

# Utilisation d'un radar océanique VHF pour la poursuite d'une balise dérivante

## Use of a VHF Oceanic Radar for Drifter Tracking

par Néhémé BAGHDADI, Pierre BROCHE

Laboratoire de Sondages Électromagnétiques  
de l'Environnement Terrestre (LSEET)  
UA CNRS 705, Université de Toulon et du Var, BP 132 F-83957 La Garde cedex

### *résumé et mots clés*

Les radars VHF sont couramment utilisés pour produire des cartes de courant marin superficiel en zone côtière. On peut également s'en servir pour localiser des balises dérivantes dont le suivi peut donner des informations complémentaires sur le profil du courant et sur sa variabilité spatiale à petite échelle. Cet article présente les systèmes (radar et balise), détaille les méthodes utilisées pour déterminer la position et la vitesse radiale des balises et expose les résultats d'une campagne expérimentale de validation. La précision de la localisation est fonction du rapport signal à bruit. Elle est de l'ordre de une à quelques dizaines de mètres pour la distance et d'une fraction de degré à quelques degrés pour l'azimut, ce qui est convenable pour les applications océanographiques.

Radar, Balise, Localisation, Courants océaniques côtiers.

### *abstract and key words*

VHF radars are commonly used to supply maps of surface current velocity in coastal zones. They may also be used to locate drifting transponders to get specific information about the velocity profile and the small-scale variability of the current. This paper presents the radar and transponder system, describes the methods used to recover the position and the radial velocity of the transponder, and discuss the results of a test experiment. The accuracy of the localisation depends on the signal to noise ratio. It is of a few tens of meters for the distance and half to a few degrees for the azimuth, in agreement with the oceanographic needs.

Radar, Transponder, Localization, Coastal oceanic currents.

## 1. introduction

Crombie [1] a été le premier, dans les années 50, à identifier et à expliquer la spécificité du spectre Doppler des échos de mer en HF : il a mis en évidence la concentration de l'énergie dans deux raies quasi monochromatiques, symétriques par rapport à la fréquence émise, et dont le décalage est proportionnel à la racine carrée de la fréquence radar. Il en a attribué l'origine à un mécanisme résonnant d'interaction entre la surface de la mer et les ondes radar (type mécanisme de « Bragg »), mécanisme qui, en rétrodiffusion, fait jouer un rôle essentiel aux vagues dont les crêtes sont perpendiculaires au faisceau radar et qui ont une longueur d'onde égale à la moitié de la longueur d'onde radar (de sorte que les ondelettes rétrodiffusées par deux crêtes successives soient en phase). Si  $V$  est la vitesse de ces vagues et  $\lambda_r$  est la

longueur d'onde radar, le décalage Doppler correspondant est :

$$f_B = \frac{2V}{\lambda_r}$$

L'équation de dispersion des vagues en profondeur « infinie » (c'est à dire telle que :  $2\pi H/\lambda_V \gg 1$ .  $H$  étant la hauteur quadratique moyenne des vagues) montre que leur vitesse  $V$  est, en fonction de leur longueur d'onde  $\lambda_V$  :

$$V = \sqrt{g\lambda_V/2\pi}$$

En introduisant la « condition de Bragg » :  $\lambda_V = \lambda_r/2$ , il vient :

$$f_B = \sqrt{g/\pi\lambda_r} = 0,102\sqrt{f_r}$$

où  $f_B$  est en Hz si  $f_r$  est en MHz. Les deux raies spectrales (les « raies de Bragg ») sont dues respectivement aux vagues qui s'approchent du radar (raie positive) et à celles qui s'éloignent (raie négative).

Une théorie complète, dans laquelle la nature aléatoire de la forme de la surface de la mer est prise en compte, a été développée notamment par Barrick (e.g. Barrick et Lipa, [2]) pour relier la forme détaillée du spectre de l'écho au spectre des vagues. Les résultats, qui confirment les premières hypothèses de Crombie, en sont utilisés pour estimer les principaux paramètres de ce spectre (hauteur et fréquence significatives des vagues, direction de propagation dominante).

En présence de courant, la vitesse des vagues est modifiée d'une quantité égale à la valeur de la composante de sa vitesse parallèle à la direction de déplacement des vagues. Il en résulte un déplacement  $\Delta C$  des raies de Bragg lié à la valeur de cette composante par :

$$U = \lambda_r \frac{\Delta C}{2}$$

La mise en évidence de cet effet qui permet la mesure de la vitesse du courant a été effectuée par Stewart et Joy [3]. La signification précise de la mesure réalisée a été étudiée [4,5] : c'est la vitesse radiale du courant à une profondeur de  $\lambda_r/8\pi$ . Effectuée en un point fixe, c'est une mesure de type eulérien, mais elle inclue la modification de vitesse des vagues causée par les interactions non-linéaires entre vagues, du même ordre de grandeur que la dérive des particules d'eau sous l'action des vagues d'amplitude finie (dérive de Stokes). Cette dernière composante est en général faible, de l'ordre de ou inférieure à la précision de la mesure.

L'utilisation simultanée de deux radars placés en des points différents de la côte permet, en disposant de deux composantes, de reconstituer le vecteur courant, et ceci dans la zone couverte simultanément par les deux radars. Il faut noter que les radars HF (ou, en l'occurrence, VHF) sont les seuls instruments à fournir des mesures de la variabilité horizontale du courant (c'est à dire à fournir des cartes de courant).

La mesure des courants au moyen de bouées dérivantes (mesures effectuées en suivant les particules, donc de type lagrangien) est une autre technique qui est pour l'instant peu utilisée en zone côtière du fait de la difficulté de mise en œuvre de moyens de localisation suffisamment précis à l'échelle nécessaire [6]. Pourtant, elle est susceptible de fournir des données complémentaires de celles fournies par les radars : variation du courant avec la profondeur, en faisant varier la forme des flotteurs et en particulier la profondeur de leur ancre flottante, variation spatiale du courant à petite échelle (inférieure à l'échelle d'intégration des mesures radar, typiquement le  $\text{km}^2$ ), par le lâcher simultané de plusieurs flotteurs en des positions très voisines.

C'est donc tout naturellement que l'on a cherché à utiliser les possibilités des radars côtiers pour effectuer la localisation de flotteurs dérivants, en embarquant sur ceux-ci des balises « transpondeuses » (Lipa, Crissman, Barrick, [7]). Outre l'intérêt d'utiliser le même instrument pour les deux types de mesure, cette démarche a l'avantage de pouvoir fournir simultanément les deux types de résultat, ce qui est un élément important d'interprétation. L'utilisation couplée des données eulériennes et lagrangiennes de courant (résultats de la technique radars-flotteurs) permet

d'estimer l'importance des phénomènes de diffusion horizontale. On pense ainsi obtenir un instrument particulièrement complet de diagnostic dynamique en zone côtière, présentant un grand intérêt pour l'étude d'un rejet ou le transport d'un contaminant.

Après une assez longue expérience en HF, le LSEET a développé un système de radars VHF [8,9]. Cette gamme de fréquence présente plusieurs avantages techniques (réduction de la dimension des antennes, réduction des interférences radio, augmentation de la résolution spatiale) et physiques (augmentation de la précision des mesures) qui, pour des régions côtières (distance à la côte inférieure ou égale à 30 km), compensent l'inconvénient d'une plus grande atténuation de l'onde de surface. La figure 1 montre un exemple de résultat obtenu à l'occasion d'une campagne toute récente du LSEET sur le site de l'embouchure du Rhône.

