le déroulement du traitement du signal, sur l'un des 2 canaux de réception, après hétérodynage et sommation des 32 signaux élémentaires amplifiés. On considère toujours le signal issu d'une source ponctuelle et on ne s'intéresse qu'à ses composantes susceptibles d'être affectées par le filtrage adapté. Les fonctions de gain $G_1(t)$ et $G_2(t)$ ont des variations telles qu'elles peuvent être considérées constantes à l'échelle temporelle du filtrage adapté. On restreint donc notre étude à l'enveloppe du signal et à la porteuse modulée en fréquence :

$$Rb(t) \propto C(t).\cos\left(2\pi\left(\nu_b t + \frac{B}{2}\frac{t^2}{T}\right)\right).$$

On rappelle les valeurs caractéristiques du signal arrivé à cette étape du traitement:

- la fréquence centrale est ν_b = 4 kHz ;
- la bande de modulation linéaire de fréquence, inchangée, vaut B = 3 kHz ;
- la durée du signal également inchangée est T = 8 ms.

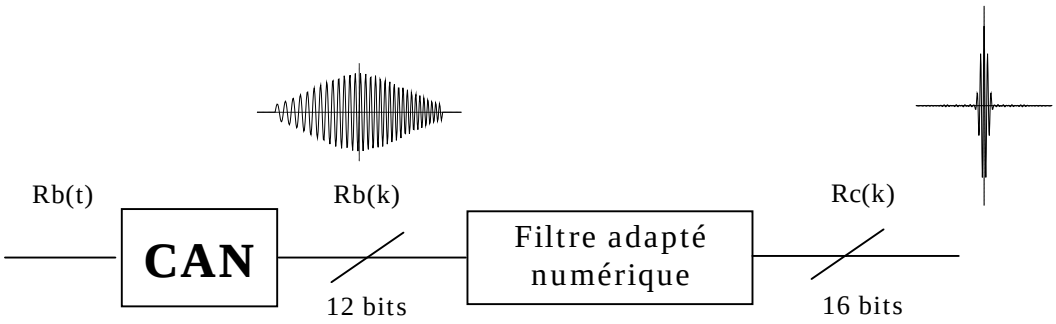


Figure 4.13 : Le filtrage adapté

En reprenant la notation complexe, on peut exprimer le signal d'écho de notre cible ponctuelle par:

$$R_b(t) \propto C(t).\left[Mf(t).exp(j\omega_b t) + Mf^*(t).exp(-j\omega_b t)\right]$$
$$\propto N(t)\,exp(j\omega_b t) + N^*(t)\,exp(-j\omega_b t)$$

avec

$$C(t) = Rect_T(t).exp\left(-\left(\frac{t}{T}\right)^2.ln\,0.2\right) \quad \text{et} \quad Mf(t) = exp\left(j\pi B\frac{t^2}{T}\right) \quad .$$

Ce signal est numérisé sur 12 bits avec une fréquence d'échantillonnage de 32 kHz et acheminé vers le filtre adapté pour y subir la corrélation numérique avec le signal de référence constitué de 256 échantillons et décrit par la Figure 4.4.

Notre filtre adapté est un calculateur numérique sur 16 bits qui utilise pour la corrélation un signal de référence de durée T et d'excursion linéaire en fréquence B identiques à celles du signal émis. Il présente par ailleurs la même modulation d'amplitude et sa fréquence centrale est ν_b = 4 kHz.

Dans le cas idéal que nous traitons ici , c'est à dire en l'absence de bruit et pour une source ponctuelle unique, le signal de référence et l'écho sont rigoureusement proportionnels. Le filtrage adapté s'identifie alors à une autocorrélation, le signal est parfaitement adapté.

Le filtrage adapté produit un signal noté $R_c(\tau)$ avec:

$$\begin{aligned}
R_c(\tau) &= R_b(t) * R_b(-t) \\
&= \left(N(t)e^{j\omega_b t} + N^*(t)e^{-j\omega_b t}\right) * \left(N(t)e^{j\omega_b t} + N^*(t)e^{-j\omega_b t}\right) \\
&= \sum N(t)e^{j\omega_b t}N(t+\tau)e^{j\omega_b(t+\tau)} + \sum N(t)e^{j\omega_b t}N^*(t+\tau)e^{-j\omega_b(t+\tau)} \\
&\quad + \sum N^*(t)e^{-j\omega_b t}N(t+\tau)e^{j\omega_b(t+\tau)} + \sum N^*(t)e^{-j\omega_b t}N^*(t+\tau)e^{-j\omega_b(t+\tau)} \\
&= Re\left[e^{j\omega_b \tau}\left(\sum N^*(t)N(t+\tau) + \sum N(t)N(t+\tau)e^{2j\omega_b t}\right)\right]
\end{aligned}$$

On a finalement en sortie du filtre adapté un signal que l'on peut exprimer par :

$$\boxed{R_c(\tau) = P(\tau)\cos(\omega_b \tau)}$$

Il s'agit donc d'un signal monochromatique qui contient l'information de phase. Cette porteuse est modulée par une fonction enveloppe qui détermine l'amplitude et la résolution. La Figure 4.14 montre l'écho d'une cible ponctuelle en entrée et en sortie du filtre adapté[2].

[2] En sortie du filtre adapté, on utilise un représentation normalisée en amplitude par rapport au maximum.

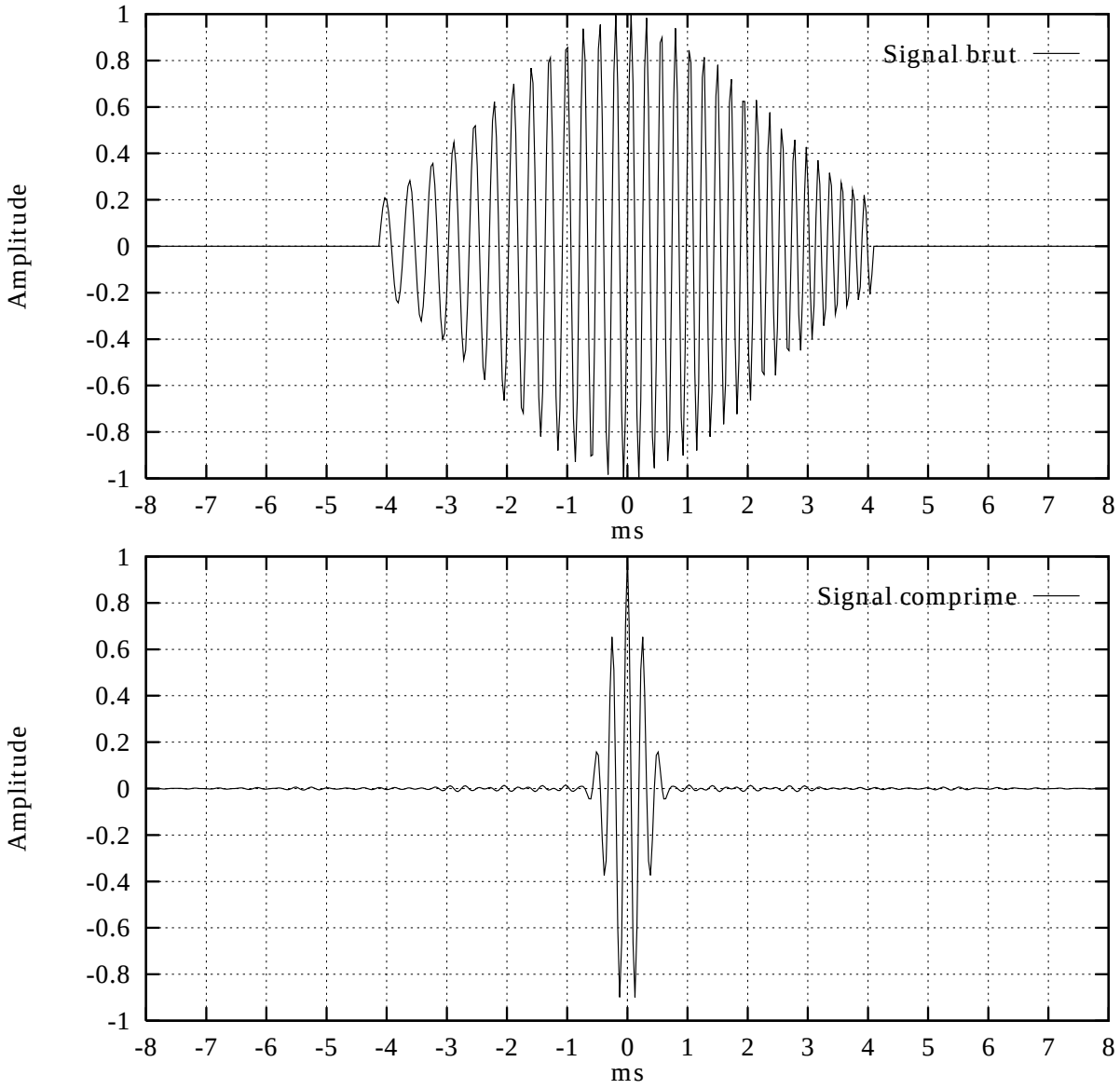


Figure 4.14 : La compression d'impulsion
Echo d'une cible ponctuelle,
Réponse du filtre adapté

Il faut noter ici la compression temporelle du signal qui d'une durée initiale de 8 ms n'a plus en sortie du filtre adapté qu'une durée de l'ordre de la milliseconde. Le taux de compression est donc pour ce cas précis aux alentours de 8 soit BT/3.

On pourrait allonger la durée du signal pour augmenter le BT afin d'avoir une compression temporelle meilleure encore et de ce fait améliorer la résolution. Mais on éliminerait ainsi une partie importante de l'information de phase en réduisant le nombre des oscillations contenues dans l'écho comprimé, information indispensable à la réalisation de la bathymétrie.

Avec le BT choisi de 24, nous disposons d'une impulsion contenant quatre oscillations à 4 kHz décrite chacune par 8 échantillons.

4.5.2.1 Réduction des lobes secondaires - Résolution Temporelle

Lorsqu'on considère un signal dont l'amplitude n'est pas modulée si ce n'est par une distribution rectangulaire, l'évaluation analytique de l'enveloppe du signal comprimé ne pose pas de problème particulier et un calcul direct amène à:

$$P_{Rect}(\tau) \propto \frac{\sin\left(\frac{\pi B \tau}{T}\left(T - |\tau|\right)\right)}{\frac{2\pi B \tau}{T}}$$

On reconnaît ici une fonction proche du sinus cardinal qui présente des lobes secondaires élevés.

Dans le cas qui nous concerne, le signal subit une variation d'amplitude en gaussienne tronquée, exprimée par la fonction C(t), l'expression de l'enveloppe du signal comprimé est:

$$P(\tau) = Re\left[e^{-\left(\frac{\alpha}{T} - j\pi B\right)\frac{\tau^2}{T}} \sum_{t=-T/2}^{T/2-|\tau|} \left(e^{-2\left(\frac{\alpha}{T} - j\pi B\right)\frac{t|\tau|}{T}} \left(1 + e^{-2\left(\frac{\alpha}{T} - j\pi B\right)\frac{t^2}{T}} e^{2j\omega_b t} \right) \right) \right]$$

Pour mettre en évidence la nécessité de l'« apodisation » temporelle nous avons reporté en Figure 4.15 les enveloppes du signal comprimé calculées numériquement pour les 2 cas évoqués. Les lobes secondaires sont pour la fonction rectangulaire à -15 dB du pic de corrélation, alors que la gaussienne tronquée à 20% les réduit à -38 dB.

Ainsi lorsque les échos de niveaux très différents relatifs à 2 cibles ponctuelles proches (Δr = 1 m) se recouvrent, on observe (Figure 4.16) que l'écho faible est masqué par les lobes secondaires de l'écho puissant lorsque le signal n'est pas apodisé. Il est en revanche très nettement discriminé dans le cas de l'apodisation gaussienne.

Comme l'apodisation spatiale des antennes, la modulation d'amplitude induit une altération de la résolution temporelle. A -3 dB elle passe de 0.29 ms pour la distribution rectangulaire à 0.56 ms pour la gaussienne,c'est à dire en distance respectivement de 22 cm à 42 cm. Cette dégradation est très acceptable compte tenu de l'effet spectaculaire obtenu dans la diminution des lobes secondaires.

On a donc une résolution temporelle inférieure à 0.6 ms, à laquelle est directement liée la résolution des images dans la direction perpendiculaire à la marche du navire. Celle-ci vaut moins de 45 cm.

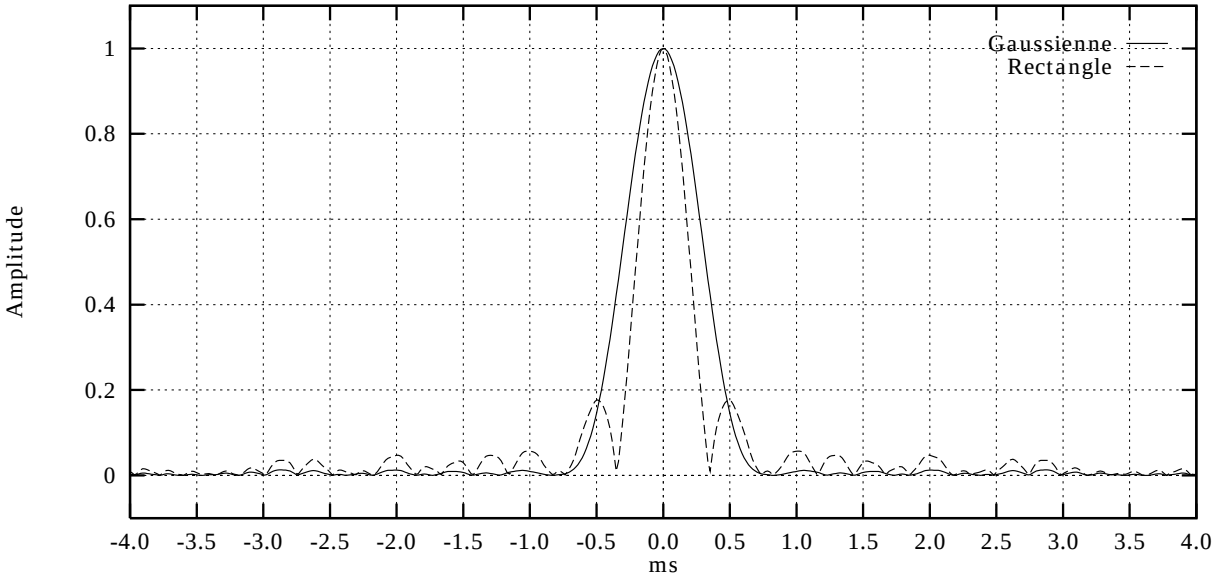
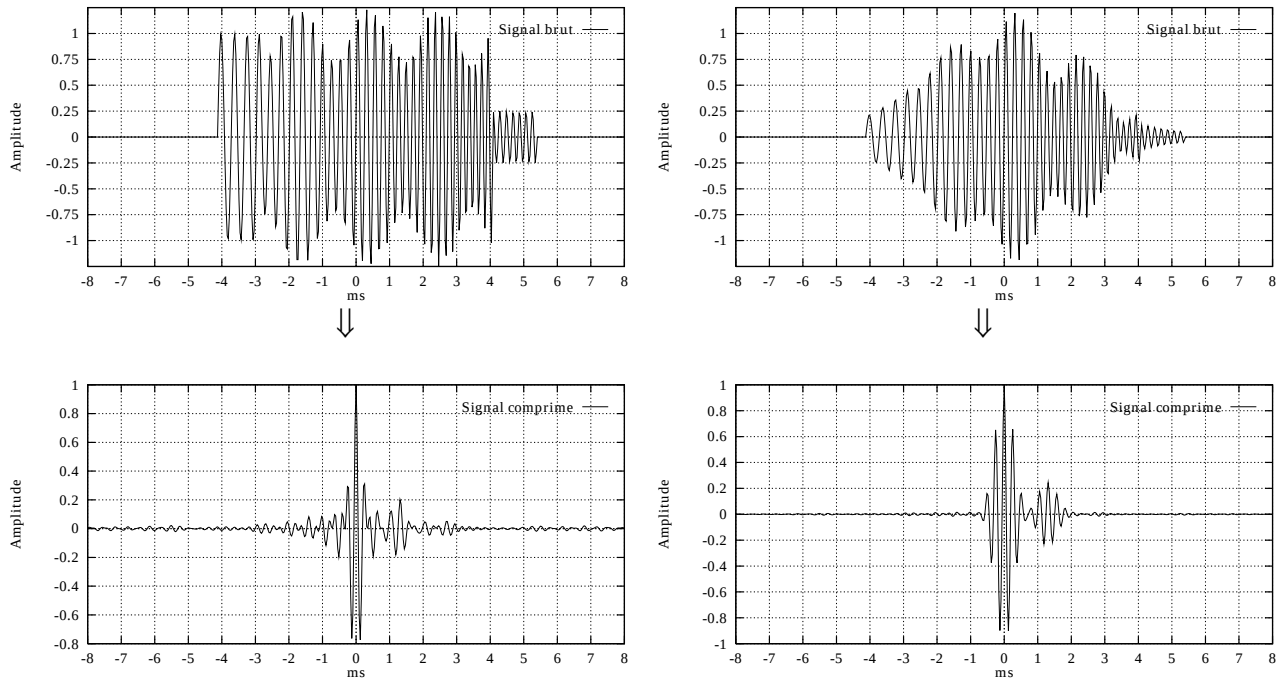


Figure 4.15 : Enveloppes du signal en sortie du filtre adapté pour 2 modulations d'amplitude du Chirp.



-a- Sans Apodisation

-b- Apodisation Gaussienne tronquée à 20 %

Figure 4.16 : Influence de la modulation d'amplitude pour la révélation des signaux faibles. Echos issus de 2 cibles ponctuelles (A_1/A_2 = 12 dB) distantes de 1 m (1.33 ms). et en l'absence de bruit Réponse du filtre adapté.

4.5.2.2 Augmentation du rapport Signal/Bruit

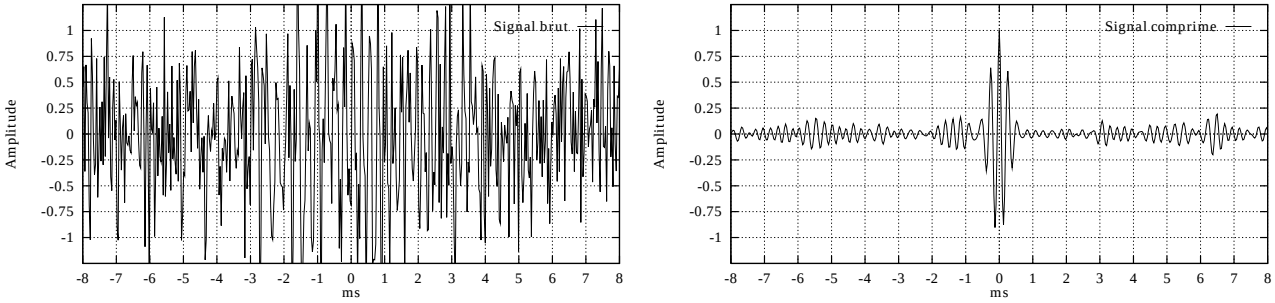


Figure 4.17. : Augmentation du rapport Signal/Bruit
Echo d'une cible ponctuelle,
Réponse du filtre adapté

Par définition le filtre adapté ne révèle que le signal cohérent, éliminant tout ce qui ne présente pas quelque ressemblance avec le signal de référence. Comme l'illustre la Figure 4.15, le bruit blanc dans lequel est noyé le signal à l'entrée du corrélateur est très fortement atténué en sortie du fait de son inadaptation.

Dans l'exemple choisi, on a initialement un rapport 2 en amplitude entre l'écho et le bruit environnant (S/B = 6 dB). A la sortie du filtre l'écho domine le bruit de plus de 15 dB. En théorie on a gagné 10 dB et le gain sur le bruit apporté par le filtrage adapté est donc en puissance autour de 10.

Nous avons considéré ici le cas particulièrement défavorable d'un bruit blanc sur une bande de 16 kHz en ajoutant à l'échantillon une valeur aléatoire dont l'amplitude suit une loi normale. On omet ainsi les filtrages précédents qui ont très largement réduit la bande passante du bruit.

On a remarqué expérimentalement sur des signaux analogiques saturés de bruit, l'effet réel du filtrage adapté qui produit des échos comprimés avec un gain de l'ordre de 40 dB.

On a d'ailleurs vérifié l'effet du filtre adapté en utilisant un signal et une référence de fréquence constante (sans compression d'impulsion) pour constater à un filtrage passe bande quasi parfait avec un gain dans le rapport signal à bruit analogue.

4.6 Traitement interférométrique.

La dernière étape de traitement du signal exploite l'information des 2 canaux de réception pour fabriquer un signal complexe. Le module de ce signal complexe est utilisé pour produire l'image en temps réel, sa phase permet de déterminer la profondeur locale.

4.6.1 La base interférométrique

La Figure 4.18 reprend le détail de la figure de principe présentée en introduction. Le dipôle constitué par les 2 réseaux de réception permet une mesure d'interférence à partir des signaux qu'ils reçoivent respectivement.

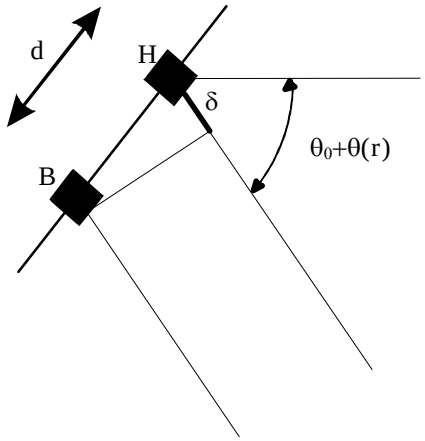


Figure 4.18 : Dispositif interférométrique.

Les réseaux inférieur (B) et supérieur (H) sont espacés d'une longueur d égale à 2 fois la longueur d'onde:

$$d = 2\lambda_0 = 26 \text{ mm.}$$

Le dipôle est orienté dans le plan vertical suivant un angle θ_0 par rapport à l'horizontale. Cet angle comprend celui du montage fixe choisi, comme il a été expliqué au second chapitre, à 40° de l'horizontale et l'angle de roulis θ_R:

$$\theta_0 = 40° + \theta_R(t)$$

L'écho provenant de la distance r est reçu au même instant t = 2r/C par les 2 réseaux. Le déphasage du signal en H par rapport à celui en B est $\Delta\varphi = \varphi_H - \varphi_B$. Il résulte de la différence de marche δ :

$$\Delta\varphi(r) = 2\pi\frac{\delta(r)}{\lambda_0} = 2\pi\frac{d\,\sin\theta(r)}{\lambda_0}$$

La mesure de $\Delta\varphi(r)$ (angle électronique) permet de déterminer la direction $\theta(r)$ (angle géométrique) de provenance de l'écho qui, reliée au temps d'arrivée t, donne la profondeur de la cible:

$$\theta(r) = \boldsymbol{Arcsin}\left(\frac{\Delta\varphi(r)}{2\pi}\frac{\lambda_0}{d}\right) \qquad \text{et} \qquad y(r) = r\,\boldsymbol{sin}(\theta+\theta_0)$$

4.6.2 Fabrication du signal interférométrique.

On dispose à ce stade du traitement de deux signaux qui sont la somme des contributions de cibles multiples. Ils diffèrent par leur enveloppe (respectivement B(t) et H(t)) et par leur phase bathymétrique ($\varphi_B(t)$ et $\varphi_H(t)$). Ils ont en commun une phase fondamentale variant à la fréquence ν_b = 4 kHz (3.90625 kHz exactement). A partir du résultat obtenu pour une cible ponctuelle en sortie du filtre adapté, et en considérant à chaque instant la contribution de multiples cibles ponctuelles, ils s'écrivent :

$$S_H(t) = \left(\sum_i Rc_{Hi}\right)(t) = \left(\sum_i P_{Hi}\right)(t).\boldsymbol{cos}(\omega_b t+\varphi_H) = H(t)\boldsymbol{cos}(\omega_b t+\varphi_H)$$

et

$$S_B(t) = \left(\sum_i Rc_{Bi}\right)(t) = \left(\sum_i P_{Bi}\right)(t).\boldsymbol{cos}(\omega_b t+\varphi_B) = B(t).\boldsymbol{cos}(\omega_b t+\varphi_B)$$

La période d'échantillonnage de ces signaux est $\Delta t = 32\ \mu s$. Entre deux échantillons successifs, la phase fondamentale varie donc de:

$$\omega_b\Delta t = 2\pi\nu_b\Delta t = 2\pi\times 3.90625\times 0.32 = \frac{\pi}{4}.$$

Par ailleurs on montre aisément que les variations temporelles de $\Delta\varphi$ sont beaucoup plus faibles que celles de la phase fondamentale :

$$\frac{d\Delta\varphi}{dt} << \omega_b$$

A partir de là, nous avons envisagé un traitement original pour la détermination de $\Delta\varphi$. Pour un instant donné associé à l'indice n, on considère, pour chaque signal, l'amplitude (H_n et B_n) et la phase bathymétrique (φ_{Hn} et φ_{Bn}) comme des constantes pour 3 échantillons successifs. On peut alors écrire

$$S_{Hn-1} = H_{n-1}\,\boldsymbol{cos}\left(\omega_b t + \varphi_{Hn-1}\right) = H_n\,\boldsymbol{cos}\left(\omega_b t + \varphi_H\right)$$

$$S_{Hn+1} = H_{n+1}\,\boldsymbol{cos}\left(\omega_b t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{Hn+1}\right) \quad = -H_n\,\boldsymbol{sin}\left(\omega_b t + \varphi_{Hn}\right)$$

et

$$S_{Bn-1} = B_{n-1}\,\boldsymbol{cos}\left(\omega_b t + \varphi_{Bn-1}\right) = B_n\,\boldsymbol{cos}\left(\omega_b t + \varphi_{Bn}\right)$$

$$S_{Bn+1} = B_{n+1}\,\boldsymbol{cos}\left(\omega_b t + \frac{\pi}{2} + \varphi_{Bn+1}\right) \quad = -B_n\,\boldsymbol{sin}\left(\omega_b t + \varphi_{Bn}\right)$$

On voit alors que les échantillons d'indices n-1 et n+1 peuvent être considérés respectivement comme les parties réelles et imaginaires de 2 nombres complexes

- de modules : H_n et B_n
- et d'arguments : $\omega_b t+\varphi_{Hn}$ et $\omega_b t+\varphi_{Bn}$

Si on réalise le produit conjugué de ces deux nombres, on obtient une nouvelle information complexe associée à l'indice n, dont les parties réelle et imaginaire sont exprimées par:

$$x_n = S_{Hn-1} \times S_{Bn-1} + S_{Hn+1} \times S_{Bn+1} = (HB)_n\,\boldsymbol{cos}\left(\Delta\varphi_n\right)$$

et

$$y_n = S_{Hn-1} \times S_{Bn+1} - S_{Hn+1} \times S_{Bn-1} = (HB)_n\,\boldsymbol{sin}\left(\Delta\varphi_n\right)$$

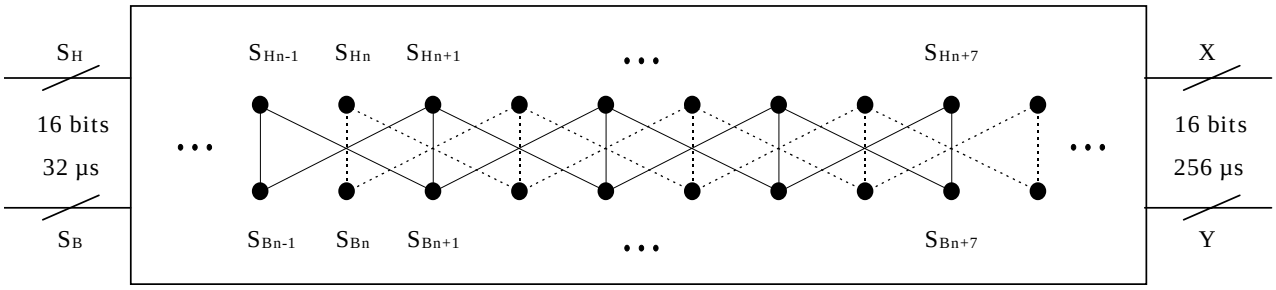


Figure 4.19 : Fabrication du signal complexe.

