



POURSUITE DE FREQUENCE POUR L'ESTIMATION DU DOPPLER VENT.

Zarader J.L.[°], M'Sirdi N.K.[°], Ancellet G.* , Flamant P⁺, Dabas A⁺.

[°] Laboratoire de Robotique de Paris de l'université PARIS 6, UA CNRS 1305.

* Service d'Aéronomie de l'université PARIS 6, CNRS

+ Laboratoire de Météorologie Dynamique, CNRS, Ecole polytechnique

RÉSUMÉ

Nous présentons, dans cette communication, une étude comparative expérimentale de deux algorithmes permettant d'extraire la fréquence Doppler d'un signal Lidar ou Radar. Le premier, appelé Poly Pulse Pair, est basé sur le calcul de la fonction d'autocorrélation du signal complexe. Le second est un algorithme de Filtrage Selectif Adaptatif. Ce travail a été effectué dans le cadre du programme Européen WIND de détection de la vitesse du vent par Lidar embarqué.

ABSTRACT

We present, in this paper, an experimental study of two algorithm which allow to extract the Doppler frequency of Lidar or Radar signal. The first, called Poly Pulse Pair, is based on the calculation of the autocovariance function of a complex signal. The second is an Adaptive Notch Filter. This work has been made for the European project WIND. The goal of this project is to estimate the wind velocity by airborne Lidar.

1 INTRODUCTION.

La mesure de la vitesse du vent occupe une place importante en météorologie. Les techniques de sondage développées sont de type Radar ou Lidar (Laser Impulse Detection and Ranging). L'extraction de l'information concernant la vitesse du vent se fait à partir de la fréquence Doppler rétrodiffusée par l'atmosphère. Parmi les algorithmes les plus utilisés, dans ce type d'application, on peut noter celui de la FFT, qui présente l'avantage de restituer l'intégralité du spectre mais qui, compte tenu de la non-stationnarité du signal, ne peut être calculée que sur un petit nombre de points. L'erreur commise sur la fréquence Doppler, donc sur la vitesse, est alors d'autant plus importante que la résolution fréquentielle est faible.

Pour lever partiellement la contrainte de stationnarité du signal et obtenir une meilleure estimation de la fréquence Doppler D. Zrnic a proposé l'algorithme Poly Pulse Pair (PPP) [1]. Cet algorithme, qui permet d'estimer la largeur spectrale et fréquence moyenne du signal, est basé sur le calcul de la fonction d'autocorrélation du signal Doppler complexe (signal en phase + signal en quadrature). Sa simplicité de mise en oeuvre en fait un outil puissant

d'analyse en temps réel des signaux.

L'objet de cette communication est de comparer le PPP à l'algorithme de Filtrage Selectif Adaptatif (FSA) [2,3].

2 POLY-PULSE-PAIR.

Soit y_k un signal bruité défini par:

$$(1) \quad y_k = A_k \cos(2\pi f_d k / f_e) + n_k$$

où n_k et A_k sont deux processus Gaussien centrés, indépendants. Dans le cas de signaux Lidar A_k est généralement à bande étroite. f_e est la fréquence d'échantillonnage et f_d la fréquence Doppler. Les signaux en phase et en quadrature sont générés à partir du signal complexe z_k :

$$z_k = y_k \exp(-2\pi j k f_m / f_e)$$

ou :

$$z_k = A_k/2 \exp(2\pi j k (f_d - f_m) / f_e) \dots \\ + A_k/2 \exp(-2\pi j k (f_d + f_m) / f_e) \dots \\ + n_k \exp(-2\pi j k f_m / f_e)$$

avec f_m , fréquence de translation.

Le calcul de la fonction d'autocorrélation, aboutissant à l'estimation de la fréquence moyenne du signal, il faut éliminer l'une des composantes $f_d - f_m$ ou $f_d + f_m$. Pour cela il suffit de filtrer z_k par un filtre passe bas de fréquence de coupure $f_e/2 - f_m$.