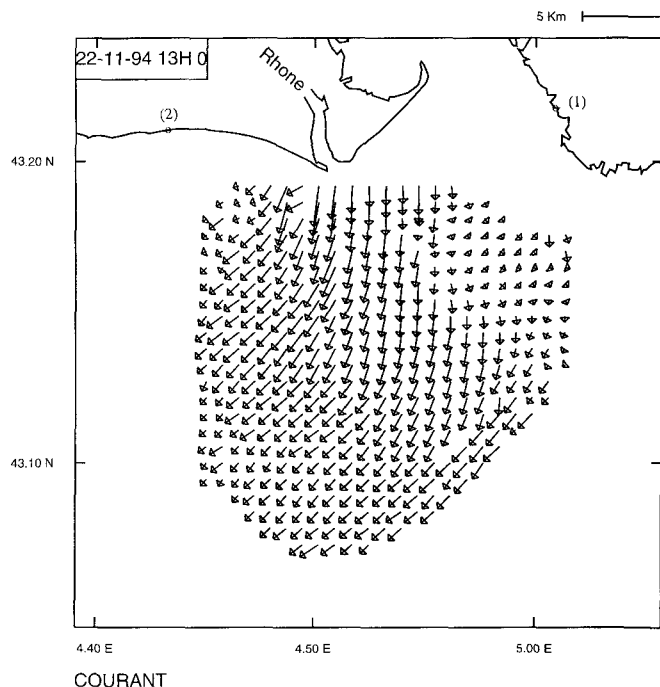


Figure 1. – Exemple de carte de courants obtenue à partir des données de deux radars situés respectivement à Martigues (1) et à Salin de Giraud (2). Cette carte concerne le panache du Rhône. Elle a été acquise le 22 Novembre 1994, dans le cadre d'une campagne financée par le programme européen Mediterranean Deltas (MEDDEL) et le programme National d'Océanographie Côtière (PNOC). Des vitesses de l'ordre 1 m/s sont observées dans le panache.

Nous avons cherché à utiliser ces mêmes radars Doppler pour effectuer, à partir des procédures mises en œuvre pour le fonctionnement eulérien classique, une trajectographie de flotteurs dérivants de surface, équipés de balises fournissant un écho radar calibré. Il s'agit donc de transformer le radar courantométrique en un radar de « poursuite ». Ceci nécessite la mise en œuvre d'algorithmes de localisation destinés à extraire les différents paramètres de la balise : distance radiale, vitesse radiale et azimuth par rapport à la normale au réseau d'antennes.

Après une présentation des principales caractéristiques du système (radar et balise), cet article détaille les méthodes utilisées pour la localisation. Une méthode d'interférométrie simplifiée basée sur la relation de phase des signaux reçus de la balise sur les différentes antennes du réseau de réception, et qui revient à calculer la moyenne des différences de phase entre les signaux reçus par deux antennes consécutives, permet de traiter analytiquement le problème de l'azimut. Elle conduit à l'expression d'une fonction de la distance et de la fréquence Doppler dont la position du maximum, calculée numériquement par corrélation avec la réponse idéale attendue, fournit les deux autres paramètres.

On présente ensuite les résultats d'une campagne expérimentale de validation au cours de laquelle les paramètres estimés de la balise ont été comparés avec des vérités-terrain.

## 2. le système radar-balise

### 2.1. le radar

Le radar employé est un radar VHF de fréquence  $f_r = 47.8$  MHz (longueur d'onde  $\lambda_r = 6.37$  m), émettant des ondes sous forme d'impulsions successives, d'une durée  $\tau = 1 \mu\text{s}$  assez brève pour obtenir une bonne résolution en distance ( $\Delta_r = c\tau/2 = 150$  m), avec une fréquence de répétition autorisant une couverture radiale non ambiguë de 30 km (soit typiquement, 5 kHz). Le taux d'occupation (durée d'une impulsion  $\times$  fréquence de répétition des impulsions) est faible (0.5 %, soit une puissance moyenne transmise de 8 W pour une puissance émise dans l'impulsion de 1.6 kW). La propagation se fait par onde de surface.

Emission et réception utilisent deux réseaux linéaires d'antennes foudres verticales, de longueur quart-d'onde (1.56 m). Chaque antenne est terminée à sa base par trois brins métalliques qui permettent de considérer dans la pratique que le réseau est situé sur un sol infiniment conducteur.

Le réseau d'émission est formé de quatre antennes équidistantes, alignées sur 7.2 m. Il couvre une zone large (l'ouverture à  $-3$  dB du lobe principal est égale à  $90^\circ$ ).

La réception est assurée par un réseau de  $N = 8$  antennes espacées de l'ordre de  $\lambda_r/2$  dont la longueur totale permet d'obtenir une ouverture angulaire  $\Delta\theta$  du lobe principal (à  $-3$  dB) d'une dizaine de degrés. Un multiplexage séquentiel permet de traiter séparément les signaux reçus par chacune des antennes.

Les étapes principales du traitement du signal pour chaque antenne sont les suivantes :

- échantillonnage en distance par une série de portes équidistantes de positions ajustables.
- intégration cohérente, consistant à sommer pour chaque porte d'analyse une série d'échantillons consécutifs. La fréquence

d'échantillonnage ( $F_e$ ) est ainsi abaissée à la valeur nécessaire de quelques Hz.

– transformée de Fourier rapide (FFT) sur  $N_{FFT}$  points (généralement 256). La résolution spectrale (intervalle de fréquence entre deux points spectraux consécutifs) est définie par  $\Delta f = F_e/N_{FFT}$  (soit  $\Delta f = 0.012$  Hz pour  $F_e = 3$  Hz et  $N_{FFT} = 256$ ).

Les valeurs spectrales sont ensuite traitées en temps réel pour fournir une première estimation de la vitesse du courant, ou enregistrées sur disque magnéto-optique pour un traitement plus complet en temps différé.

En fonctionnement classique le réseau de réception du radar est, par une procédure numérique de formation de faisceau, pointé dans des directions contigües. Pour chaque « cellule » de mer définie par un azimut  $\theta$  et une distance  $r$ , et dont les extensions radiale et latérale sont respectivement  $\Delta r$  et  $r\Delta\theta$ , on calcule le spectre de puissance de l'écho. On constate (un exemple est donné dans la figure 2) que l'essentiel de la puissance se trouve concentré dans les deux raies de Bragg. Leur position théorique est de  $\pm 0,705$  Hz. Le décalage  $\Delta C$  par rapport à ces positions fournit la vitesse du courant à une profondeur d'environ 25 cm, intégrée sur l'étendue de la cellule de mer (un à quelques  $\text{km}^2$ ) et sur la durée d'acquisition (de une à quelques minutes). Sa précision dépend des caractéristiques radar et de la largeur des raies de Bragg [10]. Elle est typiquement de quelques cm/s.

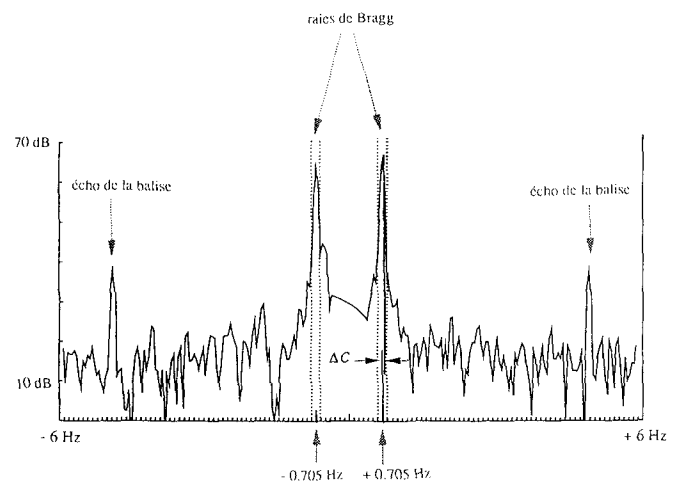


Figure 2. – Exemple de spectre Doppler de l'écho radar. Les Raies de Bragg se situent, en l'absence de courants, à  $\pm 0.705$  Hz). Le courant correspondant au décalage  $\Delta C$ . L'écho de la balise est constitué par les raies à  $\pm 5$  Hz. La fréquence d'échantillonnage était de 12 Hz et la distance de 2.7 km.

