

# Recherche de codes optimaux en courantométrie Döppler sous-marine large bande

G. Kervern

Thomson Marconi Sonar  
route de Sainte Anne du Portzic  
29601 Brest Cedex

## Résumé

Ce travail concerne l'amélioration en performances des courantomètres acoustiques sous-marins utilisant l'effet Döppler sur les échos diffus issus des particules en suspension. Les méthodes à large bande aujourd'hui émergentes sont replacées dans un contexte théorique général. Au moyen d'une interprétation de l'origine des limitations en performances, on montre que les méthodes large bande sont en continuité avec les méthodes à bande étroite actuellement encore les plus répandues et l'on construit progressivement des codes de modulation à bande large aux performances améliorées.

## Abstract

This paper deals with the improvement of acoustic underwater current profilers working on the Döppler effect of diffuse echoes arising from suspended particles in the water column. The large bandwidth methods, emerging nowadays, are put back in a general theoretical context. With the help of an interpretation of the origin of the performance limitations, we show that large bandwidth methods are in continuity with narrow bandwidth methods still the most widespread at present, and progressively, we build large bandwidth modulation codes with improved performance.

## 1. Position du problème

La mesure à distance du mouvement des masses d'eau fait appel à des sonars actifs spécialisés dans la mesure de l'effet Döppler des échos acoustiques réémis par les particules organiques ou minérales en suspension. Ces échos constituent le phénomène connu en acoustique sous-marine sous le nom de réverbération de volume. Bien que la réverbération de volume soit d'index assez faible (typiquement  $-80\text{dB/m}^3$ ) et relativement variable suivant la masse d'eau concernée, elle permet la réalisation d'instruments ayant des portées de plusieurs centaines de mètres (pour une fréquence porteuse de quelques centaines de KHz) voire quelques kilomètres (pour une fréquence porteuse de plusieurs dizaines de KHz). La principale contrainte d'utilisation des courantomètres actuels réside dans la nécessité d'effectuer des mesures longues (plusieurs dizaines de secondes). Cette grande durée de mesure est requise par une opération de moyennage permettant d'atteindre les précisions voulues en vitesse (environ  $0,1\text{ m/s}$ ) et distance (environ  $1/100^{\text{ème}}$  de la portée). Ce moyennage est la conséquence d'une part de la nature diffuse de la cible et d'autre part du choix de l'émission d'une impulsion pure à bande étroite ( $T \approx 1/B \approx 1\text{ms}$ ). L'émission d'impulsions modulées par des codes à très large bande ainsi que le traitement approprié des signaux de réverbération reçus, autorisent une réduction importante de ce temps de mesure. Ces méthodes à large bande aujourd'hui émergentes [5] peuvent apparaître en marge des méthodes d'analyse Döppler traditionnelles, elles sont cependant en continuité avec celles-ci de même qu'avec les méthodes à bande étroite actuellement encore les plus répandues.

