32-620

32-530-187-2

دائرة الطيران 3 جامعة البليدة

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA

FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'AERONAUTIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER EN AERONAUTIQUE

OPTION : AERONAUTIQUE

THEME

ESTIMATION DE LA VITESSE MOYENNE ET DE LA VARIANCE D'UN CISAILLEMENT DE VENT A BASSE ALTITUDE VIA DES METHODES SPECTRALES

Présenté par : LAGHA Mohand

Devant la commission d'examen composée par :

- Président :	M. GUESSOUM Abderrezak	Professeur	U. BLIDA
- Rapporteurs :	M. BOUKRAA Salah	Maître de conférences	U. BLIDA
	M. BENTEFTIFA Hafed	Chargé de cours	U. BLIDA
- Examinateurs :	Mme GUERTI Mhania	Maître de conférences	E.N.P Alger
	M. REZOUG Tahar	Maître de conférences	U. BLIDA

Soutenu le 10 juillet 2003

SOMMAIRE

RESUME

SUMMARY

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION 1
1-1- Introduction 1
1-2- Recherches bibliographiques 4
1-3- Objectifs du mémoire 11
1-4- Plan de travail 13

CHAPITRE 2 : LA TELEDETECTION RADAR ET LE CISAILLEMENT DU VENT 14

Partie I : LA TELEDETECTION RADAR 14
2-I-1- Introduction 14
2-I-2- Les concepts de base du système Radar 14
2-I-2-1- La détection des cibles météorologiques 15
2-I-2-2- Les mesures du radar météorologique 17
2-I-2-3- L'effet Doppler des radars météorologiques 22
2-I-3- La composition de base d'un système Radar 23
2-I-4- Les caractéristiques du Radar météorologique 26
2-I-4-1- Choix de la fréquence et de la forme des ondes (reçues/émises) 26
2-I-4-2- Les caractéristiques du faisceau d'antenne 30
2-I-4-3- Les propriétés du signal impulsionnel 31
2-I-5- Le concept des ambiguïtés Doppler sur les mesures Radar 32
2-I-6- Les sources de bruits et d'interférences 34
2-I-6-1- L'effet du bruit sur la chaîne de détection 34
2-I-6-2- L'effet du clutter 36
2-I-7- Conclusion 39

PARTIE II : LE CISAILLEMENT DU VENT 40
2-II-1- Introduction 40
2-II-2- Le vent 40
2-II-3- Les forces agissant sur la direction et la vitesse du vent 41
2-II-3-1- La force de pression 42
2-II-3-2- La force de Coriolis 42
2-II-3-3- La force de frottement 42
2-II-3-4- La force centripète (ou centrifuge) 43
2-II-3-5- La règle de Buys-Ballot 43
2-II-4- Les rafales et grains 44
2-II-4-1- L'instabilité de l'air 45

2-II-4-2- Les obstacles du vent 47
2-II-5- Vents et altimètre 49
2-II-6- La circulation générale 50
2-II-6-1- Au niveau de la mer 50
2-II-6-2- En altitude 51
2-II-7- Les orages 52
2-II-7-1- Le front de rafales (gust front) 53
2-II-7-2- La rafale descendante (downburst) 54
2-II-7-3- Cisaillement de vent dans les basses couches 56
2-II-7-4- Les moyens de détection du cisaillement du vent 57
2-II-7-5- Exemple d'un accident provoqué par le cisaillement du vent.. 60
2-II-8- Conclusion 62

CHAPITRE 3 : ESTIMATIONS PAR DES METHODES TEMPORELLES ET FREQUENTIELLES DES PARAMETRES DU SPECTRE DOPPLER 63
3-1- Introduction 63
3-2- Introduction aux processus stochastiques 64
3-3- Etude d'un processus aléatoire 64
3-3-1- Caractéristiques d'ordre 1 64
3-3-2- Caractéristiques d'ordre 2 65
3-3-3- Etude de la stationnarité 68
3-4- Estimation temporelle pulse-pair 69
3-4-1- Développement de l'algorithme pulse-pair 69
3-4-2- L'interprétation géométrique de la méthode pulse-pair 74
3-5- Estimation spectrale via la méthode de Fourier 75
3-6- Estimation spectrale autoregressive (modèle AR) 76
3-7- Conclusion 78

CHAPITRE 4 : DEVELOPPEMENT DE LA METHODE DE PREDICTION A DEUX PAS 79
4-1- Introduction 79
4-2- Problématique 79
4-3- Le concept de maximisation de la fonction d'entropie 83
4-3-1- La formulation paramétrique De Youla 87
4-3-2- La solution Maximum de la fonction d'Entropie 94
4-4- Le facteur de Wiener maximisant l'erreur quadratique moyenne de prédiction à deux pas 96
4-5- Récapitulatif 105

CHAPITRE 5 : RESULTATS ET COMPARAISONS DES PROPRIETES SPECTRALES DOPPLER 107
5-1- Introduction 107
5-2- Etude et simulation de l'acquisition des signaux Radar Z(*kT*s) 108
5-2-1- La modélisation des échos radar Z(*kTs*) d'une microrafale de vent 110
5-2-1-1- La modélisation Gaussienne 111
5-2-1-2- La modélisation α – stable filter (Lois de Lévy) 114
5-2-2- Génération des données de simulation 120
5-2-2-1- Hypothèses de travail 120
5-2-2-2- Routine de génération des données Radar..... 121
5-2-3- Etude de l'effet de chaque paramètre d'entrée sur l'écho météorologique 122
5-3- Les programmes de simulation 129
5-3-1- Sous programme de calcul pulse pair PULSEPAIR (temporel) 130
5-3-2- Sous programme de calcul de Fourier FRPROG 131
5-3-3- Sous programme de calcul AR ARPROG 132
5-3-4- La routine de la méthode ARMA(n,1) à deux pas de prédiction 133
5-3-5- Programme général de simulation radar dénommé SIMUL1..... 134
5-4- Résultats des simulations 136
5-4-1- Méthode pulse-pair 137
5-4-2- Méthode de Fourier 139
5-4-3- Méthode autoregressive (Modèle AR d'ordre n) 142
5-4-4- La méthode ARMA (n,1) à deux pas de prédiction 144
5-5- L'application des algorithmes sur des données Radar réelles 147
5-6- Etude comparative entre les quatre méthodes 151
5-7- Conclusion 155

CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS 156

ANNEXE A : Présentation des simulations 162
ANNEXE B : Quelques données radar I & Q réelles 168

REFERENCES

RESUME

Malgré l'avancée énorme dans le domaine de la sécurisation des infrastructures aéroportuaires, pour les décollages et les atterrissages sans risques et pour la sécurité du trafic aérien, le problème du cisaillement de vent reste d'actualité.

Le cisaillement du vent à basse altitude (**L**ow-**A**ltitude **W**ind**S**hear) où les microrafales restent tout de même l'un des facteurs météorologiques, indésirables, et des plus contraignants, pour la bonne conduite du vol d'un aéronef, est intéressant à étudier. Cette étude va nous permettre d'en estimer ces caractéristiques spectrales durant les phases de décollage et d'atterrissage dites phases critiques [1].

Au cours des deux dernières décennies, il y a eu le développement des radars météorologiques à effet Doppler terrestre. Ce type de radar est utilisé pour la détection et l'estimation des différents paramètres de ce phénomène (vitesse, largeur, direction, etc.....). L'élément clé de ce système est celui de la haute résolution obtenue par l'utilisation des techniques récentes du traitement numérique du signal, pour l'extraction et l'analyse des échos météorologiques reçus.

La présente étude traite principalement de l'estimation des moments spectraux et de l'analyse d'un spectre de radar Doppler reçu représentant une microrafale de vent et ainsi que l'approximation de son spectre par une gamme de distribution α-stable. L'estimation de la vitesse du cisaillement de vent, sa variance et sa largeur spectrale se feront via les méthodes; Pulse-pair (pp)[9], FFT (Fast Fourier Transform) et AR (Modèle AutoRegressive) [1].

Les résultats obtenus seront comparés entre eux ainsi qu'à ceux de la méthode AutoRegressive à moyenne mobile à deux pas de prédiction ARMA(n,1), [7].

Mots clés

Télédétection météorologique; Cisaillement du vent (Windshear); microrafale (Microbursts); Algorithme d'estimation spectrale; Traitement du signal radar.

Méthodes

Pulse pair (temporelle); FFT - AR - ARMA à 2 pas deux pas de prédiction (spectrales).

SUMMARY

In spite of the enormous advances in the field of airport control infrastructures, for takeoffs and the landings without risks for the safety of the air traffic, the windshear problem remains very real.

The windshear present at low altitude (**L**ow-**A**ltitude **W**ind **S**hear), where the microrafales remain one of the most undesirable weather factors and dangerous for flight control, is interesting to study. This study enables us to consider these spectral characteristics during the phases, known as critical phases [1], of takeoff and landing.

The last two decades have seen the development of weather radars with terrestrial Doppler effect. This type of radar is used for the detection and estimate of the various parameters of this phenomenon (speed, width, direction, etc... ...). The key aspect of these systems is that of the high resolution obtained by the use of the recent techniques of digital processing in the extraction and analysis of the received weather echoes.

The present study deals mainly with the estimates of the spectral moments and the analysis of the spectrum of received Doppler radar representing a microrafale wind. In addition, we study the approximation of its spectrum by a range of α - stable distribution filter. The estimates, windshear speed, its variance and its spectral width will be done via the methods of pulse-pair [9], FFT and AR [1].

The results obtained will be compared with those of the ARMA(n,1) (2-step prediction [7]).

Key words

Weather Radar; Windshear; Microbursts; Spectral estimate Algorithm; Radar signal processing.

Methods

Pulse-Pair (temporal); FFT - AR - ARMA(n,1) - 2 step prediction (spectral).

REMERCIEMENTS

Ce travail a été rendu possible grâce à l'aide de dieu et à l'appui de plusieurs personnes, que je tiens à remercier en cette occasion :

Je voudrais remercier Monsieur M. Hafed Benteftifa, qui a accepter la direction de cette thèse et qui ma fait bénéficier de son expérience dans le domaine du traitement du signal.

Je voudrais témoigner ma profonde reconnaissance à Monsieur S. Boukraa président du conseil scientifique de l'Institut d'Aéronautique de Blida (I.A.B) et co-rapporteur de thèse, qui ma aider à parfaire ce travail en y apportant les corrections nécessaires.

Je remercie Monsieur T. Rezoug directeur de la post-graduation, pour sa disponibilité et ces conseils précieux.

Je remercie Monsieur A. GUESSOUM et Madame M. GUERTI, tous deux membres de la commission d'examen pour avoir accepté l'évaluation de ce travail et de me faire-part de leurs conseils.

Je remercie Monsieur S. Bergheul, Directeur de l'Institut d'Aéronautique et Monsieur M. Drioueche pour leurs encouragements et leurs soutiens.

Je remercie Monsieur HAMADACHE, chef de département des prévisions météorologiques de l'office national de météorologie ONM, pour son aide précieuse et ces remarques constructives.

Je suis particulièrement reconnaissant à Monsieur R.J.Keeler et Monsieur S.Ellis (NCAR-USA) pour leurs conseils et remarques constructives, et ainsi qu'à leurs aides précieuses.

Une reconnaissance spéciale à mes parents et aux membres de ma famille pour leurs soutiens et leurs patiences.

Je remercie mes ami(e)s et mes collègues de travail pour leurs encouragements.

Mohand LAGHA

CHAPITRE 1 : INTRODUCTION

1-1-INTRODUCTION

Le vent est un phénomène météorologique défini comme étant le mouvement de l'air par rapport à la surface de la terre et il revêt un intérêt inestimable pour l'aviation civile, car non seulement il permet la sustentation des avions, mais aussi il influe directement sur les performances de ces derniers, en réduisant le temps de vol et la consommation carburant si le vent est arrière [30].

Ce même phénomène peut être considéré aussi comme un inconvénient, s'il va à l'encontre des performances des avions. Ceci peut se produire dans le cas où le mouvement de l'air changerait de vitesse et/ou de direction dans l'espace pour donner lieu à des vents violents et dévastateurs. Ce qui précède est la définition même du phénomène météorologique appelé cisaillement du vent "windshear" [1], [30], [36].

Les changements dont fait mention la définition précédente sont des changements du vent dominant d'un point de référence à un autre dans l'espace (par exemple deux points de la trajectoire d'un avion). Il s'ensuit ainsi que tout phénomène atmosphérique ou tout obstacle qui produit un changement dans la direction et/ou dans la vitesse du vent provoque effectivement un cisaillement du vent [30].

Le premier scientifique à avoir expliqué ce phénomène météorologique en enquêtant sur les circonstances de l'accident aérien du B 727 de la compagnie américaine Eastern airlines provoqué à New York en 1975 est le professeur T. Fujita [30]. Il utilisa le terme "Downburst", qui signifie rafale descendante. Ces rafales sont

caractérisées par de forts courants descendant entraînant la formation au sol ou à proximité du sol, de vents dévastateurs soufflant violemment vers l'extérieur. La taille de ces rafales descendantes variera en vitesse et en durée de vie [30], [32].

Une des formes de rafales descendantes de basse altitude connue sous le nom de microburst (microrafale) a été identifiée comme risque particulier à l'avion pendant le décollage et l'atterrissage. Une microburst se produit quand un courant descendant rapide d'air provoque des vents de surface, d'étendue horizontale allant jusqu'à 4 kilomètres et de vitesse atteignant la vitesse de 60 m/s [30].

Pendant longtemps, les accidents des aéronefs non loin des aérodromes restaient imprévisibles et inévitables à cause des moyens d'observation et de détection qui étaient au stade de développement [35].

Ce développement a eu lieu justement vers la fin des années 70 et y apportant ainsi l'utilisation des radars météorologiques. Ces derniers permettaient l'observation de plusieurs phénomènes météorologiques (précipitation, pluie, grêle,... etc.), et l'estimation de leurs taux des précipitations, mais à cette époque là ces radars n'offraient pas encore la possibilité d'estimation de la vitesse et de l'étendue ainsi que d'autres paramètres caractérisant ces phénomènes [6].

De ce fait, après l'avènement de processeurs de signaux puissants et surtout avec l'essor qu'à connue l'informatique, il y a eu le développement d'une nouvelle catégorie de radars à effet Doppler. Ces radars utilisent l'effet Doppler qui permet de détecter le changement des fréquences liées aux perturbations atmosphériques, et d'en estimer par la suite leurs vitesses de déplacement, leurs directions et leurs étendues [1], [9].

Dans notre étude, nous nous limiterons au phénomène windshear et plus particulièrement à la microrafale. Cette microrafale est supposée être détectée avec un radar à impulsions Doppler. De plus, l'écho de la microrafale est supposé être modélisé en séries temporelles appelées signaux radar I & Q pour chaque cellule de distance de

l'ensemble de la portée du radar. Ces signaux sont supposés *stationnaires*, *statistiquement indépendants*, et leurs spectres de puissance sont en général de distribution gaussienne [6], [7], [37].

La recherche préliminaire dans le domaine de la détection du cisaillement du vent par l'intermédiaire d'un radar pulse Doppler a été orientée sur des microrafales avec des niveaux significatifs de précipitations Z, connues sous le nom de microrafales humides [1], [6].

La classification des microrafales en tant qu'humide ou sèche est plutôt quantitative et se fait par fixation de seuils. Une tempête de pluie a généralement une réflectivité logarithmique Z allant de 50 à 60 dBz [1], [6].

Une microrafale avec une réflectivité logarithmique supérieure à 25 dBz, est ainsi considérée comme humide, alors qu'une microrafale avec une réflectivité de moins de 20 dBz est considérée comme sèche [1], [6].

Les niveaux forts des échos des microrafales humides offrent une souplesse et une facilité de détection. Contrairement aux microrafales sèches qui nécessitent un traitement de signal plus sophistiqué, car ces sources primaires des réflexions constituées de particules de poussière et d'insectes possèdent une réflectivité beaucoup plus inférieure en énergie [1], [6].

Dans cette étude, on va se limiter au cas de microrafales humides détectées par un radar pulse Doppler terrestre (de simulation), et l'étude proposée consiste essentiellement à appliquer quelques méthodes de traitement du signal, pour l'estimation de la vitesse moyenne radiale de la microrafale du vent, de sa variance, et de sa largeur spectrale.

Ces méthodes d'estimations sont basées dans deux domaines de traitement et de calculs différents, les unes temporelles et les autres fréquentielles. Mais d'abord, on passera en revue et de manière chronologique dans ce qui suit les travaux ayant conduit à l'élaboration de ces méthodes.

1-2- RECHERCHES BIBLIOGRAPHIQUES

Depuis l'apparition du radar météorologique à impulsions Doppler vers la fin des années 70 [1], [7], les estimations des caractéristiques spectrales des échos Radar météorologiques reçus, tels que les moments d'ordre zéro, un et deux (soit, la puissance de l'écho, sa vitesse radiale moyenne et sa variance), sont devenues possible grâce aux travaux réalisés par plusieurs chercheurs, dans le domaine du traitement du signal en général et celui du radar en particulier.

Le traitement du signal radar a pour but essentiel l'évaluation de la Densité Spectrale de Puissance (PSD) des processus rencontrés. Dans le cas des spectres continus, on peut aborder ce problème par le biais de techniques non paramétriques (périodogrammes lissés, périodogrammes moyennés, etc...) ou de techniques paramétriques basées sur des modèles linéaires. En ce qui concerne les spectres de raies, les techniques les plus couramment utilisées sont le périodogramme et les méthodes à base de modèles de sinusoïdes (exemple : Prony, Pisarenko, MUSIC, etc.) [2][26].

Dans ce qui suit nous essayons de voir quelles sont ces techniques de traitement du signal les plus utilisées pour l'estimation de ces caractéristiques spectrales des échos météorologiques détectés.

Pour l'ensemble de ces techniques deux approches différentes sont employées pour estimer les caractéristiques spectrales de l'écho météorologique Doppler reçu. Une première approche dans le domaine des fréquences, tandis que l'autre approche est basée dans le domaine temporel [8]. Ces deux approches d'estimation supposent que les données à traitées sont modélisées en processus aléatoires et ayant en général un spectre de puissance de distribution Gaussienne [1], [6], [8].

Les premières techniques simples pour l'estimation du spectre de puissance du signal radar Doppler et de ses moments dans le domaine des fréquences, ont été développées en 1982 par S.Haykin et Cadzow [8], [18]. Cependant, quelques hypothèses de travail doivent être prises en compte d'abord. Car il faut assumer implicitement un modèle de données pour les spectres des échos météorologiques et

ceux du bruit quand nous choisissons une technique d'estimation spectrale (fréquentielle).

Des modèles de données spécifiques, comme celui d'une somme de sinusoïdes ou celui d'un bruit blanc passé à travers un filtre de bande étroite seront mieux analysés par une technique d'analyse spectrale compatible avec le modèle de données en question [7], [8].

En 1982 Robinson a souligné ce point dans son étude historique de l'estimation spectrale [8]. Et en 1987, Marple souligna l'importance d'une analyse adéquate pour un modèle de données approprié et il le mentionna ainsi dans une étude très bien organisée sur ces techniques d'estimations spectrales classiques et modernes en utilisant des techniques numériques [8].