### 2.2. les balises

Pour réaliser des mesures lagrangiennes (c'est à dire en suivant les masses d'eau au cours de leur mouvement), des balises destinées à équiper des flotteurs dérivants de surface ont été développées

au LSEET. Une balise doit réémettre les impulsions reçues en les décalant en temps et en fréquence : le décalage temporel (légèrement supérieur à la durée d'impulsion) est imposé par l'utilisation d'une même antenne à l'émission et à la réception, et le décalage en fréquence (quelques Hertz) sert à empêcher le chevauchement de l'écho de la balise avec les échos de mer. Les principaux constituants sont :

- un commutateur électronique permettant d'aiguiller vers le récepteur l'impulsion reçue et vers l'antenne l'impulsion émise, en isolant le plus parfaitement possible l'étage de détection.
- un étage de détection, filtrage et amplification.
- une ligne à retard.
- un étage générateur basse fréquence, programmable, modulant en amplitude l'émission et assurant le décalage en fréquence.
- une horloge programmable commandant (à la minute près) l'heure et la durée de fonctionnement de la balise, à la fois pour économiser l'énergie nécessaire au fonctionnement du système, donc augmenter son autonomie, et pour permettre un multiplexage temporel très simple autorisant le suivi quasi-simultané de plusieurs balises : la balise 1 répondant par exemple de  $H$  à  $H + 2$  minutes, la balise 2 de  $H + 3$  minutes à  $H + 5$  minutes, etc...

L'ensemble, y compris la batterie d'alimentation, occupe un volume de l'ordre de 2 litres, pour un poids inférieur à 2 kg. Après une étude théorique, le seuil de déclenchement de la balise avait été fixé à 10 nW et la puissance émise à 4 mW, ces performances devant garantir, par mer peu agitée, une portée de l'ordre de 20 km [11]. Par mer forte, les performances du système sont plus incertaines du fait de son mouvement sur les vagues et parce que l'atténuation de l'onde de surface croît avec l'état de la mer [12].

L'étude du système a été réalisée sous la contrainte d'un faible coût permettant le cas échéant de ne pas chercher à récupérer les balises après leur lâcher.

### 3. procédures de localisation d'une cible par un radar VHF

#### 3.1. généralités

Si une cible « discrète » (comme une balise, ou bien un bateau métallique, par opposition à une cible « répartie » comme la surface de la mer) est située à la distance  $\hat{d}$ , dans l'azimut  $\hat{\theta}$  et provoque, de par son mouvement et/ou ses propriétés intrinsèques, un décalage Doppler  $\hat{f}_D$ , les signaux qu'elle induit à la fréquence  $\hat{f}_D$  et à la distance  $\hat{d}$  sur les différentes antennes de réception, supposées identiques et en négligeant leur couplage, ont la même

amplitude et des phases en progression arithmétique de raison  $\hat{\phi} = k_r l \sin \hat{\theta}$  ( $l$  étant la distance entre deux antennes successives). Pour des raisons de simplicité, on utilisera désormais  $\phi$  comme mesure de l'azimut  $\theta$ .

Soit  $\bar{S}_i(d, f_D)$  le signal reçu par l'antenne ( $i$ ) à la distance  $d$  et à la fréquence  $f_D$ . En l'absence de bruit, on a :

$$\bar{S}_i(\hat{d}, \hat{f}_D) = \alpha e^{-j(\phi_0 + (i-1)\hat{\phi})}$$

$\alpha$  est indépendant de  $\hat{\phi}$  car chaque fougé est omnidirectionnel.

La procédure la plus courante de localisation (on désignera désormais ainsi l'estimation des trois paramètres  $\phi, d, f_D$ ) repose sur la méthode de formation des voies : pour chaque distance  $d_k$  et chaque fréquence Doppler  $f_{Dk}$ , on pointe le faisceau dans différentes directions  $\theta_k$  en calculant la somme (théorème du retard) :

$$S(\theta_k, d_k, f_{Dk}) = \sum_{i=1}^N \bar{S}_i(d_k, f_{Dk}) e^{+j(i-1)k_r l \sin \theta_k}$$

On calcule ensuite les valeurs qui maximisent la fonction  $|S(\theta_k, d_k, f_{Dk})|^2$ , ou, pour plus de robustesse, qui maximisent la corrélation entre  $S$  et le signal théorique attendu de la balise après passage dans la chaîne de réception.

Au voisinage de l'écho de la balise (c'est à dire pour des distances et des fréquences Doppler voisines respectivement de  $\hat{d}$  et  $\hat{f}_D$ ), et pour des rapports signal à bruit élevés (cf. Annexe, § 3), la détermination de l'azimut revient à effectuer une régression linéaire sur les phases pour trouver  $\phi$ . Ces phases n'étant mesurables qu'à  $(2\pi)$  près, il est à la fois plus pratique et équivalent d'utiliser les signaux normalisés  $S_i = \bar{S}_i/|\bar{S}_i|$  et de chercher en fonction de  $(\phi_0$  et  $\phi)$  le minimum de la fonction de coût :

$$Q_1(\phi, \phi_0, d, f_D) = \sum_{i=1}^N |S_i(d, f_D) - e^{-j(\phi_0 + (i-1)\phi)}|^2 \quad (1)$$

En fait, nous avons choisi une fonction de coût différente,  $Q$ , basée sur la relation idéale entre les signaux sur deux antennes consécutives (déphasage  $\phi$ ), et qui conduit à une solution analytique pour l'azimut. Soit :

$$Q(\phi, d, f_D) = \sum_{i=1}^{N-1} |S_{i+1}(d, f_D) - S_i(d, f_D) e^{-j\phi}|^2 \quad (2)$$

La fonction  $Q$  impose moins de contraintes que la fonction  $Q_1$  (elle remplace la régression linéaire par une moyenne sur les déphasages entre deux antennes consécutives, cf. Annexe § 4). Il faut donc s'attendre à des résultats moins précis. Elle permet néanmoins une solution analytique pour la détermination de  $\phi$ , et diminue donc le temps de calcul numérique nécessaire. Ceci représente un avantage pour une utilisation temps réel, dans laquelle à la fois la place mémoire et le temps disponibles sont limités. Il est toutefois vrai que les progrès des performances des matériels rend cet avantage de moins en moins pertinent.

### 3.2. Localisation en azimut

Posant :  $S_i = X_i + jY_i$ ,  $a = \cos \phi$  et  $b = \sin \phi$ , on obtient :

$$Q = \sum_{i=1}^{N-1} (X_{i+1} - aX_i - bY_i)^2 + \sum_{i=1}^{N-1} (Y_{i+1} - aY_i + bX_i)^2$$

Il faut minimiser  $Q$  sous la contrainte :  $a^2 + b^2 - 1 = 0$ .

On introduit donc le multiplicateur de Lagrange  $\lambda$  et la fonction de Lagrange  $L$  :

$$L = Q + \lambda(a^2 + b^2 - 1)$$

et en écrivant :

$$\frac{\partial L}{\partial a} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial L}{\partial b} = 0$$

on obtient :

$$a^* = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} (X_{i+1}X_i + Y_{i+1}Y_i)}{\sum_{i=1}^{N-1} (X_i^2 + Y_i^2) - \lambda^*} \quad b^* = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} (X_{i+1}Y_i - Y_{i+1}X_i)}{\sum_{i=1}^{N-1} (X_i^2 + Y_i^2) - \lambda^*} \quad (3)$$

En remplaçant (3) dans l'équation

$$\partial L / \partial \lambda = 0 \quad (\text{soit} \quad (a^2 + b^2) = 1),$$

on trouve une équation du second degré en  $\lambda^*$ . On retient la solution qui correspond à des dérivées partielles secondes de  $L$  positives :

$$\lambda^* = \sum_{i=1}^{N-1} (X_i^2 + Y_i^2) -$$

$$\sqrt{\left\{ \sum_{i=1}^{N-1} (X_{i+1}X_i + Y_{i+1}Y_i) \right\}^2 + \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} (X_{i+1}Y_i - Y_{i+1}X_i) \right\}^2}$$

Finalement, le déphasage estimé  $\phi^*$  est déterminé à partir de  $a^*$  et  $b^*$ .