En supposant ce filtre idéal, le signal filtré x_k s'écrit :

$$x_k = A_k/2 \exp(2\pi jk(f_d - f_n)/f_e) \dots + n_k \exp(-2\pi jkf_n/f_e)$$

n_k et A_k étant indépendants la fonction d'autocorrélation de x_k s'écrit :

$$R(n/f_e) = E(x_k x_{k+n}^*)$$

où x_{k+n}^* est le conjugué de x_{k+n} .

$$R(n/f_e) = E(A_k A_{k+n}) \exp(2\pi jn(f_d - f_n)/f_e)/4 \dots + E(n_k n_{k+n}) \exp(2\pi jnf_n/f_e)$$

La fréquence Doppler peut alors être obtenue en supposant que n_k est un bruit blanc. On notera que cette dernière hypothèse limite considérablement l'utilisation de ce type d'algorithme. La fonction d'autocorrélation est donnée par :

$$R(n/f_e) = E(A_k A_{k+n}) \exp(2\pi jn(f_d - f_n)/f_e)/4 \dots + N_0 \delta_n \exp(2\pi jnf_n/f_e)$$

ou N_0 est la puissance du bruit et :

$$\delta_n = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n \neq 0 \end{cases}$$

La fréquence Doppler estimée $f_d(n)$ est donnée, pour $n \neq 0$, par :

$$f_d(n) = f_n + f_e \text{Arctg}(\text{Im}[R(n/f_e)]/\text{Re}[R(n/f_e)]) / 2\pi n$$

On notera que la fréquence $f_d(n)$ étant comprise entre $-f_e/2n$ et $+f_e/2n$ il faut, en pratique, calculer $f_d(1)$ puis minimiser la distance $f_d(1) - f_d(n)$. Le calcul de la fréquence Doppler à partir de plusieurs retards n permet de diminuer la variance de l'estimateur. Pour n_0 retards, f_d est donnée par :

$$f_d = \sum_{n=1}^{n_0} f_d(n)/n_0$$

3 FILTRE SELECTIF ADAPTATIF.

Le filtre sélectif adaptatif est souvent utilisé pour le traitement de signaux à bande étroite. Après avoir modélisé le filtre nous présenterons l'algorithme d'estimation paramétrique utilisé.

3.1 Filtre sélectif.

Le filtre sélectif à pour fonction d'éliminer une composante du signal (f_d) sans modifier les autres. Pour cela, il suffit que les pôles, P_1 et P_2 , et les zéros, Z_1 et Z_2 , se situent à la fréquence f_d , respectivement $-f_d$, et soient distant de $1-r$, soit :

$$Z_1 = \exp(2\pi f_d T_e) ; \quad Z_2 = \exp(-2\pi f_d T_e) \\ P_1 = r \exp(2\pi f_d T_e) = r Z_1 ; \quad P_2 = r Z_2$$

où T_e la période d'échantillonnage. Afin d'assurer la stabilité du filtre le paramètre r doit être compris dans l'intervalle $]0,1[$.

La fonction de transfert $H(Z)$ est :

$$H(Z) = \frac{1 - 2\cos(2\pi f_d T_e) Z^{-1} + Z^{-2}}{1 - 2r\cos(2\pi f_d T_e) Z^{-1} + r^2 Z^{-2}}$$

La largeur B de l'encoche du filtre croît lorsque r décroît :

$$B = \pi(1-r)$$

La relation de récurrence qui lie l'entrée y_k et la sortie s_k du filtre est :

$$y_k = -a_1 y_{k-1} - y_{k-2} + s_{k-1} + a_1 r s_{k-1} + r^2 s_{k-2}$$

avec :

$$a_1 = -2\cos(2\pi f_d T_e)$$

En reprenant l'expression du signal y_k défini en (1), la sortie s_k est peu différente de n_k . Posons :

$$s_k = \hat{n}_k$$

La relation de récurrence s'écrit :

$$y_k = -a_1 y_{k-1} - y_{k-2} + \hat{n}_k + a_1 r \hat{n}_{k-1} + r^2 \hat{n}_{k-2}$$