Suivant l'algorithme décrit par la Figure 4.19, l'opération précédente est effectuée successivement 8 fois. Son résultat est accumulé pour donner une information moyenne sur 8 échantillons.

Le circuit qui réalise cette opération fournit donc un signal complexe défini par ces parties réelle et imaginaire:

$$X_k = \sum_8 x_n = \left\langle (HB)_n\,\boldsymbol{cos}\left(\Delta\varphi_n\right)\right\rangle_8 = A_k\,\boldsymbol{cos}\left(\Delta\varphi_k\right)$$

et

$$Y_k = \sum_8 y_n = \left\langle (HB)_n\,\boldsymbol{sin}\left(\Delta\varphi_n\right)\right\rangle_8 = A_k\,\boldsymbol{sin}\left(\Delta\varphi_k\right)$$

Ce signal complexe, défini sur 16 bits, est délivré à la fréquence de 4 kHz (la période d'échantillonnage des couples (X_k,Y_k) est de 256 µs). Il contient les valeurs moyennes d'amplitude et de déphasage bathymétrique sur 8 échantillons à 32 µs. Chaque couple (X_k,Y_k) traduit les caractéristiques du fond sur une distance inférieure à 20 cm (0.192 m).

4.6.3 Détection d'amplitude et transmission des données

Pour finir la chaîne de traitement du signal, les échantillons X_k,Y_k subissent 2 opérations en parallèle comme le décrit la Figure 4.20.

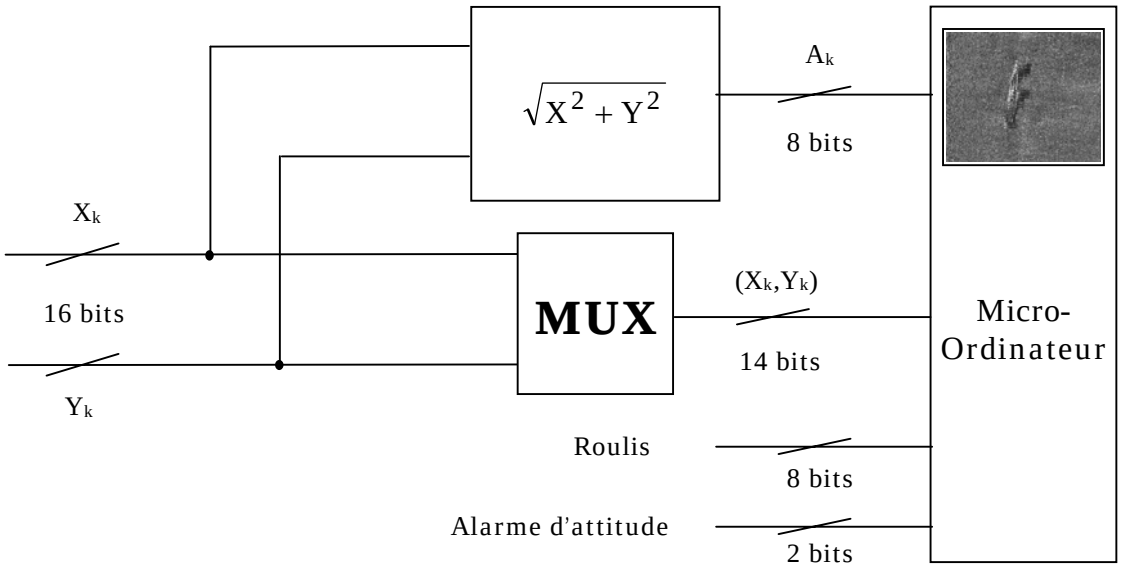


Figure 4.20 : Détection d'amplitude et multiplexage
Transmission au micro-ordinateur.

La première opération vise à fournir au système informatique les valeurs de l'amplitude qui permettent l'affichage de l'image en temps réel. Cette détection d'amplitude utilise un circuit pourvu d'une EPROM pour obtenir sur 8 bits le module du nombre complexe X_k+jY_k:

$$A_k = \sqrt{X_k^2 + Y_k^2}$$

Parallèlement le couple (X_k,Y_k) est multiplexé avant sa transmission à la mémoire de masse de l'ordinateur.

Sur les 16 bits qui définissent l'échantillon, le moins significatif est sacrifié pour définir la parité (X ou Y).

Deux bits supplémentaires sont consacrés à un signal d'alarme concernant l'attitude de la plate-forme en lacet-tangage. Ainsi l'alarme est déclenchée lorsque lacet et/ou tangage sortent de l'intervalle prévu pour la compensation d'attitude. On sait alors si l'échantillon considéré peut être pris en compte.

Il faut préciser que le traitement interférométrique que nous venons de décrire, appliqué en temps réel dans la version électronique finale du prototype, a été éprouvé sur les données recueillies au cours de la première campagne en mer. C'est à dire que le traitement électronique du signal s'arrêtait initialement à l'issue du filtrage adapté. Les deux signaux réels étant transmis à l'ordinateur, le flot des données était alors 8 fois plus important et un problème de stockage s'est posé. Une étude informatique a permis la mise au point du traitement interférométrique et a montré la cohérence des phases bathymétriques obtenues autorisant un développement électronique.

4.7 Système informatique.

Pour en finir avec la description du sonar, il faut donner un aperçu du dernier maillon de la chaîne que constitue le micro-ordinateur et son équipement.

Il faut remarquer dans un premier temps que le système informatique joue un rôle passif vis-à-vis de l'ensemble du système. Il n'impose aucun paramètre à l'électronique qui se charge quant à elle de synchroniser l'acquisition des données par l'ordinateur. L'opérateur impose un certains nombre de paramètre (niveau d'émission, pente moyenne du fond, profondeur moyenne, choix du TVG, portée maximale) par l'intermédiaire d'un panneau de commande manuel. On peut envisager facilement le transfert de ces commandes vers l'ordinateur.

Quoiqu'il en soit, les rôles essentiels dévolus au micro-ordinateur sont l'acquisition et le stockage des données numériques, et l'imagerie en temps réel.

Pour s'acquitter de ces tâches, il est équipé de :

- un microprocesseur 486DX-33 MHz,
- 8 MOctets de mémoire vive,
- un système de mémoire de masse amovible,
- une carte d'acquisition,
- un écran haute résolution associé à une carte vidéo SVGA.

L'ensemble est géré dans l'environnement MS-DOS par un programme développé en langage C.

On utilise une carte d'interface pour micro-ordinateur compatible IBM-PC produite par la firme *National Instruments* sous la référence AT-DIO-32F.

Elle dispose de 4 ports de 8 bits en parallèle pour la transmission des données et de lignes destinées à la synchronisation des signaux.

Les ports peuvent être configurés en sortie ou en entrée, et synchronisés séparément par paires.

Le premier groupe de 2 octets transmet un premier flot de données multiplexées à raison de 4 octets (2×16 bits) toutes les 256 µs, soit plus de 15 kOctets/s. Ce flot comprend le signal complexe (X,Y) et le bit de parité, ainsi que l'alarme d'attitude. Ces données transitent, via les canaux DMA (Direct Memory Access), par la mémoire vive du PC avant le transfert sur la mémoire de masse.

Le second flot de données numériques utilise la deuxième paire d'octets pour le transfert parallèle des signaux d'amplitude (A) et de roulis chacun sur 8 bits à raison d'un mot de 16 bits toutes les 256 µs. Comme le signal interférométrique, amplitude et roulis sont dirigés vers la mémoire de masse.

Parallèlement, le signal d'amplitude subit un traitement succinct en mémoire vive avant sa transmission vers la mémoire vidéo.

Le flot de données a un débit total proche de 50 kOctets/s.

Pour le stockage, on utilise un lecteur de disques durs amovible de type SYQUEST. Chaque disque a une capacité de 105 Mo.

Si on prend pour exemple un exploration sur une distance de 500 m, un cycle de tir dure 0.66 s. Un disque donne une autonomie relativement restreinte de 3400 tirs soit (3.4 km à raison d'un tir par mètre) ou encore 40' d'enregistrement. Pour les 2 campagnes en mer, nous avons utilisé plusieurs disques amovibles et effectué périodiquement le transfert des données sur bandes magnétiques au format 8 mm de très grande capacité (5 Goctets) associées à un lecteur de type EXABYTE.

La partie électronique du sonar latéral a suivi un développement parallèle à celui de l'antenne. Une première version a été utilisée pour les expériences en bassin, qui a délivré les mesures exposées dans le chapitre 3. Elle a permis ainsi de valider les prévisions du modèle numérique des réseaux. Par les mêmes expériences, on a pu s'assurer de la programmation correcte des multiples mémoires qui interviennent dans la synthèse et le traitement du signal.

L'option choisie pour le traitement du signal, à savoir la compression d'impulsion, s'est révélée très bien adaptée aux signaux acoustiques rétrodiffusés et à notre application en particulier.

A l'issue d'une première campagne en rade de Brest, au cours de laquelle de nombreuses données ont été collectées, nous avons pu mettre au point et intégrer à l'électronique une méthode interférométrique capable de délivrer une information complexe précise et beaucoup moins volumineuse, contenant la phase bathymétrique et l'information de rétrodiffusion. Ce second prototype électronique a subi un baptême au large de Toulon au cours duquel le sonar a produit des images de grande qualité et récolté des informations bathymétriques exploitables.

Il faut noter que le développement de ce prototype a été l'occasion pour le laboratoire de se familiariser avec la technique puissante du filtrage adapté associée à la compression d'impulsion. Les performances étonnantes qu'elle a montrées l'ont imposé à la plupart des systèmes qui sont développés depuis à Saint-Cyr.

5. IMAGES ET BATHYMETRIE

Forts des résultats obtenus en bassin avec la maquette constituée de 4 modules dans un premier temps, puis avec l'antenne de 4 m, nous avons pu envisager des opérations en mer pour l'acquisition des premières images et données bathymétriques. Sous la direction de l'IFREMER qui dispose des navires nécessaires, 2 opérations ont été mises en œuvre.

En novembre 1993, le système a été embarqué à bord de la « Thalia », pour sillonner la rade de Brest. L'objectif principal de cette première campagne, était de qualifier la résolution des images et de vérifier les capacités de compensation du lacet et du tangage. En dépit de conditions instrumentales précaires et de l'agitation de la mer, le système a tenu ses promesses: la compensation dynamique de l'attitude du navire s'est révélée efficiente et les images ont montré la résolution attendue. Pour la bathymétrie, des données utiles ont été acquises en quantité suffisante pour assurer l'évolution du traitement du signal.

De retour à Saint-Cyr, les images brutes ont été améliorées et le traitement interférométrique exposé au chapitre précédent mis au point et incorporé à l'électronique temps réel.

En juin 94, le nouveau système était installé à bord du catamaran océanographique « Europe » pour une courte mission de 2 jours entre Toulon et la presqu'île de Giens. A cette occasion, le sonar a pu s'exprimer plus complètement en tirant profit de la topographie sous marine locale caractérisée par des profondeurs importantes et un relief plus marqué qu'à Brest, particulièrement adapté à la bathymétrie.

Les résultats les plus intéressants sont exposés dans ce chapitre qui comporte en préambule la description des montages expérimentaux à bord des deux navires. On expose ensuite brièvement les traitements informatiques qui dépouillent les images brutes de leurs défauts les plus évidents. Puis on présente les images traitées les plus caractéristiques.

Enfin le l'exploitation numérique des signaux interférométriques est détaillée, et la partie ultime de ce chapitre, donne les relevés topographiques qui en ont résulté.

5.1 Les conditions expérimentales

Les 16 modules qui constituent l'antenne sont fixés alignés sur une poutre d'aluminium à section rectangulaire. Deux montants destinés à une fixation verticale imposent à la poutre une inclinaison autour de son axe longitudinal à 40° de l'horizontale.

5.1.1 A bord de la « Thalia » en rade de Brest

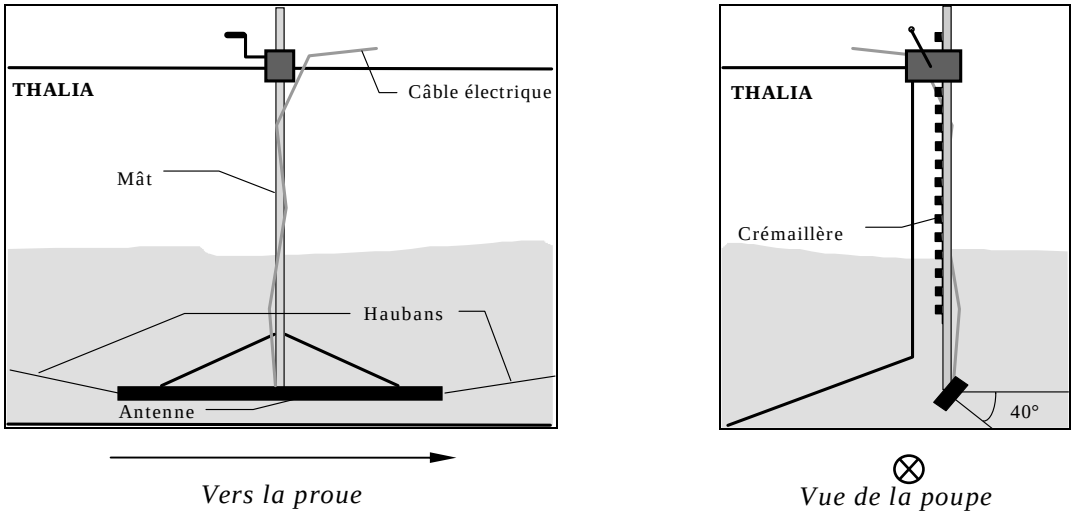


Figure 5.1 : Montage de l'antenne sur la Thalia

Pour la campagne en rade de Brest, comme le montrent les vues schématiques de la Figure 5.1, l'antenne était soutenue par un mât métallique lié au flanc tribord du navire par l'intermédiaire d'un système à crémaillère qui assurait le mouvement vertical de la structure. Des haubans rigidifiaient le montage de l'antenne parallèlement à l'axe du navire. Les 12 m de câble électrique qui reliaient les transducteurs à l'électronique permettaient une immersion de l'antenne à 2 m sous la surface. Le système électronique-informatique était pour sa part logé dans une cabine baptisée « labo humide ».

Au cours de cette opération, les conditions de mer ont souvent été mauvaises et les bornes de la compensation d'attitude fréquemment dépassées. Qui plus est, le compas magnétique chargé de la mesure du lacet supportait mal les brusques variations de cap dues à la houle. L'information qu'il communiquait à l'électronique était en conséquence fréquemment fausse et les images s'en trouve altérées. Leur qualité reste suffisante toutefois, pour donner, comme nous le verrons plus loin, des résultats intéressants.

Concernant le transfert des données, il faut rappeler qu'il utilisait alors 3 canaux numériques. Le premier débitant 2 octets à 64 kHz (soit 128 kOctets par seconde d'enregistrement) véhiculait depuis la sortie des corrélateurs numériques, les

échantillons multiplexés des 2 signaux échographiques nécessaires à la mesure bathymétrique. Les 2 autres canaux transmettaient l'image brute (amplitude du signal échographique) et le roulis du navire au rythme de 2 × 4 kOctets/s.

Nos capacités de stockage limitées nous ont contraint à ne conserver, la plupart du temps, que les images brutes. Le stockage des 2 signaux échographiques a été privilégié pour les zones, nécessairement limitées, qui présentaient, *a priori*, un intérêt pour la bathymétrie.

Il n'était par ailleurs prévu aucune liaison aux instruments de navigation du bord ce qui interdisait d'emblée le traitement des enregistrements relativement les uns aux autres.

Mais tel n'était pas le but de cette mission de 3 jours dont l'objectif essentiel était la récolte des premières images. C'est pourquoi, une fois acquis le fait qu'aucun défaut majeur n'affectait la fonction imagerie, nous avons cherché des cibles susceptibles de caractériser la résolution : épaves et structures déterminées.

5.1.2 A bord de l'« Europe », entre Toulon et Giens

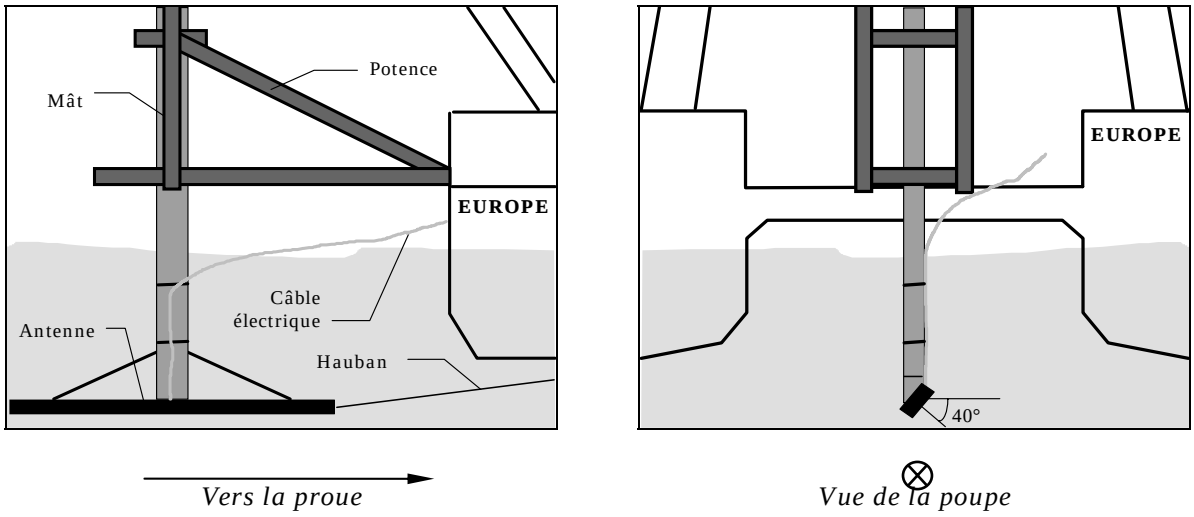


Figure 5.2 : Montage de l'antenne à bord de l'Europe.

Pour la seconde campagne au large de Toulon, le catamaran Europe, navire en aluminium de 25 m de long, devait initialement accueillir l'antenne du sonar à la verticale de son puits central. Mais une telle disposition exposait à des réflexions parasites sur la coque située dans le champ acoustique.

Le montage qui nous a finalement été proposé (cf. Figure 5.2), a consisté à placer l'antenne quelques mètres en arrière de la poupe dans le plan médian du navire. Un mât profilé soutenait la poutre horizontale orientée sur tribord et inclinée autour de l'axe longitudinal à 40° de l'horizontale. Le mât était quant à lui soutenu par une potence solidement arrimée au pont du navire.

Etant donnés la masse supportée par la structure en acier et le déport indispensable pour échapper tant soit peu au sillage du navire, il était inévitable considérant les contraintes mises en jeu, que l'antenne soit soumise à des instabilités. Le traînage et la torsion de la structure sous l'effet des mouvement

instables du navire ont provoqué des déviations de l'antenne qui ne pouvaient être déterminées par les capteurs d'attitude liés rigidement au pont. Ceci explique probablement concernant certaines images et malgré la compensation d'attitude, les artefacts typiques des instabilités de navigation.

Pour ce qui est du capteur de lacet, il faut signaler la substitution au compas magnétique de la mission en mer d'Iroise, un système gyroscopique mieux adapté dont on a fait une brève description au chapitre précédent.

Nous avions par ailleurs considérablement réduit le débit des données nécessaires à la fonction bathymétrique (désormais égal à 16 kOctets/s) et augmenté nos capacités de stockage. L'enregistrement systématique du signal interférométrique a ainsi été possible. Par ailleurs, les 2 canaux d'acquisition (2×4 kOctets/s) relatifs à l'image brute et au roulis, subsistaient.

Comme précédemment, aucun lien direct avec les instruments de navigation du navire n'a pu être établi. Seuls ont pu être répertoriés les vitesses et positions approximatives.

En rade de Brest nous n'avions pu explorer que des fonds de profondeur relativement faible et sans relief particulièrement prononcé. La géologie tourmentée des côtes toulonnaises nous a offert un tout autre type de terrain. Quelques milles nautiques parcourus vers le large y suffisent en effet, pour observer des variations de profondeur de plusieurs centaines de mètres. De plus, le relief sous-marin y est particulièrement intéressant et adapté à la caractérisation de la fonction bathymétrique de notre système.

5.2 Le traitement des images

Avant de présenter les images les plus intéressantes, il nous faut expliquer brièvement les traitements informatiques que nous leur avons fait subir. Ils sont de 2 natures et consistent premièrement en une correction géométrique classique associée à une compensation des défauts du TVG. Deuxièmement, les artefacts des trop grands mouvements de lacet-tangage sont éliminés par un filtrage dans la direction longitudinale.

5.2.1 La projection horizontale

Les images produites en temps réel par le sonar traduisent l'amplitude du signal échographique complexe (cf. §4.6). Elles représentent la totalité du domaine couvert par les faisceaux acoustiques dont la majeure partie est le milieu aquatique qui peut comporter des objets susceptibles de perturber l'image du fond.

Par ailleurs, l'amplitude échographique est fonction du temps, donc de la distance à l'antenne. Pour obtenir une vue plus correcte du fond, il faut convertir cette information en une fonction de la distance horizontale.

Dans un premier temps il s'agit de déterminer précisément pour chaque tir, l'échantillon qui correspond au premier écho provenant du fond. Il faut pour cela éliminer les échos parasites qui émaillent la colonne d'eau et dont les poissons en banc sont le plus souvent à l'origine, comme on peut l'observer sur la Figure 5.3.

La méthode utilisée pour obtenir la ligne de sonde à la verticale de l'antenne consiste en une simple détection d'amplitude le long de chaque tir. La ligne de fond ainsi obtenue est le plus souvent bruitée et nécessite l'application d'un filtre rudimentaire mais numériquement très performant: le filtre médian [25].

Pour cette étape deux paramètres sont manipulés: le seuil d'amplitude pour la détection et la longueur de la fenêtre de filtrage. Le résultat est finalement validé par sa superposition à l'image brute et une vérification visuelle.

Le résultat de la détection du fond concernant l'image de la Figure 5.3 est donné par la Figure 5.4

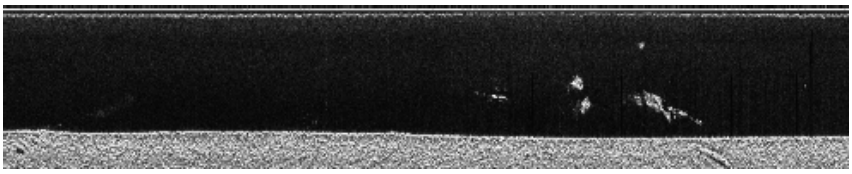


Figure 5.3 :Portion d'une image montrant sur 500 tirs la colonne d'eau, des bancs de poissons et les premiers échos de fond

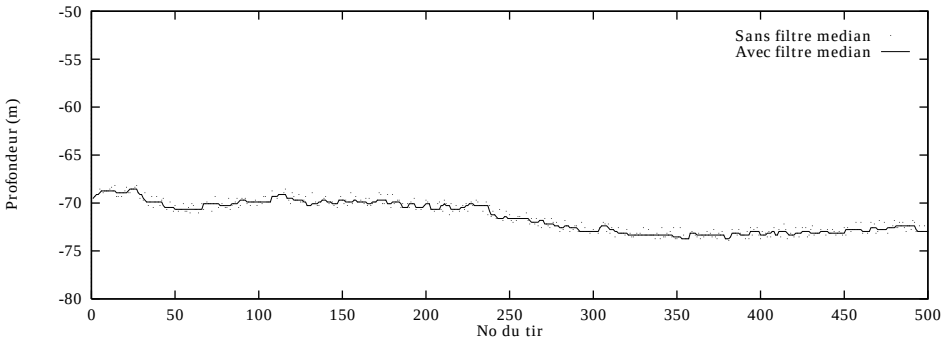


Figure 5.4 : Résultat de la détection du fond à Nadir pour l'image de la Figure 5.3

Une fois déterminée la profondeur à Nadir, chaque échantillon d'un tir subit une projection horizontale en faisant l'hypothèse d'un profondeur constante en fonction de la distance latérale.

La colonne d'eau indispensable au moment de l'acquisition pour le réglage du sonar (le choix du TVG dépend de la profondeur) disparaît finalement de l'image

Dans la zone proche de la verticale à l'antenne, du fait de l'incidence importante des rayons acoustiques, l'intervalle horizontal séparant les premiers échantillons est grand. Pour éviter les lacunes de l'image, chaque pixel est répété pour couvrir la distance horizontale qui lui est associée, ce qui donne une impression de flou et traduit la myopie du sonar à sa verticale.

