

ESTIMATION DE RETARD ET METHODES A HAUTE RESOLUTION

M.A. PALLAS - G. JOURDAIN

CEPHAG, INPG/IEG, UA 346, BP 46 - 38402 ST-MARTIN-D'HERES Cédex (FRANCE)

RESUME

Le phénomène de trajets multiples est inhérent à toute propagation en acoustique sous-marine. Nous nous intéressons à l'estimation des retards de propagation par des méthodes actives. Lorsque les différences de retards de propagation entre trajets sont inférieures à la résolution temporelle du signal émis, les méthodes classiques d'estimation de retard sont insuffisantes. Nous proposons alors d'utiliser des méthodes dites à haute résolution. Dans cet article, nous en étudions deux que nous appliquons après une étape de réduction du support temporel. Cette dernière opération est réalisée grâce au choix de signaux émis de type PSK. L'une de ces méthodes suppose que le modèle du canal de propagation est déterministe. Elle s'applique à l'estimation du gain complexe du filtre de propagation. C'est une extension de la méthode de prédiction linéaire, proposée par D. Tufts et R. Kumaresan. La seconde basée sur l'algorithme MUSIC, s'applique directement aux données temporelles, pour un modèle de canal de type aléatoire.

Nous présentons ces deux méthodes, que nous appliquons à des simulations, puis à des données réelles.

1 - INTRODUCTION

Dans le cas d'une propagation active à trajets multiples, à l'émission du signal correspond la réception d'une somme pondérée de versions retardées de ce signal. Dans un problème d'identification du milieu de propagation, l'utilisation de signaux dits résolvants en temps permet de détecter les trajets et d'apprécier les retards de propagation. La précision d'estimation est alors définie par la bande effective du signal émis et le rapport signal sur bruit [1] [2]. Mais lorsque les retards mis en jeu sont inférieurs à la résolution temporelle du signal émis, il y a recouvrement des différents échos et les méthodes classiques (filtrage adapté - détection de maximum) ne sont plus satisfaisantes, ou deviennent trop complexes [2] (maximum de vraisemblance généralisé). Dans ce cas, nous appliquons des méthodes dites à haute résolution, utilisées par ailleurs en analyse spectrale ou spatiale.

L'utilisation de toutes ces méthodes est sous-tendue par l'hypothèse d'un modèle sur le signal reçu. Nous supposons que le milieu de propagation est un filtre linéaire et que nous recevons :

$$r(t) = \sum_{i=1}^M \alpha_i s(t-\tau_i) + b_0(t) \quad (1)$$

où M est le nombre de trajets de propagation, $s(t)$ est le signal émis complexe parfaitement connu, α_i et τ_i sont respectivement l'atténuation complexe et le retard de propagation associés au trajet i , $b_0(t)$ est un bruit blanc complexe additif. Différents cas peuvent se présenter, suivant que le milieu de propagation se comporte comme un milieu déterministe (α_i certain) ou comme un milieu aléatoire (module et/ou phase de α_i aléatoire).

Nous nous intéressons plus précisément au milieu acoustique sous-marin excité par des signaux basse fréquence. Une expérimentation en mer nous fournit

ABSTRACT

Multipath propagation occurs in underwater acoustics. We are interested in active estimation of time delays. When time differences of arrival between distinct paths happen to be less than the temporal resolution of the emitted signal, classical methods for time delay estimation become useless. Then arise so-called high resolution methods. In this paper, we apply two of them, after a preliminary step of time-spreading reduction. This step is allowed by the emission of PSK signals. One of these methods assumes the channel model to be deterministic. It uses the estimation of the propagation filter transfer function. It extends the linear prediction principle, as proposed by D. Tufts and R. Kumaresan. The second method, based on MUSIC algorithm, uses directly temporal data, with a stochastic channel model.

We present both methods, and apply them to simulated and real data.

des signaux réels propagés sur une distance de 140 km, pour une émission de signaux du type PSK (Phase Shift Keying) avec une fréquence porteuse de 60 Hz. Le traitement classique par filtrage adapté nous permet d'abord de distinguer et d'isoler trois groupes de trajets bien distincts. Pour séparer les trajets dont les arrivées se recouvrent au sein d'un groupe, nous faisons appel aux méthodes à haute résolution.