La fréquence f_d étant inconnue, le paramètre a_1 est remplacé par son estimation à l'instant k , \hat{a}_{1k} :

$$y_k = -\hat{a}_{1k} y_{k-1} - y_{k-2} + \hat{n}_k + \hat{a}_{1k} r \hat{n}_{k-1} + r^2 \hat{n}_{k-2}$$

La fréquence Doppler estimée à l'instant k f_{dk} est donnée par :

$$f_{dk} = \text{acos}(-\hat{a}_{1k}/2) / 2\pi T_e$$

3.2 Algorithme

Il existe deux types d'algorithmes d'adaptation paramétrique [4]. Ceux basés sur la méthode du gradient et ceux basés sur la méthode des moindres carrés récursifs. C'est un algorithme appartenant à la seconde famille qui sera développé dans la suite.

Soit p_k la prédiction du signal y_k . L'adaptation consiste à minimiser un critère J_k dépendant de l'erreur quadratique moyenne e_k^2 :

$$J_k = E[\lambda_k(k) e_k^2] = E[\lambda_k(k) (y_k - p_k)^2]$$

La fonction d'oubli λ_k permet de privilégier les informations récentes relativement à celles passées. La poursuite de la fréquence Doppler, pouvant varier dans le temps, s'en trouvera ainsi améliorée. λ_k

est généralement défini par :

$$\lambda_i(k) = \lambda_0^{k-i}; \quad i \in [1, k];$$

La minimisation de J_k conduit à l'expression suivante du prédicteur optimal p_k :

$$p_k = -\hat{a}_{1k} y_{k-1} - y_{k-2} + \hat{a}_{1k} r \hat{n}_{k-1} + r^2 \hat{n}_{k-2}$$

\hat{n}_k est obtenu par :

$$e_k = y_k - p_k = \hat{n}_k$$

posons pour simplifier :

$$\begin{aligned} \varphi_k &= [-y_{k-1} + r \hat{n}_{k-1}, -y_{k-2} + r^2 \hat{n}_{k-2}]^t \\ \theta_k &= [\hat{a}_{1k}, 1]^t \end{aligned}$$

alors :

$$p_k = \theta_k^t \varphi_k$$

où φ_k est le vecteur de mesure, θ_k le vecteur de paramètres et l'exposant t signifie que le vecteur est transposé. La dérivée partielle de J_k s'annule pour :

$$\theta_k = F_k \sum_{i=1}^{k-1} \lambda_i(k) y_i \varphi_i + F_k y_k \varphi_k$$

avec F_k gain d'adaptation défini par :

$$F_k^{-1} = \sum_{i=1}^k \lambda_i(k) \varphi_i \varphi_i^t$$

En appliquant le lemme d'inversion matricielle la mise à jour des paramètres est donnée par :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + F_{k-1} \varphi_k \varepsilon_k$$

l'erreur de prédiction à priori ε_k est définie par :

$$\varepsilon_k = \frac{y_k - \varphi_k^t \theta_{k-1}}{\lambda_0 + \varphi_k^t F_{k-1} \varphi_k}$$

L'algorithme du Maximum de Vraisemblance Récurif est obtenu en remplaçant le vecteur de mesure φ_k par le vecteur d'observation ψ_k :

$$\psi_k = - \frac{\partial e_k}{\partial \theta_k}$$

4 APPLICATION.

La comparaison des algorithmes PPP et FSA nécessite un traitement préalable des signaux. En effet, le FSA traitant des signaux réels la bande utile est $[0, f_e/2]$. Le PPP traitant des signaux complexes toute la bande $[-f_e/2, f_e/2]$ est exploitable. Le prétraitement nécessaire est donc le suivant :

- Translation analogique de la bande utile dans l'intervalle $[f_1, f_2]$ ($[2\text{MHz}, 22\text{MHz}]$ pour le projet WIND).
- Acquisition du signal à f_e (50 MHz).
- Traitement FSA.
- Translation numérique de la bande $[0, f_e/2]$ entre $-f_e/4$ et $f_e/4$.
- Filtrage numérique Passe-Bas à $f_e/4$.
- Sous-échantillonnage d'un facteur 2.
- Traitement PPP à $f_e/2$.