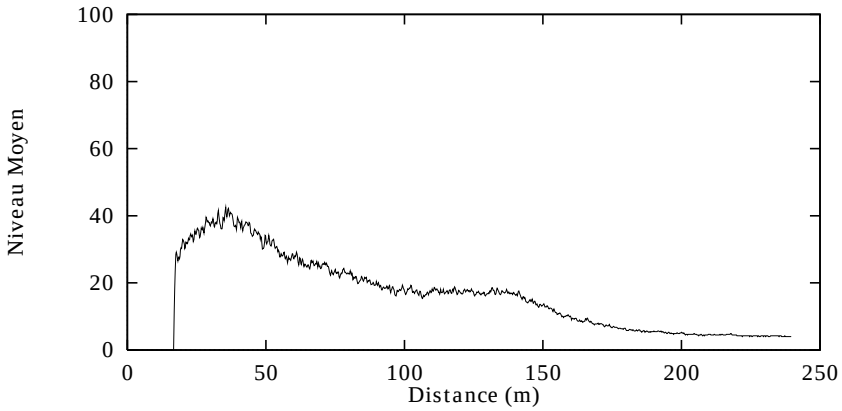
A cette projection sur fond plat, il faut souvent associer une correction, du niveau moyen d'amplitude en fonction de la distance que l'application du TVG n'a pas suffit à homogénéiser.

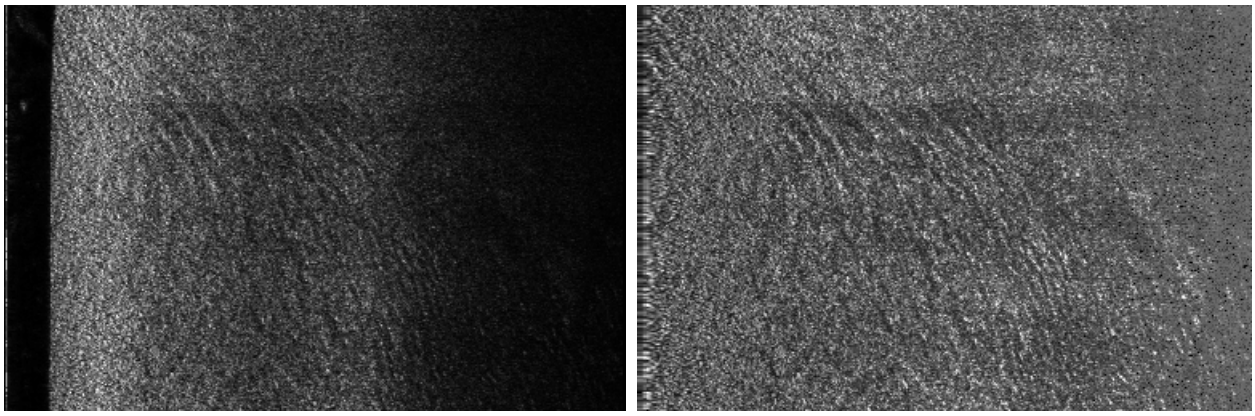
5.2.2 La correction de gain

Au cours de la campagne de Brest, le sonar utilisait une fonction TVG différente de celle décrite au chapitre 4. Cette fonction s'est révélée tout à fait inadaptée entraînant pour des niveaux d'émission moyens la saturation des échos provenant des portées courtes et par conséquent des portions d'images exemptes du contraste qui permet de les interpréter. Pour pouvoir observer la zone proche, nous avons été contraints d'imposer un niveau d'émission faible qui pénalisait les zones plus lointaines.

En post-traitement, il est possible de compenser partiellement ce défaut de TVG. Pour cela, on détermine en fonction de la distance latérale le niveau moyen du signal et on applique à l'image brute (avant projection) un nouveau TVG qui est en fait l'inverse de la fonction obtenue. Ce traitement simple présente l'inconvénient de réveiller le bruit autant que l'information pertinente puisqu'il conserve le rapport signal à bruit.

Appliquer par ailleurs un simple facteur pour augmenter le niveau de l'ensemble de l'image ne constitue pas un problème et s'avère très utile.





(a) Image brute

(b) Image projetée et corrigée du gain

Figure 5.5 : Projection horizontale et compensation du TVG

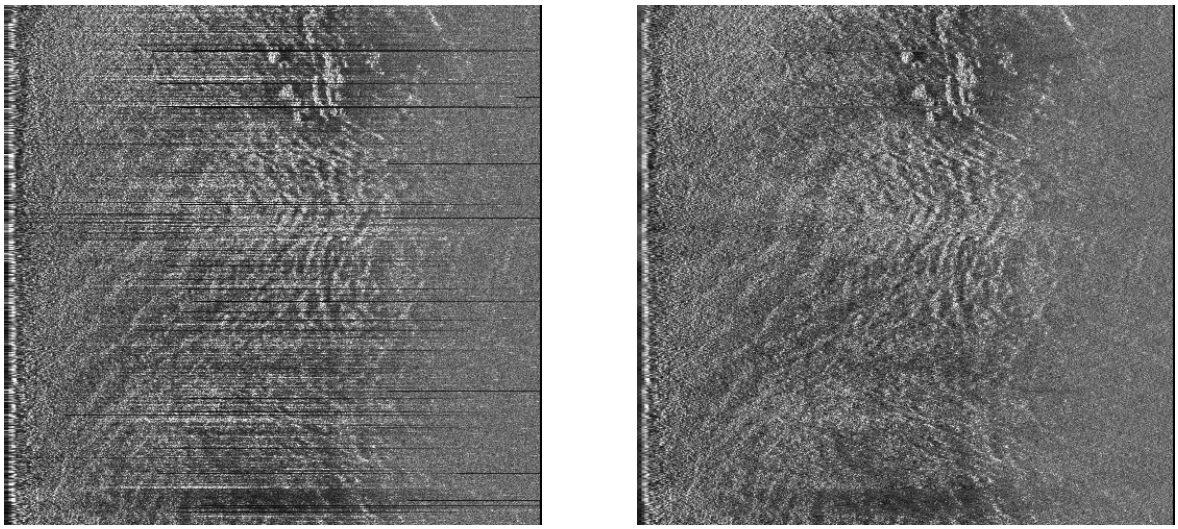
Pour exemple on a appliqué ces opérations à l'image (a) de la Figure 5.5 qui couvre une distance longitudinale de 160 m (254 tirs espacés de 60 cm) et explore une distance latérale de 250 m. On peut noter la zone floue à la gauche de l'image traitée ainsi qu'à la droite l'apparition de détails invisibles auparavant.

5.2.3 Le filtrage longitudinal

Les conditions expérimentales, loin d'être idéales, ont placé parfois le système dans des situations telles que la compensation d'attitude soit inopérante. Il en a résulté sur les images des artefacts dont les plus remarquables sont des variations brutales d'amplitude pour des tirs successifs, voire même l'absence de signal sur des portions de tir.

Ce genre de défaut présente l'avantage d'être bien décorrelé de l'information de rétrodiffusion. Une méthode efficace [26] basée sur la décomposition en fonctions orthogonales (les fonctions utilisées ici sont les polynômes de Chebishev) et le lissage des coefficients basses fréquences de la décomposition suivant la direction longitudinale, permet d'éliminer ces artefacts.

La Figure 5.6 donne un exemple de ce traitement pour une image qui couvre une zone de 480 m en longueur, 450 m en largeur. On peut constater que l'image est remarquablement nettoyée sans qu'aucune perte d'information puisse être notée.



(a) Image projetée et corrigée du gain

(b) Image filtrée par décomposition en polynômes de Chebishev

Figure 5.6 : Traitement des variations brutales d'amplitude
Le filtrage longitudinal

D'autre traitements ont été envisagés et appliqués qui n'ont pas produit d'effet satisfaisant. Les images qui suivent n'ont pas subit d'autre filtrage que celui qui vient d'être décrit.

5.3 Les images

Pendant les deux missions de nombreuses images ont été récoltées mais seules celle dignes d'intérêt sont présentées ici, regroupées en plusieurs ensembles thématiques. La représentation est toujours faite suivant le référentiel lié au navire qui évolue de bas en haut, l'antenne du sonar étant orientée perpendiculairement et émettant les faisceaux vers la droite.

Les proportions en largeur et hauteur sont déterminées à partir de la connaissance approximative de la vitesse du bateau dont on suppose qu'elle est constante pour une image, et de la connaissance exacte de la distance oblique explorée (un échantillon pour une distance oblique de 0.192 m). Les programmes de traitements produisent finalement des images supposées correctement proportionnées. La distance latérale donnée tient compte de la projection horizontale.

On indique pour chaque image la profondeur à Nadir qui peut être constante, moyenne ou évolutive et dans ce cas on indique l'intervalle d'évolution.

5.3.1 Les Ducs d'Albe, cibles idéales

Pour sa première sortie, le sonar devait faire la preuve de son acuité visuelle. Après des balbutiements peu encourageants du fait de mauvais réglages, à la recherche de cible immergées hypothétiques, le navire a fait route sur les Ducs d'Albe.

Il s'agit de 2 grosses structures en béton, sur pilotis, construites au cours de la seconde guerre mondiale pour l'amarrage des cuirassés allemands. Ces deux structures jumelles constituent des cibles idéales, d'abord parce qu'elles émergent et sont donc immanquables, ensuite parce que leur structure en béton les rend parfaitement échogènes.

Les Images 1 et 2 (voir pages suivantes) présentent deux vues des Ducs d'Albe et de la zone immergée qui les environne. Le cap et la distance aux cibles ont légèrement varié d'une image à l'autre. La profondeur à la verticale du navire est de l'ordre de 20 m et d'après les cartes existantes (la bathymétrie le confirmera) remonte en pente douce en direction et au delà des Ducs.

La section horizontale des blocs de béton est un carré de 20 m × 20 m environ. Les blocs émergeant portent une ombre infinie que la correction de gain est venu troubler et l'on distingue derrière les échos spéculaires le signal émanant des zones accessibles aux faisceaux entre les pilotis.

L'une et l'autre de ces images permettent de caractériser les performances du système en terme de résolution. On peut en effet observer autour des structures parfaitement définies de nombreux détails bien distincts.

Remarquable entre autre est le petit relief que l'on devine aux pieds des Ducs comme les affouillements sombres qui bordent des amoncellement probablement construits par les courants importants qui règnent dans la zone. On peut noter

aussi les rides de sable en haut à gauche des deux images. Sur chacune d'elles et particulièrement sur la seconde, entre les deux ombres en extrémité de fauchée, des structures linéaires sont très nettement discernables.

Tous ces détails prouvent assurément la résolution attendue. On notera par ailleurs l'absence des artefacts de lobes secondaires de rayonnement qui se repèrent d'ordinaire par le « bavement » des cibles.

Enfin, une autre remarque importante doit être faite qui concerne la sensibilité en fonction de l'incidence des faisceaux. La distance latérale couverte est de 240 m et l'on trouve toujours de l'information nette en bout de fauchée c'est à dire à une distance 13 fois supérieure à la hauteur d'eau et pour des angles d'incidence inférieurs à 5°.

Image 1 : Rade de Brest - Les Ducs d'Albe - Vue 1

Profondeur à Nadir	20 m
Distance latérale	240 m
Distance longitudinale	400 m (650 tirs)

Image 2 : Rade de Brest - Les Ducs d'Albe- Vue 2

Profondeur à Nadir	20 m
Distance latérale	240 m
Distance longitudinale	380 m (620 tirs)

Les Ducs d'Albe ayant rassuré quant au fonctionnement de l'imageur dans des conditions idéales, la « Thalia » est partie à la recherche d'une cible invisible, à savoir une épave totalement immergée.

5.3.2 L'épave du *Swansea*

Après quelques temps d'une chasse infructueuse, le *Swansea* était repéré à la verticale du navire et à plusieurs centaines de mètre de la bouée censée marquer son emplacement. Ce cargo charbonnier long de plus de 50 m gît encore par 25 m sur un fond vierge de tout relief.

Les images 3 à 6 en sont 4 vues sous des angles et à des distances différentes.

Outre les formes que présente l'épave, qui vont des plus explicites pour les vue 1 et 2, aux plus exotiques lorsqu'on considère la quatrième vue, il faut porter attention ici aux ombres générées par les superstructures de l'épave. Elles doivent permettre de déterminer sa hauteur au dessus du fond:

Sur les première et troisième vues, l'épave est distante de 130 m et porte une ombre de près de 25 m; sur la seconde sa distance est de l'ordre de 80 m et l'ombre qu'elle porte est un peu supérieure à 15 m. Si l'on considère les 25 m de hauteur d'eau, les 3 images concordent pour placer à environ 4 m au dessus du fond le point culminant du *Swansea*, ce qui rapporté à ses 50 m de longueur augure plutôt mal de son état de conservation ou traduit un ensablement important.

Pour en venir aux performances du système, il faut constater encore la bonne résolution des images qui permet de distinguer parfaitement les bords de l'épave. Il mérite d'être précisé que ces images ont été acquises dans une mer plutôt agitée comme le prouve l'enregistrement du roulis associé à la première vue et qui atteint des amplitudes proche de 10° au moment du passage par le travers de l'épave.

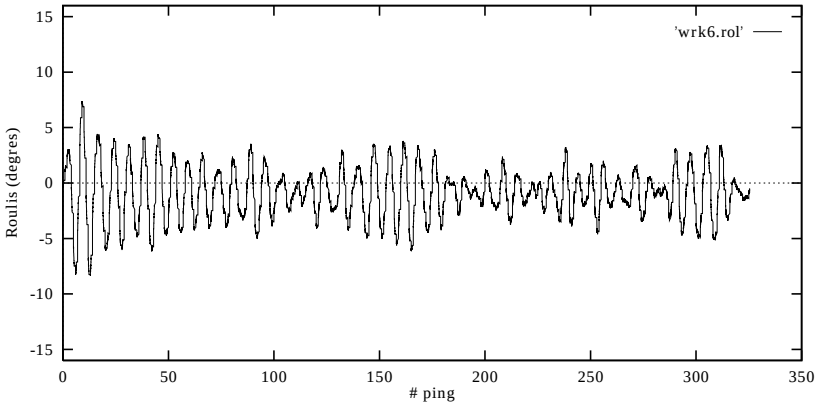


Figure 5.7 : Enregistrement du roulis pendant l'acquisition de l'image 3

La quatrième vue présente deux aspects notables. L'épave y paraît beaucoup plus longue et son image semble dupliquée. On expliquera le premier phénomène par une erreur dans le relevé des paramètres de navigation (vitesse...). Le second phénomène doit pouvoir s'expliquer par des échos aux trajets multiples.

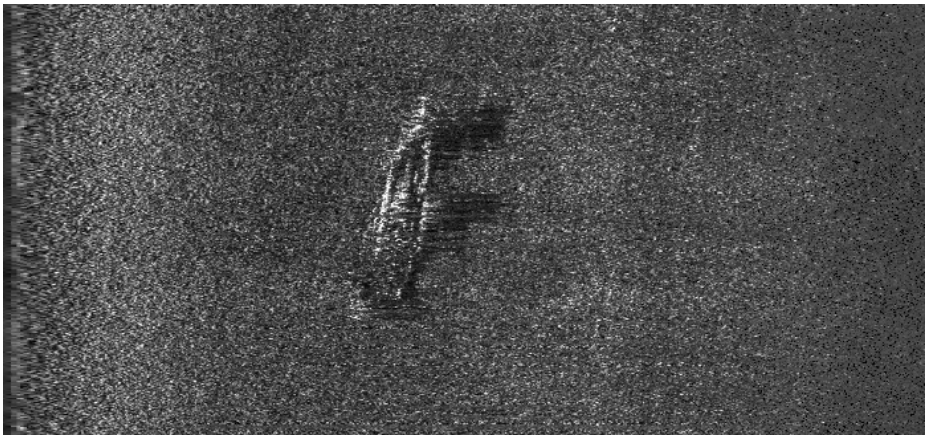


Image 3 : Rade de Brest - Epave du Swansea - Vue 1

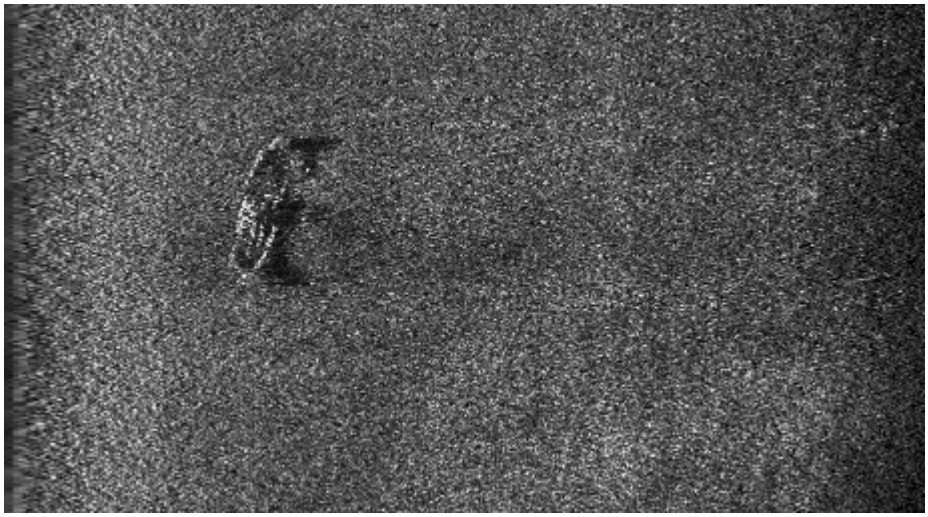


Image 4 : Rade de Brest - Epave du Swansea - Vue 2

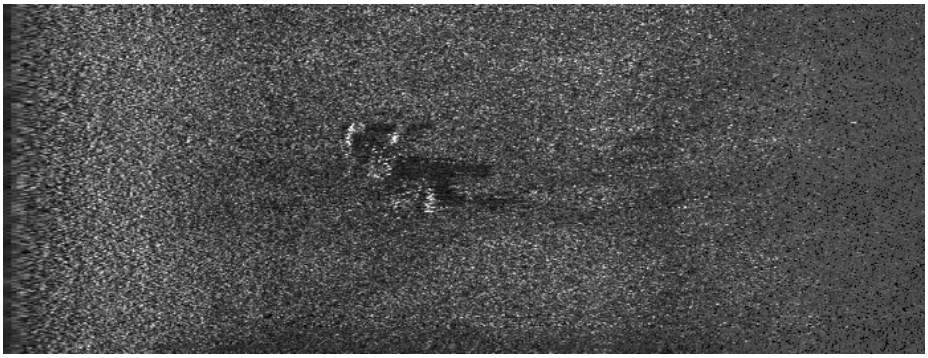


Image 5 : Rade de Brest - Epave du Swansea - Vue 3

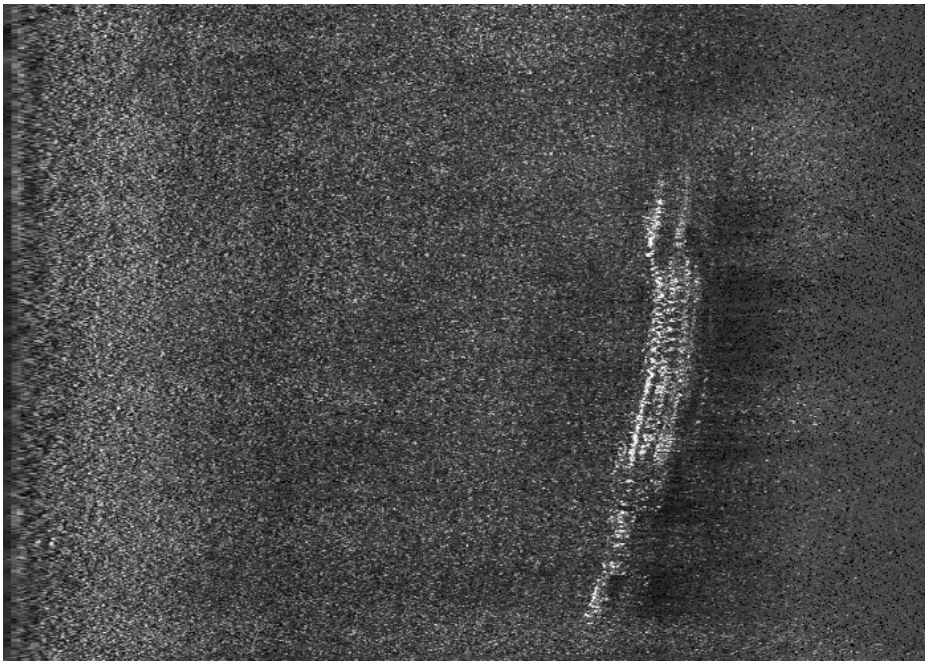


Image 6 : Rade de Brest - Epave du Swansea - Vue 4

	Vue 1	Vue 2	Vue 3	Vue 4
Profondeur à Nadir	20 m			
Distance latérale	288 m			
Distance longitudinale	135 m (325 tirs)	160 m (255 tirs)	110 m (265 tirs)	205 m (500 tirs)

5.3.3 Dans l'« Anse de Bertheaume »

Les images qui suivent sont également issues de la campagne en mer d'Iroise. Plus précisément elles ont été acquises sur la zone que les cartes marines dénomment « Anse de Bertheaume ».

A cet endroit, le fond apparaît désespérément plat, parfois émaillé d'un rocher.

Outre l'aspect artistique qu'on peut leur trouver, ces 5 images méritent l'observation par les variations de l'intensité rétrodiffusée induites par la nature changeante du fond.

On peut imaginer les interprétations relatives aux courants sous-marins par exemple, que les formes dessinées par les sédiments peuvent permettre, pourvu évidemment que soient enregistrés les caps et positions du navire.

Ces images donnent aussi un aperçu de l'outil que peut constituer le sonar latéral pour l'étude sédimentaire des fonds marins à condition de pouvoir relier la nature du fond à ses propriétés rétrodiffusantes.

Concernant le sonar lui-même, il est peu de choses nouvelles que l'on puisse tirer de ces images sinon constater parfois des distorsions (cf. image 7) provoquées par le défaut de compensation du lacet-tangage lorsque l'amplitude des mouvements incriminés dépasse largement l'intervalle de fonctionnement de 6°. La résolution, encore, peut être qualifiée à l'observation des rares rocher rencontrés (cf. image 9).

Image 7 : Brest - Anse de Bertheaume- Zone 0

Profondeur à Nadir	15 m
Distance latérale	240 m
Distance longitudinale	410 m (500 tirs)

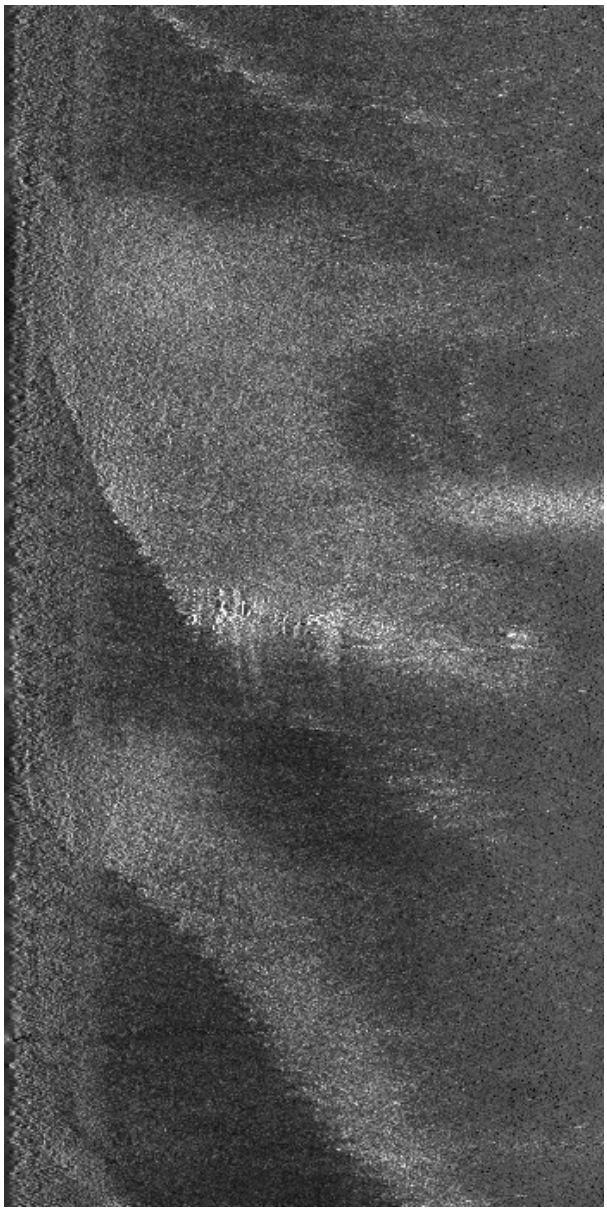


Image 8 : Brest - Anse de Bertheaume- Zone 3

Profondeur à Nadir	16 m
Distance latérale	290 m
Distance longitudinale	575 m (700 tirs)