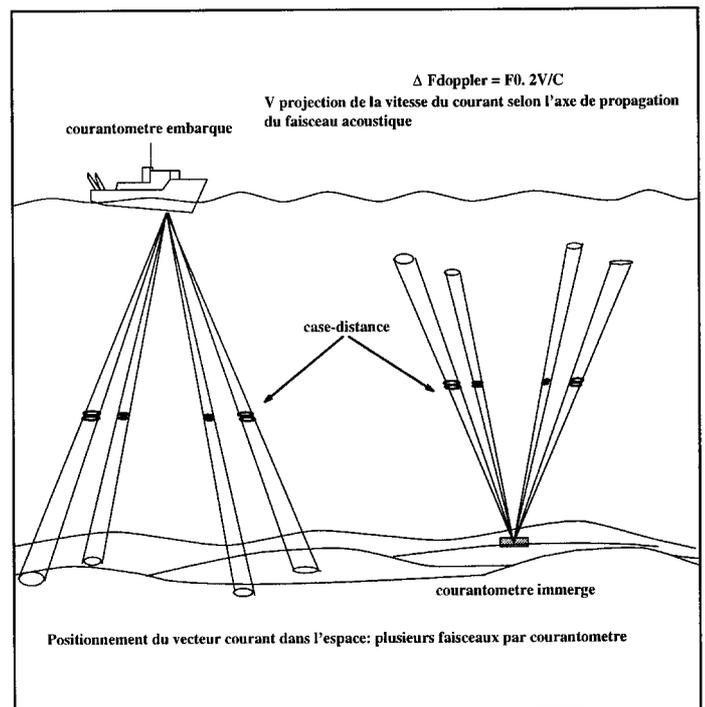


Figure 1: Courantométrie Döppler sous-marine

Dans cette communication nous proposons une définition de la fonction d'ambiguïté ou d'appareil adaptée aux cibles diffuses comme la réverbération de volume puis nous bâtissons successivement à partir d'une impulsion non-modulée des impulsions modulées par des codes à large bande et adaptables aux exigences de la courantométrie, impulsions dont les performances sont correctement décrites par la fonction d'appareil proposée.

## 2. Proposition d'une fonction d'appareil pour cible diffuse

Pour une cible ponctuelle la fonction d'appareil synthétisant les performances est la fonction d'ambiguïté classique [1]  $\chi(\tau, \nu)$ :

$$\chi(\tau, \nu) = \int f_{emis}(t) \cdot \overline{f_{doppleree}(t-\tau)} dt$$

expression dans laquelle  $f(t)$  est le code de modulation émis. Sous l'hypothèse d'un effet Döppler faible qui se réduit à une translation globale du spectre du code cette expression devient:

$$\chi(\tau, \nu) = \int f(t)\overline{f(t-\tau)}e^{j2\pi\nu t} dt$$

Pour le signal issu d'une cible ponctuelle,  $\chi(\tau, \nu)$  est directement utilisable pour déterminer conjointement position et vitesse de la cible:

$$\psi(\tau, \nu) = \int S_{cib.ponct.}(t) \cdot \overline{f(t-\tau)}e^{j2\pi\nu t} dt$$

L'application de cette formule à un signal de réverbération de volume conduit à des résultats décevants. Le signal de réverbération de volume peut en effet être modélisé par une fonction aléatoire de type bruit blanc convoluée par le code émis. Le résultat du traitement est donc le produit de convolution de  $\chi(\tau, \nu)$  par le bruit blanc  $r_{diff}$  représentant le profil en distance de la répartition des diffuseurs:

$$\xi(\tau, \nu) = \int S_{reverb.vol.}(t) \cdot \overline{f(t-\tau)} \cdot e^{j2\pi\nu t} dt$$

$$\xi(\tau, \nu) = S_{reverb.vol.} * f_{doppleree}$$

$$\xi(\tau, \nu) = r_{diff} * f * f_{doppleree} = r_{diff} * \chi_\nu$$

La nature aléatoire de  $r_{diff}$  conduit à moyenner temporellement  $\xi$  et donc à proposer un traitement du signal de réverbération de volume que nous appellerons "traitement général" et défini comme suit:

$$\xi(\tau, \nu) = \frac{1}{T} \int_{\tau-\frac{T}{2}}^{\tau+\frac{T}{2}} |S_{reverb.vol.} * f_{doppleree}|^2 dt$$

La résolution spatiale de ce traitement est fixée par l'intervalle de moyennage  $T$ . La résolution spectrale dépend elle de la forme de l'autocorrélation du spectre  $C_{S_{spectre}, S_{spectre}}$ . L'expression du traitement amène en effet pour  $T \rightarrow \infty$  à considérer une fonction d'appareil définie par:

$$X(\nu) = \int |\chi(\nu, t)|^2 dt$$

expression dont on montre qu'elle est aussi égale à :

$$\begin{aligned} X(\nu) &= C_{S_{spectre}, S_{spectre}}(\nu) \\ &= TF(|C_{code, code}(t)|^2) \end{aligned}$$

Cette fonction d'appareil permet de rendre compte de l'inadaptation des codes usuels (hormis l'impulsion non-modulée) à une utilisation en courantométrie. Il est vraisemblablement possible de déterminer à partir des expressions des résolutions en distance et fréquence du traitement général la forme des codes à émettre pour satisfaire à certaines contraintes de performances. Compte tenu de l'existence de courantomètres ayant des traitements à bande étroite et éventuellement certains traitements simples à large bande, nous montrerons dans un premier temps l'équivalence de résultats entre les traitements existants et le traitement général proposé précédemment, puis au moyen d'une interprétation de l'origine des limites en performances des traitements existants nous construirons des codes aux performances améliorées.

