

Précision de mesure des sonars bathymétriques en fonction du rapport signal/bruit

Measurement accuracy of bathymetric sonars as a function of signal/noise ratio

par X. LURTON

IFREMER - Service Acoustique et Sismique BP 70, 29280 Plouzané

Tel. 02.98.22.40.88 – Fax. 02.98.22.44.52 lurton@ifremer.fr

résumé et mots clés

Les sondeurs multifaisceaux et les sonars latéraux à fonction bathymétrique sont largement utilisés pour les relevés topographiques des fonds marins. En fonction du secteur angulaire mesuré, et de la structure des antennes du système sonar, différentes méthodes peuvent être employées pour l'estimation des couples temps-angle nécessaires à l'estimation de position des points de sonde. Les distinctions entre méthodes basées sur l'amplitude ou sur la phase des signaux d'une part, et entre mesure à instant donné ou à angle fixé d'autre part, permettent de définir quatre grandes approches, qui couvrent l'essentiel des systèmes bathymétriques disponibles aujourd'hui. Ces quatre méthodes classiques sont décrites dans leurs principes, et leurs précisions de mesure respectives sont évaluées en fonction du rapport signal sur bruit. Les formules données tiennent compte de la géométrie des antennes et de leur pondération. Les performances de deux méthodes utilisées en incidence oblique sont comparées et commentées. Le cas particulier des mesures aux incidences proches de la verticale est discuté. Les performances des mesures élémentaires de phase, de temps et d'angle pour des signaux fluctuants sont présentées en Annexe.

Sondeur, sonar, bathymétrie, interférométrie

abstract and key words

Multibeam echosounders and bathymetric side-scan sonars are nowadays widely used for seafloor topographic mapping. Depending on the measurement angle sector and on the sonar array structure, various methods are usable to estimate time-angle pairs needed to estimate sounding point positions. Distinctions are to be made between methods based on signal amplitude or phase, on one hand, and measurements at given time or angle, on the other hand; this leads to define four main methods, covering most of bathymetry systems available today (maximum amplitude instant, phase difference direction, zero-phase difference instant, maximum amplitude direction). The principles of these four approaches are described, and their respective measurement accuracy is evaluated as a function of the signal-to-noise ratio value. The formulae developed here account for the array geometry and beamforming weighting. The performances of two current methods for oblique incidences are compared and commented. The particular case of measurements close to the vertical is discussed. The performances of elementary measurements of phase, time and angle for fluctuating signals are presented in an appendix.

Echosounder, sonar, bathymetry, interferometry

1. introduction

L'essentiel des relevés topographiques des fonds marins est effectué à l'aide de sonars spécialisés. Longtemps limités au sondage vertical effectué par les sondeurs monofaisceaux, ces systèmes de cartographie utilisent aujourd'hui majoritairement le principe de la mesure latérale en incidence oblique. Installé sous la coque d'un navire ou sur un « poisson » remorqué, un sonar bathymétrique à balayage latéral (figure 1) insonifie une bande de terrain étroite dans la direction (longitudinale) de son déplacement et large dans la direction transversale, grâce à une (ou deux) antenne d'émission de grande dimension longitudinale. L'écho rétrodiffusé lors du balayage de cette bande par le signal est acquis en fonction du temps :

- pour les systèmes du type sonar latéral, les antennes de réception sont identiques aux antennes d'émission, et n'effectuent pas de filtrage angulaire supplémentaire,
- pour les sondeurs multifaisceaux la réception des échos s'effectue dans un éventail de faisceaux étroits formés à l'aide d'une antenne *ad hoc*.

À l'issue de la réception complète d'un écho, le sondeur émet un nouveau signal qui couvre une bande de terrain décalée du fait de l'avancée du porteur. Les échos du fond sont utilisés d'une part pour effectuer les mesures bathymétriques, et d'autre part pour constituer l'imagerie sonar de la réflectivité du fond.

Le relevé du relief sous-marin par un sonar bathymétrique est basé sur l'estimation conjointe de couples de caractéristiques (instant et angle d'arrivée) des échos, dont la mesure permet de construire la position des points d'impact sur le fond relativement au sonar, en tenant compte des caractéristiques de la propagation. Ces points sont ensuite positionnés géographiquement à partir de mesures de la navigation et de l'attitude du porteur du sonar. On ne s'intéressera ici qu'à la première partie de cette série d'opérations, c'est-à-dire le traitement des signaux acoustiques pour l'estimation des couples (temps, angle). L'analyse détaillée des autres causes d'erreurs (mouvements du porteur, réfraction des sondes sonores...) et de leur influence peut être trouvée par exemple dans [Hare95].

On peut distinguer deux catégories de méthodes pour la mesure des caractéristiques (temps, angle) :

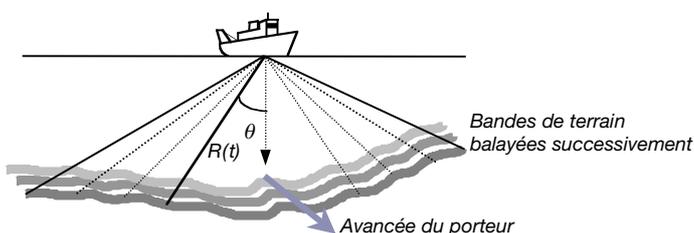


Figure 1. - Mesure bathymétrique par un sonar à balayage latéral : chaque point de sonde de la bande insonifiée transversalement est défini par mesure de l'angle et de la durée du trajet correspondant.

- estimation des temps d'arrivée pour des angles d'observation fixés,
- estimation des angles d'arrivée en fonction des instants de mesure en réception.

Chacune des deux approches ci-dessus peut être mise en œuvre sur des critères soit d'amplitude soit de phase du signal reçu ; c'est donc un ensemble de quatre méthodes qui sont couramment exploitées, et que l'on trouve toutes représentées sur les systèmes disponibles aujourd'hui. On les dénommera dans la suite :

- instant d'amplitude maximale (IAM) : estimation de l'instant correspondant au maximum du signal temporel reçu dans un faisceau,
- instant de déphasage nul (IDN) : estimation de l'instant correspondant à une différence de phase nulle entre deux voies formées dans une direction donnée,
- direction de différence de phase (DDP) : estimation de l'angle d'arrivée à instant donné, à partir de la différence de phase entre les signaux temporels reçus sur deux capteurs,
- direction d'amplitude maximale (DAM) : estimation de l'angle correspondant au maximum d'énergie parmi un éventail de voies formées à un instant donné.

Dans tous les cas, un traitement spatial est nécessaire pour effectuer les mesures d'angle, qui sont mises en œuvre soit à partir d'une formation de voies sur une antenne (IAM, DAM), soit à partir d'une mesure de déphasage entre deux récepteurs simples (DDP), soit encore à partir d'un mélange des deux approches (IDN). Les systèmes considérés ici sont soit des sondeurs multifaisceaux (effectuant les mesures de bathymétrie en sortie de nombreuses voies formées) soit des sonars latéraux bathymétriques (travaillant sur la différence de phase entre les signaux reçus sur deux – ou plus – antennes de réception identiques).

Après avoir, dans une première partie, défini la configuration géométrique et limité le cadre de l'étude, on analyse dans une seconde partie les quatre méthodes de mesures et on propose dans chaque cas une expression de l'erreur d'angle et de bathymétrie en fonction du rapport signal à bruit (RSB dans la suite) et des caractéristiques du sonar. Les résultats des différentes approches sont finalement comparés entre eux et discutés. La diminution de variance par moyennage d'échantillons successifs est évoquée, ainsi que les problèmes particuliers soulevés par les mesures aux incidences proches de la verticale.

2. présentation générale

2.1. configuration de mesure

La géométrie de la configuration de mesure utilisée dans la suite est donnée en figure 2. Le fond est supposé plan et horizontal.

On admet que le système sonar a une directivité suffisamment étroite dans la direction y pour que la propagation et la rétrodiffusion soient confinées dans le plan vertical xz . L'antenne réceptrice, située à l'altitude H par rapport au fond supposé plan et horizontal, est rectangulaire de dimension L dans le plan xz et ℓ dans le plan xy (non représenté) ; le côté L est orienté d'un angle Ψ par rapport à l'horizontale x . À un instant de mesure donné, la direction du trajet (supposé rectiligne) du signal fait un angle θ avec le fond, et $\gamma = \theta - \Psi$ par rapport à l'axe « bien pointé » normal à l'antenne.

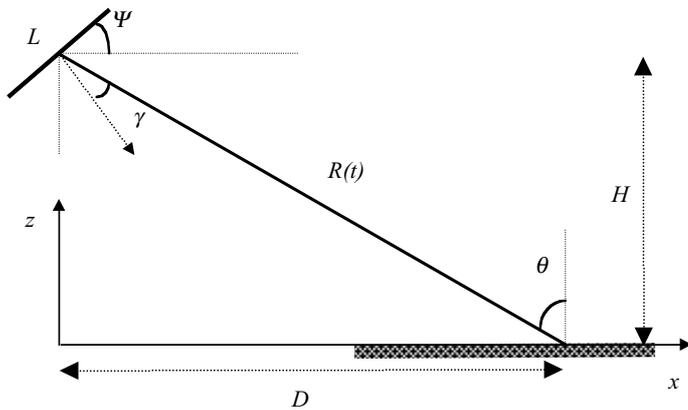


Figure 2. - Géométrie de la configuration de mesure.