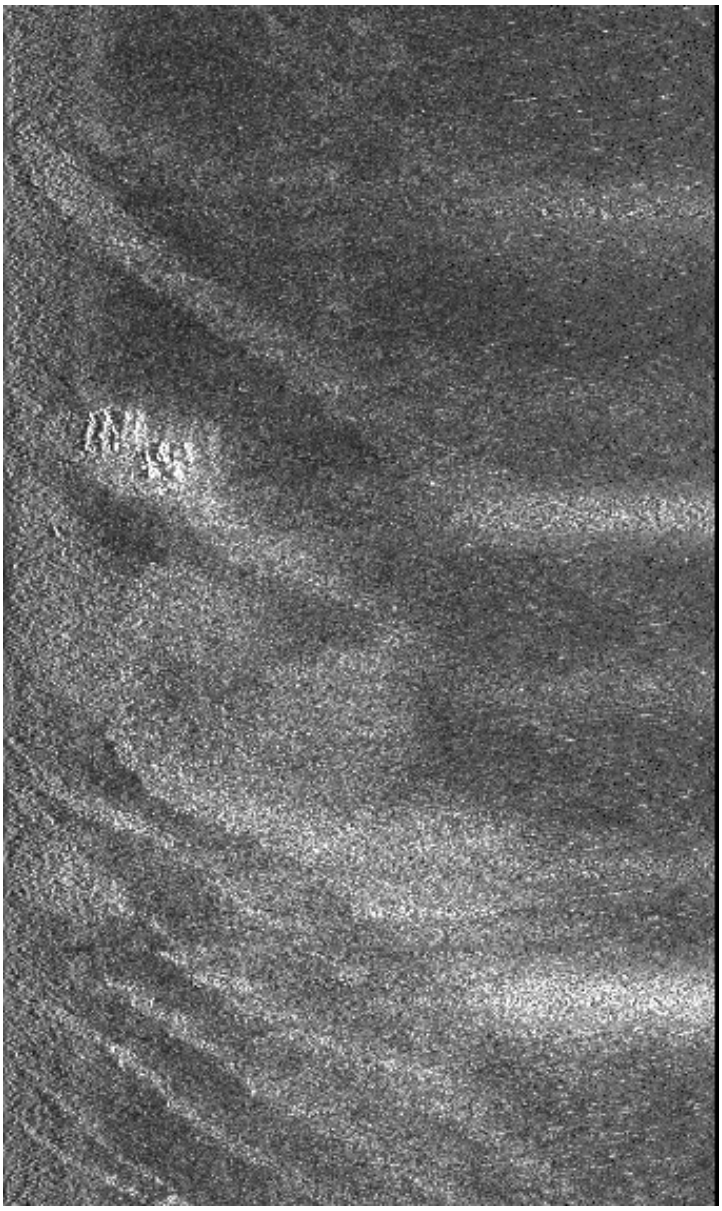
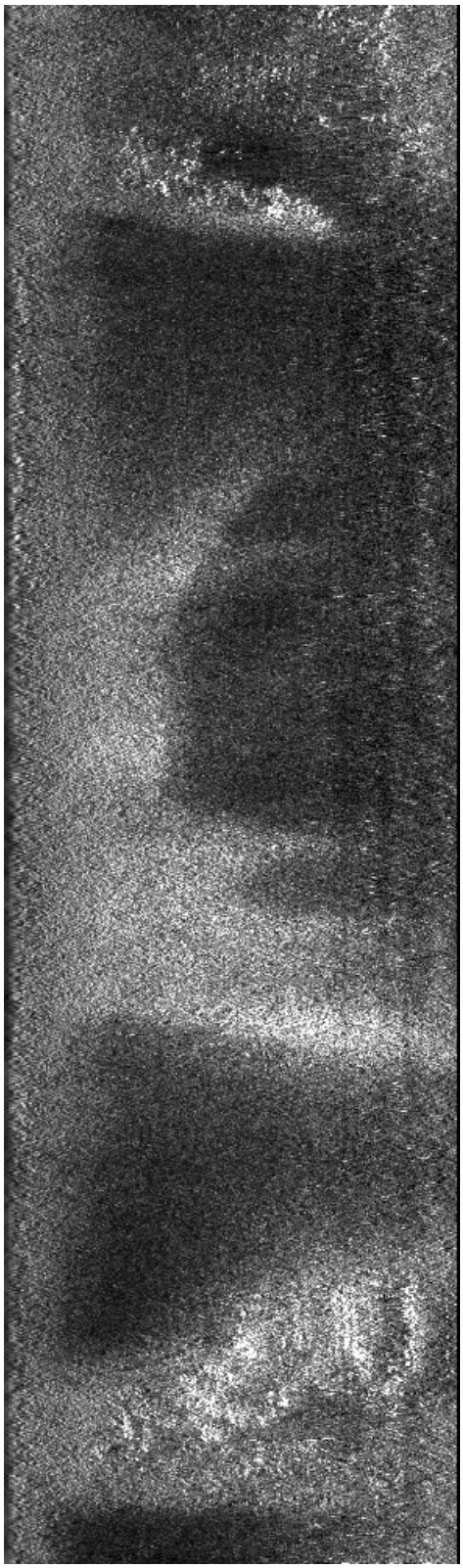


Image 9 : Brest - Anse de Bertheaume - Zone 4

Profondeur à Nadir	18 m
Distance latérale	290 m
Distance longitudinale	470 m (570 tirs)

Image 10 : Brest - Anse de Bertheaume - Zone 6

Profondeur à Nadir	18 m
Distance latérale	290 m
Distance longitudinale	440 m (535 tirs)



Profondeur à Nadir	30 m
Distance latérale Horizontale	240 m
Distance longitudinale	820 m (1000 tirs)

Image 11 : Brest - Toulbraz

5.3.4 D'autres épaves

Au large de Toulon cette fois-ci, le sonar devait repérer des objets connus et déjà explorés par divers moyens. L'image 12 présente plusieurs groupes de débris dont le plus nombreux comporte une dizaine d'éléments. Un rapide calcul indique que les plus hauts culminent à 5 m au dessus du fond. Un gros plan en est donné par l'image de la Figure 5.8.

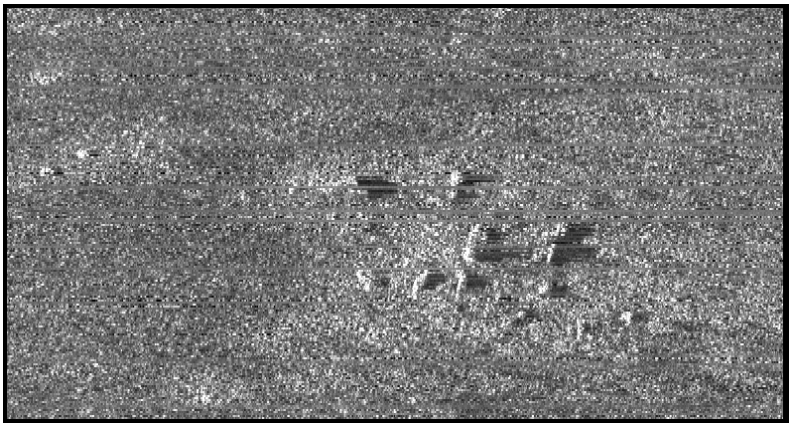


Figure 5.8 : Gros plan sur un ensemble de débris (200 m × 380m)

On peut à nouveau s'assurer de la résolution de l'image en remarquant que la situation a changé par rapport à Brest où les distances étaient limitées. Les objets observés ici parfaitement distincts se trouvent à plus de 300 m du navire.

Lors d'un autre passage dans des conditions similaires (image 13), on a repéré le même groupe de débris.

Mis à part les objets que l'on peut observer sur cette image, il faut noter qu'à 700 m de portée, le signal semble disparaître dans le bruit.

Il faut dire que le double TVG que nous avons décrit au chapitre 4 s'est révélé presque aussi mal adapté que celui utilisé à Brest et a contraint à nouveau à limiter le niveau d'émission.

L'image 15 quant à elle présente dans un environnement rocheux, une structure oblongue qui reste à déterminer.

Le dernier enregistrement de cet ensemble (image 16) présente un groupe de rochers parmi des rides de sables dont la formation est attribuée aux courants.

Profondeur à Nadir	70-90 m
Distance Horizontale	565 m
Distance Longitudinale	800 m (1365 tirs)

Image 12 : Toulon - Zone 104

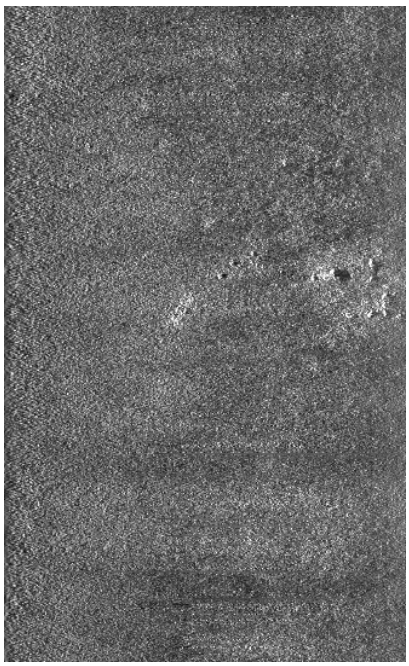


Image 13 :Toulon - Zone 532

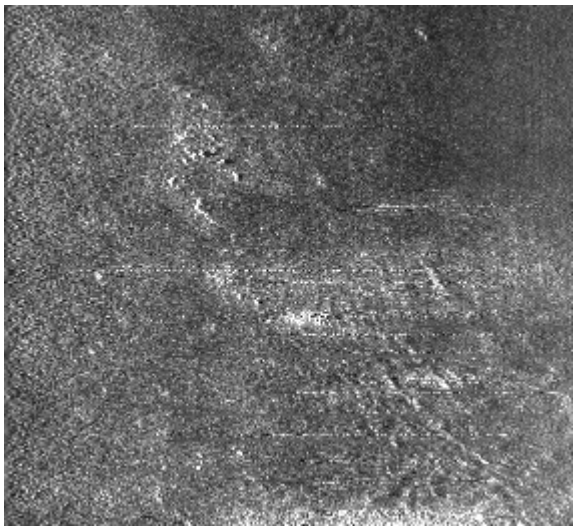


Image 14 :Toulon - Zone 707

	Zone 532	Zone 707
Profondeur à Nadir	74-90 m	96-92 m
Distance Horizontale	325 m	460 m
Distance longitudinale	535 m (545 tirs)	420 m (260 tirs)

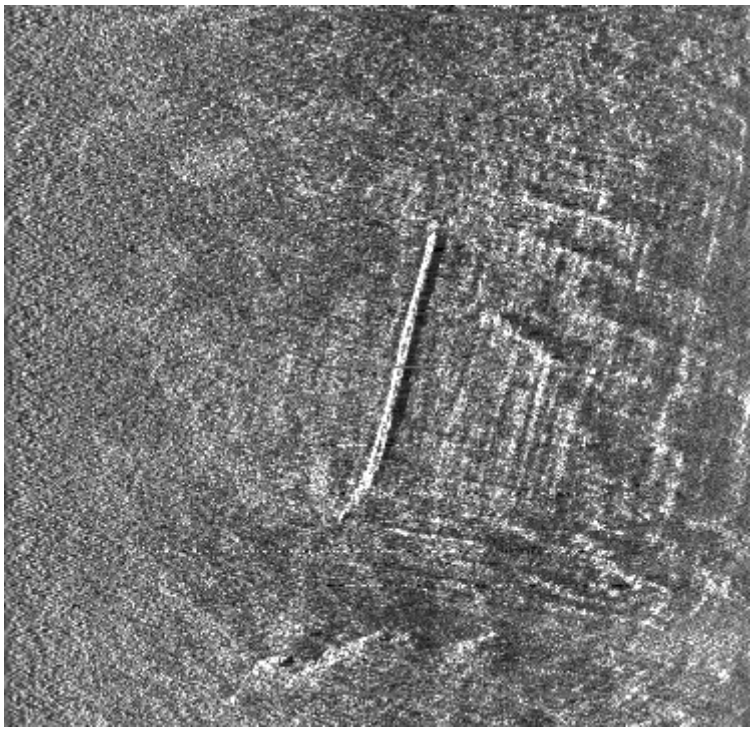


Image 15 : Toulon - Zone 088

Profondeur à Nadir	61-69 m
Distance Horizontale	340 m
Distance longitudinale	350 m (360 tirs)

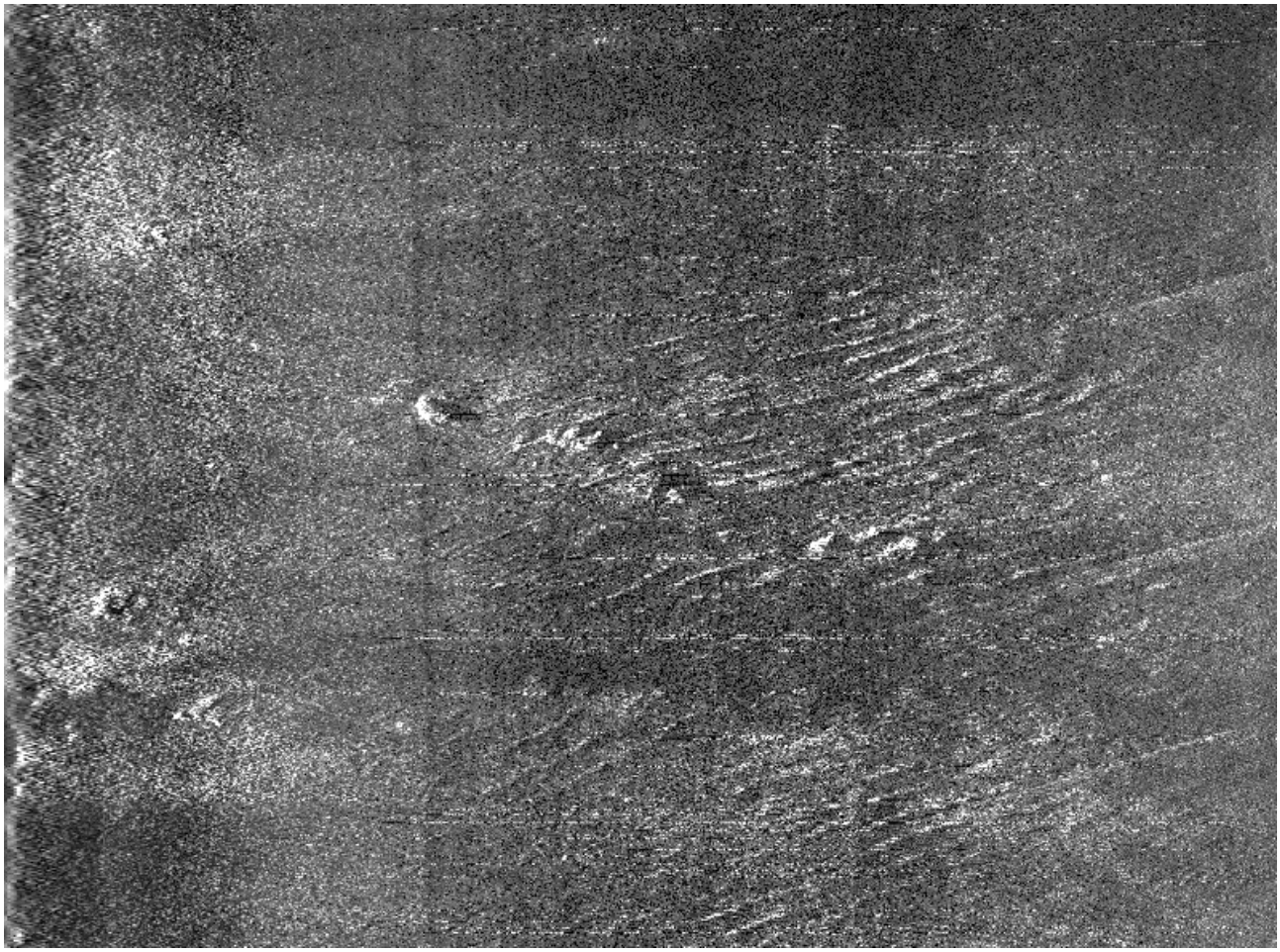


Image 16 : Toulon - Zone 720

Profondeur à Nadir	70-84 m
Distance latérale	260 m
Distance longitudinale	350 m (590 tirs)

5.3.5 Les Fourmigues

Parmi toutes les images acquises à Brest puis à Toulon, l'image 17 enregistrée en passant par le travers de deux îles (Les Fourmigues) est sans aucun doute la plus riche. Elle couvre une distance longitudinale proche de 1700 m et l'exploration latérale est effective jusqu'à 450 m.

Le contrefort commun aux 2 îles apparaît très nettement sur la partie droite et centrale. On y devine un relief fin plutôt tourmenté qui vient vers la route du navire s'achever en une zone plane.

Vers le haut de l'image, dans le prolongement des îles, on trouve parfaitement définies des structures ridées analogues à celle de l'image précédente, mais dont l'orientation est variable.

D'autres détails se révélerons à l'examen de la carte bathymétrique correspondante présentée plus loin.

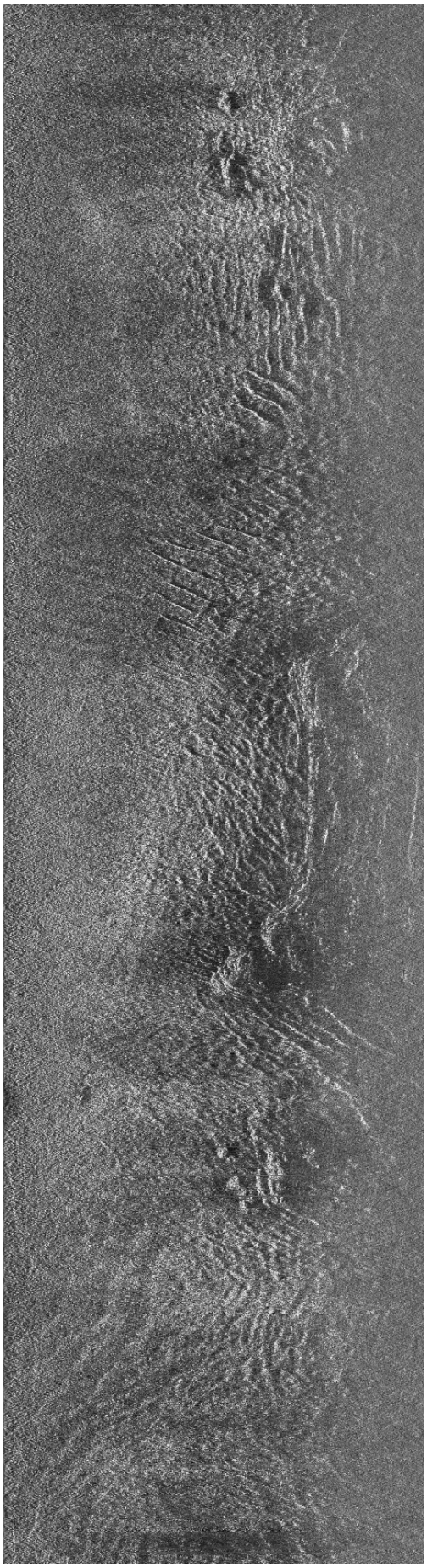


Image 17 : Toulon - Zone 284

Profondeur moyenne à Nadir	62 m
Distance latérale	450 m
Distance longitudinale	1630 m (1700 tirs)

5.3.6 Par faibles fonds

Les 3 dernières images (18, 19 et 20) sont rassemblées parce qu'elles représentent des zones sous-marines de faible profondeur relativement aux autres images faites à Toulon.

Sur chacune d'elles on retrouve de grandes structures ondulées dont on ne peut déterminer s'il s'agit de relief ou de changement de nature du fond.

L'image 18, hormis ces éléments, comporte des détails discernables en nombre, à commencer par le bloc rocheux en sa limite inférieure. Si l'on observe l'image attentivement on trouve juste au dessus de ce rocher un réseau ondulé de rides de sable étroitement espacées et dont la définition donne encore la preuve de la résolution du système.

Plus haut vers le centre de l'image on trouve une structure dont on pourrait penser qu'il s'agit d'une épave si elle n'était prolongée par un pli du terrain dirigé vers le haut de l'image.

Les images 19 et 20 ont été relevées dans une zone située à l'Ouest de la presqu'île de Giens qui a déjà été abondamment explorée par les sonars latéraux et sondeurs bathymétriques de l'IFREMER. Sa topographie est donc parfaitement connue : la profondeur y est très faible et varie peu autour de 10 m.

De larges tâches sombres et circulaire qu'on doit pouvoir identifier comme des herbiers apparaissent dans les 2 images. Dans ces tâches et en quelques autres endroits on peut remarquer les fines traces laissées par les chaluts qui viennent, si besoin en était, affirmer encore la bonne résolution des images.

Ces 2 images sont remarquables aussi par leur couverture latérale extrêmement large puisqu'elle atteint plus de trente fois la hauteur d'eau. (380 m pour une profondeur de 10 m pour l'image 19) et offre des informations valides pour des rasances inférieures à 2 degrés.

Il faut remarquer sur le bord gauche de ces trois images une bande longitudinale large d'un peu moins de cent mètres et vierge de tout motif ou singularité. Elle met en évidence la saturation des échos à courte portée et l'inadaptation du TVG.

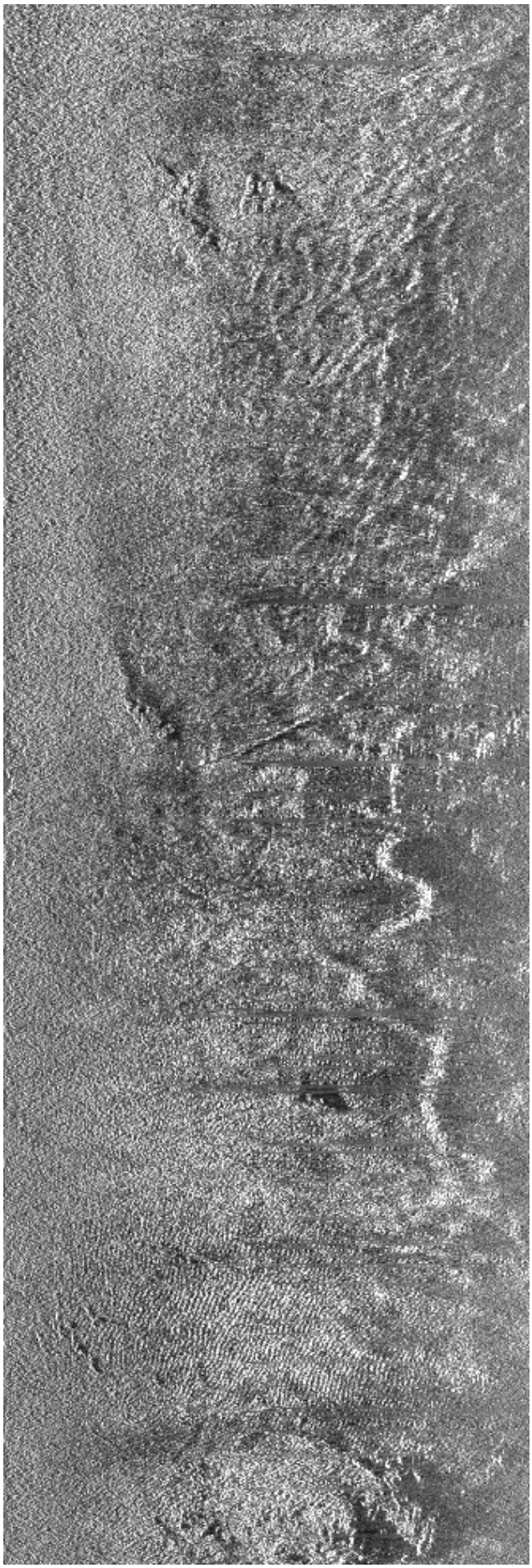


Image 18 : Toulon - Zone 263

Profondeur à Nadir	18-52 m
Distance latérale	300 m
Distance longitudinale	890 m (905 tirs)

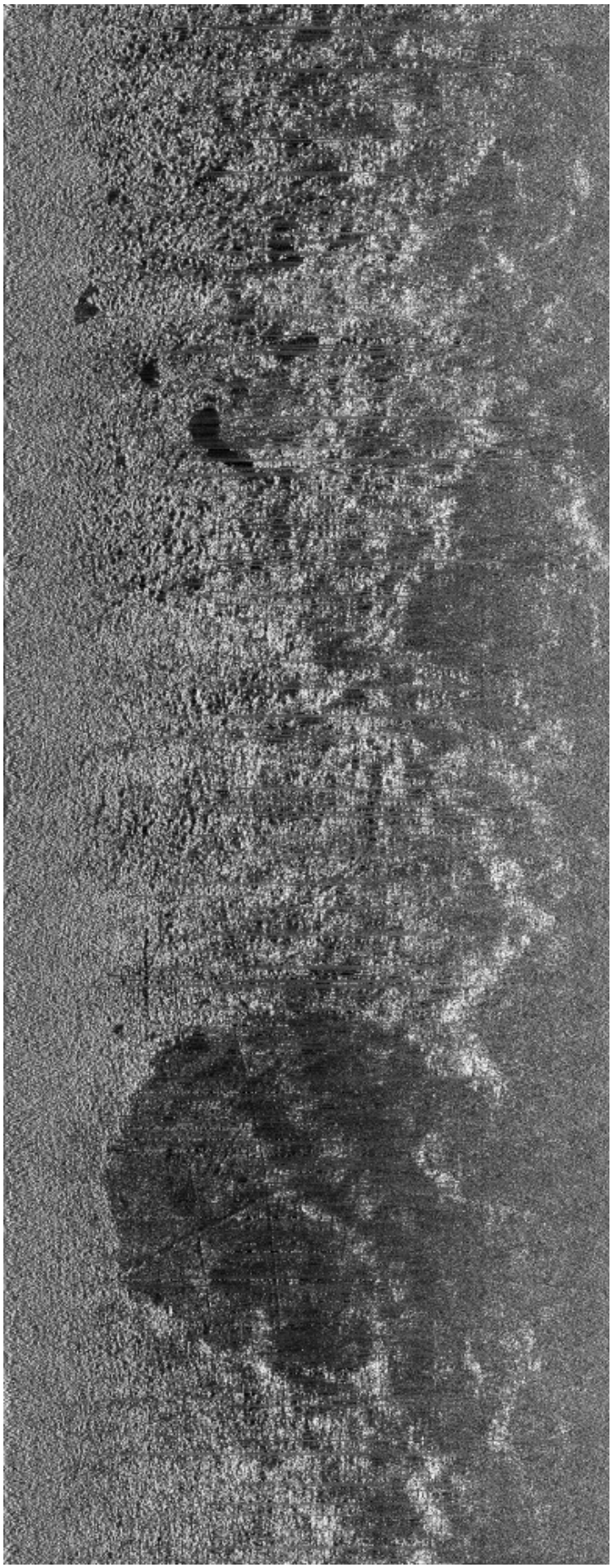


Image 19 : Toulon - Zone 406

Profondeur à Nadir	10 m
Distance latérale	380 m
Distance longitudinale	980 m (1000 tirs)

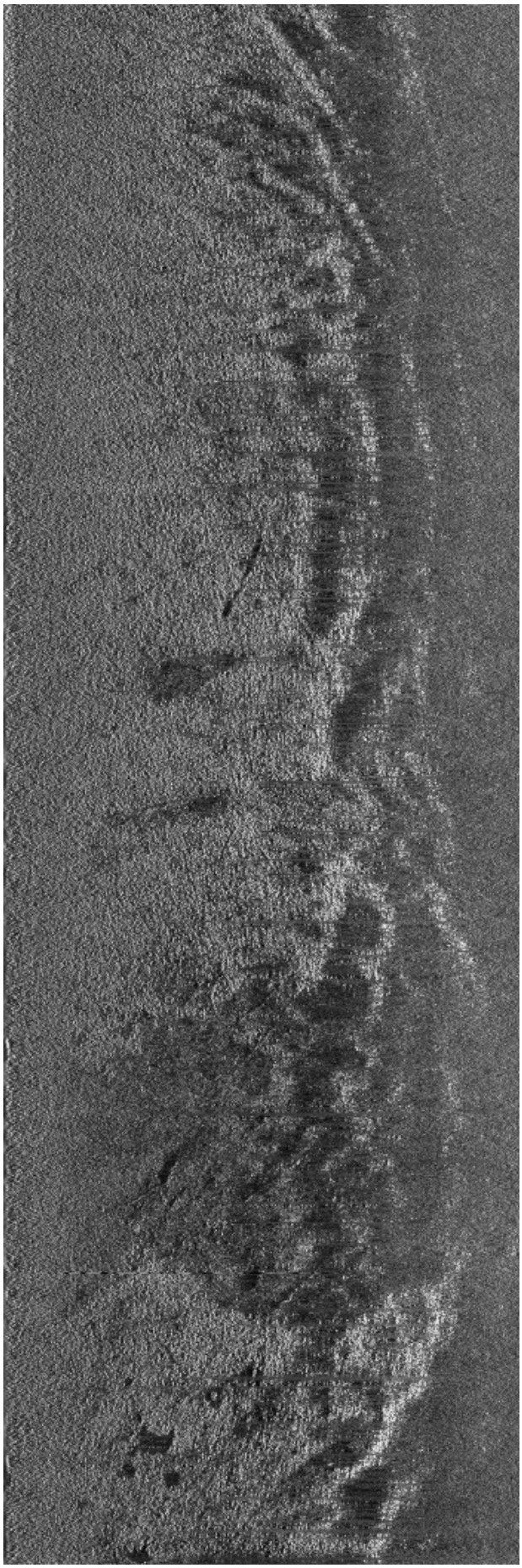


Image 20 : Toulon - Zone 991

Profondeur à Nadir	10 m
Distance latérale	345 m
Distance longitudinale	1040 m (1060 tirs)

5.4 Traitement du signal interférométrique

Parvenir à une carte topographique à partir du signal interférométrique dont la construction a été décrite au chapitre 4, nécessite l'accomplissement de plusieurs étapes. La première cherche à déterminer la table qui relie l'angle géométrique, c'est à dire la direction d'origine de l'écho, à la phase électronique du signal interférométrique. Il faut ensuite traiter individuellement chaque tir d'un enregistrement et lisser l'évolution de la phase. Finalement on associe les tirs successifs en lissant dans la direction longitudinale les variations brutales de l'angle géométrique. Après quoi on détermine le profil bathymétrique associé à chaque tir.