L'une des premières techniques de traitement dans le domaine des fréquences, est celle de Fourier qui est utilisée pour l'estimation du spectre de puissance du signal radar Doppler. Ce dernier peut être estimé à partir de la transformée de Fourier discrète (DFT) du signal complexe $Z_k(I,Q)$. Cette transformée (DFT) décompose les données observées en une somme de N sinusoïdes ayant une amplitude et une phase qui reproduiront exactement les données observées [1], [2], [8].

Il est bien facile de prouver que les N composantes discrètes sont adéquates pour la reconstruction entière du spectre continu aussi longtemps que les échantillons complexes des données (Z_k) sont pris à un temps égal ou plus grand que la largeur de bande du signal [1], [8]. L'avantage de cette mesure complète du spectre Doppler est que les impuretés spectrales telles que les échos fixes (clutter), et les spectres des bruits peuvent être supprimés par des algorithmes intuitifs [1], [6], [8].

Le périodogramme est connu comme un estimateur qui utilise la DFT et qui est aussi fréquemment utilisé dans le domaine du radar météorologique, ainsi que dans d'autres domaines, c'est un estimateur de spectre de N points pour lesquels l'écart type de chaque valeur spectrale est égal à sa valeur moyenne [8]. Habituellement plusieurs spectres sont approximés par une moyenne d'une série temporelle, où plusieurs points sont lissés pour améliorer l'exactitude dans le périodogramme [8].

Le périodogramme est défini comme étant le carrée de l'amplitude de la transformée de Fourier de la séquence $\{Z_k\}$ multiplié par une certaine fenêtre, (Blackman et Tukey, 1958; Cooley et Tukey, 1965; Oppenheim et Schafer, 1975), [8].

Les fonctions de ces fenêtres ont généralement une valeur maximum centrée sur la série temporelle et sont effilées presque à zéro aux extrémités. Cet effilement réduit les pertes spectrales d'énergie engendrées par les discontinuités induites par l'opération d'échantillonnage des données radars reçues [1], [7].

Donc, l'opération de fenêtrage réduit également efficacement le nombre de points de la série temporelle des données. La fenêtre la plus simple est $h_k = 1$ (i.e. aucun fenêtrage). Cependant cette fenêtre ne pose aucun problème pour l'estimation de la vitesse moyenne et la variance du signal désigné, mais si un écho fixe (clutter) est présent, alors le pic de puissance de l'écho fixe et des pertes spectrales sur tout l'intervalle de Nyquist (Intervalle de vitesse non ambiguë) peuvent masquer les échos météorologiques des autres précipitations [1], [8].

Le périodogramme fenêtré $P(f)$ du spectre de puissance, peut être évalué à n'importe quelle fréquence f dans l'intervalle de Nyquist. On utilise en général la transformée de Fourier rapide (FFT), qui est une technique très efficace pour l'estimation de la densité spectrale de puissance $P(f)$ aux N fréquences discrètes équidistantes comme l'a mentionné Welch, en 1967 [8]. Bien que l'algorithme FFT est attribué à Cooley et à Tukey en 1965, il y a eu une recherche récente dans l'histoire de la transformée de Fourier rapide FFT, effectuée par Heideman en 1984, et qui attribue un algorithme très similaire à l'algorithme FFT pour le calcul des coefficients d'une série de Fourier finie au mathématicien allemand Gauss [8], [18].

Et apparemment la première implémentation de l'algorithme FFT sur un processeur de signal radar météorologique avait eu lieu en décembre 1970 sur le radar CHILL de l'université (Chicago/Illinois) [8].

Ces techniques mentionnées ci-dessus de la transformée de Fourier ont été comprises depuis la période de Fourier et de Gauss et mentionnées par Jenkins et

Watts (1968) [8]. Seulement tout récemment les techniques basées sur les estimations de covariance et des concepts probabilistes se voient ainsi explorées.

En effet Kay et Marple en 1981, Childres en 1978 leurs ont données un nom de techniques paramétriques "Analyse moderne du spectre", et en 1987 Marple précise que les méthodes d'entropie maximum (ME), le maximum de vraisemblance (ML), et d'autres techniques sont modernes du fait que les courtes séquences de données utilisées produisent des résolutions spectrales mieux que l'inverse de la durée de ces données, qui est une caractéristique des estimateurs spectraux classiques.

En outre, on a développé des algorithmes numériques rapides qui peuvent faire l'objet d'implémentation matérielle pour exécuter les calculs dans les délais de temps exigés. Cet intérêt pour des estimateurs alternatifs de spectre de puissance peut être expliqué en classant les améliorations par catégorie prévues en tant que résolution accrue ou de stabilité accrue. En 1982 Jaynes et en 1986 Makhoul ont tenté de clarifier quelques confusions et notions fallacieuses liées aux techniques du maximum d'entropie [8].

L'analyse spectrale maximum d'entropie (ME) estime le spectre en utilisant des techniques paramétriques pour définir le spectre. Ces paramètres sont typiquement dérivés des échantillons des données ou d'un certain nombre de séquences d'autocorrelation estimées. La technique (ME) a été développée par J. P. Burg (en 1967, 1968, 1975) [8], [6], [18], comme technique de prospection géophysique pour la mesure de haute résolution des réflexions des ondes soniques et de leurs vitesses.

En 1975, Makhoul a montré que le modèle de spectre (ME) tout-pôles peut approximer n'importe quel spectre arbitrairement et de façon étroite en augmentant son ordre L. Il montra aussi que l'estimateur (ME) des spectres, réduit au minimum le rapport logarithmique du spectre estimé sur celui du vrai spectre intégré sur l'intervalle de Nyquist. La communauté des radaristes MST (Kostemeyer, 1986) et la communauté développant le système lidar (Keeler et Lee, 1978) ont employé la méthode du maximum d'entropie (ME) pour caractériser les cibles atmosphériques [8].

En 1978 Sweezy, et en 1983 Mahapatra et Zrnic ont calculé des estimations de spectres avec l'estimateur maximum d'entropie (ME) pour des données de radar

météorologiques simulées et les ont comparées avec ceux de Fourier et ceux de l'algorithme pulse-pair. En 1982 Haykin décrit comment que des techniques de maximum d'entropie (ME) peuvent être appliquées au traitement du signal d'un radar Doppler [18].

Des échos atmosphériques de précipitations ou de turbulences, peuvent être modélisés par un modèle (AR) autoregressif comme étant un bruit filtré par un filtre à bande étroite. Les techniques (AR) et de Fourier semblent représenter les estimateurs spectraux essentiels, bien que peu de travaux quantitatifs soient disponibles pour la comparaison dans ce domaine d'application [1], [8].

En 1971, Van den Bos, et en 1975, Ulrych et Bishop ont montré que l'estimation (ME) est équivalente à celle des moindres carrés en temps discret [8]. Par ailleurs, et comme le bruit est toujours additif aux observations, le modèle autoregressif à moyenne mobile (ARMA) est le modèle le plus approprié pour l'approximation du spectre de puissance (Cadzow, 1980; Marple, 1987), [1], [8].

La justification de l'étude des spectres avec la technique (ME) consiste dans sa capacité d'estimer les spectres complets en utilisant seulement les premiers termes de la fonction d'autocorrelation plutôt que les premiers termes de l'algorithme pulse-pair ou bien de tous les termes avec la transformée de Fourier (Radoski, 1975). Cette propriété s'avère très importante quand l'ensemble des données prélevées sont très courtes [8].

En 1976, Baggeroer a calculé les limites de fiabilité pour l'estimateur (ME) des spectres qui soient applicables aux échos atmosphériques. L'ordre de l'estimateur spectral (ME) définit le nombre de termes et le nombre de pôles du filtre par lequel le bruit blanc est passé, modélisant ainsi les données radars [8]. Un ordre plus important permet la représentation spectrale exacte des détails spectraux non gaussien. Par exemple, un écho atmosphérique faible en présence d'un écho fixe de sol beaucoup plus fort [8], [18].

Le concept de base de l'estimation (ME), consiste dans l'emploi des données d'entrée échantillonnées pour le calcul des termes R(0), R(1)...., R(L) pour l'ordre L de l'estimateur. Des termes additionnels sont réalisés en exigeant que l'entropie de la

fonction de densité de probabilité ayant la fonction prolongée d'autocorrelation est maximisée.

Cette fonction prolongée d'autocorrelation permet le calcul des coefficients pour un filtre blanchisseur ou un filtre linéaire de prédiction [8]. Le spectre fourni par l'estimateur (ME) est calculé à partir des coefficients de ce filtre. Les estimations des coefficients du filtre peuvent être rapidement calculées avec l'algorithme de Levinson ou de prédiction linéaire comme déjà mentionner par Makhoul, en 1975 et par Anderson, en 1978, [8].

Ce filtre optimum d'ordre L réduit au minimum l'erreur de prédiction. L'estimateur du maximum d'entropie (ME) d'ordre L peut alors être calculé par:

$$S_{ME} = \frac{\sigma^2(L)}{\left|1 - \sum_{m=1}^{L} a_m \exp(-j2\pi fm)\right|^2} \qquad \textbf{(1-1)}$$

où a_m sont les éléments de la matrice A et $\sigma^2(L)$ est l'erreur finale de prédiction. En 1967 Burg, a proposé la technique "Bakward-Forward" qui permet d'estimer les coefficients linéaires de prédiction directement à partir des données qui permettent fréquemment plus de détails visibles sur le spectre de puissance [18].

Smylie en 1973, Haykin et Kesler en 1976 donnent la forme complexe de l'estimateur spectral du maximum d'entropie (ME). Keeler et Lee, en 1978 et Mahaparta et Zrnic, en 1983 ont montré que l'estimateur pulse-pair est identique à l'estimateur du maximum d'entropie (ME) d'ordre un (L=1), [6], [8].

Notons que la communauté scientifique des radaristes météorologiques avait employée le plus simple des estimateurs (ME) pendant presque deux décennies. Il reste toujours un axe de recherche très actif dans le domaine du traitement du signal radar (Haykin, 1982) [18].

Ces techniques précédemment citées, et en l'occurrence celle de Fourier, du périodogramme, et de l'estimateur Maximum d'entropie (ME), ont une propriété commune qui consiste dans le calcul et le traitement dans le domaine des fréquences; D'où l'appellation de méthodes spectrales.

L'arrivée de l'estimateur pulse-pair (pp), appelé également technique de covariance ou d'autocorrelation complexe dans le domaine temporel contrairement aux estimateurs précédents (FFT, ME), mentionné par (Rummler, 1968; Woodman et Hagfors en 1969; Miller et Rochwarger, 1972; Berger et Groginsky, 1973; Woodman et Guillen, 1974) [1], [3], [8], pour l'estimation de la vitesse moyenne et de l'étendue spectrale a révolutionner le domaine de l'estimation des caractéristiques spectrales, puisque l'algorithme a été développé au moment où on pouvait faire une implémentation et une mise en application sur un circuit électronique pour un nombre significatif d'échantillons de données des échos météorologiques reçus et par conséquent la réduction du temps d'exécution [6], [8].

En 1972, Lhermitte et Groginsky, étaient les premiers à avoir utilisés cette technique sur des processeurs de signaux et sur des radars météorologiques [8]. Cependant, l'utilisation de cette technique dite de covariance pour les mesures de vitesses a apparemment été employée pour la première fois en mars 1968 pour des mesures de vitesse dans la couche ionosphérique [4], [8].

En 1974, Woodman et Guillen ont également effectué des estimations de vitesses par cette méthode de covariance dans la couche mésosphère en utilisant les données du radar MST de Jicamarca prélevées en 1970 [8].

Ce développement de l'algorithme de covariance pour les radars MST était indépendant des travaux de Rummler [4]. L'algorithme pulse-pair à été sujet à une utilisation croissante de la part de la communauté scientifique développant l'utilisation du radar à effet Doppler (Groginsky, 1972; Lhermitte, 1972; Sirmans, 1975; Lhermitte et Serafin, 1984) [6].

D'autres algorithmes du domaine temporel tels que le changement vectoriel de phase rapportés par Hyde et Perry, en 1958 [8], et le changement scalaire de phase rapportés par Sirmans et Doviak, 1973 [8] sont étroitement liés à l'estimateur pulse-pair, mais leurs performances sont médiocres. Et en 1975, Sirmans et Bumgarner comparent les résultats de ces derniers avec ceux d'autres estimateurs fonctionnant dans le domaine fréquentiel [8].

Il est bien connu que les premiers termes de la fonction d'autocorrelation sont suffisants pour déduire les paramètres spectraux d'intérêt à partir d'un spectre de puissance d'un signal radar reçu. Papoulis en 1965 et en 1984, Bracewell en 1965, et Woodman, Guillen en 1974, Passarelli et Siggia en 1983, montrent que la fonction d'autocorrelation peut être représentée par un développement en série de Taylor en termes de moments centraux du spectre Doppler avec des moments d'ordre bas [8]. En d'autres termes, les premiers termes de la fonction d'autocorrelation contiennent l'information des moments d'intérêts. Toute la puissance reçue doit être corrigée pour éliminer l'effet du bruit [9].

A travers cette recherche bibliographique sommaire dans le domaine de l'estimation des propriétés spectrales des échos météorologiques reçu, on a constaté que les différents estimateurs utilisés à cet effet ont été développés au fur et à mesure que les techniques du traitement numérique du signal et les découvertes technologiques apparaissaient.

Donc, le domaine de l'estimation des densités spectrales de puissance reste toujours d'actualité. Et l'intérêt recherché à travers cette étude est celui de la compréhension des méthodes existantes du traitement du signal radar utilisées pour l'estimation des caractéristiques spectrales (vitesse moyenne, variance,...), d'un spectre Doppler des échos I et Q d'une microrafale de vent et de les situer dans leurs contextes.

1-3- OBJECTIFS DU MEMOIRE

L'un des premiers objectifs de cette thèse est celui de l'estimation des caractéristiques spectrales du phénomène météorologique appelé cisaillement du vent provoqué par une microrafale. Ces caractéristiques sont supposées être déjà détectées par un radar météorologique à effet Doppler.

Pour atteindre ce but, il faut générer en premier lieu des données de simulation d'un écho météorologique de cisaillement du vent à basse altitude détecté par un radar Doppler à impulsions de moyenne portée (Exemple : radar TDWR de Bande C) [1].

L'écho représentant la perturbation microrafale de vent est généralement modélisé par une loi de *distribution gaussienne* stationnaire au sens large. Cette hypothèse d'un modèle gaussien ne sera pas toujours utilisée car le spectre de puissance d'un signal radar reçu est souvent sujet à des imperfections spectrales, [5],[8],[37].

Pour la bonne représentation d'un tel écho météorologique radar on développera l'utilisation d'une loi appelée loi α - *stable filter*. Cette loi n'est autre qu'une gamme de plusieurs distributions comprises entre celle de Cauchy et de Gauss (distribution de Lévy).

L'estimation des paramètres spectraux de l'écho météorologique du cisaillement de vent se fera à l'aide de deux approches différentes, la première dans le domaine temporel basée sur le calcul de la fonction d'autocorrelation des signaux radar complexes Z(ITs) (Algorithme pulse-pair), quant à la seconde approche qui est dans le domaine fréquentiel, on procède directement par l'estimation du spectre de puissance par l'utilisation de la transformée de Fourier (Algorithmes de Fourier, et du modèle Autoregressif AR, et ARMA).

La qualité des estimations que nous ferrons à l'aide des estimateurs pulse-pair, Fourier, AR, et ARMA(n,1) dépendra de plusieurs paramètres. L'effet de chacun de ces paramètres sera étudié.

En résumé, les objectifs de cette thèse sont :

- Le développement d'un modèle statistique représentant le spectre de puissance d'un signal radar météorologique Doppler réfléchi par une microrafale humide basé sur une distribution *gaussienne*, pour l'ensemble de la portée radar.
- Le développement d'une gamme de distributions statistiques (α-*stable filter*) pour la représentation du spectre Doppler de puissance du signal réfléchi par le cisaillement du vent à basse altitude.

- L'estimation des caractéristiques spectrales du cisaillement du vent; En l'occurrence la vitesse radiale moyenne, sa variance et sa largeur spectrale par l'utilisation des algorithmes déjà énumérés dans les deux domaines temporels et fréquentiels.
- L'utilisation de la méthode spectrale de prédiction à deux pas ARMA(n,1) pour l'estimation de ces mêmes paramètres.
- Comparaison et analyse des résultats obtenus par chaque estimateur.

1-4- PLAN DE TRAVAIL

Le mémoire est composé de cinq parties. Dans la première partie on a exposé les travaux effectués dans le domaine du traitement du signal lié à l'estimation des propriétés d'un écho météorologique représentant différentes précipitations (pluie, vent, grêle,...), reçu par un radar pulse Doppler météorologique, ainsi que le but et les portées recherchées à travers cette étude.

Dans le deuxième chapitre on présente des généralités sur la télédétection radar météorologique, ainsi que l'explication du phénomène physique cisaillement du vent (microrafale).

Le troisième chapitre va porter sur le développement des méthodes pulse pair, FFT (Fast Fourier Transformation), et Auto-Regressive (AR), qui sont les plus utilisées pour l'estimation de la vitesse radiale moyenne, la variance et l'étendue du cisaillement du vent.

Dans le quatrième chapitre, on propose un développement détaillé de la méthode k-step prediction, et plus particulièrement le cas à 2 pas de prédiction développée par U. Pillai, H. Benteftifa, et Théodore I.shim [7].

Notons aussi, qu'un programme de calcul sera élaboré pour toutes les méthodes précédemment énumérées.

Le cinquième chapitre portera sur l'étude comparative entre ces méthodes, et les résultats seront présentés dans cette partie.

Finalement, des conclusions seront tirées et des perspectives d'axes de recherches susceptibles d'être abordés dans le futur.

CHAPITRE 2 : LA TELEDETECTION RADAR ET LE CISAILLEMENT DU VENT

PARTIE I
LA TELEDETECTION RADAR

2-I-1- INTRODUCTION

Avant que nous puissions analyser les caractéristiques spectrales des signaux I et Q et du spectre de puissance des radars météorologiques, et d'en déduire la vitesse moyenne et la variance d'une perturbation de cisaillement de vent. Nous devons premièrement acquérir des connaissances sur la physique fondamentale du radar car cela nous permettra de bien mener par la suite nos simulations.

Dans ce chapitre on va traiter les fonctions de base d'un radar, à savoir la détection des cibles, les mesures de distances et de vitesses. Ces mêmes fonctions sont identiques pour la plupart des radars utilisés dans différentes applications, [5], [8], [23]. Dans la section 2-2 on va présenter les concepts de base qui sont fondamentaux à toutes les applications radar. Une explication de la fonction de chaque dispositif dans un système typique de radar est donnée dans la section 2-3. Les propriétés physiques du signal transmis et reçu sont illustrées dans la section 2-4, finalement les sections 2-5 et 2-6 illustrent bien les ambiguïtés doppler sur les mesures des distances et des vitesses ainsi que les sources de bruit et d'interférences (clutter).