L'estimation conjointe, en réception, de l'angle θ de l'onde rétrodiffusée et de la trajectoire associée au temps de parcours t permet de reconstituer la position du point d'impact ; par exemple pour une propagation en milieu à célérité constante c , la distance oblique instantanée étant $R = \frac{ct}{2}$, on obtient pour les coordonnées d'un point d'impact $D = \frac{ct}{2} \sin \theta$ et $H = \frac{ct}{2} \cos \theta$. Les erreurs relatives de mesure de sonde sont donc reliées aux erreurs de mesure de temps et d'angle par :

$$\frac{\delta H}{H} = \frac{\delta t}{t} + \tan \theta \cdot \delta \theta \quad (1)$$

2.2. hypothèses sur le signal et le bruit considérés

On suppose, pour toute la suite, un signal reçu de puissance moyenne $\langle P \rangle$, superposé à un bruit blanc gaussien dans la bande du signal, spatialement isotrope, et de puissance moyenne $\langle b \rangle$; le rapport signal à bruit d'entrée est donc $d_0 = \frac{\langle P \rangle}{\langle b \rangle}$. On considère que l'estimation de paramètres est effectuée en aval du filtrage adapté et du traitement d'antenne en réception ; le rapport signal à bruit résultant à considérer en sortie devient :

$$d = G_D d_0 \quad (2)$$

où G_D est l'indice de directivité apporté par l'antenne. Dans le cas idéal d'une antenne rectangulaire de dimensions (ℓ, L) , constituée de capteurs sans directivité propre et sans pondération, et formant une voie dans la direction γ , l'indice de directivité d'antenne est approché par :

$$G_D \approx \frac{4\pi \ell L \cos \gamma}{\lambda^2} \quad (3)$$

On notera qu'au contraire de l'antenne linéaire considérée dans des travaux antérieurs [Burdic84][Billon87] l'indice de directivité d'une antenne rectangulaire dépend de l'angle de pointage γ de la voie formée.

La durée du signal temporel considérée dans la suite peut être de manière équivalente :

- soit celle T de l'enveloppe du signal émis (éventuellement à -3 dB), dans le cas d'un signal non modulé,
- soit la durée (approximativement $1/B$) de la largeur du lobe de la fonction d'intercorrélation, dans le cas d'un signal modulé de largeur de bande spectrale B en sortie de « compression d'impulsion » par filtrage adapté [Bouvet89].

Le signal reçu sur l'antenne a, en première approximation, une structure d'onde plane; il est supposé d'amplitude moyenne constante (son amplitude instantanée étant fluctuante) ; autrement dit l'indice moyen de rétrodiffusion est supposé indépendant de l'angle (au moins à l'échelle d'une empreinte de faisceau) et les variations de pertes de propagation à l'intérieur d'un faisceau sont négligées. Par ailleurs, on ne considère ici que les fluctuations aléatoires de mesure liées au rapport signal/bruit acoustique; on ne s'intéresse pas aux divers biais qui peuvent entacher la mesure (géométrie d'installation de l'antenne, méconnaissance du profil local de célérité dans la colonne d'eau...).

Le bruit qui perturbe les mesures peut être de diverses natures : soit du bruit venant s'ajouter au signal, soit des dégradations liées à la structure du signal rétrodiffusé lui-même.

• *Le bruit additif* est d'origine soit acoustique soit électrique, et intervient comme une composante aléatoire superposée au signal ; l'effet de ce bruit est réduit par l'indice de directivité de l'antenne de réception, comme exprimé en (2).

• L'effet d'étalement angulaire ou de *décorrélacion de la base* est lié au rayonnement de l'écho par la portion de fond jouant instantanément le rôle de cible : les différents points de l'antenne réceptrice ne perçoivent pas la cible comme ponctuelle, mais comme rayonnant avec une figure de directivité due à son extension spatiale; cette dernière est définie soit par la durée T du signal soit par la largeur $\Delta\theta$ du faisceau formé à l'intérieur duquel est effectuée la détection. On peut exprimer cet effet comme une dégradation du RSB [Jin96][Leclerc94] en :

$$\begin{aligned} d_{ang} &= \frac{\nu}{1 - \nu} \\ \nu &= \frac{\sin \eta}{\eta} \\ \eta &= \frac{ka}{2H} \Delta x \cos^2 \theta \cos \gamma \end{aligned} \quad (4)$$

où l'étalement Δx instantané du signal sur le fond est donné par :

$$\Delta x = \min \left(\frac{cT}{2 \sin \theta}, \frac{H \Delta \theta}{\cos^2 \theta} \right) \quad (5)$$

selon qu'il est limité par la durée T du signal ou par l'ouverture $\Delta \theta$ du faisceau. Cet effet de décorrélation de base, aussi connu en radar sous le nom de *glint*, correspond à un étalement de mesure angulaire directement lié à la taille instantanée de la cible [LeChevalier89][Lurton00].

• L'effet de glissement d'empreinte est provoqué par le fait qu'à un instant donné les divers points de l'antenne ne voient pas exactement la même portion de fond [Leclerc94] [Lurton00] et que l'écho rayonné par les parties de cible non communes joue le rôle de bruit perturbateur. Cet effet affecte la mesure interférométrique de différence de phase entre récepteurs séparés ; dans ce cas le RSB équivalent [Lurton00] peut être approché, en incidence oblique, par le rapport entre les longueurs des parties communes et non-communes de l'empreinte, soit pour un signal à enveloppe rectangulaire :

$$d_{gl} \approx \frac{cT}{a |\sin \gamma|} - 1 \quad (6)$$

où a est l'écartement de l'interféromètre. Noter qu'implicitement, d_{gl} tend vers une valeur limite nulle lorsque les deux empreintes deviennent totalement disjointes. Le glissement d'empreinte peut être corrigé si l'on connaît la direction d'arrivée du signal : dans les sondeurs multifaisceaux en sortie de formation de voies, l'angle nominal de la voie formée donne une estimation de γ d'une précision suffisante pour cette correction. Par contre le phénomène est très pénalisant pour les sonars latéraux interférométriques qui ne disposent pas d'information angulaire *a priori* ; une solution, dans ce cas, peut être d'effectuer une première mesure interférométrique de γ , puis d'effectuer, à partir de cette estimation, la compensation préalable à la mesure interférométrique définitive. On notera que, même dans le cas où l'effet de glissement d'empreinte est compensé, il peut subsister une erreur résiduelle liée à la précision du recalage temporel des deux signaux ; dans ce cas le rapport entre parties commune et non-commune de l'empreinte devient :

$$d_{gl} \approx \frac{T}{\tau} - 1 \quad (6a)$$

où τ est l'écart-type de l'erreur du recalage temporel.

Pour synthétiser ces différents effets, on peut prendre en compte un rapport signal à bruit résultant d combinant les causes précédentes, supposées indépendantes entre elles :

$$\frac{1}{d} = \frac{1}{d_{ad}} + \frac{1}{d_{ang}} + \frac{1}{d_{gl}} \quad (7)$$

où d_{ad} est le rapport signal à bruit additif, d_{ang} et d_{gl} sont les RSB équivalents pour l'étalement angulaire et le glissement d'empreinte. L'importance relative des divers termes dépend du type de système et de la configuration considérés.

2.3. formation des voies et pondération

Dans le cas des sondeurs multifaisceaux, l'antenne de réception forme dans le plan xz des faisceaux étroits (typiquement de 1° à 3° de largeur nominale), par déphasage ou retard des différents signaux reçus sur ses capteurs élémentaires. Une pondération en amplitude est appliquée pour limiter l'effet des échos parasites perçus par des lobes secondaires du diagramme de la voie ainsi formée, en particulier celui provenant de la normale au fond (réfléchi spéculaire), spécialement intense. La largeur d'un lobe dépend de la longueur d'antenne L et de l'angle de dépointage γ par la relation approchée :

$$\theta_0(\gamma) \approx 0.88 \frac{\lambda \alpha}{L \cos \gamma} \quad (8)$$

où λ est la longueur d'onde, et α est un coefficient correcteur (≥ 1) dépendant de la loi de pondération appliquée.

Systématiquement employé en mesures sonar de bathymétrie, la pondération d'antenne permet de limiter dans la constitution de l'écho l'influence des portions de fond situées hors du lobe principal, grâce à la diminution de niveau des lobes secondaires de directivité. Cette amélioration essentielle des performances s'effectue au prix d'un élargissement du lobe principal, et d'une dégradation de l'indice de directivité liée à cet élargissement. Les lois de pondérations diffèrent selon les sondeurs, et on n'en donnera donc pas ici d'approche générale ; on trouvera les performances des lois les plus courantes dans [Harris78]. Dans la suite, les performances d'une antenne pondérée seront paramétrées par :

- le facteur α d'élargissement du lobe principal (typiquement 1,2 à 1,4)
- le facteur β de dégradation de l'indice de directivité (typiquement 0,6 à 0,8).

On notera que, sous l'approximation (3) valable pour une antenne rectangulaire, on a $\alpha \approx 1/\beta$ (pour une pondération selon une seule direction). On se reportera à [Harris78] pour les définitions détaillées et les valeurs numériques précises de ces facteurs de dégradation.

3. performances des méthodes de mesure de bathymétrie

3.1. instant d'amplitude maximale

Pour les faisceaux proches de la direction orthogonale au fond la méthode IAM (utilisée dans l'immense majorité des sondeurs multifaisceaux) consiste à rechercher le maximum d'amplitude dans l'enveloppe temporelle du signal recueilli dans chacune des voies formées. Il s'agit donc d'une mesure de temps d'arrivée à angle donné, l'angle considéré étant celui de l'axe du faisceau. Le signal temporel dans un faisceau est généré par le balayage

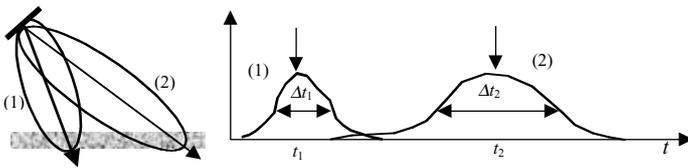


Figure 3. - Géométrie de deux faisceaux obliques d'angles différents (à g.) et enveloppes temporelles correspondantes utilisées pour la mesure des instants d'amplitude maximale t_1 et t_2 (à d.).

du signal émis le long de l'empreinte du faisceau sur le fond. La différence de marche entre les extrémités de l'empreinte d'un faisceau de largeur $\Delta\theta$ à -3 dB (toujours considérée dans le plan vertical du faisceau) est :

$$\Delta R_0 = \frac{H \sin \theta}{\cos^2 \theta} \Delta\theta \quad (9)$$

d'où l'étalement temporel (figure 3) :

$$\Delta t_0 = \frac{2H \sin \theta}{c \cos^2 \theta} \Delta\theta \quad (10)$$

Il faut toutefois noter que, dans le cas d'un faisceau proche de la verticale (typiquement $\theta < 20^\circ$), cet étalement temporel, lié à l'effet du balayage angulaire dans le faisceau, reste faible. On admettra que l'étalement résultant du signal est donné par la somme quadratique de la durée du signal émis et de l'allongement par balayage angulaire, toutes valeurs considérées à -3 dB. La mesure de sonde correspond donc à l'estimation du temps d'arrivée d'un signal fluctuant et bruité de durée $\Theta = \sqrt{T^2 + \Delta t_0^2}$, dont l'enveloppe moyenne est fonction de la forme du diagramme de directivité du faisceau considéré, de celle de l'impulsion émise, et du relief local du fond.

