

UNIVERSITE SAAD DAHLAB -BLIDA-

Faculté de Technologie

Département d'Aéronautique

Mémoire de MAGISTER

En Aéronautique

Spécialité : Aéronautique

ESTIMATION DU SPECTRE METEOROLOGIQUE RADAR

DOPPLER PAR LA METHODE DES SOUS ESPACES

Par

Asma FERHATNI

Devant le jury composé de :

| | | |
|----------------|--|------------|
| S. BOUKRAA | Professeur, U.S.D Blida | Président |
| M. LAGHA | Maître de conférences (A), U.S.D Blida | Rapporteur |
| M. BENSEBTI | Professeur, U.S.D Blida | Examineur |
| N.E.I. BACHARI | Professeur, USTHB | Examineur |

Blida, Juin 2013

RESUME

Le but de ce travail est l'estimation des moments spectraux d'échos Doppler, soit, la vitesse radiale moyenne Doppler et la largeur spectrale des vitesses.

Pour ce fait, les méthodes des sous-espaces, tels que les méthodes MUSIC et Minimum-Norm, sont proposées.

La validation dans un premier temps se fera via les algorithmes classiques les plus connues dans la littérature: Pulse-Pair et Fourier (DFT) qui seront évalués à partir de signaux simulés et signaux réels. En second lieu, une phase de développement et d'application de deux estimateurs basés sur la décomposition en sous espaces s'en suivra. On abordera entre autre les estimateurs, MUSIC et Minimum-Norm dans le cadre de la détection de phénomènes dangereux de cisaillement du vent à proximité des aéroports.

Une étude comparative de ces estimateurs sera consacrée afin d'évaluer la performance et la robustesse de chaque algorithme.

ABSTRACT

The purpose of this work is the estimation of the spectral moments of Doppler echoes: the mean radial velocity and Doppler spectral width. In such cases, subspace methods, such as MUSIC and Minimum-Norm methods, are proposed.

The first validation will be done via the most known classical algorithms in the literature: Pulse-Pair and Fourier (DFT), which will be evaluated from simulated and real signals. The second phase of development and application of

two estimators based on the subspace decomposition will follow. We will discuss among other estimators such as, MUSIC, Min-Norm in the detection of hazards of wind shear near airports.

A comparative study of these estimators will be devoted to evaluate the performance and robustness of each algorithm.

ملخص

الهدف من هذا العمل هو تقدير لحظات الطيفي لأصداء الدوبلر يعني سرعة شعاعي و عرض السرعة الطيفية دوبلر.

لهذا، نقترح أساليب فضاء جزئي، مثل إشارة متعددة تصنيف والحد الأدنى للمعايير.

التحقق من صحة النتائج ستكون في المرحلة الأولى عن طريق خوارزميات الأكثر الكلاسيكية المعروفة في الأدب: نبض زوجي وفورييه، والتي سيتم تقييمها من إشارات بالحاكاة وإشارات حقيقية. أما في المرحلة الثانية، سنتابع مرحلة تطوير وتطبيق اثنين من المقدرات على أساس التحلل الفضاء الجزئي. وسوف نناقش بين الطرق الأخرى، إشارة متعددة تصنيف، والحد الأدنى القواعد والمعايير في الكشف عن مخاطر القص الرياح بالقرب من المطارات.

وسيخصص دراسة مقارنة لهذه الطرق لتقييم الأداء ومتانة كل خوارزمية.

REMERCIEMENTS

Une mission s'achève, une autre commence ! Mais avant, qu'il me soit permis de remercier les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réussite de celle qui s'achève, je remercierai, en premier lieu, le bon dieu, de m'avoir donnée le courage et la force de mener à bien ce travail.

Je tiens à exprimer ma gratitude à mon directeur de thèse, M^r Lagha Mohand, qui m'a apporté sa compétence scientifique, pour sa confiance, ainsi du fait qu'il a su accompagner mon travail tout en m'accordant la liberté d'approfondir le thème de recherche.

Je tiens à remercier, aussi, M^{me} Doudou. F pour ses conseils très utiles et qui s'est montrée présente et disponible pendant toute cette période.

Mes sincères remerciements s'adressent à Messieurs les Membres du Jury qui me font l'honneur de juger ce mémoire.

Je remercie également mes amis qui m'ont soutenue et supporté durant cette période, aussi, pour leurs présence dans les plus rudes moments.

Et finalement, j'adresse un grand merci à ma famille pour leur soutien, surtout ma mère pour sa patience et le support sans faille. Ma réussite est le fruit du soutien de ma famille durant toutes ces années. C'est pour cela que je leur dédie ce travail.

TABLE DES MATIERES

| | |
|--|----|
| RESUME | |
| ABSTRACT | |
| REMERCIEMENTS | |
| TABLES DES MATIERES | |
| TABLES DES FIGURES | |
| INTRODUCTION | 11 |
| 1. CHAPITRE 1 : PROBLEMATIQUE ET RECHERCHE BIBLIOGRAPHIQUE | |
| 1.1. Problématique | 14 |
| 1.2. Recherche Bibliographique | 15 |
| 1.3. Organisation du mémoire | 18 |
| 2. CHAPITRE 2 : PHENOMENES METEOROLOGIQUES DANGEREUX POUR L'AVIATION | 20 |
| 2.1. Introduction | 20 |
| 2.2. Phénomènes Météorologiques | 20 |
| 2.2.1. Météores | 20 |
| 2.2.2. Vent | 21 |
| 2.2.3. Cisaillement de vent | 22 |
| 2.2.4. Trombes et tornades | 24 |
| 2.2.5. Orages et grains | 25 |
| 2.3. Conclusion | 25 |
| 3. CHAPITRE 3 : RADAR METEOROLOGIQUE DOPPLER | 27 |
| 3.1. Historique | 27 |
| 3.2. Introduction | 28 |
| 3.3. Généralités | 28 |
| 3.3.1. Application des radars météorologique doppler | 29 |
| 3.3.2. Schéma block du radar | 30 |
| 3.3.2.1. Emetteur | 31 |

| | |
|--|----|
| 3.3.2.2. Synchroniseur | 31 |
| 3.3.2.3. Antenne | 32 |
| 3.3.2.4. Duplexeur | 32 |
| 3.3.2.6. Récepteur | 32 |
| 3.3.3. Domaine Fréquentiel des radars météorologiques Doppler | 33 |
| 3.3.3.1. Radar à bande L | 33 |
| 3.3.3.2. Radar à bande S | 34 |
| 3.3.3.3. Radar à bande C | 34 |
| 3.3.3.4. Radar à bande X | 34 |
| 3.4. Principe de fonctionnement du radar météorologique | 34 |
| 3.5. Effet Doppler | 36 |
| 3.6. Ambigüité de portée et de vitesse | 38 |
| 3.7. Equation du radar pour des cibles météorologique | 39 |
| 3.7.1. Facteur de réflectivité radar | 40 |
| 3.7.2. Equation de la puissance reçue | 41 |
| 3.8. Traitement de signal | 42 |
| 3.9. Propriétés statistiques de l'écho radar | 44 |
| 3.10. Conclusion | 46 |
| | |
| 4. CHAPITRE 4 : ESTIMATION SPECTRALE AVEC LES METHODES CLASSIQUES | 47 |
| 4.1. Introduction | 47 |
| 4.2. L'estimation des moments du spectre de puissance doppler | 47 |
| 4.3. Domaine Temporel | 49 |
| 4.3.1. Pulse Pair | 49 |
| 4.3.2. Interprétation géométrique | 50 |
| 4.3.3. L'estimation des moments spectraux par la méthode Pulse Pair | 51 |
| 4.4. Domaine fréquentiel | 53 |
| 4.4.1. La transformé de Fourier rapide | 53 |
| 4.5. Conclusion | 56 |

| | |
|--|----|
| 5. CHAPITRE 5 : ESTIMATION SPECTRALE AVEC LES METHODES DES SOUS-ESPACES | 57 |
| 5.1. Introduction | 57 |
| 5.2. Méthodes à Haute résolution | 58 |
| 5.3. Notion de sous espace | 58 |
| 5.4. Présentation de la méthode MUSIC | 59 |
| 5.5. Présentation de la méthode Minimum-Norm | 62 |
| 5.6. Estimation des moments spectraux | 64 |
| 5.6.1. Estimation de la vitesse moyenne radiale | 64 |
| 5.6.2. Estimation de la largeur spectrale | 64 |
| 5.7. Conclusion | 64 |
| 6. CHAPITRE 6 : RESULTATS ET INTERPRETATIONS | 66 |
| 6.1. Introduction | 66 |
| 6.2. Génération des signaux I et Q | 67 |
| 6.2.1. Organigramme de la routine de génération des séries temporelles I et Q | 68 |
| 6.3. Analyse statistique | 69 |
| 6.4. Influence des paramètres d'entrée | 71 |
| 6.4.1. Influence du SNR (Rapport signal/bruit) | 72 |
| 6.4.2. Influence du nombre d'échantillon | 73 |
| 6.4.3. Influence du pic de la puissance du signal émis | 74 |
| 6.4.4. Influence de la largeur spectrale | 75 |
| 6.5. Présentation des algorithmes | 76 |
| 6.5.1. Algorithme Pulse Pair | 76 |
| 6.5.2. Algorithme de Fourier | 77 |
| 6.5.3. Algorithme de MUSIC | 78 |
| 6.5.4. Algorithme de Min-Norm | 79 |
| 6.6. Application des algorithmes sur des données de simulation | 80 |
| 6.6.1. Résultats de l'algorithme Pulse Pair | 80 |
| 6.6.2. Résultats de l'algorithme Fourier | 82 |
| 6.6.3. Résultats de l'algorithme MUSIC | 84 |
| 6.6.4. Résultats de l'algorithme Minimum-Norm | 86 |

| | | |
|--------|---|-----|
| 6.7. | Application des algorithmes sur données Réelles | 88 |
| 6.7.1. | Résultats de l'algorithme Pulse Pair | 89 |
| 6.7.2. | Résultats de l'algorithme Fourier | 90 |
| 6.7.3. | Résultats de l'algorithme MUSIC | 92 |
| 6.7.4. | Résultats de l'algorithme Minimum-Norm | 93 |
| 6.8. | Etude comparative | 95 |
| 6.8.1. | Données de simulation | 95 |
| 6.8.2. | Données réelles | 97 |
| 6.9. | Conclusion | 98 |
| | CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES | 100 |
| | REFERENCES | 103 |
| | APPENDICE A : LISTE DES ABREVIATIONS | |

TABLE DES FIGURES

| | |
|---|----|
| Figure (2.1) : Cisaillement vertical | 22 |
| Figure (2.2): Cisaillement horizontal | 23 |
| Figure (3.1) : Radar météorologique Doppler WSR-88D | 29 |
| Figure (3.2) : Schéma block basic du radar | 31 |
| Figure (3.3) : Schéma représentant l'impulsion d'émission et de réception d'un signal radar | 35 |
| Figure (3.4) : Géométrie du faisceau d'un radar conventionnel | 35 |
| Figure (3.5) : Timing dans une scène Doppler | 36 |
| Figure (3.6) : Model gaussien de la puissance moyenne du spectre Doppler | 43 |
| Figure (3.7) : Fonction de densité de probabilité de l'amplitude | 45 |
| Figure (3.8) : Fonction de densité de probabilité de phase | 45 |
| Figure (3.6) : Fonction de densité de probabilité de la puissance | 45 |
| Figure (4.1) : Représentation tridimensionnelle de la fonction d'autocorrélation complexe sous forme hélice | 51 |
| Figure (6.1) : Spectre de puissance et série temporelle correspondante | 69 |
| Figure (6.2) : Histogramme des séries temporelles I 'le signal en phase' et Q 'le signal déphasé en quadrature' | 70 |
| Figure (6.3) : Fonction de densité spectrale de puissance | 70 |
| Figure (6.4): Diagramme de dispersion des composantes I et Q | 71 |
| Figure (6.5) Influence du SNR sur le spectre Doppler et les séries temporelles I et Q en a) et b). | 72 |
| Figure (6.6) Influence du nombre d'échantillon sur le spectre Doppler et les séries temporelles I et Q en a) et b). | 73 |
| Figure (6.7): Influence de la puissance du pic sur le spectre Doppler et les séries temporelles I et Q en a), b) et c). | 75 |
| Figure (6.8) : Influence de la largeur spectrale sur le spectre Doppler et les séries temporelles I et Q en a), b) et c). | 76 |
| Figure (6.9) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode | |

| | |
|--|----|
| Pulse Pair | 81 |
| Figure (6.10) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Pulse Pair | 81 |
| Figure (6.11) : Erreur relative sur les vitesses pour chaque porte en distance, méthode Pulse Pair | 82 |
| Figure (6.12) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Fourier | 83 |
| Figure (6.13) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Fourier | 83 |
| Figure (6.14) : Erreur relative sur les vitesses pour chaque porte en distance, méthode Fourier | 84 |
| Figure (6.15) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode MUSIC | 85 |
| Figure (6.16) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode MUSIC | 85 |
| Figure (6.17) : Erreur relative sur les vitesses pour chaque porte en distance, méthode MUSIC | 86 |
| Figure (6.18) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Min-Norm | 87 |
| Figure (6.19) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Min-Norm | 87 |
| Figure (6.20) : Erreur relative sur les vitesses pour chaque porte en distance, méthode Min-Norm | 88 |
| Figure (6.21) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Pulse Pair s'appliquant sur des données réelles | 89 |
| Figure (6.22) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Pulse Pair s'appliquant sur des données réelles | 90 |
| Figure (6.23) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Fourier s'appliquant sur des données réelles | 91 |
| Figure (6.24) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Fourier s'appliquant sur des données réelles | 91 |
| Figure (6.25) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode MUSIC s'appliquant sur des données réelles | 92 |

| | |
|--|----|
| Figure (6.26) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode MUSIC s'appliquant sur des données réelles | 93 |
| Figure (6.27) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Min-Norm s'appliquant sur des données réelles | 94 |
| Figure (6.28) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Min-Norm s'appliquant sur des données réelles | 94 |
| Figure (6.29) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par les différents algorithmes s'appliquant sur des données synthétiques | 95 |
| Figure (6.30) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par les différents algorithmes s'appliquant sur des données synthétiques | 96 |
| Figure (6.31) : Erreur relative sur la vitesse relative pour chaque porte en distance par les différents algorithmes s'appliquant sur des données synthétiques | 96 |
| Figure (6.32) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par les différents algorithmes s'appliquant sur des données réelles | 97 |
| Figure (6.33) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par les différents algorithmes s'appliquant sur des données réelles | 98 |

INTRODUCTION

Pour toutes les civilisations le temps qu'il a fait, qu'il fait ou qu'il fera a toujours été une préoccupation importante.

La mesure précise des précipitations joue un rôle très important dans l'hydrologie, l'agriculture, la modification du climat, la climatologie et la météorologie.

Pour être capable de satisfaire les besoins météorologiques pour le développement de ce secteur, il est évident, qu'il soit nécessaire pour les observations météorologiques qui seront d'importantes entrées des bulletins météo et les modèles numériques de prédiction météo, d'être précises et donner en temps réel. Les recherches portent leurs études sur le climat et le climat change. Le développement durable, la protection de l'environnement, les sources d'énergie renouvelable, etc. sont des produits de n'importe quel système qui dépendent des entrées correspondant [41].

Donc, la précision, la fiabilité et le rendement de chaque produit de n'importe quelle étude météorologique dépendra de ces entrées : Observations [41].

Il est essentiel, d'observer le temps et faire des prédictions météo surtout pour des conditions météorologiques sévères pour être capable d'avertir le grand public ainsi les organismes de transport aérien, maritime ou routier.

Et les recherches dans le domaine de la météorologie se sont accentuées durant ces dernières années vue l'importance de ce domaine dans plusieurs secteurs tels que le secteur maritime, aéronautique,...

Le secteur qui fait l'objet de notre étude est l'aéronautique. La météorologie aéronautique s'occupe de tous les phénomènes concernant ou menaçant directement les pratiques aéronautiques. Car on sait tous que l'évolution de l'aéronef se fait dans l'atmosphère, et l'atmosphère est un milieu qui connaît

beaucoup de phénomènes dangereux tels que les orages, les tornades, le givrage, les fortes précipitations, le cisaillement de vent... en vol ou même en phase d'approche. Ce qui conduit à améliorer la détection des turbulences atmosphériques en développant des moyens très efficace pour la sécurité de l'homme.

Le cisaillement du vent n'est rien d'autre qu'un changement de direction ou de vitesse du vent avec la distance entre deux points. Si les points sont alignés verticalement, on parle de cisaillement vertical; s'ils sont alignés horizontalement, il s'agit plutôt de cisaillement horizontal.[1]

Dans le monde de l'aviation, on s'intéresse surtout au caractère abrupt du changement. S'il est graduel, un changement de direction ou de vitesse n'occasionnera qu'un changement mineur de la vitesse sol. Si le changement est abrupt, cependant, il y aura un changement rapide de la vitesse propre ou de la trajectoire. Tout dépendant du type d'avion, le temps requis pour corriger la situation peut être assez long pour mettre l'avion en danger, en particulier au moment du décollage ou de l'atterrissage. Cela peut entraîner une perte soudaine de portance, autrement dit provoquer un décrochage de l'avion et le faire s'écraser au sol, si le pilote n'a pas eu le temps de réagir ou si ses manœuvres ont été vaines.[1]

En outre, afin d'évaluer les expériences du changement du temps, des données spatiales et temporelles haute résolution ont fait l'objet de recherche ainsi des instruments ont été développés.

Et l'un des plus importants instruments développés et offert par la technologie moderne pour l'observation des précipitations météorologiques est le radar météorologique.

Il n'est pas faut de dire que le radar météo est le seul et indispensable détecteur qui peut fournir une information précise et en temps réel des phénomènes météorologiques les plus dangereuses tels qu'un vent puissant, de grosses précipitations, des grêles s'étendant largement dans une région.

Les radars Doppler ont prouvé qu'ils sont extrêmement précieux pour fournir des données d'une haute résolution dans l'espace et surtout dans les basses couches de l'atmosphère. Ce qui est particulièrement utile est la capacité du radar doppler de faire des mesures d'intensité du vent et des estimations des niveaux de précipitations.

La communauté de l'aviation a investi et déployé des systèmes de protection de cisaillement du vent, allant de la formation des pilotes pour pouvoir éviter ce genre de phénomène à des algorithmes sophistiqués de détection avec le radar Doppler pour les avertissements et la détection du cisaillement du vent, à cause des séries d'accidents mortels de l'aviation commerciale à partir des années 1970 qui a conduit à l'identification d'orage lié aux cisaillements du vent ; un danger critique aux avions en décollage et à l'atterrissage.[42]

Ces accidents ont entraîné plus de 400 décès et ceci, a fait une pression sur la Fédération de l'Aviation et d'Administration (FAA) pour développer des technologies d'alerte efficaces, ce qui a motivé les équipes de chercheurs à améliorer la prévision pour mieux prévenir des conséquences des phénomènes météorologiques et sensibiliser la société aux causes et répercussions des changements climatiques.[42]

Dans notre travail, on prendra en considération des micro-rafales humides, aux abords d'un aérodrome, détectées par un radar météorologique Doppler, qu'on estimera leurs caractéristiques spectrales à l'aide d'algorithmes classiques et d'algorithmes des sous espaces, autrement, on aura pour objectif :

- Amélioration de la détection des phénomènes météorologiques dangereux pour l'aviation
- Estimation des moments spectraux Doppler (la vitesse radiale moyenne Doppler et la largeur spectrale des vitesses)
- Application des algorithmes classiques et des sous espaces
- Validation et Evaluation des performances des algorithmes proposés

CHAPITRE 01

PROBLEMATIQUE ET RECHERCHE BIBLIOGRAPHIQUE

1.1. Problématique du travail

Depuis l'apparition du radar météorologique à impulsion Doppler vers la fin des années 70, l'estimation des caractéristiques spectrales des échos radar météorologiques reçus, tels que les moments d'ordre zéro, un et deux (puissance de l'écho, sa vitesse radiale Doppler et sa variance), a fait l'objet de recherche dans le domaine de traitement du signal en général et celui du radar en particulier.

Et l'estimation des caractéristiques spectrales de précipitations météorologiques et plus précisément des micro rafales de vent provoquant un phénomène météorologique dangereux pour l'aviation civile appelé « Cisaillement de vent », fait l'objet de cette recherche.

Pour ce fait, on est appelé à estimer les moments spectraux Doppler, soit la vitesse radiale moyenne Doppler et la largeur spectrale des vitesses, à partir des données temporelles météorologiques d'un écho radar. Ces caractéristiques sont supposées être déjà détectées par un radar météorologique pulse Doppler.

Le but de l'estimation spectrale est de déduire la densité spectrale de puissance (DSP) à partir d'une observation finie d'un processus. Ce sujet a été largement étudié, développant un grand nombre de techniques, chacune adaptée à une situation particulière. Cependant, dans de nombreuses applications, les moments spectraux ont été étudiés, en particulier la puissance moyenne, la vitesse moyenne et la largeur spectrale.

Nous proposons dans ce travail, deux méthodes d'estimation des moments spectraux, principalement la vitesse moyenne Doppler et la largeur spectrale, appelées méthodes des sous espace, notamment MUSIC et Minimum Norm (Bienvenue et Kopp, 1979 ; Schmidt, 1986 ; Kaveh, 1986), ces dernières

basées sur la décomposition de l'espace d'observation en deux sous-espaces: le sous-espace signal contenant l'écho et le sous-espace bruit.

Cette décomposition est réalisée par le calcul de la matrice de covariance du signal, qui est ensuite décomposée en ses vecteurs propres. Les valeurs propres significatives correspondent aux vecteurs propres du sous espace signal et les autres valeurs propres correspondent au sous-espace bruit.

Ces valeurs propres associées aux vecteurs propres seront utilisées par la suite pour l'estimation de la densité spectrale de puissance. Une fois la DSP estimée, les moments spectraux caractérisant le phénomène météorologique seront calculés (Vitesse radiale moyenne Doppler et largeur spectrale des vitesses).

1.2. Recherche bibliographique

La mesure de la vitesse du vent occupe une place importante en météorologie, notamment le cisaillement de vent jugé très dangereux pour l'aviation civile. Les techniques de sondage développées sont de type radar ou lidar. L'extraction de l'information concernant la vitesse du vent, demande la connaissance du moment spectral centré d'ordre 1.

Les radars météorologiques ont été largement utilisés, non seulement pour le suivi opérationnel et émettre des avertissements du temps violent et dangereux, mais aussi pour fournir des mesures importantes pour faire progresser notre compréhension de l'atmosphère (Serafin et Wilson, 2000; Conseil national de recherches, 2002).

La réflectivité, la vitesse moyenne radiale, et la largeur du spectre sont les trois mesures radar fondamentales, qui sont définies à partir des moments d'ordre zéro, 1 et 2 du spectre Doppler et peut être estimées soit par la méthode d'autocovariance ou de la méthode spectrale (Doviak et Zrnic 1993).

Plusieurs algorithmes ont été proposés dans ce cadre d'estimation. Dans l'approche spectrale, le spectre Doppler peut être initialement obtenu par la méthode du périodogramme (Fourier) (BLACKMAN et TUKEY, 1958 ; Cooley et TUKEY, 1965, Oppenheim et SCHAFER, 1975) et, par conséquent, les trois moments spectraux peuvent être estimés par la méthode des moments sans utiliser, a priori, la connaissance de la forme spectrale (DOVIK et ZRNIC 1993; BRINGI et CHANDRASEKAR 2001).

Dans ce type d'application, on peut noter que la FFT 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 d'échantillons. 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, obtenir une meilleure estimation du signal ainsi une meilleure estimation de la fréquence Doppler ; D. ZRNIC a proposé l'algorithme Pulse Pair PP. Cet algorithme mentionné par (RUMMLER, 1968 ; WOODMAN et HAGFORS en 1969, Miller et ROCHWARGER, 1972 ; Berger et GROGINSKY, 1973 ; WOODMAN et GUILLEN, 1974), permet d'estimer la largeur spectrale et le calcul de la fonction d'autocorrélation du signal Doppler complexe (signal en phase + signal en quadrature). Sa simplicité de mise en œuvre a fait, de cet algorithme, un outil puissant d'analyse en temps réel des signaux.

En 2000, un algorithme a été développé par ZRNIC, pour l'estimation des paramètres spectraux à partir de la série temporelle du signal, recueilli à l'aide du temps de répétition des impulsions décalé (PRT) de transmission d'un radar Doppler météorologique.

Le traitement spectral a été identifié par Fabry et KEELER (2003) comme l'une des tendances du traitement de signal radar météorologique pour améliorer la précision et la sensibilité de l'information météorologique.

Par exemple, des interférences et / ou clutter contaminant les signaux désirés peuvent être facilement éliminés sur un spectre Doppler pour améliorer la

qualité des données. Ice et al. (2004) ont montré que le modèle gaussien de traitement adaptatif (GMAP) (SIGGIA et PASSARELLI 2004) pour le filtrage du clutter dans le domaine spectral peut fournir une meilleure estimation du moment spectral.

Toujours en 2003, E. Boyer et P. Larzabal ont proposé l'utilisation de méthodes stochastiques maximum de vraisemblance (SML) pour une estimation conjointe des moments spectraux, dans le but d'estimer les moments spectraux de l'écho Doppler pour les radars profileur de vent, dans le cas où la méthode Fourier fournit des résultats médiocre pour le chevauchement fort des échos.

Bachmann et ZRNIC (2007) ont appliqué le traitement spectral des données polarimétriques pour récupérer les signaux désirés lorsqu'ils sont contaminés par les oiseaux et les insectes.

En 2009, Mohand LAGHA et Messaoud BENSEBTI, ont introduit un outil d'estimation du Spectre Doppler par la Transformée de Ramanujan Fourier, en se basant sur les sommes de Ramanujan $c_q(n)$, adapté à l'analyse de séquences arithmétiques avec plusieurs résonances p/q .

Les algorithmes des sous espaces notamment, Minimum-Norm et MUSIC, faisant l'objet de notre étude, ont été largement utilisés dans le domaine de détection et estimation de l'angle d'arrivée des cibles.

Par ailleurs, en 1993, Banjanin et al ; ont introduit des méthodes basées sur la prédiction linéaire pour désigner l'estimation de la fréquence Doppler des signaux radar météorologique en présence de fouillis de sol lorsque seulement un petit nombre d'échantillons est disponible pour le traitement de l'information. Cet estimateur a été considéré comme une généralisation de l'estimateur Pulse Pair, et il peut donner des résultats satisfaisants dans la résolution des signaux météorologiques de fouillis de sol pour un SNR supérieur à 20 dB. Quand à la méthode basée sur la décomposition en sous espace Minimum Norm (MN), introduit par Chen et al. , a été appliquée pour un SNR plus faible (<10 dB).

En 1995, Chen et al ; on introduit l'algorithme de résolution MUSIC (Multiple Signal Classification) pour estimer le décalage Doppler. Le défi ne consistait pas seulement à prouver que MUSIC est applicable aux signaux radar météo qui sont affectés par un bruit multiplicatif, mais aussi à montrer que MUSIC est robuste lorsque le bruit additif est corrélé.

En 2001, Boyer et al ont présenté des résultats d'estimation du moment spectral d'ordre zéro de l'écho radar doppler par la méthode MUSIC, qui a souligné une très bonne résolution.

Fukue T et Hamada N, en proposé, en 2003, d'appliquer l'algorithme MUSIC aux sorties de filtres Doppler comprenant des filtres miroir en quadrature pour l'estimation de l'angle de direction de cibles mobiles car il est important de distinguer plusieurs cibles qui sont couverts par un faisceau provenant de la même antenne radar. Il est également important de mesurer la position de chaque cible. Les expériences numériques montraient que la méthode MUSIC peut estimer les angles de cibles mobiles à haute vitesse, même pour des objectifs cohérents et sous faible rapport signal-sur-bruit.

