

# Estimation débruitée du Spectre Doppler Météorologique par la Méthode des ondelettes

A. Zabot<sup>1</sup>, Z. Benchebha<sup>1</sup>, M. Lagha<sup>1\*</sup>, M. Tikhemirine<sup>1</sup>

## Résumé

Dans ce travail, on applique le seuillage de la méthode des ondelettes, pour éliminer automatiquement l'effet des échos fixes du sol et intermittents sur les signaux utiles des radars météorologiques. Cette méthode est appelée aussi méthode de débruitage. Elle est utilisée en traitement du signal pour mieux estimer le spectre Doppler et ses paramètres (vitesses moyennes, variances, ...). On utilise des données réelles provenant d'un radar pulse Doppler météorologique de type (WSR 88-D) NCAR-USA. Les résultats de la méthode multi résolution spectrale des ondelettes seront comparés à ceux de l'algorithme classique pulse-pair et Fourier, ceci dans un souci d'estimer et de prévenir à temps et éviter aux aéronefs les phénomènes dangereux tels que les cisaillements de vents, torrents et/ou d'autres phénomènes sévères.

## Mots Clés:

Traitement du signal — Radar météorologique — Débruitage des signaux — Transformée en ondelettes — Estimation du spectre Doppler — Estimation des moments spectraux

<sup>1</sup>Laboratoire des Sciences Aéronautiques, Institut d'Aéronautique et des Etudes Spatiales, Université SAAD DAHLAB Blida1, BP. 270, Route de Soumaa, Blida, Algérie

\*Correspondant: lmohand@yahoo.fr

## 1. Introduction

Le radar météorologique est un outil de détection, utilisé pour prévenir et éviter les phénomènes météorologiques dangereux. Pour cela il a été développé dans les années soixante-dix Skolnik (1990) Zrnic' and Lee (1982) Lehmann and Teschke (2001). En aéronautique, comme dans d'autres secteurs (agriculture, économie ...), ce dernier système de détection a été développé afin d'éviter les phénomènes hasardeux et sévères, ce qui permettra de connaître à temps la vitesse et d'autres paramètres dynamiques du signal reçu au niveau du radar. Les paramètres principaux sont : la vitesse moyenne, la variance et la largeur spectrale. En aviation civile, les phénomènes comme les vents de cisaillements, les micro-rafales qui sont caractérisés par des changements rapides en intensité de vitesse et/ou en direction, nécessitent un matériel sophistiqué, Doviak and Zrnic (1993) Keeler and Passarelli (1990), capable de mesurer la vitesse et ainsi que d'autres paramètres dynamiques.

La FAA (Federal Aviation Administration), dans les années 80 et précisément en 1988 a recommandé l'utilisation d'un radar de type Doppler pulsé Skolnik (1990) ; Doviak and Zrnic (1993). Ce matériel connu sous l'abréviation de WSR-88D1 (Weather Surveillance Radar 1988 Doppler), Skolnik (1990) Doviak and Zrnic (1993) Lehmann and Teschke (2001). La FAA a recommandé l'utilisation de cet outil, qui a été développé dans la décennie précédente. Elle a recommandé l'année 1993 comme date butoir. Cette date coïncida avec l'utilisation des avertisseurs d'anticollisions de deuxième génération TCAS II, Doviak and Zrnic (1993).

Dans cet article on s'intéresse à des données réelles, qui sont prélevées avec un radar pulse Doppler WSR-88D, détectant une tempête de pluie torrentielle à l'état de Memphis USA-1997 Keeler and Passarelli (1990), Lagha and Bensebti (2008). Ces radars ont une propriété de plus par rapport aux radars hydrologiques classiques. Cette propriété permet de déceler le changement en fréquences,

entre le signal émis et reçu appelée aussi fréquence Doppler ( $f = -v \cdot ft / C$ ), avec  $ft$  : fréquence du signal transmis et  $v$  est la vitesse radiale de la perturbation météorologique détectée, Lagha and Bensebti (2008) Doviak and Zrnic (1993) Lehmann and Teschke (2001).