On suppose que le lecteur de cette thèse possède une connaissance élémentaire du fonctionnement du système Radar. Le but de ce chapitre est de comprendre le fonctionnement sommaire des radars en général, et ceux appliqués à la météorologie en particulier, car il constituera la base du travail à présenter dans cette thèse.

2-I-2- LES CONCEPTS DE BASE DU SYSTEME RADAR

Quoique actuellement les systèmes radars deviennent de plus en plus complexes, il y a quelques caractéristiques simples qui forment les fondements de base de chacun d'eux. Premièrement le radar doit pouvoir détecter la présence de l'objet désiré par les signaux qu'il reçoit. Une fois que la cible est détectée, l'information

recherchée après cette étape est celle de la distance de la cible par rapport au système radar lui-même et par conséquent le taux de précipitation Z(dB), [9][15]. La dernière étape qui est l'objet de cette thèse est celle de la détermination de la vitesse radiale moyenne du cisaillement de vent, sa variance et ainsi que sa largeur spectrale relative à la cible en exploitant l'effet doppler pour les signaux reçus (signaux I et Q), [1], [8] [9].

Souvent, ces concepts varient d'un système à un autre mais leurs connaissance en général devient essentielle. Dans ce qui suit on présente le principe de la détection.

2-I-2-1- *La détection des cibles météorologiques*

Les vastes capacités des systèmes radar modernes sont toutes liées à un principe fondamental qui n'est autre que la détection de la présence d'objets basée sur les signaux qu'ils reflètent. Par conséquent il est normal pour commencer l'étude du système radar en déterminant comment qu'un objet ou une cible (gouttes d'eau, particules de pluie, ..etc.) seront détectée par l'utilisation des signaux radar reçus.

Presque tous les objets reflètent les ondes radio et la raison de l'utilisation d'ondes radio au lieu d'ondes lumineuses ou autres, réside dans les capacités de cette forme de rayonnement électromagnétique pour élucider les rayonnements des objets de jour ou de nuit aussi bien avec peu ou pas d'atténuations provoquées par les perturbations atmosphériques. De plus les ondes radio ne peuvent pas pénétrer les objets solides ou continus et doivent être dans la ligne de vue du radar pour être détecté. Pour détecter une cible, l'énergie transmise par le radar (faisceau d'antenne) vers la région où les cibles sont susceptibles très probablement d'apparaître et l'énergie reflétée du signal est traitée pour déterminer si toutes les cibles sont situées dans le secteur de recherche [5], [6], [11].

La forme la plus rudimentaire d'un système Radar inclut, un émetteur, un récepteur, une antenne et un écran d'affichage pour l'utilisateur. L'émetteur fournit le signal à l'antenne qui le rayonne dans tout le milieu entourant le radar. Tous les signaux sont reflétés vers le radar et recueillis encore par l'antenne et reçus au niveau du récepteur [5]. Le récepteur détermine si les signaux reflétés sont provoqués par les cibles fixes (clutter sol,...), ou s'il y a en fait un écho d'une cible inclus dans ces

signaux. Si les cibles désirées (nuages, masses d'air humide,...), sont détectées cette information est transmise vers l'affichage. Dans la figure 2-1, on présente la nature d'un signal météorologique détecté.

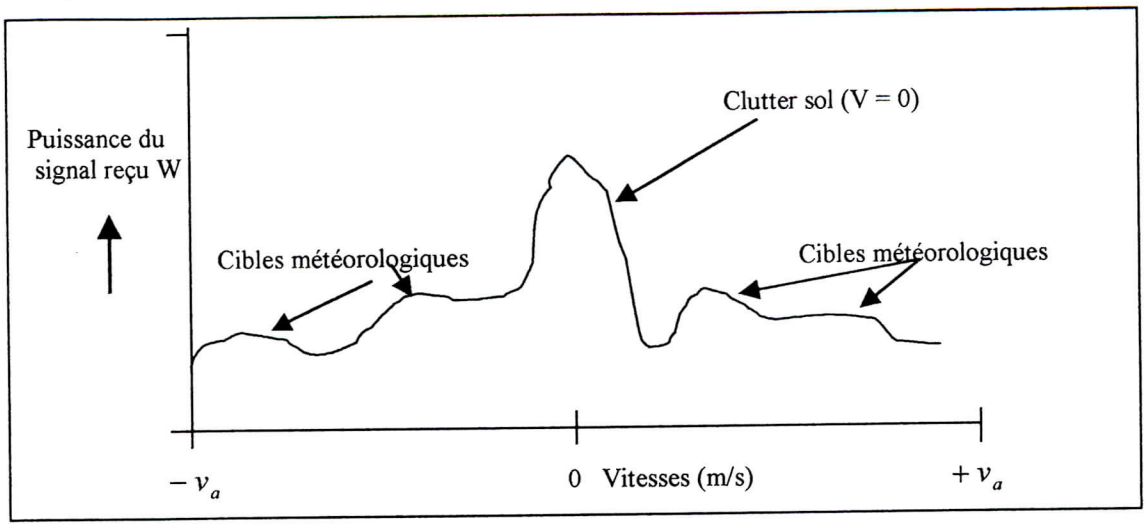


Figure 2-I-1 : Détection des échos météorologiques (Radar WSR-88); Spectre de puissance du signal reçu fonction de la vitesse pour une cellule de distance [8].

Un facteur limiteur qui est commun à tous les radars est la présence des échos fixes et du bruit. Le système radar doit en effet faire face à ces formes d'interférences pour permettre ainsi la détection des signaux de la cible désirée. En outre, la puissance du signal transmis est diminuée par un facteur de $1/r^2$, pendant qu'il se propage vers la cible où r représente la distance de la cible par rapport au radar. La puissance du signal réfléchi est également réduite par le même facteur. Par conséquent, la densité de puissance des signaux reçus est inversement proportionnelle à la distance de la cible à la puissance quatre ($1/r^4$), [6], [8], [17]. Bien que, la distance maximale à laquelle le radar peut détecter la cible est influencée par plusieurs facteurs, les plus importants sont [6], [8] ;

- La puissance transmise par l'antenne.
- La taille d'ouverture du faisceau (lobe) d'antenne.
- Le temps du cycle de transmission (Duty cycle, DC).
- Les caractéristiques de la cible (dimensions).
- Le nombre de tours d'antennes où la cible apparaît.
- La longueur d'onde du signal transmis.

- Les sources d'interférences.

Non seulement l'utilisateur devrait savoir qu'une cible d'intérêt a été détectée, mais d'autres informations sur la cible telle que son emplacement et sa vitesse relative et sa largeur spectrale sont également extrêmement importantes dans le cas des applications liées à la météorologie, [8], [9].

2-I-2-2- *Les mesures du radar météorologique*

Une fois que la cible est détectée, l'étape suivante du traitement est celle d'indiquer exactement l'endroit précis de sa position. Ce positionnement fournit à l'utilisateur la distance et la direction de la cible par rapport au système radar.

- ***La mesure des distances***

La distance d'une cible est déterminée en mesurant le temps aller-retour des signaux entre le radar et la cible, qui est aussi le temps séparant l'onde émise et l'écho reçu comme le montre la figure 2-2. Puisque les ondes radio voyagent à la vitesse de la lumière ($c \cong 300.000 km/s$) dans la plupart des situations, la distance de la cible est alors égale à un demi du produit de la vitesse de lumière par le temps aller-retour "t_0", comme mentionné par la relation suivante; $r = c.t_0 / 2$ [5], [6], [24].

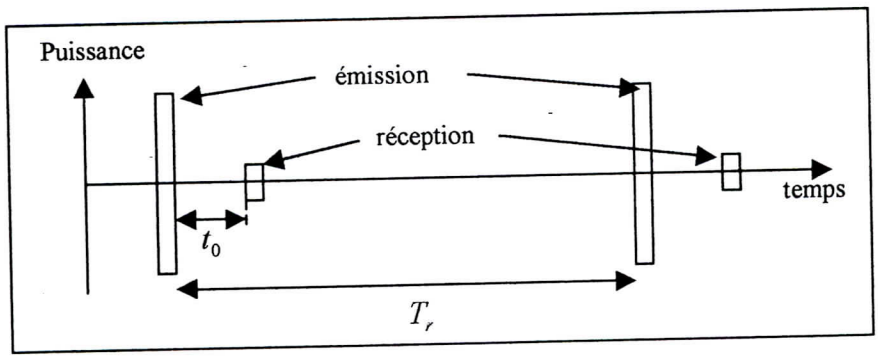


Figure 2-I-2 : La mesure du temps [24]

Il est souvent souhaitable de limiter la largeur de l'impulsion transmise pour s'assurer du non-chevauchement des réflexions étroitement espacées, [6],[8]. Cette résolution en distance définit la largeur des cases des distances utilisées pour la mesure de la distance par les signaux reçus [6], [8]. Une autre information aussi importante que la première est celle de la direction et dont voici le principe.

- ***La détermination de la direction***

Pour la plupart des radars, la direction d'une cible est mesurée en termes d'angle entre la ligne de vue de la cible et un certain système de coordonnée de référence [5]. La plupart du temps cet angle est divisé en ses composantes horizontales (azimut) et verticales (élévation), elles sont basées sur la direction du pointage de l'antenne, voir la figure 2-3.

La précision à laquelle ces angles peuvent être mesurés est une fonction de la largeur du faisceau d'antenne. Ce concept est connu en tant que résolution angulaire et il est très important pour avoir de meilleures mesures [5], [8].

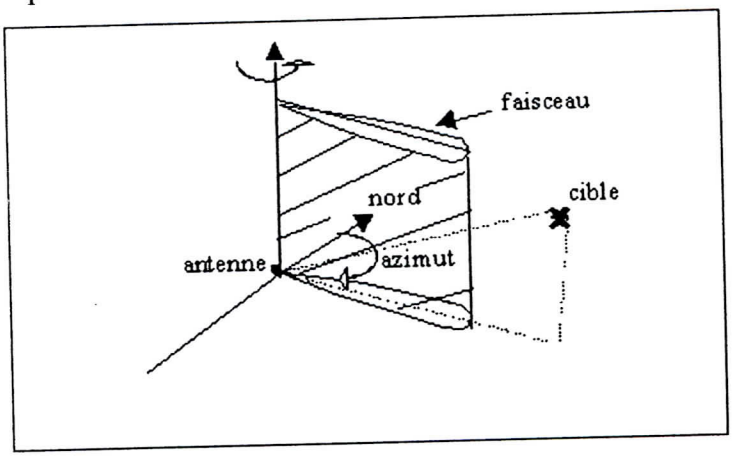


Figure 2-I-3 : La mesure de l'azimut [5]

- ***La mesure de la réflectivité radar***

Une des premières préoccupations du radariste est celle de connaître le bilan énergétique permettant de calculer les paramètres du radar nécessaires à l'obtention des performances de portée souhaitée [5], [8].

L'équation du radar rend compte de la puissance reçue P_r d'une cible de surface équivalente σ distante de r du radar, éclairée par une émission d'impulsions de puissance P_t à l'aide d'une antenne de gain G. La puissance reçue des cibles *distribuées* peut être dérivée de n'importe quelle variété d'expressions, qui sont applicables au radar en général [5],[6],[8],[17]. La forme la plus simple représentant la puissance reçue et avec laquelle on peut commencer, est donné ci-dessous:

$$P_r = \frac{\beta\sigma}{r^4} \qquad \textbf{(2-1)}$$

où β est une constante qui dépend des paramètres du système radar utilisé et r est la distance de la cible par rapport au radar, σ est sa surface équivalente radar de la cible.

C'est dans le calcul de σ pour les cibles météorologiques que l'équation radar diffère de celle des cibles en général (avions, missile, etc....), et σ peut être écrit comme suit [6]:

$$\sigma = \eta V \tag{2-2}$$

où η est la réflectivité du radar en unités de la section équivalente par unité de volume et V est le volume illuminé par le radar. On peut écrire η comme étant [5], [6] :

$$\eta = \sum_{i=1}^{N} \sigma_i \tag{2-3}$$

avec N ; nombre de réflexions par unité de volume et σ_i est la i^{ème} surface équivalente réfléchie.

En général les réflexions météorologiques peuvent prendre une variété de formes, elles incluent des gouttelettes d'eau, des cristaux de glace, de la grêle, la neige, ou un mélange de ce qui précède [6],[8],[17]. En 1908 Mie (savant allemand) a développé une théorie générale pour l'énergie reçue par une onde plane heurtant des particules sphériques. Cette énergie reçue est fonction de la longueur d'onde, de l'indice complexe de réfraction de la particule et du rapport $2\pi\alpha/\lambda$, où α est le rayon de la particule sphérique et λ est la longueur d'onde radio. Quand le rapport $2\pi\alpha/\lambda<1$, l'approximation de *Rayleigh* [5],[6], peut être appliquée, et σ_i devient :

$$\sigma_i = \frac{\pi^5}{\lambda^4} |K|^2 D_I{}^6 \tag{2-4}$$

où D_i est le diamètre de la i^{ème} particule.

$$|K|^2 = \left| \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1} \right|^2 \tag{2-5}$$

avec m indice de réfraction complexe, aux températures comprises entre 0 et 20° C, de la phase liquide de l'eau, et aux longueurs d'ondes centimétriques K est donné par :

$$|K|^2 \approx 0.93 \tag{2-6-1}$$

et pour la phase glaciale de l'eau K devient, [6]:

$$|K|^2 \approx 0.20 \qquad \textbf{(2-6-2)}$$

L'équation (2-3) peut maintenant s'écrire comme suit :

$$\eta = \frac{\pi^5}{\lambda^4}|K|^2 \sum_{i=1}^{N} D_i^6 \qquad \textbf{(2-7)}$$

et le facteur de réflectivité du radar Z, sera défini par [5],[6]:

$$Z = \frac{1}{\Delta V}\sum_{i=1}^{N} D_i^6 \qquad \textbf{(2-8)}$$

Dans le cas des radars météorologiques, les dimensions des diamètres des particules D_i sont millimétriques et la somme de l'équation (2-8) est prise dans un volume unitaire de 1 m^3. Il s'ensuit que l'unité conventionnelle de la réflectivité Z est donnée en (mm^6/m^3) et il est souvent commode de traiter la dimension de la particule comme fonction continue avec une densité du nombre $N(D)$; où $N(D)$ représente le nombre de particules par un volume unitaire avec des diamètres compris entre D et $D+dD$. Dans ce cas là, Z est donné par le sixième moment de la distribution de la dimension particulaire [5], [6]:

$$Z = \int_0^\infty N(D)D^6 dD \qquad \textbf{(2-9)}$$

Si le faisceau radar est rempli de réflexions, le volume illuminé V est approximativement donné par [5],[6]:

$$V \approx \frac{\pi\theta\phi r^2 c\tau}{8} \qquad \textbf{(2-10)}$$

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

La substitution des équations (2-10), (2-2) et (2-4) dans l'équation.(2-1) donne lieu à une formule simple de la puissance du signal radar reçu en fonction de la réflectivité radar et de la distance à laquelle se trouve la masse d'air (cible):

$$P_r = \frac{\beta\pi}{r^4}\cdot\frac{\theta\phi r^2 c\tau}{8}\cdot\frac{\pi^5}{\lambda^4}|K|^2\sum_{i=1}^{N}D_i^6$$
$$= \frac{\beta\pi^6\theta\phi c\tau|K|^2}{8\lambda^4 r^2}Z \qquad \textbf{(2-11)}$$
$$= \frac{\beta' Z}{r^2}$$

Cette expression simple illustre que la puissance reçue est fonction seulement de β' qui dépend des paramètres du système radar, elle est proportionnelle au facteur de réflectivité du radar Z et est inversement proportionnelle au carré de la distance r^2.

En effet, le gain d'antenne n'est pas uniforme au-dessus de la largeur du faisceau d'antenne, et l'acceptation d'un gain uniforme peut mener aux erreurs dans le calcul de Z. Pour tenir compte de cela, il faut assumer une forme gaussienne pour le faisceau d'antenne [6] et ainsi on peut dériver l'équation suivante pour la puissance reçue P_r :

$$P_r = \frac{P_t G^2\lambda^2\theta\phi c\tau}{512(2\ln 2)\pi^2 r^2}\sum_{i=1}^{N}\sigma_i \qquad \textbf{(2-12)}$$

avec $2\ln 2$: est la correction due au faisceau supposé gaussien.
et en employant les rapports des équations (2-7) et (2-8). L'équation (2-12) peut être écrite en termes du facteur de la réflectivité Z comme [6], [17]:

$$P_r = \frac{P_t G^2\theta\phi c\tau\pi^3|K|^2 Z}{512(2\ln 2)r^2\lambda^2} \qquad \textbf{(2-13)}$$

une échelle logarithmique est souvent employée pour la réflectivité Z, où elle est donnée par :

$$dBZ = 10\log Z \qquad \textbf{(2-14)}$$

L'équation (2-13) peut être employée pour mesurer le facteur de réflectivité Z, quand l'approximation de *Rayleigh* est valide et quand les particules d'eau sont en phase glaciale ou liquide. Finalement, il est très important de noter la gamme des valeurs de la réflectivité Z qui sont d'une extrême importance en météorologie pour la détection du cisaillement de vent. Les recherches préliminaires [1], [9], [11], [12], ont été orientées sur des microrafales avec des niveaux significatifs de précipitation connues sous le nom de microrafales humides. La classification des microrafales en tant qu'humides ou sèches est plutôt quantitative car une microrafale avec une

réflectivité de 25 dBZ et plus est considérée comme humide, alors qu'une microrafale avec une réflectivité inférieure à 20 dBZ est considérée comme sèche.

En sachant la distance et la direction d'une cible, un système radar peut employer ces informations pour la poursuite de la cible si cela est nécessaire, [11], [17],[23]. Quoique la position d'une cible est en particulier très importante à l'utilisateur du radar, la teneur en fréquence des signaux reçus l'est également pour déterminer la vitesse des cibles détectées relativement par rapport au système radar, d'où l'intérêt de l'effet Doppler.

2-I-2-3- *L'effet Doppler des radars météorologiques*

L'effet Doppler se rapporte à la variation dans la fréquence radio entre les signaux transmis par le radar et ceux qui sont reflétés par une cible, comme illustré dans la figure 2-4.

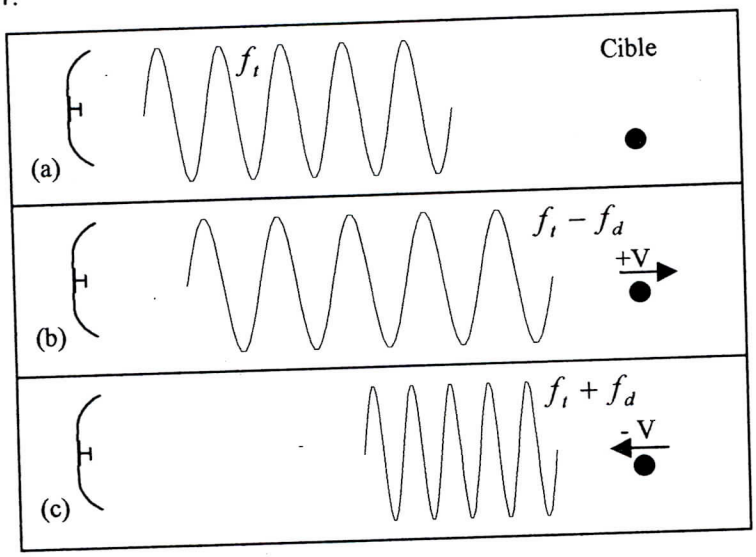


Figure 2-I-4 : L'effet Doppler d'une cible mobile;(a) signal transmis, (b) fréquence négative, (c) fréquence positive [1]

C'est une occurrence commune qui est utilisée dans les systèmes Radar, ce phénomène est causé par le déplacement relatif d'une cible par rapport à un radar [9]. Comme mentionné dans l'équation (2-15), les cibles qui s'éloignent du radar (v_T>0) causent une diminution en fréquence Doppler des signaux reçus f_r, [1],[6],[8].

$$f_d = -\frac{2vf_t}{c} \qquad \textbf{(2-15)}$$

Ces signaux seront de spectre "rouge", puisque le rouge dans le spectre visuel a la fréquence la plus faible. L'inverse est vrai pour des cibles qui se rapprochent du radar (v_T<0) causant une couleur "bleu" pour les signaux reflétés, comme on peut le constater dans les résultats des simulations sur écran radar PPI en azimut de deux dimensions (Annexes).

En raison de l'effet Doppler, le radar peut mesurer le taux de changement de la direction de la cible (distance) basé sur la variation des fréquences dans les signaux reçus. L'effet Doppler est défini comme la différence entre les fréquences transmises et reçues et dépend du mouvement relatif de la cible et la longueur d'onde du signal transmis, [1], [9].

2-I-3- LA COMPOSITION DE BASE D'UN SYSTEME RADAR [6][14][15][16]

Comme nous avons pu passer en revue les concepts de bases communs presque à tous les systèmes radar, notre but maintenant dans cette section est de voir la composition d'un système radar en général et celui utilisé en météorologie en particulier. Bien que la conception de ces systèmes radar dépend fortement de leurs applications prévues, ils contiennent généralement les éléments représentés dans le schéma synoptique de la figure ci-dessous.

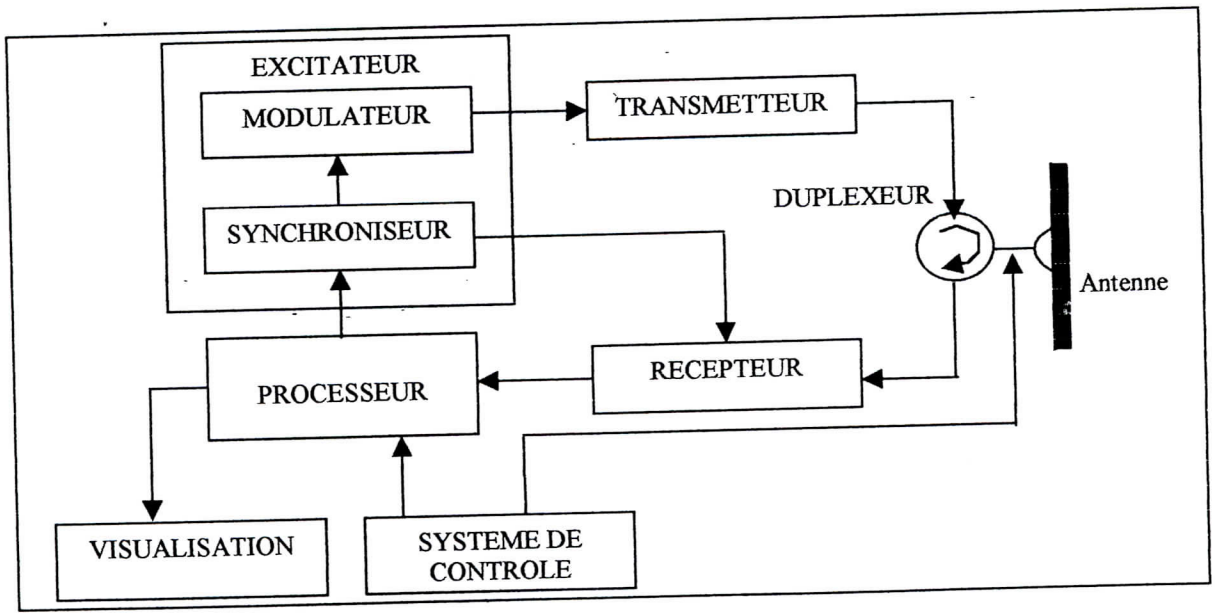


Figure 2-I-5 : Schéma synoptique de fonctionnement d'un radar météorologique

Dans ce qui suit, nous expliquons, le rôle et la fonction de chaque dispositif dans la chaîne opérationnelle d'un système radar météorologique, [14], [15], [16].

- **Le synchroniseur**

Le rôle de la cet étage est d'envoyer des impulsions de synchronisation à l'émetteur et au récepteur afin de synchroniser ces deux dispositifs. Les impulsions sont employées pour commuter l'émetteur en marche ou en arrêt et pour fournir aussi des informations synchronisées au récepteur.

- **Le modulateur**

Le modulateur produit une impulsion de puissance élevée pour l'émetteur au moment de la réception de chaque impulsion du synchroniseur. Souvent, le modulateur et le synchroniseur sont regroupés dans un même étage connu sous le nom d'**exciteur** qui produit du signal pour la transmission et le traitement des échos reçus.

- **L'émetteur**

Cet élément qui est un oscillateur (magnétron) qui génère des ondes radio de haute puissance dés qu'il reçoit les impulsions du modulateur. La fréquence des ondes générées s'étend de quelques centaines de mégahertz jusqu'à quelques centaines de gigahertz. Ces ondes seront après transportées dans des guides d'ondes vers le duplexeur.

- **Le duplexeur**

Cette unité relie physiquement l'émetteur et le récepteur à l'antenne. Le duplexeur agit essentiellement comme un guide d'ondes commutateur, car il permet le passage sans atténuations des ondes de l'émetteur vers l'antenne tout en bloquant leur passage au récepteur, ou vice versa.

- **L'antenne**

L'antenne se compose généralement d'un radiateur et d'un réflecteur parabolique montés sur un support commun. L'antenne est reliée au duplexeur par un guide d'onde,

elle permet la transmission des ondes venant de l'émetteur vers le milieu extérieur, ou de recueillir les ondes réfléchies et de les transmettre vers le récepteur.

- **Le récepteur**

Généralement ce dispositif se compose d'un élément de protection du récepteur, un oscillateur local, un mélangeur, un amplificateur FI, et un détecteur synchrone d'enveloppe. Etant donné qu'une partie de l'énergie du signal transmis est invariablement reflétée vers l'antenne, le rôle du dispositif de protection du récepteur est d'éliminer ces signaux pour qu'il n y est pas de dommages. L'onde émise à la fréquence f_0 après réflexion sur les cibles est appliquée au mélangeur, ce dernier reçoit également l'onde de fréquence f_l de l'oscillateur local. A la sortie du mélangeur, on retrouve un signal à la fréquence intermédiaire (FI) f_i, différence entre f_0 et f_l, ainsi que la somme de ces deux fréquences qui sera éliminée par un filtre sélectif de bande passante (B=1/T) adapté à la durée T de l'impulsion d'émission. Enfin, les signaux sont passés à travers le détecteur qui mesure leurs amplitudes maximales et identifie les fréquences Doppler de chaque impulsion reçue.

- **Le bloc d'alimentation**

L'alimentation d'énergie fournit le courant électrique pour tous les composants. Le plus grand consommateur de la puissance est l'émetteur qui peut exiger plusieurs kW de la puissance moyenne, durant le cycle de transmission (DC), donné par la formule : DC = PW/PRF, où PW et PRF sont respectivement la largeur et la fréquence de répétition des impulsions émises, [8].

- **Le processeur du signal**

Le processeur est le dispositif le plus important dans le système radar, parce que c'est là où l'information utilisable est extraite à partir des signaux reçus I et Q (voir la section suivante). Premièrement le processeur adjoint les signaux du récepteur à des séries d'incréments de distances connus sous le nom de cellules de distances. Il filtre alors les échos fixes par la formation d'une banque de filtres à bandes étroites pour

chaque cellule de distance. Ces filtres sont utilisés pour intégrer l'énergie des échos successifs de la même cible ainsi que le niveau du bruit d'interférence qui peut être réduit. Une fois que cette étape du processus est terminée, les amplitudes des signaux sont mesurées et comparées à une tension seuil fixe. Toutes les amplitudes du signal qui excèdent ce seuil sont considérées comme cibles et ainsi visualisées par l'utilisateur, [6],[14],[15].

Il y a d'autres opérations additionnelles lesquelles sont exécutées par le processeur, comme l'évaluation des caractéristiques spectrales des cibles (vitesses, direction, largeur spectrales....), par des algorithmes de traitement du signal fonctionnant en temps réel, comme l'algorithme (pp), de Fourier, ou autres, [1], [15], [16], [17].

Cependant ces composants énumérés sont la plupart du temps identiques pour tous les systèmes radar et essayons maintenant de voir les caractéristiques du système radar météorologique.

2-I-4- LES CARACTERISTIQUES DU RADAR METEOROLOGIQUE

Avant que les différents composants constituant un radar météorologique ne soient choisis, nous devons voir quels sont les facteurs qui affectent de manière significative la conception globale d'un système radar météorologique.

2-I-4-1- *Choix de la fréquence et de la forme des ondes (reçues/émises)*

Deux étapes sont connues pour être les plus importantes lors de la conception des systèmes radar en général, [6]. La première étape consiste à choisir la fréquence d'émission du radar. Les exigences du système jouent un rôle significatif dans cette détermination parce que les capacités globales du radar, telles que la distance de détection, la résolution angulaire, et les propriétés Doppler sont fortement influencées par ce choix de la fréquence de transmission. La seconde étape est le choix de la forme d'onde du signal transmis par le radar est aussi importante, car la conception et le fonctionnement des différents dispositifs dans le système dépendent de la forme de l'onde choisie. La fréquence et la forme de l'onde du signal transmis affectent la taille, le poids, et le coût du système radar aussi bien que ces performances, [5], [6].

a) Le choix de la fréquence

Les radars modernes fonctionnent sur un éventail de fréquences, leurs choix dépendent de l'application du système et les conditions opérationnelles. Le tableau 2-1, illustre les gammes de fréquences utilisées dans le domaine de la télédétection des phénomènes météorologiques.

Détecteur	Longueur d'onde (λ)	Réflexions	largeur du faisceau (deg. °)	Durée de l'impulsion(µs)	Taux d'échantillonnage (Hz)
Radar					
Bande - S	10 cm	Précipitation / microrafales	0.5-3	0.25-4	10^3
Bande - Ka	1 cm	Précipitation / nuages / gouttes d'eau	0.5-2	0.25-1	10^4
Bande - mm	1 mm	nuages / gouttes d'eau	0.2-1	0.25-1	10^5
Sondeurs ST/MST					
VHF	75 cm	index de réfraction	3-10	0.2-5	10^4->10^2
UHF	6 m	index de réfraction	3-10	0.2-5	10^5->10
Lidar					
Infrarouge	10 µm	eau condensé	0.01	0.1-3	10^7
Optique	<1 µm	molécules	(-)	<1	>10^8

Tableau 2-I-1 : Les fréquences radar utilisées en météorologie [8]

Le choix de la fréquence radio (ou de la longueur d'onde) a un impact significatif sur plusieurs éléments du système radar, comme les dimensions physiques du matériel employé pour la génération des ondes transmises à la fréquence indiquée et qui sont proportionnelles à la longueur d'onde. Les plus basses fréquences exigent un grand et encombrant matériel de transmission, tandis que des fréquences plus élevées permettent une réduction de la taille globale et le poids du système. Le niveau de la puissance qui peut être transmis par le radar est également influencé par la longueur d'onde. En général, les radars fonctionnant à de longues longueurs d'ondes peuvent transmettre une puissance comparativement plus moyenne que ceux travaillant à des longueurs d'ondes plus courtes, bien que les autres considérations système, telles que le poids, le coût, et la fiabilité tendent à limiter strictement la disponibilité en puissance, [5].

En outre, la longueur d'onde du signal transmis définit aussi la largeur du faisceau d'antenne aussi bien que le niveau de l'atténuation atmosphérique et du bruit ambiant, [6]. Enfin le changement en fréquence Doppler des signaux reçus est lié à la fréquence radio choisie.

b) La forme d'onde du signal émis

Une fois que la fréquence radio est choisie, l'étape suivante dans la conception d'un radar implique le choix de la forme des ondes transmises. Si le radar transmet les ondes radio sans interruption tandis que simultanément il reçoit des échos réfléchis, ceci est connu pour être le mode de transmission d'ondes continues (CW), [8]. Le spectre des signaux reçus par ces radars est concentré autour de la fréquence de transmission décalée par les fréquences Doppler de toutes les cibles mobiles. En conséquence, le radar peut très exactement mesurer des taux de variation des distances des cibles mobiles, [1], [5].

La mesure de la distance, cependant, n'est pas possible généralement sans une certaine modification de la forme de l'onde transmise. Les radars à ondes continues exigent des antennes séparées, pour l'émetteur et le récepteur puisque l'émetteur envoie sans interruption des signaux, [5],[8]. Pour éviter ainsi ce désagrément du surplus de poids et de volume dans le système radar, il faut utiliser un autre type de forme d'ondes transmises généralement en impulsions (Radar pulse Doppler), [1],[9]. Ces radars transmettent leurs signaux par intermittence sous formes d'impulsions courtes et détectent à la réception des échos dans les périodes entre impulsions comme le montre la figure 2-6 ,[1]. Par conséquent, dans les sections suivantes on supposera que la forme des ondes transmises est impulsionnelle.

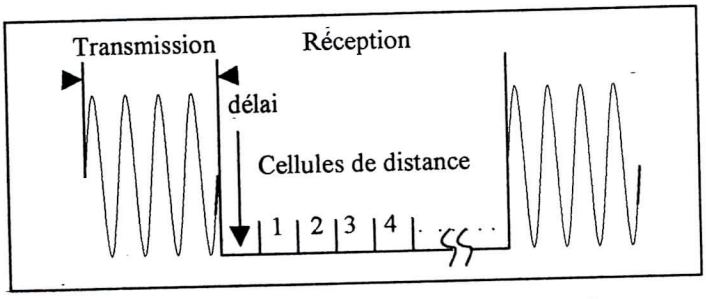


Figure 2-I-6 : Le cycle d'émission réception des signaux radar [1]

c) *La forme des ondes reçues (Signaux radar I et Q)* [8]

Avant que nous discutions de l'estimation du spectre de puissance et des moments spectraux, nous trouvons qu'il est très utile de définir la forme des ondes reçues. Puisque les réflexions reçues à partir d'une cellule de distance sont typiquement le produit des réflexions causées soit par un nombre important de

particules de l'atmosphère *aléatoirement distribuées* et/ou par le nombre des non-homogénéités de l'indice de réfraction, [6],[8]. Le signal radar reçu est généralement modélisé par un processus *aléatoire* de distribution *gaussienne* (par le théorème de limite centrale), [6], [8], [9]. Ainsi, les techniques de traitement du signal pour l'estimation des caractéristiques du signal devraient être utilisées dans le contexte d'un cadre d'estimation statistique où réside la difficulté de rechercher la meilleure estimation pour l'ensemble de ces paramètres, [8]. Cette estimation statistique devient d'une importance particulière quand on souhaite balayer un phénomène rapidement, car la nature de processus aléatoire du signal de l'écho météorologique rendra nécessaire une certaine approximation si les exactitudes désirées doivent être atteintes [8].

Une cible stationnaire ponctuelle (point) simple à la distance r du radar réfléchira la forme d'onde transmise après qu'elle ait été filtrée par le récepteur et elle aura la forme suivante :-

$$Z(t,R) = A\exp[j2\pi f(t-2R/c)]W(t-2R/c) \qquad \textbf{(2-16)}$$

où A est l'amplitude de la tension complexe et $W(t)$ est une fonction de la distance qui dépend de la longueur d'impulsion de transmission et de la largeur de bande du récepteur [8].

La forme de l'onde reçue pour cette cible distribuée est alors une fonction des échantillons du processus aléatoire qui produit l'écho atmosphérique. Nous estimons les caractéristiques moyennes de la cible aléatoire sur un ensemble d'échantillons de ces fonctions. Le vecteur somme de la tension complexe de l'ensemble des réflexions est donné par, [8] :-

$$Z(t,R) = \sum_i A_i \exp[j2\pi f_i(t-2R_i/c]W(t-2R_i/c) \qquad \textbf{(2-17)}$$

où l'indice i représente la particule prise individuellement. Chaque particule a une amplitude complexe (A_i), une fréquence Doppler décalée (f_i), et sa distance (R_i). A n'importe quel instant d'échantillonnage donné pour la $i^{ème}$ impulsion, la forme de l'onde reçue peut être représentée dans le plan des signaux complexes par un vecteur qui a une amplitude $|V_k(R)|$ et une phase instantanée $\theta_k(R)$ déterminée par un vecteur

instantané somme des réflexions individuelles. Le signal complexe est alors donné par la formule suivante, [1], [6], [8] :-

$$Z_k(R) = I_k(R) + jQ_k(R) \qquad \textbf{(2-18)}$$

où $I_k(R) = |V_k(R)| \cos\theta_k(R)$ est la composante en phase et $Q_k(R) = |V_k(R)| \sin\theta(R)$ est la composante en quadrature de phase, [6],[8],[9]. Ces expressions illustrent que pour une polarisation reçue spécifique (Horizontale ou Verticale), seulement deux quantités sont mesurables, l'amplitude et la phase complexes. Toutes les autres quantités sont dérivées de ces deux dernières entités basées sur des modèles physiques macroscopiques d'approximation, [8], [9].

2-I-4-2- *Les caractéristiques du faisceau d'antenne*

Le premier rôle de l'antenne est de concentrer l'énergie rayonnée par le radar dans la direction désirée. Cette directivité est caractérisée par la largeur du faisceau d'antenne et qui définit la distance minimum de séparation des cibles qui peuvent être résolues par le radar, comme illustré par la figure 2-7. Ceci est connu comme étant la résolution angulaire. Habituellement cet angle est donné en fonction des dimensions de l'antenne et de la fréquence d'émission par, [5], [17];

$$\theta = \lambda / L \qquad \textbf{(2-19)}$$

où: θ : est la largeur du faisceau en radians,

λ : est la longueur d'onde des signaux radar émis,

L : est la dimension de l'antenne, dans la direction d'intérêt (c.-à-d. largeur ou hauteur).

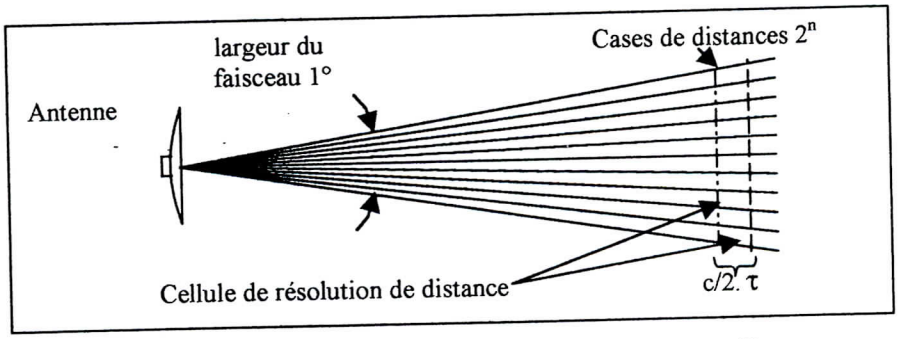


Figure 2-I-7 : Les caractéristiques du faisceau d'antenne

Une autre quantité qui dépend aussi de la fréquence d'émission et de la forme des ondes est le gain directionnel de l'antenne. Il représente la quantité par laquelle la puissance dans le faisceau est augmentée, alors ce gain est donné par, [17] :

$$\text{Dir}_{\text{deG}} = 4\,\pi/\theta\,\phi \qquad (2\text{-}20)$$

ici nous avons employé, ϕ = largeur du faisceau verticale (radians).

En fin de compte, la conception d'un système radar est liée au gain d'antenne désiré et à la résolution angulaire du radar et aux dimensions physiques réelles de l'antenne. Pour clore notre discussion au mieux sur les propriétés de base d'un système radar, nous continuons maintenant une explication des caractéristiques de la forme d'onde impulsionnelle et des effets globaux de ce type de transmission.

2-I-4-3- *Les propriétés du signal impulsionnel*

Comme indiqué précédemment, les radars météorologiques emploient des formes d'ondes impulsionnelle (figure 2-8), pour permettre l'utilisation d'une antenne simple. Ce signal possède trois caractéristiques de base : la fréquence d'émission f_t, la largeur d'impulsion PW, et la fréquence de répétition (PRF=1/PRT).

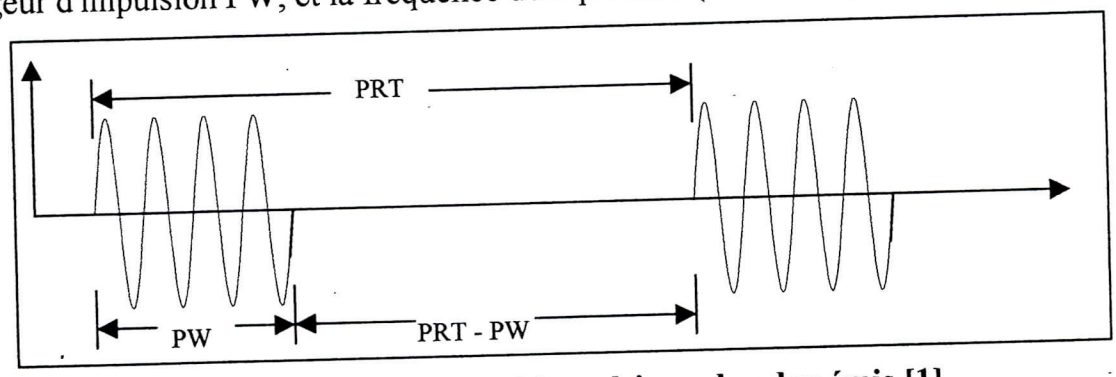


Figure 2-I-8 : Le signal impulsionnel radar émis [1]

La fréquence d'émission est choisie comme décrit dans la section (2-4-1). La largeur d'impulsion PW c'est la durée de chaque impulsion, elle définit la résolution en distance du radar et la puissance des signaux reçus. Concernant la fréquence de répétition (PRF) des impulsions c'est le taux auquel elles sont transmises. L'inverse de cette fréquence PRF, connue sous le nom de période entre impulsions PRT. Ce paramètre a un impact considérable sur la résolution en distance, car ce temps d'écoute représente le temps réception des impulsions réfléchies par les masses d'air [1],[6],[14].

Cette forme d'onde contient aussi une information sur la puissance et le rendement en énergie du radar. L'énergie contenue dans chaque impulsion est donnée par le produit de la puissance maximale et la largeur d'impulsion, soit ($E = P.\tau$). La

puissance moyenne P_{av} du signal est donnée par le produit de la puissance crête P fois le cycle de transmission, soit $P_{av} = P.DC$, et ainsi pour maximiser la distance de détection d'un système radar. la puissance moyenne peut être amplifiée après augmentation de la puissance de transmission, de la largeur de l'impulsion ou de la PRF, [6].

2-I-5- LE CONCEPT DES AMBIGUITES DOPPLER SUR LES MESURES RADAR [8]

Le radar pulse doppler donne les trois estimations suivantes : 1) la puissance de l'écho météorologique (moment d'ordre zéro du spectre doppler), 2) la vitesse moyenne radiale V_r (moment d'ordre un du spectre doppler normalisé par le moment d'ordre zéro) qui représente le déplacement moyen des réflexions, et 3) la largeur spectrale σ_v (racine carrée du second moment du spectre doppler), il représente l'écart en vitesse, [8],[9].

Comme on l'a déjà mentionner dans les sections précédentes, le radar est souvent limité par le poids et le coût, on présentera dans ce qui suit les limitations en matière de performances, qui sont appelées ambiguïtés Doppler, [1], [9].

La distance non ambiguë r_a est la distance maximale que peut parcourir l'impulsion émise jusqu'à la cible (gouttes d'eau, pluie, ..) et sera ensuite réfléchie au radar avant que la seconde impulsion ne sera émise. Quand la surface des précipitations est située en dehors de la portée non ambiguë, les échos réfléchis par les précipitations arrivent après l'émission des impulsions qui leurs succèdent. Les radars ayant une fréquence de répétition des impulsions (PRF) fixe ne peuvent distinguer les échos reçus des ondes émises, d'où l'ambiguïté sur la mesure de la distance. Donc cette distance non ambiguë est donnée par la relation; $r_a = c.T_S / 2$ (c : vitesse de la lumière, et T_S période de répétition des impulsions), [1], [8], [9].

Il est démontré, [1], [6], [8], [9] que la vitesse maximale discernable non ambiguë (v_a) des précipitations que peut mesurer le radar pulse Doppler est donnée par $v_a = \pm\lambda / 4T_S$.

Le dilemme de base associé à l'utilisation d'un radar pulse Doppler météorologique devient apparent quand les distances et les vitesses non ambiguës sont combinées dans une même équation, [9];

$$v_a.r_a = \frac{\lambda c}{8} \qquad \textbf{(2-21)}$$

Donc pour détecter des phénomènes météorologiques sévères (tornades, windshear..) et estimer leurs vitesses et distances non ambiguës en considérant les limitations en poids et coût, [9]. Il faut choisir une grande longueur d'onde (λ), ce qui induira une réduction de l'atténuation du signal reçu. Ceci signifie que le choix de la longueur d'onde (ou la fréquence) est un compromis qui va conduire à une distance maximale de couverture radar et à une vitesse maximum détectable, [1], [9]. Pour des radars pulse doppler cohérent (cohérence; quand la phase est maintenue constante pour plus d'une période PRT=T_S), ils peuvent mesurer précisément les distances et les vitesses des précipitations, [6],[8],[9].

Les restrictions imposées à l'utilisation d'un radar pulse doppler viennent la plus part du temps de la semi-cohérence des échos météorologiques, c'est à dire qu'il y a un changement de la phase résultante qui croit à cause des mouvements individuels des particules (pluie, grêle, vent...) par rapport aux autres particules, [9].

Les signaux échantillonnés à la période T_S doivent être corrélés pour avoir une précision meilleure sur la mesure de la vitesse. La corrélation existera si, [8][9]:

$$c / 4r_a > 2\pi\sigma_v \qquad \textbf{(2-22)}$$

où σ_v est la largeur du spectre des vitesses des échos à la distance r^2, l'équation précédente signifie que la largeur spectrale doit être inférieure à l'intervalle de Nyquist $\lambda / 2T_S$, quand σ_v diminue, la variance de la vitesse moyenne croit de manière exponentielle, [9].

Donc en guise de récapitulatif à ce qu'on vient de dire, est que le choix des fréquences d'émission et des périodes de répétition des impulsions émises par le radar vont non seulement influer sur le poids et coût global du système radar, mais aussi sur les performances de celui-ci, car le choix de ces paramètres de fonctionnement ont une influence directe sur la portée et la vitesse non ambiguë des précipitations ou du vent.

2-I-6- LES SOURCES DE BRUITS ET D'INTERFERENCES

Malheureusement, les signaux reçus par un radar pulse doppler météorologique ne sont pas seulement provoqués par les réflexions des ondes radio transmises vers les cibles éclairées par l'antenne. Les échos des cibles sont généralement noyés dans des variétés de sources d'interférences, ces sources sont classifiées en deux catégories; bruit et échos fixes (clutter sol), [5], [6], [8].

Le niveau du bruit présent dans les signaux reçus est un facteur très important qui peut biaiser la détection des cibles météorologiques et l'estimation du spectre doppler reçu des précipitations (vent, masses d'air, gouttes d'eau,..),[8]. Par conséquent, il est nécessaire que nous comprenions d'abord les différents types de bruit présent dans le récepteur radar, leurs propriétés générales et de voir quelles sont leurs conséquences sur les performances du système radar météorologique.

2-I-6-1- *L'effet du bruit sur la chaîne de détection*

La performance la plus importante d'un système radar est la distance maximale non ambiguë à laquelle il peut détecter des cibles. Dans les applications météorologiques cette distance est souvent limitée par des obstructions dans la ligne de vue radar (insectes,... etc....), ou bien par le clutter sol quand le faisceau d'antenne balaye à basse élévation, [8]. Au-delà de ce souci de vue, la distance maximum de détection d'un radar est le point où les échos d'une cible devient indistinct des signaux parasites du bruit ou du clutter. On peut éliminer la plupart des échos fixes en l'éliminant du contenu spectral Doppler (section 2,6,2), mais le bruit de fond qui est généralement de nature électrique, ne peut pas être éliminé de la même façon que le clutter, car il est caractérisé par des amplitudes et des fréquences aléatoires, [1],[5],[8]. De faite, l'énergie du bruit est un contribuant substantiel à la puissance totale reçue des signaux où et il est souvent considéré comme étant le facteur limiteur de la distance maximale de détection du radar. On classifie le bruit en deux catégories, la première est le bruit interne et la seconde c'est le bruit externe.

- ***Le bruit interne***

Ce type de bruit est principalement produit dans les circuits du récepteur et amplifié par le gain de celui-ci. Son niveau peut être assimiler à une tension d'une

résistance qui est reliée aux bornes d'entrée du récepteur. Cette tension résulte du mouvement thermique aléatoire des électrons libres dans la résistance. En pratique, le bruit interne est réduit en ajoutant un préamplificateur à faible niveau de bruit au niveau du mélangeur qui augmentera l'énergie de l'écho météorologique relativement au niveau du bruit, [5],[6].

- ***Le bruit externe***

Tous les objets entourant les radars rayonnent sans interruption des ondes radio et génèrent de l'énergie thermique, les sources principales extérieures de bruit sont le sol, l'atmosphère et le soleil, [5],[6]. Le rayonnement de ces sources est principalement une fonction de leurs températures absolues, mais il est également influencé par d'autres facteurs divers tels que les propriétés d'absorption de la terre et de l'atmosphère. Le bruit externe inclus aussi le bruit d'antenne et des guides d'ondes car leurs contributions est proportionnelle à leurs températures absolues, [5].

La puissance moyenne du bruit peut être estimée en définissant la température de bruit équivalente du système entier T_{sys}, cette puissance moyenne est donnée par l'équation, [5], [6], [8] :

$$P_n = KT_{sys}B_{sys} \qquad \textbf{(2-23)}$$

où K est la constante de Boltzman ($1.38\times10^{-23}\ W\ Hz^{-1}\ m^{-2}$), B_{sys} est la largeur de bande totale du système comprenant les effets des filtres présélecteurs, des filtres IF et tous les autres amplificateurs, [5], [6], [8].

En réalité, la puissance du bruit réel mesurée à n'importe quel moment est de nature *aléatoire,* [5], sa puissance suit une distribution de *Rayleigh* et lorsque seul le niveau du bruit excède le seuil de détection des cibles, le radar indiquera la présence d'une cible et ceci est connu comme étant une fausse alarme, [5], [6], [8]. Quand le signal d'une cible est présent, la puissance mesurée du signal plus bruit sera *normalement* (*gaussienne*) distribuée où le niveau moyen sera augmenté par la puissance de l'écho de la cible. Si la puissance de l'écho météorologique plus le bruit n'est pas assez grande pour excéder le seuil de détection, le radar ne pourra pas

détecter la cible et cette quantité est connu comme une probabilité de non-détection. Donc le seuil choisi de la détection pour un radar comporte un compromis entre la probabilité de fausse alarme et la probabilité d'une détection manquée et si un nombre bas de fausses alarmes est désiré, alors l'utilisateur doit accepter une probabilité plus élevée de ne pas détecter la cible et vice versa. La quantité d'intérêt ici est la probabilité de détection, qui est égale à la surface de la distribution du signal plus bruit qui est au-dessus du seuil de détection. Ce paramètre est employé pour le calibrage des performances globales d'un système radar avec des niveaux d'interférences acceptables, [5], [6].

Dans la plupart des cas, une probabilité minimale de détection est indiquée dans la conception des systèmes radar. Cette quantité est employée pour déterminer le rapport signal/bruit minimum (SNR) qui est nécessaire pour satisfaire la probabilité requise de détection, ce rapport est défini par l'équation , [6], [8]:

$$SNR = P_r / P_n$$

où P_r est puissance des échos reçus des cibles météorologiques, et P_n la puissance moyenne du bruit mesuré. En ayant un rapport minimum SNR, nous pouvons calculer la distance maximale de détection pour un radar en utilisant l'équation radar (eq. 2-13). Par ailleurs et comme on ne peut pas réduire infiniment ce rapport du signal sur bruit pour avoir une distance de détection maximale, il est recommandé, [6], [8] d'utiliser d'autres techniques de traitement du signal afin réduire encore les effets du bruit. Ces techniques consiste en l'intégration (comparaison) d'un certain nombre d'impulsions successives pour la réduction des niveaux du bruit qui peuvent apparaître sur plus d'une impulsion.

2-I-6-2- *L'effet du clutter*

En plus du bruit, les échos des cibles météorologiques sont souvent entachés de réflexions non désirés provenant de divers objets présents sur la terre ou dans l'atmosphère. Ce type d'interférence est connu sous le nom d'échos fixes (clutter), ce sont des contribuants importants à l'énergie globale des signaux reçus par le radar comme indiqué sur la figure 2-1 (signaux I et Q), [5],[6],[8].

On entend par échos fixes (clutter), des cibles susceptibles d'être détectées mais non désirables, généralement caractérisées par des vitesses presque nulles, leur présence peut nuire à la qualité de la détection des cibles météorologiques d'intérêt, car les signaux provenant des cibles fixes caractérisés par des niveaux forts en énergie peuvent masquer les signaux de faible énergie des cibles utiles (perturbations), [6],[8]. L'une des phases les plus problématiques de la couverture radar est le balayage du faisceau d'antenne à basse altitude, car le lobe d'antenne sera en contacte directe avec les objets présents sur le sol, leurs contributions en énergie sur les signaux réfléchis sera substantielle, [6], [8]. La méthode utilisée pour la réduction de cette contribution est l'élimination des lobes secondaires, mais il s'avère que cette énergie ne sera pas complètement réduite et d'où l'intérêt de l'utilisation d'algorithmes d'élimination du clutter. On présente dans ce qui suit les deux méthodes les plus utilisées dans les radars météorologiques pour l'élimination du clutter.

- ***Les méthodes d'élimination du clutter***

L'une des premières approches usuelles pour le rejet du clutter sol est le filtrage en utilisant le contenu spectral pour séparer le clutter des échos des cibles météorologiques, [1]. Nominalement, ces parties spectrales de la puissance estimée qui ont une probabilité plus élevée d'être des échos fixes sont rejetées avec l'hypothèse d'une sensibilité adéquate de détection des cibles météorologiques. Par exemple, ce critère peut être employé pour éliminer le clutter sol stationnaire qui a une vitesse Doppler nulle par un filtre à bande étroite pour un système radar terrestre ou bien de l'appliquer à la fréquence Doppler correspondant à la vitesse sol de l'avion pour un système aéroporté. Les systèmes radar terrestres TDWR et NEXRAD (respectivement radar de moyenne et longue portée) utilisent des filtres elliptiques IIR de quatrième et cinquième ordre, respectivement, pour atteindre les largeurs étroites de 1 m/s des spectres du clutter sol autour de la vitesse Doppler nulle. Les filtres elliptiques ont des ondulations dans et en-dehors de la bande passante; mais pour une atténuation donnée d'ondulation dans et en dehors de la bande passante, ils ont des largeurs plus étroites que n'importe quel autre filtre du même ordre, [1]. Cependant sur un système aéroporté, le mouvement de l'avion tend à faire déplacer les fréquences des modes

dominants du clutter sol, ce qui peut rendre nécessaire l'augmentation de la largeur de la bande passante du filtre, [8]. D'ailleurs on utilise généralement pour ces radars Doppler aéroportés de bande x un filtre butterworth de second ordre, qui a une plus grande largeur de bande d'environ 2 à 3 m/s et qui n'a aucune ondulation dans sa bande passante.

Une autre technique utilisée sur les radars terrestres est celle de la "carte clutter". Une carte de clutter sol est une carte représentant la puissance moyenne des échos de retour au-dessus d'un balayage d'une antenne radar. Chaque cellule de la carte clutter peut inclure une ou plusieurs cellules de résolution de distance radar. Les cibles météorologiques dans une cellule de distance se distinguent du clutter par une stabilité des niveaux moyens des puissances reçues.

Les échos de puissance du clutter sol sont fixes dans le temps, alors que les cibles météorologiques telles que les gouttes d'eau, où le vent se déplaceront lentement. En faisant la moyenne de la puissance des échos réfléchis dans les cellules de la carte clutter sur le nombre total des balayages d'antenne, la contribution due aux objets fixes peut être éliminer avec un effet minimal sur les cibles en mouvement. Ceci est généralement accompli avec un filtre simple pour chaque cellule de la carte clutter donnée par l'équation suivante, [1], [8]:

$$y_i = (1 - w).y_{i-1} + w.x_i \qquad \textbf{(2-24)}$$

où y_{i-1} : l'amplitude précédente de carte clutter

y_i : l'amplitude de mise à jour de carte clutter

x_i : rendement actuel du radar

w : facteur de pondération ($w < 1$)

Cette méthode de la carte clutter n'a pas été appliquée avec succès aux radars aéroportés principalement parce que les petits changements de l'aspect de l'avion par rapport aux structures du sol peuvent créer de grandes différences dans la réflectivité du radar, et il est ainsi difficile distinguer le clutter sol des cibles météorologiques.

2-I-7- CONCLUSION

Après plusieurs années d'expériences et de recherches entreprises par les chercheurs dans le domaine de la détection et de prévision des phénomènes météorologiques et particulièrement celui du cisaillement de vent par plusieurs types de détecteurs, comme les sondeurs acoustiques, les capteurs de pressions, etc....., [6], [8]. Ces travaux ont montré que ces détecteurs possèdent des limitations en matière de temps de prédiction, et des estimations des vitesses et des étendues de ces perturbations. De ce fait il y a eu le développement du système actif radar pulse Doppler qui a engendrer des conséquences significatives dans la détection des risques de ce phénomène météorologique sur les aéronefs en route ou dans les secteurs terminaux d'approche, [9].

Dans ce chapitre on a traiter les fonctions de base d'un radar pulse doppler, à savoir la détection, les mesures de distances, du taux de précipitation et de la vitesse des cibles météorologiques, le radar peut ainsi détecter les fortes microrafales de vents s'ils ont des composantes significatives le long du faisceau d'antenne, [1], [5]. On a aussi énoncer ces caractéristiques liées aux choix des paramètres qui peuvent influés sur les performances de portée et de vitesse souhaitées non ambiguës. Par ailleurs les mesures effectuées par ce système sont sujettes souvent à des interférences des bruits et du clutter sol, d'où la nécessité d'un traitement post-réception au niveau du processeur. Ce traitement consiste en l'élimination des composantes spectrales de vitesses fixes ($v \approx 0$), par l'intermédiaire de filtres adaptatifs à bandes étroites, ce qui permettra par la suite des estimations peu biaisées des vitesses moyennes et étendues spectrales des perturbations de vents détectées, [8], [9].

Ces estimations se feront après cette phase d'élimination du clutter, avec une attention particulière qui doit être prise lors de l'interprétation des données du spectre Doppler parce qu'il est souvent entaché des erreurs dues aux bruits et au clutter sol, [1], [9]. Les algorithmes permettant le traitement des échos et l'estimation de la vitesse moyenne radiale et de la largeur spectrale des cibles météorologiques (mouvement des masses d'airs des microrafales de vent) seront ainsi développés dans le troisième et le quatrième chapitre.

PARTIE II
LE CISAILLEMENT DU VENT

2-II-1- INTRODUCTION

Le vent revêt un intérêt considérable dans le domaine de l'aviation en général, car celui-ci provoque la sustentation des aéronefs. Un vent arrière réduit considérablement le temps de vol, et par conséquent la consommation du carburant sera ainsi réduite lors des vols en palier (vol en croisière).

Mais un vent d'intensité forte (V>>10 Kt), peut provoquer en basse altitude la déviation de la trajectoire d'un aéronef en phase d'atterrissage ou de décollage (altitude inférieure à 500 m), [1], [3]. A cause de cet effet les pistes des aérodromes sont conçues face aux vents dominant (vent debout) de la région d'atterrissage (Annexe 14 de l'OACI, T1) de manière à réduire l'effet des rafales des vents traversiers horizontaux coupants les trajectoires des décollages et des atterrissages.

Dans cette partie de l'étude, on va présenter le vent et ces variantes susceptibles d'engendrer des perturbations pour les avions en vol, et en particulier les perturbations provoquées aux basses altitudes (Windshear). Nous passerons en revue la définition physique du vent, ces caractéristiques, et les turbulences qu'il peut provoquer (orage, microrafales... etc.), ainsi que les moyens utilisés pour sa détection.

2-II-2- LE VENT

Le vent est un mouvement sensiblement horizontal d'une masse d'air provoqué par des différences de pressions barométriques. Il est causé par une tendance à l'égalisation de la pression des couches atmosphériques. Il existe aussi des mouvements verticaux qui sont très nombreux, mais leurs faibles amplitudes vis-à-vis des mouvements horizontaux ne les font apparaître que si l'on choisit une échelle d'observation suffisamment petite, [30], [31].

Par le choix d'une échelle synoptique suffisamment grande (modèle macroscopique), le vent est défini par sa direction et par sa vitesse :

➢ ***La direction du vent***

Quand on parle de la direction du vent, il faut comprendre qu'il s'agit là de sa provenance c'est à dire la direction d'où il vient. Un vent du Sud se déplace donc vers le Nord. En aéronautique pour définir cette direction, on l'indique sur la rose des vents, qui est un cercle gradué de 0° à 360° et on matérialise le vent par un vecteur de module proportionnel à son intensité (vitesse) et de direction, selon sa provenance de et vers le centre de la rose des vents, [30], [31].

Alors un vent d'Ouest devient ainsi un vent de 270°, et un vent d'Est devient un vent de 90°.

➢ ***La vitesse du vent***

Dans le domaine aéronautique pour exprimer la vitesse du vent on utilise des nœuds, qui est la vitesse d'un mobile parcourant 1 mille marins ($1\,NM = 1852m$) en une heure [32]. Donc si par exemple on a un vent d'Ouest de 40 nœuds alors il sera mentionné comme suit : 270°/40 Kt, [30].

Le vent est considéré comme étant le mouvement de l'air. Les prévisions qu'on en fait guident pilotes et navigateurs tant pour la préparation des plans de vol que pour les manœuvres de décollage et d'atterrissage. Elles permettent de réaliser une économie substantielle de temps et de carburant, mais aussi de suivre et d'éviter en cours de vol le déplacement des phénomènes météorologiques dangereux, [30], [36].

2-II-3- LES FORCES AGISSANT SUR LA DIRECTION ET LA VITESSE DU VENT

L'air est constitué d'un ensemble de particules soumises à diverses forces. Ces forces variables sont présentes à tous les niveaux de l'atmosphère. Ce sont elles qui induisent le vent, [30], [33]. Nous présentons dans ce qui suit l'ensemble des forces connues pour être des forces agissantes sur la direction et la vitesse du vent, et ainsi que la règle de Buys-Ballot régissant la circulation des vents dans les deux hémisphères du globe terrestre.

2-II-3-1- *La force de pression*

La force qui résulte de la différence de pression entre deux points situés sur deux isobares différentes est le gradient de pression. Cette force est toujours exercée de la haute vers la basse pression comme illustré par la figure 2-II-1. Elle réfère directement au poids de l'air, dont la force de pesanteur est directement proportionnelle à la force de pression. Cette force est d'autant plus grande que les isobares sont rapprochées, [33].

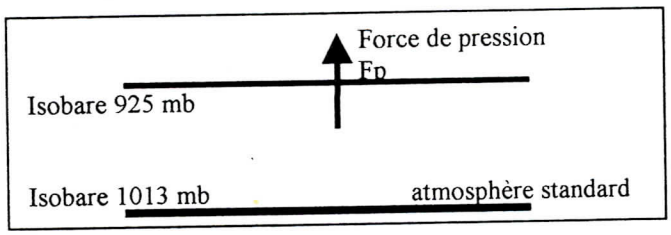


Figure 2-II-1 : La force de pression

2-II-3-2- *La force de Coriolis*

La rotation de la Terre exerce une force constante qui fait légèrement dévier l'air vers la droite dans l'hémisphère Nord, on l'appelle force de Coriolis. Elle est cependant annulée dès que, opposée à cette dernière, elle lui devient égale. On en déduit donc que le vent, en présence de la force de Coriolis et du gradient de pression, souffle parallèlement aux isobares autour d'un centre de basse pression, donc de façon lévogyre (sens opposé aux aiguilles d'une montre), tandis qu'il sera dextrogyre (dans le sens positif des aiguilles d'une montre) autour d'un centre de haute pression, [32], [33].

2-II-3-3- *La force de frottement*

A basse altitude et à proximité du sol, une force peu négligeable s'exerce sur le déplacement de l'air, elle le ralentit et peut en modifier considérablement sa trajectoire. Il s'agit là de la force de frottement appelée aussi "force de friction" dont l'impact réduit l'influence de la force de Coriolis. Comme la force du gradient de

pression demeure la même, l'air est généralement dévié vers les basses pressions, [30], [33]. L'importance de la déviation dépend de la nature et de la topographie de la surface du sol. Ainsi, dans les endroits où les accidents topographiques sont importants, la déviation est supérieure, [30], [33]. Au-dessus d'un sol normalement accidenté, la déviation du vent est d'environ 30°, alors que sur les plans d'eaux, elle n'est que de 15° à partir de sa direction initiale. A partir de 1000 m (~3280 pieds), au-dessus du sol cet effet s'estompe et les vents circulent parallèlement aux isobares.

Par ailleurs c'est la force de pression qui régit les vents, comme le démontrent les cartes de temps (carte TEMSI), [31], [32], [33]. Ce qui signifie qu'en surface et au niveau moyen de la mer, les vents sont parfois fort différents de ceux en altitude. Il est donc possible qu'on ait en surface un vent léger et variable, et à 6000 m (20000 pieds environ), un vent de 150 kt ou plus, [30].

2-II-3-4- *La force centripète (ou centrifuge)*

La force centripète se manifeste lorsque la trajectoire de l'air s'incurve. Elle agit alors perpendiculairement, en direction du centre de rotation. Comme la force centripète s'ajoute au gradient de pression, le vent souffle un peu plus fort autour des centres de haute pression. Cette force est toutefois moins importante que les forces de Coriolis et du gradient de pression, [33].

2-II-3-5- *La règle de Buys-Ballot*

Cette règle stipule que si la terre était immobile, l'air soufflerait des couches des hautes pressions (HP) vers les couches de basses pressions (BP) perpendiculairement aux isobares et serait d'autant plus fort que la variation de pression serait plus élevée, mais comme les forces qu'on vient d'énoncer ont une influence sur les canevas de la circulation des vents, elles tendent donc à faire souffler le vent parallèlement aux isobares. De ce fait dans l'hémisphère Nord, le vent tourne autour des anticyclones dans le sens des aiguilles d'une montre et autour des dépressions dans le sens inverse

des aiguilles d'une montre comme illustré sur la figure 2-II-2. Dans l'hémisphère Sud cette circulation est inversée. [30], [32].

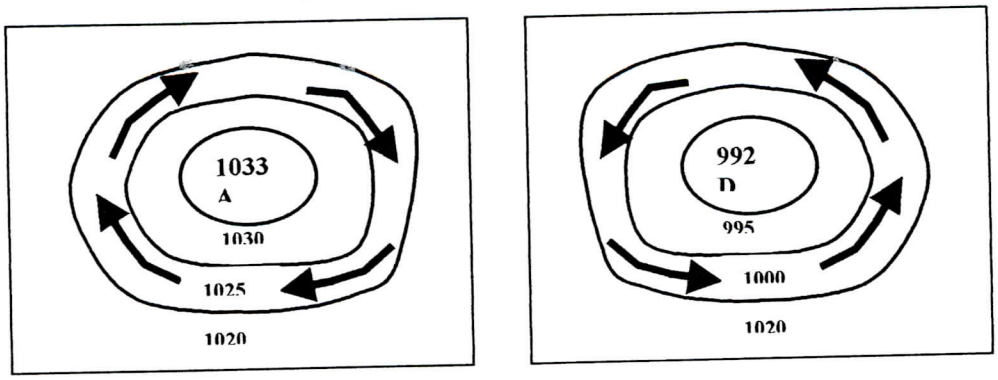


Figure 2-II-2 : Le sens de la circulation des vents, dans l'hémisphère Nord

Les quatre forces précédemment énumérées agissent directement sur le mouvement et la stabilité de l'air présent dans l'atmosphère. S'il y a un déséquilibre entre les intensités de ces forces, des perturbations se développeront et contrairement à l'atmosphère calme où on trouve justement un équilibre de ces même forces.

2-II-4- LES RAFALES ET GRAINS

Dans cette section on mentionnera les différents types des vents connus et répertoriés par les météorologues. Quoique ces vents puissent exister et surgir à n'importe quelle altitude, dans cette section on s'intéressera particulièrement aux vents dans les basses couches atmosphériques.

Les rafales de vent sont des écarts passagers du vecteur vitesse, et de la direction du vent et de ses composantes principales. Elles sont causées soit par l'instabilité de l'air, ou soit par les obstacles topographiques ou artificiels, tels que les hautes constructions. Si le vent est suffisamment fort et si l'instabilité de l'air persiste, elles peuvent parfois sévir durant plusieurs heures, [30].

Quant aux grains, caractérisés par des variations très importantes de la vitesse du vent, ils sont généralement accompagnés d'une averse de pluie ou d'un orage, [38].

Le grain contrairement aux rafales débute rapidement, ne dure que quelques minutes et s'estompe tout aussi rapidement. Il résulte souvent du passage d'un front de masses d'air froid. Derrière ce front froid et lorsque c'est le cas, il peut y avoir de fortes rafales. Le grain peut aussi être causé par une ligne d'orages. S'il y a orages consécutifs, il est possible que des grains se succèdent à intervalles assez longs dépassant plusieurs heures, [38].

2-II-4-1- *L'instabilité de l'air*

On entend par instabilité de l'air les mouvements permanents des masses d'air dans le globe terrestre. Ces mouvements sont la cause même de la naissance des vents, nous illustrons dans ce paragraphe les causes de cette instabilité de l'air.

Même si la vitesse et la direction du vent sont déterminées en grande partie par le gradient, le moment de la journée exerce sur elles une influence souvent non moins déterminante, [30], [31].

Durant le cycle diurne, l'air réchauffé par le sol s'élève au fur et à mesure que la température de l'air augmente. Comme cette masse d'air se déplace à une vitesse inférieure à celle de l'air froid en altitude, le mélange des masses d'air par brassage ralentit les vents des niveaux supérieurs. Elle est remplacée au sol par l'air plus froid des hautes couches, ce qui a pour effet de causer des rafales qui sont à toutes fins utiles des variations rapides et brèves du vent.

La nuit, le refroidissement de la surface freine considérablement le rythme de ces échanges verticaux, affaiblissant vent et rafales près du sol et renforçant les vents en altitude. Même si le gradient de pression est quand même assez important pour maintenir durant la nuit des vents de vitesse moyenne, il arrive que les rafales disparaissent. En plus des variations thermiques diurnes et nocturnes qui influent sur les vents, d'autres phénomènes sont directement associés à l'instabilité de l'air causée par l'alternance du réchauffement et du refroidissement de l'air, [30], [31], [32] :

Les Brises de mer et de terre : elles sont dues toutes les deux au réchauffement inégalé de la terre ferme et des plans d'eau.

➢ ***La brise de mer***

Durant le jour (cycle diurne), par temps ensoleillé et clair, la température de l'air au-dessus du sol devient vite supérieure à la température de l'air marin et à cause de la différence de densité des particules de l'air, l'air marin chasse l'air chaud de la côte, souvent avec force, ce qui donne naissance à des vents appelés "brises de mer", [30].

La brise de mer peut être aussi associée à un phénomène d'échelle supérieure tel que les alizés et donne une sorte de cisaillement du vent au-dessus de la mer.

➢ ***La brise de terre***

Pendant le cycle nocturne (la nuit), la baisse des températures par rayonnement donne plus de densité à l'air côtier, chassant à son tour un air marin encore chaud. Ce vent s'appelle "brise de terre".

L'intensité de ces brises dépend donc de leur contraste thermique, de l'instabilité de l'air le plus chaud, du vent en altitude, de la force de frottement (friction), de la forme du rivage et de l'étendue du plan d'eau. Ces phénomènes très locaux ne se produisent que lorsque les vents dominants sont faibles, [33].

Les brises de terre sont généralement beaucoup moins fortes que les brises de mer, cela est dû au fait que la température des masses d'air varie plus lentement que le jour, ce qui crée une certaine stabilité. Le vent d'une brise de mer peut atteindre 25 nœuds, soit 50 km/h, et ses effets sont parfois ressentis jusqu'à 30 kilomètres et plus à l'intérieur des terres fermes. La figure 2-II-3, illustre les brises de mer et de terre, [30].

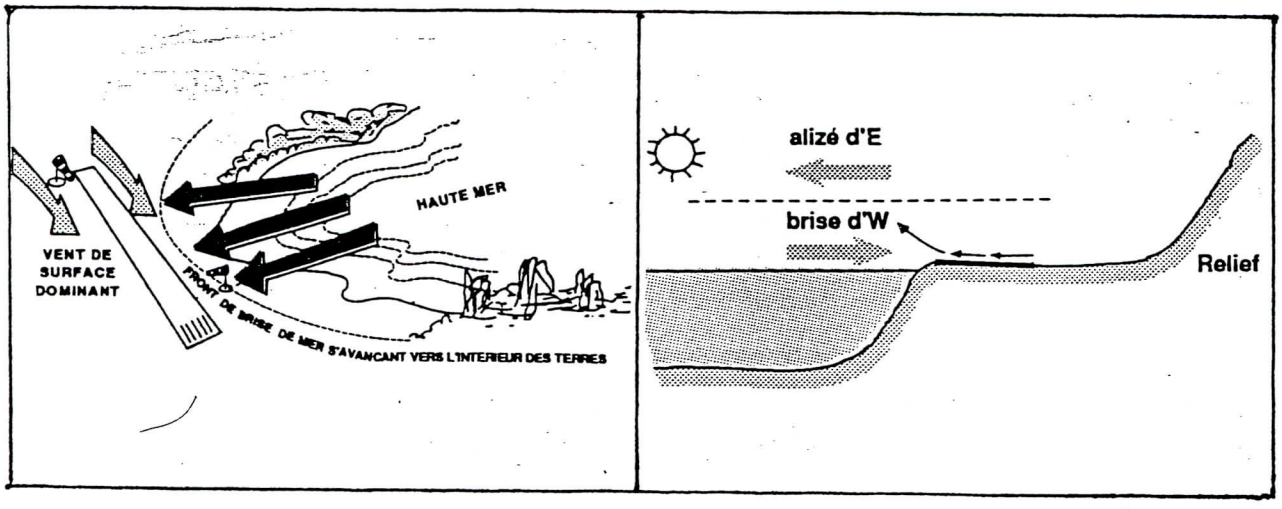


Figure 2-II-3 : La brise de mer et la brise de terre et alizé

Les Vents anabatiques et catabatiques : Ce sont des vents produits par le réchauffement différentiel des masses d'air, c'est à dire des vents générés par des différences du graduant des températures de deux masses d'air adjacentes, [30], [31].

➢ ***Le vent anabatique***

Le vent anabatique se manifeste lorsque les pentes d'une vallée exposées au soleil se réchauffent plus rapidement que la vallée proprement dite. Ce réchauffement déclenche le mouvement ascendant de l'air, ce qui amène l'air froid de la vallée à gravir les pentes et à créer ainsi une circulation propre à cette vallée, [30].

➢ ***Le vent catabatique***

Le vent catabatique se produit la nuit et c'est un vent descendant. Il est provoqué par l'air froid qui dévale les pentes de ces vallées qui sont encore sous l'effet du réchauffement diurne. Les vents catabatiques sont généralement plus forts que les vents anabatiques, surtout en montagne, lorsque les flancs sont glacés, [30], [31].

2-II-4-2- *Les obstacles du vent*

En surface et à proximité du sol, le vent est soumis à plusieurs obstacles. Ces obstacles créent des rafales dont la force dépend de la direction et de la vitesse du vent, de même que de la nature de la topographie rencontrée. Hors des régions montagneuses, leur influence est de portée fort limitée, mais on doit tout de même en tenir particulièrement compte prés des aérodromes lors des manœuvres de décollage et d'atterrissage.

Les obstacles qui modifient le comportement du vent sont nombreux, ils sont à l'origine de plusieurs effets, [30], [32], [33], et parmi eux on peut citer :

➢ ***L'effet de barrière*** **[30]**

Une falaise (pleine), une montagne ou un rideaux d'arbres formant un mur que le vent heurte et doit contourner plus ou moins brusquement suivant sa force et sa

direction. Dans le cas où le vent soufflerait presque perpendiculairement à une chaîne de montagnes comme l'indique la figure ci-dessous (figure2-II-4), il arrive que le phénomène, si l'air est assez humide, crée en altitude des nuages de type lenticulaire du côté du versant sous le vent. La présence de tels nuages indique que la région est parsemée de zones de fortes turbulences (V>100 kt), et qu'elle est donc très dangereuse a survolé.

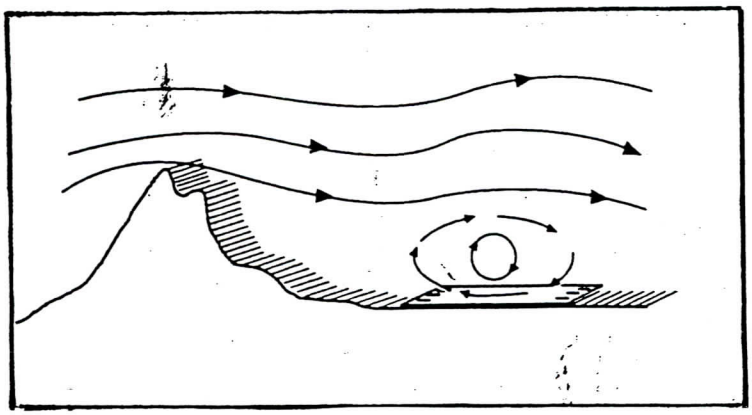


Figure 2-II-4 : L'effet de barrière (chaîne de montagne)

➢ ***L'effet de vallée***

Toute vallée assez prononcée canalise le vent. Selon son orientation, il est possible que le vent ainsi canalisé soit de direction fort différente de celui circulant librement en altitude, vent qu'on appelle "dominant". Le vent peut être localement accéléré par resserrement et ouverture de la vallée (effet venturi) comme indiqué sur la figure ci-après (figure 2-II-5).

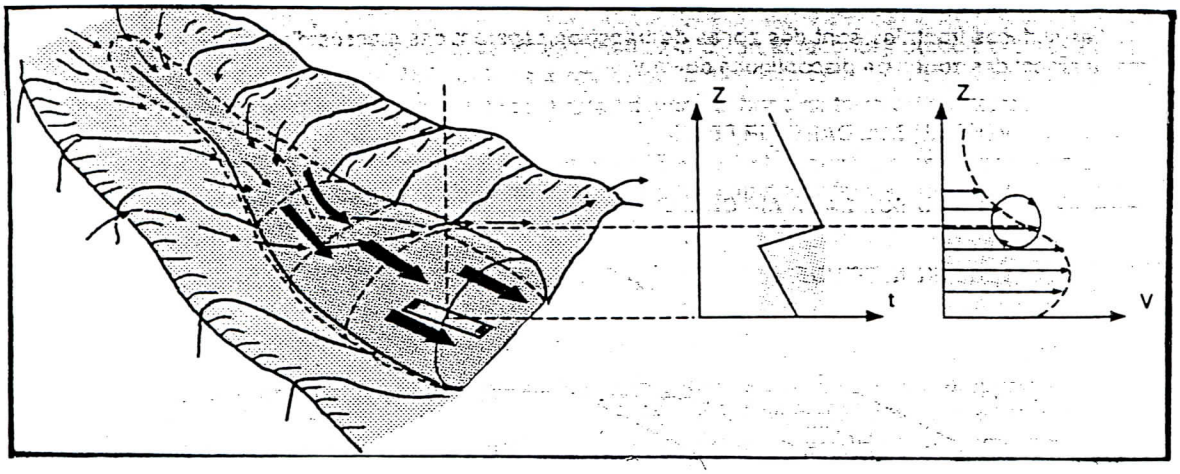


Figure 2-II-5 : L'effet du vent sur une vallée

➢ ***L'effet d'entonnoir***

Lorsqu'il y a resserrement de côtes escarpées, de falaises, de collines ou de montages, il y a effet d'entonnoir. Comme la force du vent est alors trop grande pour qu'il en résulte un changement de débit, le goulot naturel en provoque une accélération telle qu'il arrive que sa vitesse double. Cet effet est commun aux baies, aux détroits, et partout où il y a étranglement d'un plan d'eau, [30], [35].

➢ ***Le cisaillement***

Le long du point de jonction de masses d'air de vitesse ou de direction différente, il se crée une sorte de déchirure de l'atmosphère, qui résulte en un mouvement vertical du vent : *le cisaillement*. Selon la direction des masses, il résulte une divergence ou une convergence, la divergence horizontale en altitude engendre un mouvement ascendant dans les niveaux inférieurs, alors que la convergence en altitude crée de la subsidence dans les niveaux inférieurs, [30].

Le cisaillement peut être causé par un obstacle au sol ou simplement par une saute de vent en altitude, ce qui est fréquemment le cas ou il y a des vallées (aérodrome de Constantine - Algérie), à l'approche d'une dépression hivernale. Dans cette vallée, le vent soufflera sur une direction, alors que juste au-dessus, il sera opposé.

2-II-5- VENTS ET ALTIMETRE

Comme le vent souffle continuellement, il est impossible de le dissocier de la lecture de l'altimètre, tous deux étant soumis aux variations et à la configuration du champ de pression, généralement différent en altitude qu'au niveau de la mer. Si on observe, en volant à 2000 pieds (600 mètres), un vent contraire ou un vent arrière direct, c'est que la trajectoire suivie par l'aéronef est parallèle aux isohypses. Aucune variation de la pression ne pourra donc diminuer l'exactitude de l'altimètre. À pression constante, il faut donc savoir que par vent arrière, un appareil accuse

automatiquement une dérive prononcée sur la gauche, et prend graduellement de l'altitude, [35],[38].

S'il faut grimper pour demeurer au même niveau de pression, c'est qu'on se dirige vers des crêtes de hauteurs en altitude. En pareil cas, les isohypses indiquent un mouvement ascendant de la masse d'air. Pour continuer à voler au même niveau, l'avion doit gagner de l'altitude. Par ailleurs, une dérive sur la droite par vent arrière indique que l'avion perd graduellement de l'altitude et se dirige vers une zone de haute pression, [38].

L'air devient plus dense parce qu'il y a mouvement de subsidence, propre aux anticyclones. De ce fait, en naviguant à pression constante, l'altitude sera plus faible dans le cas d'une dépression en altitude. Les vents identifiés en cours de vol peuvent donc aider grandement à évaluer l'erreur d'altimétrie due à la pression. En vol, on peut d'autre part déterminer exactement l'erreur de l'altimètre, en comparant ses données à celles d'un radioaltimètre, On a alors la composante du vent qui souffle à angle droit sur l'appareil, [38].

2-II-6- LA CIRCULATION GENERALE

Toutes les données météorologiques confirment que la circulation de l'air autour du globe terrestre est très variable, mais aussi que certaines de ses variations sont tout à fait prévisibles, vu son extrême sensibilité à ce qui constitue la nature même de la surface terrestre. Pour en illustrer le profil général au rythme des jours et des saisons, on a choisi d'en référer à la répartition moyenne de la pression.

Dans la partie septentrionale de l'hémisphère Nord, cette circulation suit, d'Ouest en Est, la sinuosité créée par le côtoiement de l'air arctique et continental.

2-II-6-1- *Au niveau de la mer*

On peut dire clairement [30], par répartition moyenne de la pression, que la troposphère est segmentée par systèmes clés et courants maîtres :

جامعة البليدة
المكتبة المركزية

- centre anticyclonique au pôle
- dépression subpolaire à 60° N
- anticyclone subtropical à 30° N
- Convergence intertropicale près de l'équateur.

À cette répartition correspond une circulation générale en surface, ainsi caractérisée :

- Vents d'Est polaires, du pôle au 60° N, ou courant polaire d'Est ;
- Vents d'Ouest de 60° N à 30° N, ou courant tempéré d'Ouest ;
- Vents de secteur Est, entre 30° N et l'équateur, dits alizés ils soufflent Nord-Est dans l'hémisphère Nord, et Sud-Est au sud de l'équateur ;

Les secteurs interzones, où le vent est faible, s'y détachent tout aussi clairement :

- près du pôle Nord
- calmes subtropicaux
- Calmes Equatoriaux ou pot-au-noir, ainsi baptisé en raison des nuages épais et des pluies abondantes que connaît cette région.

2-II-6-2- *En altitude*

En altitude on peut observer [38] :

- Le glacial centre anticyclonique polaire s'affaiblit en altitude pour devenir à 700 hPa une dépression qui s'intensifie graduellement ;
- Chaud, l'anticyclone subtropical fait de même ;
- Il en résulte, autour de la dépression polaire en altitude, une circulation cyclonique zonale de l'Ouest.

Près de l'équateur, au sud de l'anticyclone subtropical, cette circulation se transforme en courant d'Est. Quant au courant tempéré d'Ouest, il s'intensifie lui aussi jusqu'à la tropopause, puis diminue dans la stratosphère.

Conclusion : dans les régions soumises à la circulation d'Ouest, c'est au niveau de la tropopause que les vents d'Ouest atteignent leur vitesse maximale.

2-II-7- Les orages

Les phénomènes les plus dangereux pour le guidage d'un aéronef sont certainement ceux qui accompagnent les orages. Le tonnerre et l'éclair en font partie et définissent l'orage, ils sont produits par les nuages de type comulonimbus. Le comulonimbus, forme particulièrement violente et spectaculaire de l'activité thermo-convective des couches atmosphériques, il peut générer des précipitations sous formes de pluies torrentielles et de grêle, des vents de forte intensité et parfois des tornades, [30].

Si l'on appelle "cellule ou perturbation orageuse" une unité de formation de précipitations liée à une ascendance d'air humide particulière, celle-ci accomplit un cycle de vie, en une période d'environ de vingt à trente minutes selon trois stades résumés par la figure 2-II-6.

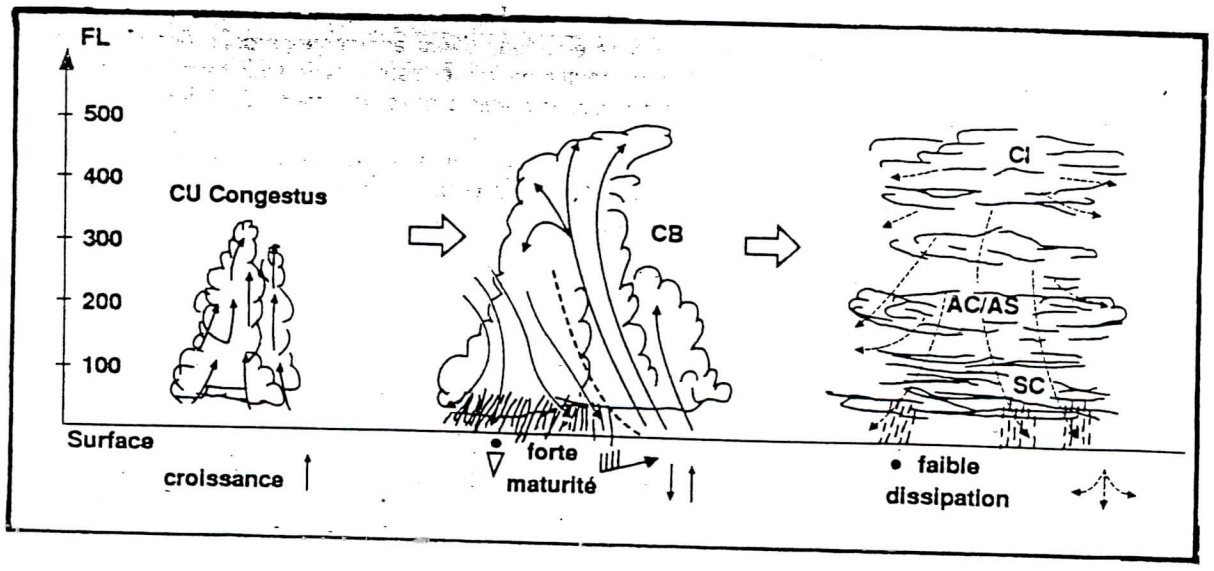


Figure 2-II-6 : Le cycle de formation d'une cellule orageuse

Dans une cellule orageuse en développement, lorsque le courant ascendant s'élève au-dessus de la base du nuage, les gouttelettes d'eau entraînées grossissent rapidement par condensation et coalescence, puis commencent à se congeler et deviennent de plus en plus lourdes et peuvent retomber à travers le courant descendant, ces derniers captent au passage les gouttelettes ascendantes. C'est l'origine des

courants "rabattants" qui s'accélèrent par gravité catabatique et par ingestion d'air plus sec en provenance de l'extérieur du nuage (cet air plus sec provoque ainsi une évaporation partielle des gouttelettes descendantes qui refroidit l'air environnant et accélère le courant rabattant). Des courants rabattants localisés, de forte intensité, peuvent provoquer au sol ou à proximité du sol des vents dévastateurs. On donne à ces vents rabattants le nom de "**downburst**" ou "rafale descendante".

Les courants descendants suffisamment forts peuvent s'étaler horizontalement dans toutes les directions sous la forme de courant froid et se mettre sous l'air plus chaud et moins dense qui l'entoure. Le bord antérieur de ce courant froid ressemble à un front froid appelé front de rafales "**gust front**".

2-II-7-1- *Le front de rafales (gust front)*

Cette forme d'orage ou de perturbation de vent ressemble à un front froid de faible hauteur, mais avec des vitesses de vent, des cisaillements du vent et de la turbulence généralement beaucoup plus forts. L'épaisseur de la masse d'air froid peut atteindre 1000 m et un cisaillement du vent peut se produire tout le long de la surface de séparation. Au niveau du sol, le passage de l'air chaud vers l'air froid se traduit par une rotation des vents de 180°. La vitesse des vents en rafales, qui suivent le passage du front peut être supérieure à 50 kt (~100 km/h), [30], [35].

Le bord d'attaque de la masse d'air froide se situe souvent à une vingtaine de kilomètres de la cellule orageuse comme on peut le voir sur la figure 2-II-7, ci-après. Cette distance est d'autant plus grande lorsque :

- Le jet d'air froid de la rafale de vent descendante atteint le sol obliquement.
- L'orage se déplace.
- Les orages se développent en lignes organisées. Dans ce dernier cas la distance peut atteindre jusqu'à 35 km (orages fréquents sous les tropiques).

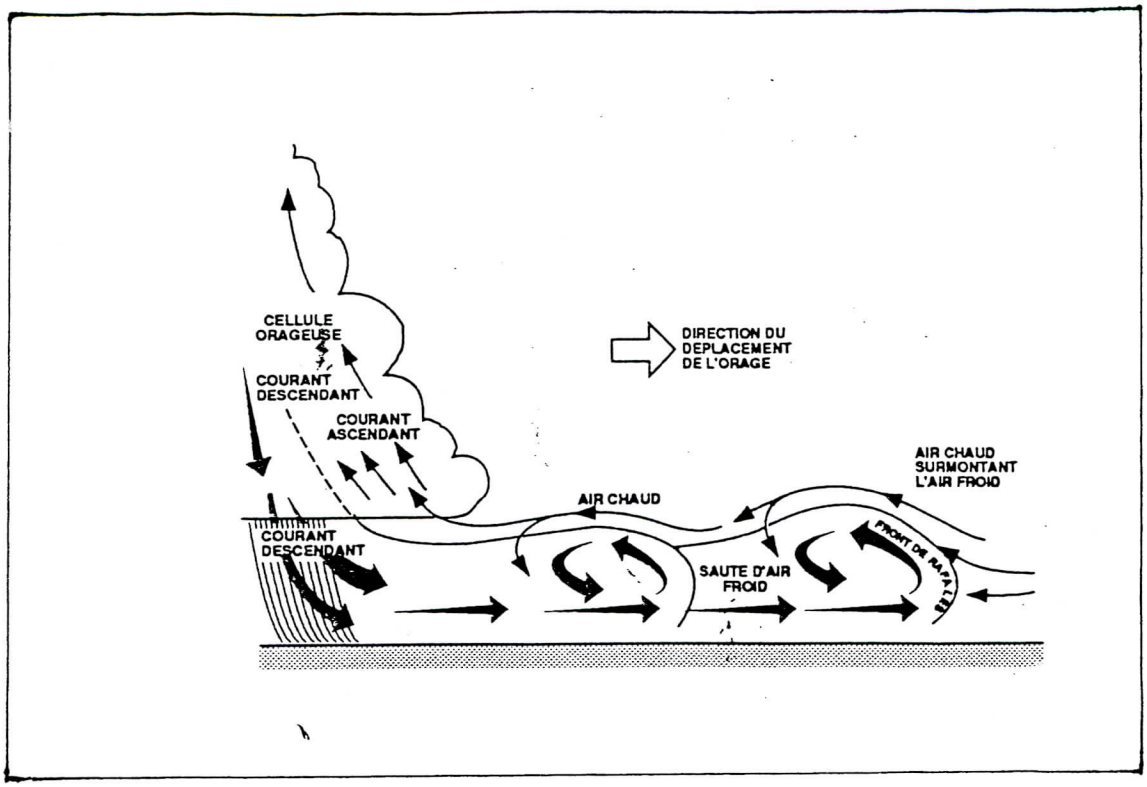


Figure 2-II-7 : Le front de rafales (gust front)

2-II-7-2- *La rafale descendante (downburst)*

Le professeur Théodore Fujita enquêtant sur l'accident fatal du B727 de la compagnie aérienne Estearn Airelines survenu à l'aéroport de New York le 24 juin 1975, [1], [30], [35], a pour la première fois utilisé le terme "Downburst" (Down : vers le bas et burst : éclatement), et en a donné la définition suivante : "fort courant descendant entraînant la formation au sol ou juste à proximité du sol, de vents dévastateurs soufflant violemment vers l'extérieur". Par ailleurs, d'autres études ont suivi, et ont montré que les zones affectées pouvaient être relativement peu étendues et qu'il pouvait exister une succession de rafales pendant de courts intervalles de temps.

La taille de la rafale descendante peut varier de moins d'un kilomètre à plusieurs dizaines de kilomètres. En fonction de leurs dimensions horizontales et des vents dévastateurs produits, on classe généralement les rafales descendantes en : -

- **Macroburst** (macrorafale) : des rafales d'étendue horizontale de plus de 4 km provoquant des vents en surface pouvant atteindre 60 m/s (120 kt) (leur durée de vie est d'environs 5 à 30 minutes).

- **Microburst** (microrafale) : des courants d'étendue horizontale de 4 km ou moins provocant des vents en surface pouvant atteindre 75 m/s (150 kt), (leur durée de vie est estimée à moins de 10 minutes), la figure 2-II-8, illustre cette forme de rafales.