5.4.1 Etalonnage de l'interféromètre

Dans un premier temps, les traitements bathymétriques ont utilisé par défaut la table donnée par la relation caractéristique d'un dipôle idéal en considérant l'écartement des deux réseaux récepteurs égal à deux fois la longueur d'onde λ:

$$\theta(r) = \mathbf{Arcsin}\left(\frac{\Delta\varphi(r)}{2\pi}\frac{\lambda}{d}\right) = \mathbf{Arcsin}\left(\frac{\Delta\varphi(r)}{4\pi}\right)$$

Les relevés topographiques ainsi obtenus ont présenté des artefacts dont le plus évident se situait dans la direction médiane du dipôle. On retrouvait ces artefacts après le traitement de chaque enregistrement. Il a donc été nécessaire d'établir une table empirique, c'est à dire de réaliser l'étalonnage du système.

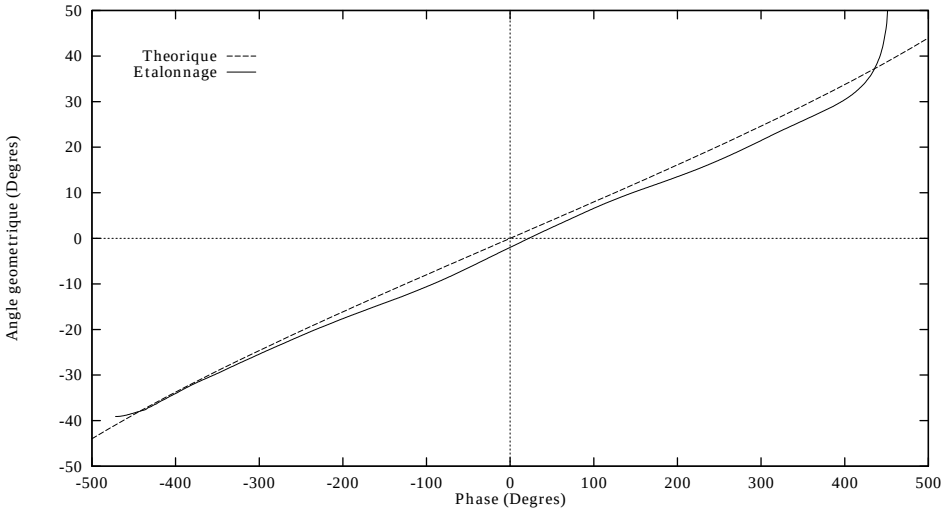


Figure 5.9 : Courbe d'étalonnage de l'interféromètre
Comparaison à la courbe théorique.

Pour cela nous avons considéré les enregistrements effectués dans une zone dont la topographie était bien connue. (Les images 19 et 20 présentées plus haut sont

extraites de ces enregistrements). Le relief de cette zone présente des variations faibles et on a fait l'hypothèse que le fond y est plat en moyenne en considérant plusieurs milliers de tirs et des relevés effectués avec des caps différents. La phase comme fonction de l'angle géométrique est donc obtenue, avec cette hypothèse, en inversant la formule précédente. Le résultat est présenté sur la Figure 5.9.

5.4.2 Filtrage et déroulement de la phase interférométrique

La phase interférométrique est extraite du signal échographique complexe échantillonné à 4 kHz (une valeur pour 0.192 m en distance oblique) suivant l'opération:

$$\varphi_k = \boldsymbol{Arctg}\left(\frac{Y_k}{X_k}\right)$$

Comme le montre la Figure 5.10, la phase brute est un nuage de point qui suit une valeur moyenne modulo 2π et dont l'écart à cette moyenne croit en fonction de la distance oblique. En l'état cette ensemble est inexploitable et nécessite un filtrage pour atteindre la valeur moyenne. Ce filtrage effectué en parallèle sur les parties réelle et imaginaire du signal interférométrique consiste en un produit de convolution par une fenêtre pondérée (gaussienne) glissante dont la largeur augmente avec la distance.

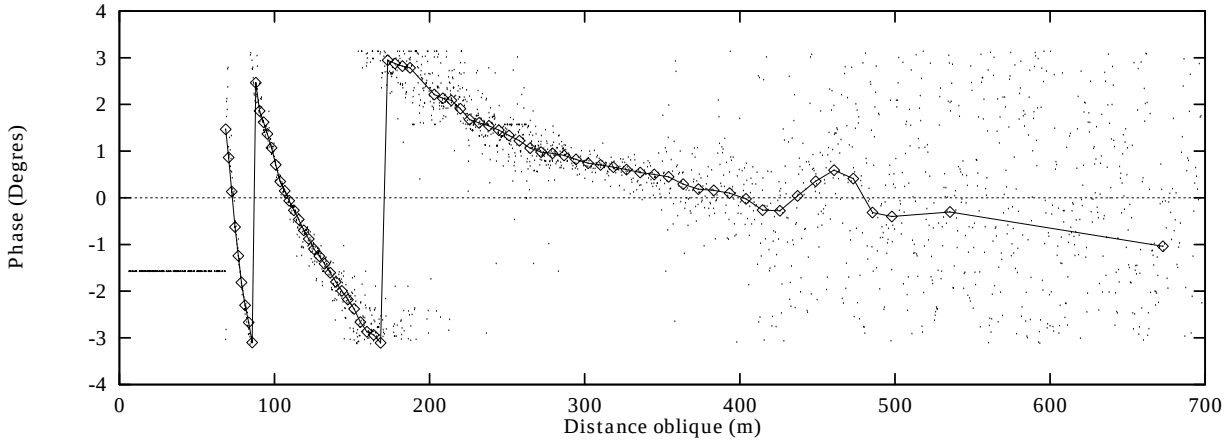


Figure 5.10 : Phase brute et filtrée pour le tir n°100 - zone 104

La valeur moyenne obtenue (cf. même figure) est une courbe régulière dont l'échantillonnage se réduit à mesure que la distance latérale augmente.

A courte portée on disposera donc d'un nombre de points important mais pour lesquels la phase évolue trop rapidement pour produire une bathymétrie fiable. Pour les incidences proches de l'incidence spéculaire, certains systèmes (sondeurs multifaisceaux EM12, SeaBeam) évaluent la profondeur plus précisément en considérant l'amplitude du signal plutôt que sa phase. On évalue entre 10 et 20° la limite inférieure de validité de la mesure interférométrique.

A grande distance le problème se pose de façon différente puisque s'est la faible densité de point de phase qui contribue à réduire la précision de la bathymétrie. La

perte d'acuité de l'interféromètre est liée à la diminution dans une proportion importante de l'angle d'incidence du faisceau sur le fond.

L'exemple de la Figure 5.10 concerne un tir pour lequel l'altitude de l'antenne était de l'ordre de 70 m. En supposant un fond plat, et en considérant que la phase perd l'essentiel de sa validité au delà de 420 m en oblique, on peut estimer que l'interféromètre est fiable jusqu'à des incidences de l'ordre de 80° par rapport à la verticale ou jusqu'à des distances latérales aussi grande que 6 fois la hauteur d'eau.

Après cette remarque il faut signaler que les systèmes bathymétriques (sonar latéraux ou multifaisceaux) qui opèrent à proximité de la surface, limitent leur mesure de phase à 60° de part et d'autre de la verticale. A cette limite en effet, la phase de leur signaux interférométriques est très perturbée par les échos spéculaires secondaires qui proviennent du fond après avoir été réfléchis par la surface; Ces interférences surviennent aux instants associés à l'observation des directions multiples de 60°....

Les signaux que nous avons acquis (voir l'exemple) ne présentent pas cette perturbation même avant filtrage. La raison de cela n'a pas encore été établie avec certitude, mais on pense qu'il pourrait s'agir d'un nouveau bienfait de la compression d'impulsion.

Il s'agit maintenant de déduire de la loi de phase obtenue l'angle géométrique associé. C'est ici que se pose le problème de lever l'ambiguïté due au fait que l'espacement entre les deux pôles de l'interféromètre est supérieur à $\lambda/2$. La Figure 5.11 reprend la courbe d'étalonnage de l'interféromètre et montre son ambiguïté lorsqu'on considère la phase modulo 2π comme c'est le cas de fait (cf. Figure 5.10): dans le secteur de 100° auquel nous sommes restreints, centré sur la médiane du dipôle, une valeur de phase peut être associée à 3 valeurs différentes de l'angle géométrique.

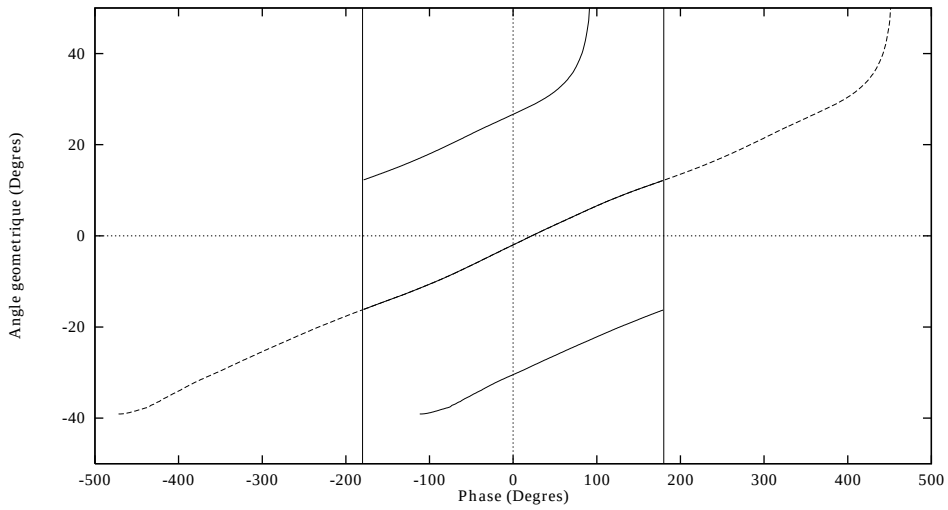


Figure 5.11 : Ambiguïté de la courbe d'étalonnage.

Pour s'affranchir de ce problème et dérouler correctement la phase, diverses méthodes existent [28][29]. Elles supposent logiquement que l'on doit obtenir une évolution continue de l'angle géométrique en fonction de la distance. Dans

l'ensemble de ces angles géométriques ($\theta(r)$) on ne conserve que ceux qui sont validés par une amplitude suffisante du signal échographique.

La Figure 5.12 présente l'amplitude brute et filtrée pour le tir servant d'exemple jusqu'ici. L'amplitude filtrée résulte du processus déjà utilisé pour atteindre la phase moyenne. Le seuil d'amplitude pour la validation de l'angle géométrique a été pris égal à 16.

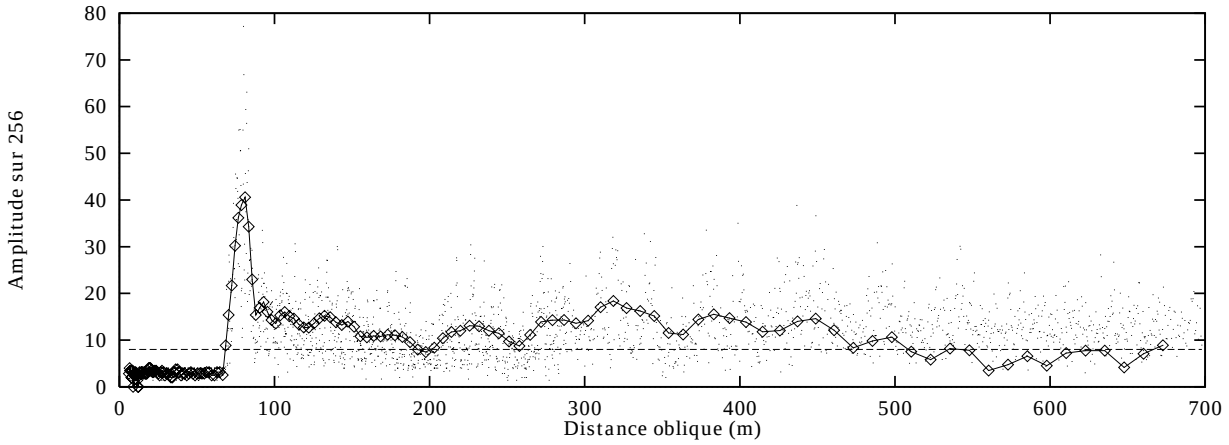


Figure 5.12 : Amplitude brute et filtrée pour le tir n°100 - zone 104

On prend alors en compte l'enregistrement du roulis qui contient initialement un échantillon toutes les 8 ms. Pour chaque tir le roulis est interpolé au pas irrégulier des angles géométriques et on lui ajoute l'angle de montage de l'antenne ($\theta_0 = 40°$). Puis les deux ensembles sont sommés. La direction par rapport à l'horizontale (angle bathymétrique) qu'il faut finalement considérer pour déterminer la profondeur est définie par (voir l'exemple Figure 5.13):

$$\Theta(r) = \theta_0 + \theta_{roulis}(r) + \theta(r)$$

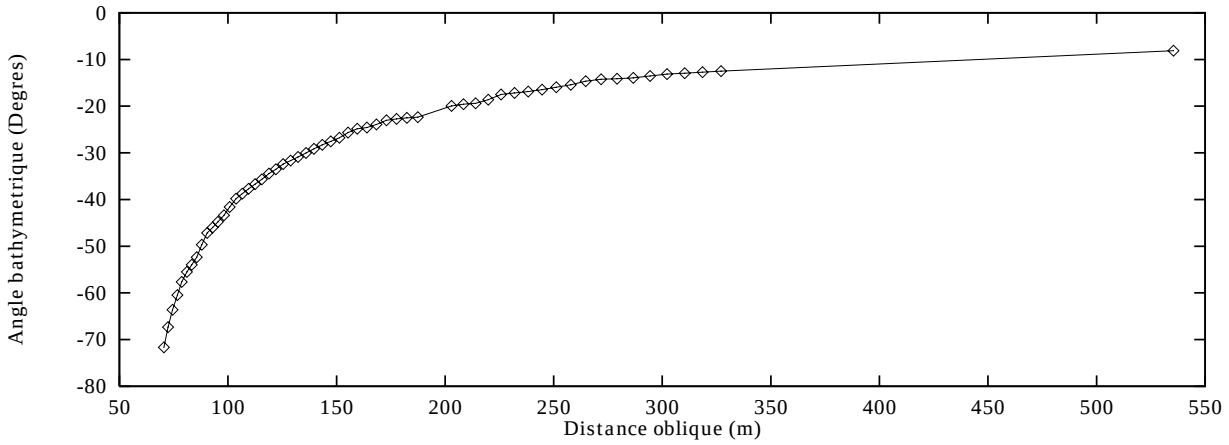


Figure 5.13 : Mesure de l'angle bathymétrique pour le tir n°100 - zone 104

L'étape suivante opère un lissage de ce nouvel ensemble dans la direction longitudinale (convolution par une fenêtre gaussienne, pondéré par l'amplitude du signal échographique).

Enfin on détermine les coordonnées topographiques (x,y,z) à partir des couples (Θ,r = Ct/2). La coordonnée longitudinale (x) est donnée dans l'absolu par la position du navire, nous l'avons établie à partir du numéro du tir et de la vitesse approximative du navire. Les coordonnées latérale (y) et d'altitude (z) sont données par:

$$y(r) = r \cos\Theta \quad \text{et} \quad z(r) = r \sin\Theta$$

Le profil bathymétrique ainsi obtenu pour le tir pris en exemple est donné en Figure 5.14..

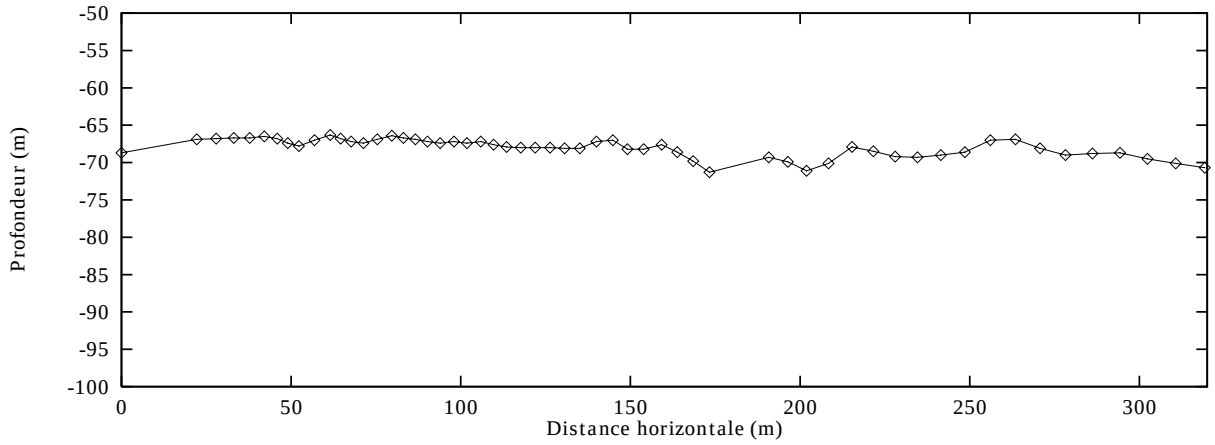


Figure 5.14 : Profil bathymétrique résultant pour le tir n°100 - zone 104

Les ensembles de points topographiques (x,y,z) dont on dispose alors sont échantillonnés irrégulièrement. Pour permettre leur représentation, il faut former des grilles régulières en x et y (interpolations, modèles numériques de terrain...).

Ces traitements limités à de simples interpolations linéaires ont été appliqués à quelques-uns des enregistrements dont nous avons présenté les images. Les résultats qui en sont issus font l'objet du paragraphe suivant.

5.5 Premières cartes topographiques

Les traitements bathymétriques ont été appliqués préférentiellement aux enregistrements pour lesquels l'image présentait des singularités (relief apparemment varié, évolution significative de la ligne de fond à Nadir, épaves,...).

Des enregistrements réalisés à Brest le seul qui soit présenté concerne les "Ducs d'Albe". Les autres, en particulier les épaves, n'ont rien donné d'intéressant.

Comme il a été dit plus haut, la table de conversion φ/θ a été réalisée à partir des données relatives à une large zone, proche de Giens, connue pour présenter un relief constant en moyenne.

Sept relevés figurent finalement dans les pages qui suivent. Trois modes de visualisation ont été utilisés pour les présenter.

Le premier, le plus naturel, fait de la grille régulière (x,y,z) une surface en perspective. Les proportions longueur-largeur sont choisies pour permettre une lecture aussi simple que possible. La hauteur quant à elle, a été très nettement dilatée pour mettre en évidence le relief généralement peu important. Ainsi les bornes d'altitude choisies sont les minimum et maximum rencontrés sur l'ensemble de la surface. Comme on pourra le constater, l'extrémité de la fauchée bathymétrique n'intervient pas à distance constante. Pour avoir une grille rectangulaire, la dernière valeur de profondeur de chaque tir est répétée jusqu'en bout de fauchée. Ce qui engendre des plateaux qui ne reflètent en rien la réalité du relief.

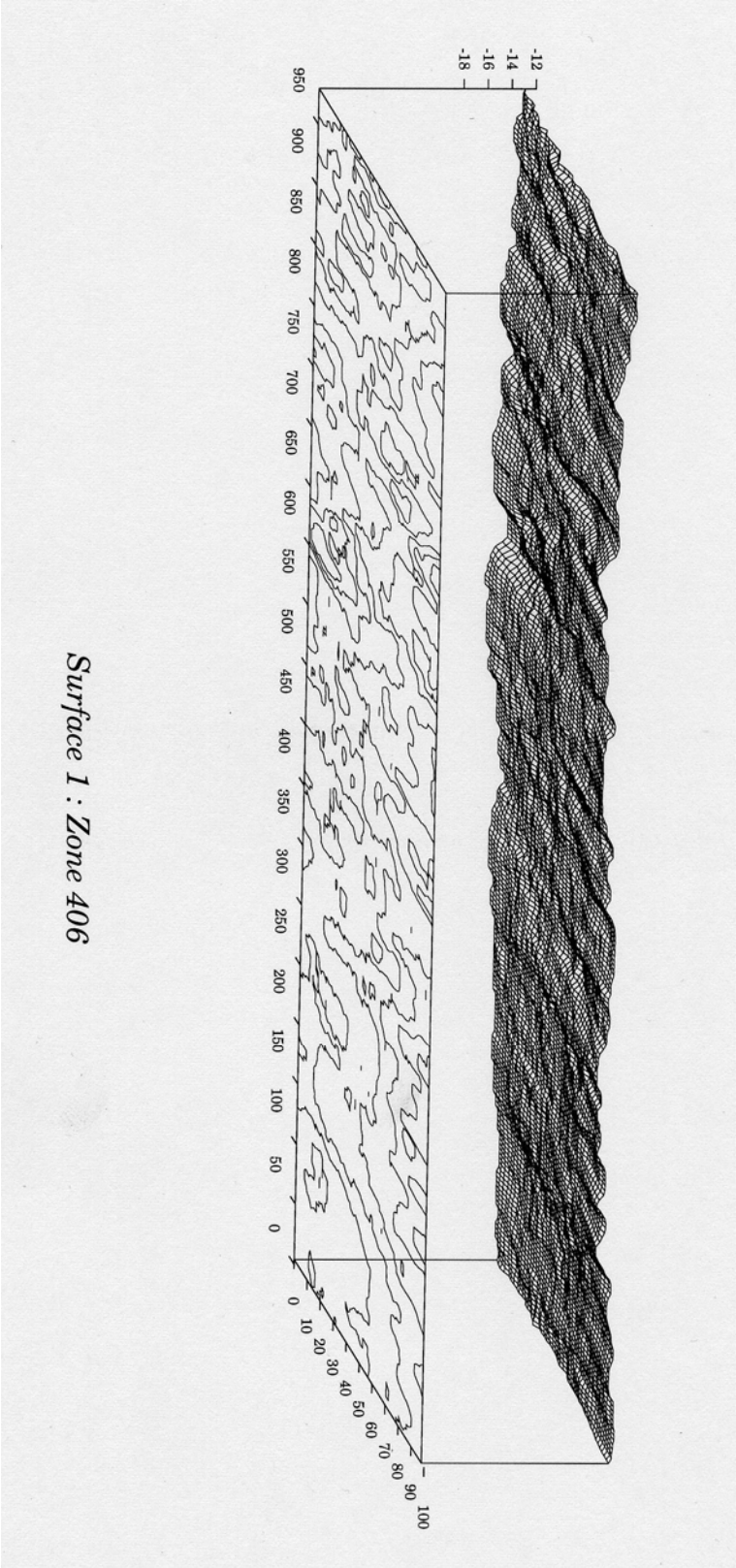
Le second mode de représentation est plan, il associe aux profondeurs une échelle de couleurs. Les profondeurs les plus faibles sont signalées par les couleurs blanc et rouge. Le fuchsia et le noir indiquent les profondeurs les plus importantes. Les zones noires à l'extrémité droite des images indiquent l'absence de données.

Signalons que les premières données résultant de l'interpolation latérale depuis Nadir sont la plupart du temps mauvaises et ont été retirées.

Pour chacun des sept enregistrements traités, afin de faciliter l'interprétation des deux représentations précédentes, on a déterminé des courbes de niveaux régulièrement espacées. Elles sont projetées à la base des surfaces et superposées aux cartes en couleurs.

Aux cartes bathymétriques en couleur, on a associé l'image de rétrodiffusion correspondante. Le commentaire des sept exemples s'appuie essentiellement sur les cartes en couleurs et se borne à établir, en fonction de la profondeur, l'étendue de la fauchée bathymétrique, et à repérer les points communs avec l'image de rétrodiffusion associée.