On montre dans l'annexe (§ 2) qu'au voisinage de  $(\hat{d}, \hat{f}_D)$ , et pour des rapports signal à bruit importants, le minimum  $Q_{\min}$  de  $Q$  est inversement proportionnel à la puissance du signal reçu de la balise :

$$Q_{\min}(d, f_D) = \frac{N(N-2)}{(N-1)R}$$

où  $R$  est le rapport signal à bruit moyen des antennes, calculé pour la distance  $d$  et dans la bande fréquentielle de largeur  $\Delta f$  associée à  $f_D$ . Loin de ces paramètres, le signal ne contient pratiquement que du bruit décorrélé d'une antenne à l'autre (du moins si l'on est également en dehors de l'essentiel de l'écho de mer, c'est à dire des raies de Bragg), et, en valeur moyenne, on trouve :  $\langle Q_{\min} \rangle = 2(N-1)$ .

La figure 3 illustre, sur un exemple, le comportement des fonctions  $Q(\phi)$  et  $Q_1(\phi)$  pour des couples  $(d, f_D)$  proches et éloignés des coordonnées exactes de la balise. Comme on s'y attend, le minimum de  $Q$  est plus large que celui de  $Q_1$ , et donc la détermination correspondante de  $\phi$  est moins précise. Cette perte de précision sera quantifiée plus loin.

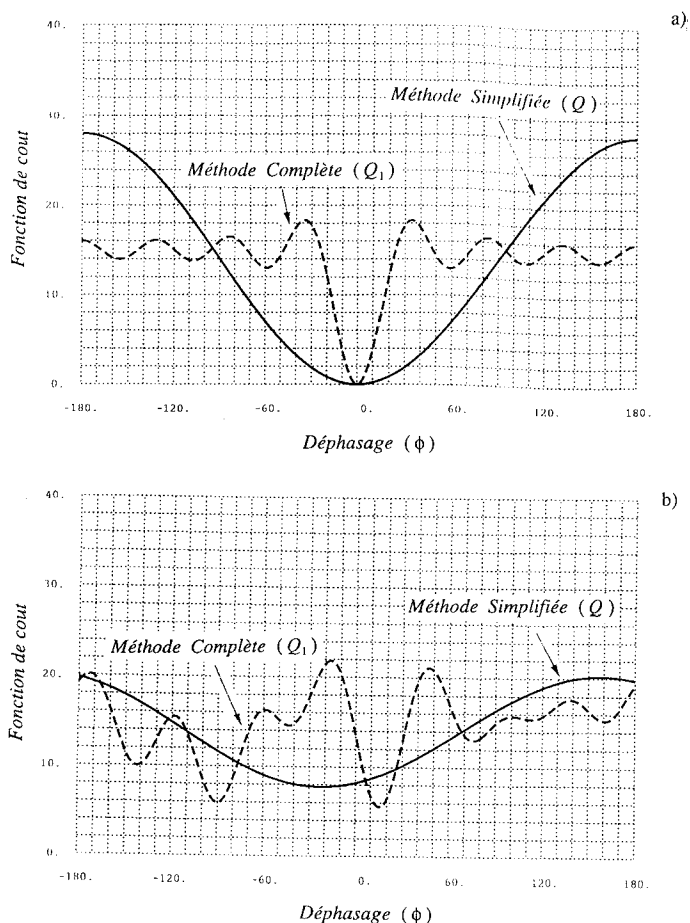


Figure 3. – Représentation des fonctions  $Q$  et  $Q_1$  en fonction du déphasage  $\phi$ .  
a) au voisinage de la balise, soit pour le couple  $(\hat{d}, \hat{f}_D)$   
b) pour un couple  $(d, f_D)$  quelconque.

### 3.3. Localisation en distance et fréquence

Il faut maintenant trouver le minimum de  $Q_{\min}$ , ou encore le maximum de :

$$T(d, f_D) = \frac{1}{Q_{\min}(d, f_D)} = \frac{(N-1)R}{N(N-2)}$$

en fonction de  $d$  et  $f_D$ .  $T$  est proportionnel à la puissance du signal reçu de la balise. La forme théorique des variations avec  $d$  et  $f_D$  du signal reçu d'une cible ponctuelle est une caractéristique connue

du radar, soit  $G(d, f_D)$ . Elle peut être corrélée avec  $T$  pour fournir  $T_f(d, f_D)$ . Cette corrélation accroît l'efficacité de la localisation, comme l'illustre la figure 4, où il apparaît que  $T$  présente des maxima parasites d'importance comparable ou même supérieure à celle des pics principaux (la modulation d'amplitude du signal émis par la balise provoque une double signature de sa réponse sur le spectre Doppler (figure 2), l'une dans la partie négative du spectre et l'autre dans sa partie positive), alors que  $T_f$  n'a que deux maxima principaux sur les échos de la balise.

Pratiquement,  $G$  est classiquement approximée par une gaussienne en distance et en fréquence Doppler (cf. Doviak et Zrnik, [13]), avec des écarts-types égaux respectivement à un intervalle  $\Delta r$  et à un intervalle spectral  $\Delta f$ . La corrélation est effectuée de façon discrète, sur les différents points de la grille des distances et fréquences Doppler, par :

$$T_f(d, f_D) = \frac{1}{K} \sum_{i=-2}^2 \sum_{j=-2}^2 G(i+3, j+3) T(d+i\Delta r, f_D+j\Delta f)$$

avec :

$$G(i+3, j+3) = \exp \left\{ -\frac{(i^2 + j^2)}{2} \right\} \text{ avec } i, j = -2, -1, 0, 1, 2.$$

On détermine donc, dans chacune des deux parties du spectre et parmi les points de la grille, le couple  $(\bar{d}, \bar{f}_D)$ , rendant maximum  $T_f(d, f_D)$ . Pour une meilleure estimation de la position et de la vitesse, on effectue ensuite une interpolation barycentrique

portant sur les 25 points de la grille  $5 \times 5$  centrée en  $\bar{d}, \bar{f}_D$ . On obtient :

$$\bar{d} = \frac{\sum_{i=0}^{24} C_i d_i}{\sum_{i=0}^{24} C_i} \quad \bar{f}_D = \frac{\sum_{i=0}^{24} C_i f_{D_i}}{\sum_{i=0}^{24} C_i}$$

avec :  $C_i = T_f(d_i, f_{D_i})$ .

L'azimut est donné en première approximation par  $\phi^*(\bar{d}, \bar{f}_D)$ . On a cherché à reconstituer les signaux  $\tilde{S}_i$  des différentes antennes pour la distance  $\bar{d}$  et la fréquence  $\bar{f}_D$  (par une interpolation du type spline bi-cubique), pour évaluer  $\tilde{\phi}$  en minimisant la fonction  $Q(\phi, \bar{d}, \bar{f}_D)$ . Les tests ont montré que l'amélioration de l'estimation de l'azimut par cet interpolation est négligeable (quelques centièmes de degré). On retient donc :  $\tilde{\phi} = \phi^*$ .

### 3.4. précision des estimations

Le calcul de la précision sur  $\phi$  est effectué en annexe, pour la méthode présentée et pour la méthode « complète » (analogue à la régression linéaire sur les phases des  $N$  signaux). L'écart-type s'exprime en fonction de l'écart-type sur les phases, qui est lui-même fonction du rapport signal à bruit. On trouve respectivement :

$$\sigma_\phi^2 = \frac{1}{(N-1)^2 R} \quad \text{et} \quad \sigma_{\phi_1}^2 = \frac{6}{N(N^2-1)R} \quad (4)$$

soit :

$$\sigma_\phi = \sigma_{\phi_1} \sqrt{\frac{N(N+1)}{6(N-1)}}$$

Pour  $N = 2$  et  $N = 3$ , on a :  $\sigma_\phi = \sigma_{\phi_1}$  (les deux méthodes sont en fait identiques). Pour  $N > 3$ , on trouve comme prévu  $\sigma_\phi > \sigma_{\phi_1}$ , mais pour  $N = 8$ , le rapport n'est que de 1.3. On peut donc estimer que la dégradation de précision est acceptable, compte-tenu de la simplification de la procédure adoptée. Bien entendu, pour un nombre d'antennes beaucoup plus grand, le choix serait discutable.