L'erreur d'estimation de l'instant d'amplitude maximale dépend

du type de traitement effectué. À partir de simulations numériques menées pour une enveloppe fluctuant en loi de Rayleigh autour d'une forme moyenne en arche centrale de sinus cardinal de largeur Θ à -3 dB (voir Annexe A.3), on constate que, si l'on se contente de détecter l'instant d'arrivée de l'échantillon temporel d'amplitude maximale, pour un RSB supérieur à 10 dB, l'écart-type de l'estimation varie d'environ $\delta t \approx \frac{\Theta}{3}$ à $\delta t \approx \frac{\Theta}{6}$, dépendant de la cadence d'échantillonnage. Un traitement plus élaboré et fréquemment mis en œuvre consiste à rechercher le barycentre de l'enveloppe de l'écho : l'écart type d'erreur de mesure décroît alors approximativement en proportion de $\frac{1}{\sqrt{N}}$,

où N est le nombre d'échantillons utilisés dans le calcul du barycentre et dépend donc des détails de l'algorithmique utilisée; par exemple (Annexe A.3) si l'on utilise tous les échantillons du lobe moyen à -10 dB, l'écart type est d'environ $\delta t \approx 0,16 \frac{\Theta}{\sqrt{N}}$.

En faisant, dans le cas général, l'hypothèse d'une erreur de mesure de temps proportionnelle à la durée du signal $\delta t = \frac{\xi \Theta}{\sqrt{N}}$, on a donc ici :

$$\delta t_{IAM} \approx \frac{\xi}{\sqrt{N}} \left[\left(\frac{2H \sin \theta}{c \cos^2 \theta} \Delta\theta \right)^2 + T^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (11)$$

L'erreur relative de mesure de l'immersion est alors :

$$\frac{\delta H_{IAM}}{H} \approx \frac{\xi}{\sqrt{N}} \left[(\tan \theta \cdot \Delta\theta)^2 + \left(\frac{cT}{2H} \cos \theta \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

Pour être complet, il faudrait tenir compte, dans l'écart-type final de la mesure de temps, de l'imprécision de mesure due à la période d'échantillonnage, à ajouter quadratiquement à l'expression (11).

L'erreur de mesure ainsi décrite n'est en général pas très importante, du fait du faible étalement (10) rencontré près de la verticale. En fait le problème principal rencontré dans la mesure des faisceaux centraux réside plutôt dans l'élimination de la contribution réfléchi normalement au fond (« spéculaire ») très dominante surtout en basse fréquence, et dont la mauvaise compensation peut amener à un biais dans l'estimation des sondes ; la suppression de l'écho spéculaire présent dans des faisceaux proches de la verticale est rendue très difficile par sa proximité à la fois angulaire et temporelle.

La mesure par IAM devrait donner en principe des résultats de bonne qualité quel que soit l'angle d'incidence. Dans la pratique, toutefois, elle ne fonctionne que si la forme d'enveloppe de l'impulsion étalée est suffisamment régulière ; il faut donc

que la structure du fond n'influe pas sur la forme d'enveloppe du signal reçu, donc que le fond soit plat et régulier à l'échelle de l'empreinte du faisceau considéré, ce qui est souvent une hypothèse trop forte dès que l'on s'écarte de la verticale. On supposera dans l'application présentée au §4.1 une limite arbitraire de 45° pour l'applicabilité de l'IAM.

3.2. direction de différence de phase

La méthode DDP est souvent utilisée en sonar et radar pour localiser une cible ; elle consiste à mesurer, à un instant donné, la différence de phase entre deux points récepteurs pour en déduire une estimation précise de la direction angulaire. Dans le cas de la mesure topographique, la cible instantanée est délimitée par la cellule de résolution du signal sur le sol ; une grande quantité de points de mesure indépendants peuvent ainsi être obtenus sur la bande transversale balayée par le signal. Cette méthode est très employée en sonar à balayage latéral mais aussi en radar satellitaire de cartographie [Maitre01].

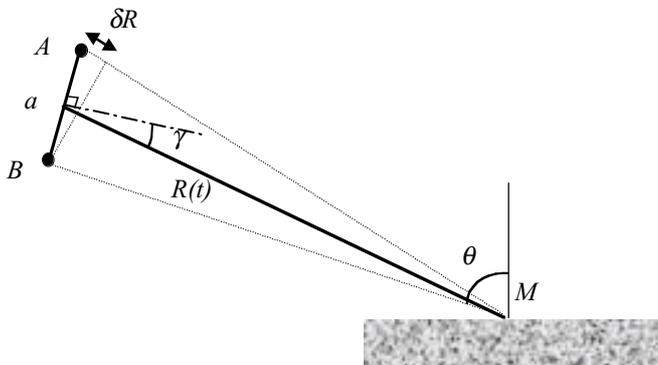


Figure 4. - Mesure angulaire par interférométrie.

Considérant la configuration de la figure 4, la différence de phase entre les signaux issus de *M* et considérés aux points *A* et *B*, séparés de *a*, est :

$$\Delta\phi_{AB} = k\delta R = ka \sin \gamma \tag{13}$$

où $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde, $\delta R = \overline{MA} - \overline{MB}$ la différence de marche, et γ est l'angle du trajet considéré par rapport à l'axe de l'interféromètre.

La mesure de $\Delta\phi_{AB}$ permet l'estimation de γ , par :

$$\gamma = \arcsin\left(\frac{\Delta\phi_{AB}}{ka}\right) \tag{14}$$

Ce procédé peut être facilement mis en œuvre sur un sonar latéral : la mesure de phase est alors effectuée entre deux antennes

linéaires réceptrices identiques, dont les sections correspondent aux points *A* et *B* de la figure 4. Les séries temporelles synchrones reçues sur les deux capteurs font l'objet de mesures instantanées de leur différence de phase (et donc de l'angle d'arrivée) qui, complétées par les distances obliques données par les instants de mesure, constituent donc la donnée bathymétrique brute.

L'erreur de mesure d'angle par interférométrie, en l'absence des problèmes d'ambiguïté de différence de phase que l'on suppose résolus par ailleurs, est directement fonction de l'erreur de mesure de phase $\delta\Delta\phi$ entre les deux parties de l'antenne ; elle s'exprime à partir de (13) tenant compte dans γ de l'inclinaison Ψ de l'interféromètre :

$$\delta\theta_{DDP} = \frac{\delta\Delta\phi \lambda}{2\pi a \cos \gamma} \tag{15}$$

où λ/a est l'ouverture angulaire correspondant à l'écartement *a* des centres de phase *A* et *B* de l'interféromètre. L'erreur de mesure de différence de phase $\delta\Delta\phi$, dans le cas d'un signal bruité et fluctuant en loi de Rayleigh, peut être exprimée (voir annexe A.1), pour les grandes valeurs de *d*, en :

$$\delta\Delta\phi \approx \left[\frac{E + \ln d}{d}\right]^{\frac{1}{2}} = A_{Rayl} \sqrt{\frac{2}{d}} \tag{16}$$

où la constante $E \approx 2,571$; le terme A_{Rayl} résume l'effet des fluctuations du signal. Sur l'ensemble la gamme de *d*, $\delta\Delta\phi$ peut être approchée avec une très bonne précision par (voir annexe A.1) :

$$\delta\Delta\phi \approx 2 \left[\frac{12}{\pi^2} + d\right]^{-\frac{1}{2}} \left[1 - 0,05 \frac{d}{d+1} \ln d\right]^{-1} \tag{17}$$

Le RSB *d* considéré ici doit prendre en compte les trois causes de bruit évoquées au §2.2 et synthétisées en (7) ; il faut noter que l'effet de glissement d'empreinte est souvent la source de perturbation prédominant dans ce type de mesures [Lurton00].

Toujours dans le cas de signaux fluctuants, si l'on considère que la différence de phase est obtenue à partir de la prise en compte conjointe de *N* échantillons ($N > 2$), on montre que $\delta\Delta\phi$ est donné par l'expression (voir Annexe A.1) :

$$\delta\Delta\phi = \left[\frac{1}{(N-1)d} + \frac{N}{2(N-1)(N-2)d^2}\right]^{\frac{1}{2}} \tag{18}$$

que l'on peut approcher, si *d* est suffisamment grand, par :

$$\delta\Delta\phi \approx \left[\frac{1}{(N-1)d}\right]^{\frac{1}{2}} \tag{18a}$$

On déduit de (1)(15) l'erreur relative de mesure d'immersion :

$$\frac{\delta H_{DDP}}{H} = \frac{\delta \Delta \phi}{2\pi} \frac{\lambda \tan \theta}{a \cos \gamma} \quad (19)$$

où $\delta \Delta \phi$ est donné par (18), dans le cas habituel où le traitement est effectué sur plusieurs échantillons.

La méthode de DDP a l'avantage de ne pas nécessiter de structure complexe d'antenne dans le plan vertical, et est souvent utilisée pour l'adjonction d'une fonction bathymétrique secondaire à des sonars latéraux destinés à l'imagerie. En contrepartie de sa simplicité, elle souffre de certains désavantages : ambiguïtés de détermination de la différence de phase (13) conduisant à la non-unicité de la solution à l'équation (14) et nécessitant des stratégies spéciales de corrections [Sintes00], impossibilité d'effectuer la mesure dans le secteur angulaire autour de la normale au fond (voir ci-dessous §4.4).

3.3. instant de déphasage nul

Pour cette méthode qui est une variante de la précédente, l'antenne de réception d'un sondeur multifaisceau est partitionnée en deux sous-antennes ; pour une direction donnée de réception, chaque sous-antenne forme une voie dans la direction choisie, et l'on mesure la différence de phase entre les deux sorties de voies ainsi réalisées ; le déphasage correspondant à la direction nominale des faisceaux étant compensé par la formation de voies, l'instant de déphasage nul entre les deux signaux correspond à celui de réception du signal selon l'angle nominal de pointage. Cette méthode d'estimation de l'instant d'arrivée de la direction de direction de phase nulle est duale de celle connue en radar sous le nom de « monopulse de phase » [Carpentier84] qui effectue la recherche de la direction de différence de phase nulle à instant donné.