Le but principal dans ce travail est celui d'estimer les trois premiers moments des échos radar météorologiques, à savoir le moment d'ordre zéro (puissance moyenne du signal reçu), le moment d'ordre 1 (vitesse moyenne) et le moment d'ordre 2 (variance). Ces signaux radar reçus sont supposés être des processus aléatoires stationnaires ayant une distribution Gaussienne Lagha and Bensebti (2008) Doviak and Zrnic (1993). Cette propriété de stationnarité est assumée dans un intervalle de temps court (quasi-stationnarité), Skolnik (1990) Doviak and Zrnic (1993) Lehmann and Teschke (2001). Chaque processus est ainsi complètement décrit par sa fonction d'autocorrélation ou son spectre Doppler. L'estimation des moments spectraux qu'on va faire dans deux domaines différents ; premièrement dans le domaine temporel avec l'algorithme pulse-pair (pp) Lagha and Bensebti (2008) Keeler and Passarelli (1990) Lehmann and Teschke (2001). Puis dans le domaine des fréquences avec l'algorithme FFT et ainsi que la transformée en ondelettes.

La question de la stationnarité des signaux radar météorologiques est à plus d'un titre théoriquement intéressante, car la contribution des échos fixes intermittents est connue pour être non stationnaire (transitoire), même sur un intervalle de temps réduit Spi (2003) Lehmann and Teschke (2001). De ce fait, la transformée de Fourier n'est pas capable de résoudre les fréquences transitoires. L'estimation des moments spectraux Doppler ne sera plus donc réalisable.

Plusieurs méthodes de filtrages et de débruitage des signaux radar sont proposées dans les travaux de Doviak and Zrnic (1993) Keeler and Passarelli (1990) Zrnic' and Lee (1982). Dans ce travail on proposera la méthode des ondelettes. Dans les travaux de Lehmann and Teschke

(2001), la méthode de résolution multi spectrale de Fourier ou des ondelettes a été utilisée sur des données provenant des profileurs de vents RWP (Radar Wind Profiler). Cette méthode a donné des résultats satisfaisants. De plus les méthodes autorégressive AR et Fourier FFT n'ont pas pu résoudre le problème des échos intermittents, Skolnik (1990) Lagha and Bensebti (2008). D'où l'intérêt de l'utiliser dans le cas des radars pulse Doppler de type WSR-88D.

La section 2 présente la théorie d'estimation des moments spectraux en général et celle des estimateurs pulse-pair (pp). La section 3, présente le développement de la méthode débruitage des signaux radars par la méthode des ondelettes. La section 4 présente les résultats des trois estimateurs utilisés pour l'estimation du spectre Doppler de données réelles. Ces données proviennent d'un radar de type WSR-88D Keeler and Passarelli (1990) Lagha and Bensebti (2008). En fin, dans la section 5 des conclusions seront tirées.

## 2. Estimation des moments spectraux Doppler

Au niveau du récepteur radar, les échos reçus génèrent deux tensions (voltages), une en phase  $I$  et une autre en quadrature de phase  $Q$ , notée aussi sous forme complexe  $Z(I, Q) = I + jQ$ . Ce signal complexe généré au niveau du radar est provoqué par les réflexions individuelles des volumes de réflexions. Ces volumes de réflexions représentent les perturbations météorologiques, Skolnik (1990) Doviak and Zrnic (1993).

Dans ce qui suit on résume l'essentiel du calcul des moments spectraux des signaux radar météorologiques reçus. Ces calculs sont dans le domaine continu. Le spectre Doppler représente la densité spectrale du signal reçu pour un volume de détection bien déterminé. De plus, ne considérant que le signal utile, i.e. en ne tenant pas compte du bruit contaminant, la puissance totale de l'écho météorologique est donné par l'équation (1) du moment spectral d'ordre zéro, Skolnik (1990) Lagha and Bensebti (2008) :

$$P = \int S(\nu) d\nu \quad (1)$$

On s'intéresse dans notre étude aux moments d'ordre 1 et 2. La vitesse moyenne du vent ou bien le moment d'ordre 1 normalisé par la puissance est donné par, Skolnik (1990) Spi (2003) :

$$\bar{\nu} = \frac{1}{P} \int \nu S(\nu) d\nu \quad (2)$$

La largeur du spectre appelée aussi, déviation moyenne du spectre Doppler est donnée par la racine carrée du moment centré d'ordre 2, Skolnik (1990) Doviak and Zrnic (1993) :

$$\sigma_\nu^2 = \frac{1}{P} \int (\nu - \overline{\nu})^2 S(\nu) d\nu \quad (3)$$