1.3. Organisation du mémoire

On présentera dans le chapitre 2, quelques phénomènes météorologiques nuisibles et dangereux pour l'aviation.

Dans le chapitre qui suit, on consacrera un volet résumant les notions fondamentales sur les radars météorologiques Doppler, le moyen utilisé pour prévenir et détecter ces phénomènes météorologiques, ainsi le traitement du signal radar passant par les propriétés statistiques de l'écho radar.

Puis on détaillera, dans le chapitre 4, les méthodes classiques Pulse Pair et Fourier pour l'estimation des moments spectraux.

Dans le chapitre 5, on proposera l'application des algorithmes haute résolution basés sur la décomposition en sous espace, MUSIC et Minimum-Norm, pour l'estimation des moments spectraux, vitesse radiale moyenne Doppler et largeur spectrale des vitesses.

Dans le dernier chapitre, on considérait une application de ces algorithmes cités dans les chapitres précédents, sur des échos radar diffusés par des perturbations météorologiques, pour estimer les moments spectraux d'ordre 1 et 2. La première validation se fera sur des données générées par une routine proposée par ZRNIC et la deuxième se fera sur des données réelles donnant une information sur une pluie suivie de rafale de vent, aux alentours de l'aéroport de Memphis, en 1997.

Finalement, on récapitulera, dans la conclusion, les différentes méthodes proposées dans ce mémoire, les différentes perspectives d'amélioration possible ainsi que de nouvelles pistes d'exploration seront mises en relief.

CHAPITRE 02

PHENOMENES METEOROLOGIQUES DANGEREUX POUR L'AVIATION

2.1. Introduction

Tout au long de son histoire, l'aviation est restée intimement liée à la météorologie. Il y a eu des avancées technologiques de toutes sortes - de meilleurs avions, des systèmes de navigation aériens améliorés et un programme de formation des pilotes systématisé - mais la météorologie continue d'être un élément de premier plan.

Dans le monde de l'aviation, les mots conditions météorologiques ne désignent pas seulement « ce qui est en train de se produire » mais aussi « ce qui va se produire durant le vol ». Dépendant de l'information qu'il reçoit, le pilote choisira d'entreprendre ou d'annuler son vol.

Dans cette partie, on présentera quelques phénomènes qui peuvent nuire à l'évolution des aéronefs en vol.

2.2. Phénomènes Météorologiques

2.3.1. Météores

On appelle « météores » des phénomènes autres que les nuages qui peuvent apparaître au niveau du sol (gelée blanche, chasse-poussière ou chasse-sable) ou dans l'atmosphère jusqu'au niveau de ses couches les plus élevées (aurores polaire) [2].

Les météores ont été classés en quatre groupes, selon leur constitution (eau liquide ou solide, poussière, sable...) et des conditions de leur formation (phénomènes lumineux nécessitant la présence simultanée du soleil ou de la lune et des nuages, etc....) :

- Les hydrométéores, constitués par de l'eau sous les phases liquide ou solide (pluie, bruine, neige, grêle, givre...).

- Les lithométéores, constitués par des particules solides (glace exceptée), principalement de poussière ou de sable, mais également de sel marin, de particules produites par les combustions (brume sèche, fumée, chasse-poussière...).
- Les photométéores, se rapportant à des phénomènes lumineux qui ne sont pas liés à des décharges électriques (arc-en-ciel, mirage, halo...).
- Les électrométéores, comprenant les manifestations électriques de l'atmosphère (orage, feu Saint-Elme, aurore polaire).

2.3.2. Vent

Le vent est une grandeur vectorielle tridimensionnelle mais, pour les besoins météorologiques courants, on ne s'intéresse qu'à sa projection sur un plan horizontal. En un point donné, le vecteur vent est la somme d'un vecteur à peu près stable représentant l'écoulement moyen de l'air (vent moyen) et d'un vecteur soumis à des variations aléatoires rapides (rafales). [25]

La cause primaire du vent est un gradient de pression. L'air se déplace des zones de haute pression vers les zones de basse pression. La trajectoire des particules d'air est parallèle aux isobares.

Dans l'hémisphère nord, le vent tourne dans le sens des aiguilles d'une montre autour des centres de hautes pressions, et dans le sens inverse dans l'hémisphère sud.

Le vent est important en aéronautique. Il devient dangereux s'il est fort et turbulent. Il peut entraîner la perte de contrôle d'un avion en phase d'atterrissage ou de décollage. En altitude il peut induire une dérive s'il est de travers ou une surconsommation de carburant s'il est de face.

2.3.3. Cisaillement de vent

Le cisaillement de vent en basse altitude présente un risque extrême aux aéronefs durant le décollage et l'atterrissage.

L'Académie Nationale des Sciences a fait étudier par un comité la détection du cisaillement de vent, phénomène qui est considéré comme le plus grave danger en aviation [32].

L'Organisation Mondiale de la Météorologie définit le cisaillement de vent comme « une variation locale du vecteur ou d'une de ses composantes dans une direction déterminée ». Le vent, en chaque point de l'atmosphère, peut être décrit par un vecteur représentant sa force et sa direction.

Un cisaillement de vent correspond donc à une variation (ou gradient), en force et/ou direction de ce vent sur une distance courte, de l'ordre de centaine de mètres.

Le cisaillement peut être : [1]

- Vertical si les variations du vent (horizontal ou vertical) se font dans un plan vertical :

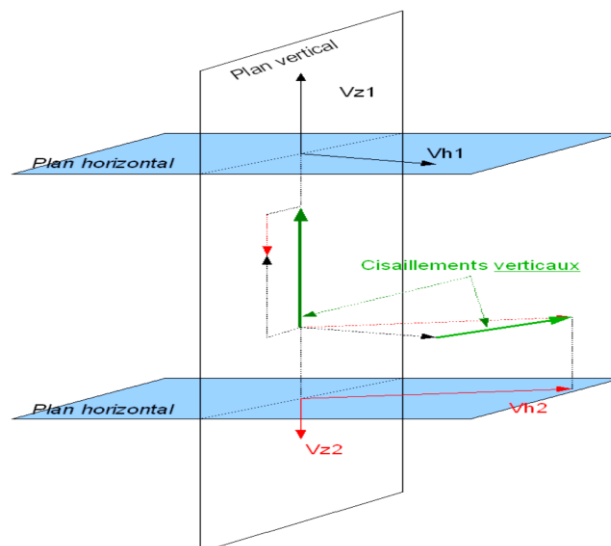


Figure (2.1) : Cisaillement vertical.

- Horizontal : si les variations du vent (horizontal ou vertical) se font dans un plan horizontal :

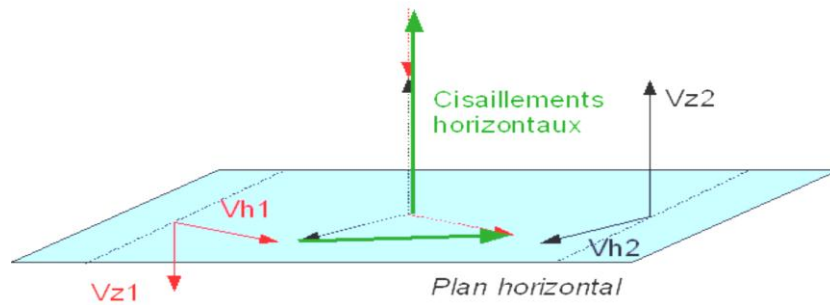


Figure (2.2) : Cisaillement horizontal.

Comme les deux schémas précédents le montre, le cisaillement vertical affectera donc un avion dont la trajectoire est verticale, c'est à dire en montée ou en descente. A l'inverse, un cisaillement horizontal affectera un avion en croisière par exemple. Evidemment, la complexité d'une masse d'air fait qu'un cisaillement n'est jamais purement horizontal ou vertical, et d'un point de vue purement aéronautique on décompose le cisaillement selon l'axe de la trajectoire de l'aéronef. [1]

Le cisaillement du vent est dangereux pour un avion pour plusieurs raisons. Les changements rapides de direction et vitesse du vent modifient la relation du vent à l'avion perturbant l'attitude normale du vol et les performances de l'avion. Par exemple, un vent arrière qui change rapidement à un vent de face va provoquer une augmentation de la vitesse et de performance. Inversement, quand un vent de face se transforme en vent arrière, la vitesse diminue rapidement et il y aura une diminution correspondante de la performance.

Un cisaillement important peut se produire quand un vent de surface soufflant le long d'une vallée diffère de beaucoup du vent qui souffle au-dessus de la vallée. Des changements de direction de 90° et des changements de vitesse de 25 nœuds sont assez courants en terrain montagneux.

Les courants ascendants et les courants descendants produisent aussi un cisaillement. Un brusque courant descendant a pour effet de réduire brièvement l'angle d'attaque de l'aile, ce qui diminue la portance. Un courant ascendant

augmente l'angle d'attaque de l'aile et, du même coup, la portance, mais il y a alors un risque que l'angle d'attaque dépasse l'angle de décrochage.

2.3.4. Trombes et tornades

On appelle trombe un cône nuageux se présentant le sommet dirigé vers le bas, tournant avec une très grande rapidité autour de son axe qui peut être vertical ou incliné ; il pend sous la base d'un nuage et atteint souvent la surface de la terre ; on observe aussi au dessus de grandes surfaces d'eau une masse d'écume appelée « buisson », aspirée par le mouvement tourbillonnaire qui accompagne la trombe.

Les trombes se forment le plus souvent au dessous de la base de gros cumulonimbus ; elles ne sont pas toujours accompagnées de manifestations orageuses.

Les tornades sont de véritables « trombes » terrestres, dont les dimensions peuvent atteindre à la partie inférieure 100 à 200 m de diamètre. Le mouvement tourbillonnaire des tornades est extrêmement rapide et peut aller jusqu'à 40 à 50 m à la seconde, et parfois même 100m/s. [2]

Elles sont plus étendues en hauteur qu'en largeur ; il règne en leur centre une forte dépression et se produisent surtout par temps chaud et orageux et l'on a pu démontrer qu'elles se forment sur des lignes de grains.

Les tornades très fréquentes dans le Sud des Etats-Unis, sont assez fréquentes en Afrique (région de front intertropical), plus rares en Europe. Leur sens de rotation difficile à observer ne semble pas être toujours le même ; le sens de rotation cyclonique (en sens inverse des aiguilles d'une montre) est prépondérant. Elles se déplacent à une vitesse moyenne de 50 km/h, en produisant des dégâts parfois terribles.

Il est évident qu'il vaut mieux pour un avion, éviter ces phénomènes ; lorsqu'il est impossible d'y échapper, il semble préférable, si on ne peut les survoler, de traverser les trombes ou les tornades à une altitude voisine de 2500m plutôt que de rester sous leur base [2].

2.3.5. Orages et grains

Les orages proprement dits ont lieu dans les régions tempérées, principalement pendant les périodes chaudes de l'année, dans les régions équatoriales et tropicales principalement pendant les saisons pluvieuses dès que la convection et l'instabilité verticale réunies, sont suffisamment fortes pour que les Cumulus évoluent jusqu'à former des Cumulonimbus, encore plus développés verticalement que dans le cas des grains ; ils sont accompagnés d'éclairs et de tonnerre ou des deux à la fois et de précipitations du même type que celles des grains.

Les grains sont avant tout caractérisés par une augmentation importante et brusque de la vitesse du vent (d'au moins 8 m/s) ; ils sont en général accompagnés d'un changement non moins brusque dans la direction du vent (saute de vent) et d'averses de pluie, de neige, de grêle ou de grésil et parfois de tonnerre ou d'éclairs ; ils se produisent, en toutes saisons, soit dans la partie postérieure des systèmes nuageux dépressionnaires ou sur les front froids des perturbations extratropicales, soit dans les zones d'instabilité des basses altitudes.

Les orages et les grains sont dangereux par suite des manifestations électriques, de la turbulence violente dont les nuages qui les provoquent, les cumulonimbus, sont le siège, de la grêle et du givrage violent fréquents au sein des nuages, de la grande extension verticale de ceux-ci. [2]

2.4. Conclusion

Il existe plusieurs phénomènes météorologiques dangereux qui présentent un danger à la sécurité des aéronefs dans les trois phases de vol, et désormais celles qui se présentent lors des phases d'approches et du décollage s'avèrent fatales et conduisent à une série d'accidents mortels.

Ainsi, les météorologistes utilisent, les données produites par les radars météorologiques Doppler pour fournir des prévisions plus précises de vent, de grêle, de pluies verglaçantes, de pluies abondantes, de neige ou de tempêtes. Ce qui permet de présenter un bulletin météo spécial pour faire évacuer les zones à risques relativement longtemps à l'avance et informer les organismes concernés,

et donc d'éviter des catastrophes naturelles qui pourraient coûter la vie à de nombreuses personnes.

C'est dans ce cadre qu'on a jugé important de présenter dans ce chapitre, quelques phénomènes liés à la météorologie qui sont dangereux pour l'aviation et la connaissance de ces derniers est essentielle pour notre étude.

CHAPITRE 03

RADAR METEOROLOGIQUE DOPPLER

3.1. Historique

RADAR, contraction de Radio Detection And Ranging, un instrument développé pour, le positionnement, la mesure de la vitesse ainsi que la détection de la direction des aéronefs. Il a été utilisé avec succès durant la deuxième guerre mondiale, il a prouvé son utilité dans de nombreux domaines d'applications tels que la météorologie, l'espace, le contrôle du trafic aérien, la volcanologie ou le contrôle de vitesse des automobiles. Au début, les échos météorologiques ont été considérés comme bruit ou des signaux non désirés pour l'utilisation du radar. Toutefois, lorsque les prévisionnistes ont eu bien assimilé cette technologie, ces perturbations sont devenues l'objet d'investigations des radars [4].

David Atlas est l'un des pionniers de la météorologie radar, ses travaux étaient développés pour le compte de l'armée de l'air Américaine pour plus tard avec le Massachusetts Institute of Technology. Il a participé à des premiers radars météorologiques opérationnels.

Entre 1950 et 1980, les différents services de météorologie à travers le monde construisent des radars météorologiques pour suivre la précipitation par sa réflectivité. En 1957, le National Weather Service introduit le WSR-57, leur premier radar conçu exclusivement pour la détection des précipitations.

Entre 1980 et 2000, les réseaux de radars météorologiques se généralisent en Amérique du Nord, en Europe, au Japon et dans certains autres pays. Les radars conventionnels sont remplacés par des radars pouvant détecter non seulement l'intensité des précipitations mais également leur vitesse de déplacement (effet Doppler). Aux États-Unis, l'implantation de ces radars de longueur d'onde de 10 cm appelé NEXRAD ou WSR-88D commencent.

Après 2000, les recherches qui ont été effectuées sur la double polarisation du signal radar commencent à trouver des applications pratiques dans la détection du type de précipitations.

Des recherches sont en cours depuis 2003 pour utiliser des antennes réseau à commande de phase assemblés en radar tridimensionnel à balayage électronique pour remplacer le sondage mécanique en balayage électronique, donc plus rapide.

3.2. Introduction

La distinction majeure entre un radar météorologique et d'autre type de radar est liée à la nature des cibles.

Les cibles météorologiques sont distribuées dans l'espace et occupent une large fraction des cellules de résolution observées par le radar.

Le radar météorologique Doppler est utilisé pour détecter, traiter, distribuer et mettre en évidence les données météorologiques dans une large étendue. La technologie doppler ouvre de nouvelles portes dans l'intérêt du développement du radar météorologique et améliore ses performances de façon considérable.[8]

Il est capable d'acquérir des informations sur les phénomènes météorologiques tels que la direction, la distance de ceux-ci par rapport au radar, la vitesse et d'autres paramètres. Ainsi, il peut repérer les précipitations, calculer leur déplacement et déterminer leur type (pluie, neige, grêle, etc.). La structure tridimensionnelle des données obtenues permet également d'inférer les mouvements des précipitations dans les nuages et ainsi de repérer ceux qui pourraient causer des dommages. Enfin, les précipitations servant de traceurs, on peut en déduire, grâce à elles, la direction et la vitesse des vents dans la basse atmosphère.

3.3. Généralités

Le radar météorologique est un système électromagnétique de détection et de localisation des objets. Il fonctionne en émettant une onde de forme particulière, et en détectant l'écho de cette onde provenant du volume

rétrodiffusant. Il fournit des renseignements quantitatifs et qualitatifs sur les propriétés du milieu diffusant avec une très bonne résolution spatio-temporelle.

Le radar météorologique Doppler présente non seulement toutes les caractéristiques du radar météorologique normal, c'est-à-dire qu'il permet d'évaluer l'intensité des perturbations et la distance à laquelle elles se trouvent, mais en plus de cela, les radars météorologiques Doppler peuvent aussi mesurer leur vitesse et l'orientation de leur mouvement.

Un radar météorologique Doppler est constitué (figure 3.2) d'une antenne parabolique, d'un système d'émission-réception et d'un ordinateur. L'antenne est équipée de plusieurs moteurs destinés à l'orienter verticalement et horizontalement, ainsi que d'un radôme : enveloppe sphérique qui assure la protection de l'ensemble contre les intempéries et les forts coups de vent (figure 3.1). Le calculateur assure le contrôle du radar à distance, l'acquisition des données, ainsi que le traitement du signal [5].



Figure 3.1: Radar météorologique Doppler WSR-88D

3.1. Application des radars météorologique doppler

Il existe essentiellement deux sortes d'applications directes du radar Doppler : la correction des échos de sol et la détection des structures météorologiques dangereuses. [12]

- Echos sol

La connaissance de la vitesse radiale est très utile pour différencier les cibles météorologiques des échos de sol (aussi appelés échos fixes). En effet, la

vitesse radiale associée à un écho de sol étant théoriquement nulle, tous les échos ayant une vitesse radiale non nulle peuvent être identifiés sans ambiguïté comme des échos météorologiques, biologiques (oiseaux) ou anthropiques (avions).

En pratique, il y a essentiellement deux philosophies qui consistent, l'une à décider, pour chaque point de mesure, s'il s'agit d'un écho de sol ou d'une cible météorologique, l'autre à soustraire, pour chaque point de mesure, la contribution éventuelle de l'écho de sol. La première stratégie (identification) est souvent mise en œuvre au travers d'un arbre de décision combinant différents critères : caractéristiques de l'écho de sol, tels qu'une vitesse radiale petite, une réflectivité forte, un faible écart type du signal, une certaine proximité du sol, etc.

La seconde approche (élimination) consiste à appliquer, en temps réel, aux spectres Doppler obtenus dans chaque porte de distance un filtre coupe-bande centré sur la raie de vitesse Doppler nulle.

- Les structures météorologiques dangereuses

Les données de vitesse radiale sont aussi extrêmement précieuses en tant que données d'entrée pour des algorithmes de détection et de suivi de structures météorologiques potentiellement dangereuses, telles que les vents de rafale, les tourbillons de moyenne échelle, les tornades, les rafales descendantes ou les zones de cisaillement de vent. Toutes ces structures ont en général des signatures très nettes sur la vitesse radiale mesurée à proximité du radar.

3.3.2. Schéma block du radar

Le système radar, comme tout autre système électronique complexe, est composé de plusieurs sous-systèmes et un grand nombre de circuits individuels. Bien que les systèmes radar soient très complexes, on peut facilement comprendre leurs opérations en se référant à un schéma bloc basic.

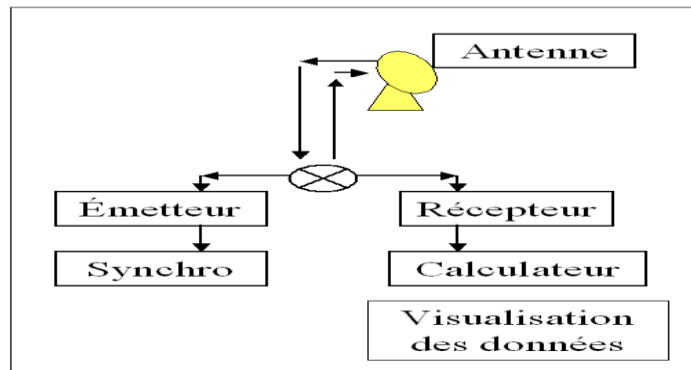


Figure (3.2) : schéma block basic du radar

Les parties de ce schéma block sont décrites ci-dessous :

3.3.2.1. Émetteur

La source des microondes EM émises par le radar est l'émetteur. Il produit des impulsions très brèves de forte puissance à intervalles réguliers, qui quitte l'antenne radar et se propage dans l'atmosphère.

L'émetteur utilise une série d'impulsions de temporisation à un taux établissant la PRF (fréquence de répétition des impulsions).

La puissance requise est obtenue grâce à un oscillateur générant des impulsions RF de très haute puissance (magnétron) ou un amplificateur de puissance, généralement un klystron qui reçoit des impulsions bas niveau générées par un oscillateur local commandé par un modulateur.

Le modulateur qui constitue la partie active de l'émetteur. Il permet de stocker l'énergie pendant les périodes séparant deux émissions successives et de la restituer pendant le temps très bref de l'émission du radar.

Une fois que l'onde est produite, le guide d'onde est chargé de l'amener vers l'antenne avec une perte du signal la plus faible possible.[5]

3.3.2.2. Synchroniseur

La synchronisation est le cœur même du système radar, elle délivre les signaux de base qui définissent les instants d'émission et divers signaux annexes

nécessaires aux opérations en temps réel. Son élément de base est une horloge de très grande stabilité à partir de laquelle sont engendrés les signaux.[5]

3.3.2.3. Antenne

C'est l'élément qui connecte le radar avec le monde extérieur [6]. C'est le dispositif qui permet de transmettre l'énergie qui va être propagé dans l'atmosphère ensuite collecter l'énergie reçue des échos.

Elle accomplit plusieurs tâches :

- Concentrer l'énergie émise ce qui la rend directive et avec un faisceau de bande étroite.
- Recueillir l'énergie des échos réfléchis des cibles.
- Fournir des mesures de la direction angulaire de la cible.
- Observer le volume de l'espace désiré.

Elle peut être double : une antenne pour l'émission et une pour la réception, mais il est plus pratique d'utiliser une seule antenne à laquelle on associe un duplexeur.

3.3.2.4. Duplexeur

Le duplexeur commute alternativement l'antenne entre l'émetteur et le récepteur. Cette commutation est nécessaire car les impulsions de haute puissance de l'émetteur détruiraient le récepteur au cas où elles atteindraient le récepteur.

3.3.2.5. Récepteur

Le récepteur est désigné pour détecter, filtrer, amplifier et digitalisé les échos transmis au radar de manière à fournir la meilleure résolution et distinction entre les échos désirés et indésirés (Clutter).

Le récepteur superhétérodyne à changement de fréquence est presque toujours employé dans les systèmes de radar. Les signaux de l'antenne entrent dans le récepteur par l'intermédiaire du duplexeur. Un amplificateur à faible bruit est habituellement le premier étage du récepteur.

Le signal amplifié est appliqué au mélangeur (mixer). La fonction de cet étage est de convertir l'énergie reçue en fréquence intermédiaire (FI) plus basse afin de faciliter l'amplification et la détection ultérieure. La fréquence intermédiaire est habituellement de 30 ou 60 MHz. Le mélange se fait avec un signal sinusoïdal généré par un oscillateur local.

Après conversion à la fréquence intermédiaire, le signal est amplifié dans plusieurs étages FI. La largeur de bande globale du récepteur est déterminée par la largeur de bande du filtre FI. La sortie de l'ampli FI est appliquée ensuite à un détecteur puis amplifiée.

La plupart des systèmes radar utilisent un circuit de commande (CAF) automatique de fréquence pour corriger les dérives éventuelles de fréquence de l'oscillateur local grâce à une boucle d'asservissement.

Un autre circuit de contrôle automatique de gain (CAG) est utilisé pour contrôler le gain des amplificateurs afin que le niveau à la sortie du détecteur reste constant quel que soit les variations du signal d'entrée.

Les différents systèmes de réception peuvent varier d'un type à un autre en fonction du type de mélangeur, de détecteur, d'oscillateur local et du nombre d'étages d'amplification. Cependant, le récepteur est toujours conçu pour avoir le plus faible bruit possible et un gain suffisant.

3.3.3. Domaine Fréquentiel des radars météorologiques Doppler

Les radars météorologiques Doppler peuvent travailler avec une variété de bande de fréquences.

Ainsi, la classification peut être faite en se basant sur les bandes de fréquences comme suit [8] :

3.3.3.1. Radar à bande L

Ces radars à bande L travaillent avec une longueur d'onde allant de 15 à 30 cm et une bande de fréquence de 1-2 GHz. Ce type de radars est utilisé pour des études sur la turbulence en air clair.

3.3.3.2. Radar à bande S

La bande de fréquence des radars à bande S est de 2-4 GHz ce qui est équivalent à des longueurs d'ondes de 8-15 cm.

A cause de la fréquence et de la longueur d'onde, les radars à bande S ne sont pas facilement atténués. Ce qui les rend très utilisables pour les observations proches et lointaines, ainsi ils sont utilisés pour les mesures des chutes de pluie, vent et des cyclones tropicaux.

L'inconvénient majeur de ce type de radars est la dimension de l'antenne (plus de 8m de diamètre) qui est très grande, et la puissance d'émission (supérieure à 750 KW).

3.3.3.3. Radar à bande C

Ces radars fonctionnent avec une longueur d'onde variant de 4 à 8 cm et une fréquence de 4-8 GHz.

Contrairement aux radars à bande S, les radars à bande C ne nécessitent pas une antenne de grande dimension et une grande puissance de transmission (jusqu'à 270KW). La dimension de l'antenne permet aux radars d'être transportés.

Le signal est plus facilement atténué, donc, ce type de radars est favorable pour des observations météorologiques à de courtes distances.

3.3.3.4. Radar à bande X

Ce type de radar est plus sensible et peut détecter des particules encore plus petites comme les gouttelettes d'eau dans les nuages, les bruines ainsi les précipitations de neige..., vu que la longueur d'onde des signaux qu'il émet est petite (2.5-4 cm) et la bande de fréquence est 8-12 GHz.

Le signal provenant des radars à bande X s'atténue plus facilement, c'est pour cela qu'ils sont utilisés pour la détection à courte distance.

3.4. Principe de fonctionnement du radar météorologique

Le radar émet des impulsions de forte puissance et de courte durée (quelques microsecondes) à des intervalles réguliers. Ces ondes se déplacent à la vitesse de la lumière et lorsqu'elles rencontrent un obstacle particulier (pluie,

neige, relief ou bâtiment), elles sont rétrodiffusées dans toutes les directions. Une partie de ce signal est rétrodiffusé vers l'antenne du radar qui fonctionne aussi comme un récepteur [5].

Comme illustré sur la figure (3.3), le décalage temporel Δt entre l'émission du signal radar et la réception du signal provenant de l'écho permet de calculer la distance r parcourue par l'onde pour faire un trajet aller-retour. C'est ce qui permet de connaître les emplacements des cibles autour du radar avec : $r = \frac{c\Delta t}{2}$

Où c est la vitesse de la lumière.