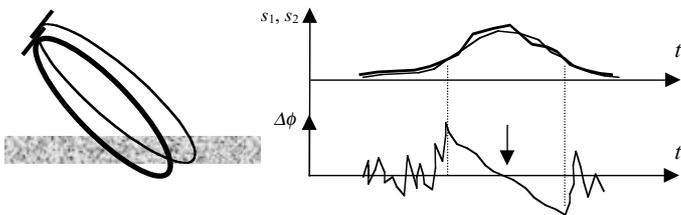


Figure 5. – Mesure de l'instant de déphasage nul : géométrie des faisceaux associés aux deux sous-antennes (à g.), amplitudes des signaux temporels issus des deux voies et mesure de la différence de phase pour détermination de l'instant de $\Delta \phi = 0$ (à dr.).

La mesure d'IDN permet de réduire certaines des contraintes de la DDP. Du fait que le signal traité est d'extension limitée par l'ouverture des demi-voies, les problèmes d'ambiguïtés de phase sont limités voire éliminés (dépendant de la longueur des

sous-antennes). Le phénomène de glissement d'empreinte peut être minimisé en tenant compte de la connaissance *a priori* de la direction d'arrivée du signal donnée par la formation de voies. L'IDN donne toutefois de médiocres résultats près de la verticale. On admettra dans la suite que la méthode est utilisable typiquement au delà de 25° , et que la limitation principale des performances est le bruit additif.

La performance de cette mesure se ramène à celle de l'estimation de la différence de phase entre deux signaux, telle qu'elle a été présentée au paragraphe précédent avec quelques variantes. La variation de différence de phase étant approximativement linéaire en fonction du temps autour de l'instant t_0 de différence de phase nulle :

$$\Delta \phi(t) = ka \frac{c}{2} (t - t_0) \frac{\cos^2 \theta}{H \sin \theta} \quad (20)$$

l'erreur relative de mesure de temps autour de t_0 est alors reliée à l'erreur de mesure de différence de phase $\delta \Delta \phi$ (en tenant compte que $H = \frac{ct}{2} \cos \theta$) par :

$$\frac{\delta t}{t} = \frac{\delta \Delta \phi}{ka} \tan \theta \quad (21)$$

Cette expression, rapportée dans l'erreur relative de mesure d'immersion (1), est équivalente à l'expression (15) de l'erreur de mesure d'angle par DDP dans l'axe de l'interféromètre ($\gamma = 0$).

Le terme d'erreur de phase $\delta \Delta \phi$ est donné par (16), où d est le rapport signal/bruit en sortie de chacune des sous-antennes. Si le bruit est dominé par la contribution du bruit additif, le RSB à considérer est alors

$$d = d_0 \beta \frac{4\pi \mu L \ell \cos \gamma}{\lambda^2} \quad (22)$$

d_0 étant le rapport signal/bruit physique, β le coefficient de dégradation de l'indice de directivité due à la pondération, λ la longueur d'onde, et μL ($\mu < 1$) la longueur de chaque sous-antenne ; a est l'écartement de l'interféromètre, c'est-à-dire la distance entre les centres des deux sous-antennes ; il est donné par $a = L(1 - \mu)$. On fait ici l'hypothèse que le RSB reste constant autour de la direction nominale du faisceau considéré. En fonction de l'erreur de phase, l'expression de l'écart-type de mesure d'angle équivalente pour l'IDN s'écrit finalement :

$$\delta \theta_{IDN} = \frac{\delta \Delta \phi}{2\pi} \frac{\lambda}{L(1 - \mu) \cos \gamma} \quad (23)$$

où $\delta \Delta \phi$ est donné par (16), (17) ou (18) où l'on exprime d par (22). On obtient respectivement dans les cas de traitements sur un seul puis sur N échantillons :

$$\delta\theta_{IDN} \approx \frac{A_{Rayl}\lambda^2}{2\pi\sqrt{2d_0}\beta\pi\ell\mu L\cos\gamma L(1-\mu)\cos\gamma} \quad (24a)$$

$$\delta\theta_{IDN} \approx \frac{\lambda^2}{4\pi\sqrt{(N-1)d_0}\beta\pi\ell\mu L\cos\gamma L(1-\mu)\cos\gamma} \quad (24b)$$

qui dépendent de la valeur de μ , donc de la partition choisie pour les deux sous-antennes. On peut choisir cette dernière de manière à optimiser la performance : cela revient à minimiser les termes en μ , donc ici à maximiser $\sqrt{\mu}(1-\mu)$, ce qui correspond à une valeur de $\mu = \frac{1}{3}$. On obtient alors avec cette valeur optimale, toujours sous la forme (18a) :

$$\delta\theta_{IDN} \approx \frac{\sqrt{3}\lambda^2}{8\pi\sqrt{(N-1)d_0}\beta\pi\ell L\cos\gamma L\cos\gamma} \quad (24c)$$

NB. Dans [Burdic84], le chapitre traitant du *split-aperture correlator* retient un coefficient de $\mu = \frac{1}{2}$ (deux demi-antennes au sens strict). Dans les sondeurs actuels utilisant l'IDN, on a souvent $\mu = \frac{2}{3}$.

3.4. direction d'amplitude maximale

Cette méthode de mesure consiste à chercher, à un instant donné, la direction correspondant au maximum d'énergie reçue parmi un grand nombre de voies formées avec un pas angulaire faible (figure 6).

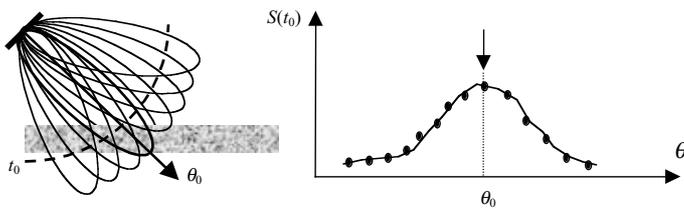


Figure 6. – Mesure de direction d'amplitude maximale : un grand nombre de voies sont formées, et on détecte à instant donné t_0 le niveau d'énergie maximale donnant la direction d'arrivée θ_0 .

Ici la performance de mesure d'angle [Billon87] se ramène donc à celle de l'amplitude maximale avec une antenne de lobe d'ouverture donnée. L'écart-type de cette mesure est donné par la borne de Cramer-Rao d'une mesure d'angle, exprimée ici d'après l'expression donnée par [Burdic84] et modifiée en :

$$\delta\theta_{DAM} \approx \frac{A_{Rayl}}{\sqrt{d}} \frac{\lambda}{L_e \cos\gamma} \quad (25)$$

où l'on a tenu compte de l'effet des fluctuations d'amplitude du signal (par le facteur correctif A_{Rayl} , voir annexe A.2) et de l'élargissement des lobes dépointés (par le $\cos\gamma$). L_e est la « longueur efficace » (*rms length*) associée à l'antenne pondérée [Burdic84] que nous exprimons ici par :

$$L_e = 2\pi \frac{L}{\alpha\sqrt{12}} \quad (26)$$

où le facteur $\frac{1}{\alpha}$, introduit au §2.3, traduit l'effet de diminution de la longueur utile d'antenne lié à l'élargissement du lobe principal du fait de la pondération, la « longueur efficace » associée à une antenne non pondérée ($\alpha = 1$) étant $2\pi \frac{L}{\sqrt{12}}$.

Comme dans le cas de l'interférométrie, le RSB d à prendre en compte doit ici être considéré en sortie de l'antenne [Burdic84], donc bénéficiant de l'indice de directivité correspondant selon (2). Si le bruit est dominé par sa composante additive, on peut décomposer le RSB d en fonction de sa valeur physique d_0 et de l'indice de directivité (qui prend en compte ici la pleine longueur d'antenne L en tenant compte du facteur β lié à la pondération), soit :

$$d = d_0\beta \frac{4\pi L \ell \cos\gamma}{\lambda^2} \quad (27)$$

On obtient finalement pour l'erreur de mesure d'angle :

$$\delta\theta_{DAM} = \frac{A_{Rayl}\alpha\sqrt{3}\lambda^2}{2\pi\sqrt{d_0}\beta\pi\ell L\cos\gamma L\cos\gamma} \quad (28)$$

et pour l'erreur relative de mesure de bathymétrie :

$$\frac{\delta H_{DAM}}{H} = \frac{A_{Rayl}\alpha\sqrt{3}\lambda^2 \tan\theta}{2\pi\sqrt{d_0}\beta\pi\ell L\cos\gamma L\cos\gamma} \quad (29)$$

Effectuant la mesure d'angle d'une cible considérée comme instantanément ponctuelle, la DAM est utilisable pratiquement dans les configurations où l'étalement angulaire du signal à un instant donné n'est pas trop pénalisant ; cette condition est bien remplie en incidence oblique, mais n'est plus vérifiée près de la verticale.

N.B. L'applicabilité de la borne de Cramer-Rao suppose que l'estimation de l'angle passe par un traitement par corrélation entre les signaux reçus et émis [LeChevalier89][Burdic84]. L'utilisation de la formule (25) pour l'erreur de mesure de la DAM suppose donc que le signal expérimental (la variation angulaire du niveau à un instant donné) reproduise correctement (au bruit additif près) la forme du lobe d'antenne considéré ; ceci implique que les déformations liées à l'allongement par la

durée du signal ou à la géométrie locale du fond soient négligeables, ou au moins suffisamment prévisibles. Dans le cas contraire, le traitement appliqué consistera en la recherche, à un instant donné, de la valeur maximale parmi les amplitudes en sorties de voies angulaires consécutives, après éventuellement un ajustement des valeurs testées avec une fonction mathématique *ad hoc*. La performance de mesure d'angle se ramènera, dans cette hypothèse, plutôt à une forme identique à celle présentée plus haut pour la détection IAM (voir §3.1 et Annexe A.3).