En ce qui concerne la distance et la fréquence Doppler, on a vu que la fonction  $T$  avait un profil gaussien en fonction de  $d$  et  $f_D$ . Pour la distance, par exemple :

$$T = \alpha e^{-(\delta d)^2 / 2(\Delta r)^2} + \beta$$

où  $\alpha$  et  $\beta$  sont proportionnels aux densités spectrales de puissance du signal et du bruit. Si le rapport signal à bruit ( $R = \alpha/\beta$ ) est suffisant, on en déduit, par un développement limité au voisinage de 0, que l'estimation de la position du maximum s'effectue avec une variance  $\sigma_d^2$  donnée par :

$$\frac{-\sigma_d^2}{2(\Delta r)^2} + \frac{1}{R} = 0$$

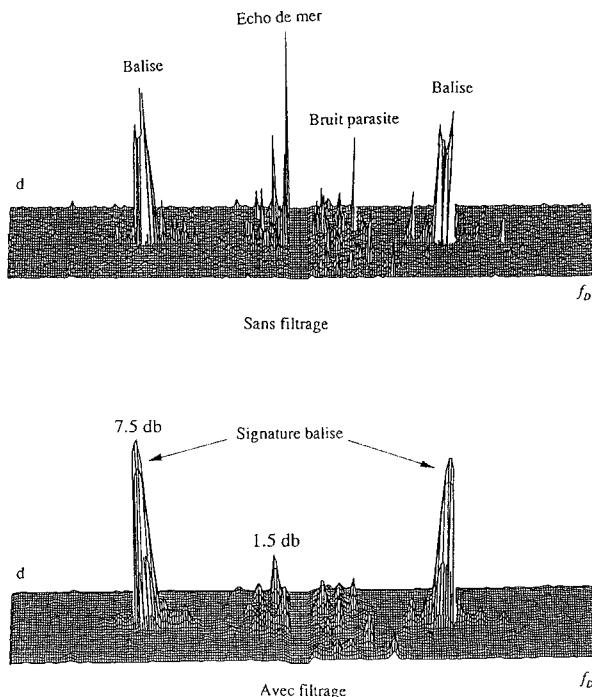


Figure 4. – Représentation des fonctions  $T$  et  $T_f$  en fonction de la distance  $d$  (30 distances) et de la fréquence Doppler  $f_D$  (256 fréquences Doppler). on remarque que le filtrage réduit tous les échos parasites et fiabilise le détection de la balise.

soit un écart-type :

$$\sigma_d = \Delta r \sqrt{2/R} \quad (5)$$

On obtient un résultat analogue pour la fréquence Doppler, ou encore la vitesse, qui est estimée avec une précision caractérisée par l'écart-type :

$$\sigma_V = \frac{\lambda_r}{2} \Delta f \sqrt{2/R} \quad (6)$$

## 4. résultats expérimentaux

### 4.1. conditions expérimentales

Une campagne de mesure a été effectuée pendant quelques jours au printemps 1993 sur la côte aux environs de Toulon. La balise a été placée successivement en deux points fixes de la côte ( $P_1$  le 26 Mars et le 5 Avril et  $P_2$  le 7 Avril), puis à bord d'un bateau qui a évolué à une vitesse de quelques nœuds en effectuant des trajets entre 1 et 7 km de la côte (les 10 et 13 Avril).

Les positions du radar (barycentre des réseaux d'émission et de réception) et du point  $P_2$  étaient parfaitement repérables à 10 mètres près sur les cartes SHOM. Cette précision est celle que l'on attribue à l'utilisation pratique de la carte.

Le point  $P_1$ , à l'extrémité d'une jetée récente, ne figurait pas sur la carte, et sa position a été repérée avec une précision aussi bonne que celle de  $P_2$  en multipliant les mesures par le système de navigation GPS. Les positions du bateau étaient fournies toutes les trois secondes par le même système et avec une précision, au moment de l'expérience, de 50 m. Les acquisitions radar ayant lieu à des minutes entières, on a été amené à calculer des positions moyennes sur chaque minute. Compte-tenu de la vitesse du bateau, cela entraîne une incertitude supplémentaire quant à sa position au moment de la localisation (qui utilise elle-même une vingtaine de secondes).

La balise a fonctionné avec une modulation d'amplitude à 3 Hz (donc avec un décalage fréquentiel de 3 Hz). Les FFT ont été calculées sur 256 points dans la gamme (-6 Hz, +6 Hz), avec donc un temps d'acquisition de l'ordre de 21 secondes ( $= N_{FFT}/F_e$ ) et une résolution de 0.047 Hz. On a utilisé 30 portes d'échantillonnage avec un pas de  $1 \mu s$ , soit un pas en distance de 150 m. La grille distance-fréquence Doppler contenait donc  $30 \times 256$  points.

Le tableau 1 donne les diverses valeurs mesurées pour le rapport signal à bruit. Les 26 Mars et 5 Avril, la balise était très proche du radar (environ 890 m), dans un azimut extrême, et le système fonctionnait loin de ses conditions optimales, ce qui explique la faible valeur de  $R$ .

Les localisations ont été effectuées en temps différé. Il est prévu d'implanter ultérieurement les algorithmes pour un fonctionnement en temps réel.

### 4.2. résultats et discussion

#### 4.2.1. comportement de la fonction $Q$

La figure 3 illustre sur un exemple le fonctionnement de la procédure de localisation en azimut : les variations de la fonction  $Q$  en fonction du déphasage  $\phi$  y sont représentées, pour le couple  $(\bar{d}, \bar{f}_D)$  correspondant aux coordonnées de la cible (figure 3a), et pour une distance et une fréquence Doppler quelconques (figure 3b). Dans le premier cas,  $Q$  se comporte approximativement comme une sinusoïde (cf. Annexe), et son minimum et son maximum sont très voisins de leurs valeurs théoriques (respectivement 0 et  $4(N-1) = 28$ ). Dans le second cas,  $Q$  ne contient pas de pic prononcé et sa valeur moyenne est proche de  $2(N-1) = 14$ .

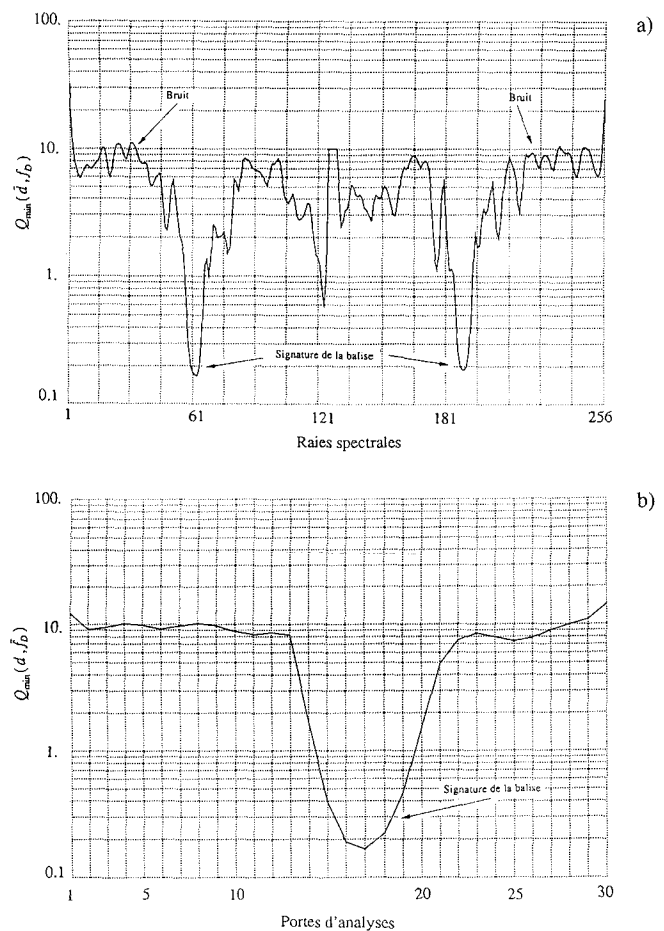


Figure 5. – Représentation de  $Q_{min}$ , d'une part en fonction des différentes fréquences Doppler pour la porte d'analyse correspondant à la disposition de la balise (a), et d'autre part en fonction des différentes distances pour la fréquence Doppler de la balise (b).