Le graphe représentant le spectre Doppler noté  $S_z(f)$  est obtenu par  $S_z(f) = TF(Z(I, Q))$ , avec  $TF(\cdot)$  dénote la transformée de Fourier. Ce spectre peut être représenté en fonction des vitesses Doppler, ceci dit en prenant en considération la relation entre les vitesses et les fréquences

Doppler, avec  $\lambda$  est la longueur du signal émis, Keeler and Passarelli (1990) :

$$\nu = \frac{\lambda}{2} f \quad (4)$$

De la même manière, le même graphe peut être représenté en fonction de la largeur spectrale ( $w$ ), où encore en fonction de l'étendue du spectre  $\sigma_f$ , soit par la relation, Skolnik (1990) Doviak and Zrnic (1993) :

$$w = \frac{\lambda}{2} \sigma_f \quad (5)$$

L'estimation des moments spectraux présentés ci-dessus est dans le cas continu. C'est une estimation générale. Concrètement il faut digitaliser les signaux et faire ainsi des estimations à des rangs bien déterminés, soit un ou deux rangs de développement des signaux radar en séries de Mc-Lauren. Dans la section qui suit on développera l'estimateur temporel se basant l'auto-corrélation des signaux radar.

## 3. Estimation spectrale par ondelettes

### Position du problème

L'estimation du spectre Doppler des signaux radar, doit se faire en considérant la phase de filtrage de ces mêmes signaux. Les radars météorologiques utilisent des filtres elliptiques IIR d'ordre 4, Spi (2003). Cet ordre des filtres a été prouvé comme suffisant pour réduire le niveau des échos non météorologiques présent dans les signaux  $I$  et  $Q$ .

Le but ici est de faire un débruitage robuste des signaux et d'estimer une fonction  $f(\cdot)$  à partir des données reçues ( $y_n$ ). Pour notre cas d'étude ces mesures consistent dans les signaux  $I$  et  $Q$ . le modèle des signaux qu'on utilise est donné par :

$$y_n = f(t_n) + e_n \quad (6)$$

Avec  $e_n$  représente un signal bruit de distribution gaussienne,  $t_n$  signifie que les échantillons sont équidistant.

### Débruitage des signaux par ondelettes

Dans notre cas d'étude, on veut éliminer les parasites, ou autrement dit les signaux provenant des objets fixes, appelés aussi échos fixes. En d'autres termes reconstituer les signaux utiles  $I$  et  $Q$ . Soit à partir des mesures  $Y_1, \dots, Y_n$ , on veut estimer la fonction figurant dans le modèle donné ci-dessous :

$$Y_j = f(t_j) + \epsilon_j \quad (7)$$

Typiquement,  $t_j$  sont des ordonnées équidistantes,  $n = 2^m$  et  $\epsilon_j$  est un bruit identiquement distribué de moyenne nulle et de variance  $\sigma$ .

L'idée de base est de proposer une méthode d'identification d'une fonction observée avec bruit par une méthode similaire à celle de régularisation par splines de lissage, mais en les adaptant à des fonctions moins lisses.

Ainsi, pour identifier la fonction  $f$  à partir des observations et/ou mesures bruitées  $Y_j$ , les algorithmes de régularisation par splines de lissages sont basés en la minimisation de la fonction coût, Aalfs et al. (1993) Keeler and Passarelli (1990) soit :

$$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (Y_i - f(t_i))^2 + \lambda \int (f^{(m)}(x))^2 dx \quad (8)$$

$\lambda$  est un paramètre de lissage et  $f$  est une fonction qui appartient à l'espace de Sobolev  $w_p^m$ .