Enfin, pour aider à la superposition de la bathymétrie et de la rétrodiffusion, on a reporté dans des tableaux, sur la page précédente, les distances qu'elles figurent respectivement.



Surface 1 : Zone 406

Le relevé de la zone 406 figure parmi les enregistrements utilisés pour déterminer la courbe d'étalonnage de l'interféromètre. Tous ces enregistrements ont été effectués sur la même zone quasi-plane et pour différents caps du navire ; de telle sorte que le profil moyen peut être considéré comme plat et horizontal.

La carte topographique, qui couvre une distance de l'ordre du kilomètre, montre effectivement un relief qui varie peu dans la direction longitudinale (± 3 m) et une légère pente (<5%) en s'éloignant de Nadir.

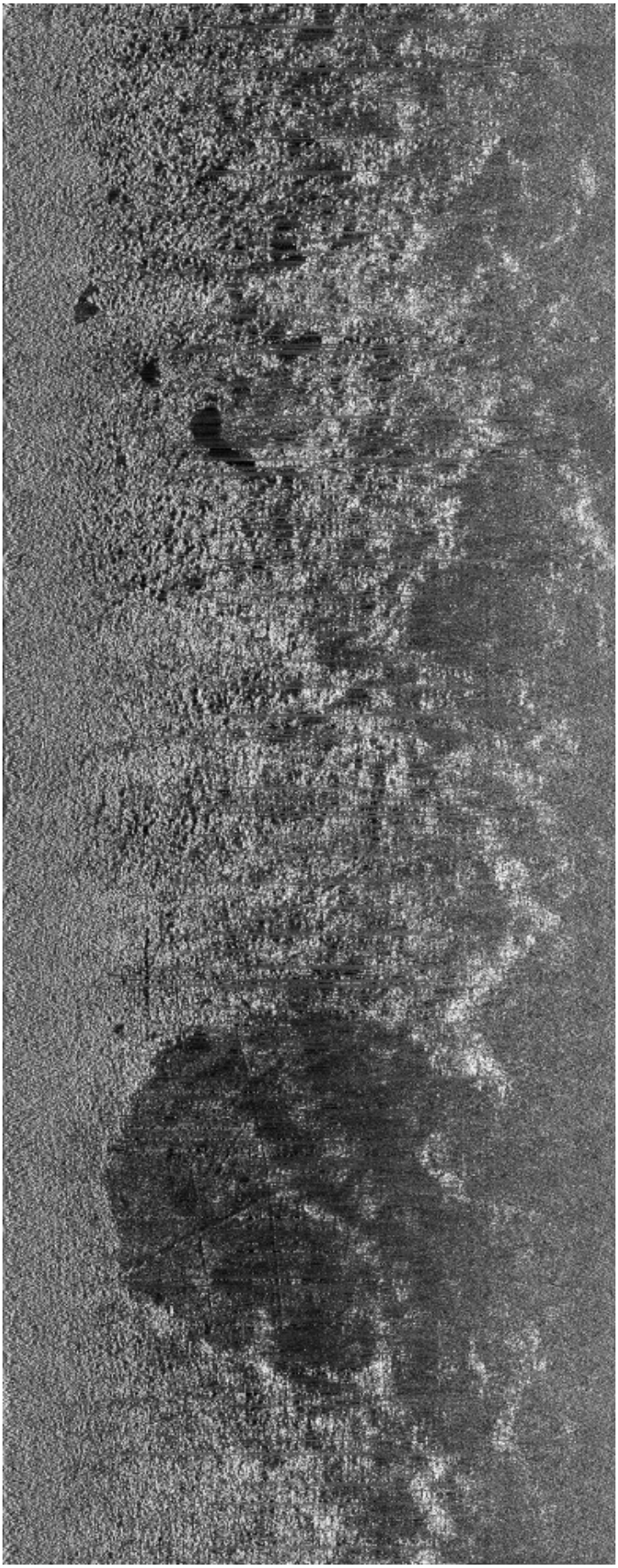
La profondeur moyenne est autour de 15 m et la fauchée bathymétrique atteint 100 m, c'est à dire plus de 6 fois la hauteur d'eau. La rasance est inférieure à 7° (plus de 81° d'incidence).

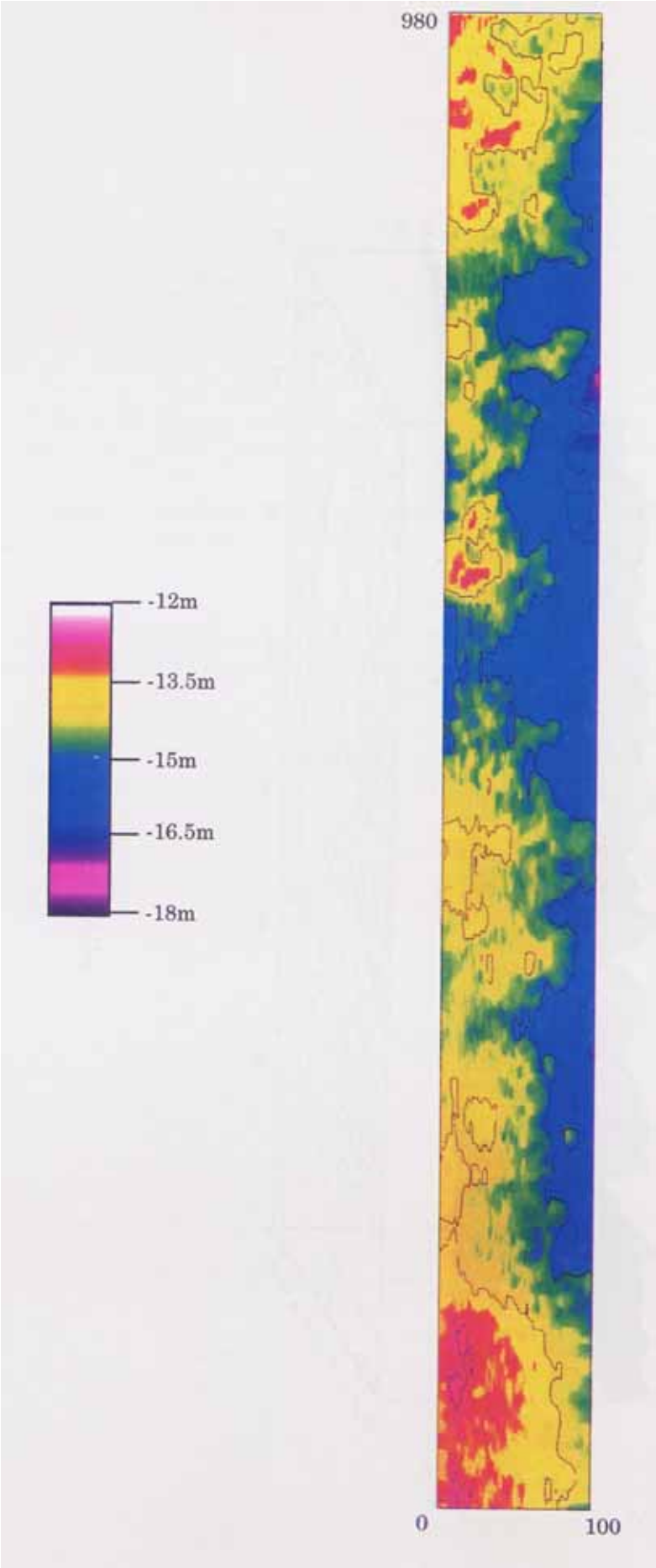
Image

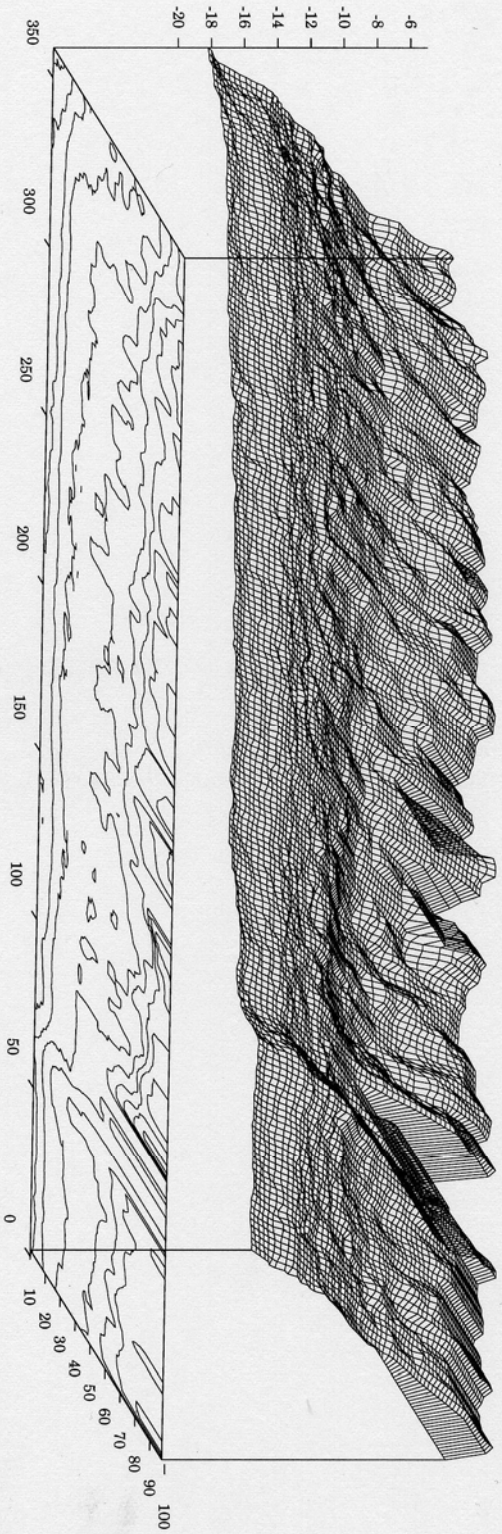
Distance latérale	380 m
Distance longitudinale	980 m (1000 tirs)

Carte topographique 1 : Zone 406

Distance latérale	100 m de 0 à 100 m
Distance longitudinale	980 m




980
-12m
-13.5m
-15m
-16.5m
-18m
0
100



Surface 2: Les Ducs d'Albe

Les enregistrements effectués au passage des Ducs d'Albe sont les seuls provenant de Brest dont on a pu tirer des données bathymétriques cohérentes. Cela doit être attribué à l'étalonnage inadapté de l'interféromètre pour lequel les données prises en compte proviennent de la campagne de Toulon.

Parmi les enregistrements de Brest, aucun de ceux, peu nombreux, qui comportaient le double signal échographique, n'a pour le moment pu être exploité pour en tirer une table mieux adaptée.

Ici, le navire longe une pente douce qui monte vers les Ducs. En suivant la route du navire, on trouve une marche à l'aplomb du premier Duc d'Albe qui ne peut être discernée sur l'image de rétrodiffusion.

On observe nettement en revanche le contour des 2 structures en béton sur les relevés bathymétriques. Entre les deux, apparaît aussi un léger affouillement que l'on peut deviner sur l'image.

La profondeur augmentant légèrement à la verticale du navire, la fauchée bathymétrique s'étend dans la même proportion pour atteindre 80 m environ pour un fond moyen de 12 m au début de l'enregistrement, et finir à plus de 100 m lorsque la profondeur moyenne est autour de 16 m.

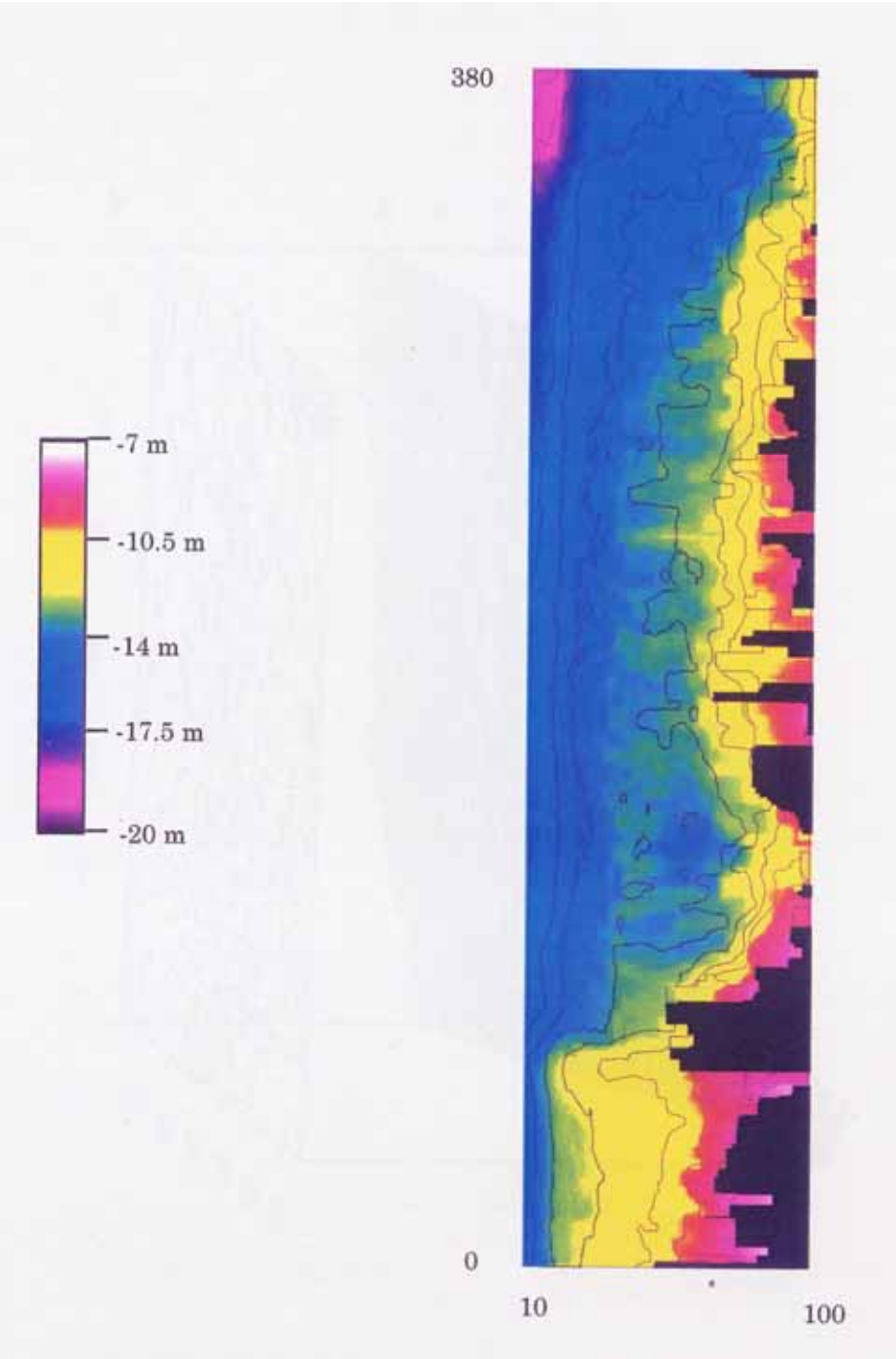
On retrouve donc des caractéristiques analogues à celles de l'exemple précédent avec une couverture bathymétrique supérieure à 6 fois la hauteur d'eau.

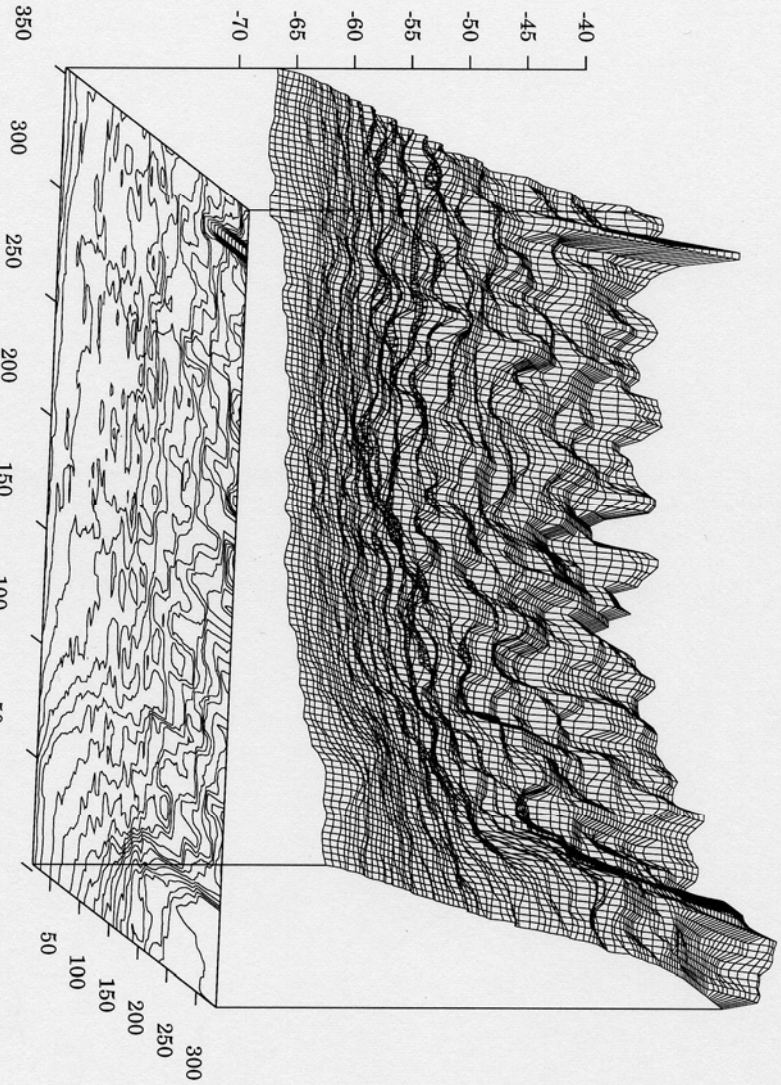
Image

Distance latérale	240 m
Distance longitudinale	380 m (620 tirs)

Carte topographique 2 : Les Ducs d'Albe

Distance latérale	90 m de 10 à 100 m
Distance longitudinale	380 m


380
-7 m
-10.5 m
-14 m
-17.5 m
-20 m
0
10
100



Surface 3: Zone 088

Avec le troisième exemple, on passe à des zones qui présentent des profondeurs nettement plus importantes et un relief beaucoup plus prononcé. Ici le fond, évolue entre 40 et 70 m sur moins de 350 m, soit une pente moyenne supérieure à 10%.

On trouve le point culminant de l'endroit au début de l'enregistrement et vers l'extrémité de la fauchée. La transition avec la cuvette qui se dessine plus loin suit une pente très raide de près de 40%. La pente suivante, à partir de 60 m, est beaucoup plus faible puisqu'on parvient à 70 m au bout d'une distance inférieure à 250 m (<4%).

La profondeur moyenne peut être évaluée à 60 m et la fauchée bathymétrique couvre constamment une distance de 340 m. L'envergure bathymétrique du sonar est ici légèrement inférieure à 6 fois la hauteur d'eau.

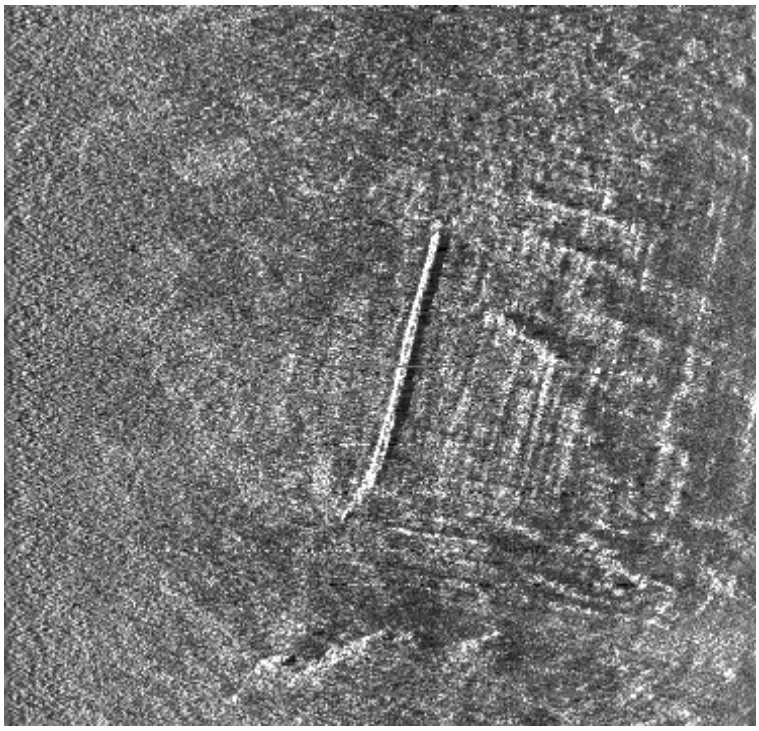
Sur la carte topographique, on distingue vaguement le long objet qui apparaît très brillant sur l'image sonar. On évalue sa hauteur, par l'ombre qu'il porte, à environ 1.5 m soit 2.5% de la hauteur d'eau. Mais peut on en tirer une conclusion quant à la précision des sondes ?

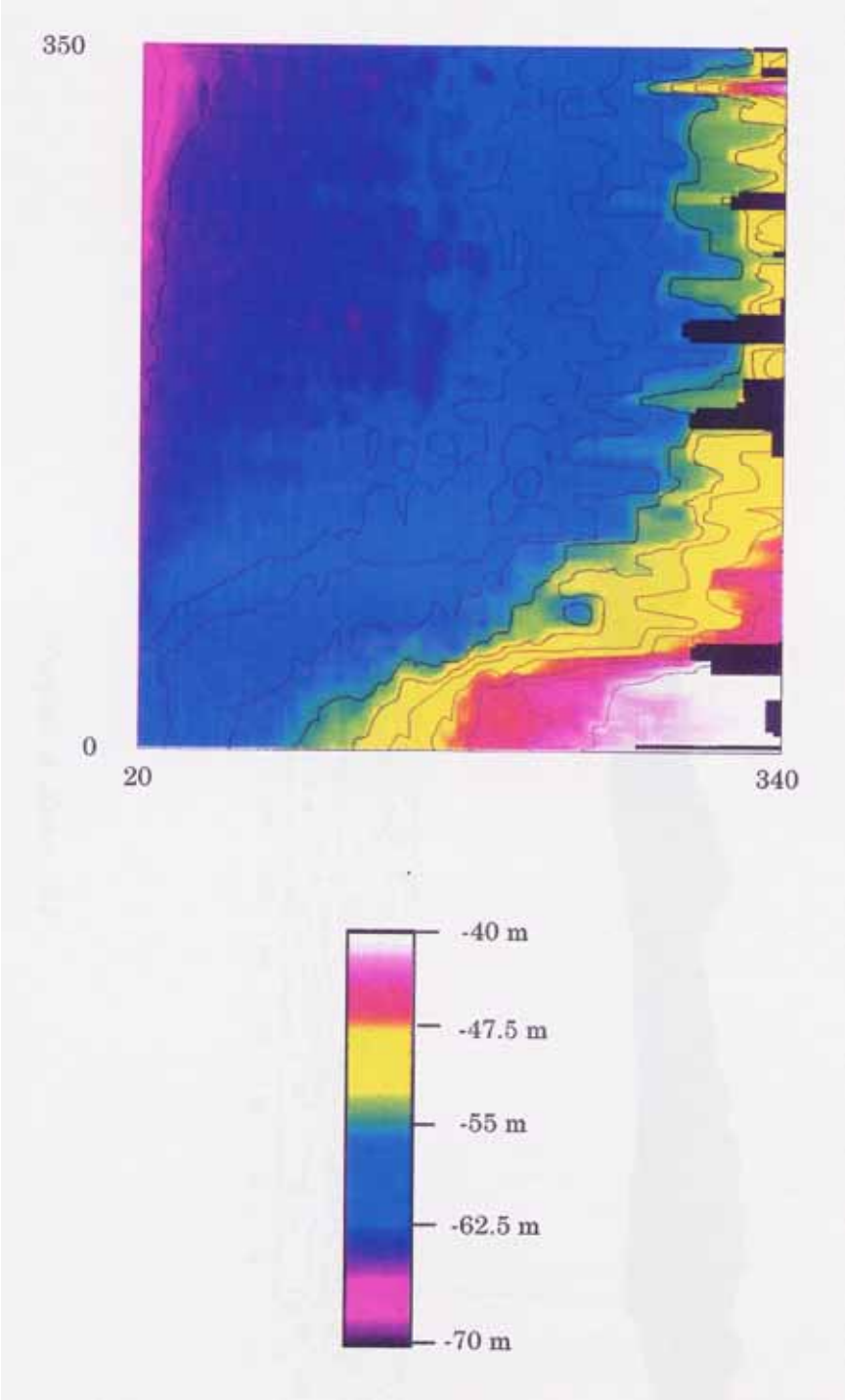
Image

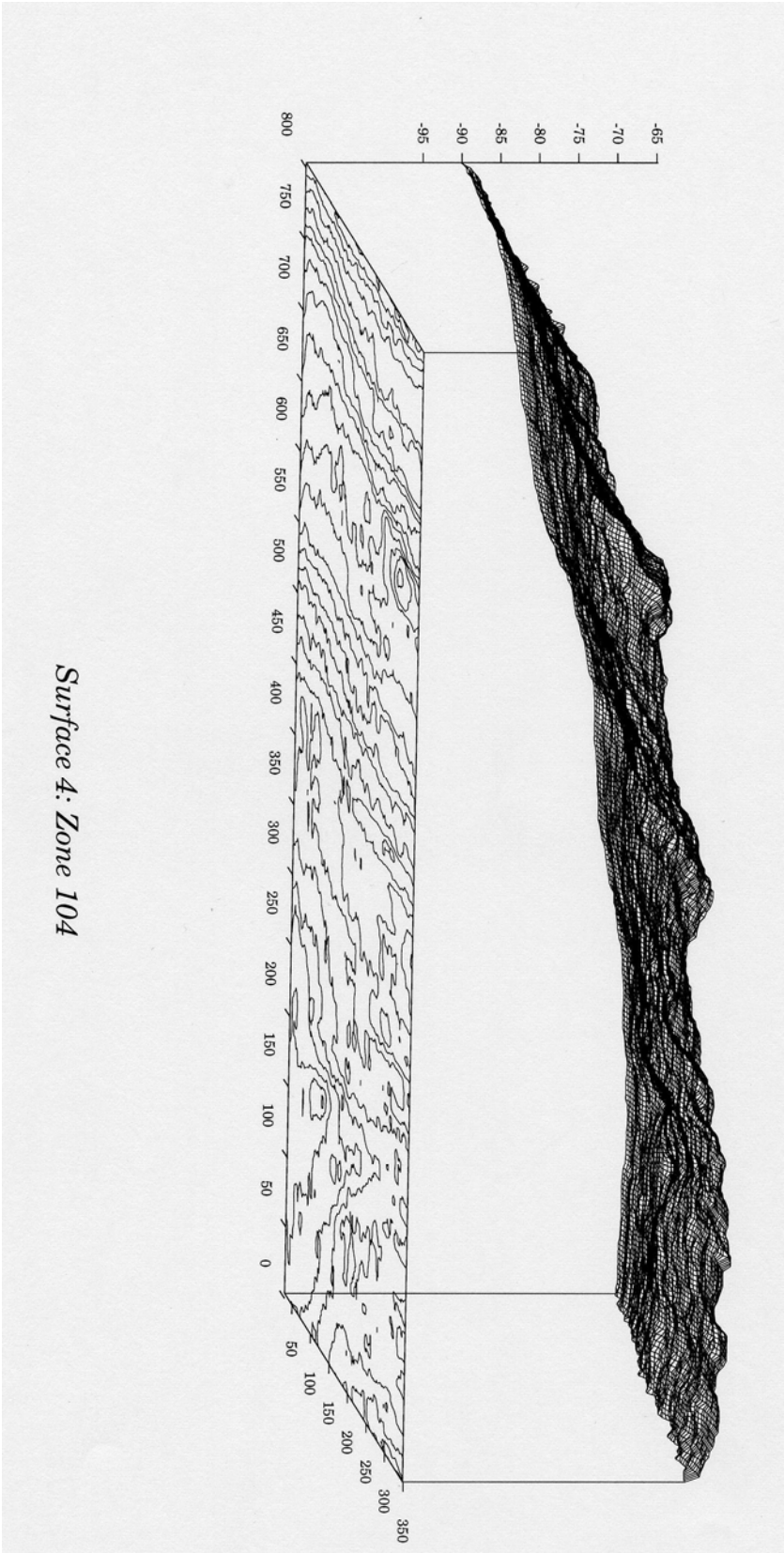
Distance latérale	340 m
Distance longitudinale	350 m (360 tirs)

Carte topographique 3 : Zone 088

Distance latérale	320 m de 20 à 340 m
Distance longitudinale	350 m




350
0
20
340
-40 m
-47.5 m
-55 m
-62.5 m
-70 m



Surface 4: Zone 104

Sur la zone 104, l'Europe navigue au dessus du fond qui suit une pente descendante entre 60 m et 90 m sur une distance de 800 m (~5% de dénivelé).