## Utilisation d'un radar océanique VHF

La figure 5 illustre le comportement de  $Q_{\min}(d, f_D)$ , en fonction de  $f_D$  pour la distance  $\bar{d}$  correspondant à la balise (figure 5a) et en fonction de  $d$  pour la fréquence  $\bar{f}_D$  (figure 5b). Ces tracés présentent au voisinage de leur minima un profil approximativement gaussien, étalé sur 4 à 5 points dans les deux cas.

Pour mémoire, la figure 4 illustre le comportement de  $T$  et  $T_f$  dans le plan  $(d, f_D)$ .

Au total, 109 localisations ont été effectuées avec les algorithmes développés dans la section 3. En utilisant la corrélation de  $T$  avec  $G$ , c'est à dire la fonction  $T_f$ , ces 109 mesures ont toutes fourni une localisation convenable de la balise (c'est à dire que la précision sur l'estimation de la position a été jugée suffisante pour des applications océanographiques en zones côtières). Sans la corrélation, c'est à dire avec  $T$  seule, un quart des estimations auraient été erronées.

### 4.2.2. estimation de l'azimut

Les azimuts sont calculés par rapport à la direction normale au réseau de réception. La direction absolue de celui-ci, aligné à la boussole, comportait une incertitude de l'ordre du degré. Pour « corriger » cette orientation, on a alors utilisé les résultats de la journée du 7 Avril (figure 6), où la connaissance a priori de la position de la balise était la meilleure avec le rapport signal à bruit le plus élevé. On a donc ramené le barycentre de la douzaine d'estimations obtenues à la valeur « théorique » déduite de la carte. La correction trouvée est de  $0.5^\circ$ . Elle a ensuite été appliquée pour toutes les autres journées.

Le tableau 1 présente l'ensemble des résultats : on y trouve une mesure de l'incertitude expérimentale obtenue par le calcul de l'écart type de l'erreur d'estimation ( $\theta_{est.} - \theta_{vrai}$ ), la valeur

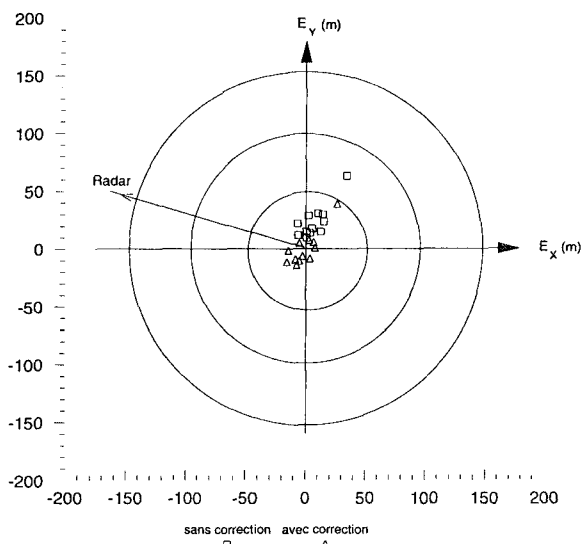


Figure 6. – Positions estimées le jour du 7 avril, comparées à la position vraie (située à l'origine). Les axes sont orientés respectivement Est-Ouest et Nord-Sud. Les cercles sont séparés par des intervalles de 50m.

moyenne du rapport signal à bruit pour  $(\bar{d}, \bar{f}_D)$  et la valeur théorique de l'incertitude déduite de ce rapport par la relation (4) et la formule :

$$\sigma_\theta = \frac{\sigma_\phi}{k_r l |\cos \theta|}$$

On constate un bon accord général entre valeurs expérimentales et valeurs théoriques. En particulier, on retrouve bien l'augmentation de la précision avec le rapport signal à bruit. Les résultats de la localisation de la balise en mouvement (10 Avril) sont par contre moins bons. Ce point est discuté plus bas (§ 4.3).

Date	Signal/Bruit moyen ( $R_m$ )	Incertainthe théorique	Incertainthe expérimentale
26/03	6 db	2.25°	1.85°
05/04	5 db	2.52°	1.28°
07/04	21 db	0.48°	0.34°
10/04	24 db	0.15°	0.86°

Tableau 1. – Précision des estimations d'azimut.

### 4.2.3. estimation de la distance

Le tableau 2 contient les résultats pour la distance : incertitude maximale (i.e. la plus grande valeur de l'écart  $|d_{est.} - d_{vrai}|$ ), écart-type des mesures et précision théorique calculée en fonction du rapport signal à bruit par la formule (5).

Globalement, on trouve que 68% des estimations sont réalisées à mieux que 50 m et 98% à mieux que 100 m.

On constate à nouveau un bon accord entre les mesures et les prévisions pour toutes les localisations à terre, et une performance inférieure pour les mesures en mer.

Date	Erreur maximale ( $R_m$ )	Ecart-type	Précision théorique
26/03	20 m	7 m	106 m
05/04	147 m	31 m	119 m
07/04	30 m	19 m	19 m
10/04	108 m	51 m	13 m
13/04	87 m	56 m	-

Tableau 2. – Précision des estimations de distance radiale.

### 4.2.4. estimation de la vitesse

Le tableau 3 donne les vitesses mesurées (moyenne et écart-type de toutes les mesures de chaque journée) pour les trois journées où la balise était à terre en des points fixes (vitesse radiale nulle). Dans les trois cas, le biais est inférieur à l'écart-type, et on peut donc considérer que ces résultats sont cohérents. On a également



indiqué les écarts-types théoriques calculés en fonction du rapport signal à bruit (équation 6). Ils sont en bon agrément avec les mesures pour les deux premières journées. La valeur mesurée le 7 Avril est par contre sensiblement plus forte que celle que l'on devait attendre.

Pour les journées du 10 et 13 Avril, les données de vitesse du bateau que l'on pourrait déduire des localisations GPS sont bien moins précises que celles que l'on peut déduire du radar, et leur comparaison n'est d'aucune utilité pour valider ces dernières.

Date	Vitesse ( $R_m$ )	Précision théorique
26 Mars	$-0.08 \pm 0.09$ m/s	0.10 m/s
05 Avril	$-0.07 \pm 0.08$ m/s	0.12 m/s
07 Avril	$-0.05 \pm 0.05$ m/s	0.02 m/s

Tableau 3. – Précision des estimations de vitesse.

### 4.3. discussion

Deux causes s'ajoutent à l'influence du bruit pour dégrader la précision : les limites dans la vérité-terrain et le mouvement de la balise pendant l'acquisition des données.

Le système GPS présente une incertitude qui, sur une courte durée, n'est pas à priori centrée (cette caractéristique a été vérifiée grâce à des tests préliminaires sur un point géodésique : l'écart entre la position fournie par GPS et celle vraie était systématique sur une période de quelques minutes). Il s'agit plus d'un biais que d'une fluctuation aléatoire, qui peut contribuer à accroître systématiquement la variance des « erreurs d'estimation » résultant de la comparaison entre les positions mesurées (azimuts et distances) et les positions « vraies », définies en fait par GPS : une incertitude de 50 m dans la direction tangentielle correspond par exemple, à une distance de 2 km, à une incertitude sur l'azimut de l'ordre du degré : elle suffit à expliquer la différence observée dans le tableau 1 pour la journée du 10 Avril.