En procédant par l'utilisation des ondelettes, on aura l'avantage d'appréhender des fonctions moins lisses et spatialement hétérogènes, pour  $f \in L_2([0,1])$  et  $J_0 \in \mathbb{N}$ , on a :

$$f = \sum_{k=0}^{2j_0-1} \alpha_{j_0, k} \phi_{j_0, k} + \sum_{j \geq j_0} \sum_{k=0}^{2j-1} \beta_{j, k} \psi_{j, k} \quad (9)$$

Les méthodes usuelles de débruitage par décompositions en ondelettes reposent sur le fait que pour plusieurs type de signaux leur représentation dans le domaine des coefficients d'ondelettes est creuse. Ce qui signifie qu'on n'a besoin d'estimer que quelques grands coefficients pour bien estimer la fonction.

Le schéma usuel du débruitage par ondelettes est le suivant :

- Développement du signal observé en série d'ondelettes.
- Extraction des coefficients "significatifs" par méthodes de seuillage ou de rétrécissement.
- Reconstruction de la fonction par synthèse des coefficients débruités.

Le seuillage ou le rétrécissement permet un bon compromis entre erreur d'approximation et variabilité du résultat, l'erreur globale étant mesurée par une moyenne de la norme  $L_P$ ,  $P \geq 1$  de l'erreur d'identification. Malgré leur efficacité asymptotique les estimations non linéaires fondées sur les décompositions en ondelettes, les résultats par ce type de méthodes sont souvent moins bons dans le cas d'un nombre modéré d'observations (le seuillage est trop "brutal").

Ceci est principalement dû au fait que l'on ne tient pas compte des informations éventuelles disponibles sur le type de fonctions à débruiter. L'ensemble des méthodes non linéaires existantes sont du type :

$$\frac{1}{2} \sum_{i=0}^n (z_i - \theta_i)^2 + \sum_{i \geq i_0} P(|\theta_i|) \quad (10)$$

$z_i$  est i<sup>e</sup> ligne de  $z = WY_n$ ,  $P$  est une fonction pénalité. L'idée du seuillage peut être résumée, par les étapes suivantes :

- Transformer les données bruitées via la transformée DWT :  $\hat{\theta} = W.Y$ .
- Pour séparer le signal du bruit, et faire le seuillage des coefficients : poser  $\hat{\theta}_{j,k} = \hat{\theta}_{j,k}$  est grand, 0 sinon.
- Estimer le signal par :  $\hat{f} = W^{-1}.\hat{\theta}$

## 4. Résultats et discussions

### Les données utilisées

Les données utilisées proviennent du radar de l'état de Memphis Tennessee – USA, de type WSR-88D (Weather Surveillance-1988 Doppler), en date du 13/07/1997. Ces données incluent les paramètres suivants : les échantillons  $I$  et  $Q$ , l'azimut du balayage radar, l'élévation, le temps

entre impulsions PRT et le temps UNIX de calcul des machines.

Ces données représentent une perturbation météorologique de pluie torrentielle, détectée près de l'aérodrome de l'état de Memphis.

### Commentaires des calculs et résultats

On a représenté les échantillons des signaux complexes  $Z(I, Q)$  (appelées parfois aussi séries complexes), respectivement, la voie en phase I dans la figure (1), et la voie en quadrature de phase Q dans la figure (2). Sur ces mêmes figures on a représenté également les signaux débruités par la méthode des ondelettes. Ce débruitage a été effectué par un seuillage minimax dur de niveau 5. On a reporté sur la figure (3) les spectres Doppler des signaux reçus filtrés par les filtres IIR et ondelettes, pour les cellules de distance n° 1 et n° 8. Les trois méthodes (pulse-pair, FFT, et ondelettes), utilisées pour l'estimation des paramètres du spectre Doppler de la perturbation du vent donnent les résultats représentés sur les figures Fig. 4 et Fig.5.

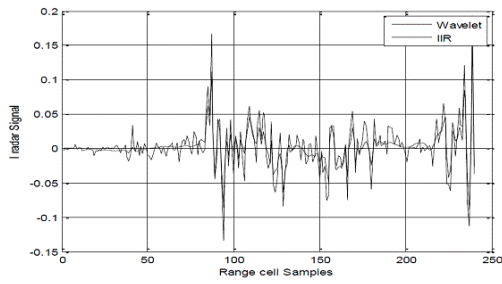
La méthode basée dans le temps (pp), est très simple à programmer, car c'est une méthode qui considère seulement les autocorrélations des signaux météorologiques radar pulse-pair  $Z(iT_S)$ . Il a un temps de calcul très bas comparativement aux méthodes spectrales (FFT, AR, ARMA), [Lagha and Bensebti \(2008\)](#).