## 3. Interprétation de quelques méthodes de mesure

### 3.1 La covariance bande étroite

Les méthodes à bande étroite encore les plus répandues, consistent à mesurer le décalage du centre de gravité du spectre du signal de réverbération de volume reçu. La mise en oeuvre rigoureusement équivalente et la plus rapide opère dans le domaine temporel et est appelée "méthode de la covariance" [2],[3]. Le principe de cette méthode est le suivant :

#### . Emission d'une impulsion simple non-modulée

. **Moyennage glissant** le long du signal de réverbération de volume, du produit conjugué d'une paire d'échantillons distants de  $\tau$  :

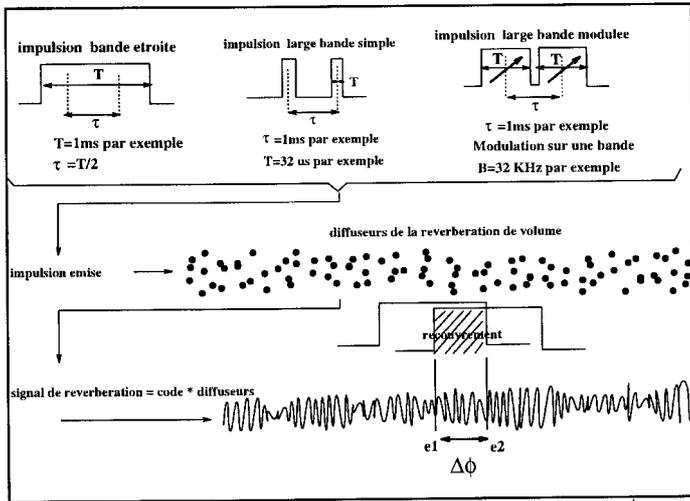
$$\gamma(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} S_{rev.vol.}(u) \cdot \overline{S_{rev.vol.}(u+\tau)} \cdot du$$

L'importance du moyennage (défini par  $T$ ) fixe la résolution en distance de l'instrument.

. **Extraction de la phase de  $\gamma(t)$  et calcul de la vitesse:**

$$v(t) = \frac{c}{4\pi f_o \tau} \cdot \phi_\gamma = \frac{c}{4\pi f_o \tau} \cdot Arg(\gamma(t))$$

Le choix de l'écart temporel  $\tau$  est critique pour la précision de la méthode. Une interprétation de l'origine des erreurs de mesure permet d'estimer cette valeur  $\tau$  qu'une approche théorique [2] justifie par ailleurs. En effet, chaque échantillon d'une paire est associable à une portion insonifiée du volume ou "case-distance" de longueur  $cT/2$ , en général les deux case-distances se recouvrent partiellement.



$\Delta\phi_{\text{paire d'échantillons}} = \Delta\phi_{\text{diff. communs}} + \Delta\phi_{\text{diff. non-communs}} + \Delta\phi_{\text{bruit}}$   
 $\Delta\phi_{\text{diff. communs}} = \omega_{\text{doppler}} \tau = (4\pi f_0 \tau / c) v$   
 $\Delta\phi_{\text{diff. non-communs}} = \text{fonction croissante du non-recouvrement des case-distances et donc de } \tau$   
 $\Delta\phi_{\text{bruit}} = \text{fonction croissante du rapport signal sur bruit (RSB) et indépendante de } \tau \text{ tant que } \tau > 1/B_{\text{totale de réception}}$   
 $(1/B_{\text{totale de réception}} \text{ est inférieur voire très inférieur à } 1/B_{\text{code}})$