Nous mettons en oeuvre dans ce papier deux méthodes bien différentes. La première s'applique à des données fréquentielles et nécessite une étape préliminaire d'estimation du gain complexe du filtre de propagation. Nous avons déjà présenté une procédure à partir du gain complexe, basée sur la prédiction linéaire [3]. Il s'agit ici d'une extension de la méthode de prédiction linéaire, décrite en 1982 par D. Tufts et R. Kumaresan dans le cadre de l'analyse spectrale [4], et adaptée en 1986 par S. Mayrargue à des signaux ionosphériques à très haute fréquence [5]. Cette méthode considère que tous les paramètres du canal (retards, amplitudes et phases) sont à estimer. La seconde méthode utilise directement les données temporelles et leur applique l'algorithme MUSIC [6], comme l'ont proposé Brückstein et al en 1986 [7]. Toutefois ceci impose que le signal émis soit représentable par un nombre limité d'échantillons. L'emploi de signaux PSK nous permet d'appliquer cette méthode de façon originale en réduisant le support temporel, et en augmentant le rapport signal sur bruit par filtrage adapté. Cette deuxième méthode s'applique lorsque les phases des trajets sont aléatoires : il faut alors disposer de plusieurs réalisations de $r(t)$, comme c'est souvent le cas en acoustique sous-marine.

Nous exposerons le principe de chacune de ces deux procédures, puis quelques résultats de simulations. Enfin, nous les appliquerons aux données réelles fournies par l'expérimentation déjà mentionnée.



2 - METHODE FREQUENTIELLE

2-1 Estimation du gain complexe

D'après le modèle de propagation établi au § précédent, nous recevons :

$$r(t) = \sum_{i=1}^M \alpha_i s(t-\tau_i) + b_0(t) \quad (1)$$

$\alpha_i = |\alpha_i| e^{j\varphi_i}$ pour chaque trajet i . Dans un premier temps, nous calculons le gain complexe du filtre de propagation suivant la procédure :

-démodulation : outre l'intérêt de réduire le nombre de données à manipuler, cette étape a l'avantage de rendre décorrélées les estimations d'amplitude et de retard, dans la mesure où l'on considère un seul trajet à la fois. Notons que cette propriété est très approximative, voire inexistante, lorsqu'on s'intéresse à un groupe de trajets proches,

-filtrage adapté : dans le cas où le signal émis est un signal PSK obtenu à partir d'une séquence binaire de longueur maximale (SBLM), cette étape introduit un gain en rapport signal sur bruit de l'ordre de $10 \log n$ dB où n est la longueur de la séquence. Elle permet d'autre part, grâce au pouvoir résolvant du signal émis, d'isoler les arrivées issues de trajets suffisamment distincts. Ceci conduit à l'estimation de la réponse impulsionnelle du filtre :

$$\hat{h}(t) = \sum_{i=1}^M \alpha_i \delta(t-\tau_i) + b(t) \quad (2)$$

-transformation de Fourier : nous obtenons $\hat{H}(v)$, estimation du gain complexe :

$$\hat{H}(v) = \sum_{i=1}^M \alpha_i e^{-2j\pi v \tau_i} + B(v) \quad (3)$$

où $B(v)$ est un bruit que l'on peut considérer comme blanc dans la bande de fréquence où le spectre de $s(t)$ est approximativement constant [3]. On peut éventuellement déconvoluer la réponse impulsionnelle estimée en (2) en divisant $\hat{H}(v)$ par le spectre de $s(t)$ sur une bande de fréquence utile à définir.

2-2 Calcul des retards de propagation

D. Tufts et R. Kumaresan ont proposé, en analyse spectrale, une méthode dérivée de la prédiction linéaire [4] pour estimer les fréquences v_i et les coefficients complexes a_i d'un signal de la forme

$$x(t_k) = \sum_{i=1}^M a_i e^{2j\pi v_i t_k} + b(t_k) \quad (4)$$

Dans un contexte d'estimation de retard, étant donné la forme de l'équation (3), cette méthode reste valable à condition d'inverser les domaines temps et fréquence, à savoir : les données de départ sont des échantillons fréquentiels $\hat{H}(v_k)$, sommes de composantes sinusoidales dont les pulsations sont fixées par les retards τ_i à calculer. Nous rappelons succinctement le principe de la méthode.

Dans le cas idéal non bruité, le signal $\hat{H}(v_k)$ peut être généré par la sortie d'un filtre prédictif g de longueur $L \gg M$. On considère les matrices de corrélation certaines R et R' de dimensions respectives $L \times L$ et $(L+1) \times (L+1)$ calculées à partir de N points ($N > L$) d'observation $\hat{h}(v_k)$. R' est de rang M et son noyau est de dimension $L+1-M$. On montre alors que le filtre prédictif d'erreur g' associé à g est un vecteur propre de R' dans le noyau. Parmi les $L+1-M$ vecteurs possibles, on choisit pour g' celui dont la norme est minimale. Dans ce cas, les racines complexes du filtre prédictif d'erreur se partagent en deux ensembles : M racines ont un module unité et peuvent s'écrire sous la forme $e^{-2j\pi \tau_i}$ (où les τ_i sont les retards inconnus), tandis que les $(L-M)$ racines restantes sont réparties uniformément dans une couronne à l'intérieur du cercle unité dans le plan complexe, et g s'exprime comme combinaison linéaire des M vecteurs propres principaux de R .

Dans le cas où le signal est bruité par un bruit blanc, la matrice R est de rang plein. Pour se ramener au cas non bruité décrit précédemment, on détermine la matrice \tilde{R} de rang M la plus proche de la matrice bruitée au sens de la norme

$$\|x\|^2 = \text{Trace}(x^*x)$$

Celle-ci est obtenue en forçant à 0 les $(L-M)$ valeurs propres minimales, au moins en rapport signal sur bruit assez fort.

Résumons l'algorithme :

- on dispose de N points $\hat{h}(v_k)$, $k = 1 \dots N$
- on construit la matrice de corrélation progressive et rétrograde R de dimension $L \times L$. D'après Tufts et Kumaresan, le choix optimal pour L (ordre du filtre prédictif) est de l'ordre $3N/4$
- on calcule les valeurs propres λ_i et les vecteurs propres v_i de R
- on détermine le rang M du sous-espace signal à l'aide d'un critère. Nous le déterminerons sur la décroissance des λ_i
- le filtre prédictif de norme minimale est donné par :

$$g = \sum_{i=1}^M \frac{(v_i^* \cdot r)}{\lambda_i} v_i \quad (5)$$

où r est le vecteur de corrélation des données, λ_i et v_i ($i = 1 \dots M$) sont les valeurs propres et les vecteurs propres principaux

-les retards τ_i sont donnés par les phases des M racines du filtre prédictif d'erreur les plus proches du cercle unité

-les atténuations complexes sont ensuite obtenues par ajustement du modèle (3) aux données $\hat{h}(v_k)$.

2-3 Simulations

Testons la méthode que nous venons de décrire sur des signaux simulés, en reproduisant au mieux les conditions de propagation des signaux réels à analyser. Le signal émis est un PSK obtenu à partir d'une SBLM de longueur 127. Le rapport signal sur bruit est de l'ordre de -10 dB à la réception. Nous simulons une propagation complexe, suivant le modèle décrit par la relation (1), mettant en jeu deux trajets pour lesquels la différence de dates d'arrivée Δz est inférieure à la résolution du signal émis, et ayant mêmes amplitudes et mêmes phases. Pour une résolution $\theta = 67$ ms, nous reproduisons ici les résultats obtenus avec $\Delta z = 33$ ms = $\theta/2$. L'étape de filtrage adapté introduit un gain en rapport signal sur bruit de 21 dB et nous permet d'isoler sur un support temporel restreint toute l'information contenue dans le signal reçu, comme le montre la figure 1, où il est impossible de distinguer la présence des 2 trajets.

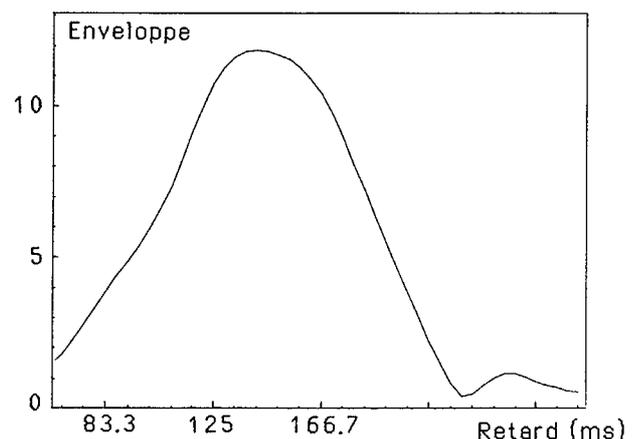


Figure 1 : enveloppe du signal simulé, obtenue après filtrage adapté

Après traitement, nous représentons dans le plan complexe les racines du filtre prédicteur. Les deux racines les plus proches du cercle unité nous informent sur les arrivées du signal et l'écart Δz estimé est 37 ms (figure 2), ce qui est tout à fait satisfaisant. Connaissant les retards, un ajustement du modèle au gain complexe permet ensuite d'estimer l'amplitude et la phase associées à chaque trajet. Nous manquons encore d'une vérification systématique, mais il apparaît que l'estimation des amplitudes est médiocre, alors que celle des phases est tout à fait correcte.

Dans le cas où le rapport signal sur bruit est plus faible, il se peut qu'il y ait ambiguïté entre une racine du signal et une racine du bruit. L'ambiguïté peut alors être levée en utilisant plusieurs réalisations du signal reçu.

Les signaux PSK que nous utilisons étant de durée très "longue", nous réalisons en quelque sorte une réduction du support d'information en travaillant non plus sur $r(t)$ mais sur la sortie du filtrage adapté à $s(t)$, soit :

$$\Gamma_{rs}(t) = \sum_{i=1}^M \alpha_i \Gamma_{ss}(t-\tau_i) + \Gamma_{bs}(t) \quad (8)$$

où Γ_{xy} représente l'intercorrélation temporelle des signaux x et y . Nous substituons alors l'équation (8) à l'équation (6). Cependant, il faut noter que, $b(t)$ étant un bruit blanc, $\Gamma_{bs}(t)$ n'est plus blanc. Il convient alors de le blanchir [8]. Nous considérons ici que le rapport signal sur bruit en sortie du filtre adapté est suffisamment grand pour éviter cette opération.

L'algorithme s'applique finalement de la façon suivante :

- à partir de K réalisations en sortie du filtre adapté, on estime la matrice de covariance statistique R de dimension N ,
- une décomposition en valeurs propres λ_i et vecteurs propres v_i permet de séparer le sous-espace signal et le sous-espace bruit, et d'estimer le nombre de composantes (ou trajets de propagation) M par un critère à définir. Nous choisissons le même que pour la méthode fréquentielle,
- étant donné que tous les vecteurs propres v_j dans le sous-espace bruit sont orthogonaux à toutes les colonnes $\underline{S}(z_j)$ de la matrice S , on construit la fonction

$$\phi(\tau) = \frac{\underline{S}^*(\tau) \cdot \underline{S}(\tau)}{\sum_{j=M+1}^N |\underline{S}^*(\tau) \cdot v_j|^2} \quad (9)$$

qui présente des maxima pour $z = z_i, i = 1 \dots M$.

3-2 Simulations

Nous simulons à nouveau une propagation à deux trajets, avec le même signal émis qu'au § 2.3, pour une différence de dates d'arrivée $\Delta z = 33 \text{ ms} = \theta/2$. Les deux trajets apportent la même atténuation, et les phases sont aléatoires équiparties. Le rapport signal sur bruit est -10 dB. Par filtrage adapté, nous réduisons le support d'information de 8.5 sec. à 290 ms, et nous introduisons un gain en rapport signal sur bruit de 21 dB. A partir de 40 réalisations, nous calculons la matrice de covariance statistique et nous appliquons l'algorithme décrit au § précédent. Les résultats sont peu sensibles à une surestimation du nombre M de trajets, comme l'avait déjà montré J.P. Lecadre [8]. Nous reproduisons sur la figure 3 la courbe $\phi(\tau)$ obtenue pour un choix $\hat{M} = 3$. Nous voyons apparaître deux pics contrastés aux positions exactes simulées. Des résultats tout aussi satisfaisants ont été obtenus pour des valeurs Δz atteignant $\theta/4$ (où θ est la résolution temporelle du signal émis).

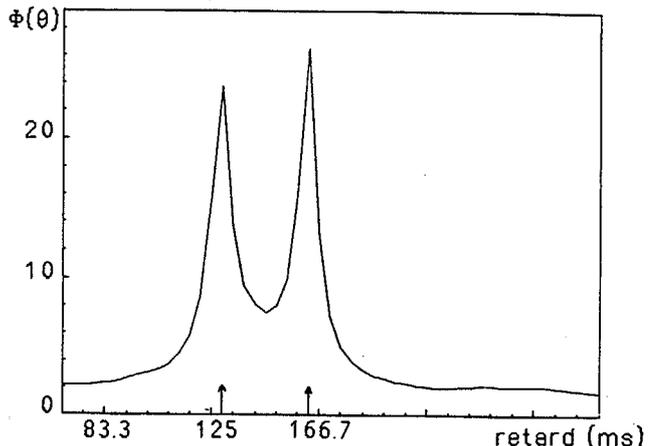


Figure 3 : Estimation de retard par méthode haute résolution temporelle avec $\Delta z = 33 \text{ ms} = \theta/2$