Les estimations de la vitesse moyenne du vent faites par cet algorithme sont très proches de celles fournies par les écrans PPI [Keeler and Passarelli \(1990\)](#). L'estimation de la variance et de la largeur spectrale  $w$ , faites par la méthode pulse-pair sont faibles par rapport à ceux de la méthode de Fourier FFT et du seuillage de la méthode des ondelettes. Cette méthode possède un inconvénient lié à difficulté d'interprétation des résultats, car elle emploie des auto-corrélations, contrairement aux méthodes travaillant dans le domaine des fréquences (AR, ARMA, FFT) et tout dernièrement la méthode RFT.

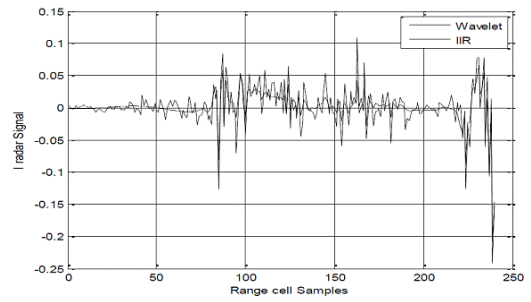
Les résultats obtenus par la méthode des ondelettes sont très nettement meilleurs que ceux de l'estimateur classique FFT. Notant que après manipulation de plusieurs types d'ondelettes (seuillages). On a choisi le débruitage des signaux I et Q par l'ondelette minimax avec multi niveaux d'estimation de la déviation standard du bruit. Afin de montrer l'efficacité du débruitage par seuillage minimax de la méthode des ondelettes, en comparaison avec les filtres classiques IIR. On a reporté sur la Fig. 3.a et Fig. 3.b, les spectres Doppler des signaux radar I et Q, filtrés respectivement par un filtre IIR et de seuillage minimax des ondelettes de niveau 5, pour les cellules de distances n° 1 et n° 8.

## 5. Conclusion

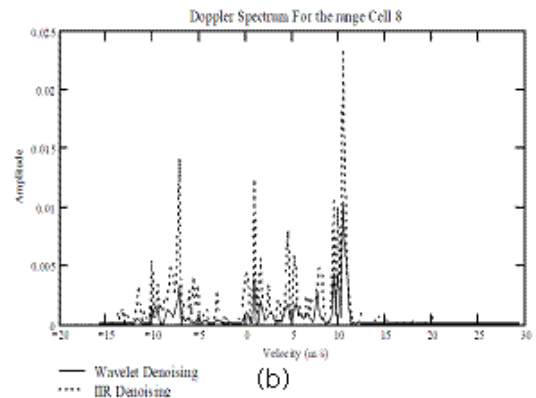
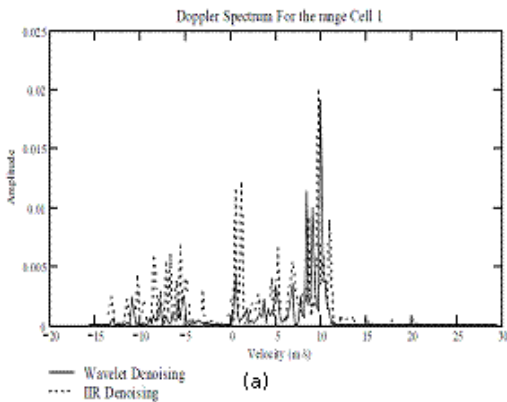
Ce papier présente l'utilisation d'un algorithme d'analyse multi résolution et non linéaire de la théorie d'estimation dans le but de réduire et de séparer le spectre Doppler d'un signal radar TDWR en présence de signaux de bruit contaminants (bruits internes et externes). Ce travail traite la comparaison des performances de l'algorithme des ondelettes avec celui des algorithmes pulse-pair et FFT, ceci dans le but de séparer au mieux le signal écho radar météorologique des échos contaminants (échos fixes).