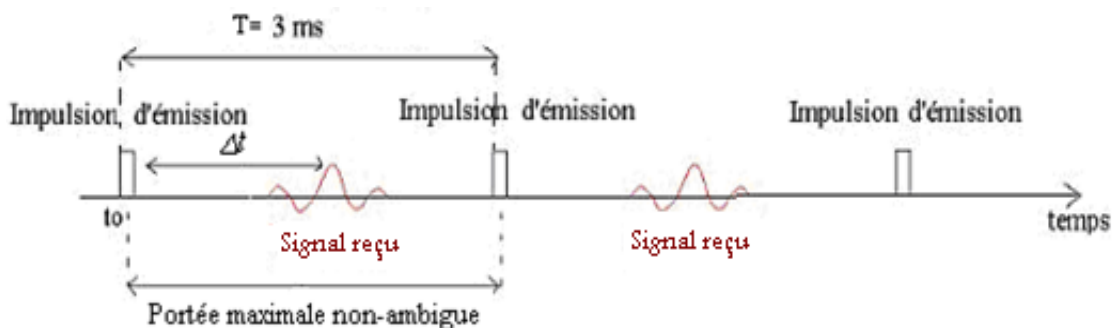


Figure (3.3): Schéma représentant l'impulsion d'émission et de réception d'un signal radar.

Le radar émet avec un angle d'élévation (« site » noté ϕ) et dans un azimut (noté θ). Dès que les signaux émis rencontrent un obstacle à une distance r du radar, ils sont renvoyés vers l'antenne du radar. Pour simplifier, on considère que ces ondes se déplacent en ligne droite, comme c'est illustré sur la figure (3.4), mais les trajectoires sont en réalité légèrement courbées sous l'effet des gradients de l'indice de réfraction [5].

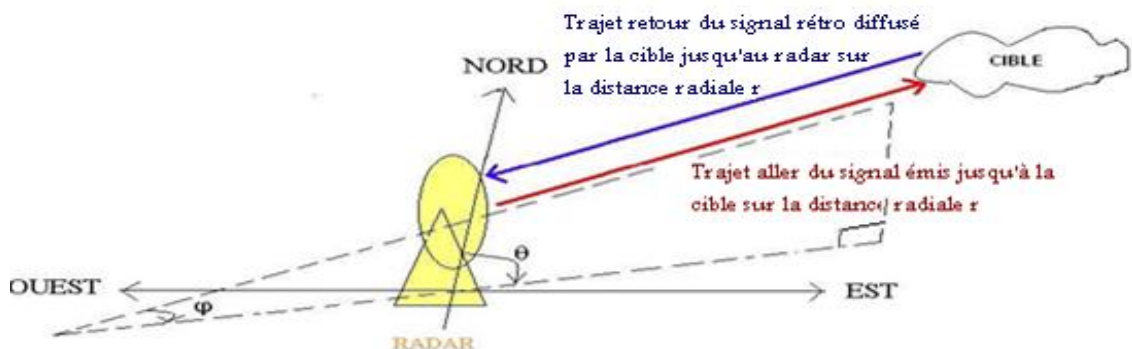


Figure (3.4): Géométrie du faisceau d'un radar conventionnel.

3.5. Effet Doppler

Quand la cible peut être considérée par un point matériel et l'environnement est un espace libre, la relation entre la distance R et le retard τ est écrite [9]

$$R = 0.5C_p\tau \quad (3.1)$$

Où : C_p est la vitesse de propagation.

Le factor 0.5 est due au fait que le signal radar traverse la distance R deux fois (aller-retour). L'équation (3.1) est juste une approximation. Dans les basses altitudes, la vitesse C_p n'est pas constante mais change avec le changement d'altitude.

L'effet Doppler est développé en se basant sur la figure (3.5), comme suit :

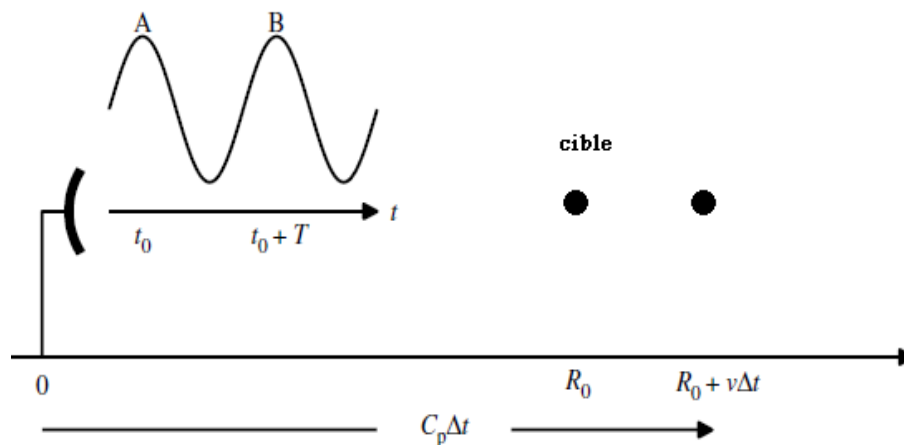


Figure (3.5) : Timing dans une scène Doppler

Le pic A débute à $t = t_0$, quand la cible est à la distance R_0 du radar, durant que la cible avance, une distance s'additionne, d'où

$$C_p\Delta t = R_0 + v\Delta t \quad (3.2)$$

Où R_0 est la localisation de la cible quand le pic A quitte le radar ($t = t_0$), Δt le temps de parcours du pic A jusqu'à la cible et $v\Delta t$ la distance parcourue par la cible durant Δt .

Réécrivant (3.2), le temps de parcours du signal est donné par [9]

$$\Delta t = \frac{R_0}{C_p - v} \quad (3.3)$$

Le moment t_1 où le pic A retourne au radar est donné par [9]

$$t_1 = t_0 + 2\Delta t = t_0 + \frac{2R_0}{C_p - v} \quad (3.4)$$

Une expression similaire peut être écrite pour le second pic B, qui quitte le radar T secondes après le pic A et retourne à t_2

$$t_2 = t_0 + T + \frac{2R_1}{c_p - v} \quad (3.5)$$

Où R_1 est la localisation de la cible quand le pic B quitte le radar ($t = t_0 + T$), t_2 est le temps de retour du pic B au radar, et T est la période de transmission de l'onde.

Notant que R_1 de l'Eq (3.5) peut être écrite

$$R_1 = R_0 + vT \quad (3.6)$$

La période de l'onde reçue T_R est égale à la différence entre les temps d'arrivés des deux pics :

$$T_R = t_2 - t_1 = t_0 + T + \frac{2(R_0 + vT)}{c_p - v} - \left(t_0 + \frac{2R_0}{c_p - v} \right) = T \frac{c_p + v}{c_p - v} \quad (3.7)$$

Le rapport entre la période du signal reçu et transmis est

$$\frac{T_R}{T} = \frac{c_p + v}{c_p - v} \quad (3.8)$$

Et le rapport entre les fréquences correspondantes est

$$\frac{f_R}{f_0} = \frac{c_p - v}{c_p + v} = \frac{1 - v/c_p}{1 + v/c_p} \quad (3.9)$$

En accommodant la fréquence reçue

$$f_R = f_0 \frac{1 - v/c_p}{1 + v/c_p} \quad (3.10)$$

Dans la propagation des ondes électromagnétiques (contrairement aux ondes acoustiques), les vitesses des cibles attendues sont toujours très faibles par rapport à la vitesse de propagation, $v \ll c_p$, en faisant une approximation

$$\frac{1}{1 + v/c_p} = 1 - \frac{v}{c_p} + \frac{v^2}{c_p^2} - \dots \quad (3.11)$$

En substituant (3.11) dans (3.10) on obtient

$$\begin{aligned} f_R &= f_0 \left(1 - \frac{v}{c_p} \right) \left(1 - \frac{v}{c_p} + \frac{v^2}{c_p^2} - \dots \right) \\ f_R &= f_0 \left(1 - \frac{2v}{c_p} + \dots \right) \approx f_0 \left(1 - \frac{2v}{c_p} \right) \end{aligned} \quad (3.12)$$

En réécrivant (3.12), on aura :

$$f_R \approx f_0 - \frac{2v}{c_p/f_0} = f_0 - \frac{2v}{\lambda} \quad (3.13)$$

Où λ est la longueur d'onde du signal transmis.

L'effet doppler est donné par [9]

$$f_D = f_R - f_0 \approx -\frac{2v}{\lambda} \quad (3.14)$$

3.6. Ambiguïté de portée et de vitesse

Le radar météorologique doppler utilise une séquence d'impulsions pour mesurer la réflectivité radar et les caractéristiques doppler.

L'ambiguïté de vitesse est le fait de pouvoir assigner différentes valeurs à la vitesse radiale pour une fréquence Doppler donnée. C'est le résultat du caractère périodique du spectre du signal.

La portée non ambiguë est définie comme étant la distance maximale à partir de laquelle le signal réfléchi d'une impulsion est reçu avant la transmission de l'impulsion suivante.

La fréquence doppler non ambiguë (fréquence de Nyquist) pour une PRF fixe est donnée par [6]:

$$f_{Nyq} = \pm PRF/2 \quad (3.15)$$

Où PRF est la fréquence de répétition de l'impulsion (Pulse Repetition Frequency).

L'intervalle de portée non ambiguë est donné par :

$$R_a = \frac{c}{2PRF} \quad (3.16)$$

Et le produit $f_{Nyq} et R_a$

$$f_{Nyq} R_a = \frac{c}{4} \quad (3.17)$$

Comme l'effet doppler et la vitesse radiale de la cible sont linéairement dépendant, la vitesse non ambiguë et la fréquence de Nyquist sont liées par :

$$V_a = \frac{\lambda}{2} f_{Nyq} \quad (3.18)$$

Ce qui conduit à

$$V_a R_a = \frac{\lambda c}{8} \quad (3.19)$$

C'est ce qu'on appelle le dilemme Doppler. Ce dilemme est provoqué par des restrictions physiques basées sur les lois de la nature. Une des façons du radar WSR-88D de gérer ce dilemme est de fonctionner à des PRF variables, collectant l'information de réflectivité à des basses PRF et des informations de vitesse à des hautes PRF. Les deux ensembles sont comparés et traités pour estimer les vraies vitesses et portées radiales [7].

3.7. Equation du radar pour des cibles météorologique

L'équation du radar exprime la relation entre la puissance transmise (P_t) et la puissance réfléchi par la cible et reçue par le radar (P_r) en termes de caractéristiques du radar et la distance entre l'émetteur et la cible.

La puissance reçue P_r d'une cible peut être dérivée de n'importe quelle variété d'expressions qui sont applicable au radar en général [6] [23][26][32]. Pour une cible, la forme la plus simple dérivant la puissance reçue est donnée par :

$$P_r = \frac{\beta\sigma}{r^4} \quad (3.20)$$

Où β est une constante qui dépend des paramètres du système radar (puissance transmise par le radar P_t , le gain de l'antenne G et la longueur d'onde λ), r est la distance entre la cible et le radar et σ est la surface équivalente radar de la cible.

Les cibles météorologiques telles que, les gouttelettes de pluie, neige ou grêle..., sont distribuées dans un volume d'atmosphère. Les signaux rétrodiffusés par le volume des cibles distribuées et la somme des signaux réfléchis par chaque cible se trouvant dans ce volume, ce qui induit que le calcul de σ dans l'équation du radar est différent de celui d'une autre cible (aéronef, automobile...). [6]

Donc σ est écrite :

$$\sigma = \eta V \quad (3.21)$$

Où η est la réflectivité du radar en unité de la section de surface équivalente par unité de volume et V est le volume illuminé par le radar. L'expression de η est donnée par [6] :

$$\eta = \sum_{i=1}^N \sigma_i \quad (3.22)$$

Où N est le nombre de réflexions par unité de volumes et σ_i est la $i^{\text{ème}}$ surface équivalente réfléchie.

Les réflexions météorologiques sont des précipitations de forme sphérique.

L'énergie reçue par une onde plane heurtant des particules sphériques est fonction de la longueur d'onde λ , de l'indice de réfraction m de la particule et du rapport $2\pi\alpha/\lambda$, où α est le rayon de la particule sphérique [6].

Quand le rapport $2\pi\alpha/\lambda < 1$, l'approximation de Rayleigh [20], peut être appliquée, et devient [6]:

$$\sigma_i = \frac{\pi^5 |K|^2 D_i^6}{\lambda^4} \quad (3.23)$$

Où D_i est le diamètre de la $i^{\text{ème}}$ particule et K est le facteur diélectrique complexe.

Aux températures comprises entre 0° et 20°C , $|K|^2 \approx 0.197$ pour la phase glaciale de l'eau et $|K|^2 \approx 0.93$ pour la phase liquide.

L'équation (3.22) est écrite comme suit

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 \sum_{i=1}^N D_i^6 \quad (3.24)$$

3.7.1. Facteur de réflectivité radar

L'écho de retour réfléchi par les cibles est également analysé pour son intensité afin d'établir le taux de précipitation dans le volume sondé. On utilise une longueur d'onde radar entre 1 et 10 cm afin que le retour agisse selon la loi de Rayleigh, c'est-à-dire que l'intensité de retour est proportionnelle à une puissance du diamètre des cibles en autant que celles-ci (pluie, flocons, etc.) soient beaucoup plus petites que la longueur d'onde du faisceau radar. C'est ce qu'on nomme la réflectivité (Z).

Et on définit le facteur de réflectivité radar [6] :

$$Z = \frac{\sum_i^N D_i^6}{\Delta V} \quad (3.25)$$

Les dimensions des diamètres des particules D_i sont en millimètres et on considère que la somme prend place dans une unité de volume de 1m^3 . Par conséquent, l'unité conventionnelle de la réflectivité Z est donnée en (mm^6/m^3) .

Si le faisceau radar est rempli de réflexions, le volume illuminé V est approximativement donné par [6]:

$$V \approx \frac{\pi\phi\theta c\tau r^2}{8} \quad (3.26)$$

Tels que θ et ϕ sont l'azimut et l'élévation du faisceau radar, c est la vitesse de la lumière et τ est la durée de l'impulsion du signal radar.

3.7.2. Equation de la puissance reçue

En combinant les équations (3.21), (3.24) et (3.26) et les substituant dans (3.20) on obtient

$$P_r = \frac{\beta\pi^6\theta\phi c\tau|K|^2}{8r^2\lambda^4} Z = \frac{\beta'Z}{r^2} \quad (3.27)$$

Cette équation illustre que pour des cibles météorologiques distribuées, la puissance reçue est :

- fonction seulement de β' (une constante qui dépend des paramètres du système radar).
- Proportionnelle au facteur de réflectivité radar Z .
- Inversement proportionnelle à r^2 .

Le gain de l'antenne n'est pas uniforme au dessus de la largeur du faisceau, et en supposant que ce gain est uniforme cela peut conduire à des erreurs dans le calcul de Z .

Donc, on assume une forme gaussienne du faisceau de l'antenne et on peut dériver l'équation de la puissance reçue :

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \theta \phi c \tau}{1024 \ln 2 r^2 \pi^2} \sum_{i=1}^N \sigma_i \quad (3.28)$$

En substituant les Esq. (3.22) (3.26) et (3.27) dans (3.28), la puissance reçue peut être exprimé en fonction du factor de réflectivité radar Z et la distance r comme suit :

$$P_r = \frac{P_t G^2 \theta \phi c \tau \pi^3 |K|^2 Z}{1024 \ln 2 r^2 \lambda^2} \quad (3.29)$$

L'équation (3.29) représente l'équation du radar pour des cibles météorologiques.

En supposant que toutes les particules diffusantes sont des gouttes d'eau, on définit le facteur de réflectivité Z , généralement exprimé en $m^6 \cdot m^{-3}$, et

directement calculable à partir de la puissance reçue donnée dans l'équation (3.29)

$$Z = \frac{1024 \ln 2 r^2 \lambda^2 P_r}{P_t G^2 \theta \phi c \tau \pi^3 |K|^2} \quad (3.30)$$

La réflectivité Z peut aussi être exprimée en dBZ . C'est une échelle logarithmique, nécessaire compte tenu de la dynamique des phénomènes à observer et de leurs intensités, elle est donnée par :

$$dBZ = 10 \log(Z) \quad (3.31)$$

Il est important de noter, que les valeurs de la réflectivité Z sont d'une grande importance en météorologie pour la détection du cisaillement de vent. La classification des microrafales en tant qu'humides ou sèches est plutôt quantitative car une microrafale avec une réflectivité de 25dBZ et plus est considérée comme humide, alors qu'une microrafale avec une réflectivité inférieure à 20dBZ est considérée comme sèche.

3.8. Traitement de signal

Le radar météorologique emploie un récepteur linéaire à plage dynamique élevée et un processeur digital pour extraire les informations nécessaires à partir de la puissance du signal reçue [8].

Afin de calculer ces éléments météorologiques nécessaires pour les bulletins météo, avertissements des phénomènes dangereux ou des activités opérationnelles, les trois premiers moments spectraux correspondant à la puissance reçue, la vitesse radiale moyenne et la largeur spectrale du spectre doppler doivent être estimés.

Keeler and Passarelli [13] ont reconsidéré les techniques d'estimation standard ainsi les erreurs pour l'estimation des moments spectraux. Pour des mesures de haute résolution, ces moments spectraux doivent être calculés à chaque porte de distance détecté par le radar et convertis en une information météorologique significative.

Le modèle gaussien de la densité spectrale de puissance d'un signal météorologique [11] est représenté par la figure (3.6) et peut être interprété dans ce qui suit.

La puissance reçue est le moment d'ordre zéro et elle est donnée par :

$$P_r = \int S(f)df = \int S(v)dv \quad (3.32)$$

Où f est la fréquence et v est la vitesse reliées par : $f = (2/\lambda)v$

La vitesse moyenne \bar{v} est exprimée par le moment d'ordre 1 du spectre :

$$\bar{v} = \frac{\int vS(v)dv}{\int S(v)dv} \quad (3.33)$$

La largeur spectrale du spectre σ_v est calculée à partir de la racine carrée du second moment central :

$$\sigma_v^2 = \frac{\int (v-\bar{v})^2 S(v)dv}{\int S(v)dv} \quad (3.34)$$

Les météorologistes décrivent le paramètre σ_v^2 comme étant la variance spectrale car sa computation est équivalente à la variance d'une variable aléatoire uniformément distribuée.

Le terme largeur spectrale σ_v est utilisé pour mesurer la dispersion des vitesses dans le volume de précipitation considéré [8] ainsi la déviation standard du spectre de vitesse. Il est clair, donc, de dire que le spectre doppler permet la mesure de paramètres météorologiques importants.

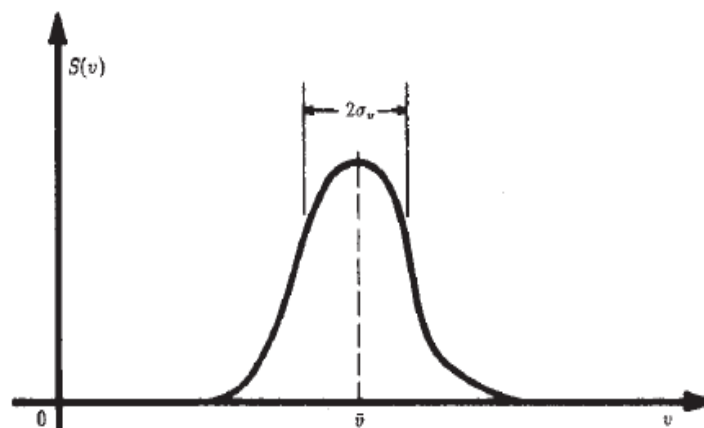


Figure (3.6) : Model gaussien de la puissance moyenne du spectre Doppler

Dans le cas général, la détection en quadrature de phase est utilisée pour obtenir les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe du signal complexe [6], le démodulateur I/Q qui se trouve au niveau de la chaîne de réception est le responsable de cette tâche.

Le démodulateur I/Q renvoie aux voies en quadrature, détecteur en quadrature, détecteur synchrone ou détecteur cohérent qui accomplit la conversion du signal, à la fréquence FI, en une représentation complexe $I + jQ$ centrée à la fréquence zéros.[6]

Les signaux en-phase (I) et en quadrature (Q) sont digitalisés en cellules de distances en utilisant des paires de convertisseur A/D qui fournissent une représentation du signal à la fréquence FI, en incluant la phase et l'amplitude sans perte d'information.

La série temporelle obtenue, pour chaque cellule de distance, est traitée en utilisant une grande variété d'algorithmes de traitement de signal qui font l'objet de notre étude et qu'on verra dans les chapitres qui suivent, permettant l'estimation des paramètres météorologiques significatifs.

3.9. Propriétés statistiques de l'écho radar

Pour un échantillon de tension V tel que $V(t) = I(t) + jQ(t)$, la densité de probabilité d'un signal complexe est donnée par [31]

$$f(V) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{|V|^2}{2\sigma^2}} = \frac{1}{2\pi} \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} \quad (3.35)$$

En décomposant $f(V)$ en deux fonctions on obtient

$$f(V) = f(a, \theta) = f(a) \cdot f(\theta)$$

Tel que

$$f(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (3.36)$$

$$f(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-\frac{a^2}{2\sigma^2}} \quad a > 0 \quad (3.37)$$

Ainsi, on peut voir que la distribution conjointe, $f(a, \theta)$, peut être écrite comme le produit des distributions (marginales) de l'amplitude (appelée densité de

Rayleigh) et de phase (densité uniforme), ce qui indique que l'amplitude et la phase sont indépendantes.

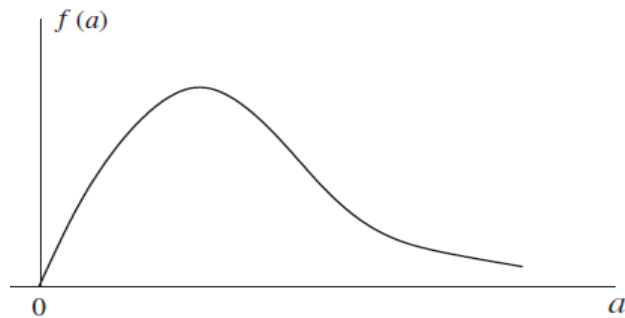


Figure (3.7) : Fonction de densité de probabilité de l'amplitude

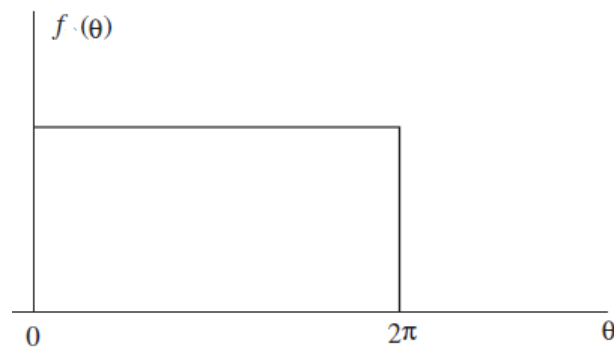


Figure (3.8) : Fonction de densité de probabilité de phase

De même, la fonction de densité de probabilité de la puissance P du signal peut être obtenue à partir de la transformation de variables, puisque la puissance du signal à un échantillon est $P_k = |V_k|^2$. Par conséquent, la fonction de densité de probabilité de la puissance du signal est donné par,

$$f(P) = \frac{1}{\sigma^2} e^{-\frac{P}{2\sigma^2}} \quad (3.38)$$

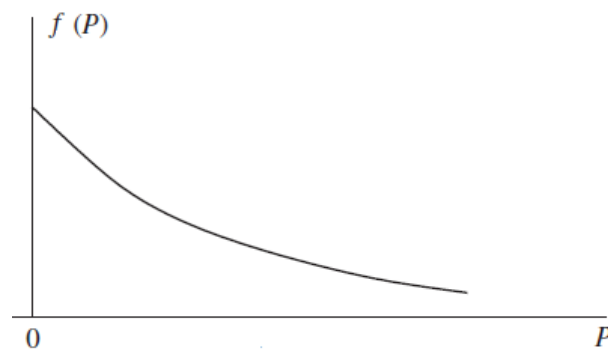


Figure (3.6) : Fonction de densité de probabilité de la puissance

3.10. Conclusion

Un des enjeux majeurs de la prévision météorologique, pour la décennie à venir, est la capacité à prévoir, de façon précise dans l'espace et le temps, l'occurrence et l'intensité des systèmes convectifs, dont les conséquences sont potentiellement considérables dans les domaines d'hydrologie, de l'aéronautique, des transports et de l'énergie.

On a constaté également, que l'application de la technologie Doppler aux radars météorologiques fournit des informations supplémentaires et très précises au sujet des perturbations atmosphériques et de leur évolution.

Dans ce chapitre nous avons rappelé les notions de base d'un radar météorologique Doppler: ses éléments constitutifs, son principe de fonctionnement, ainsi que le traitement de l'information reçue par le radar et ses propriétés statistiques afin de mettre en évidence les produits radar qui sont le but de notre étude.

CHAPITRE 4

ESTIMATION SPECTRALE AVEC LES METHODES CLASSIQUES

4.1. Introduction

L'analyse spectrale fournit un moyen statistique pour déterminer la distribution de l'énergie de la turbulence entre différentes fréquences qui, à leur tour, peuvent fournir des informations sur la distribution spatiale et d'échelle temporelle de turbulence.

L'écho pour chaque impulsion radar est démodulé et numérisées dans un grand nombre d'échantillons complexes (portes de distance dans la terminologie radar). Chaque index d'échantillon correspond à un temps de décalage spécifique à partir du début de l'impulsion du signal radar, de sorte que chaque échantillon représente l'énergie réfléchi. La série temporelle complexe d'échantillons à une porte de distance peut être donnée traitée avec des estimateurs classiques pour obtenir le spectre Doppler de l'écho météorologique, on peut citer deux estimateurs classiques : le premier dans le domaine temporel basé sur l'autocorrélation du signal reçu appelé « Pulse Pair » et le second dans le domaine spectral basée sur l'estimation de la densité spectrale de puissance appelé « Transformé de Fourier Rapide ».

4.2. L'estimation des moments du spectre de puissance doppler

Il est bien établi que les trois premiers moments de la densité spectrale de puissance Doppler ou le «spectre de puissance » sont directement liées aux paramètres désirés de base dans l'atmosphère: la réflectivité radar, la vitesse radiale, et largeur spectrale (Rogers et Chimère, 1960; Groginsky, 1966). [13]

Le signal stationnaire d'une cible ponctuelle à une distance R du radar, réfléchira la forme d'onde transmise après avoir été filtrée par le récepteur et sera donnée par :

$$Z(t, R) = Ae^{j2\pi f(t - \frac{2R}{c})}W\left(t - \frac{2R}{c}\right) \quad (4.1)$$

Où A est l'amplitude de la tension complexe et $W(t)$ est une fonction de pondération de distance qui dépend de la durée d'impulsion d'émission et la largeur de bande du récepteur (Doviak et Zrnic, 1984). [13]

Des cibles dans l'atmosphère sont composées de nombreux diffuseurs individuels, répartis sur tout le volume détecté. La forme d'onde reçue pour une cible particulière distribuée est alors une fonction échantillonnée d'un processus aléatoire qui produit l'écho atmosphérique. On désire estimer les caractéristiques moyennes de la cible aléatoire sur un ensemble de fonctions échantillonnées. Le vecteur somme de la tension complexe de l'ensemble des diffuseurs individuels est

$$z(t, R) = \sum_i A_i e^{j2\pi f_i \left(t - \frac{2R_i}{c}\right)} W\left(t - \frac{2R_i}{c}\right) \quad (4.2)$$

Où l'indice i représente la particule individuelle. Chaque particule a une amplitude de la tension complexe (A_i), une fréquence Doppler décalée (f_i), et une distance par rapport au radar (R_i). À n'importe quel instant d'échantillonnage donné pour la $k^{\text{ième}}$ impulsion du signal reçu, la forme d'onde peut être représentée dans le plan du signal complexe par un vecteur qui a une amplitude instantanée $|V_k(R)|$ et une phase instantanée $\theta_k(R)$ déterminée par un vecteur somme instantané des diffuseurs individuels. [13]

Le signal complexe est alors

$$z_k(R) = I_k(R) + jQ_k(R) \quad (4.3)$$

Où $I_k(R) = |V_k(R)| \cos \theta_k(R)$ est la composante en phase et $Q_k(R) = |V_k(R)| \sin \theta_k(R)$ est la composante en quadrature de phase (Rader, 1984). Ces expressions montrent que pour une polarisation spécifique reçue, seuls deux quantités sont mesurables, l'amplitude et la phase complexe. Toutes les autres grandeurs sont dérivées de ceux-ci sur la base de modèles physiques.