En comparant les deux images, on observe que le point culminant entouré de débris multiples, se détache plus brillamment de l'image sonar. Par ailleurs, l'amoncellement d'objets en haut et au centre de l'image est très clairement repérable sur la carte topographique et sur la surface en perspective.

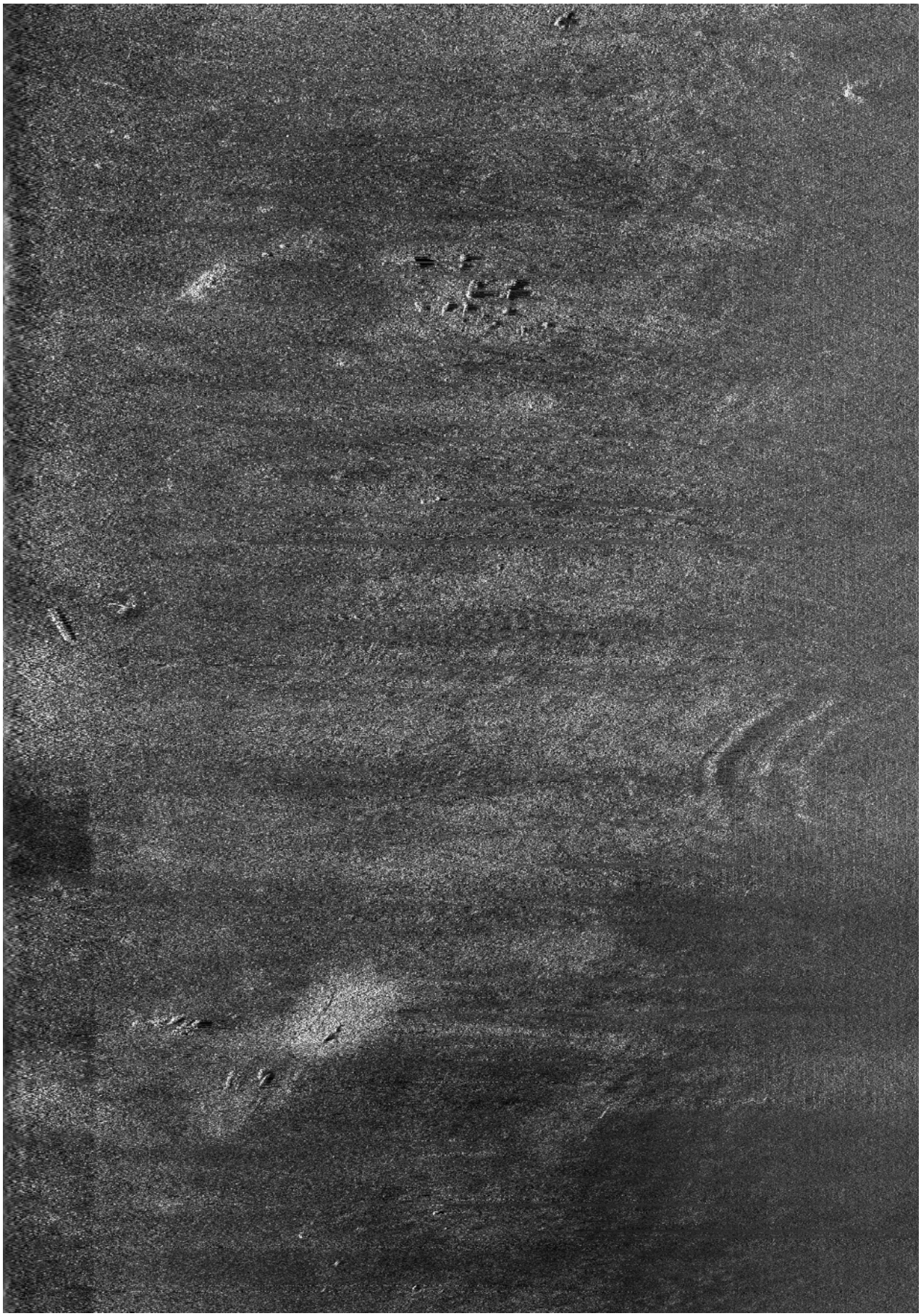
Enfin la bathymétrie valide s'élargit de 350 m à plus de 400 m, c'est à dire qu'elle couvre entre 5 et 6 fois la hauteur d'eau.

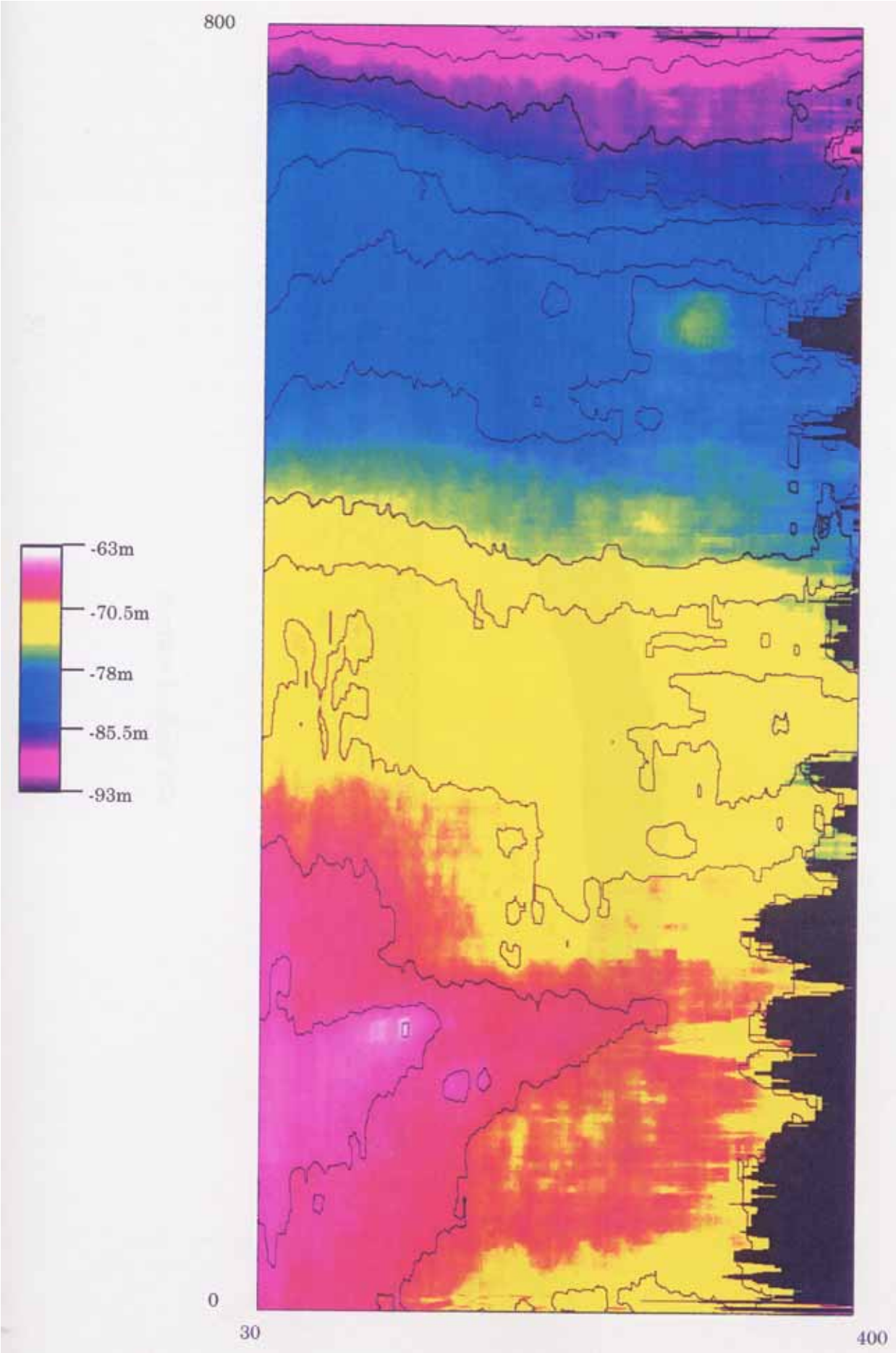
Image

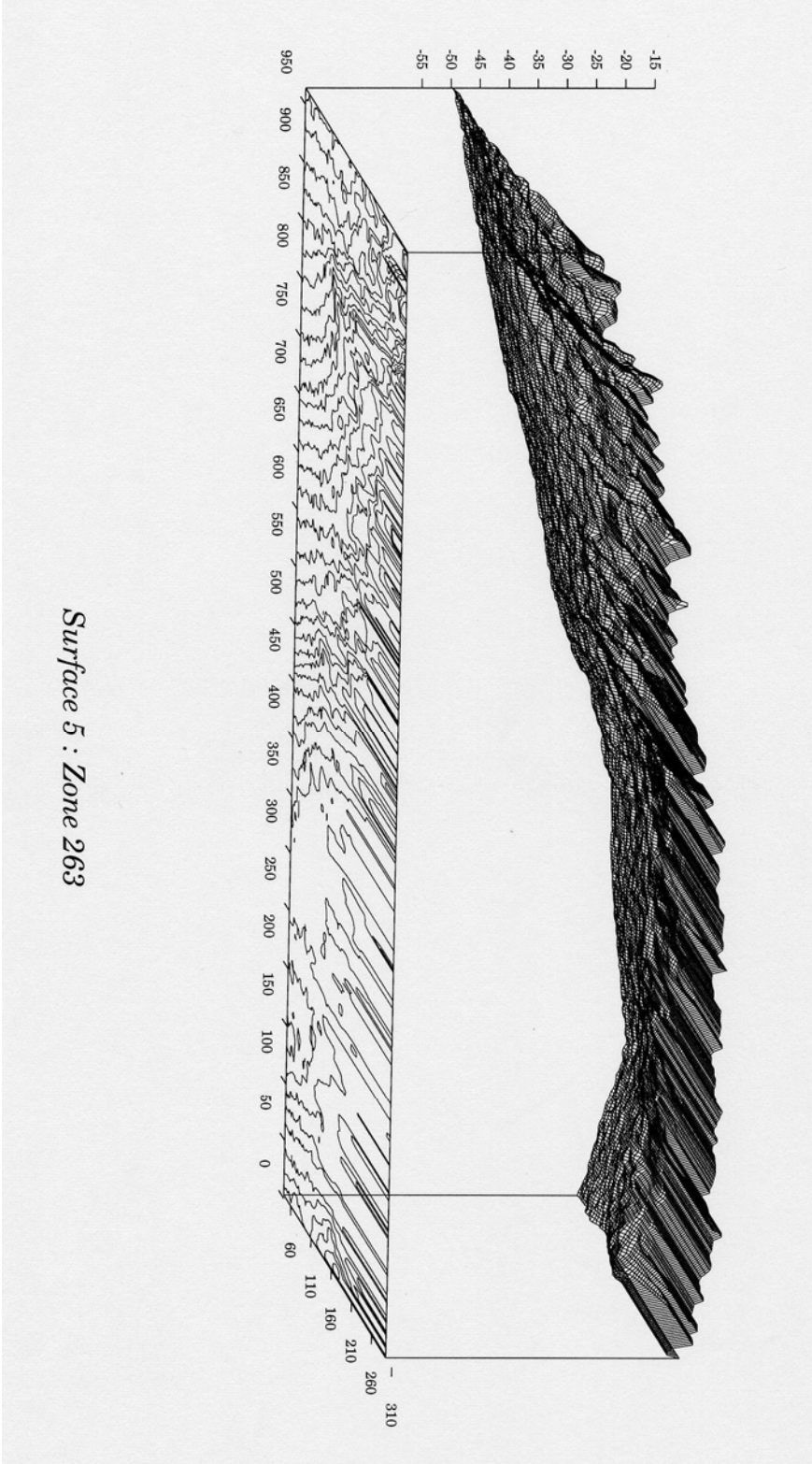
Distance latérale	560 m
Distance longitudinale	800 m (1370 tirs)

Carte topographique 4 : Zone 104

Distance latérale	370 m de 30 à 400 m
Distance longitudinale	800 m




800
-63m
-70.5m
-78m
-85.5m
-93m
0
30
400



Surface 5 : Zone 263

La cinquième illustration de la bathymétrie est relative à une zone où la profondeur évolue, en l'espace de 900 m, entre 15 et 50 m

Le réseau ondulé de rides de sable dont on a parlé en commentant l'image sonar, correspond à la partie la plus élevée du site. Celle-ci apparaît peu après le début de l'enregistrement à la suite d'une petite pente montante. Elle se poursuit en un plateau légèrement pentu (2%). Puis la profondeur décroît constamment (~5%) pour atteindre 50 m à la fin de l'enregistrement.

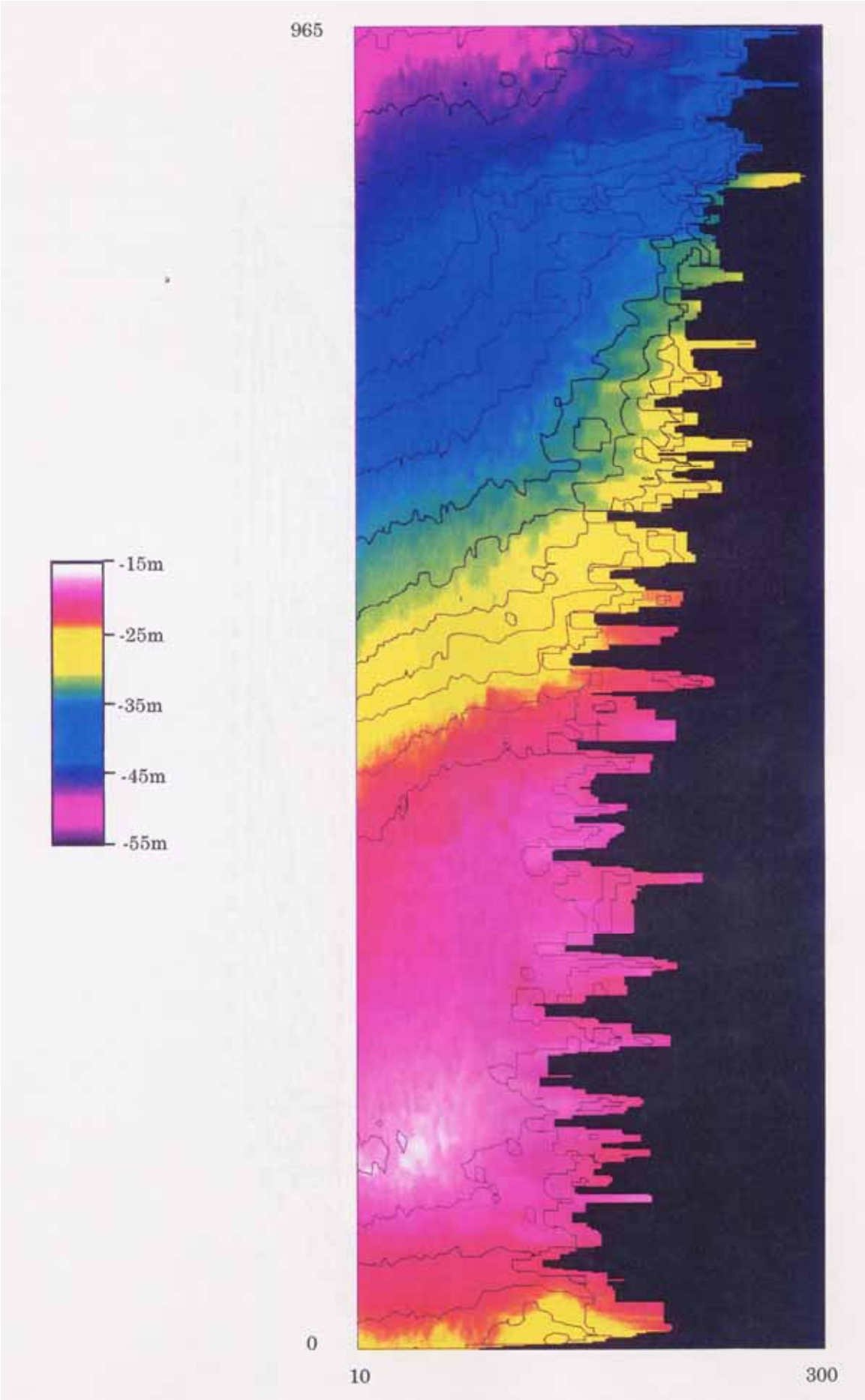
Les données bathymétriques valides deviennent plus nombreuses à mesure qu'augmente la profondeur : elles couvrent 200 m lorsque la profondeur moyenne vaut 15 m et, un peu moins de 300 m lorsqu'on trouve 50 m de fond. La fauchée bathymétrique diminue légèrement donc, relativement à la hauteur d'eau, en passant d'un rapport supérieur à 10 dans 15 m d'eau, à un rapport 6 pour 50 m.

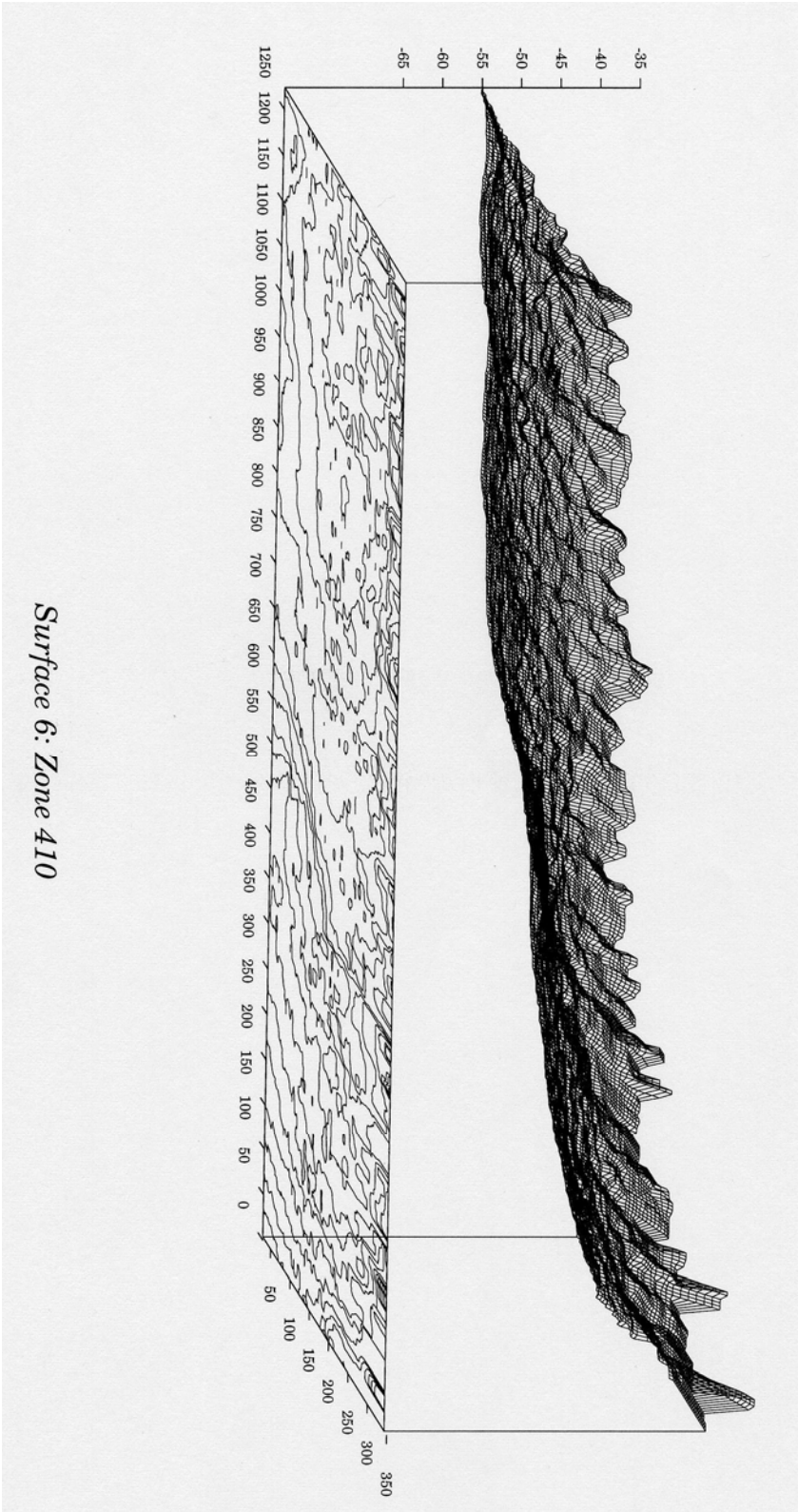
Image

Distance latérale	300 m
Distance longitudinale	965 m (985 tirs)

Carte topographique 5 : Zone 263

Distance latérale	290 m de 10 à 300 m
Distance longitudinale	965 m


965
-15m
-25m
-35m
-45m
-55m
0
10
300



Surface 6: Zone 410

Sur la zone 410, la bathymétrie couvre une largeur de 350 m et met en évidence une longue cuvette dont le fond est à 60 m et que rien sur l'image sonar ne permet de deviner.

L'image et la bathymétrie ont en commun, en revanche, de montrer un petit ensemble d'objet au centre du premier tiers de l'enregistrement. Sur l'image couleur, on discerne également le rocher qui figure à la base de l'image sonar.

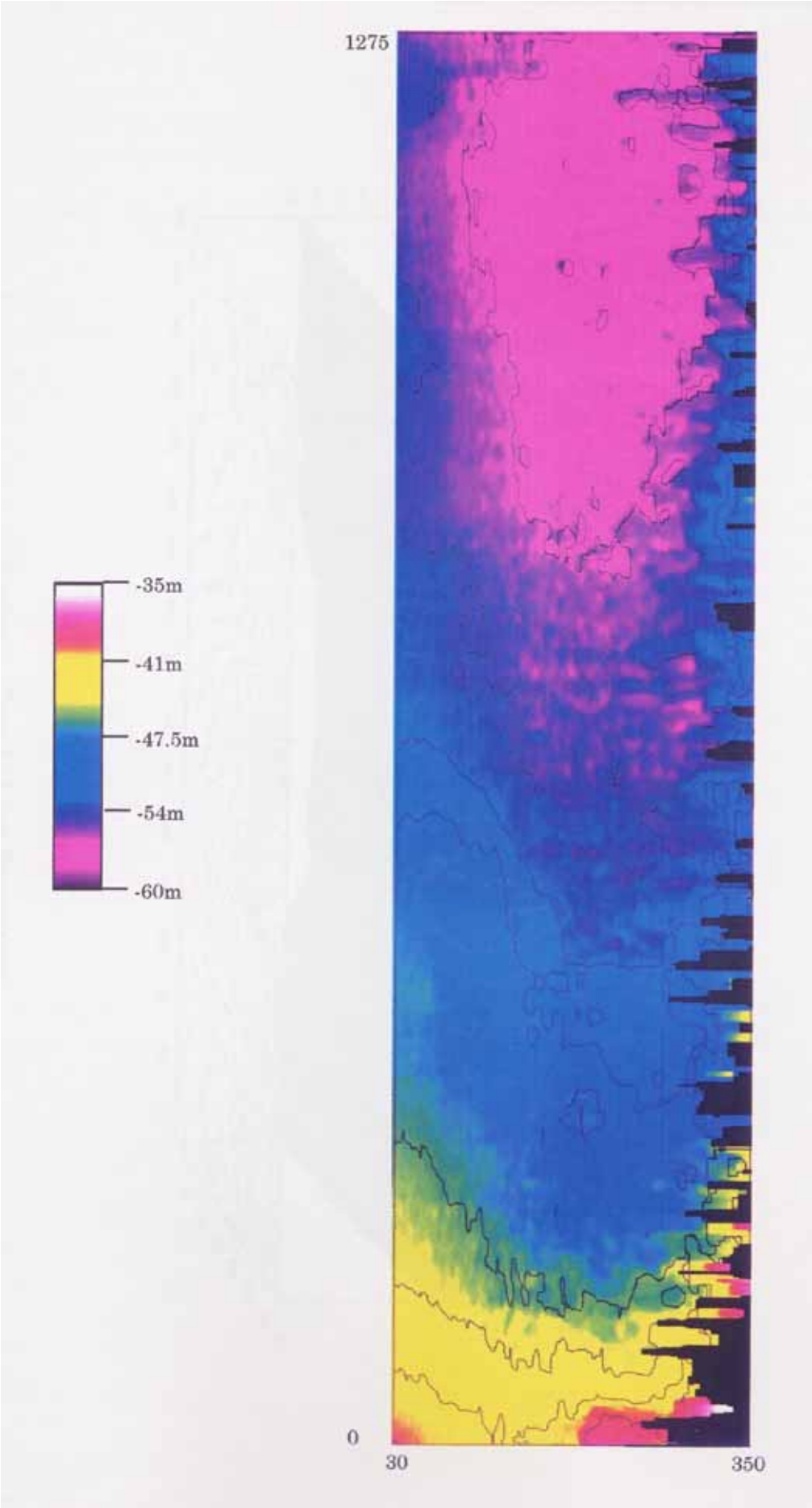
On peut ici encore évaluer la fauchée entre 5 et 7 fois la hauteur d'eau.