4. discussion

4.1. comparaison, sur un exemple, entre sondeur multifaisceau et sonar latéral

On propose de comparer, pour une même configuration, les performances de deux systèmes structurellement différents : un sondeur multifaisceau utilisant l'IAM et l'IDN, et un sonar latéral interférométrique utilisant la DDP. Tous les paramètres du calcul sont analogues pour les deux sonars, sauf certaines dimensions d'antennes. La fréquence des signaux est 100 kHz et leur durée $T = 0,5$ ms; le niveau d'émission est de 225 dB ref. 1 μ Pa à 1 m. La hauteur d'eau est de 100 m, le coefficient d'absorption dans l'eau est de 30 dB/km, le niveau de bruit ambiant isotrope est de 30 dB ref 1 μ Pa/ $\sqrt{\text{Hz}}$; l'indice de rétrodiffusion du fond varie en loi de Lambert avec un niveau de référence de -30 dB/m². L'antenne d'émission, horizontale, est de longueur 0,75 m, et définit un lobe d'émission large de 1° dans la direction longitudinale et homogène dans la direction transversale. L'angle maximal d'observation est de 75° par rapport à la verticale.

Pour le sondeur multifaisceau, les traitements mis en œuvre sont l'IAM aux faibles incidences, et l'IDN aux incidences obliques; on admet que pour cette dernière l'effet du glissement d'empreinte est corrigé par la formation de voies, mais qu'il subsiste un glissement résiduel dû à l'échantillonnage du signal à 10 kHz. Les traitements sont effectués sur un seul échantillon. L'antenne de réception est orientée de 37° sur l'horizontale; elle a pour dimensions $L = 0,60$ m et $\ell = 0,20$ m, et permet donc de former des faisceaux de largeur angulaire $\Delta\theta = 1,6^\circ$ en tenant compte de la pondération ($\alpha = 1,3$) et à dépointage nul; la largeur devient 6,3° pour le dépointage maximum de 75°. L'indice de directivité est de 37,3 dB à dépointage nul et 31,4 dB à dépointage maximum; ces valeurs sont diminuées de 3 dB pour les voies formées par les « sous-antennes » (on prend $\mu = 0,5$). Pour le sonar latéral interférométrique, chacune des deux antennes de réception mesure $L = 1$ m et $\ell = 0,04$ m; l'indice de directivité est de 32,2 dB. L'interféromètre compor-

te un écart entre récepteurs de $a = 5\lambda$, et il est incliné de 70° par rapport à l'horizontale. La courbe correspondant à l'IAM (tracée pour $\xi = 1/6$) est arrêtée arbitrairement à 45°; les courbes IDN et DDP ne commencent qu'à 25°.

On constate sur la figure 7 que la méthode IAM permet d'obtenir (pour ce cas et sous les hypothèses de traitements précisées ci-dessus) une précision de mesure qui reste meilleure que 0,5% dans toute la plage angulaire analysée; elle est relayée par l'IDN avec le même niveau d'erreur de mesure, qui se dégrade toutefois nettement en fin de secteur, atteignant 2%. La DDP procure une précision de mesure nettement moins bonne; l'écart entre les deux méthodes est dû à l'effet de glissement d'empreinte, qui est supposé compensé dans le sondeur multifaisceau.

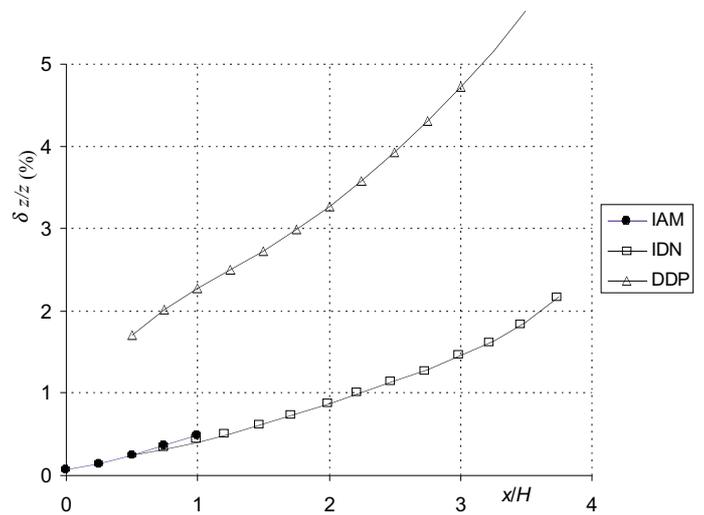


Figure 7. – Calcul de la précision relative de mesure de bathymétrie pour un sondeur multifaisceau (IAM et IDN) et un sonar latéral bathymétrique (DDP); les paramètres de calcul sont détaillés au §4.1.

Aux plus fortes incidences les erreurs relatives sur z (dans cet exemple) atteignent 2% (pour l'IDN) à 5% (pour la DDP), ce qui peut sembler inacceptable en regard des exigences courantes de précision des sondages bathymétriques, qui demandent mieux que 1%; toutefois on rappelle que l'on n'a pas ici tenu compte du gain apporté par le moyennage sur échantillons successifs (cf. §4.3) qui ramène, dans la pratique, la variance à des ordres de grandeur nettement plus faibles.

4.2. comparaison analytique des performances théoriques de l'IDN et de la DAM

Il est intéressant de comparer les performances obtenues avec les mesures d'IDN et de DAM, presque tous les sondeurs multifaisceaux disponibles aujourd'hui utilisant l'une ou l'autre pour la mesure dans les faisceaux obliques. En prenant le rap-

port des deux écarts types de mesure d'angle (24a) et (28) obtenus précédemment, et en admettant que les effets de fluctuations d'amplitude des signaux sont les mêmes pour les deux méthodes (voir annexes A.1 et A.2) il vient :

$$\frac{\delta\theta_{IDN}}{\delta\theta_{DAM}} = \frac{1}{\alpha(-1\mu)\sqrt{6\mu}} \quad (30)$$

La différence de performance dépend donc de la valeur choisie pour μ , et de l'effet de pondération décrit par le coefficient α . Une synthèse en est présentée figure 8, où est reporté le rapport $\frac{\delta\theta_{IDN}}{\delta\theta_{DAM}}$ en fonction de α et pour trois valeurs de μ (1/3, 1/2, et 2/3).

Dans le cas où aucune pondération n'est appliquée ($\alpha = 1$), la mesure de DAM est meilleure quelque soit l'écartement de l'interféromètre ; par exemple pour un écartement donné par $\mu = \frac{1}{2}$, on trouve un rapport de 1,15 entre les deux écarts-types, soit une tolérance de 1,2 dB sur le RSB à précision de mesure égale. Ce résultat est donné explicitement dans [Burdic84] et peut être retrouvé dans les résultats présentés dans [Billon87] [Leclerc94]. Si l'on prend en compte la pondération d'antenne ($\alpha > 1$), le résultat de la comparaison diffère selon la valeur de μ . Pour les valeurs 1/3 et 1/2, l>IDN donne dans l'ensemble des résultats meilleurs ; par contre pour un μ de 2/3, la DAM est plus précise pour les valeurs courantes de α .

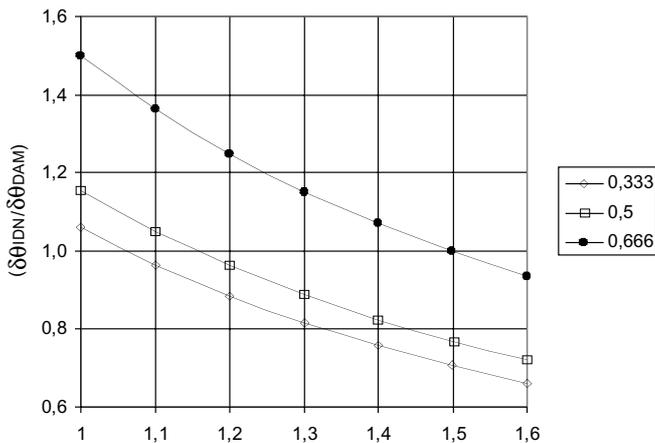


Figure 8. – Comparaison des écarts types de mesure d'angle obtenus par l>IDN et la DAM, en fonction du facteur α d'élargissement du lobe, pour trois valeurs de l'écartement μ de l'interféromètre (1/3, 1/2 et 2/3).

Si l'on considère que les pondérations d'antenne utilisées habituellement correspondent à des valeurs de α de 1,2 à 1,4, on constate que les différences entre IDN et DAM restent dans une fourchette d'environ $\pm 20\%$, ce qui est relativement faible. Les performances des deux méthodes sont donc à des niveaux bien comparables, sous la condition que l'on se trouve dans le cadre d'applicabilité des formules (25) et (28) (cf. N.B. de la fin du §3.4).

4.3. diminution de la variance par moyennage sur plusieurs échantillons

La mesure correspondant à un échantillon temporel isolé est en général trop bruitée et imprécise pour être utilisable individuellement ; d'ailleurs le profil bathymétrique ainsi réalisé à partir de l'ensemble des échantillons temporels, très serré en distance (échantillonnage de l'ordre de la longueur du signal), n'est pas forcément intéressant pratiquement.

On cherche donc à réduire la variance des mesures individuelles en prenant en compte N réalisations indépendantes de celles-ci. L'écart type δX_N de mesure de bathymétrie est alors, en première approximation, l'écart type δX de la mesure élémentaire divisé par \sqrt{N} ; toutefois l'amélioration ainsi apportée peut être formellement plus complexe, comme on l'a vu dans les paragraphes précédents.

En contrepartie du gain de précision de mesure, l'augmentation du nombre d'échantillons traités simultanément va provoquer une diminution de la résolution obtenue : une mesure d'angle donnée sera associée à une empreinte sur le fond correspondant non plus à la seule résolution locale et instantanée du signal mais à un ensemble d'échantillons consécutifs. La qualité finale de la mesure va donc dépendre du nombre de points servant au moyennage ; ce nombre sera limité par l'homogénéité des caractéristiques du fond sur l'intervalle de sommation, et par la résolution recherchée : un gain de précision de \sqrt{N} obtenu en sommant N échantillons se paie par une dégradation de la résolution horizontale, proportionnelle à N .