Cet aspect est aggravé par le mouvement du bateau : une vitesse de 4 nœuds correspond à un déplacement de 40 m pendant les 20 secondes d'acquisition des données. Les acquisitions sont d'autre part repérées à la minute près, alors que les positions GPS sont fournies toutes les 3 secondes, puis moyennées sur une minute. Un décalage d'au plus une minute (ce qui correspond à un déplacement de 120 mètres) est possible entre les deux séries de données.

Il est donc difficile, dans le cas de la balise en mouvement, de comparer l'incertitude avec les prévisions théoriques basées uniquement sur le rapport signal à bruit. On peut seulement retenir que, dans ce cas, 78% des estimations ont été faites à mieux que 2° et 70 m.

Dans un usage opérationnel, où la balise serait embarquée sur un flotteur dérivant à la vitesse du courant superficiel (le plus souvent

très inférieure aux 4 nœuds du bateau), il est vraisemblable que la variation de la position pendant le temps d'intégration serait d'influence négligeable : les performances seraient alors celles constatées sur les cibles fixes : de 0.5 à 2° en azimut et de quelques dizaines de mètres en distance.

## 5. conclusion

Habituellement utilisés pour la télédétection, les radars VHF constituent de bons instruments de localisation, pouvant fournir une précision de 100 m en distance, 0.5° en direction et 10 cm/s en vitesse, dans de bonnes conditions de fonctionnement.

L'obtention simultanée de mesures eulériennes (en des points fixes sur une grille de l'ordre de 30 × 30 km<sup>2</sup>, avec une résolution spatiale de l'ordre du km) et lagrangiennes (en suivant simultanément un certain nombre de flotteurs équipés de balises et avec une précision de la centaine de mètres, donc bien inférieure à la résolution précédente) du courant superficiel ouvre des perspectives intéressantes pour les études de la circulation et de la dispersion en zone côtière.

## 6. annexes

### 6.1. étude des fonctions $Q(\phi)$ et $Q_1(\phi)$

#### 6.1.1. expression approchée de $\phi^*$ déduite de $Q$

La fonction  $Q$  est donnée par :

$$Q(\phi, d, f_D) = \sum_{i=1}^{N-1} |S_{i+1}(d, f_D) - S_i(d, f_D) e^{-j\phi}|^2$$

ou encore, puisque les signaux sont normalisés à l'unité, (soit :  $S_i = e^{-j\phi_i}$ ) :

$$Q = 4 \sum_{i=1}^{N-1} \sin^2 \left( \frac{\phi_{i+1} - \phi_i - \phi}{2} \right) \quad (\text{A.1})$$

La minimisation de  $Q$  en fonction de  $\phi$  conduit à :

$$\frac{\partial Q}{\partial \phi} = -2 \sum_{i=1}^{N-1} \sin(\phi_{i+1} - \phi_i - \phi) = 0$$

d'où :

$$\tan \phi^* = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \sin(\phi_{i+1} - \phi_i)}{\sum_{i=1}^{N-1} \cos(\phi_{i+1} - \phi_i)}$$

## Utilisation d'un radar océanique VHF

Soit en général  $\psi_i$  la contribution du bruit à la phase  $\phi_i$ . On a :

$$\phi_{i+1} - \phi_i = \hat{\phi} + \psi_{i+1} - \psi_i$$

Donc :

$$\tan \phi^* = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \sin(\hat{\phi} + \psi_{i+1} - \psi_i)}{\sum_{i=1}^{N-1} \cos(\hat{\phi} + \psi_{i+1} - \psi_i)}$$

ou, en introduisant  $\psi$  par :

$$\tan \psi = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \sin(\psi_{i+1} - \psi_i)}{\sum_{i=1}^{N-1} \cos(\psi_{i+1} - \psi_i)}$$

$$\tan \phi^* = \tan(\hat{\phi} + \psi) \quad \text{soit} \quad \phi^* = \hat{\phi} + \psi$$

Si  $(d, f_D)$  sont proches des caractéristiques de la source, et si le rapport signal à bruit est suffisant, les incertitudes sont faibles :  $|\psi_i| \ll 1$ , et on en déduit :

$$\sin(\psi_{i+1} - \psi_i) \approx \psi_{i+1} - \psi_i$$

$$\cos(\psi_{i+1} - \psi_i) \approx 1$$

soit :

$$\psi \approx \tan \psi \approx \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} (\psi_{i+1} - \psi_i) = \frac{\psi_N - \psi_1}{N-1}$$

Les incertitudes  $\psi_1$  et  $\psi_N$  ont une espérance mathématique (qui sera notée en général  $\langle \cdot \rangle$ ) nulle. Il en est de même de  $\psi$ , et  $\phi^*$  est donc un estimateur asymptotiquement non biaisé de  $\hat{\phi}$ .

### 6.1.2. calcul de l'incertitude sur $\phi$

On déduit de ce qui précède :

$$\langle \psi^2 \rangle = \frac{1}{(N-1)^2} (\langle \psi_N^2 \rangle + \langle \psi_1^2 \rangle - 2 \langle \psi_1 \psi_N \rangle)$$

On suppose que les incertitudes sont décorrélatées et de même variance  $\langle \psi_i^2 \rangle$ . La variance du déphasage estimé ( $\phi^*$ ) est donc :

$$\langle \psi^2 \rangle = \frac{2 \langle \psi_i^2 \rangle}{(N-1)^2}$$

Soient alors, de façon générale :  $L(t) = A \cos \omega t$  un signal à la fréquence  $\omega$  et  $b(t) = \alpha \cos \omega t + \beta \sin \omega t$  le bruit qui l'affecte à la même fréquence.  $\alpha$  et  $\beta$  sont gaussiens, indépendants, de moyenne nulles et de variance égales ( $\sigma_\alpha^2 = \sigma_\beta^2 = \sigma_b^2$ ). Le signal observé, avant normalisation, est :

$$S(t) = L(t) + b(t) = (A + \alpha) \cos \omega t + \beta \sin \omega t.$$

Son déphasage par rapport au signal non bruité (inchangé par la normalisation) est :  $\delta\phi = \arctan(\beta/(A + \alpha))$ . Pour un rapport signal à bruit suffisant,  $\alpha$  et  $\beta$  sont petits devant  $A$  et :  $\delta\phi \approx \beta/A$ , d'où  $\langle \delta\phi \rangle = 0$  et  $\langle \delta\phi^2 \rangle = \sigma_b^2/A^2$ .

La puissance du signal étant égale à  $A^2/2$ , on en déduit :  $\langle \delta\phi^2 \rangle = 1/2R$ , où  $R$  est le rapport signal à bruit.

Revenant au problème initial, on obtient pour la variance de  $\psi$  ou  $\phi$  l'expression :

$$\langle \psi^2 \rangle = \frac{1}{(N-1)^2 R}$$

où  $R$  est le rapport signal à bruit sur chacune des antennes (supposé identique sur toutes les antennes). Ce rapport concerne la bande de fréquence dans laquelle est effectué le calcul de  $\phi$ , c'est à dire une bande de largeur  $\Delta f$  autour de la fréquence  $f_D$  choisie. En pratique, on prendra la valeur moyenne sur les  $N$  antennes du rapport entre l'amplitude spectrale à la fréquence  $f_D$  et l'amplitude spectrale du bruit évaluée dans le spectre hors de l'écho de la balise et de l'écho de mer.