Figure 2 : Interprétation de l'origine des erreurs de mesure

Puisque le signal de réverbération est observé en présence d'un bruit thermique ou de mer, le choix de  $\tau$  résulte d'un compromis entre l'effet du bruit de phase d'origine thermique et l'effet du bruit de phase dû à la différence des contenus en diffuseurs des case-distances. L'optimum est obtenu pour un écart  $\tau$  voisin de  $T/2$ . En dehors de tout bruit thermique la covariance bande étroite présente donc une erreur liée au non-recouvrement des case-distances de la paire d'échantillons. Une estimation de la borne de Cramer-Rao [4] de la mesure du décalage Döppler indique une précision d'estimation en  $1/T$ :

$$\sigma_f \approx \frac{1}{2\pi T} \left( 1 + \frac{36}{RSB} + \frac{30}{RSB^2} \right)$$

L'accroissement de la durée de l'impulsion permet certes d'augmenter la précision de la mesure mais au détriment de la résolution en distance du profil de vitesse. Par ailleurs du fait de l'extraction de la vitesse par une phase, il existe une ambiguïté périodique de la mesure. L'intervalle non-ambigu vaut  $\pm v_{na} = \pm c / (4f_0\tau)$ . Dans la covariance simple : résolution en distance, résolution Döppler, rapport signal à bruit et amplitude de l'intervalle non-ambigu apparaissent donc couplés par  $T$ .

### 3.2 La covariance large bande simple

Compte tenu de l'origine de l'erreur de mesure, une technique simple d'amélioration de la covariance bande étroite consiste à dédoubler l'impulsion émise en deux sous-impulsions distantes d'une durée  $\tau$ . L'erreur  $\sigma_\phi$  sur le déphasage mesuré pour une telle impulsion double est la même que dans le cas de la covariance bande étroite puisque le recouvrement des case-distances est identique (50%), par contre l'écart  $\tau$  est beaucoup plus grand que

$T/2$  et agit pour réduire la variance de la mesure du décalage Döppler:

$$\sigma_{f,bl} = \frac{\sigma_\phi}{2\pi\tau} < \sigma_{f,be} = \frac{\sigma_\phi}{2\pi T/2}$$

A la différence de ce qui se passe pour la méthode de la covariance bande étroite, l'accroissement de la bande  $B=1/T$  n'influe pas sur la précision de la mesure du décalage Döppler pour peu que le bruit thermique soit faible. L'augmentation de la bande permet alors d'effectuer à l'intérieur d'une même récurrence un moyennage réduisant l'erreur provenant de la part des case-distances ne se recouvrant pas. Dans la covariance large bande simple: résolution en distance et rapport signal à bruit sont couplés par  $T$  la durée de la sous-impulsion, résolution Döppler et amplitude de l'intervalle non-ambigu sont couplées par  $\tau$  l'écart entre sous-impulsions.

### 3.3 La covariance large bande avec modulation

En présence d'un fort bruit thermique, l'augmentation de la bande et la diminution de l'énergie émise par deux sous-impulsions courtes sont bien entendu néfastes mais cet inconvénient peut être résolu par la technique de "compression d'impulsion". L'impulsion émise est alors constituée de deux sous-impulsions de durée  $T_{\text{total}}/2$ , modulées sur une bande  $B$ . Le choix de la modulation à utiliser est assez large tant que le code à comprimer destiné à lutter contre le bruit thermique se montre peu sensible au décalage Döppler. Dans la covariance large bande avec modulation: la résolution en distance ne dépend que de  $B$  mais le rapport signal à bruit, la résolution Döppler et l'amplitude de l'intervalle non-ambigu restent couplés par  $\tau$ .

Les figures 3,4 et 5 suivantes présentent sur des signaux simulés, l'amélioration des performances obtenues ( $\sim\sqrt{BT}$ ) par le passage de la covariance bande étroite à la covariance large bande ainsi que la similitude des résultats obtenus par l'application sur les mêmes signaux du traitement général évoqué au §1.