La densité spectrale de puissance est donnée par la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation $R_{zz}(\tau)$ [27]

$$S_z(f) = \mathfrak{F}\{R_{zz}(\tau)\} \quad (4.4)$$

Le spectre Doppler reçu représente la densité spectrale de puissance du signal reçu pour un volume de détection. Par ailleurs la puissance totale de l'écho, sans prendre en compte la puissance du bruit est donnée par la fonction du moment d'ordre zéro [27]:

$$P = \int S(v)dv \quad (4.5)$$

La vitesse moyenne ou le moment normalisé d'ordre un est donné [27]:

$$\bar{v} = \frac{1}{P} \int vS(v)dv \quad (4.6)$$

La largeur spectrale de la vitesse moyenne du spectre Doppler est donnée par la racine carrée du moment central de second ordre normalisé [2]:

$$\sigma_v^2 = \frac{1}{P} \int (v - \bar{v})^2 S(v) \quad (4.7)$$

Le spectre Doppler $S(f)$ peut s'écrire en fonction de la vitesse comme $S(v)$ en utilisant la relation entre la vitesse et la fréquence Doppler avec λ est la longueur d'onde du signal émis : [27]

$$v = \frac{\lambda}{2} f \quad (4.8)$$

De la même manière, on peut écrire la relation entre la largeur spectrale de la vitesse moyenne et la déviation standard du spectre Doppler par [27]:

$$w = \frac{\lambda}{2} \sigma_f \quad (4.9)$$

4.3. Domaine Temporel

4.3.1. Pulse Pair

La méthode pulse pair pour l'estimation des paramètres spectrales est souvent utilisée dans le traitement du signal radar pulse doppler météorologique, depuis qu'elle a été facile et économique à implémenter.

Avec l'utilisation du radar météorologique pour la détection du cisaillement du vent, la turbulence et le clutter sol, le spectre reçu différent de celui supposé dans sa dérivation, de sorte que la performance et la robustesse de la technique de Pulse Pair doit être comprise.

Cet algorithme peut fournir une mesure de la turbulence du vent en estimant le retour de propagation du spectre doppler.

Dans les années 70, Sirmans et Doviak [15] ont décrit un dispositif qui génère des estimations numériques de la vitesse Doppler moyenne des cibles météorologiques. Ce dispositif, un estimateur de changement de phase, contourne le calcul spectral et le traitement numérique d'échos dans les cellules contiguës à la résolution des données radar.

La nécessité d'obtenir les principaux moments de façon économique et avec une variance minimale, et les faire sous forme numérique (pour faciliter le traitement et l'analyse des ordinateurs électroniques) a conduit les chercheurs à utiliser des Techniques d'estimation de covariance populairement connu par Pulse Pair.

Hyde et Perry présente une première version de cette méthode [38]. Indépendamment et à peu près au même moment Rummler, a présenté la version à la communauté des ingénieurs.

Par la suite, les avantages de Pulse Pair (PP) sont devenus évidents, et les scientifiques de plusieurs universités et laboratoires ont commencé la mise en œuvre de cette technique de traitement du signal sur le radar météorologique Doppler [10].

4.3.2. Interprétation géométrique

La fonction d'autocorrélation complexe, qui est la base pour l'estimation des moments spectraux dans le domaine temporel, est souvent décrite par ses composantes réelles et imaginaires, mais une représentation tridimensionnelle permet une meilleure compréhension de la covariance ou de l'algorithme Pulse Pair.

Soit $R(m)$, fonction d'autocorrélation complexe, considérée comme une spirale 3D qui est large au centre, effilées vers zéro à l'extrémité du rayon et ayant une enveloppe de forme gaussienne. [13]

La figure (4.1) montre un schéma de cette spirale qui représente l'autocorrélation continue. Une spirale d'autocorrélation échantillonnée est

composée de points espacés de durée PRT. Noter que le retard zéro, $R(0)$, se trouve au centre et n'a pas de composante imaginaire. Le rayon au décalage 0 représente la puissance du signal et la fonction delta réelle au décalage 0 représente la puissance du bruit.

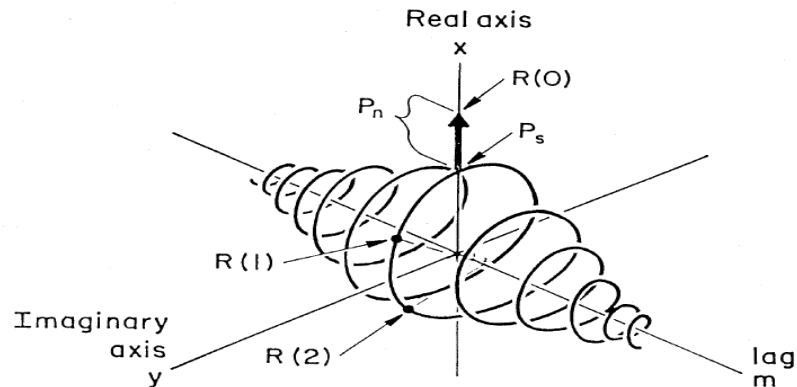


Figure (4.1) : Représentation tridimensionnelle de la fonction d'autocorrélation complexe sous forme hélice.

La largeur de l'enveloppe gaussienne représente la largeur du spectre de vitesse inverse ou d'une dispersion. La vitesse de rotation de la spirale définit la vitesse moyenne du signal. Pour un espacement donné, des échantillons de la fonction d'autocorrélation de la rotation angulaire entre une paire d'échantillons est une mesure de la valeur de la vitesse moyenne. Ainsi, l'angle de l'estimation complexe $R(1)$ donne la vitesse moyenne du signal reçu exprimée en fraction de l'intervalle de Nyquist. Cet estimateur Pulse Pair est presque universellement utilisé pour l'estimation de la vitesse moyenne et de la variance d'une rafale de vent détecté par les radars météorologiques et les lidars [13].

4.3.3. L'estimation des moments spectraux par la méthode Pulse Pair

La base de l'estimation dans le domaine temporel est la transformation de la relation entre la fonction d'autocorrélation du signal complexe et le spectre de puissance.

Si les signaux considérés sont statistiquement indépendants, alors la fonction d'autocorrélation peut s'écrire, [13] [14] :

$$R[T_l] = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} V[k + T_l] V^*[k] \quad (4.10)$$

Où : $V[0], V[1], \dots, V[M - 1]$ M échantillons temporels du signal reçu tel que M est le nombre d'impulsions et T_l et le retard (Lag).

Une estimation équivalente, de la fonction d'autocorrélation, peut être décrite en supposant que la forme du spectre Doppler est gaussienne, donc, la fonction d'autocorrélation prend la forme [24]

$$R[lT_s] = S e^{-8\left(\pi\sigma_v \frac{lT_s}{\lambda}\right)^2} e^{-j4\pi\bar{v} \frac{lT_s}{\lambda}} + N\delta(lT_s) \quad (4.11)$$

S : Signal atmosphérique

N : Bruit mélangé au signal atmosphérique S

l : Retard (lag) de l'autocorrélation.

δ : Puissance du bruit.

- Estimation de la vitesse moyenne

La covariance complexe et la densité spectrale constituent une paire de transformée de Fourier, et donc par le théorème des moments, les moments de la densité spectrale correspondant aux dérivés de la covariance complexe évalué au retard zéro.

L'estimateur non biaisé ML de $R(T_s)$ [14][21] donne

$$\hat{R}[T_s] = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} V[(k+1)T_s] V^*[kT_s] \quad (4.12)$$

qui forme la base de l'estimation de la vitesse moyenne Doppler donnée par :

$$\bar{v}_{pp} = \frac{v_a}{\pi} \arg(\hat{R}[T_s]) \quad (4.13)$$

Où $2v_a = \lambda/2T_s$ est la vitesse non ambiguë (intervalle de Nyquist). La fonction d'autocorrélation est une estimation non biaisée du moment d'ordre 1 pour un spectre symétrique [14], une condition toujours satisfaite par les signaux météorologiques.

- Estimation de la largeur spectrale

L'estimation de la largeur du spectre est la racine carrée du second moment central du spectre Doppler.

Comme la fréquence moyenne, le second moment spectral peut être estimé directement sans avoir recours à la transformée de Fourier. Pour les spectres

gaussiens, il a été montré en utilisant les résultats de Miller et Rochwarger que l'estimation de la largeur spectrale est ML [14][21].

$$\bar{\sigma}_{pp} = \frac{\sqrt{2}v_a}{\pi} \left| \ln \left(\left| \frac{\hat{R}[1]}{\hat{R}[2]} \right| \right) \right|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn} \left(\ln \left[\left| \frac{\hat{R}[1]}{\hat{R}[2]} \right| \right] \right) \quad (4.14)$$

Tel que

$$\hat{R}[1] = \frac{1}{M-1} \sum_{k=0}^{M-2} V[k+1]V^*[k] \quad \text{et} \quad \hat{R}[2] = \frac{1}{M-2} \sum_{k=0}^{M-3} V[k+2]V^*[k]$$

L'un des principaux avantages de cet estimateur, c'est la capacité à fonctionner sur des paires d'échantillons plutôt qu'un train d'impulsions équidistantes nécessaire pour l'analyse de la FFT [14]. Ainsi l'implémentation de cet algorithme est plus facile comparée à d'autre algorithme du point de vue nombre d'opération et cout [30][29].

Outre les incertitudes inhérentes dues au caractère stochastique du signal météorologique, l'estimation des moments spectraux est sujet de biais générés aux différentes étapes de traitement et les erreurs dues aux signaux parasites [14].

4.4. Domaine fréquentiel

L'estimation du spectre de puissance Doppler et ses moments directement sont des techniques simples (Haykin et Cadzow, 1982). Toutefois, certaines questions fondamentales doivent être répondues en premier. Nous supposons implicitement un modèle de données pour le spectre provenant des cibles météorologiques et du clutter lorsque nous choisissons une technique d'estimation spectrale.

4.4.1. La transformé de Fourier rapide

Le spectre de puissance Doppler peut être estimé à partir de la transformée de Fourier discrète (DFT) du signal complexe. Cette technique est basée sur la densité spectrale de puissance (DSP) du signal reçu. [13]

La DFT décompose les données observées en une somme de sinusôides ayant une amplitude et phase qui reproduisent exactement les données observées. Il est facile de montrer que ces composants discrets sont suffisants

pour reconstruire l'ensemble du spectre continu tant que les échantillons de données complexes sont pris à une cadence égale ou supérieure à la bande passante du signal. L'avantage de mesure du spectre Doppler est que les impuretés spectrales telles que les échos de sol peuvent être supprimées par des algorithmes intuitives.

La transformée de Fourier rapide (FFT) est simplement une technique très efficace pour évaluer la DFT à N fréquences équidistantes discrètes (Welch, 1967), [13].

La méthode DFT basée sur le périodogramme, un estimateur fréquemment utilisé dans les radars météorologiques ainsi que de nombreux autres domaines, il estime N points du spectre dans lequel l'écart-type de chaque valeur spectrale est égale à sa valeur moyenne.

- Estimation de la vitesse moyenne

L'algorithme FFT est utilisé pour évaluer la transformée de Fourier discrète [14] [16]. Le calcul de la vitesse moyenne par le moment d'ordre 1 de la densité spectrale implique généralement une méthode de suppression de bruit et clutter sol. Les méthodes les plus courantes sont le seuillage par la puissance ou la fréquence [14][17] ou la suppression du bruit par la soustraction de la puissance de bruit à partir du coefficient de la densité spectrale [14].

Soit $V[0], V[1], \dots, V[M-1]$, M échantillons temporels du signal reçu, espacés de T_s . La puissance totale reçue par l'antenne radar émanant des rétro diffuseurs visés par le faisceau du radar à travers les M échantillons est :

$$\hat{P} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |V(m)|^2 \quad (4.15)$$

Le périodogramme est calculé par

$$\hat{S}(k) = \frac{1}{M} \left| \sum_{m=0}^{M-1} |V(m)| e^{-j\frac{2\pi mk}{M}} \right|^2 \quad (4.16)$$

Avec $k = 0, \dots, M - 1$

La vitesse moyenne des rétro diffuseurs dans la cellule de distance considérée est : [19][22]

$$\hat{v}_{fr} = -\frac{\lambda}{2\hat{P}T_s} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1}\right) \quad (4.17)$$

Un autre estimateur proposé par D. Zrnic est exprimé par [24]

$$\hat{v}_{fr} = -\frac{\lambda}{2M} \left\{ \frac{k_m}{T_s} + \frac{1}{\hat{P}T_s} \sum_{k=k_m-\frac{M}{2}}^{k_m+\frac{M}{2}} (k - k_m) \hat{S}(\text{mod}_M(k)) \right\} \quad (4.18)$$

Où k_m représente l'indice du coefficient de Fourier le plus grand et $\text{mod}_M(k)$ désigne le reste de la division de k par M.

L'estimateur de la vitesse moyenne est biaisé à cause de la résolution fréquentielle limitée associée au calcul de la FFT. Ceci est un sérieux problème lorsque la taille M de l'échantillon considéré est petite [28].

- Estimation de la largeur spectrale

L'estimation de la largeur spectrale est d'une grande importance, car elle aide à la confirmation des résultats relatifs à l'estimation de la vitesse moyenne. [14]

En pratique ce calcul implique généralement un certain type de suppression de bruit. Le seuillage du spectre par puissance tend à biaiser systématiquement l'estimation de la largeur spectrale, puisqu'une partie du spectre du signal ainsi que le bruit est éliminé [18].

La largeur spectrale est donnée par $\hat{\sigma}_{fr}$ [14] [19] :

$$\hat{\sigma}_{fr}^2 = \frac{\lambda^2}{4\hat{P}T_s^2} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} + 2\hat{v}_{fr} \frac{T_s}{\lambda}\right)^2 \quad (4.19)$$

Un autre estimateur de la largeur spectrale $\hat{\sigma}_{fr}$ est suggérer [24]

$$\hat{\sigma}_{fr}^2 = \frac{\lambda^2}{4\hat{P}T_s^2} \sum_{k=k_m-\frac{M}{2}}^{k_m+\frac{M}{2}} \hat{S}(\text{mod}_M(k)) \left(\frac{k}{M} + 2\hat{v}_{fr} \frac{T_s}{\lambda}\right)^2 \quad (4.20)$$

L'estimateur de la largeur du spectre des vitesses $\hat{\sigma}_{fr}$ est encore biaisé à cause de l'effet de fenêtrage avec la FFT. Le biais est d'autant plus important que la valeur de la largeur spectrale est importante [28].

Il est à noter que la méthode Pulse Pair présente de meilleures performances que celles fournies par la méthode spectrale vue que la méthode de

Fourier donne des résultats biaisés même pour des SNR élevés dans le cas où le spectre a une largeur comparable à l'intervalle de Nyquist.

Pour la plupart des applications, l'algorithme Pulse Pair est devenu la technique de choix. Toutefois, dans certaines applications de recherche, il reste avantageux d'avoir accès au spectre Doppler complet. Très rapide et programmable sur des puces numériques permet aux météorologues radar à leurs faciliter la tâche. Jusqu'à maintenant, la plupart des processeurs Pulse Pair ou FFT pour les radars météorologiques ont été câblés et donc inflexibles.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté et décrit les algorithmes classiques d'estimation des trois premiers moments spectraux à savoir la puissance du signal reçu par le radar (réflectivité), la vitesse radiale Doppler ainsi que la largeur du spectre des vitesses Doppler, et ceci permet la caractérisation de la perturbation atmosphérique.

Les algorithmes, introduits dans cette partie, sont déployés dans deux domaines ; temporel (Pulse Pair) et fréquentiel (FFT).

On a pu ainsi exposer les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes, pour qu'on puisse les comparer avec les résultats obtenus dans la partie simulation.

Dans le chapitre qui suit, on présentera deux autres algorithmes, qui auront le même but d'estimation, basés sur la décomposition en sous-espaces.

CHAPITRE 5

ESTIMATION SPECTRALE AVEC LES METHODES DES SOUS-ESPACES

5.1. Introduction

Dans le domaine du traitement du signal on utilise essentiellement des transformées ou des méthodes afin de passer d'un espace à un autre (temps vers fréquence) ou autre, pour ainsi mieux estimer et analyser le contenu informationnel du signal. La transformée de Fourier Discrète DFT et sa transformée rapide FFT étaient jusque là les meilleurs outils utilisés pour des signaux périodiques ou quasi périodiques, mais elle n'est pas vraiment adéquate pour l'analyse des signaux aléatoires apériodiques. Ceci n'est pas un fait nouveau, c'est pourquoi de multiples méthodes ont été développées pour l'analyse de séries temporelles comme les sections de Poincaré, la méthode des ondelettes, le modèle autorégressif à moyenne mobile ARMA et les méthodes des sous espace telles que MUSIC et Minimum Norm.

Dans notre étude on s'intéresse à une analyse statistique des deux méthodes les plus populaires dans les méthodes à haute résolution à savoir, MUSIC et Minimum-Norm, dans le but de déterminer la résolution de leurs propriétés.

Une caractéristique commune de ces deux méthodes discutées ici est la décomposition de l'espace des colonnes de la matrice de covariance du signal reçu en un signal orthogonal.

Ces algorithmes furent d'abord utilisés en traitement d'antenne pour l'estimation de la direction d'arrivée (DOA), du temps d'arrivée (TOA) et de la différence temporelle d'arrivée (TDOA) de sources ponctuelles différentes. Notre approche est originale puisque les algorithmes MUSIC et Min-Norm sont appliqués à la fonction d'autocorrélation de la série temporelle du signal reçu par le radar Doppler, afin d'estimer les moments spectraux d'ordre 1 et 2, qui donneront une information sur la vitesse moyenne radiale Doppler et la largeur spectrale des vitesses.

5.2. Méthodes à Haute résolution

Les méthodes à haute résolution ou HR apparaissent dans les années 1970 dans les domaines de l'acoustique sous-marine (W.S Ligget...), de la sismique (V.F Pisarenko...) et de la radioastronomie (I.N El-Behery...) [33].

Par comparaison avec les méthodes paramétriques, les méthodes HR présentent la caractéristique de fournir en termes de résolution, des performances asymptotiquement illimitées et indépendantes du rapport signal sur bruit. [33]

La popularité de ces méthodes en traitement du signal a commencé en 1980, après les publications rapprochées et indépendantes de deux algorithmes basés sur un principe identique. Il s'agit de l'algorithme MUSIC de Schmidt [48][57], et la méthode du goniomètre de Bienvenu et Kopp [58]. A partir des propriétés de la matrice de covariance des observations, ces deux méthodes décomposent l'espace des observations en deux sous espaces vectoriels orthogonaux. Par la suite, d'autres algorithmes à sous espaces ont vu le jour (ESPRIT « Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques », MIN-NORM...).

Cette famille d'algorithme (MUSIC, ESPRIT, MIN-NORM) a été principalement appliquée au domaine du traitement d'antenne dans l'objectif est d'estimer des directions d'arrivée, à partir du signal reçu par un réseau d'antenne. Dans ce présent travail, on présente le principe de deux principales méthodes à sous espaces, notamment MUSIC et Min-Norm, à partir de la formulation du modèle du signal dans le domaine fréquentiel.

5.3. Notion de sous espace

Les méthodes des sous espaces sont utilisées pour l'estimation des fréquences et des puissances des signaux provenant des mesures bruitées. Ces méthodes se reposent sur la décomposition de la matrice de corrélation du signal bruité en un sous espace signal et un sous espace bruit.

L'analyse des valeurs propres est utilisée pour séparer les vecteurs propres et les valeurs propres de la matrice d'autocorrélation d'un signal bruité en deux sous-espaces:

- le sous-espace signal représenté par les vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus grandes.
- le sous-espace bruit représenté par les vecteurs propres associés aux plus petites valeurs propres.

La décomposition du signal bruité en un sous-espace signal et un sous-espace bruit constitue la base de la méthode d'analyse des valeurs propres considérés dans la présente étude.

Même quand le rapport signal / bruit (SNR) est faible, les méthodes des sous espaces produisent un spectre de fréquence de haute résolution. Dans cette étude, deux méthodes de sous espace (MUSIC et Minimum-Norm) sont choisies pour générer la DSP estimée.

5.4. Présentation de la méthode MUSIC

La méthode Multiple Signal Classification (MUSIC) a été initialement proposée de manière indépendante par Schmidt [34] et par Bienvenu et Kopp [35], dans le domaine du traitement d'antenne au cours des années 1980. Il s'agit en fait d'une généralisation du travail présenté par Pisarenko en 1973 [36].

L'algorithme MUSIC exploite les propriétés de décomposition en éléments propres de la matrice d'autocorrélation du vecteur des observations. Cette décomposition permet de séparer l'espace des observations en deux sous-espaces vectoriels orthogonaux : le sous-espace signal et son complément orthogonal, le sous-bruit. [33]

Cet algorithme est un estimateur de la fréquence à partir du sous espace bruit, élimine l'effet des zéros parasites en utilisant la moyenne des spectres de tous les vecteurs propres correspondant au sous-espace bruit. [37]

Considérons un signal complexe orthogonal provenant d'un récepteur radar Doppler météorologique représenté par une série temporelle $Z = I + jQ$;

$$Z = (Z_1, \dots, Z_M) \in \mathcal{C}^M.$$

Soit :

$$Z_k = x_k + n_k ; k = 1, \dots, M \quad (5.1)$$

Tel que x est le signal non bruité, n est le bruit additif blanc centré et M correspondant aux nombre d'échantillons fréquentiels.

On considère la matrice d'autocorrélation du signal bruité Z

$$R_{zz}(t) = E[Z(t)Z(t)^H] \quad (5.2)$$

La matrice d'autocorrélation R_{zz} peut être réécrite comme la somme des matrices d'autocorrélation du signal x et du bruit n . [38]

$$R_{zz} = R_{xx} + R_{nn} \quad (5.3)$$

$$R_{zz} = SPS^H + \sigma_n^2 I \quad (5.4)$$

Tels que :

- R_{zz} représente la matrice d'autocorrélation des observations ; de dimension $N \times N$, N est la dimension de l'espace d'observation ou ordre du filtre.
- S représente la matrice de direction de dimension $N \times L$ et L est la dimension du sous-espace signal, tel que : $S = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_L]$
- P est la matrice de puissance du signal de dimension $L \times L$
- σ_n^2 représente la puissance de bruit, I est la matrice identité de dimension $N \times N$ et H représente la transposée Hermitienne.

La matrice d'autocorrélation du signal peut être exprimée sous la forme :

$$R_{xx} = \sum_{k=1}^L P_k s_k s_k^H \quad (5.5)$$

Où : $s_k^H = [1, e^{j2\pi f_k}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f_k}] \quad k = 1, 2, \dots, L.$

Avec f_1, f_2, \dots, f_L fréquence du signal.

On considère une décomposition en valeur propre de la matrice d'autocorrélation R_{xx} de dimension $L \times L$ [38]

$$R_{xx} = \sum_{k=1}^L \lambda_k v_k v_k^H \quad (5.6)$$

Où λ_k et v_k sont les valeurs propres et vecteurs propres de la matrice R_{xx} , respectivement.

Puisque la somme des produits croisés des vecteurs propres forme une matrice d'identité, on peut aussi exprimer la diagonale de la matrice d'autocorrélation du bruit en termes de vecteurs propres [38]

$$R_{nn} = \sigma_n^2 I = \sigma_n^2 \sum_{k=1}^N v_k v_k^H \quad (5.7)$$

La matrice d'autocorrélation du signal bruité peut être exprimée en termes de vecteurs propres associés aux valeurs propres du signal bruité comme [38]

$$R_{zz} = \sum_{k=1}^L \lambda_k v_k v_k^H + \sigma_n^2 \sum_{k=1}^N v_k v_k^H \quad (5.8)$$

$$R_{zz} = \sum_{k=1}^L (\lambda_k + \sigma_n^2) v_k v_k^H + \sigma_n^2 \sum_{k=L+1}^N v_k v_k^H \quad (5.9)$$

D'après l'équation (5.9), les vecteurs propres et les valeurs propres de la matrice de corrélation du signal bruité peut être partitionné en deux sous-ensembles disjoints.

L'ensemble des vecteurs propres $\{v_1, \dots, v_L\}$ associé aux plus grandes valeurs propres engendrent le sous espace signal et ils sont appelés les « vecteurs propres principaux ». Le vecteur s_i peut être exprimé comme une combinaison linéaire des vecteurs propres principaux. Le second ensemble de vecteurs propres $\{v_{L+1}, \dots, v_N\}$ engendre le sous espace bruit, qui ont σ_n^2 comme valeurs propres.

Tant que les vecteurs propres du signal et les vecteurs propres du bruit sont orthogonaux, il s'ensuit que le sous-espace signal et le sous-espace bruit sont orthogonaux. D'où, les vecteurs s_i , qui appartiennent au sous-espace signal, sont orthogonaux au sous-espace bruit, et nous aurons [38]

$$s_i^H(f) v_k = \sum_{m=0}^{N-1} v_k(m) e^{-j2\pi f i m} = 0 \quad (5.10)$$

$$k = L + 1, \dots, N \text{ et } i = 1, 2, \dots, L.$$

L'équation (5.10) implique que les fréquences des L sinusoides peuvent être obtenues en résolvant pour les zéros de la fonction polynomiale suivante

$$\sum_{k=L+1}^N s^H(f) v_k \quad (5.11)$$

L'estimation de la puissance spectrale, pour l'algorithme MUSIC, est définie comme suit :

$$P_{xx} = \sum_{k=L+1}^N |s^H(f)v_k|^2 \quad (5.12)$$

Où $s(f) = [1, e^{j2\pi f}, \dots, e^{j2\pi(N-1)f}]$ est le vecteur complexe sinusoïdal, et $\{v_{L+1}, \dots, v_N\}$ sont les vecteurs propres du sous espace bruit. D'après les équations (5.10) et (5.12) on obtient

$$P_{xx}(f_i) = 0; \quad i = 1, \dots, L \quad (5.13)$$

Puisque $P_{xx}(f)$ a ses zéros aux fréquences des sinusoïdes, il s'ensuit que la réciproque de $P_{xx}(f)$ a ses pôles à ces fréquences. Le pseudo-spectre MUSIC est défini comme [38]

$$S_{music}(f) = \frac{1}{\sum_{k=L+1}^N |s^H(f)v_k|^2} = \frac{1}{s^H(f)V(f)V^H(f)s(f)} \quad (5.14)$$

Où $V = [v_{L+1}, \dots, v_N]$ est la matrice des vecteurs propres du sous espaces bruit.

Du point de vue de l'analyse spectrale, $S_{music}(f)$ diffère de la densité spectrale du signal mais elle présente des maxima aux mêmes fréquences spatiales. Mais dans notre étude, on considéra le spectre MUSIC $S_{music}(f)$, comme la densité spectrale de puissance désirée utile pour l'estimation des moments spectraux. [36]

5.5. Présentation de la méthode MINIMUM-NORM

En addition à la méthode MUSIC, la méthode Minimum-Norm a été étudiée [37] [39].

Cette méthode a été proposée à l'origine pour l'analyse fréquentielle et le traitement d'antennes. Appliquée à l'estimation des moments spectraux, nous adaptons cet algorithme dans cette section au modèle des observations radar de l'équation (5.1), notamment les séries temporelles de l'écho radar Doppler [33].