COORDONNEES DES POINTS

MODULE	PHASE (EN SEC)
0.997	5.358E-01
0.992	4.990E-01
0.892	2.928E-01
0.891	7.423E-01
0.868	1.486E-01
0.867	8.860E-01
0.853	7.828E-03
0.852	1.027E+00
0.843	2.000E+00
0.843	1.166E+00
0.837	1.861E+00
0.837	1.305E+00
0.834	1.722E+00
0.834	1.444E+00
0.833	1.583E+00

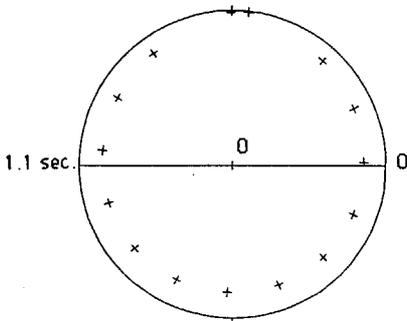


Figure 2 : simulation $\Delta z = 33 \text{ ms}$. Racines du filtre prédicteur

3 - METHODE TEMPORELLE

3-1 Principe

En 1986, Brückstein et al. présentent une adaptation de l'algorithme MUSIC pour l'estimation de retards dans le cas où les supports temporels des différentes arrivées se recouvrent [7]. Le modèle utilisé est celui donné par la relation (1), mais il est important de noter que les facteurs d'amplitude α_i doivent être aléatoires et, plus particulièrement, les phases φ_i sont aléatoires équiparties sur $[0, 2\pi]$. Pour la k^{e} émission de signal, on échantillonne le signal reçu sur N points :

$$r_k = S \cdot a + b \quad (6)$$

où $r_k = [r_k(t_1) \ r_k(t_2) \dots \ r_k(t_N)]^T$

S est la matrice signal : $S = [\underline{S}(z_1) \ \underline{S}(z_2) \dots \ \underline{S}(z_M)]$

avec $\underline{S}(z_p) = [s(t_1 - z_p) \ s(t_2 - z_p) \dots \ s(t_N - z_p)]^T$

$a = [\alpha_1 \ \alpha_2 \dots \ \alpha_M]^T$

$b = [b(t_1) \ b(t_2) \dots \ b(t_N)]^T$

En appelant R la matrice de covariance statistique du signal reçu, on a l'égalité :

$$R = SAS^* + B \quad (7)$$

où A et B sont les matrices de covariance statistique respectivement des amplitudes α_i et du bruit. Pour que ces matrices gardent des dimensions raisonnables, il est nécessaire que le signal $s(t)$ soit représentable par un nombre N fini limité d'échantillons.



Notons que "l'échantillonnage en retard" obtenu pour la fonction $\phi(\tau)$ est indépendant de l'échantillonnage des signaux reçus.

4 - ANALYSE DE DONNEES REELLES

Un signal PSK, constitué d'une séquence binaire de longueur maximale 127 modulant une porteuse à 60 Hz, à 4 alternances par pas du code, est émis périodiquement et se propage dans la mer sur une distance de 140 km. Après filtrage adapté à la réception, le rapport signal sur bruit est de l'ordre de 15 dB. On isole alors et on analyse un paquet d'arrivées proches, dont un exemple est donné figure 4. Rappelons que la résolution du signal émis est de 67 ms.

4-1 Méthode fréquentielle

On estime le gain complexe du filtre de propagation, comme exposé au § 2. Pour remplir la condition selon laquelle le bruit superposé au gain complexe doit être blanc, nous travaillons sur une largeur de bande d'une dizaine de Hz (sachant que 90 % de l'énergie est émise dans une bande de 30 Hz). On essaie de représenter 20 points du gain complexe par un filtre prédictif d'ordre $L = 15$. Le calcul des valeurs propres de la matrice de corrélation des observations fait apparaître un sous-espace signal de dimension 3, conduisant aux retards de propagation τ_1, τ_2, τ_3 tels que $\tau_2 - \tau_1 = 44 \text{ ms}$, $\tau_3 - \tau_2 = 45 \text{ ms}$. On déduit les amplitudes et les phases. A partir de ces résultats, la reconstitution du gain complexe est parfaite. On reproduit figure 4 la reconstitution de l'enveloppe, superposée à l'enveloppe des données. Les traits verticaux symbolisent la position des trois composantes obtenues, avec les amplitudes associées. Ces résultats sont tout à fait satisfaisants.

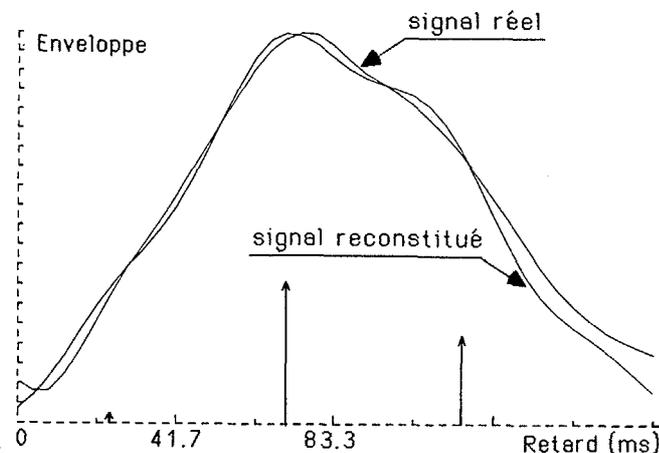


Figure 4 : Enveloppe du signal et reconstitution par la méthode fréquentielle

4-2 Méthode temporelle

Cette expérimentation nous fournit des données dont la durée de stationnarité est suffisante pour mettre en oeuvre les moyennes statistiques présentées au § 3. Cependant, le filtre de propagation intervenant dans ce domaine de fréquence ($\sim 60 \text{ Hz}$) met en oeuvre des déphasages quasiment constants au cours du temps [1]. Or l'algorithme présenté nécessite un modèle à déphasages aléatoires équipartis et n'est donc pas applicable à ces données. Il faut toutefois noter que la propagation de signaux à fréquence plus élevée ($\sim 1 \text{ KHz}$) en acoustique sous-marine fait apparaître des déphasages aléatoires, et la méthode temporelle peut dans ce cas apporter des résultats intéressants. Nous ne présentons pas ici d'application sur ce type de données.

CONCLUSION

Dans cette étude, nous avons appliqué deux méthodes haute résolution à l'identification du milieu sous-marin, en tant que milieu de propagation de signaux acoustiques. Le signal émis est un signal large bande de type PSK, résolvant en temps. Nous réalisons ainsi une étape préliminaire de filtrage adapté qui permet d'obtenir un gain en rapport signal sur bruit, et de faire un préfiltrage temporel.

La première de ces méthodes haute résolution s'applique à des données fréquentielles, pour un milieu déterministe. La seconde utilise les données temporelles, pour un milieu aléatoire. Les tests sur simulations sont très encourageants. Une étude plus systématique des limites et des performances s'impose. Mais d'ores et déjà, une application à des signaux réels a fourni une indication sur la composition du signal reçu en trois trajets proches, indiscernables auparavant.

REFERENCES

- [1] G.JOURDAIN, M.A.PALLAS : "Multiple time delay estimation in underwater acoustics propagation", in Lecture notes in control and information sciences. Vol.85, CR Baker ed., Springer-Verlag 1986.
- [2] M.A.PALLAS, G.JOURDAIN : "Joint estimation of close delays and application to underwater acoustics", EUSIPCO 1986, la Haye, Pays-Bas, Septembre 1986.
- [3] M.A.PALLAS, N.MARTIN, J.MARTIN : "Time delay estimation by autoregressive modeling". ICASSP 87, Dallas, USA, 6-9 Avril 1987.
- [4] D.W.TUFTS, R.KUMARESAN "Estimation of frequencies of multiple sinusoids : making linear prediction perform like maximum likelihood". Proc. of the IEEE, vol.70, N° 9, pp.975-989, september 1982.
- [5] S.MAYRARGUE, J.P.JOUVEAU, "Comparison of five different methods for frequency estimation", EUSIPCO 86, La Haye, Pays-Bas, septembre 1986.
- [6] R.O.SCHMIDT, "Multiple emitter location and signal parameter estimation", Proceedings RADC Spectrum Estimation Workshop, October 1979.
- [7] A.M.BRUCKSTEIN, T.J.SHAN, T.KAILATH, "A time-domain signal resolution problem", ICASSP 86, Tokyo, Avril 1986.
- [8] J.P.LECADRE à paraître

Cette étude a été conduite avec le soutien de la DCN