Le nombre d'échantillons utilisés dans le filtre peut être choisi de diverses manières. Si l'on considère la relation entre le pas d'échantillonnage (δt), et les variations en angle ($\delta\theta$) et en abscisse x (δx), on obtient facilement que :

$$\delta t = \frac{\delta x}{c} \sin \theta = \frac{H}{c} \frac{\sin \theta}{\cos^2 \theta} \delta\theta \quad (31)$$

Pour une période d'échantillonnage donnée δt , le δx correspondant augmente pour $\theta \rightarrow 0$, ce qui veut dire que la résolution en x se dégrade près de la verticale. D'un autre côté, aux grandes valeurs de θ , la résolution s'améliore, mais la précision de mesure sur l'immersion z se détériore, comme il apparaît en (1). Plusieurs stratégies peuvent être considérées :

- Moyenner sur un nombre N d'échantillons constant pour tout x n'améliore pas la dégradation de résolution aux faibles distances, ni la précision aux grandes distances ; l'intérêt de cette méthode est donc uniquement de réduire la variance globale de la mesure de bathymétrie.
- Moyenner sur une ouverture angulaire constante $\Delta\theta$ conduit à un nombre de points augmentant avec la distance

$$N_{\Delta\theta} = \frac{H}{c\delta t} \frac{\sin \theta}{\cos^2 \theta} \Delta\theta ; \text{ cette méthode tend à compenser l'erreur}$$

de bathymétrie qui augmente avec la distance, au prix toutefois d'une résolution dégradée. Cette seconde solution est employée tout naturellement dans les sondeurs multifaisceaux qui fournissent une seule sonde par faisceau dont la largeur d'empreinte (et donc le nombre de points disponibles) augmente avec l'angle d'incidence.

• Enfin, moyenné sur un intervalle Δx constant amène à un nombre d'échantillons augmentant avec la distance, en $N_{\Delta\theta x} = \frac{\Delta x}{c\delta t} \sin \theta$; ce procédé compensera imparfaitement la dégradation de précision en z , mais peut s'avérer la stratégie la plus pertinente en regard des impératifs de cartographie bathymétrique pour maintenir une résolution horizontale constante.

4.4. cas des échos verticaux

Les mesures de bathymétrie autour de la normale au fond sont sujettes à des dégradations particulières, qui sont maintenant évoquées. Dans la suite, pour garder des notations et une terminologie simples, la normale au fond sera appelée « direction verticale », avec l'hypothèse implicite que le fond est plat et horizontal. Près de la verticale, l'empreinte instantanée du signal est maximale en x , et vaut approximativement :

$$\Delta x \approx H\theta \left[\left(1 + \frac{cT}{H\theta^2} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \quad (32)$$

L'effet d'étalement angulaire correspondant (le secteur angulaire couvert instantanément par le signal) est également maximal :

$$\Delta\theta = \theta \left[\left(1 + \frac{cT}{H\theta^2} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \cos^2\theta \approx \theta \left[\left(1 + \frac{cT}{H\theta^2} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right] \quad (33)$$

Cet effet d'étalement angulaire instantané est incompressible pour les systèmes sans filtrage angulaire (DDP) ou effectuant un balayage angulaire à instant donné (DAM). Par contre, pour les deux autres modes de détection, qui fonctionnent à l'intérieur d'un faisceau formé, l'effet d'étalement angulaire peut être limité par la largeur du lobe de directivité, qui fixe la borne supérieure de la valeur de $\Delta\theta$.

L'effet de glissement est également à son maximum ; on montre que son amplitude vaut alors :

$$\delta x \approx \frac{a}{2} \cos\Psi - H\theta + \sqrt{aH \sin\Psi + H^2\theta^2} \quad (34)$$

Le RSB équivalent correspondant à cet effet est donné approximativement par le rapport $\frac{\Delta x}{\delta x} - 1$ exprimé à partir de (32) et (34).

Un exemple de calcul numérique mené pour des configurations courantes de sonar latéral ($f = 100$ kHz, $a = 5\lambda$, $T = 0,25$ ms, $\Psi = 45^\circ$; 60° et 70° , $H = 20$ m), montre

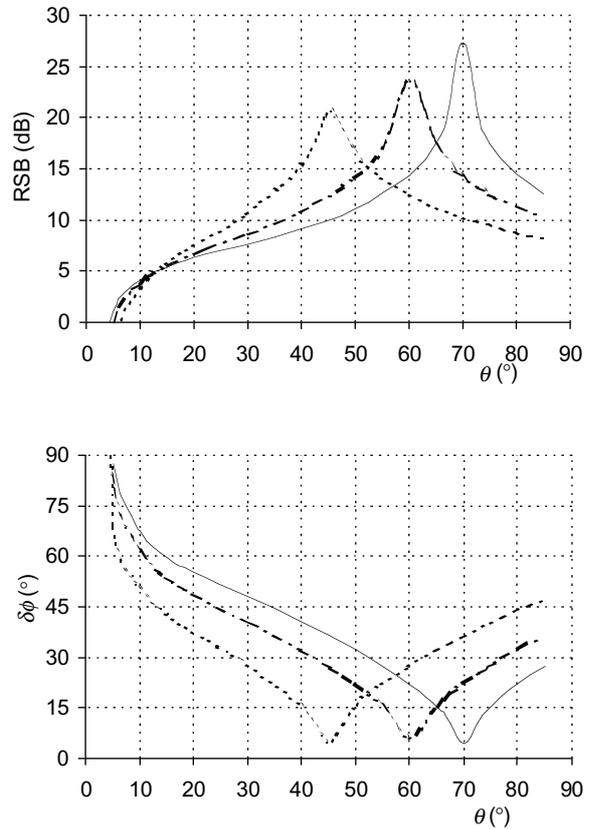


Figure 9. – RSB équivalent au glissement d'empreinte (à g.) et écart-type correspondant de la mesure de différence de phase (à d.) pour un sonar latéral; $\Psi = 45^\circ$ (---), 60° (—), 70° (—·—).

(figure 9) que le RSB équivalent au glissement d'empreinte n'atteint des valeurs compatibles avec une mesure de phase acceptable que pour des incidences de plusieurs dizaines de degrés : l'écart-type de la mesure de différence de phase ne devient inférieur à 30° que pour des angles θ de 30 à 50° .

D'autres effets interviennent près de la verticale et rendent les choses encore plus complexes :

- le RSB est alors à un maximum très aigu, dû à la conjugaison de l'aire insonifiée et de l'indice de rétrodiffusion. Ceci peut soulever des problèmes dans le traitement par le récepteur dont l'électronique analogique et le convertisseur A/N peuvent ne pas accepter une telle dynamique. Dans la pratique, des dispositifs de contrôle de gain sont mis en œuvre pour éviter les saturations liées à cet effet.

- près de la verticale, les fluctuations du signal sont spécialement fortes, dues à l'étendue de l'aire insonifiée, et aux fortes variations angulaires de l'indice de rétrodiffusion dans cette zone. De plus les figures de directivité des antennes utilisées dans les sonars latéraux sont souvent prévues pour abaisser le signal reçu à la verticale, afin de limiter la diaphonie entre les deux côtés ; leur réponse peut également être perturbée par leur environnement mécanique, puisqu'ils sont habituellement montés sur des

flancs de poissons remorqués ; l'effet de masquage résultant peut provoquer des perturbations de phase.

Pour des systèmes sonar utilisant des mesures de différence de phase, les médiocres performances en bathymétrie autour de la verticale sont dues au manque de résolution transversale à ces incidences. Ceci maximise les effets d'étalement et de décalage angulaire de l'empreinte, tout en excluant pratiquement l'utilisation d'une moyenne glissante en raison du faible nombre d'échantillons disponibles. Ces systèmes ne peuvent pas non plus résoudre les ambiguïtés de résolution temps-angle rencontrées quand divers points de la topographie du fond sont vus simultanément à différents angles, configuration qui peut se rencontrer dans des zones de forte pente (canyons, arêtes, falaises). Il semble difficile d'améliorer cette situation avec les interféromètres simples (sans formation de faisceaux) utilisés dans les sonars latéraux ; la meilleure solution pour un traitement correct de ces situations est de tirer profit de la sélectivité angulaire fournie par un traitement d'antenne multifaisceau.

Pour les sondeurs multifaisceaux interférométriques, la mesure de différence de phase entre sous-voies devient très imprécise du fait de la conjonction des effets d'empreinte glissante et d'étalement angulaire. Il n'est par ailleurs pas possible de tirer parti du moyennage sur des échantillons temporels successifs, puisque la durée du signal utilisable est alors très faible.

5. conclusions

On a proposé ici des modélisations de la précision des diverses méthodes de mesure acoustique de sonars bathymétriques, en essayant d'arriver à des formulations aisément utilisables pour la prédiction de performances et pour l'analyse de résultats expérimentaux. Les formules proposées ici prennent en compte explicitement :

- une antenne rectangulaire et non pas linéaire. La conséquence est l'introduction d'une dépendance de l'indice de directivité, et donc du RSB, en fonction de l'angle de dépointage.
- les fluctuations du signal, assimilées à des variations de l'amplitude selon une loi de Rayleigh, qui dégradent le RSB pris en compte dans les formules de variance d'estimation,
- la pondération d'amplitude pour la formation de voies, qui influe sensiblement sur les résultats obtenus, par son impact sur la longueur efficace d'antenne et sur l'indice de directivité.

En fait la précision finale de mesure acoustique est largement dépendante du nombre d'échantillons consécutifs utilisés dans les estimations, nombre qui doit être fixé en accord avec les objectifs en résolution du système.

L'exploitation des formules pour des configurations courantes amène à des ordres de grandeur d'erreur de mesure d'angle et de bathymétrie assez faibles, qui restent en général inférieurs aux

exigences des normes de mesure hydrographique, compte tenu du gain apporté par le lissage entre points consécutifs.

La comparaison entre les mesures par amplitude maximale DAM ou par différence de phase IDN se fait au bénéfice de l'une ou de l'autre (figure 8), en fonction de la loi de pondération utilisée et de la configuration de l'interféromètre; les écarts de performances n'excèdent pas 20 % pour les configurations usuelles.

La DDP présente des avantages certains en termes de simplicité de conception matérielle ; par contre elle souffre de limitations intrinsèques liées aux ambiguïtés de phase, et surtout à son inefficacité près de la verticale.

Finalement il convient d'insister sur le fait que les erreurs « acoustiques » présentées dans cet article ne constituent qu'une partie d'un problème plus général de mesure de bathymétrie ; l'influence d'autres effets (dont les principaux sont la précision de la mesure des mouvements du sonar par la centrale d'attitude, et la compensation des effets de réfraction provoqués par le profil de célérité) [Hare95] peut s'avérer prédominante dans de nombreux cas.