Afin de différencier les zéros parasites du zéros réels, la méthode Minimum Norm force les zéros parasites à l'intérieur d'un cercle unité et calcule le vecteur du sous-espace bruit désiré w à partir des vecteurs propres du sous-espace bruit ou bien des vecteurs propres du sous espace signal [37].

En comparaison avec l'algorithme précédent, Min-Norm définit le pseudo spectre de l'équation (5.14) à partir du vecteur w du sous-espace bruit, ayant une norme minimale :[33]

$$P_{MinNorm}(f) = \frac{1}{\sum_{k=L+1}^N |s^H(f)w_k|^2} = \frac{1}{s^H(f)w(f)w^H(f)s(f)} \quad (5.15)$$

Le calcul du vecteur w de norme minimale répond aux trois contraintes suivantes [33] :

- w est un vecteur du sous espace bruit, et est donc orthogonal aux colonnes de la matrice P_s , définie ci après, nous avons :

$$P_s w = 0 \quad (5.16)$$

- Le premier élément de w égale à 1

$$w = \begin{bmatrix} 1 \\ \tilde{w} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

- La norme euclidienne de w est minimale.

Dans ces équations, on définit la matrice P_s :

$$P_s = [v_1, v_2, \dots, v_L] = \begin{pmatrix} g_s^T \\ G_s \end{pmatrix} \quad (5.18)$$

Avec les notations suivantes [33] :

- P_s représente la matrice de dimension (N, L), dont les colonnes sont les vecteurs propres engendrant le sous-espace signal ;

- g_s^T est un vecteur ligne de dimension (1, L), représentant la première ligne de la matrice précédente ;

- G_s est une matrice de dimension (N-1, L), représentant les N - 1 dernières lignes de la matrice P_s ;

D'après les équations (5.16), (5.17) et (5.18), on peut écrire que :

$$\begin{aligned} g_s - G_s^H \tilde{w} &= 0 \\ G_s^H \tilde{w} &= g_s \end{aligned} \quad (5.19)$$

On a un système linéaire sous-déterminé de L équations et N-1 inconnues et donc une multitude de solutions. La contrainte de norme minimale permet de définir une solution unique, donnée par l'équation :

$$\tilde{w} = \frac{G_s g_s^*}{1 - g_s^H g_s} \quad (5.20)$$

Par conséquent, on a :

$$w = \begin{bmatrix} 1 \\ -G_s g_s^* / (1 - g_s^H g_s) \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

De même, on peut calculer w à partir de la matrice dont les colonnes sont les vecteurs propres engendrant le sous-espace bruit, et w s'écrit [33] :

$$w = \left[\frac{1}{-G_n g_n^* / (g_n^H g_n)} \right] \quad (5.22)$$

5.6. Estimation des moments spectraux

Une fois la DSP des deux méthodes MUSIC et Mini-Norm est estimée, les moments spectraux d'ordre 1 et 2 (vitesse moyenne radiale Doppler et la largeur spectrale des vitesses) seront évalués.

Vu que ces estimateurs sont basés sur une estimation spectrale, nous proposons pour l'estimation de la vitesse moyenne radiale Doppler d'une microrafale de vent et la largeur spectrale des vitesses, avec les deux estimateurs des sous-espaces considérés, les mêmes formules proposées par D. Zrnić lors de l'utilisation de la transformée de Fourier discrète (DFT).

5.6.1. Estimation de la vitesse moyenne radiale

La vitesse moyenne des rétrodiffuseurs dans la cellule de distance considérée, indexée par m pour MUSIC et mn pour Min-Norm, est donnée par:

$$\hat{v}_{m/mn} = -\frac{\lambda}{2\hat{P}T_s} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} \right) \quad (5.23)$$

5.6.2. Estimation de la largeur spectrale

La largeur spectrale des vitesses est représentée par l'équation $\hat{\sigma}_{m/mn}$:

$$\hat{\sigma}_{m/mn}^2 = \frac{\lambda^2}{4\hat{P}T_s^2} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} + 2\hat{v}_{fr} \frac{T_s}{\lambda} \right)^2 \quad (5.24)$$

5.7. Conclusion

Dans ce chapitre, les algorithmes à haute résolution MUSIC (proposée par Schmidt et Bienvenue) et Minimum-Norm (proposée par Chen et al.), ont été décrit.

Ces algorithmes sont basés sur l'estimation spectrale des valeurs et vecteurs propres d'un signal bruité représentant un écho diffusé par une précipitation météorologique. Ils décomposent les variables propres du signal bruité en sous espaces signal et en sous espace bruit. L'orthogonalité entre le sous espace signal et le sous espace bruit est utilisée pour l'estimation de la DSP.

Dans cette étude, MUSIC et Min-Norm ont été introduits pour l'estimation des moments spectraux d'ordre 1 et 2, soient, la vitesse radiale moyenne et la largeur spectrale des vitesses, respectivement.

Ces paramètres statistiques, à savoir les deux moments spectraux, suscitent beaucoup d'intérêts, dans le domaine de la météorologie pour avoir une information plus précise des phénomènes météorologique menaçant la vie des humains. L'estimation de ces paramètres spectraux, se feront suite à l'estimation de la DSP.

La performance et la robustesse de techniques proposées, notamment MUSIC et Min-Norm, seront évaluées dans le chapitre suivant, en les appliquant, pour une première approche, aux données générées par Dr Zrnica et en seconde approche aux données réelles.

CHAPITRE 6

RESULTATS ET INTERPRETATIONS

6.1. Introduction

Dans ce chapitre, on présentera les résultats de simulation obtenus à partir de l'application des algorithmes, décrits dans les chapitres précédant, qui seront appliqués au spectre de puissance de séries temporelles fournies par un radar météorologique Doppler, des techniques développées dans le domaine temporel (Pulse Pair) et dans le domaine spectral (Fourier) ainsi les techniques à haute résolution (MUSIC et Min-Norm), se basant sur la décomposition en sous espace.

Ces techniques sont appliquées dans le but d'estimer les moments spectraux d'ordre 1 et 2, soient la vitesse moyenne radiale Doppler et la largeur spectrale des vitesses, respectivement, qui donnent une information sur la vitesse moyenne de déplacement des microrafales de vent ainsi la contribution due à la turbulence et la dispersion des vitesses dans le volume d'échantillonnage.

Dans une première approche, on développera des programmes dont lesquels on appliquera les algorithmes classiques et des sous espaces, sur des données synthétiques, générées par l'algorithme proposé par Zrnic, et la validation se fera sur des données réelles issues d'un radar météorologique Doppler WSR-88D qui détectera des intempéries représentant de la pluie accompagné de rafales de vent, aux alentours de l'aérodrome de Memphis, en 1997.

Les simulations viennent systématiquement valider les résultats théoriques obtenus. Les validations sur signaux réels et les valorisations correspondantes monteront la robustesse des algorithmes considérés.

Une comparaison entre les performances des différents algorithmes appliqués sur les données synthétiques, et sur les données réelles, sera effectuée.

6.2. Génération des signaux I et Q

La simulation numérique est un moyen performant d'analyse et de compréhension des phénomènes physiques. Cette méthode est, de plus, amenée à prendre une part de plus en plus importante en recherche.

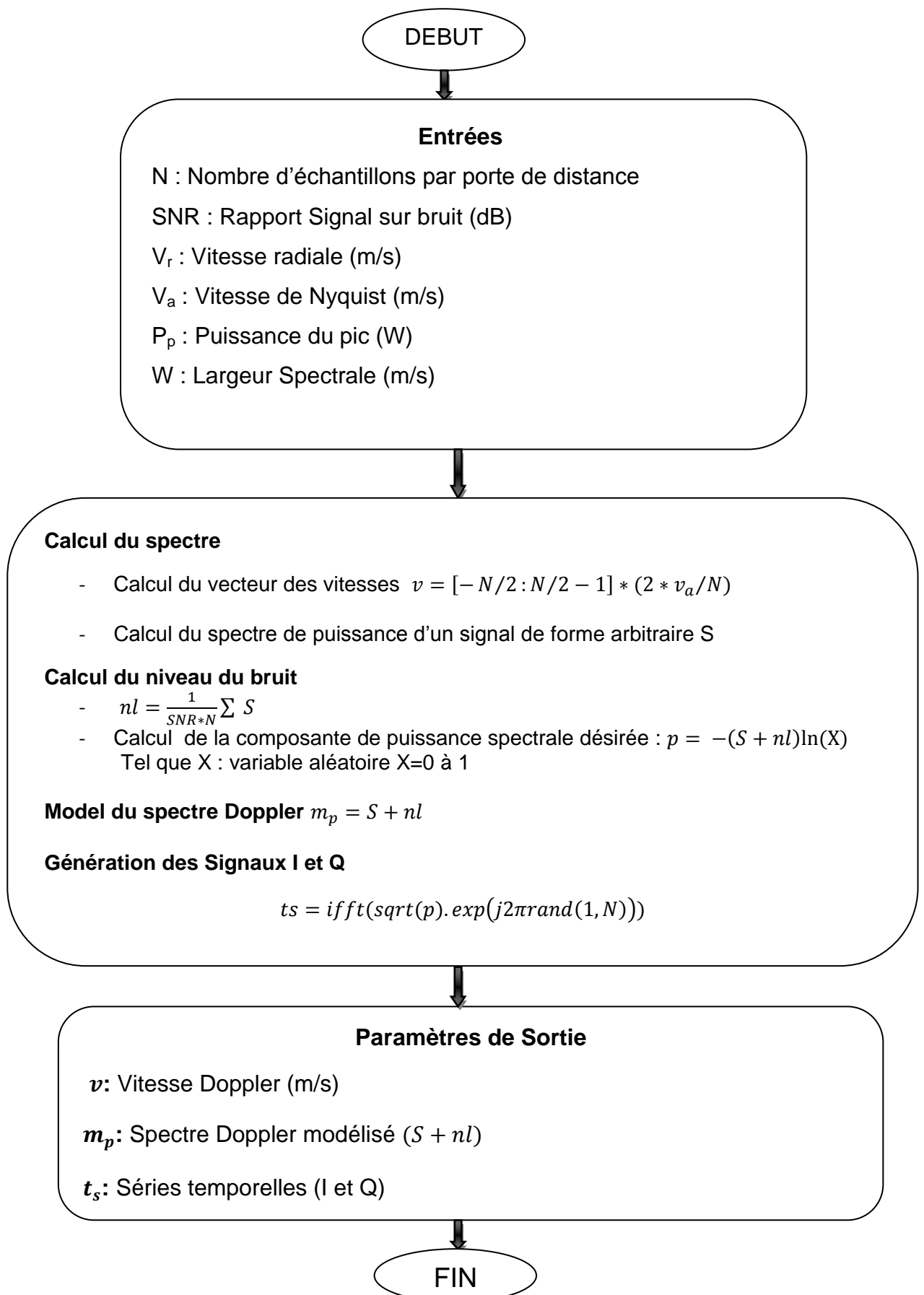
Elle peut fournir un environnement déterministe et contrôlée pour une grande variété d'études techniques et scientifiques. Scénarios extrêmes peuvent être simulés pour tester la robustesse et les limites des techniques de traitement du signal, qui aident à identifier et à examiner les facteurs qui peuvent avoir été négligés au cours du processus de développement. Les signaux météo ont été simulés au moins depuis les années 1970. Par exemple, les travaux de « Zrnic » (1975) sont fondés sur une supposition, arbitraire, forme du spectre Doppler.

La transformée de Fourier inverse de ce spectre a été réalisée pour produire des données de séries temporelles correspondant à cette forme spectrale. De nombreuses études statistiques ont été rendu possibles grâce à cette simulation [40].

Dans notre étude, on a adopté l'algorithme de Zrnic, pour la génération des signaux du spectre Doppler météorologiques I et Q.

On présente ci-dessous l'organigramme de la routine de génération des séries temporelles I et Q par l'algorithme de Zrnic.

6.2.1. Organigramme de la routine de génération des séries temporelles I et Q



6.3. Analyse statistique

On considère une cellule de distance déterminée par une vitesse moyenne d'une micro rafale de vent ($v_r = -10\text{m/s}$). Les figures ci-dessous représentent le spectre de puissance ainsi la série temporelle du spectre doppler correspondant à cette cellule, telle que le SNR est égale à 10dB est le nombre d'échantillon $N=256$.

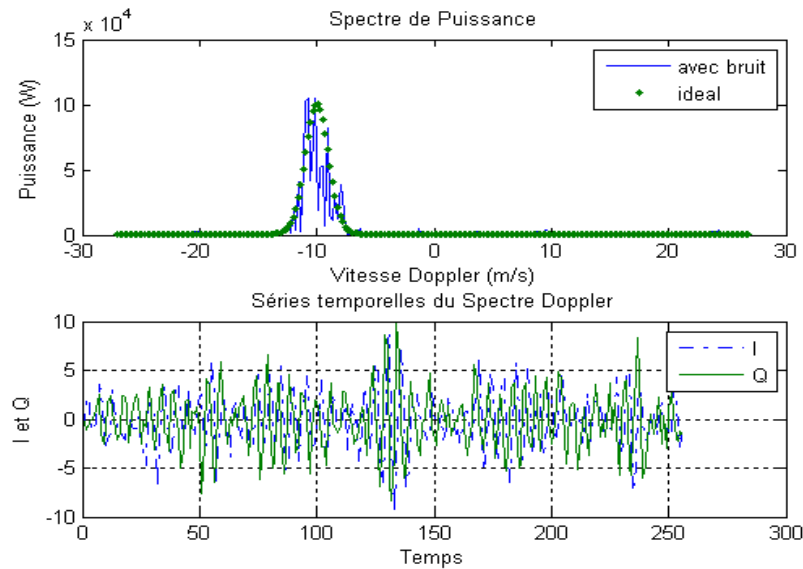
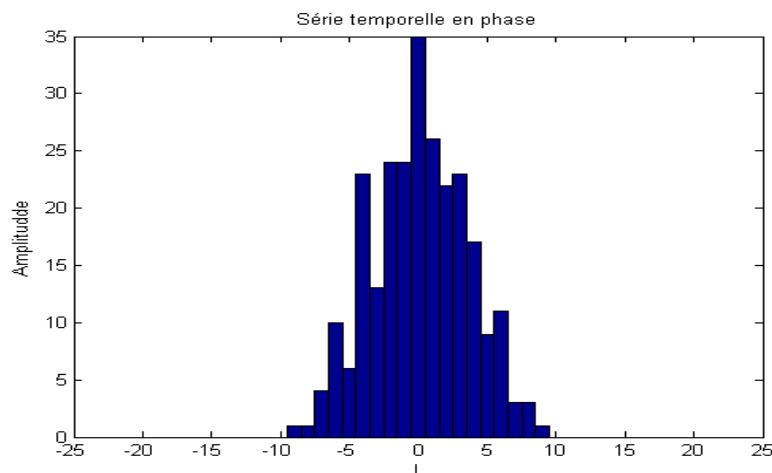


Figure (6.1) : Spectre de puissance et série temporelle correspondante

Les fonctions de densité de probabilité des composantes I et Q de la série temporelle sont représentés par des histogrammes comme suit :



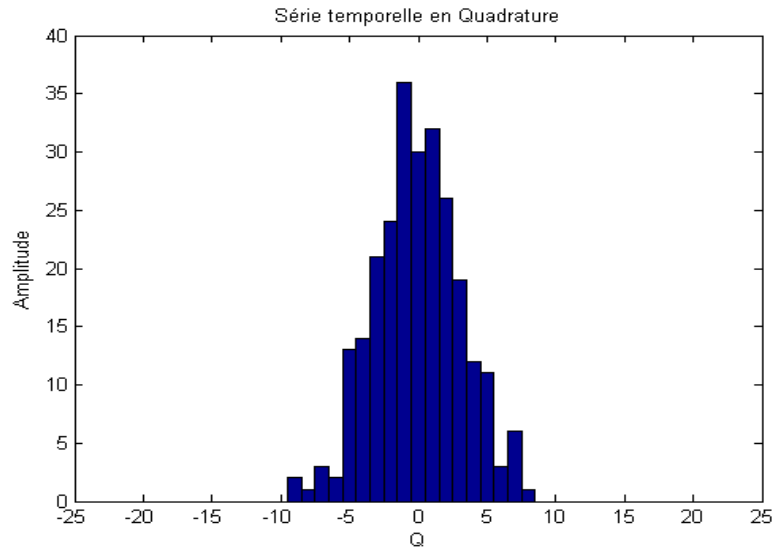


Figure (6.2) : Histogramme des séries temporelles I 'le signal en phase' et Q 'le signal déphasé en quadrature'

La figure (6.2) nous indique que les deux histogrammes ont une allure similaire à une fonction de densité Gaussienne avec une moyenne zéros.

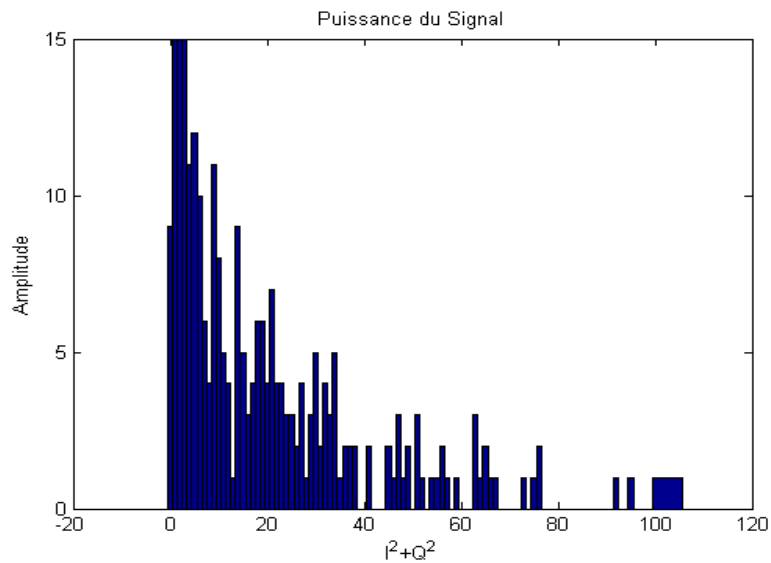


Figure (6.3) : Fonction de densité spectrale de puissance

L'histogramme de I^2+Q^2 décroît de façon linéaire se qui indique que I^2+Q^2 est exponentiellement distribuée.

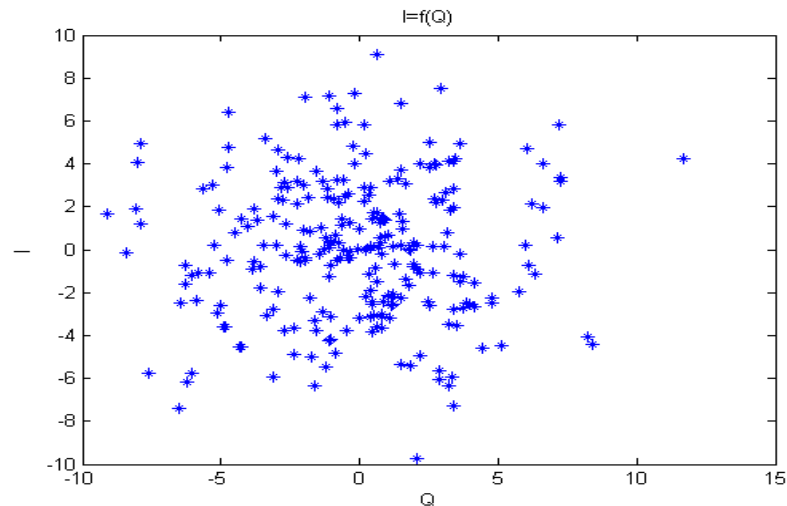


Figure (6.4): Diagramme de dispersion des composantes I et Q.

En outre, le diagramme de dispersion de I en fonction de Q dans la Figure (6.4) est réparti de manière égale dans toutes les directions par rapport à l'origine (sans direction privilégiée) indiquant que les composantes de la série temporelle indépendante.

6.4. Influence des paramètres d'entrée

On s'intéresse dans cette partie, à l'influence de chaque paramètres d'entrée sur le spectre de puissance et la série temporelle, et ceci en variant les paramètres d'entrée de la routine de génération des données de simulation. Les courbes représentent le spectre doppler des vitesses (idéal et réel) et les séries temporelles I et Q en fonction du nombre d'échantillons.

Paramètres d'entrées :

- Rapport signal/bruit : SNR=7dB
- Nombre d'échantillon : ndata=256
- Vitesse radiale : $v_r = -10\text{m/s}$
- Vitesse actuelle : $v_a = 27\text{ m/s}$
- Largeur spectrale : $\sigma = 1\text{ m/s}$
- Pic de puissance : pp=250kW

6.4.1. Influence du SNR (Rapport signal/bruit)

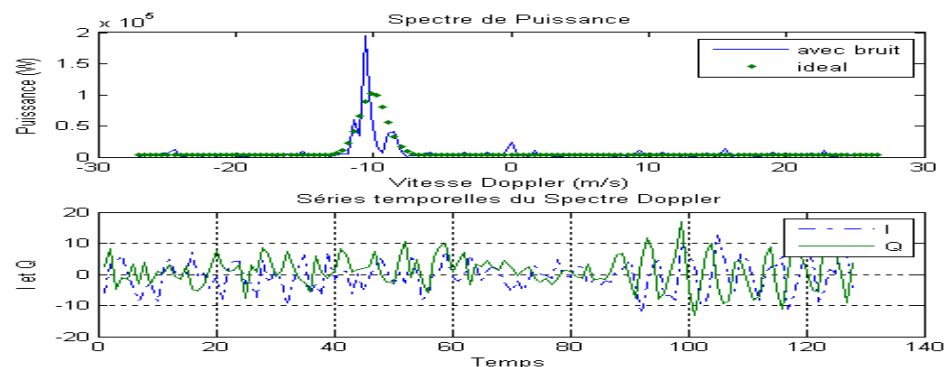
Le rapport signal/bruit est nécessaire pour satisfaire la probabilité de détection du phénomène météorologique. Il donne une information importante sur le niveau du signal par rapport au niveau du bruit.

La réduction du rapport entraîne l'apparition d'ondulations sur le spectre doppler ainsi le chevauchement des deux signaux I et Q.

Dés que ce rapport prend une valeur plus grande, les ondulations sur le spectre disparaissent et les deux signaux I et Q sont plus distingués.

Ceci conduit à déduire, que plus la valeur du SNR s'éloigne de l'unité, les ondulations dues aux bruits diminuent et les séries temporelles sont plus éminentes.

a) SNR=1.5 dB



b) SNR=7dB

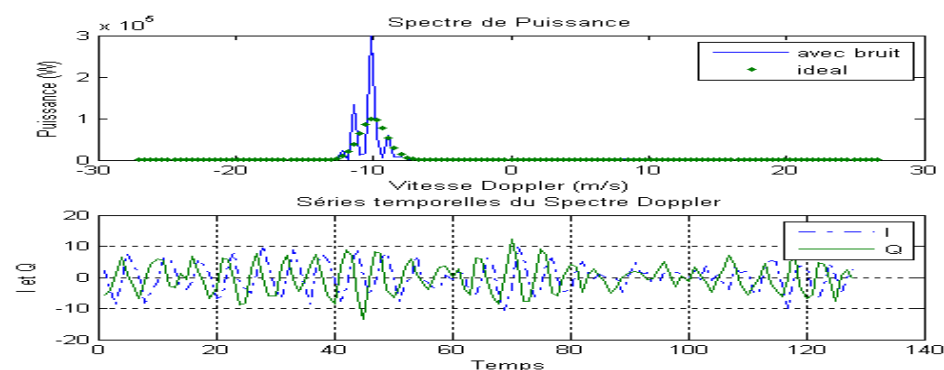


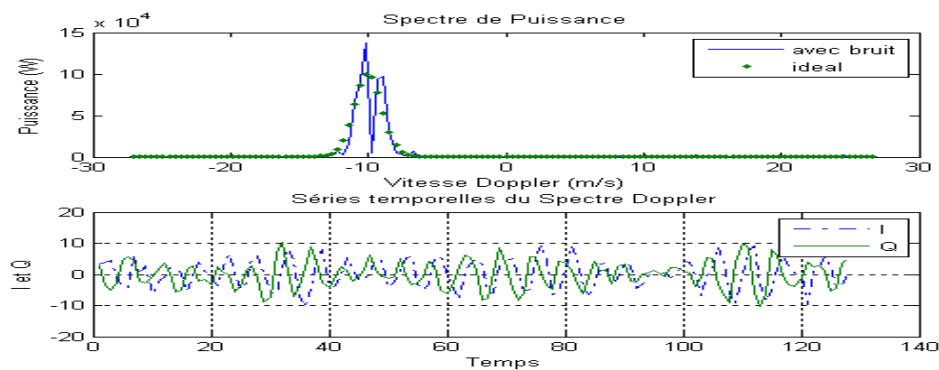
Figure (6.5) : Influence du SNR sur le spectre Doppler et les séries temporelles I et Q en a) et b).

6.4.2. Influence du nombre d'échantillons

Le nombre d'échantillon de données ou nombre d'échantillons est donné en puissance de 2. Et augmentation ce nombre n'influence en aucun cas, sur le spectre Doppler ni sur les séries temporelles I et Q.

Sauf que, le temps de calcul est plus important pour un nombre d'échantillon plus élevé comme le montre la figure (6.6.) en b) qui peut atteindre les 256 ms dans ce cas de simulation. Ceci est lié à la nature du phénomène météorologique, donc, dans le cas d'une perturbation météorologique qui dure plus longtemps, il est appréciable d'augmenter le nombre d'échantillons.

a) ndata=128



b) ndata=256

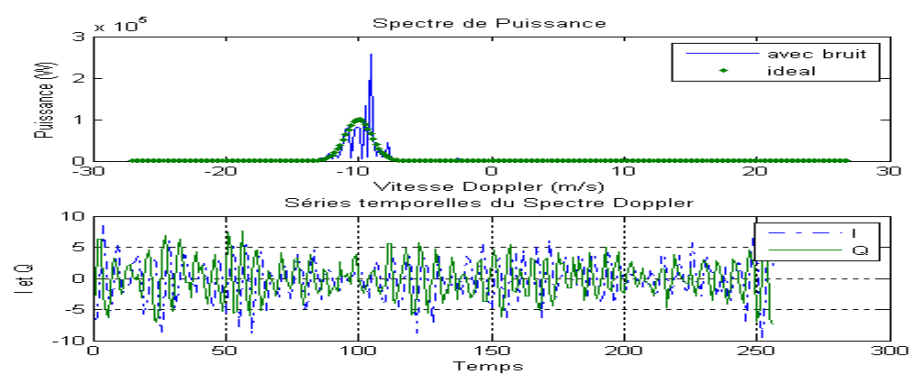


Figure (6.6) Influence du nombre d'échantillon sur le spectre Doppler et les séries temporelles I et Q en a) et b).

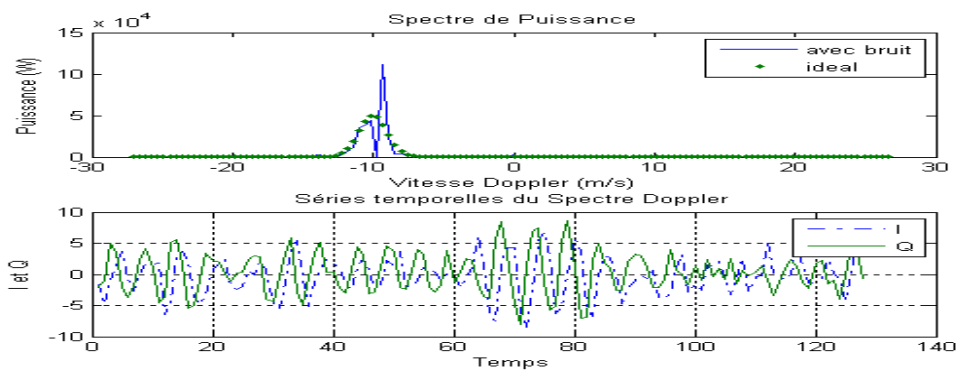
6.4.3. Influence du pic de la puissance du signal émis

La vitesse moyenne de déplacement de la perturbation météorologique est, en effet, influencée par le pic de puissance représenté par le maximum d'amplitude du spectre.