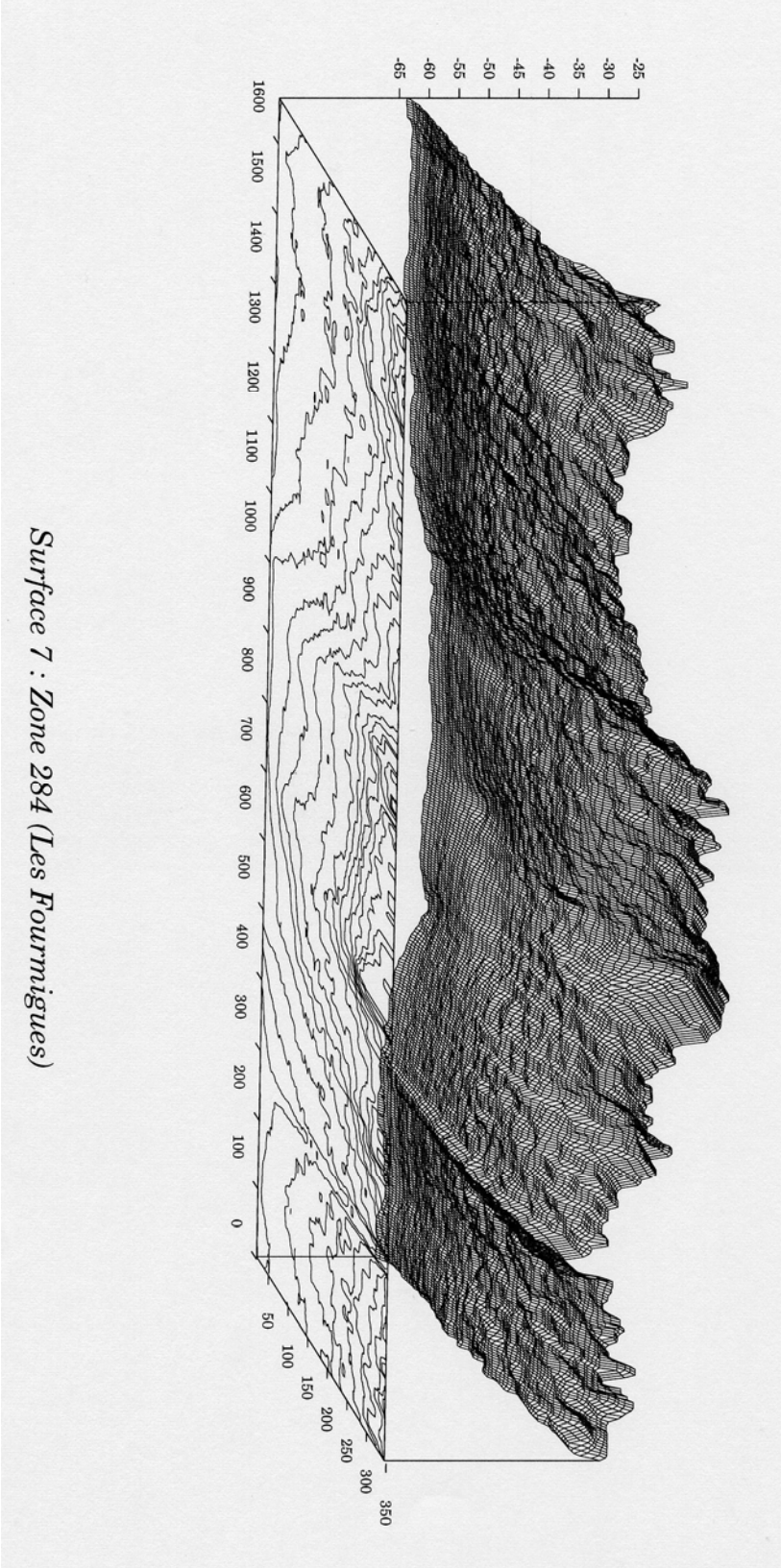
Image

Distance latérale	350 m
Distance longitudinale	1275 m (1300 tirs)

Carte topographique 6 : Zone 410

Distance latérale	320 m de 30 à 350 m
Distance longitudinale	1275 m


1275
-35m
-41m
-47.5m
-54m
-60m
0
30
350



Surface 7 : Zone 284 (Les Fourmigues)

Pour finir avec ces exemples, on considère l'enregistrement qui avait fourni l'image de rétrodiffusion la plus riche, il s'agit de celui effectué au passage des îles Fourmigues.

La représentation en perspective est ici particulièrement parlante. Elle met en évidence des détails importants du relief que l'image n'avait pas suffit à montrer.

Notamment, une crevasse transversale fend la topographie, 200 m après le début du relevé. En observant l'image sonar plus attentivement, on peut deviner sa présence par les changements de courbure des lignes rocheuses parallèles à la route du navire.

Le socle des deux îles qu'on observe depuis 60 jusqu'à 30 m de profondeur, est pour sa part, très clairement dessiné. On y trouve des pentes de 30%.

Enfin, correspondant aux derniers blocs rocheux de l'image, une petite remontée de 50 à 35 m apparaît en haut à droite de la carte topographique.

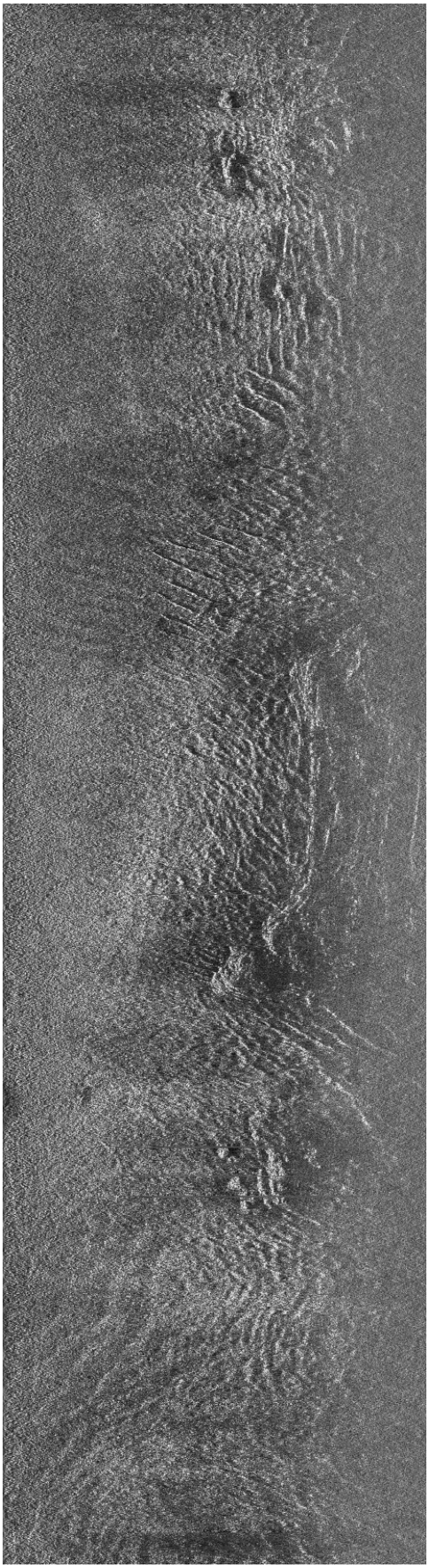
Pour une profondeur moyenne de 55 m, la fauchée bathymétrique s'étend jusqu'à 350 m. Ceci vient confirmer ce que nous avons trouvé avec les autres exemples, à savoir un rapport 6 entre la hauteur d'eau et la distance de validité des données bathymétriques.

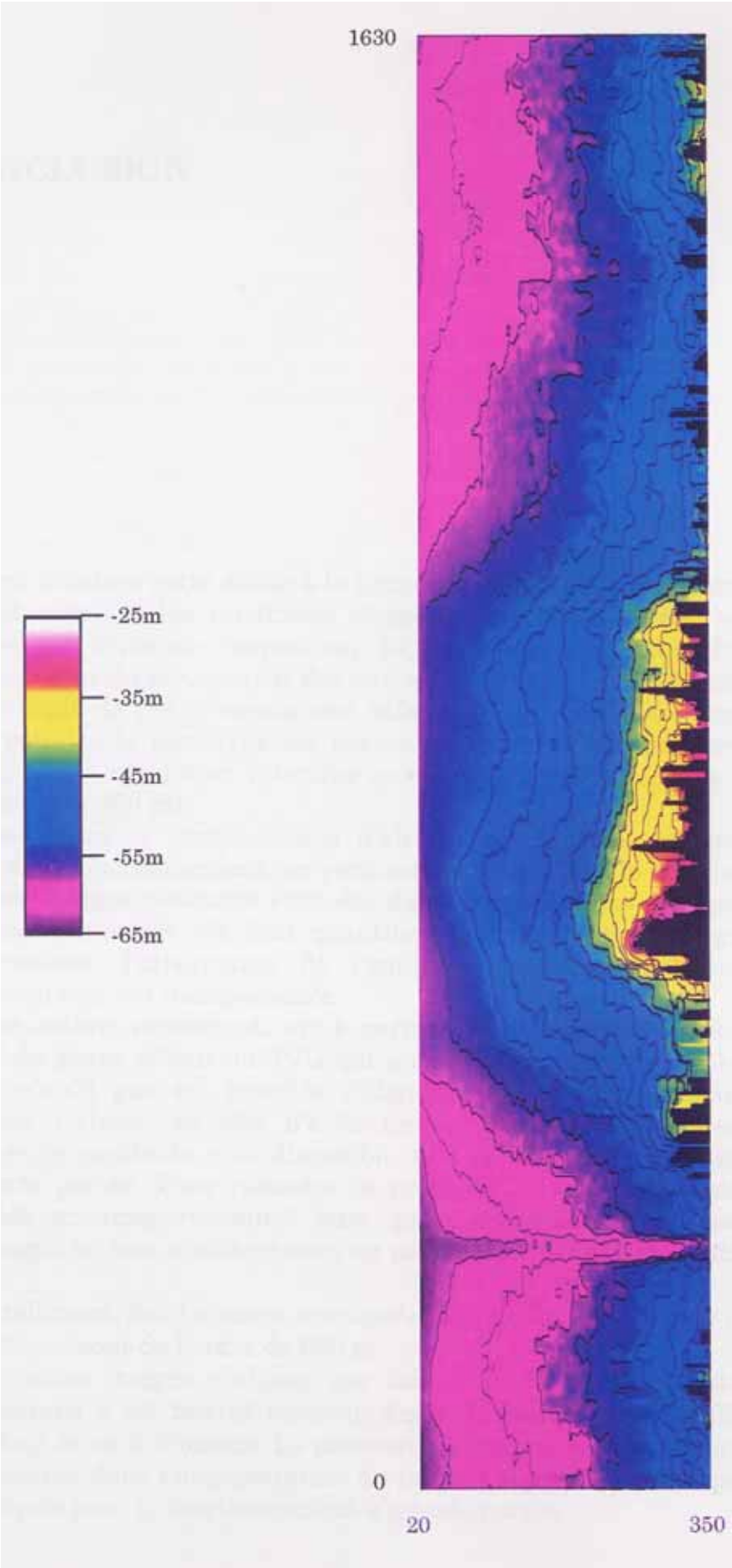
Image

Distance latérale	450 m
Distance longitudinale	1630 m (1700 tirs)

Carte topographique 7 : Zone 284 (Les Fourmigues)

Distance latérale	330 m de 20 à 350 m
Distance longitudinale	1630 m




1630
-25m
-35m
-45m
-55m
-65m
0
20
350

CONCLUSION

Pour conclure cette étude à la lumière des résultats qui viennent d'être exposés, il faut rappeler les conditions d'expérimentation difficiles, et, particulièrement, mettre en évidence l'exposition de l'antenne aux instabilités importantes et permanentes du mouvement des navires et des structures qui la supportaient.

En dépit de ces circonstances défavorables, mais incontournables en l'absence d'un poisson, le prototype est parvenu à produire des images qui montrent sans ambiguïté la résolution attendue autour de 1 m et homogène dans les limites du possible (r < 300 m).

Concernant la compensation d'attitude, dont on a fréquemment dépassé les bornes du fonctionnement, on peut estimer aussi qu'elle a été efficace, étant donné que les images obtenues l'ont été dans des situations inaccessibles à tout autre système. Toutefois s'il faut quantifier plus exactement le gain qu'elle offre en performance, l'intégration de l'antenne à un poisson, même de conception rudimentaire, est indispensable.

Une ombre, cependant, est à porter au tableau expérimental de l'imageur. Il s'agit du grave défaut du TVG qui à nécessité de restreindre le niveau d'émission. Ainsi n'a-t'il pas été possible d'identifier la portée maximale accessible par le système. Celui-ci, en effet, n'a fonctionné, la plupart du temps, qu'avec un niveau d'émission moitié de celui disponible, afin de conserver intégralement l'information à courte portée. Pour résoudre ce problème, et donc augmenter sensiblement la fauchée en imagerie aussi bien qu'en bathymétrie, il faudrait une nouvelle campagne en mer afin de mettre au point, par exemple, un contrôle automatique du gain.

Finalement, les distances maximales auxquelles nous avons pu accéder, dans ces conditions, sont de l'ordre de 600 m.

Certaines images réalisées par faibles fonds couvrent des distances latérales supérieures à 30 fois la hauteur d'eau. Il était *a priori* difficile d'imaginer des résultats aussi étonnants. Ils prouvent l'efficacité extraordinaire de la compression d'impulsion dans l'augmentation du rapport signal à bruit et permettent de garder bon espoir pour le fonctionnement à grande portée.

Concernant la bathymétrie, on peut remarquer qu'elle se révèle particulièrement performante. Les distances de validité des sondes se trouvent la plupart de temps avoisiner 6 fois l'altitude de l'antenne, ce qui est exceptionnel.

Si l'on compare, en effet, l'étendue de la fauchée bathymétrique de notre prototype à celles des systèmes existants (sondeurs multi-faisceaux ou sonar latéraux bathymétriques [5][8][30]), on observe qu'aucun d'entre eux, si ce n'est "Bathyscan", n'atteint cette envergure ; et encore celui-ci dispose-t'il d'une antenne sur chaque bord pour produire des sondes sur une distance horizontale égale à 7 fois la hauteur d'eau.

Doté de deux antennes, notre système devrait raisonnablement pouvoir couvrir de ses sondes des largeurs 10 fois supérieures à son altitude de navigation. Une calibration sérieuse devrait toutefois être entreprise pour confirmer ou tempérer ces espérances.

Après ces bons résultats qui, rappellons-le, n'ont pas bénéficié des conditions expérimentales les plus favorables, il faut envisager d'aller au-delà du prototype. Un projet envisage déjà d'utiliser les principes mis en oeuvre dans cette étude pour résoudre les problèmes rencontrés par l'IFREMER avec le SAR. Dans cet objectif, la technologie des céramiques composites du LMP a évolué et est parvenu produire des transducteurs aux performances analogues à ceux utilisés ici, capables de supporter les pressions de 750 bars et donc d'évoluer dans les grandes profondeurs.

Quant aux techniques électroniques qui ont montré des performances remarquables, elles ont d'ores et déjà été adaptées à d'autre systèmes en cours développement à St-Cyr.

BIBLIOGRAPHIE

[1] « A historical introduction to underwater acoustics with special reference to echo-sounding, sub-bottom profiling and side scan sonar »
B.W.Flemming in « Recent developments in side scan sonar techniques »
Ed. by W.G.A Russell-Cargill 1982

[2] « Sound underwater images »
J.P.Fish & H.A.Carr
American Underwater Search & Survey, Ltd,1990

[3] J et P. Curie
Compte rendu de l'Académie des Sciences
Paris, 91, 294,1880

[4] « A review of rapid depth measuring techniques and the development of a bathymetric side scan sonar »
P.N.Denbigh in « Recent developments in side scan sonar techniques »
Ed. by W.G.A Russell-Cargill, 1982

[5] « State of the art in swath bathymetry survey systems »
C.de Moustier
Current Practices and new technology in ocean engineering
Ed. by G.K.Wolfe & P.Y.Chang
OED-Vol.13, 1988

[6] « Causes and effects of sonograph distortion and some graphical methods for their manual correction »
B.W.Flemming in « Recent developments in side scan sonar techniques »
Ed. by W.G.A Russell-Cargill, 1982

[7] « Sonar - The background »
Underwater System Design
Sept/Oct 1991

[8] « Characteristics of SeamarcII phase data »
H. Matsumoto
IEEE Journal of oceanic engineering,
Vol 17, N°3, july1992

[9] « Feasibility of interferometric swath bathymetry using Gloria, a long range side scan »
R.J.Babb
IEEE Journal of oceanic engineering,
Vol 14, N°4, oct1989

[10] « The Bathyscan precision swath sounder »
R.L.Cloet, C.R.Edwards
OCEANS
Proceedings Vol 1, pp153-162, 1986

[11] « A sideways-looking towed depth measuring system »
R.L.Cloet, S.L.Hurst,C.R.Edwards, P.H.Phillips, A.J.Duncan
The Journal of Navigation
Vol 35, N°3, sept1982

[12] « The bathymetric swathe sounding system »
R.L.Cloet, C.R.Edwards
The Hydrographic Journal
n°40, apr 1986

[13] « Piezoelectric composite materials for ultrasonic transducer applications. Part I: resonant modes of vibration of pzt rod-polymer composites »
T.R.Gururaja, W.A.Schultze,L.E.Cross, R.E.Newnham, B.A.Auld, & Y.J.Wang
IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics,
Vol.Su-32, No.4, P481-498, jul 1985

[14] « Tailoring the properties of composite piezoelectric materials for medical ultrasonic transducers »
W.A.Smith, A.Shaulov, B.A.Auld
1985 Ultrasonics Symposium -pp 642-647

[15] « Ultrasonic measurement of some mineral filled plastics »
S.Lees & C.L.Davidson,
IEEE transactions on sonics and ultrasonics,
Vol.Su-24, No.3, P222-225, may 77

[16] « Cours de DEA d'Acoustique Physique »
P.Alais, Université Paris 6, 1990

[17] « Introduction à l'optique de Fourier et à l'holographie »
J.W. Goodmann, Masson, Paris 1972

[18] « An experimental method for characterizing ultrasonic transducers »
P.Alais, P.Cervenka, Z.Houchanghia, C.Kammoun
Proceedings of the 12th International Symposium on Acoustical Imaging,
Acoustical Imaging Volume 12, July 19-22, 1982

[19] « Principles of aperture and array system design » ,
B.D.Steinberg
Wiley Interscience, 1976

[20] « Radar signals »
C.Cook & M.Bernfeld
Academic Press, 1967

[21] « Sonar signal processing »
R.O.Nielsen
Artech House, 1991

[22] « Approaches to acoustic backscattering measurements from the deep seafloor »
C.de Moustier
Current Practices and new technology in ocean engineering
Ed. by T.McGuiness & S.Shih-pp 137-143, 1986

[23] « Range prediction and calibration in side scan sonar »
P.N.Denbigh & B.W.Flemming in « Recent developments in side scan sonar techniques »
Ed. by W.G.A Russell-Cargill, 1982

[24] « Sound scattering from ocean bottom : theory and experiments »
A.N.Nivakin
Proceedings of the 1st European Conference on Underwater Acoustics, Luxembourg,
pp.521-524 14-18,s ept.1992.

[25] « A theoretical analysis of the properties of median filters »
N.C.Gallagher & G.L.Wyse
IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing
Vol ASSP-29 - N°6-pp 1136-1141, dec 1981

[26] « Sidescan sonar image processing techniques »
P.Cervenka & C.de Moustier
IEEE Journal of oceanic engineering,
Vol 18, N°2 - pp 108-120, 1991

[27] « Processing of Seamarc swath sonar data » ,
A.Malinverno, M.H.Edwards,W.B.F.Ryan
IEEE Journal of oceanic engineering,
Vol 14, N°1, jan 1990

[28] « Swath bathymetry : principles of operation and analysis of errors »
P.N.Denbigh
IEEE Journal of oceanic engineering,
Vol 14, N°4, oct1989

[29] « Differential phase estimation with the SeamarcII bathymetric sidescan sonar system »
M.A.Masnadi-Shirazi,C.de Moustier, P.Cervenka & S.H.Zisk
IEEE Journal of oceanic engineering,
Vol 17, N°3, jul 1992

[30] « Evaluation of a deep water wide swath echosounder for hydrographic surveys »
H.Tonchia
OCEANS 1994
Vol III pp 225-230, sept 1994

[31] "A new generation side scan sonar",
P. Alais, P.Challande, F.Ollivier & N.Cesbron
20ème Symposium International d'Imagerie Acoustique (IEEE), Nanjing (Chine), 12-14 Sept 1992; Acoustical Imaging, 20.

[32] "Un sonar latéral de nouvelle génération"
F.Ollivier, P.Alais, N.Cesbron & P.Challande,
3ème Congrès Français d'Acoustique, Toulouse, 2-6 Mai 94.

[33] "A High Resolution Bathymetric Sidescan Sonar"
F.Ollivier, P.Alais, P.Cervenka, N.Cesbron & P.Challande
2nd European Conference on Underwater Acoustics, Lyngby, Denmark, 4-8 July 94.

[34] "A High Resolution Sidescan Sonar",
P.Alais, F.Ollivier, P.Cervenka, N.Cesbron & P.Challande - M.E. Bouhier & R.Person
OCEANS 94 (IEEE), Brest, 12-16 Septembre 94.

Résumé

Dans le cadre d'une collaboration avec l'IFREMER, nous avons conçu et développé le prototype d'un sonar latéral destiné à l'imagerie haute résolution et à la bathymétrie du plateau continental. Ce système dispose de fonctionnalités originales qui utilisent des réseaux phasés pour permettre la compensation en temps réel du lacet et du tangage et pour assurer la focalisation dynamique des faisceaux et le contrôle de la résolution. Un double réseau en réception constitue un interféromètre permettant de réaliser la fonction bathymétrique.
La conception et la caractérisation expérimentale des transducteurs élémentaires des réseaux sont d'abord traités. Une technologie fondée sur des céramiques composites conduit à des transducteurs disposant d'une large bande passante autour de 100 kHz et de diagrammes de rayonnement qui satisfont à l'application envisagée.
Un modèle numérique spécifique pour la détermination optimale de l'antenne est décrit ensuite. Longue de 4 m, celle-ci compte 3 réseaux (1 pour l'émission, 2 pour la réception bathymétrique) et produit un diagramme échographique dont l'ouverture intrinsèque est de 0.25 degrés. Le calcul des voies préformées assure le contrôle des faisceaux pour donner une résolution constante de 1 m jusqu'à une distance oblique de 300 m et pour compenser le lacet et le tangage en temps réel dans un secteur de 6 degrés.
On décrit aussi le système électronique, la synthèse du signal modulé en fréquence et le traitement des échos, qui utilise notamment la technique de compression d'impulsion et un traitement en temps réel original pour l'interférométrie bathymétrique.
Enfin on expose les résultats issus de deux campagnes en mer. Les images produites mettent en évidence la haute résolution attendue et l'efficacité de la compensation d'attitude. Les portées maximales atteintes sont de l'ordre de 600 m. Avec une seule antenne, la fauchée en imagerie est très supérieure à 10 fois la hauteur d'eau. Pour la bathymétrie, ce rapport est supérieur à 5.

Mots clés : Acoustique sous-marine - Sonar latéral - Imagerie sous-marine haute résolution - Interferométrie bathymétrique - Transducteurs à céramiques composites - Réseaux à contrôle de phase - Focalisation dynamique - Compression d'impulsion.

Abstract

In the frame of a collaboration with IFREMER, we have designed and built the prototype of a side-scan sonar system dedicated to the imagery and the bathymetry of the continental shelf. This system bears new capabilities using phased arrays. It allows to compensate in real time for yaw and pitch and it ensures the dynamic focusing of the beams in order to control the resolution. A double receiving array constitutes an interferometer that gives the bathymetric capability.
The design and experimental characterization of the arrays elements are first treated. Based on a composite ceramics technology, these transducers provide a wide frequency band around 100 kHz and their beam patterns suit the aimed application.
A specific numerical model, developed for the optimal design of the antenna, is presented. It leads finally to 3 arrays in the antenna (1 for transmission, 2 for bathymetric receiving). These arrays produce an echographic beam pattern which intrinsic angular width is 0.25 degrees. The configuration of the preformed beams ensures a constant along-track resolution equal to 1 m up to 300 m in slant range. It allows also to compensate for yaw and pitch in a 6 degrees wide sector.
The signal generator and the echoprocessor are described next. The signal processing uses a frequency modulated signal and the pulse compression technique. For the bathymetric inteferometry, an original on-line process is presented.
Finally we show the results coming out from two trials at sea. The images reveal the expected high resolution and the efficiency of the attitude compensation. The system reaches a maximum slant-range around 600 m. For this one sided system, the swath width is much larger than 10 times the water depth for imaging, and larger than five times the water depth for bathymetry.

Keywords : Underwater acoustics - Side scan sonar system - High resolution underwater imaging - Bathymetric interferometry - Composite ceramic transducers - Phased arrays - Dynamic focusing - Pulse compression.