Cette procédure a pour effet d'éliminer, lors du traitement PPP, les 3 dB de bruit contenus dans la bande $[-f_e/2, 0]$. On notera que la procédure numérique de création des signaux en phase et en quadrature présente l'avantage de n'introduire aucun déphasage, contrairement à la procédure analogique classique qui nécessite l'utilisation de 2 oscillateurs locaux déphasés de $\pi/2$.

Les tests ont été effectués sur deux types de signaux. Tout d'abord des signaux non stationnaires. La figure 1.a représente les résultats obtenus pour 1 tir. La rampe de fréquences de références, issu d'une distribution de vitesse de vent réelle, est en traits-points. Le résultat obtenu par le PPP, sur une fenêtre glissante de 64 points et pour 4 retards, est en trait discontinu, tandis que le FSA est en trait continu. On notera l'importance de l'écart type pour le PPP. La figure 1.b représente les résultats obtenus pour une moyenne de 200 tirs. Les écart types du PPP et du FSA, calculés sur 200 tirs sont respectivement de 6.6 % et 3.7 % de f_e . On notera que le FSA nécessite un temps de convergence moyen plus important que le PPP.

Le second type de signaux Lidar a été modélisé par Zrnic [1,5]. Ces signaux sont générés à partir d'un spectre gaussien de largeur σ et bruité par un bruit à distribution de Rayleigh. La fréquence Doppler est constante durant le tir. La figure 2 représente le résultat obtenu pour le PPP et le FSA ($f_d = .2f_e$, $\sigma = .016f_e$, SNR = -5dB) sur 1 tir. Les figure 3 et 4 représentent respectivement l'évolution du biais et de l'écart type en fonction du SNR. On constate que tant pour le biais que pour l'écart type le FSA est plus performant que le PPP. On précisera cependant que la convergence du FSA varie en fonction de la fréquence Doppler estimée.

Cette étude, effectuée dans le cadre du projet Européen WIND de Lidar embarqué, se poursuivra par l'implémentation sur une carte TMS 32030 des deux algorithmes, permettant ainsi le traitement en temps réel des signaux.



REFERENCES

[1] D.S Zrnice, " Estimation of spectral moments for weather echoes " IEEE on Geoscience electronics, Vol GE-17 n°4, Oct. 1979.
 [2] A. Nehorai, " A minimal parameter adaptive notch filter with constrained poles and zeros " IEEE Trans. ASSP, Vol 33, n°4, 1985.

[3] N.K.M'Sirdi, " An RML algorithm for retrieval of signal in noise with cascaded notch filter ", Report of ICASSP, New-York, Apr. 1988.
 [4] Algorithme adaptatif et soustraction de bruit. Numéro special 1989. Revue de traitement du signal
 [5] Hardesty R.M : " Performance of a discrete spectral peak frequency estimator for Doppler wind velocity measurement " IEEE Transaction on geosciences and remote sensing, Vol.24, pp 777-783, 1986.