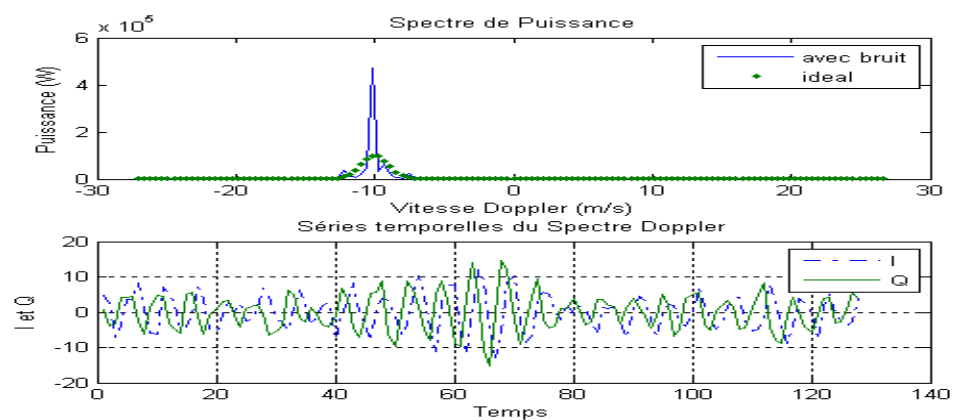
En augmentant la puissance d'émission, l'amplitude du pic de puissance augmente voir figure (6.7) en c) et la réciproque est vraie comme le montre la figure (6.7) en a).

Seulement, l'augmentation de la puissance d'émission des signaux radar revient à avoir des installations très coûteuses et la diminution de ce dernier, risque de nuire à la qualité de détection du signal atmosphérique voulue. Cela nous conduit à choisir un niveau de puissance acceptable qui peut répondre aux besoins.

a) P=125KW



b) P=250KW



c) P=500KW

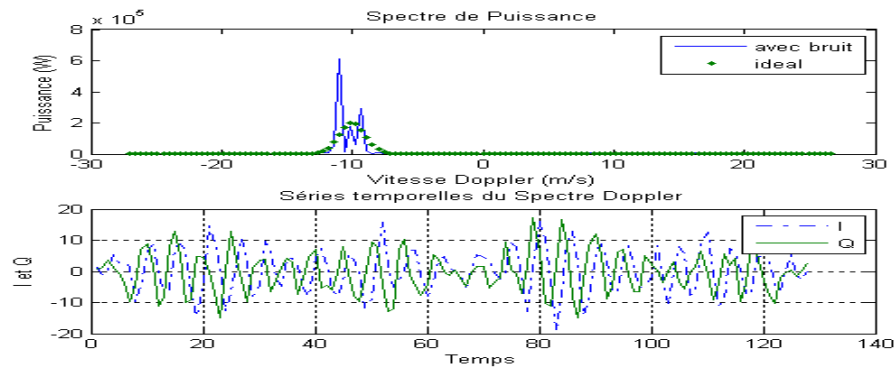
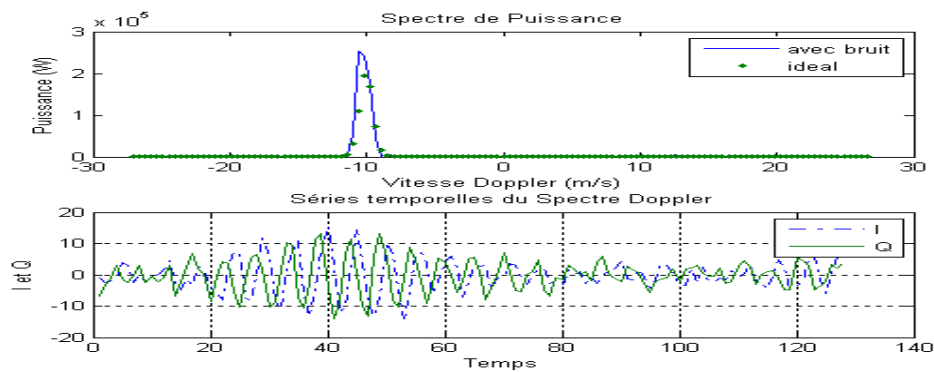


Figure (6.7): Influence de la puissance du pic sur le spectre Doppler et les séries temporelles I et Q en a), b) et c).

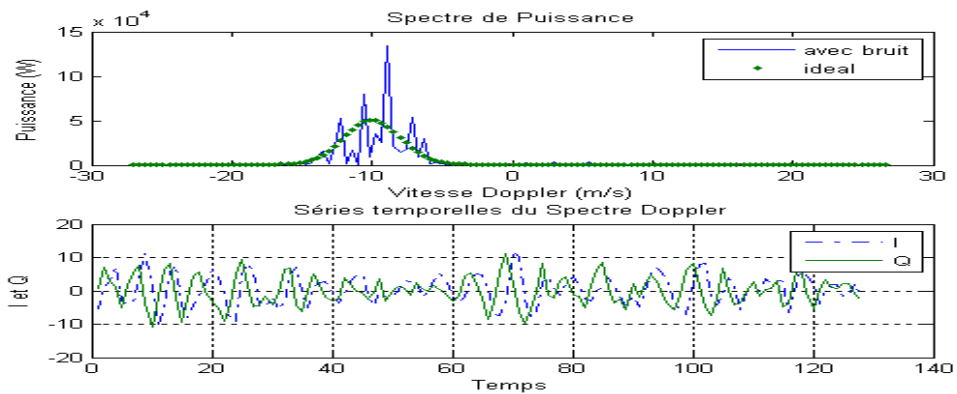
6.4.4. Influence de la largeur spectrale

La largeur spectrale σ (m/s) est un paramètre qui joue un rôle très important dans la modélisation du spectre Doppler. Il donne une information sur la nature du phénomène météorologique dans le volume d'air considéré ainsi, sur la largeur du spectre de vitesse doppler.

a) $\sigma=0.5$



b) $\sigma=2$



c) $\sigma=7$

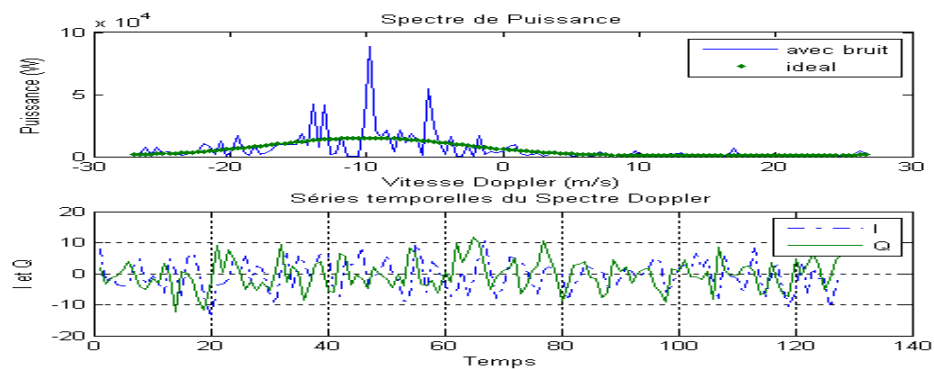


Figure (6.8) : Influence de la largeur spectrale sur le spectre Doppler et les séries temporelles I et Q en a), b) et c).

Elever la valeur de ce paramètre conduit à l'augmentation de la largeur du spectre et ceci conduit à la détection de plus d'un seul phénomène météorologique, contrairement au cas, où l'on réduit la valeur de la largeur spectrale, qui entrainera la réduction du spectre, ce qui signifie qu'on s'intéresse à un phénomène plus précis (sélectionné) à détecter (ex : microrafale de vent).

6.5. Présentation des algorithmes

6.5.1. Algorithme Pulse Pair

➤ Entrées

- Série temporelle ts représentant les signaux I et Q de M échantillons par cellule de distance.
- Caractéristiques du radar : T_s , F_i , λ , v_r , v_a , SNR.

➤ Traitement des Données

- Calcul de la fonction d'autocovariance $\hat{R}[1]$; lag=1

$$\hat{R}[1] = \frac{1}{M-1} \sum_{k=0}^{M-2} ts[k+1]ts^*[k] \quad (6.1)$$

- Calcul de la fonction d'autocovariance; $\hat{R}[2]$ lag=2

$$\hat{R}[2] = \frac{1}{M-2} \sum_{k=0}^{M-3} ts[(k+2)]ts^*[k] \quad (6.2)$$

- Estimation de la vitesse radiale moyenne

$$\bar{v}_{pp} = \frac{v_a}{\pi} \arg(\hat{R}[1]) \quad (6.3)$$

- Estimation de la largeur Spectrale

$$\bar{\sigma}_{pp} = \frac{\sqrt{2}v_a}{\pi} \left| \ln \left(\frac{|\hat{R}[1]|}{|\hat{R}[2]|} \right) \right|^{\frac{1}{2}} \operatorname{sgn} \left(\ln \left[\frac{|\hat{R}[1]|}{|\hat{R}[2]|} \right] \right) \quad (6.4)$$

➤ Résultats

- Vitesse radiale moyenne estimée [m/s] : \bar{v}_{pp}
- Largeur Spectrale Doppler estimée [m/s] : $\bar{\sigma}_{pp}$

6.5.2. Algorithme de Fourier

➤ Entrées

- Série temporelle ts représentant les signaux I et Q de M échantillons par cellule de distance.
- Caractéristiques du radar : $T_s, F_i, \lambda, v_r, v_a, \text{SNR}$.

➤ Traitement des Données

- Estimation de la puissance moyenne de l'écho radar :

$$\hat{P} = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} |ts(m)|^2 \quad (6.5)$$

- Estimation de la densité spectrale de puissance

$$\hat{S}(k) = \frac{1}{M} \left| \sum_{m=0}^{M-1} |ts| e^{-j\frac{2\pi mk}{M}} \right|^2 \quad (6.6)$$

Tel que : $k = -M/2, \dots, M/2 - 1$

- Estimation de la vitesse radiale moyenne

$$\hat{v}_{fr} = -\frac{\lambda}{2\hat{P}T_s} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1}\right) \quad (6.7)$$

- Estimation de la largeur Spectrale $\hat{\sigma}_{fr}$

$$\hat{\sigma}_{fr}^2 = \frac{\lambda^2}{4\hat{P}T_s^2} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} + 2\hat{v}_{fr} \frac{T_s}{\lambda}\right)^2 \quad (6.8)$$

➤ Résultats

- Vitesse radiale moyenne estimée [m/s] : \bar{v}_{fr}
- Largeur Spectrale Doppler estimée [m/s] : $\bar{\sigma}_{fr}$

6.5.3. Algorithme MUSIC

➤ Entrées

- Série temporelle ts représentant les signaux I et Q de M échantillons par cellule de distance.
- Caractéristiques du radar : $T_s, F_i, \lambda, v_r, v_a, \text{SNR}$.

➤ Traitement des Données

- Calcul de la matrice d'autocorrélation

$$R_{ts} = E[ts \cdot ts^H] \quad (6.9)$$

- Décomposition de la matrice d'autocorrélation en valeurs propres et vecteurs propres $V = \{v_{L+1}, \dots, v_N\}$; Utilisation des Vecteurs propres du sous espace bruit; L est la dimension du sous-espace signal et N est la dimension de l'espace d'observation ou ordre du filtre.

- Estimation du produit $s^H(f)v_k$ en utilisant la FFT qui sera calculé pour chaque vecteur propre v_k du sous espace bruit.

- Estimation de la DSP à partir de la puissance spectrale.

$$\hat{S} = P_{music}(f) = \frac{1}{\sum_{k=L+1}^N |s^H(f)v_k|^2} = \frac{1}{s^H(f)V(f)V^H(f)S(f)} \quad (6.10)$$

- Estimation de la vitesse radiale moyenne

$$\hat{v}_m = -\frac{\lambda}{2\hat{P}T_s} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1}\right) \quad (6.11)$$

- Estimation de la largeur Spectrale $\hat{\sigma}_m$

$$\hat{\sigma}_m^2 = \frac{\lambda^2}{4\hat{P}T_s^2} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} + 2\hat{v}_{fr} \frac{T_s}{\lambda} \right)^2 \quad (6.12)$$

➤ Résultats

- Vitesse radiale moyenne estimée [m/s] : \bar{v}_m
- Largeur Spectrale Doppler estimée [m/s] : $\bar{\sigma}_m$

6.5.4. Algorithme MINIMUM NORM

➤ Entrées

- Série temporelle ts représentant les signaux I et Q de M échantillons par cellule de distance.
- Caractéristiques du radar : $T_s, F_i, \lambda, v_r, v_a, \text{SNR}$.

➤ Traitement des Données

- Calcul de la matrice d'autocorrélation

$$R_{ts} = E[ts \cdot ts^H] \quad (6.13)$$

- Décomposition de la matrice d'autocorrélation en valeurs propres et vecteurs propres.

$V = \{v_{L+1}, \dots, v_N\}$; Utilisation des Vecteurs propres du sous espace bruit

L est la dimension du sous-espace signal.

N est la dimension de l'espace d'observation ou ordre du filtre.

- calcul du vecteur w de norme minimale

$$w = \begin{bmatrix} 1 \\ -G_s g_s^* / (1 - g_s^H g_s) \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

- Estimation du produit $s^H(f)w_k$ en utilisant la FFT qui sera calculé pour chaque vecteur propre v_k du sous espace bruit

- Estimation de la DSP à partir de la puissance spectrale

$$\hat{S} = P_{MinNorm}(f) = \frac{1}{\sum_{k=L+1}^N |s^H(f)w_k|^2} = \frac{1}{s^H(f)w(f)w^H(f)s(f)} \quad (6.15)$$

- Estimation de la vitesse radiale moyenne

$$\hat{v}_{mn} = -\frac{\lambda}{2\hat{P}T_s} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} \right) \quad (6.16)$$

- Estimation de la largeur Spectrale $\hat{\sigma}_{mn}$

$$\hat{\sigma}_{mn}^2 = \frac{\lambda^2}{4\hat{P}T_s^2} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} \hat{S}(k) \cdot \left(\frac{k}{M-1} + 2\hat{v}_{fr} \frac{T_s}{\lambda} \right)^2 \quad (6.17)$$

➤ Résultats

- Vitesse radiale moyenne estimée [m/s] : \bar{v}_{mn}
- Largeur Spectrale Doppler estimée [m/s] : $\bar{\sigma}_n$

6.6. Application sur des données de simulation

Comme première approche, on a appliqué les algorithmes cités ci-dessus sur des données synthétiques, qui sont données par :

On considère 10 cellules de distances dont les vitesses doppler radiales sont :

$V_r = [12.5 \ 13.4 \ 12.2 \ 9.9 \ 7.2 \ 11 \ 12.2 \ 10.3 \ 8.2 \ 7.4]$ m/s.

- Caractéristiques du radar météorologique doppler considérées :
 - Fréquence du signal émis : $f = 2.85 \times 10^9$ Hz.
 - Longueur d'onde : $\lambda = c/f = 10.5$ cm.
 - Fréquence de répétition : PRF = 10^3 Hz.
 - Période d'échantillonnage : $T_s = 1/prf = 10^{-3}$ sec.
 - Nombre d'échantillons par cellule de distance : $N = 128$.
 - Rapport Signal sur Bruit : SNR = 10 dB.
 - Vitesse maximale non-ambigüe : $v_a = \lambda/(4 \cdot T_s) = 26.3$ m/s.
 - Largeur du spectre Doppler : $\sigma = 2$ m/s.
 - Puissance du signal émis : $P_p = 750$ kW.

6.6.1. Résultats de l'algorithme Pulse Pair

La technique Pulse Pair, est une technique classique introduite par Zrinc pour l'estimation des deux moments d'ordre 1 et 2 du spectre Doppler à partir de la fonction d'autocorrélation du signal provenant du radar météorologique Doppler. L'avantage de la mise en œuvre du domaine temporel pour l'estimation avec l'algorithme PP (Pulse Pair) est que c'est l'algorithme le plus rapide en résolution comparé aux algorithmes spectraux.

L'estimation de la vitesse radiale d'une perturbation météorologique peut être estimée par l'utilisation de la technique Pulse-Pair, ainsi la largeur spectrale des vitesses mesurant le degré de dispersion des vitesses dans le volume illuminé.

Les figures ci-dessous, illustrent les résultats obtenus par l'algorithme PP, qui présente une très bonne estimation de la vitesse radiale avec une erreur relative faible pour toutes les cellules en distance sauf pour la 9^{ème} cellule qui atteint 5%.

Par contre, l'estimation de largeur spectrale est biaisée et atteint (15.24 m/s).

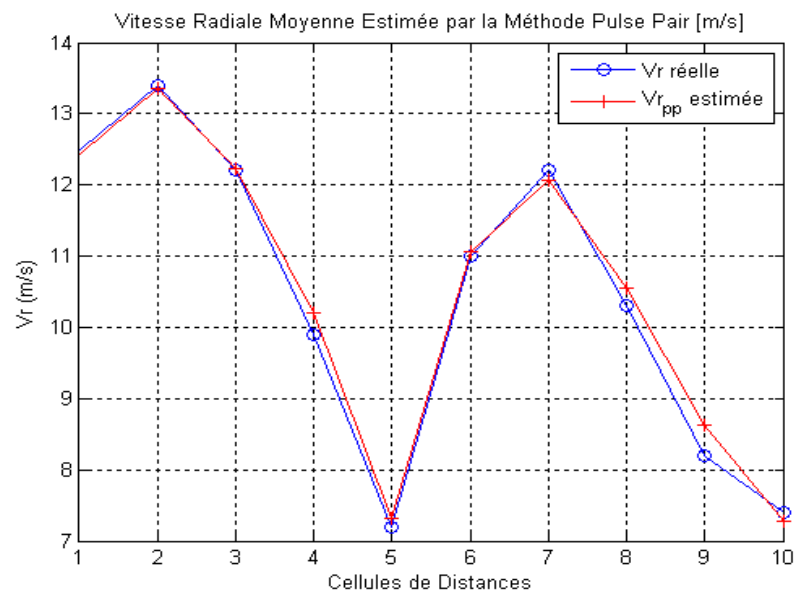


Figure (6.9) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Pulse Pair

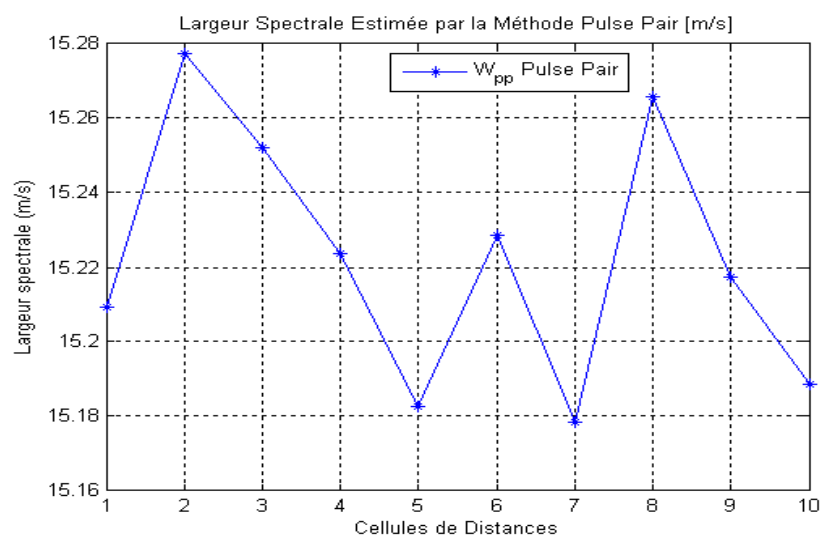


Figure (6.10) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Pulse Pair

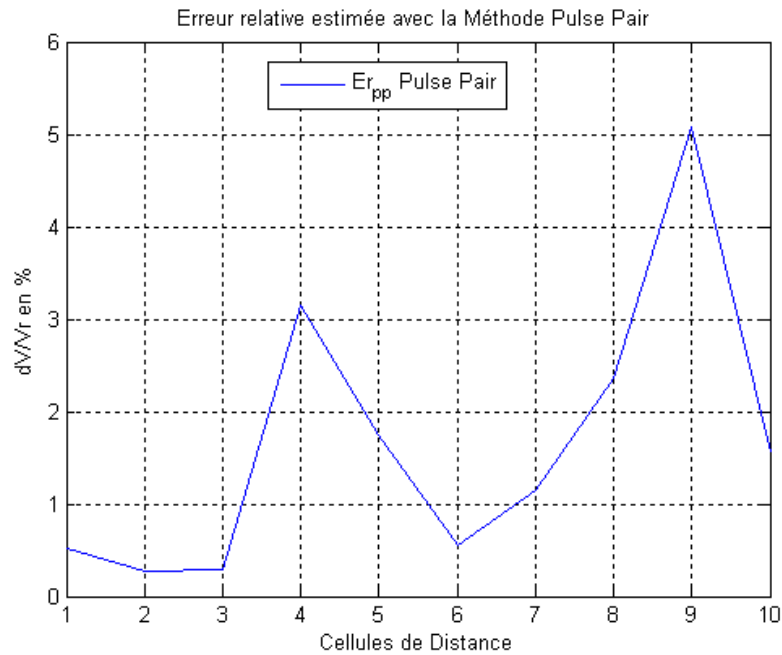


Figure (6.11) : Erreur relative sur les vitesses pour chaque porte en distance, méthode Pulse Pair

6.6.2. Résultats de l'algorithme Fourier

Les valeurs estimées indiquant l'estimation des moments spectraux ainsi l'erreur commise sur l'estimation du moment d'ordre 1, représentées dans les figures (6.12) ;(6.13) ;(6.14) sont indexées (fr), désignant la méthode de Fourier.

On remarque que l'algorithme ne converge pas, pour la majorité des portes en distance avec une erreur relative assez grande atteignant 13%.

Quand à l'estimation du moment d'ordre 2, soit la largeur spectrale des vitesses Doppler reste détériorée, et présente une grande valeur (jusqu'à 25.9%). Le principal effet, qui peut salir ou lisser le spectre estimé avec la FFT, est l'effet de fenêtrage qui se produit lors du traitement avec cet algorithme.

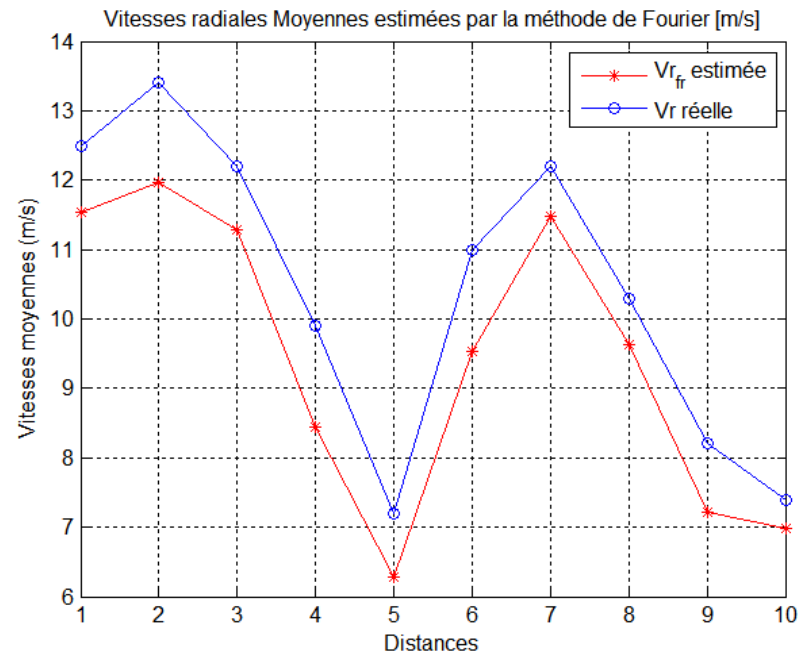


Figure (6.12) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Fourier

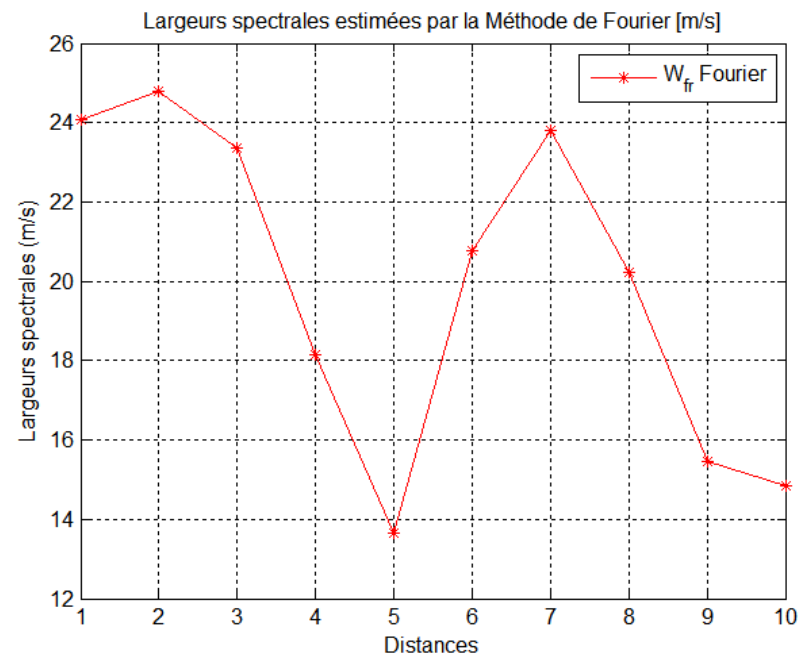


Figure (6.13) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Fourier

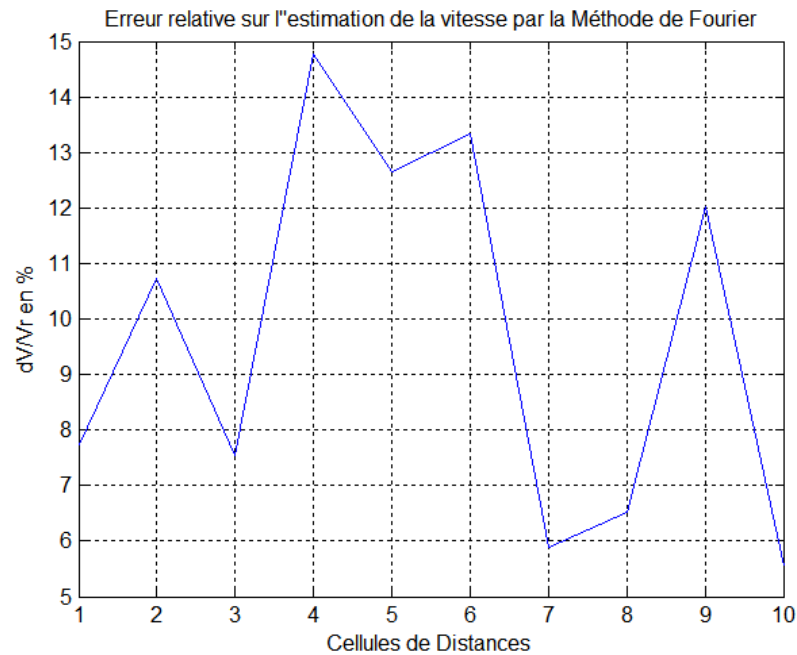


Figure (6.14) : Erreur relative sur les vitesses pour chaque porte en distance, méthode Fourier

6.6.3. Résultats de l'algorithme MUSIC

Les méthodes des sous espaces sont basées sur la décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation des séries temporelles issues de l'écho radar doppler d'une perturbation météorologique. Même lorsque le SNR est faible, ces méthodes à haute résolution produisent une bonne résolution du spectre de fréquence.