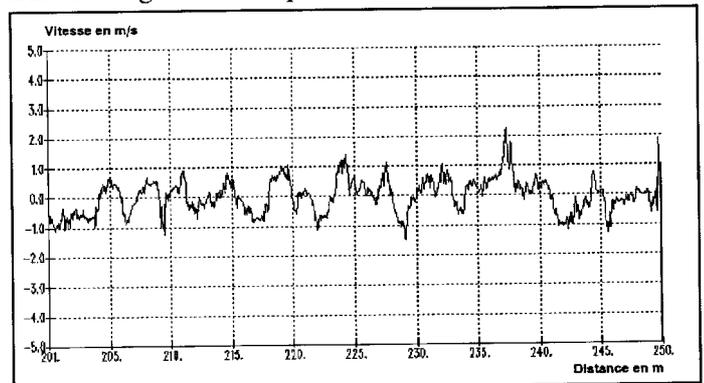
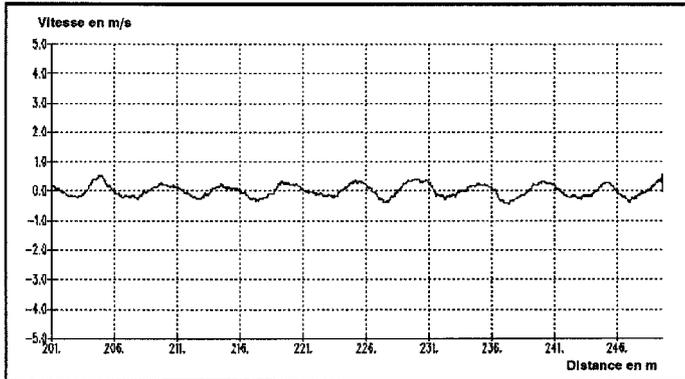
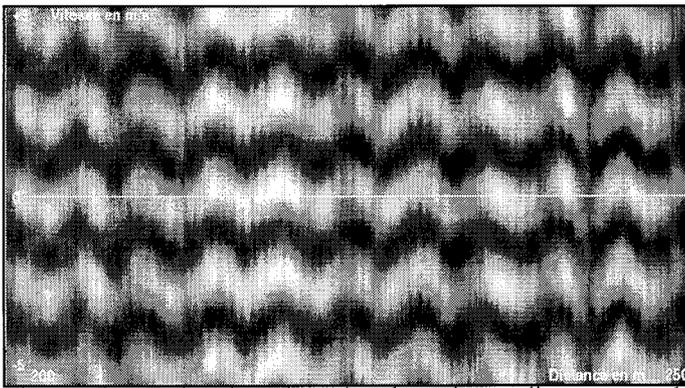


Figure 3 : Estimation d'un profil sinusoïdal de vitesse (période 5m, amplitude  $\pm 0,3\text{m/s}$ ) par la covariance bande étroite:  $T=1/B=1\text{ms}$ ,  $f_0=300\text{ kHz}$



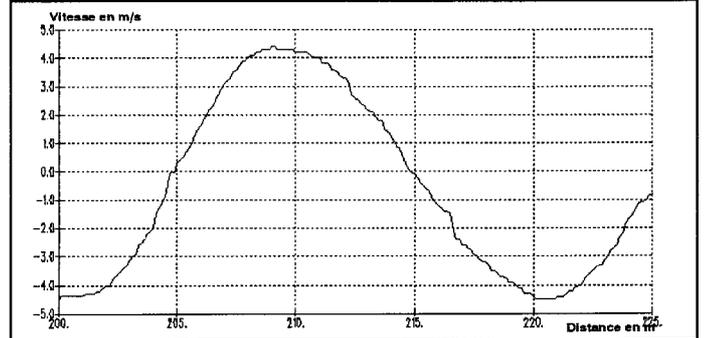
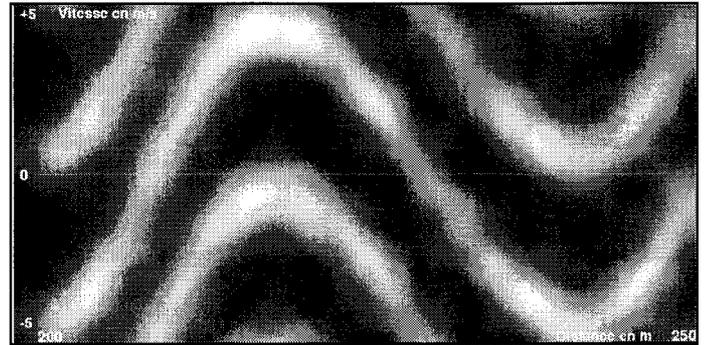
**Figure 4 :** Estimation d'un profil sinusoïdal de vitesse (période 5m, amplitude  $\pm 0,3$ m/s) par la covariance à bande large modulée:  $T=1$ ms,  $B=32$ kHz, modulation linéaire de fréquence, écart entre sous-impulsions de 1ms,  $f_0=300$  kHz)



**Figure 5 :** Estimation dans le plan vitesse-distance par la méthode générale d'un profil sinusoïdal de vitesse (période 5m, amplitude  $\pm 0,3$ m/s), l'impulsion émise est double et modulée ( $T=1$ ms,  $B=32$ kHz, modulation linéaire de fréquence, écart entre sous-impulsions de 1ms,  $f_0=300$  kHz)

#### 4. Perspective de codes et traitements optimaux

L'identité de traitement étant constatée entre l'utilisation de la méthode générale et la covariance à bande étroite ou large, il importe de déterminer s'il existe des codes optimaux ou à défaut s'il existe des codes meilleurs que ceux utilisés jusqu'à présent. Dans la covariance large bande modulée la résolution en distance et la résolution en vitesse sont indépendantes mais la résolution en vitesse, l'intervalle non-ambigu et le rapport signal à bruit sont cependant couplés. La répétition au delà de deux de la sous-impulsion de base permet de lever en partie ce dernier couplage et d'obtenir un code adaptable aux exigences de la courantométrie en résolutions de vitesse, de distance et rapport signal à bruit. Pour une sous-impulsion modulée répétée, la résolution en distance dépend de  $B$ , le rapport signal à bruit de la durée totale de l'émission  $T_{total}$ , la résolution Döppler de l'écart  $\tau$  entre sous-impulsions. Une dernière imperfection demeure néanmoins dans l'existence d'une ambiguïté de la mesure de vitesse. Celle-ci nous semble pouvoir être résolue par la "dopplérisation" exacte de la copie du code utilisée dans la méthode générale (cf. figures 6 et 7) ou dans le domaine temporel par la corrélation directe de segments temporels du signal.



**Figures 6 et 7 :** Estimation dans le plan vitesse-distance par la fonction d'appareil  $\xi(\tau, v)$  (exactement dopplérisée) d'un profil sinusoïdal de vitesse (période =20m, amplitude  $\pm 4,5$ m/s), l'impulsion émise est la répétition d'ordre 4 d'un motif modulé ( $T=0,5$ ms,  $B=64$ kHz, modulation linéaire de fréquence, écart entre sous-impulsions de 0,5ms, durée totale de l'impulsion 2ms,  $f_0=300$  kHz)

#### Conclusion

L'utilisation de codes à large bande et des traitements actuels associés permet dès à présent une augmentation très significative des performances en courantométrie puisque la réduction du temps de mesure est directement proportionnelle à l'augmentation de la bande. La poursuite de nos travaux devrait permettre de résoudre les dernières difficultés telle que l'ambiguïté en vitesse. Ces améliorations ont naturellement pour contrepartie technologique une augmentation notable de la bande émise par les transducteurs.

#### Références

- [1]A.W. Rihaczek, "Principles of high-resolution radar", Ed. McGraw-Hill, 1969
- [2]K.S. Miller and M.M. Rochwarger, "A covariance approach to spectral moment estimation", IEEE Transactions on Information Theory, Vol.IT-18, No5, September 1972
- [3]T. Berger and H.L. Groginsky, "Estimate of spectral moments of pulse trains", Proceedings of the International Conference on Information Theory, Tel Aviv, 1973
- [4]K.B. Theriault, "Incoherent multibeam doppler current profiler performance: Part I-Estimate variance, IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol.OE-11, No 1, January 1986
- [5]Brumley et al., "Broadband acoustic Döppler current profiler", United States Patent n° 5 208 785, May 1993

#### Remerciements

Le travail exposé dans cette communication s'inscrit dans le projet Eureka "Cupido".

L'auteur remercie M.A. Pinto de T.M.S. pour les discussions techniques qu'ils ont eues au sujet de cette communication.