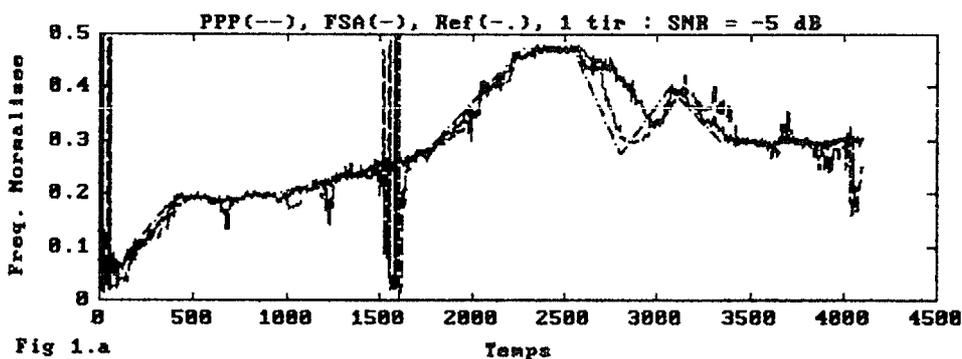


Fig 1.a

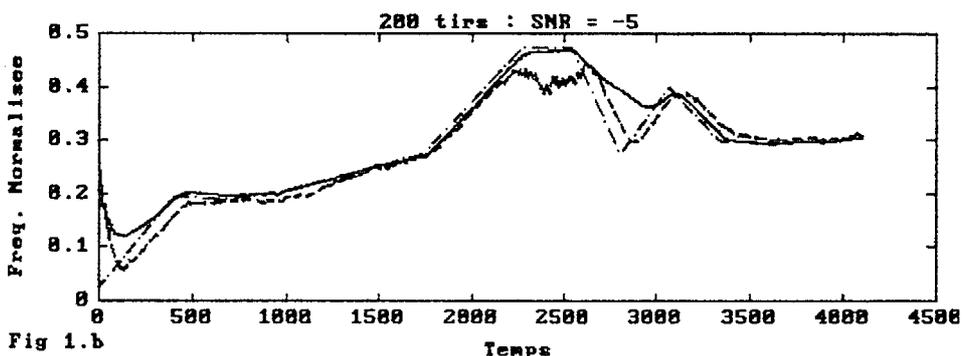


Fig 1.b

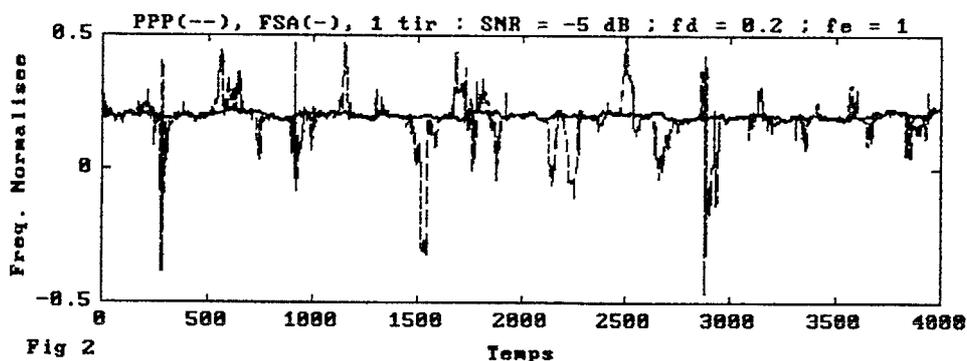


Fig 2

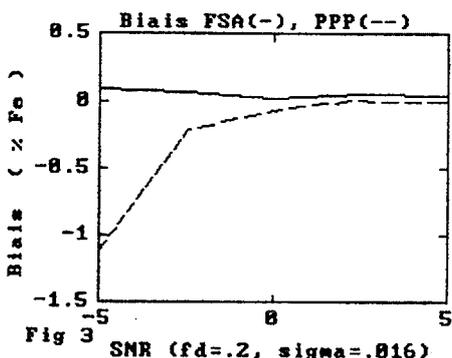


Fig 3

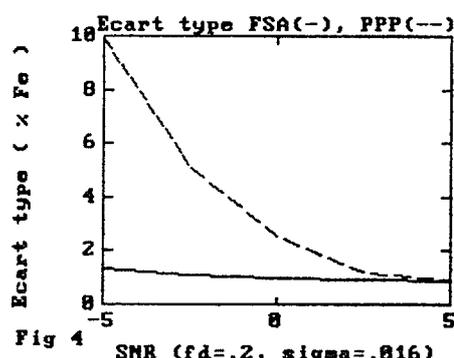


Fig 4