Les méthodes MUSIC et Min-Norm, deux méthodes des sous espaces proposées pour l'estimation des moments spectraux Doppler, viennent parfaire et rendre meilleurs les résultats obtenus par les méthodes classique (Pulse Pair et Fourier).

On constate, d'après les résultats obtenus, que l'algorithme MUSIC présente une très bonne estimation de la vitesse radiale moyenne et une très bonne convergence vu que l'erreur relative reste faible et n'atteint pas les 3%.

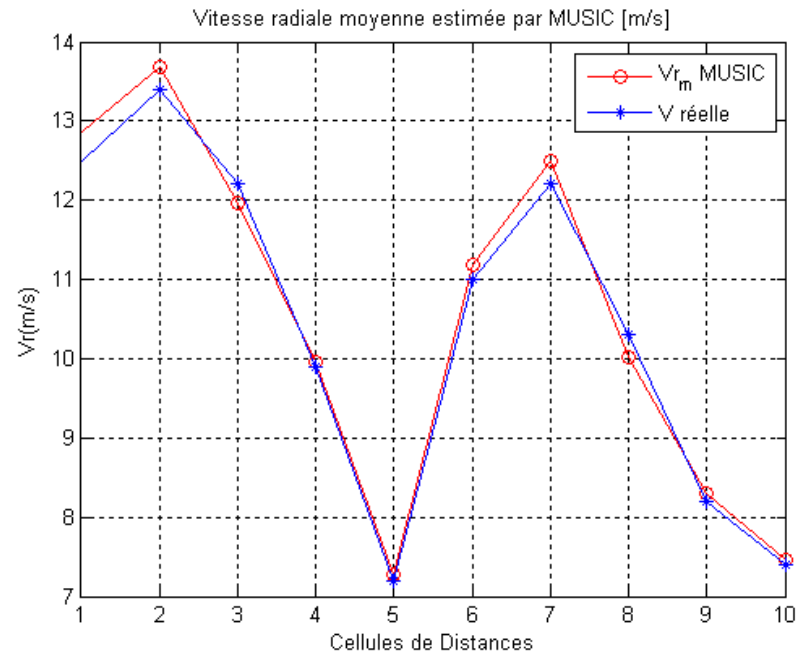


Figure (6.15) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode MUSIC

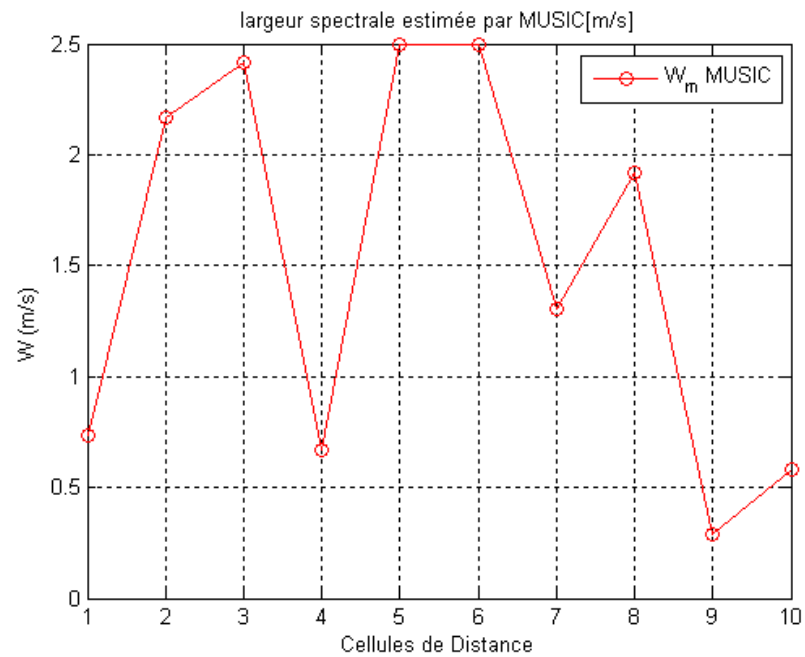


Figure (6.16) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode MUSIC

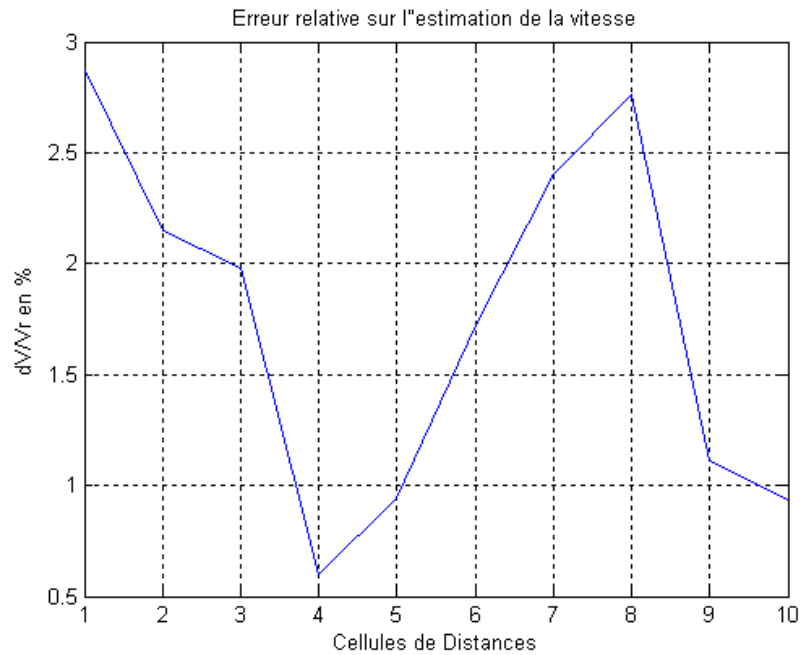


Figure (6.17) : Erreur relative sur les vitesses pour chaque porte en distance, méthode MUSIC

Quand à l'estimation de la largeur spectrale, le résultat est très satisfaisant étant donné que la valeur de celle-ci est très faible (maximum 2.5 m/s) comparée aux algorithmes classiques considérés précédemment qui présentés des valeurs très grandes de la largeur spectrale des vitesses.

6.6.4. Résultats de l'algorithme Minimum-Norm

L'algorithme Min-Norm, comme son homologue MUSIC, est présenté dans cette étude.

On peut déceler que cet algorithme représente de très bons résultats, pour l'estimation des moments spectraux, ainsi une bonne convergence de la vitesse radiale moyenne Doppler vers la solution désirée. On remarque que l'erreur relative reste faible et ne dépasse pas les 4%.

La largeur spectrale reste bornée aux alentours de 2 m/s et atteint même 0.3m/s pour deux cellules en distance, ce qui indique une très bonne précision et conduit à dire que cet algorithme est très robuste.

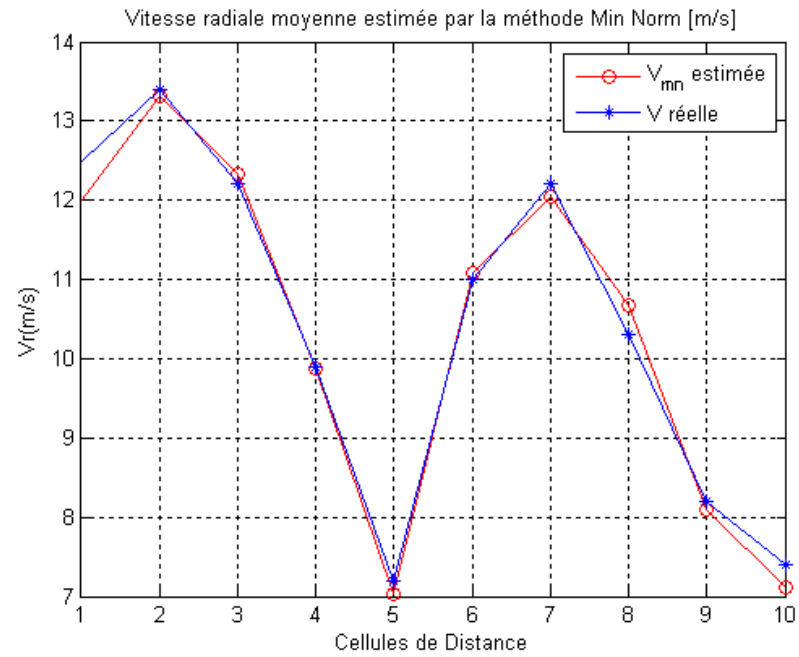


Figure (6.18) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Min-Norm

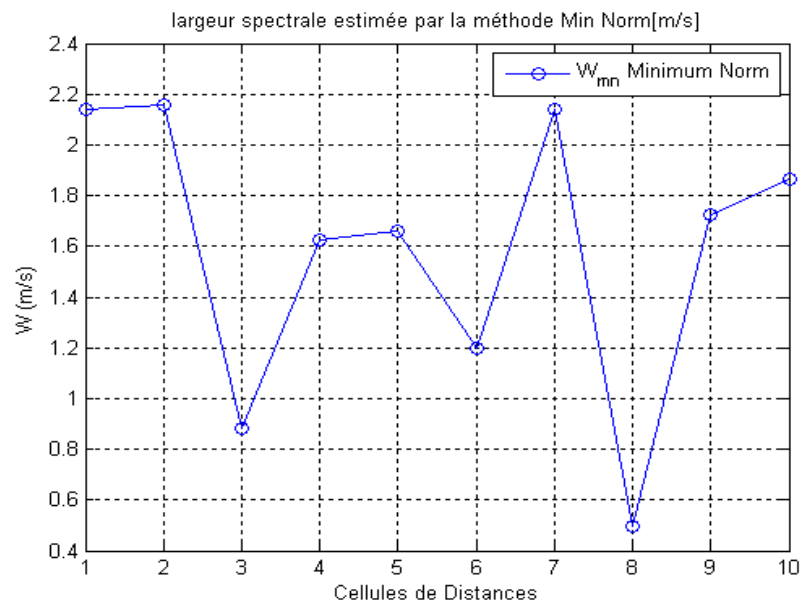


Figure (6.19) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Min-Norm

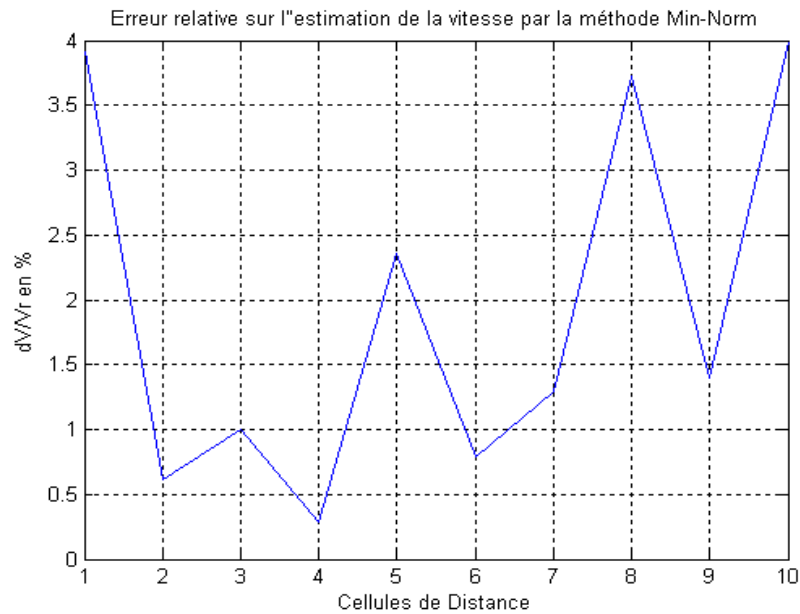


Figure (6.20) : Erreur relative sur les vitesses pour chaque porte en distance, méthode Min-Norm

6.7. Application des algorithmes sur des données réelles

Les séries temporelles I et Q sont les données réelles utilisées dans nos simulations, Elles sont collectées du radar météorologique Doppler WSR-88D, en 1997 dans l'état de Memphis, à l'aide d'une unité d'acquisition radar (A1DA).

Elles symbolisent une perturbation météorologique qui correspond à une pluie stratiforme engendrée par les nuages stratiformes Ceux qui s'étendent horizontalement. Comme les stratus, les cirrus, les altos-stratus...

Ces pluies sont accompagnées des rafales de vent, produite aux alentours de l'aérodrome de Memphis.

Les données sont obtenues par un radar de type WSR-88D et seront représentées par des séries temporelles complexes $ts = I + jQ$ pour 8 portes de distance.

Les algorithmes classiques ainsi les algorithmes des sous espaces proposés, seront appliqués sur ces données, afin de valider la performance de ces algorithmes.

- Caractéristiques du radar météorologique doppler considéré :
 - Signal émis de fréquence: $f = 2.85 \times 10^9$ Hz.

- Longueur d'onde : $\lambda = c/f = 10.53$ cm.
- Fréquence de répétition : PRF = 1011.9 Hz.
- Période d'échantillonnage : $T_s = 1/prf = 0.988 \cdot 10^{-3}$ sec.
- Rapport signal sur bruit : SNR=7dB
- Nombre d'échantillons par cellule de distance : $N = 240$.
- Vitesse maximale non-ambigüe : $v_a = \lambda/(4 \cdot T_s) = 26.3$ m/s.
- Larguer du spectre Doppler : $\sigma = 1$ m/s.
- Puissance du signal émis : $P_p = 750$ kW.

6.7.1. Résultats de l'algorithme Pulse Pair

L'algorithme Pulse Pair a été appliqué, au préalable, sur des données synthétiques qu'on a discutées dans la partie simulation, et sera appliqué dans cette partie sur les données réelles.

Les figures (6.21) et (6.22), illustrent les résultats obtenues pour l'estimation de la vitesse radiale moyenne et de la largeur spectrale des vitesses.

On remarque que la largeur spectrale est grande et varie entre 10.4 et 12 m/s.

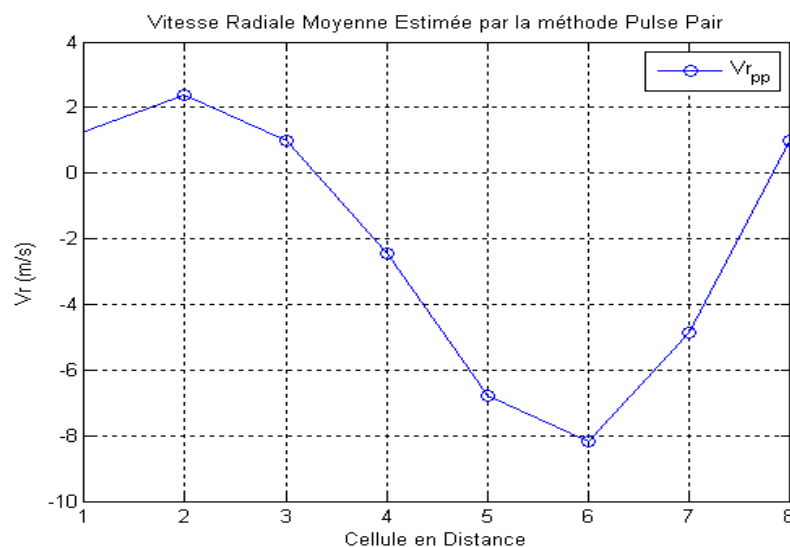


Figure (6.21) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Pulse Pair s'appliquant sur des données réelles

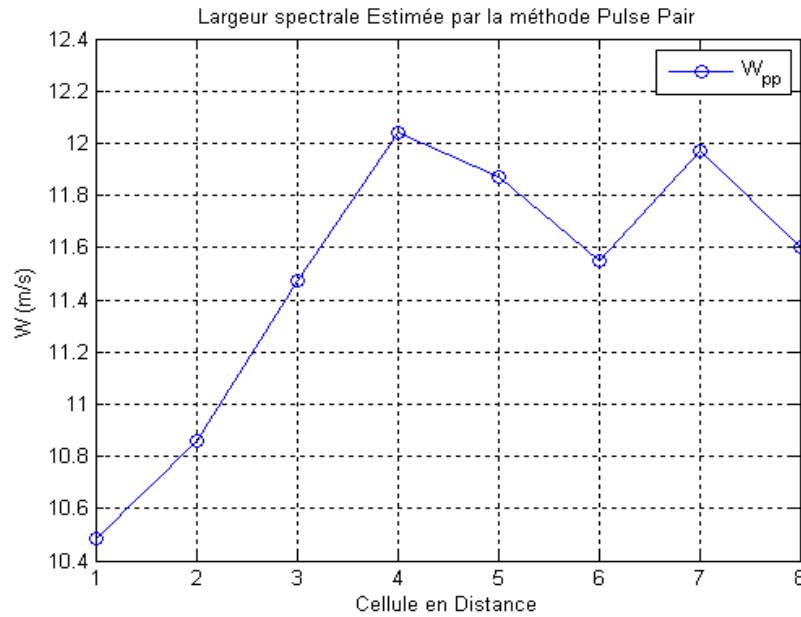


Figure (6.22) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Pulse Pair S'appliquant sur des données réelles

6.7.2. Résultats de l'algorithme Fourier

L'algorithme Fourier sera également appliqué sur les données réelles, pour estimer les moments spectraux d'ordre 1 et 2.

L'estimation de la vitesse moyenne radiale et la largeur spectrale des vitesses est présentée sur les figures (6.23) et (6.24), respectivement.

L'estimation de la largeur spectrale reste biaisée vu que la valeur de celle-ci soit très grande (atteint 15m/s).

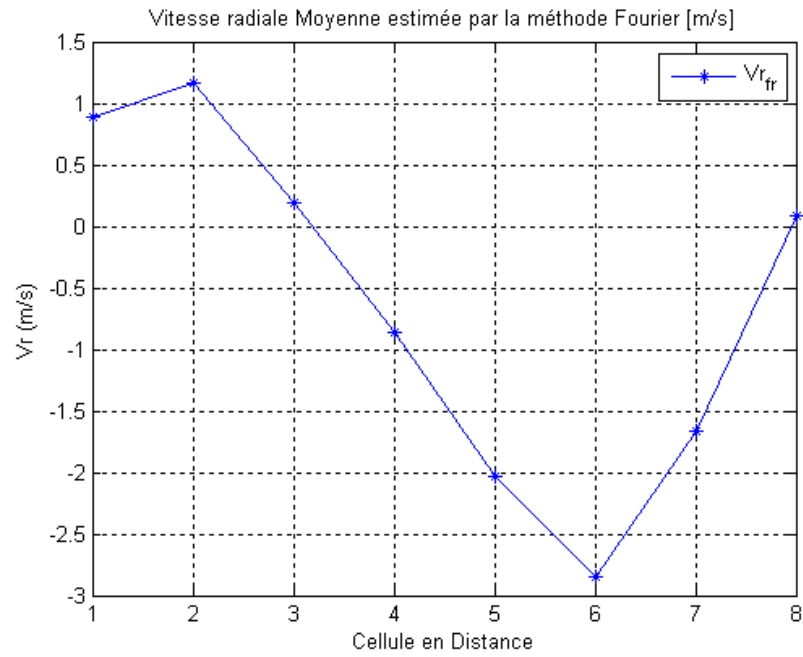


Figure (6.23) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Fourier s'appliquant sur des données réelles

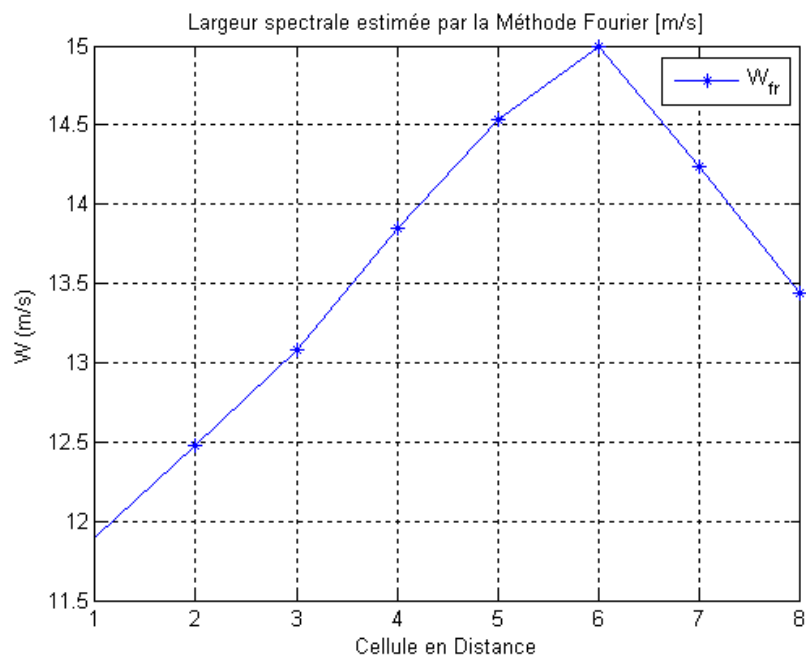


Figure (6.24) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Fourier s'appliquant sur des données réelles

6.7.3. Résultats de l'algorithme MUSIC

Pour une validation de la performance des algorithmes proposés, notamment MUSIC, on a appliqué ce dernier sur des données réelles.

Les résultats sont exposés dans les figures (6.25) et (6.26), qui donnent une information sur l'estimation des moments spectraux d'ordre 1 et 2.

On remarque que l'allure de la vitesse radiale moyenne estimée par l'algorithme Pulse Pair est la même que celle estimée par l'algorithme MUSIC. La mesure de la largeur spectrale est déterminée par la distribution de vitesse Doppler et de la distribution de densité des éléments de diffusion dans le volume de résolution, et l'algorithme MUSIC a montré sa robustesse dans l'estimation de cette grandeur qui est nettement plus faible par rapport à celle estimée par les algorithmes classiques (PP et Fourier).

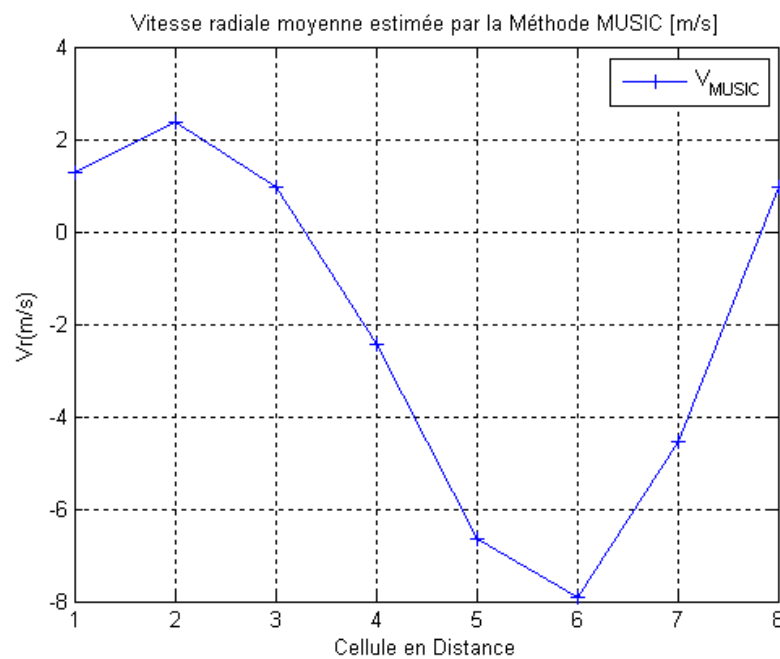


Figure (6.25) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode MUSIC s'appliquant sur des données réelles

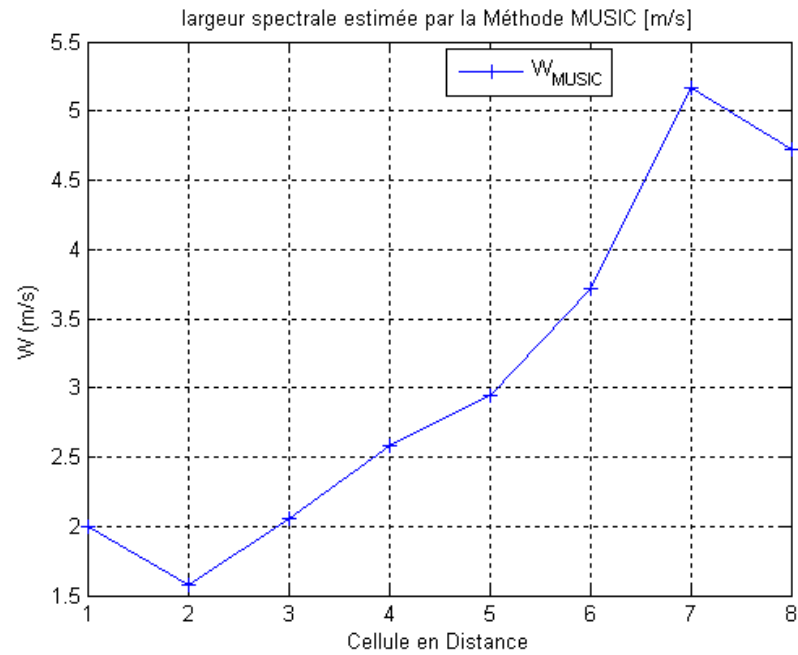


Figure (6.26) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode MUSIC s'appliquant sur des données réelles

6.7.4. Résultats de l'algorithme Minimum-Norm

La même interprétation peut être faite encore ici que précédemment. Les graphes montrent que l'algorithme des sous espaces « Min-Norm » fournit un bon résultat d'estimation de la largeur spectrale entre (1.5 et 5.1 m/s), ainsi, l'allure du graphe représentant la vitesse radiale moyenne est semblable à celui de MUSIC et PP.