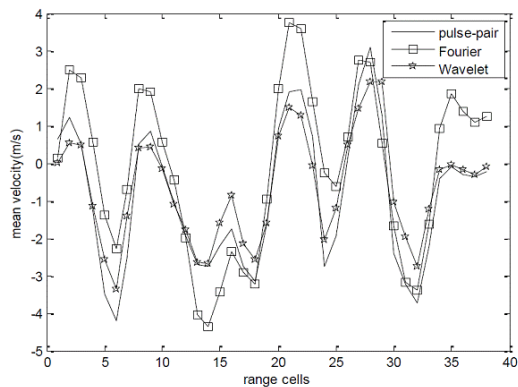
**Figure 1.** Signaux radar I filtrés. (a) Signaux débruités par un filtre classique IIR, (b) signaux débruités par ondelettes (lev=5), pour la cellule de distance n 1



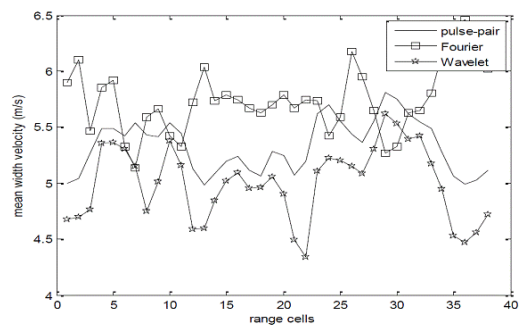
**Figure 2.** Signaux radar Q filtrés. (a) Signaux débruités par un filtre classique IIR, (b) signaux débruités par ondelettes (lev=5), pour la cellule de distance n 1.



**Figure 3.** Spectre Doppler des signaux radar I&Q (a) cellule de distance n ° 1 (b) cellule de distance n ° 8



**Figure 4.** Vitesse moyenne estimée à partir des spectres des signaux radar reçus. Comparaison des trois algorithmes pulse-pair, FFT et ondelettes (lev=5)



**Figure 5.** Largeur spectrale de vitesse moyenne estimée à partir des spectres des signaux radar reçus. Comparaison des trois algorithmes pulse-pair, FFT et ondelettes (lev=5)

En utilisant des données simulées et des données réelles (WSR-88D Memphis 1997) d'un radar pulse Doppler météorologique. Nous avons pu démontrer que le seuillage de la méthode des ondelettes est adéquat, pour éliminer et réduire l'effet du bruit et des échos fixes sur les signaux radar  $I&Q$  d'intérêt. L'algorithme de seuillage doux minimax est tout fait efficace car il prend en considération la réduction de l'erreur minimum quadratique lors de la reconstruction et de la reconstitution du signal  $I$  et  $Q$  d'origine, par le biais des coefficients de la transformée en ondelettes. Toutefois il faut prendre en considération l'effet du seuillage adéquat pour chaque cas de figure ( $lev=5$ ), car un seuillage excessif conduit à un filtrage excessif, donc par voie de conséquence à la détérioration du signal utile  $I$  et  $Q$ . Ceci induira une perte d'information nécessaire à l'estimation du spectre Doppler.

Une implémentation sous circuit électronique est recommandée, pour tester l'efficacité de cette méthode sur des données quantitativement importantes. Ce dernier test doit être fait en comparaison avec celui de pulse pair classique en temps réel.

## Références

- (2003). *Proceedings of SPIE*.
- Aalfs, D., Baxa, E., and Bracalente, E. (1993). Signal processing aspects of windshear detection. *Microwave Journal*.
- Doviak, R. and Zrnic, D. (1993). *Doppler radar and weather observations*.
- Keeler, R. J. and Passarelli, R. E. (1990). *Signal Processing for Atmospheric Radars*, pages 199–229. American Meteorological Society, Boston, MA.
- Lagha, M. and Bensebti, M. (2008). Performances comparison of pulse-pair and 2-step prediction algorithms for the doppler spectrum, multidimensional systems and signal processin. *Multidimensional Systems and Signal Processing*.
- Lehmann, V. and Teschke, G. (2001). Wavelet based methods for improved wind profiler signal processing. *Annales Geophysicae*, 19(8) :825–836.
- Skolnik, M. I. (1990). *Radar Handbook*.
- Zrnic', D. S. and Lee, J. T. (1982). Pulsed doppler radar detects weather hazards to aviation. *Journal of Aircraft*, 19(2) :183–190.