### 6.1.3. expression du minimum de $Q$

L'expression (A.1) donne :

$$Q_{\min} = 4 \sum_{i=1}^{N-1} \sin^2 \left( \frac{\phi_{i+1} - \phi_i - \phi^*}{2} \right)$$

Avec :

$$\phi_{i+1} - \phi_i = \hat{\phi} + \psi_{i+1} - \psi_i \quad \text{et} \quad \phi^* = \hat{\phi} + \psi$$

il vient :

$$\phi_{i+1} - \phi_i - \phi^* = \psi_{i+1} - \psi_i - \psi$$

et, si les incertitudes sont faibles, on peut écrire :

$$Q_{\min} \approx \sum_{i=1}^{N-1} (\psi_{i+1} - \psi_i - \psi)^2 \quad (\text{A2})$$

ou encore :

$$Q_{\min} = \sum_{i=1}^{N-1} (\psi_{i+1}^2 + \psi_i^2 + \psi^2) + 2 \sum_{i=1}^{N-1} (\psi_i \psi - \psi_{i+1} \psi - \psi_{i+1} \psi_i)$$

Or :

$$\sum_{i=1}^{N-1} (\psi_i \psi - \psi_{i+1} \psi) = \psi(\psi_1 - \psi_N) \approx \psi^2(1 - N)$$

$$\text{et} \quad \langle \psi_i \psi_{i+1} \rangle = 0$$

donc :

$$\begin{aligned} \langle Q_{\min} \rangle &= 2(N-1) \langle \psi_i^2 \rangle + (N-1) \langle \psi^2 \rangle + 2(1-N) \langle \psi^2 \rangle \\ &= (N-1)(2 \langle \psi_i^2 \rangle - \langle \psi^2 \rangle) \end{aligned}$$

Soit finalement, avec les valeurs de  $\langle \psi_i^2 \rangle$  et  $\langle \psi^2 \rangle$  obtenues au paragraphe précédent :

$$\langle Q_{\min} \rangle = \frac{N(N-2)}{(N-1)R}$$

**Remarque :**

La formule (A.2) montre l'équivalence entre l'utilisation de  $Q$  et la régression sur les déphasages. Un calcul analogue peut être fait pour la fonction  $Q_1$ , et son équivalence avec une régression linéaire sur les phases.

#### 6.1.4. comparaison avec la régression linéaire sur les phases

La régression linéaire sur les phases consiste à déterminer les valeurs de  $\phi$  et  $\phi_0$  qui minimisent :

$$Q_1 = \sum_{i=1}^N (\phi_i - \phi_0 - (i-1)\phi)^2$$

Le résultat est classique et on obtient :

$$\phi^* = \frac{N \sum_{i=1}^N (i-1)\phi_i - \sum_{i=1}^N (i-1) \sum_{i=1}^N \phi_i}{N \sum_{i=1}^N (i-1)^2 - \left( \sum_{i=1}^N (i-1) \right)^2}$$

En remplaçant :

$$\sum_{i=1}^N (i-1) = \frac{N(N-1)}{2}$$

et

$$\sum_{i=1}^N (i-1)^2 = \frac{N(N-1)(2N-1)}{6}$$

il vient :

$$\phi^* = \frac{12}{N(N^2-1)} \left( \sum_{i=1}^N (i-1) \phi_i - \left( \frac{N-1}{2} \right) \sum_{i=1}^N \phi_i \right) \quad (A3)$$

Par comparaison, l'équation (A.1) peut s'écrire, au voisinage de la solution :

$$Q = \sum_{i=1}^{N-1} (\phi_{i+1} - \phi_i - \phi)^2$$

et le minimum est obtenu par :

$$\phi^* = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} (\phi_{i+1} - \phi_i) = \frac{1}{N-1} (\phi_N - \phi_1)$$

Il s'agit donc du calcul de la moyenne des écarts de phase entre deux antennes consécutives. Bien entendu, en raison de la difficulté de calculer la phase avec son exacte détermination, cette formule simple, comme la formule (A.3), n'est pas utilisable pratiquement.

L'application du théorème de propagation des erreurs à l'équation (A.3) fournit la variance sur  $\phi^*$  en fonction des variances sur les  $\phi_i$ . On trouve :

$$\begin{aligned} \langle \psi^2 \rangle &= \left( \frac{12}{N(N^2-1)} \right)^2 \sum_{i=1}^N \left\{ (i-1) - \left( \frac{N-1}{2} \right) \right\}^2 \langle \psi_i^2 \rangle \\ &= \frac{6}{N(N^2-1)R} \end{aligned}$$

## BIBLIOGRAPHIE

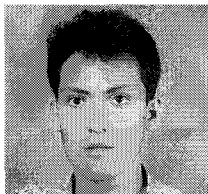
- [1] Crombie D.D., « Doppler spectrum of sea echo at 13.56 Mc/s », *Nature*, 1955, vol. 175, pp. 681-682.
- [2] Barrick D.E. and Lipa B.J., « A compact transportable HF radar system for directional coastal wave field measurements », In *Ocean Wave Climate*, edited by Earle M.D., and Malahoff A., Plenum, 1979, New York, pp. 153-201.
- [3] Stewart R.H. and Joy J.W., « HF radio measurements of surface currents », *Deep Sea Res.*, 1974, vol. 21, pp. 1039-1049.
- [4] Barrick D.E., Evans M.W. and Weber B.L., « Ocean surface currents mapped by radar », *Radio Science*, 1977, vol. 198, pp. 138-144.
- [5] Broche P., De Maistre J.C. and Forget P., « Mesure par radar décimétrique cohérent des courants superficiels engendrés par le vent », *Oceanologica Acta*, 1983, vol. 6, p. 43-53.
- [6] Castaing P., « Courantologie de dérive dans les zones côtières à l'aide de bouées positionnées par satellite (Système ARGOS) », *XVIII Journées de l'Hydraulique*, 1984, Marseille.
- [7] Lipa B.J., Crissman R.D. and Barrick D.E., « HF radar observations of Arctic pack-ice breakup » *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1986, vol. OE-11, n° 2, pp. 270-275.
- [8] Broche P., Forget P., De Maistre J.C., Devenon J.L. and Crochet M., « VHF radar for ocean surface current and sea state remote sensing », *Radio Science*, 1987, vol. 22, n° 1, pp. 69-75.
- [9] Devenon J.L., Broche P., De Maistre J.C., Forget P., Gaggelli J. and Rougier G., « VHF radar measurements in the Rhone river plume », *3rd workshop of the EROS 2000 Project*, 1991, Texel, Netherlands.
- [10] Barrick D.E., « Accuracy of parameter extraction from sample-averaged sea-echo Doppler spectra », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1980, vol. AP-28, n° 1.
- [11] Baghdadi N., Broche P. and Gaggelli J., « Courantométrie eulérienne et lagrangienne par radar VHF », *3èmes journées nationales Génie civil-Génie côtier*, Sète, Mars 1994.
- [12] Barrick D.E., « Theory of HF and VHF propagation across the rough sea, 2, Application to HF and VHF propagation above the sea », *Radio Science*, 1971, vol. 6, pp. 527-533.
- [13] Doviak R.J. and Zrnik D.S., « Doppler radar and weather observations », *Academic Press, Inc.*, Orlando, 1984.

Manuscrit reçu le 29 Novembre 1994.

## Utilisation d'un radar océanique VHF

### LES AUTEURS

#### Néhmé BAGHADI



Né en 1968 au Liban. Etudes secondaires au Liban. Etudes supérieures (Maîtrise de sciences et Techniques de Télécommunications, DEA de Propagation, Télécommunications et Télédétection) à l'Université de Toulon. Thèse (1994) au LSEET sur la réalisation et l'utilisation d'un système de courantométrie lagrangienne par radars VHF. Actuellement en séjour-post doctoral à l'INRS-EAU à Québec (Canada) pour des études concernant l'observation de la neige par radars aéroportés ou spatiaux.

#### Pierre BROCHE

Né en 1942. Agrégé de Physique, Docteur en Sciences Physiques (Paris, 1969). Professeur de Physique (Electromagnétisme et Applications) à l'Université de Toulon, Directeur du Laboratoire de Sondages Electromagnétiques de l'Environnement Terrestre (LSEET), laboratoire qui définit et met en œuvre des méthodes de télédétection par radar et les applique à l'observation de l'ionosphère, de l'atmosphère et de la surface des zones océaniques côtières.