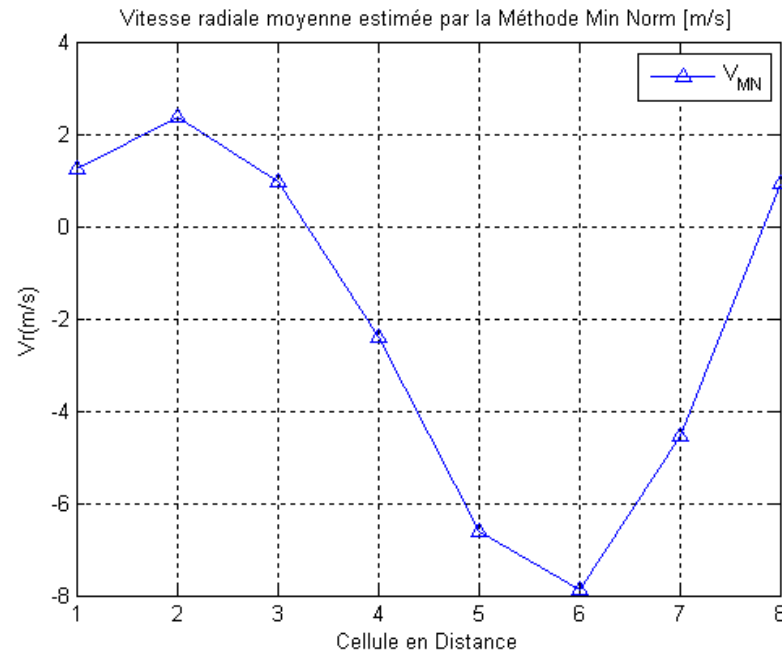


Figure (6.27) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par la méthode Min-Norm s'appliquant sur des données réelles

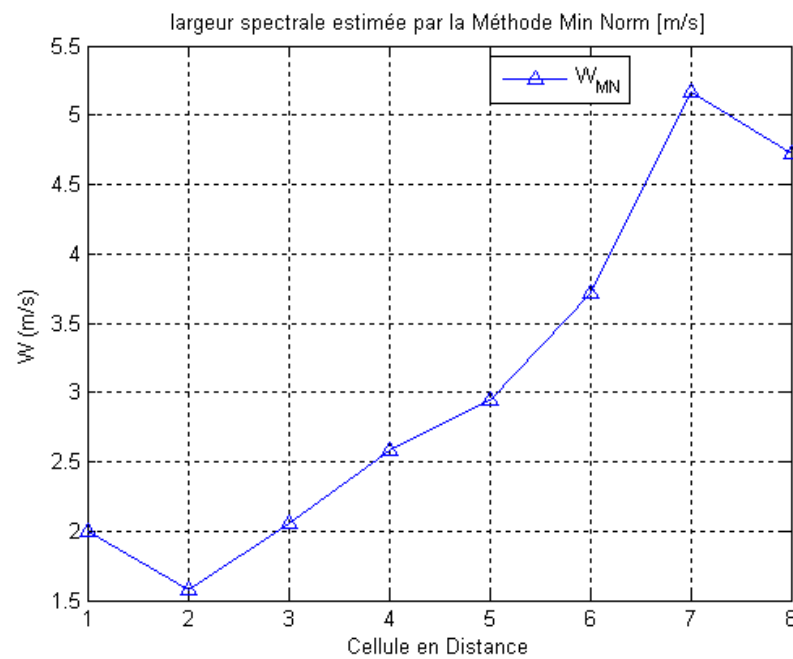


Figure (6.28) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par la méthode Min-Norm S'appliquant sur des données réelles

6.8. Etude comparative

Dans cette partie, on effectuera une étude comparative entre les algorithmes introduits (Pulse Pair, Fourier, MUSIC et Min-Norm), ce qui nous permettra d'évaluer les performances et la robustesse de chaque algorithme, dans l'estimation des moments spectraux Doppler.

6.8.1. Données de simulation

A la fois, MUSIC et Minimum-Norm, fournissent des caractéristiques spectrales similaires.

La largeur spectrale du spectre de la méthode MUSIC est presque similaire, aussi, à la largeur spectrale de la méthode Min-Norm, mais celle de Min-Norm reste la plus faible comparée aux méthodes Pulse Pair et Fourier, dont la largeur spectrale est très grande.

Ces deux méthodes fournissent des estimations asymptotiques non biaisé d'un ensemble général de paramètres de signaux.

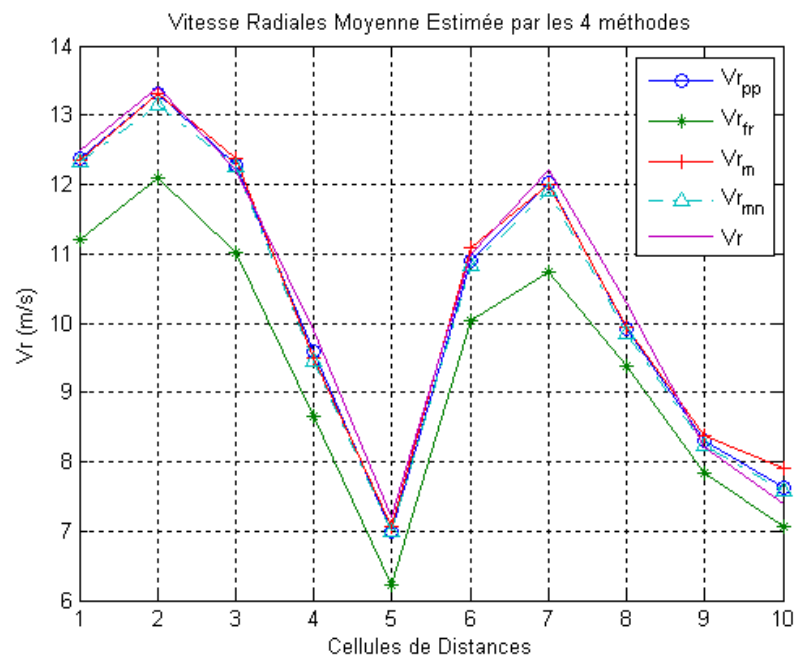


Figure (6.29) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par les différents algorithmes s'appliquant sur des données synthétiques

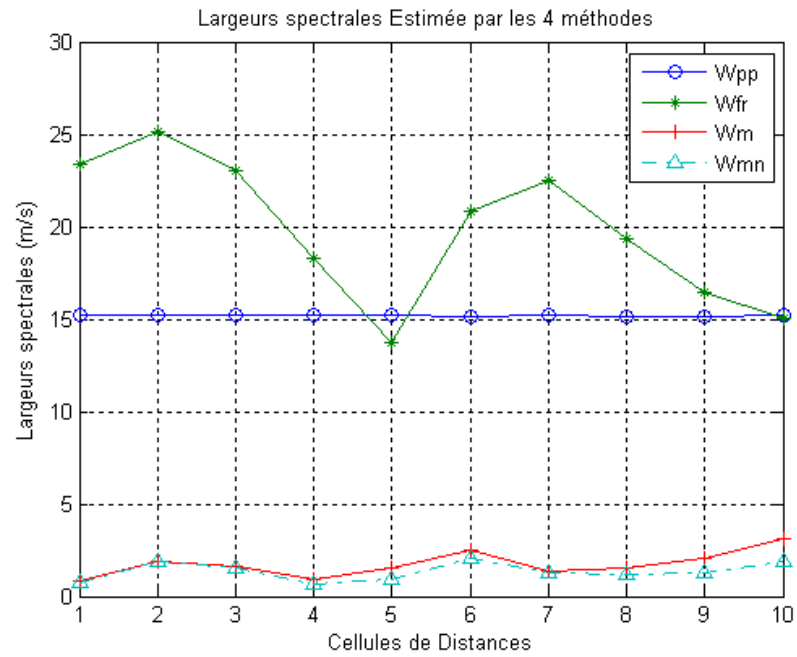


Figure (6.30) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par les différents algorithmes s'appliquant sur des données synthétiques

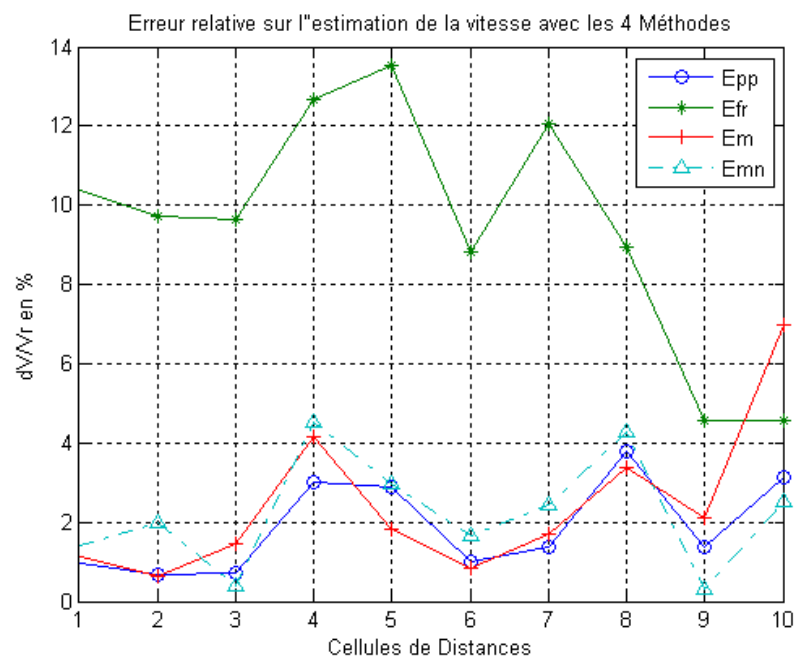


Figure (6.31) : Erreur relative sur la vitesse relative pour chaque porte en distance par les différents algorithmes s'appliquant sur des données synthétiques

6.8.2. Données réelles

On effectuera également, comme traité précédemment pour les données synthétiques, une étude comparative pour les données réelles, pour pouvoir évaluer les performances de chacun des estimateurs considérés.

On remarque qu'il y a une grande différence entre la vitesse moyenne radiale estimée par la méthode de Fourier et celle estimée par les autres méthodes, et cela pour toute les portes en distance, ce qui conduit à dire que les algorithmes Pulse Pair, MUSIC et Min-Norm restent les plus robuste pour l'estimation de la vitesse, et donne un résultat satisfaisant quand ils sont appliqués sur des données réelles.

Quand à l'estimation de la largeur spectrale, les méthodes des sous espaces se place comme les meilleurs estimateurs, avec une largeur spectrale très faible comparée aux algorithmes classique qui ne dépasse pas 5m/s.

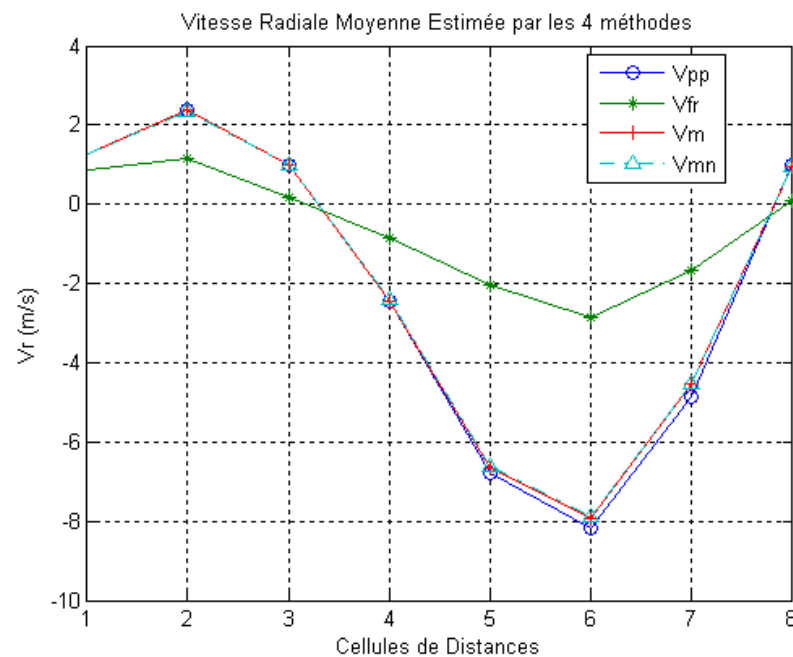


Figure (6.32) : Estimation de la vitesse radiale moyenne par les différents algorithmes s'appliquant sur des données réelles

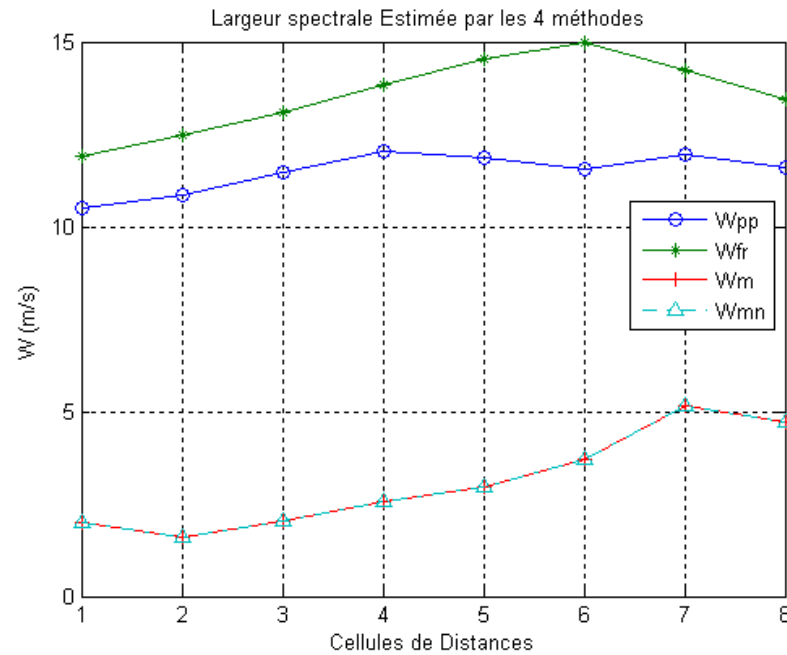


Figure (6.33) : Estimation de la largeur spectrale des vitesses par les différents algorithmes s'appliquant sur des données réelles

6.9. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté et interprété clairement les différentes simulations, en commençant par une analyse statistique appliquée sur le signal généré par le Dr ZRNIC, ensuite, voir l'effet et l'influence de chaque paramètre d'entrée de la routine de génération des données sur ce signal généré, et enfin, l'application des différents algorithmes, cités dans les chapitres précédant sur les données synthétiques et réelles.

L'objectif est l'estimation des moments spectraux d'ordre 1 et 2, notamment, la vitesse radiale moyenne Doppler et la largeur spectrale de la vitesse, respectivement, d'une perturbation météorologique représentant un cisaillement de vent.

Pour ce fait, on a appliqué des méthodes classiques développées dans le domaine temporel (Pulse Pair) et dans le domaine spectral (Fourier), ainsi, les méthodes Haute résolution (MUSIC et Min-Norm) sur le signal reçu par le radar, donnant une information sur les caractéristiques de la perturbation météorologique.

L'interprétation et la performance de ces méthodes a été discutés et comparés en terme de leur degré de résolution, leurs robustesse et leurs effet une fois appliquées sur un écho radar météorologique doppler.

Les résultats obtenus démontrent clairement la puissance des méthodes de vecteurs propres (sous-espaces) dans la résolution et l'estimation des moments spectraux.

On a pu distinguer leurs puissances et leurs robustesse pour l'estimation de la vitesse radiale moyenne et la largeur spectrale qui est nettement faible comparée à son estimation par les méthodes classiques (Pulse Pair, Fourier), et ce, pour les données synthétiques, comme pour les données réelles.

Il est bien évidant, que l'algorithme spectral Fourier, fournit les résultats les moins satisfaisants, surtout en matière d'estimation de la largeur spectrale des vitesses.

Par contre, l'algorithme temporel Pulse Pair présente un très bon résultat d'estimation de la vitesse radiale moyenne mais une détérioration dans l'estimation du second moment spectral. Son avantage, c'est sa rapidité de résolution. Même les algorithmes des sous espaces ont montré leur rapidité de calcul, qui n'est pas toujours le cas des estimateurs spectraux.

Par déduction, il convient de souligner que les caractéristiques de performance des méthodes des sous espaces, en particulier les méthodes MUSIC et Minimum-Norm, ont été trouvées extrêmement précieuses dans leurs application sur des échos provenant de précipitations météorologiques.

CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

L'estimation des moments spectraux a suscité beaucoup d'intérêt dans le domaine météorologique, vu que plusieurs chercheurs veulent améliorer cette estimation en proposant et développant continuellement de nouveaux algorithmes. Cette étude est consacrée à l'estimation des moments spectraux d'échos doppler par les méthodes à haute résolution : MUSIC et MINIMUM-NORM.

Les radars météorologiques Doppler qui sont, désormais, devenus indispensables dans l'assurance de la sécurité aérienne. En particulier, de nombreux aéroports dans le monde sont équipés de Radar météorologique Doppler (ex : Terminal Doppler Weather Radar "TDWR") dans l'alerte de cisaillement de vent à basse altitude et de la turbulence. Les alertes de microrafales provenant des radars météorologiques Doppler sont considérées comme dangereuses, et l'aéronef ne peut pas voler quand ces alertes sont en vigueur.

Un radar Doppler utilise des impulsions consécutives pour déterminer le mouvement des cibles, et pas seulement la quantité d'énergie qu'ils rétrodiffusent. Il y a trois moments de distribution d'énergie qui peuvent être estimés à partir du faisceau illuminant les cibles météorologiques.

Le moment d'ordre 0 appelé réflectivité, il s'agit simplement d'une mesure de la quantité d'énergie rétrodiffusée vers le radar par les cibles météorologique.

Le moment d'ordre 1 est la vitesse radiale, elle est désignée en mesurant la variation temporelle de la réflectivité, C.à.d. le déplacement des cibles par rapport au temps. Ce produit est très utile pour déterminer le cisaillement du vent à basse altitude et la rotation au sein d'un orage.[8]

Enfin, le moment d'ordre 2, désignant la puissance de distribution est appelé largeur spectrale, et il est retrouvé par la mesure de la variation dans le

temps de la vitesse radiale. Fondamentalement, cela pourrait être décrit comme le degré de dispersion de la vitesse radiale ou encore la turbulence.[8]

Pour satisfaire cet objectif, on a étudié une solution à base de techniques de traitement de signal classique (Pulse Pair et Fourier) et à haute résolution (MUSIC et Min-Norm). Dans le contexte d'application, ces algorithmes ont pour fonction l'estimation des moments spectraux d'ordre 1 et 2.

En conséquence, sur ce document, on s'est focalisé sur les méthodes des sous espaces. Ces dernières exploitent un modèle du signal reçu par le radar météorologique Doppler.

Les méthodes des sous espaces, notamment MUSIC et Minimum-Norm, ont été d'abord adaptées à la problématique d'application ensuite appliquées sur des données de simulation générées par une routine proposée par Zrnic et des données réelles représentatifs d'une pluie accompagnée d'une rafale de vent aux alentours de l'aéroport de Memphis, en 1997.

La méthode temporelle Pulse Pair est l'algorithme le moins coûteux en temps de calcul. C'est l'avantage de sa mise en œuvre, car c'est l'algorithme le plus rapide en résolution comparé aux algorithmes spectraux. Il présente, également, une robustesse d'estimation de la vitesse radiale moyenne Doppler. Son inconvénient majeur c'est l'estimation de la largeur spectrale des vitesses.

Quand à la méthode spectrale Fourier, fournit des résultats biaisés pour l'estimation des deux moments spectraux, l'estimation du moment d'ordre 1 s'améliore pour des SNR plus élevés (plus de 15 dB), mais l'estimation du moment d'ordre 2 reste détériorée.

L'avantage des méthodes à haute résolution (sous-espaces) est le fait de présenter une meilleure résolution que les méthodes conventionnelles basées sur le calcul de la fonction d'autocorrélation, Pulse Pair, et celles se basant sur le calcul de la FFT surtout en matière d'estimation de la largeur spectrale des vitesses, bien que ces techniques évoluent dans un domaine spectral.

On peut confirmer également que ces méthodes (MUSIC et Min-Norm), fournissent de très remarquables résultats d'estimation de la vitesse radiale même à faible SNR (moins de 10dB), contrairement, à Pulse Pair, qui donne un résultat moins satisfaisant.

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse offrent de nombreuses perspectives. Nous en résumons ici quelques unes :

- Implantation sur DSP ou FPGA.
- Pour réduire le coût calculatoire, on propose la méthode ESPRIT, nettement plus rapide que MUSIC et Min-Norm, ainsi, la méthode OPM.
- Dans notre étude on a considéré un bruit blanc gaussien, on peut considérer un bruit coloré et appliquer un blanchiment avant l'introduction de l'un des algorithmes proposés. Il serait intéressant de pouvoir appliquer l'algorithme ESPRIT avec blanchiment à l'aide d'une matrice de pondération.
- On peut considérer également la présence de multi-trajets polluant le signal utile et essayer d'appliquer les méthodes des sous espaces pour remédier à ce problème.
- L'algorithme MVS semble être une méthode très intéressante pour l'estimation des trois moments spectraux d'échos de forme gaussienne fortement chevauché.
- Considération d'autres phénomènes météorologiques dangereux tels que les tornades

REFERENCES

1. « Phénomènes Météorologiques Dangereux Pour L'aéronautique », Section Instruction – IVAO_{TM} division France, 2011.
2. Viaut A.; “la météorologie du navigant”. Editeur : Blondel La Rougery (1970).
3. Saeed V. Vaseghi; Professor of Communications and Signal Processing; University, UK, - Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction- Section-9.6.2 “MULTIPLE SIGNAL CLASSIFICATION SPECTRAL ESTIMATION”, Third Edition, 2006.
4. A. K. Bhatnagar, P. Rajesh Rao, S. Kalyanasundaram, S. B. Thampi, R. Suresh and J. P. Gupta; “Doppler radar – A detecting tool and measuring instrument in meteorology”; CURRENT SCIENCE, VOL. 85, NO. 3, 10 AUGUST 2003.
5. Chiraz Boudjabi ; « Validation de la mesure de réfractivité avec un radar en bande C équipé d'un émetteur à magnétron » thèse de doctorat ; Université Toulouse 3 Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier), 2011.
6. Jeffrey Keeler R., Robert J. Serafin. “Radar handbook: Chapter 19: Meteorological radar”. Third edition, 2008.
7. US Navy; «Environmental satellites and weather radar »; 1999.
8. OGUZHAN Sireci; Training Material on Weather Radar Systems MODULE C “Processing basics in Doppler weather radars”; Electronic Observing Sytems Division Turkish State Meteorological Service; 2006.

9. Nadav Levanon and Eli Mozeson; "Radar Signals"; 2004 publier par J.Wiley.

10. Novick L.R. and Glover K.M., "Spectral mean variance estimation via pulse pair processing"; Preprints 16th conf. Radar Meteorol, Boston, A, pp,1-5, 1975.

11. D.S. Zrníc, « Simulation of weather-like doppler spectra and signals »; J.Appl.Meteorol, vol. 14, pp. 619-620, 1975.

12. Pierre Tabary, Georges Scialom, et Alain Protat ; « Un radar météorologique Doppler : pour quoi faire ? », Météo-France et Centre d'étude des environnements terrestre et planétaires (CETP) CNRS et université de Versailles. La Météorologie - n° 38 - août 2002

13. Jeffrey R., Keeler Richard and Passarelli E., "Signal Processing for Atmospheric Radars", Atmospheric Technology Division National Center For Atmospheric Research Boulder, Colorado May 1989.

14. Richard J. Doviak, Dusan S. Zrníc et Dale S. Sirmans; "Doppler weather radar"; IEEE, VOL. 67, NO. 11, NOVEMBER 1979.

15. "Pulsed Doppler velocity isotach displays of storm winds in real time," J. Appl Meteorol, vol. 12, no.4, pp. 694-697, 1973.

16. J.W. Cooley and J.W. Tukey, "An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series"; Math Comp, vol. 19; pp. 297-301, 1965.

17. Sirmans D. and Bumgarner B., "Numerical comparison of five mean frequency estimation," J. Appl. Meteorol, vol 14, pp. 991-1003, 1975.

18. "Estimation of spectral density mean and variance by covariance argument techniques", in Preprints 16th Conf. Radar Meteorol, Amer. Meteorol. Soc., Boston, MA, pp. 6-13, Apr. 1975.

19. David D. Aalfs, Erenst B. Baxa, Emedio M. Bracalente. "Signal processing aspects of wind shear detection". Microwave journal, September 1993.
20. Batten I.J., "Radar observation of Atmospheric", Chicago: University of Chicago Press, 1973.
21. Miller K.S. and Rockwarger M.M., "A covariance approach to spectral moment estimation", IEEE Tans. Inform, Theory, vol, IT-18, pp.588-596, 1972.
22. Stergios Stergiopoulos. "Advanced Signal Processing Handbook Theory and Implementation for Radar, Sonar, And Medical Imaging Real-Time Systems". CRC Press, 2001.
23. Doviak R.J. and Zrnic D.S., "Doppler Radar and Weather Observation", 3rd Ed, Mineola, Ny; Dover Publication, 2006.
24. Doviak R.J. , Zrnic D.S. et Sirmans D.S. « Doppler radar and weather Observations». 2^{eme} édition, Presse Académique. Inc, 1993.
25. Pierre Grégoire, Michel Leroy ; « Mesures en météorologie » ; P. Grégoire Ingénieur de la Météorologie et M. Leroy Ingénieur en chef de la Météorologie.
26. Rinehart R.E., "Radar for Meteorologists", 4th Ed, Colombia, MO ; Rinehart Publication, 2004.
27. Lagha M., Messaoud BENSEBTI « Estimation du Spectre Doppler par la Transformée de Ramanujan Fourier » ;
– Aeronautic Department of BLIDA University; - Electronic Department of BLIDA University, 2009.
28. José M. B. Dias and José M. N. Leitao. "Nonparametric Estimation of Mean Doppler Spectral Width". IEEE. Transactions On Geoscience and Remote Sensing. 2000.

29. David D. Aalfs, Ernest G. Baxa and Emedio M. Bracalente, « Signal Processing Aspects of Windshear Detection » Technical Feature, Microwave Journal, September 1993.
30. Lagha M. ; « Estimation de la vitesse moyenne et de la variance d'un cisaillement de vent a basse altitude via les méthodes spectrale », Mémoire de Magister en Aéronautique, 2003.
31. Bringi V. N. Chandrasekar V.; "Polarimetric Doppler Weather Radar"; Principles and applications; Cambridge University Press 2004.
32. Khaled ZEROUKI ; « Cours de Météorologie aéronautique adapte à la formation des personnels d'exploitation de la navigation aérienne », Edition septembre 2008.
33. Cedric Le Bastard, « Apport de technique de traitement de signal super et haute résolution à l'amélioration des performances du radar-chaussée » ; Thèse de doctorat, Nante, 2007.
34. Schmidt R. O., "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation", PhD thesis, Stanford University, Calif, USA, November 1981.
35. Bienvenue G., Kopp L., "Optimality of high resolution array processing using the eigensystem approach", IEEE Transaction on Acoustic, Speech, and Signal Processing, Vol.31, No 5, pp-1235-1247, October 1983.
36. Carine El Kassis ; « Méthodes à haute résolution pour antennes non Uniformes », thèse Doctorat, 2009, Université Paris-Sud XI.
37. Elif Darya Übeyliand Inan GÜLER; "Comparison of eigenvector methods with classical and model-based methods in analysis of internal carotid arterial Doppler signals"; Department of Electronics and Computer Education, Faculty of Technical Education, Gazi University, Teknikokullar, Ankara 06500, Turkey, 2003.

38. Hyde G.H. and Perry K. E., "Doppler phase difference integrator", M.I.T. Tech. Rep. 189, 1958.
39. Akay M., Semmlow J.L., Welkowitz W., Bauer M.D., Kostis J.B., "Noninvasive detection of coronary stenoses before and after angioplasty using eigenvector methods", IEEE Trans. Biomed. Eng. 37 (11) (1990) 1095–1104.
40. Cheong B. L. and R. Palmer D. ¹; Xue M. ², "A Time Series Weather Radar Simulator Based on High-Resolution Atmospheric Models"; ¹- School of Meteorology, University of Oklahoma; ²-School of Meteorology, and Center for Analysis and Prediction of Storms, University of Oklahoma, Norman, Oklahoma (Manuscript received 28 September 2006, in final form 8 March 2007).
41. OGUZHAN Sireci; Training Material on Weather Radar Systems MODULE A: "Introduction To Radar"; Electronic Observing Systems Division Turkish State Meteorological Service; 2006.
42. Robert G. Hallowell and John Y.N.Cho; "Wind-Shear System Cost-Benefit Analysis"; VOLUME 18, NUMBER 2, 2010 n LINCOLN LABORATORY JOURNAL

APPENDICE A
LISTE DES ABREVIATIONS

| | |
|---------|---|
| GMAP: | Gaussian Model Adaptive Processing |
| SML: | Stochastic Maximum Likelihood |
| MUSIC: | Multiple Signal Classification |
| PRF: | Pulse Repetitive Frequency |
| PRT: | Pulse Repetitive time |
| DFT: | Discrete Fourier Transform |
| FFT: | Fast Fourier Transform |
| MVS: | Maximum de Vraisemblance Stochastique |
| OPM: | Orthogonal Propagator Method |
| PP: | Pulse Pair |
| ML: | Maximum likelihood |
| DSP: | Densité Spectrale De Puissance |
| ESPRIT: | Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques |