



TRÈS HAUTE RÉOLUTION

Sophie KOVACS*, Stéphane JESPERS*, Geneviève JOURDAIN**

* DCN-ING-SUD-LSM, Div. TS/REAC, Le Brusac, 83140 SIX-FOURS LES PLAGES, FRANCE.

** CEPHAG-ENSIEG, Domaine Universitaire, BP 46, 38402 S^T MARTIN D'HERES, FRANCE.

RÉSUMÉ

La Déconvolution Paramétrique Évolutive (DPE) est une procédure de déconvolution myope à très haute résolution temporelle ; elle est basée sur une modélisation paramétrique de type ARMA (Auto Régressive à Moyenne Ajustée), composée d'une partie MA à coefficients constants, et d'une partie AR à coefficients évolutifs ("AReMAc"). Cette méthode s'applique ici dans le cadre de l'interception d'un signal SONAR : la réponse impulsionnelle du milieu acoustique sous-marin est déconvoluée à partir du signal reçu, seule quantité accessible ; le signal émis est une impulsion SONAR incomplètement connue, appartenant à une certaine classe de signaux. Cet article présente la modélisation du signal reçu, le principe de la DPE, ainsi que ses performances sur signaux simulés. Son application à des données réelles sera présentée durant le colloque.

1. INTRODUCTION

L'interception SONAR est une des nombreuses techniques utilisées en acoustique sous-marine : elle est employée par les sous-marins, et consiste à détecter et localiser une source qui rayonne des émissions actives inconnues. La localisation passive d'une source exploite la fonction de transfert spatiale et temporelle du milieu de propagation : une des fonctions de l'interception SONAR est l'identification de la réponse impulsionnelle temporelle du milieu Acoustique Sous-Marin (ASM), après détection d'une de ces émissions.

D'un point de vue temporel (indice du temps "t"), le signal reçu est le résultat de la convolution (opérateur "*") entre le signal émis inconnu et la réponse impulsionnelle recherchée :

$$r(t) = e(t) * h(t) + b(t) \quad (1)$$

où $r(t)$, $e(t)$, $h(t)$ et $b(t)$ représentent respectivement le signal reçu, le signal émis inconnu, la réponse impulsionnelle recherchée, et le bruit additif du milieu ASM.

ABSTRACT

DPE (time-dependent parametric deconvolution) is a high resolution blind deconvolution procedure ; it is based on ARMA (AutoRegressive Moving Average) modeling, namely "AReMAc", composed of a MA part with constant coefficients, and a time-dependent AR part. This method is applied to SONAR intercept : the underwater medium response is deconvolved from the only available quantity, which is the received signal ; the transmitted SONAR signal is not completely known, but belongs to a known class. This paper presents the modeling of the received signal, the DPE's principle, and its performances against simulated data. DPE applied to real data will be presented during the seminar.

Le problème consiste donc à déconvoluer la réponse $h(t)$ à partir du seul signal connu $r(t)$: nous nous situons dans un contexte que nous qualifions de "myope" : en effet, les caractéristiques des signaux émis $e(t)$ sont inconnues, mais il est possible de faire des hypothèses réalistes sur leurs formes. En interception SONAR, les trois types de signaux couramment interceptés sont les suivants : ceux à Fréquences Pures (FP), à Fréquences Modulées Linéaire (FML) et Hyperboliques (FMH).

Cet article présente la procédure mise au point, intitulée Déconvolution Paramétrique Évolutive (DPE). Une première partie (2.) décrit les modélisations des signaux émis, reçu, ainsi que de la réponse impulsionnelle du milieu ASM. Les parties suivantes (3. et 4.) concernent le principe de la DPE et ses performances sur données simulées.

2. MODÉLISATION DES SIGNAUX ÉMIS, RECU ET DE LA RÉPONSE DU MILIEU

Le principe de la méthode consiste à montrer que, pour la classe d'émission SONAR supposée, et pour un modèle réaliste du milieu, $r(t)$ se modélise



exactement par un filtre AReMAc(p,q) (ARMA dont la partie MA est à coefficients constants et dont la partie AR est évolutive), d'ordre MA q et d'ordre AR p, et dont l'entrée est un "Dirac" $\delta(t)$, défini tel que $\delta(t)=1$ pour $t=0$, et $\delta(t)=0$ sinon. Tous les signaux traités sont échantillonnés à la fréquence "fe".

2.1 Signaux émis

Qu'il soit à FP, FML ou FMH, le signal émis $e(t)$ se modélise par un AReMAc(2,1). Sa forme temporelle est la suivante, pour $t \geq 0$:

$$e(t) = A_0 \sin[\omega(t) + \phi_0] \tag{2}$$

où A_0 représente l'amplitude et ϕ_0 le déphasage à l'origine. La pulsation instantanée $\omega(t)$ varie en fonction du type du signal émis ; soient β_0 la fréquence à l'origine, β_c la fréquence centrale, B la bande spectrale, T la durée du signal émis ; on a :

$$\begin{aligned} \text{FP : } & \omega(t) = 2\pi\beta_c t \\ \text{FML : } & \omega(t) = 2\pi\left(\frac{B}{2T}t^2 + \beta_0 t\right) \\ \text{FMH : } & \omega(t) = 2\pi\beta_c T_1 \ln\left(1 + \frac{t-T/2}{T_1}\right) \end{aligned} \tag{3}$$

avec $T_1 = \pm \frac{BT}{2\beta_c \left(\sqrt{1+B^2/\beta_c^2} - 1\right)}$

Si $E(n,z)$ représente la transformée en "Z" non stationnaire de $e(t)$ échantillonné, et $\varepsilon(n)$ l'entrée du filtre AReMAc(2,1), le modèle est un spectre rationnel évolutif (cf. [2], [4]) qui s'écrit :

$$e(n) = -a_1(n-1)e(n-1) - a_2(n-2)e(n-2) + b_0\delta(n) + b_1\delta(n-1) \tag{4}$$

ou :

$$\frac{E(n,z)}{\varepsilon(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 + a_1(n-1)z^{-1} + a_2(n-2)z^{-2}} \tag{5}$$

avec $\varepsilon(z)=1$ (en effet, $\varepsilon(n)=\delta(n)$).

b_0, b_1 sont les coefficients MA, et $a_1(n), a_2(n)$ sont les coefficients AR évolutifs. Ils dépendent des caractéristiques du signal émis, et sont donnés avec une hypothèse réaliste (Tables 1 et 2, cf. [4] pour les expressions exactes) :

$$\text{si } fe.T \gg 1 \tag{6}$$

	FP	FML
b_0	$A_0 \cdot \sin(\phi_0)$	$A_0 \cdot \sin(\phi_0)$
b_1	$A_0 \cdot \sin(\omega_0 - \phi_0)$	$a_1(0)b_0 + e(1/fe)$
$a_1(n)$	$-2 \cdot \cos(\omega_0)$	$-2 \cdot \cos\left[\frac{2\pi \cdot B}{T \cdot fe^2} n + \omega_0\right]$
$a_2(n)$	1	1

Table 1 - Coefficients AR et MA du signal émis (à FP et FML).

$$\text{avec } \omega_0 = \frac{2\pi\beta_0}{fe} \text{ et } \eta = \left(T_1 - \frac{T}{2}\right) \cdot fe \tag{7}$$

FMH	
b_0	$A_0 \cdot \sin\left[2\pi\beta_c T_1 \ln\left(1 - \frac{T}{2T_1}\right) + \phi_0\right]$
b_1	$a_1(0)b_0 + e(1/fe)$
$a_1(n)$	$-2 \cdot \cos\left(2\pi\beta_c T_1 \frac{1}{n + \eta}\right)$
$a_2(n)$	1

Table 2 - Coefficients AR et MA du signal émis (à FMH).

2.2 Réponse impulsionnelle du milieu ASM

Le milieu ASM est caractérisé principalement par le phénomène des "trajets multiples" (cf. [1], [4]) : sa réponse impulsionnelle $h(t)$ est composée de $d+1$ trajets "Dirac", retardés de τ_i , atténués de α_i ($\alpha_i \leq 1$) et déphasés d'un angle θ_i (pour $i=0$ à d). En considérant que τ_i est un multiple entier de fe , la réponse $h(t)$ échantillonnée s'écrit (avec $k_i = \tau_i \cdot fe$) :

$$h(n) = \sum_{i=0}^d c_i \delta(n - k_i) \tag{8}$$

$$\text{avec } c_i = \alpha_i \cdot e^{\pm j\theta_i} \tag{9}$$

Sa transformée en "Z" $H(z)$ s'écrit alors :

$$H(z) = \sum_{i=0}^d c_i z^{-k_i} \tag{10}$$

Autrement dit, les c_i sont les $d+1$ coefficients d'un modèles MA d'ordre $q=k_d$ à entrée "Dirac" $\delta(n)$.

Remarque : $h(n)$ étant réelle, les déphasage θ_i (éq. (8), (9)) sont égaux à 0 ou π . Cf. [4] pour l'expression complète de $h(n)$ réelle, lorsque $\theta_i \neq 0$ ou $\theta_i \neq \pi$.

2.3 Signal reçu

L'expression du modèle du signal reçu $r(t)$ est défini par l'équation (1). Dans un contexte stationnaire, un produit de convolution dans l'espace temporel est équivalent à un produit simple dans le domaine spectral : si $x(n)$ et $y(n)$ sont des signaux stationnaires, de transformées en "Z" respectives $X(z)$ et $Y(z)$,

$$x(n) * y(n) \iff X(z) \cdot Y(z) \tag{11}$$

Il serait tentant d'appliquer cette propriété à notre cas, mais nous nous situons dans un contexte qui n'est pas stationnaire : en effet, le signal émis est modélisé par un AReMAc non stationnaire.

Nous effectuons alors le produit de convolution discret $e(n) * h(n)$ (en négligeant, pour l'instant, l'addition de bruit), dans l'espace temporel, c'est à dire en remplaçant $e(n)$ et $h(n)$ respectivement par les équations (4) et (8). Sa transformée en "Z" est :

$$R(n, z) = \sum_{i=0}^d c_i \frac{(b_0 + b_1 z^{-1}) z^{-k_i}}{1 + a_1(n-1-k_i) z^{-1} + a_2(n-2-k_i) z^{-2}} \quad (12)$$

Le signal reçu $r(t)$ se modélise donc par la combinaison linéaire de $d+1$ filtres $AReMAc(2, k_i+1)$ (pour $i=0$ à d) à entrée "Dirac" $\delta(n)$. On remarque que si les coefficients AR évoluent suffisamment "lentement", avec $n-k_i$, pour permettre l'approximation (pour $m=1$ ou 2) :

$$a_m(n-m) \approx a_m(n-m-k_i) \quad (13)$$

alors l'expression (12) se simplifie, pour donner un modèle $AReMAc(2, k_d+1)$:

$$R(n, z) \approx \frac{(b_0 + b_1 z^{-1}) \left(\sum_{i=0}^d c_i z^{-k_i} \right)}{1 + a_1(n-1) z^{-1} + a_2(n-2) z^{-2}} \quad (14)$$

Remarques :

- pour les signaux à FP, les coefficients AR sont constants et la relation (14) est l'expression exacte du modèle du signal reçu ;
- l'éq. (14) est le produit simple des expressions (5) et (10) : elle correspond à la propriété (11).
- la condition d'évolution "lente" des coefficients AR se restreint à celle du coefficient $a_1(n)$: en effet, $a_2(n)=1$ (Table 1 et 2). La vitesse de son évolution dans le temps est proportionnelle au rapport B/T : l'approximation (13) est donc d'autant plus justifiée que le signal analysé est à bande étroite. De plus, elle est réalisée lorsque les trajets de la réponse (k_i) sont très proches dans le temps, ce qui est le cas difficile et intéressant (haute résolution).

3. PRINCIPE DE LA DPE

La DPE est basée sur la modélisation $AReMAc$ du signal reçu $r(n)$, définie par l'éq. (14) ; elle permet de déconvoluer la réponse impulsionnelle $h(n)$ du milieu ASM. Elle est composée de 4 étapes :

1- estimation de la partie $ARe(2)$ de $r(n)$:

$$1 + a_1(n-1) z^{-1} + a_2(n-2) z^{-2} \quad (15)$$

2- filtrage AR inverse évolutif de ce modèle pour obtenir la partie $MA(k_d+1)$:

$$R(n, z) \left[1 + a_1(n-1) z^{-1} + a_2(n-2) z^{-2} \right] = (b_0 + b_1 z^{-1}) \cdot H(z) \quad (16)$$

3- identification, à partir de $r(t)$ filtré, des coefficients MA b_0 et b_1

4- filtrage MA inverse de ce modèle pour obtenir la partie $MA(k_d)$, représentant le milieu (éq. (10)) :

$$\left[(b_0 + b_1 z^{-1}) H(z) \right] \cdot \left[\frac{1}{b_0 + b_1 z^{-1}} \right] = H(z) \quad (17)$$

3.1 Estimation AR évolutive

La partie $ARe(2)$ est estimée à partir du signal re-

çu $r(n)$. On utilise la méthode de YULE-WALKER "modifiée", qui permet d'estimer la partie $AR(p)$ d'un modèle $ARMA(p, q)$, indépendamment de sa partie $MA(q)$. Cette méthode, initialement utilisée dans le cas stationnaire, a été étendue dans le cas des ARMA évolutif (cf. [2]). L'algorithme utilisé, détaillé dans [4], est celui des Moindres Carrés Récursifs : il estime $a_1(n)$ et $a_2(n)$.

Dans la méthodologie utilisée, l'estimation des coefficients $AR(p)$ évolutifs est effectuée à partir de l'échantillon $n > q$. Il est donc nécessaire d'avoir une valeur approximative de cet ordre q (MA). Dans le cas de notre application, q correspond au dernier retard de la réponse $h(n)$:

$$q = k_d + 1 \quad (18)$$

On part du principe que, par ailleurs, on dispose de nombreuses informations et de méthodes pour déterminer cette valeur : forme temporelle et enveloppe du signal reçu, contexte de l'analyse, estimation par tracés de rayons, fonction d'auto-corrélation du signal reçu, ...

3.2 Filtrage AR inverse évolutif

Le signal reçu $r(n)$ s'écrit également :

$$r(n) = -a_1(n-1)r(n-1) - a_2(n-2)r(n-2) + u(n) \quad (19)$$

avec $u(n) = b_0 h(n) + b_1 h(n-1)$

On a identifié les deux coefficients AR évolutifs $a_1(n)$ et $a_2(n)$, et on désire effectuer :

$$r(n) + a_1(n-1)r(n-1) + a_2(n-2)r(n-2) = u(n) \quad (20)$$

Ayant reçu $r(n)$ et disposant de $a_1(n)$ et de $a_2(n)$, on cherche $u(n)$: on effectue donc directement dans l'espace temporel le calcul décrit par l'équation (20), et on obtient $u(n)$.

Remarque : inversibilité / stabilité

L'opération (20) constitue un filtrage inverse. Il est donc nécessaire que le système décrit par le modèle AR soit stable, c'est à dire que ses pôles soient dans ou, à la limite, sur le cercle unité. Les pôles AR de nos signaux SONAR ont un module unitaire (2 pôles complexes conjugués situés sur le cercle unité, cf. [4]) : le filtrage inverse (20) est réalisable.

3.3 Identification MA

À partir des équations (8) et (19), on établit :

$$u(n) = b_0 \delta(n) + b_1 \delta(n-1) + \sum_{i=1}^d b_0 c_i \delta(n-k_i) + \sum_{i=1}^d b_1 c_i \delta(n-k_i-1) \quad (21)$$

Ce qui nous permet d'identifier instantanément les coefficients b_0 et b_1 : $u(0) = b_0$
 $u(1) = b_1$ (22)

On ne peut identifier $b_1 = u(1)$ que dans le cas où k_i est différent de 1 ($i=1$ à d). Si on se trouve dans le



cas où $k_1=1$, c'est à dire que les trajets sont séparés par un unique échantillon, il faudrait "sur-échantillonner" le signal.

3.4 Filtrage MA inverse

Il s'agit ici de retrouver $h(n)$ à partir de $u(n)$, sachant que l'on connaît les coefficients b_0 et b_1 :

$$u(n) = b_0h(n) + b_1h(n-1) \tag{23}$$

Si $b_0=0$, $u(n)$ a une expression plus simple :

$$u(n) = b_1h(n-1) \tag{24}$$

$$\text{alors } h(n) = \frac{1}{b_1} u(n+1) \tag{25}$$

Si $b_0 \neq 0$, l'opération (23) s'écrit également :

$$h(n) = -\frac{b_1}{b_0} h(n-1) + \frac{1}{b_0} u(n) \tag{26}$$

Cette expression (26) est un filtrage inverse ; il est donc nécessaire que le système décrit par le modèle MA(1) soit inversible, c'est à dire que le zéro MA soit à l'intérieur du cercle unité. Dans notre contexte (cf. [4]), cela impose que la phase du signal émis soit minimale, ce qui n'est pas toujours le cas. Un algorithme, basé sur un certain nombre de décalages temporels de $u(n)$ et de combinaisons linéaires, a été mis au point. Il permet l'inversion (26) sans condition (cf. [4]).

4. SIMULATIONS ET PERFORMANCES

La DPE a été testée sur de nombreuses simulations, regroupant les trois types de signaux émis : leurs paramètres, ceux de la réponse ainsi que le Rapport Signal sur Bruit (RSB) ont été ajustés à de nombreuses valeurs. Nous ne présentons ici que les résultats les plus parlants.

Le bruit $b(t)$ (éq. (1)) est choisi blanc et gaussien, de variance σ^2 . RSB est alors défini en "dB" par :

$$RSB = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\text{Puissance de } e(t) * h(t)}{\sigma^2} \right) \tag{27}$$

La Fig. 3 représente une réponse $h(t)$ composée de 10 trajets, estimée par la DPE, pour un signal émis à FML [$A_0=1$, $T=1s$, $B=50$ Hz, $\beta_0=1000$ Hz], avec $RSB=30$ dB. Les signaux sont échantillonnés à $f_e=4$ KHz. On note que ces trajets sont très proches vis à vis du pouvoir de résolution du signal : ils sont distants de quelques ms. alors que $1/B=20$ ms.

La Fig. 4 présente l'évolution, en fonction de RSB, des erreurs relatives (en %) des atténuations 1, 0.9, 0.7, 0.5, et 0.3 de la même réponse (même signal émis).

On utilise ensuite une réponse composée de deux trajets, d'atténuations 1 et 0.9. L'unique retard τ_1 est variable. Les résultats ont donné des erreurs absolues (en ms) de τ_1 nulles pour les FP et FML ; la Fig. 5 présente les résultats obtenus pour un signal émis à FMH [$A_0=1$, $T=1s$, $B=50$ Hz, $\beta_c=1000$ Hz] : l'évolution de cette erreur absolue en fonction de τ_1 est paramétrée par RSB (les erreurs

s'annulent pour $RSB \geq 34$ dB).

5. CONCLUSION

La DPE est une application nouvelle des modèles ARMA dans le cadre de l'interception SONAR. Cette méthode présente une très haute résolution temporelle, une bonne précision des paramètres estimés, mais une forte sensibilité au bruit. Elle est particulièrement performante lorsque les signaux sont à bande étroite, et lorsque les trajets de la réponse du milieu sont très proches dans le temps.

Références bibliographiques

[1] H. BOUCARD, G. JOURDAIN, G. LOUBET, "Traitement optimal linéaire de signaux de communication sous-marine expérimenté dans un canal à deux trajets de propagation" ; *Colloque GRETSI*, Nice, 1985, pp. 237-242.
 [2] Y. GRENIER, "Modélisation de signaux non stationnaires" ; Thèse doctorat d'État, Université Paris Sud, 1984.
 [3] S. M. KAY, "Modern Spectral Estimation" ; Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, 1988.
 [4] S. KOVACS, "Modélisations ARMA à coefficients constants et évolutive - Aspects théoriques de la DPE" ; *Rapport Intermédiaire n° 5*, n° 021912, DCN-ING-SUD-LSM 1995.
 [5] S. KOVACS, JM. PIASCO, M. GUGLIELMI, "Linear frequency modulation signal parameters estimation using time-dependent modeling" ; *EUSIPCO*, Scotland, 1994, pp. 502-5.

Fig. 3 - Simulation

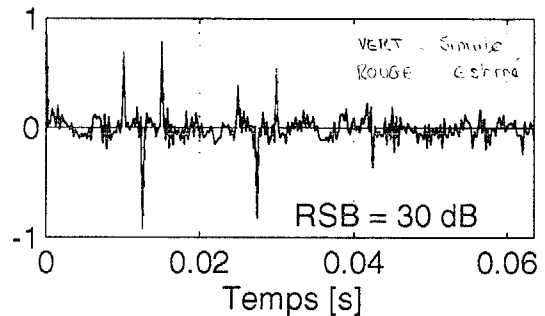


Fig. 4 - Precision

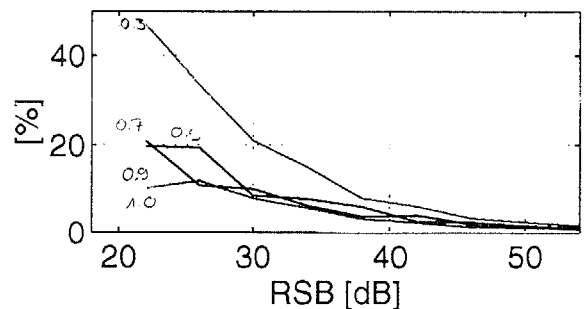


Fig. 5 - Resolution