Annexe : modèles des erreurs élémentaires de mesure

A.1. Modèle d'erreur de mesure de différence de phase

Dans le cas d'un signal stable et soumis à des bruits additifs gaussiens indépendants sur deux capteurs, l'écart-type de la différence de phase peut s'approcher, pour un rapport signal à bruit suffisamment grand, par la formule classique [Carpentier84], valable pour d grand (typiquement $d > 10$, voir figure A1) :

$$\delta\Delta\phi = \sqrt{\frac{2}{d}} \quad (\text{A1})$$

Une meilleure approximation de la dépendance en d , valable pour les faibles valeurs du rapport signal à bruit, est donnée par [Quazi81], et amène à :

$$\delta\Delta\phi = \sqrt{\frac{2}{d} + \frac{4}{d^2}} \quad (\text{A2})$$

qui donne un excellent accord (voir figure A1) avec la simulation numérique pour $d > 3$ (soit 5 dB).

Afin d'étendre la validité de la formule aux faibles valeurs de d , nous proposons de raccorder empiriquement (A2) avec la valeur limite de $\frac{\pi}{\sqrt{6}}$ correspondant à l'écart type de différence de phase entre deux bruits indépendants à phases équiréparties sur 2π , soit :

$$\delta\Delta\phi = \sqrt{2} \left[\frac{6}{\pi^2} + \left(\frac{1}{d} + \frac{2}{d^2} \right)^{-1} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{A3})$$

L'accord avec la simulation numérique est alors satisfaisant quelque soit la valeur de d (figure A1).

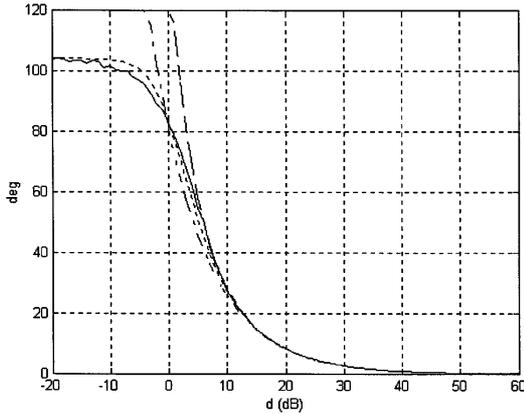


Figure A1. – Écart-type de l'erreur de mesure de différence de phase interférométrique pour un signal stable bruité, en fonction du rapport signal à bruit.

— : simulation numérique ; - - - formule (A1); - - - formule (A2) ; . . . formule (A3).

Dans le cas où le signal lui-même est d'amplitude fluctuante (ce qui est le cas des signaux rétrodiffusés par le fond), l'écart-type prédit par les modèles ci-dessus est sous-estimé. On se propose de modéliser ici, par le biais de simulations numériques, le cas où la fluctuation d'amplitude obéit à une loi de Rayleigh (ce qui est une bonne approximation, spécialement en basse fréquence, pour des signaux rétrodiffusés par le fond).

D'abord on simule numériquement l'estimation de différence de phase pour un signal d'amplitude fluctuant en loi de Rayleigh et mélangé à un bruit gaussien, pour un rapport signal à bruit variant de -20 dB à $+60$ dB. Cette simulation servira de référence pour évaluer la qualité des autres approches.

Dans un deuxième temps on calcule numériquement la variance moyenne de la mesure (exprimée pour un signal stable, à partir de l'expression (A3)) lorsque l'amplitude a du signal fluctue en loi de Rayleigh autour de la valeur moyenne σ définissant le rapport signal à bruit nominal $d = \frac{\sigma^2}{\langle b \rangle}$ où $\langle b \rangle$ est la puissance moyenne du bruit. Cette moyenne est donnée, pour chaque valeur de d , par :

$$\delta\Delta\phi^2 = \int_0^\infty \delta\Delta\phi^2(a) \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma^2}\right) da \quad (\text{A4})$$

où $\delta\Delta\phi^2(a)$ est exprimé en fonction de a à $\langle b \rangle$ fixé. Le calcul numérique de (A4) donne un excellent accord avec la solution de référence (figure A2).

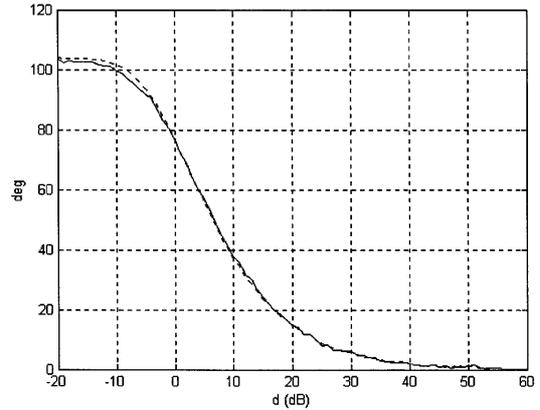


Figure A2. – Écart-type de l'erreur de mesure de phase interférométrique pour un signal bruité fluctuant en loi de Rayleigh. Comparaison de la simulation numérique (—) avec l'intégrale (A4) de (A3) (- - -).

Si l'on utilise pour $\delta\Delta\phi^2(a)$ les formes (A1) ou (A2), l'intégrale (A4) n'a pas de solution analytique. Par contre en utilisant la forme (A3), l'intégrale possède une solution, dont le développement asymptotique pour d grand s'écrit :

$$\delta\Delta\phi^2 = \frac{D - \gamma + \ln d}{d} \quad (\text{A5})$$

avec $D \approx 3,1484$ et γ étant la constante d'Euler. On notera $E = D - \gamma \approx 2,5712$.

Afin de disposer d'une formule unifiée valable sur l'ensemble de la gamme de d , nous proposons pour approximation la forme empirique suivante :

$$\delta\Delta\phi = A_{Rayl} \sqrt{\frac{2}{d}} \approx 2 \left[\frac{12}{\pi^2} + d \right]^{-\frac{1}{2}} \left[1 - 0,05 \frac{d}{d+1} \ln d \right]^{-1} \quad (\text{A6})$$

qui est en excellent accord avec la solution de référence (figure A3) sur toute la gamme de rapport signal à bruit considérée ici. Noter que l'expression (A6) est une forme améliorée de la formule approchée proposée dans un papier antérieur [Lurton00] :

$$\delta\Delta\phi = \frac{2}{\sqrt{d}} \quad (\text{A7})$$

dont la qualité n'est en fait acceptable que dans la gamme de rapport signal à bruit entre environ 5 et 15 dB (voir figure A3). La mesure interférométrique n'est jamais basé sur l'utilisation d'un seul échantillon, les niveaux de fluctuations étant en général trop élevés ; une estimation de bonne qualité implique la prise en compte de N échantillons. Si on reprend la démarche précédente, on peut calculer la valeur moyenne de l'erreur effectuée en intégrant l'erreur élémentaire pondérée non plus par une loi de Rayleigh mais par une loi du χ^2 à $2N$ degrés de liberté :

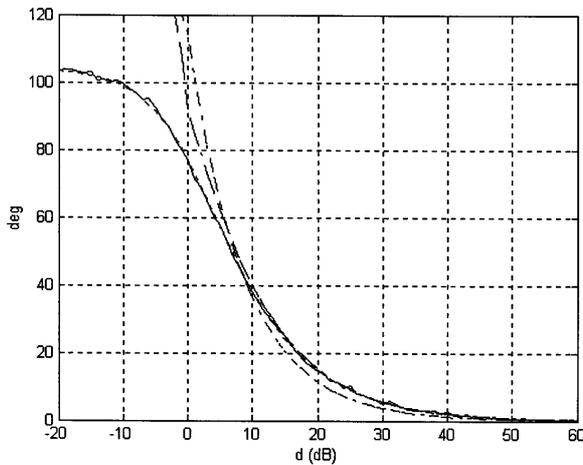


Figure A3. – Écart-type de l’erreur de mesure de différence de phase interférométrique pour un signal stable bruité fluctuant en loi de Rayleigh, en fonction du rapport signal à bruit. La simulation numérique et la formule (A6) sont pratiquement indiscernables sur toute la gamme de d .
 — simulation numérique ; — — formule (A5) ; - - - - formule (A6) ; - . - . formule (A7).

$$\delta\Delta\phi_N^2 = \frac{2}{2\Gamma(N)} \int_0^\infty \left(\frac{b}{a} + \frac{b^2}{2a^2} \right) a^{N-1} \exp(-a) da \quad (A8)$$

La résolution de cette intégrale est paradoxalement plus simple que celle de (A4) et il vient tous calculs faits, pour $N > 2$:

$$\delta\Delta\phi = \left[\frac{1}{(N-1)d} + \frac{1}{2(N-1)(N-2)d^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (A9)$$

qui est en excellent accord avec des simulations numériques pour des valeurs de $\delta\Delta\phi$ inférieures à environ 30° (voir figure A4). On pourra encore simplifier cette forme, pour d suffisamment grand, en $\delta\Delta\phi \approx \left[\frac{1}{(N-1)d} \right]^{\frac{1}{2}}$, ou même, pour N grand, par $\delta\Delta\phi \approx \left[\frac{1}{Nd} \right]^{\frac{1}{2}}$.

A.2. Effet des fluctuations sur la précision de mesure d’angle

On extrapole le résultat précédent à une approche simplifiée de l’effet des fluctuations du signal reçu sur la précision de mesure d’angle par une antenne. On admet que le signal ne fluctue pas à l’échelle de la réception d’un échantillon temporel, et que l’expression classique donnée par la borne de Cramer-Rao pour l’erreur de mesure

$$\delta\theta = \frac{1}{\sqrt{d}} \frac{\lambda}{L_e \cos \gamma} \quad (A10)$$

est donc valable pour la mesure angulaire en un point du fond à un instant donné.

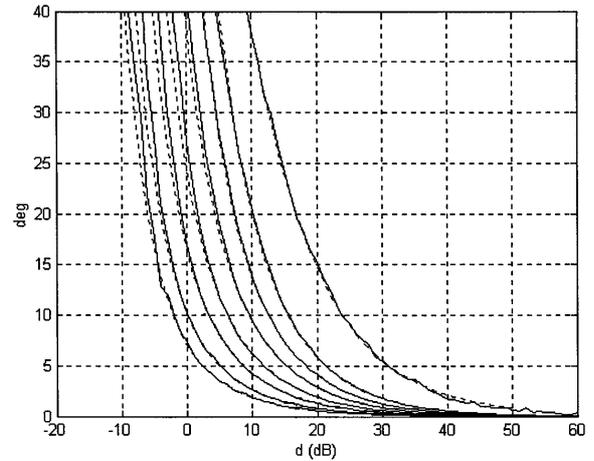


Figure A4. – Écart-type de l’erreur de mesure de différence de phase interférométrique pour un signal stable bruité fluctuant en loi de Rayleigh, en fonction du rapport signal à bruit, pour plusieurs valeurs du nombre N d’échantillons utilisés simultanément dans le calcul de la phase (de droite à gauche : $N = 1 ; 2 ; 3 ; 5 ; 10 ; 20 ; 50 ; 100$).
 — simulation numérique ; - - - - formule (A9).

On propose d’estimer la dégradation de précision de mesure apportée par une fluctuation d’amplitude en loi de Rayleigh en calculant la valeur moyenne de la variance de cette erreur pondérée par la loi de distribution, suivant donc la même démarche que pour l’erreur de mesure de phase. L’erreur moyenne ainsi évaluée est donc en :

$$\delta\theta^2 = \int_0^\infty \delta\theta^2(a) \frac{a}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{a^2}{\sigma^2}\right) da \quad (A11)$$

La variance $\delta\theta^2(a)$ étant proportionnelle à $1/d$ comme pour la mesure de différence de phase à des valeurs suffisamment grandes de d , l’intégrale (A11) est formellement identique à (A4), et la dégradation est décrite par le même facteur A_{Rayl} . La valeur de l’écart-type de l’erreur de mesure d’angle est donc, dans le cas fluctuant, et pour une valeur assez grande de d :

$$\delta\theta \approx \frac{A_{Rayl}}{\sqrt{d}} \frac{\lambda}{L_e \cos \gamma} \approx \sqrt{\frac{2}{d}} \frac{\lambda}{L_e \cos \gamma} [D - \gamma + \ln d]^{\frac{1}{2}} \quad (A12)$$

avec les mêmes notations que pour (A5) ; ou encore, pour avoir une forme équivalente à (A7) et valide sous les mêmes limites :

$$\delta\theta \approx \sqrt{\frac{2}{d}} \frac{\lambda}{L_e \cos \gamma} \quad (A13)$$

A.3. Erreur de mesure de temps sur un signal fluctuant

On s’intéresse ici à la précision de mesure de temps d’arrivée d’un signal temporel tel que celui qui est reçu dans un faisceau

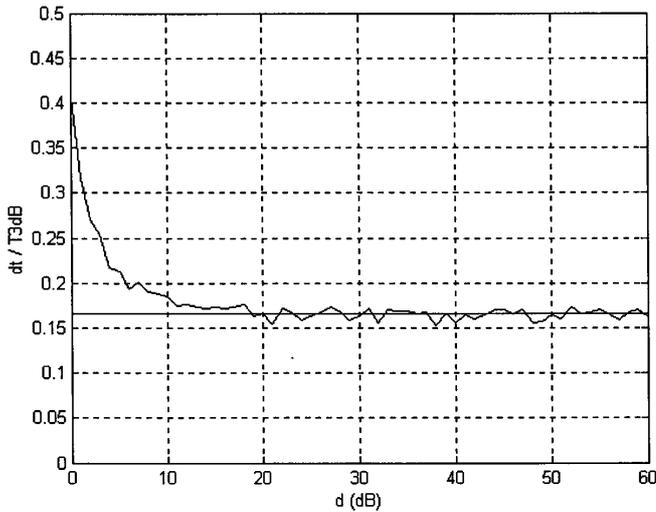


Figure A5. – Écart-type de l’instant de détection du maximum d’amplitude de l’enveloppe, pour un signal à enveloppe en sinus cardinal, fluctuant en loi de Rayleigh, en fonction du rapport signal/bruit.

de sondeur. Ce signal est *a priori* de durée et de forme d’enveloppe inconnue ; en effet il est allongé, par rapport au signal émis, du fait de l’interception géométrique du faisceau par le fond. On supposera que son enveloppe moyenne est décrite par le lobe principal d’une loi en sinus cardinal, reproduisant la forme d’un lobe principal de directivité d’antenne non pondérée :

$$A(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2T}t\right)}{\frac{\pi}{2T}t} \quad (A14)$$

avec $t \in \left[-\frac{T}{2}, \frac{T}{2}\right]$. Par ailleurs l’amplitude du signal est supposée fluctuante autour son enveloppe moyenne ; on décrit classiquement cette variation selon une loi de Rayleigh. Le signal fluctuant est donc modélisé par un processus gaussien dont l’amplitude moyenne est modulée par (A12) ; il est finalement superposé à un bruit gaussien.

On considère d’abord l’estimation de l’instant d’arrivée du signal basée sur la détection du maximum de l’enveloppe d’amplitude. Pour chaque valeur du rapport signal à bruit moyen, on simule un grand nombre de réalisations de l’enveloppe fluctuante et bruitée ; on relève pour chaque réalisation la position temporelle du maximum d’amplitude ; on calcule finalement la variance de cet instant de détection par rapport à sa valeur moyenne. Un résultat de la simulation est donné en figure A5 ; on constate que pour les valeurs usuelles du rapport signal à bruit ($d > 10$ dB) la variance de l’instant d’arrivée se stabilise autour d’une valeur limite, qui est ici environ $\delta t \approx \frac{T_{3dB}}{6}$. Toutefois cette valeur dépend de la cadence d’échantillonnage

du signal ; on donne en tableau A1 l’évolution de cette valeur en fonction du nombre de points décrivant le lobe. Sans chercher ici à modéliser la variation de δt aux faibles valeurs du rapport signal à bruit, on retiendra pour l’écart-type de l’erreur de mesure une forme générale en :

$$\delta t = \xi T_{3dB} \quad (A15)$$

l’ordre de grandeur du paramètre ξ variant entre $\frac{1}{3}$ et $\frac{1}{6}$.

Tableau 1. – Variation du coefficient de proportionnalité ξ entre l’écart-type de mesure de temps et la durée du signal, en fonction du nombre N de points dans la largeur totale du lobe.

N	5	10	20	50	100	200	500	1000
$1/\xi$	3,08	3,42	3,82	4,30	4,64	5,02	5,41	5,67

On considère maintenant que la détection est effectuée par calcul du barycentre de l’enveloppe du signal reçu. Le principe de la simulation numérique est le même que précédemment. Si l’on effectue le calcul sur une fenêtre temporelle définie par la largeur à -10 dB de l’enveloppe du signal moyen, on obtient une valeur limite donnée par :

$$\delta t \approx 0,16 \frac{T_{3dB}}{\sqrt{N}} \quad (A16)$$

où N est le nombre d’échantillons ayant servi au calcul du barycentre.

N.B. L’ensemble de ces résultats relatifs à l’erreur de mesure temporelle peut être étendu pour modéliser l’erreur d’une mesure angulaire effectuée sous les mêmes hypothèses ; on obtiendra, pour l’erreur d’angle avec un RSB supérieur à 10 dB, des ordres de grandeur de $\frac{\Delta\theta}{6}$ à $\frac{\Delta\theta}{3}$ pour la seule détermination de l’échantillon maximal ($\Delta\theta$ étant l’intervalle angulaire considéré pour l’estimation), ou $\frac{\xi\Delta\theta}{\sqrt{N}}$ pour un ajustement sur N points.

Manuscrit reçu le 3 octobre 2000

BIBLIOGRAPHIE

- [Billon87] D. Billon « Bearing estimation of a single monochromatic plane wave with a linear receiving array » dans *Progress in Underwater Acoustics*, édité par H.M.Merklinger, Plenum Publishing Corporation, 1987.
- [Bouvet92] M. Bouvet, *Traitement des signaux pour les systèmes sonar*, Masson, Paris, 1992.
- [Burdic84] W.S. Burdic, *Underwater Sound System Analysis*, Prentice-Hall, Englewood Cliff, 1984.

- [Carpentier84] M. Carpentier, *Radars – Bases modernes*, Masson, Paris, 1984.
- [Hare95] R. Hare, A. Godin & L. Mayer « Accuracy estimation of Canadian Swath (multibeam) and Sweep (multitransducer) Sounding Systems », *Canadian Hydrographic Service Internal Report*, 1995.
- [Harris78] F.J. Harris « On the use of windows for harmonic analysis with the Discrete Fourier Transform », *Proc. IEEE*, vol.66, N°1, pp. 51-83, 1978.
- [Jin96] G. Jin & D. Tang « Uncertainties of differential phase estimation associated with interferometric sonars », *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, vol.21, N° 1, pp. 53-63, 1996.
- [LeChevalier89] F. Le Chevalier, *Principes de traitement des signaux radar et sonar*, Masson, Paris, 1989.
- [Leclerc94] F. Le Clerc « Performance of angle estimation methods applied to multibeam swath bathymetry », *Proc. IEEE Oceans'94*, Brest, pp. III 231-236, 1994.
- [Lurton00] X. Lurton « Swath bathymetry using phase difference: theoretical analysis of acoustical measurement precision », *IEEE Journal of Oceanic Engineering* 25(3), pp. 351-363, 2000.
- [Maitre01] H. Maître, *Traitement des images de RSO*, Hermes, Paris, 2001.
- [Quazi81] A.H.Quazi « An Overview of the Time Delay Estimate in Active and Passive systems for Target Localization », *IEEE Trans.Acoustics, Speech and Signal Processing*, vol.ASSP-29 N°3, pp527-533, 1981.
- [Sintes00] C.Sintes & B.Solaiman « Strategies for unwrapping multisensors interferometric side scan sonar data », *Oceans'2000*.

L' AUTEUR

Xavier LURTON



Né à Bordeaux en 1955, Xavier Lurton a obtenu son doctorat de l'Université du Mans en Acoustique Appliquée en 1979. D'abord ingénieur d'études chez Thomson-Sintra ASM dans le domaine de la propagation acoustique sous-marine, il est entré à l'IFREMER en 1989. Après avoir travaillé sur diverses applications de l'acoustique à l'océanographie (transmission de données, tomographie océanique, sondeurs de pêche), et dirigé le Laboratoire d'Acoustique sous-marine de l'IFREMER pendant cinq ans, il est aujourd'hui responsable d'un programme de recherche technique sur l'utilisation des sondeurs multi-faisceaux pour la caractérisation des fonds marins ; ses activités portent sur la modélisation acoustique des phénomènes de rétrodiffusion, et sur l'ingénierie des systèmes sonars de cartographie.