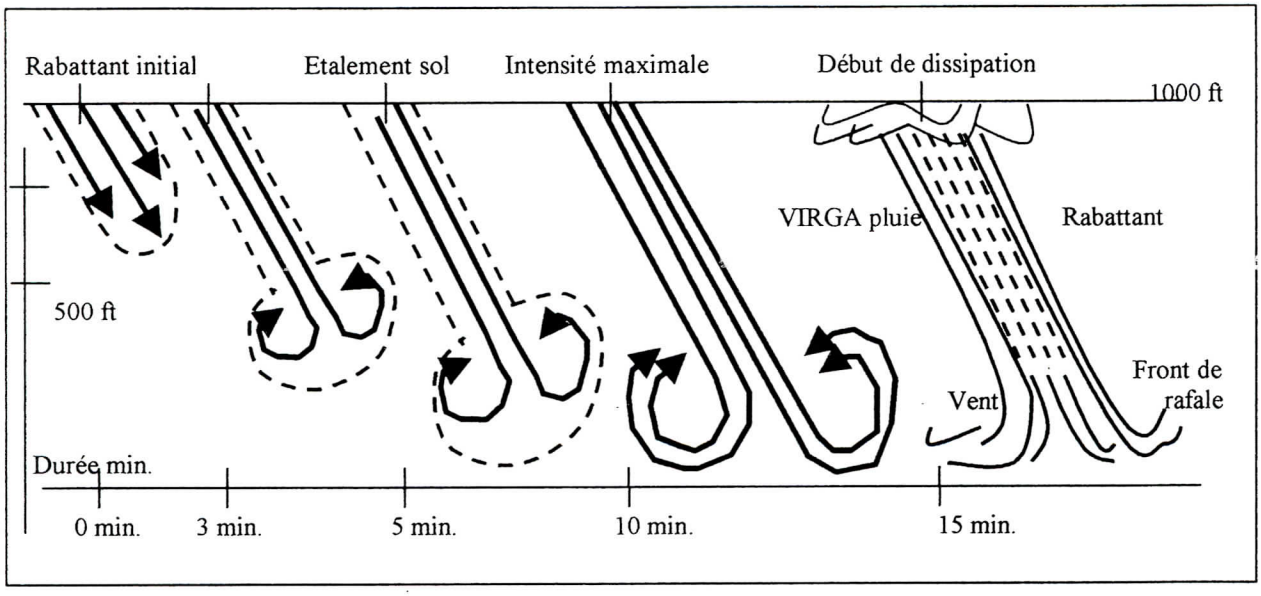


Figure 2-II-8 : La durée de vie d'une microrafale de vent caractéristique

Au sein même des microrafales, il peut exister des structures encore plus concentrées (d'altitudes inférieures à 400 m) et de plus forte intensité; Elles portent le nom de "**burst swath**". La forte concentration de la microrafale dans le temps et l'espace rend son observation quasi impossible à l'aide des systèmes existants. Les microrafales peuvent se produire isolément ou de manière successive, accompagnées ou nom de pluie. Le plus souvent elles sont associées à de violents orages, mais au cours du développement du programme de recherche (NIMROD, JAWS), [30], [31], on a constaté qu'elles pouvaient se produire à partir de n'importe quel nuage de convection et qu'une grande partie était "sèches" ($dBz < 20$, et moins de 2 mm de pluie au cours de la période des vents maximaux).

- Les orages et les phénomènes associés tels que ;
  - Les fronts de rafale ou "gustfront".
  - Les rafales descendantes ou "downburst".
  - Les microrafales ou "microburst".
  - Les tornades.

2-II-7-4- Les moyens de détection du cisaillement du vent

Les renseignements sur le phénomène météorologique de cisaillement du vent ou même des autres sources de perturbations atmosphériques peuvent provenir d'observations (au sol et/ou en vol) ou de prévisions. Pour l'observation et la mesure, il faut au préalable assurer une surveillance des changements de vents dans les trois dimensions de l'espace ainsi que dans le temps de manière quasi continue (temps réel), ce qui explique les difficultés de mise au point d'un matériel adéquat pour la détection de ces phénomènes dangereux.

Nous exposons dans cette section les deux systèmes les plus utilisés dans la plus part des aéroports à travers le monde, pour la détection du cisaillement de vent aux basses couches. Le premier système (LLWAS) repose sur la mesure indirecte des composantes principales des vents dominant par le biais d'anémomètres au-dessus du sol, quant second système, qui est le radar pulse Doppler météorologique, son principe de fonctionnement repose sur la mesure directe des mouvements des masses d'air constituant ses perturbations de vent et de leurs taux de précipitations, par l'emploi d'ondes électromagnétique (voir la partie I).

2-II-7-4-1- Le Système d'alerte au cisaillement du vent de basses couches (LLWAS)

Le système LLWAS (Low Level Windshear Alert System) comprend un capteur central de vent et cinq capteurs périphériques (anémomètres) placés en des points stratégiques de l'aérodrome à une distance moyenne de 3.5 km.

Le capteur central sert de référence et mesure en permanence la force et la direction du vent moyenné sur deux minutes. Une mesure est faite toutes les 10 s par les capteurs périphériques. Les six capteurs sont reliés à un microprocesseur, situé à la tour de contrôle au niveau de l'aérodrome, qui compare la valeur moyennée du capteur central avec les valeurs instantanées des capteurs périphériques et qui déclenche une alarme audiovisuelle lorsque la différence vectorielle entre ces vents dépasse 15 kt.

Ce système équipe 110 aéroports des Etats Unis et fonctionne bien pour la détection des fronts de rafales, mais comporte une limitation pour les microrafales, car celles-ci se manifestent avec des vitesses allant de 5m/s à 50 m/s. Pour l'améliorer on utilise sur certains aéroports des capteurs de pressions, de température et des détecteurs de sauts de pressions.

Néanmoins ce système amélioré ne peut détecter le cisaillement du vent qu'au niveau du sol, et il ne peut pas également renseigner l'utilisateur de manière permanente en temps réel sur l'éventuelle survenue d'un cisaillement du vent, car les mesures faites des vents ne sont que des moyennes effectuées à intervalle de 10 s.

2-II-7-4-2- L'orage et le radar météorologique pulse Doppler

Contrairement au système précédent le radar météorologique à impulsions et effet doppler est un système actif de mesure directe, il utilise des ondes électromagnétiques pour la détection et la mesure des mouvements des masses d'air constituants différents types de précipitations [23].

Le radar météorologique, qu'il soit destiné à la surveillance de domaines aéronautiques sensibles ou qu'il soit embarqué à bord d'aéronefs, est conçu pour la *détection des précipitations*. Les longueurs d'onde utilisées, de 3 à 10 cm, ne permettent pas la détection des éléments constitutifs des nuages, Pour détecter "voir" les nuages, le radar devrait utiliser une longueur d'onde de 1cm, [5], [35].

➢ **Le radar météorologique, averse et turbulence**

L'intensité lumineuse de l'écho croit avec le diamètre des gouttes constituant la précipitation et avec leur concentration (intensité de la précipitation). Le système "Contour" ou "Iso-écho" permet de visualiser, sous la forme d'une couronne lumineuse, la bordure des fortes précipitations (averses orageuses) donc le *gradient horizontal d'intensité* de celle-ci. Une assez bonne corrélation a été trouvée statistiquement entre la largeur de l'écho, réduit à sa frange après application du "contour" et la turbulence : Une frange d'écho étroite est associée à la turbulence forte.

Les échos d'averses sont nettement définis par des bords tranchants. Un estompage des bords est l'un des premiers signes de dégénérescence de la cellule précipitante. Un écho puissant et bien net correspond à une cellule convective au stade de maturité ou au début de la précipitation. (voir annexe : présentation de l'écran PPI radar en couleur d'une averse de pluie sur le site de Memphis aux USA, données réelles), [30],[38].

➢ **Le Radar météorologique et la grêle**

La grêle constitue un réflecteur de l'onde radar très inférieur en qualité par rapport à la goutte d'eau (voir partie I). La grêle ne pourra être localisée, pour cette raison, qu'indirectement suivant deux règles empiriques,[38] :

- La grêle est souvent associée à des échos présentant des crochets, des bords dentelés, ondulés ou en forme de doigts. Toutefois, elle n'est pas rencontrée à l'intérieur de l'écho, mais en bordure de celui-ci;
- Un écho de grande extension verticale, particulièrement lorsqu'il s'élève au-dessus de la tropopause, a de grandes chances d'être associé à la présence de grêle.

➢ **Le Radar météorologique et l'éclair**

L'éclair apparaît sur un écran radar par l'image du canal ionisé. Comme la trajectoire ionisée se dissipe rapidement, l'écho est passager ; d'autre part, la détection est hasardeuse puisqu'elle exige que l'antenne radar doit être orientée vers l'éclair quand celui-ci se manifeste [38].

2-II-7-5- EXEMPLE D'UN ACCIDENT PROVOQUE PAR LE CISAILLEMENT DU VENT

Dans ce paragraphe, on présente un accident aérien provoqué par un cisaillement de vent descendant (down burst). Cet accident est survenu le 09 juillet 1982 à New Orléans (USA), il s'agit d'un Boing B727 et il en a marquer l'histoire de l'aviation et de la météorologie récente en matière de conditions de navigabilité, et des prévisions des risques météorologiques sur le trafic aérien en général.

- **Circonstances de l'accident**

Peu après le décollage, l'avion heurte des arbres d'environs 15 mètres de haut situé à 710 mètres de l'extrémité de la piste, puis s'écrase sur une zone habitée provocant la mort des 145 personnes présente à bord de l'appareil ainsi que de huit personnes au sol.

Les conditions météorologiques précédent cet accident sont : des cellules orageuses qui se trouvaient sur la piste Est de l'aéroport et à l'Est de l'extrémité de la piste 10 (piste de décollage orienté à 100° par rapport au Nord magnétique). Aucun éclair ni coup de tonnerre ne furent observés ni entendus dans ces zones. La mise en route de l'appareil débuta sous une faible pluie qui s'intensifiera pour devenir forte lors du décollage. Et selon le bureau d'enquêtes des accidents aériens américain, ont conclut que les vents étaient issus d'un microburst présenté par la figure ci-dessous (figure 2-II-10).

A la mise en envol l'avion bénéficiait encore d'une composante de face qui atteignit +17 Kt. Peu après et jusqu'au premier impact sur les arbres, le vent devient alors arrière avec un pic de vitesse de -31 Kt. Et entre ces changements de vitesses il s'était écoulé 15 secondes. Ajouter à cela juste après l'envol l'avion rencontrât un courant descendant de 420 pieds/minute à 150 pieds du sol.

Notons qu'en vol de palier ou en approche finale stabilisée, les paramètres (vitesses, assiette, vitesse de descente) sont suffisamment stables pour détecter plus facilement et plus rapidement un cisaillement de vent que lors du décollage où il n'est pas aisé de reconnaître une variation de vent effectif à partir d'une variation de la vitesse indiquée durant la phase d'accélération au décollage.

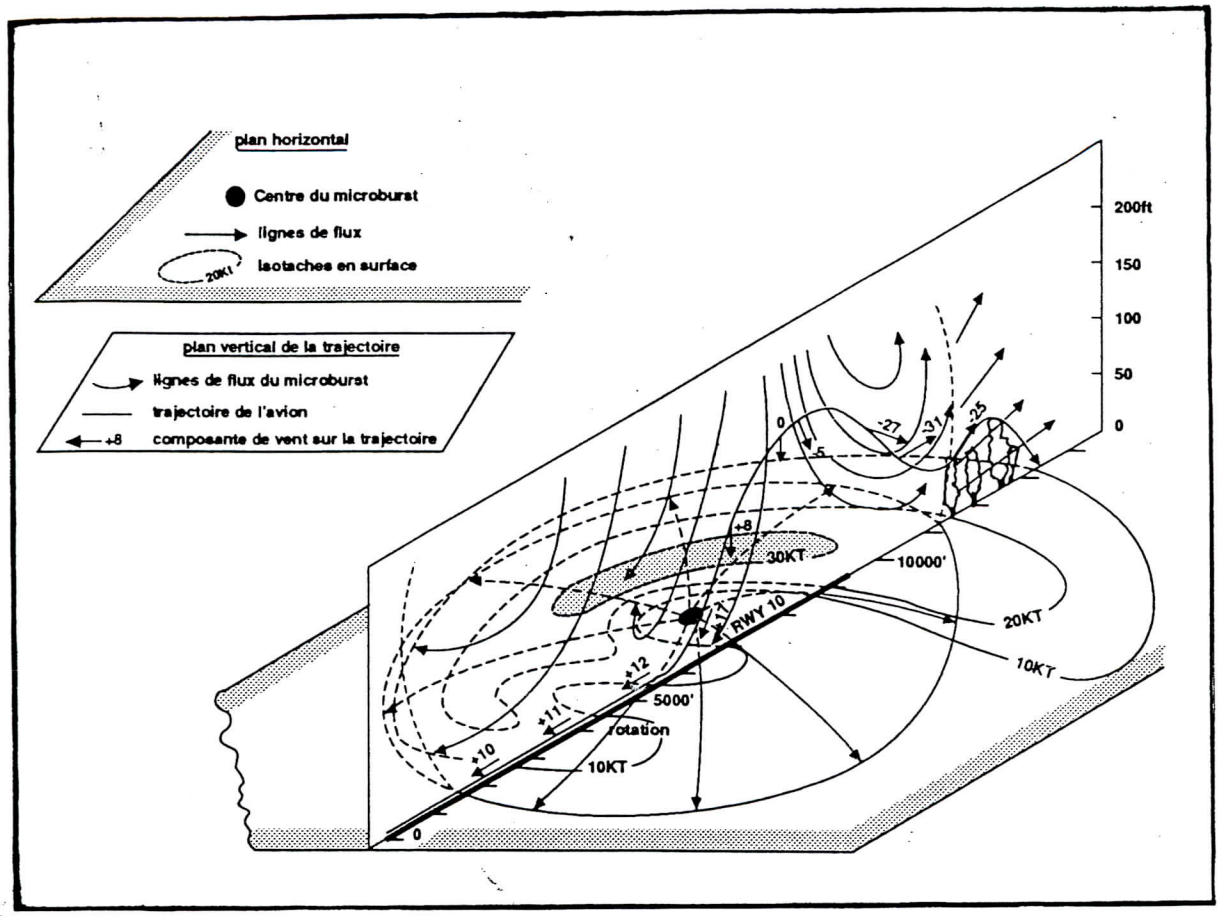


Figure 2-II-1 : Circonstances de l'accident du B727 à New Orléans (USA), 1982

Donc rien ne laissait présager le sort catastrophique qu'à connu ce vol (vol n° 25 - extrait du bulletin de sécurité des vols, [30]). Car à 16h 04 minutes, soit cinq minutes avant ce crash, un avion DC9 décolla sur la piste 19 (190°), la pluie était présente mais faible et il ne rencontrera ni cisaillement de vent, ni turbulence pendant la montée.

En outre notons que cet aérodrome de l'état du New Orléans est équipé d'un capteur LLWAS (Low Level Windshear Alert System) qui permet de détecter les fluctuations des pressions, des vitesses et des températures accompagnant ces phénomènes de vents dangereux, ce qui à d'ailleurs encourager d'avantage les météorologues à adopter d'autres capteurs plus fiables. Parmi eux le radar pulse Doppler météorologique TDWR de moyenne portée développé vers la fin des années quatre vingt (1980). Actuellement son utilisation au USA et dans le monde entier est généralisée au abords des aérodromes facilitant ainsi la détection des phénomènes météorologiques dangereux, [1], [30], [32].

2-II-8- CONCLUSION

Le vent de cisaillement et particulièrement les microrafales de vent peuvent nuire à la sécurité des aéronefs lors des phases d'approche ou de décollage, car elles engendrent des poussées additives ou bien des chutes des vitesses de l'air qui peuvent faire dévier les aéronefs de leurs trajectoires d'approches désirées, ou de provoquer tout aussi des décrochages, [1], [35], [36].

Sur le plan aérodynamique et météorologique, ces perturbations sont caractérisées par un changement des gradients de pression et de température, ce qui a d'ailleurs conduit les chercheurs dans ce domaine et dans un premier temps à développer des systèmes à base d'anémomètres (capteurs) basés sur la détection des fluctuations des vitesses, pour le dépistage d'éventuels vents de cisaillement, [33], [38], mais après des années d'exploitation, ces derniers capteurs s'avèrent qu'ils fournissent assez souvent de fausses alertes sur la survenue d'un tel phénomène météorologique [35].

Cet inconvénient majeur a favoriser le développement et l'utilisation d'un autre type de capteurs employant des ondes radioélectriques et en l'occurrence le radar pulse Doppler météorologique. Ce dernier permet la détection de différentes précipitations météorologiques et leur suivi en temps réel, il peut donc aussi (le radariste) prévenir les aéronefs sur d'éventuelles manœuvres d'évitement.

Nous présentons dans le troisième chapitre les principales méthodes de traitement du signal développées et utilisées dans le domaine du traitement des échos météorologiques radar caractérisant une perturbation de cisaillement du vent, pour ensuite en estimer sa vitesse moyenne radiale, sa variance et ainsi que sa largeur spectrale.

CHAPITRE 3 : ESTIMATIONS PAR DES METHODES TEMPORELLES ET FREQUENTIELLES DES PARAMETRES DU SPECTRE DOPPLER

3-1- INTRODUCTION

Le but du traitement du signal radar pulse Doppler, est celui de la déduction de ses caractéristiques en étudiant son spectre. Il contribue aussi à l'extraction des informations utiles, dans le cas de la présence du clutter (échos fixes), du bruit, et les artefacts, qui doivent êtres minimisés ou carrément éliminés par plusieurs phases de filtrage [8].

Les deux approches basiques utilisées dans le domaine du traitement du signal radar, pour l'estimation des caractéristiques spectrales d'un écho météorologique sont ; 1) une approche fréquentielle qui utilise l'estimation de la densité spectrale de puissance, et 2) une approche temporelle, qui elle utilise la notion de fonctions d'autocorrélation [8][9].

Dans le cadre de l'estimation des caractéristiques spectrales d'un écho radar Doppler météorologique plusieurs méthodes ont étés élaborées, quelques-unes feront l'objet d'études dans ce chapitre telles que :

- La méthode pulse-pair (domaine temporel).
- La méthode de Fourier (domaine fréquentiel).
- La méthode autoregressive (domaine fréquentiel).

On abordera, également dans ce qui suit, quelques notions sur les processus aléatoires discrets, avec leurs caractéristiques d'ordre 1 et 2 ainsi que la notion de stationnarité.

Dans la quatrième partie on s'intéressera au développement d'une autre méthode fréquentielle, appelée 2-step prediction ou ARMA(n,1) développée par S. Unnikrishna Pillai, Theodore I. Shim, et M Hafed Benteftifa, [7].

3-2- INTRODUCTION AUX PROCESSUS STOCHASTIQUES [29]

Etant donné une variable aléatoire X, soit t une variable non aléatoire définie dans un espace de temps T, si à chaque $t_0 \in T$ on fait correspondre une valeur $X(t_0)$ de la variable aléatoire X, on dira que $X(t)$ est une fonction aléatoire de la variable t.

Généralement, t est un nombre réel (représentant le temps) et T, un sous-ensemble de l'axe réel $\Re$, et on donne le nom de processus stochastique à ces fonctions aléatoires.

En pratique on ne connaît pas la loi temporelle d'une fonction aléatoire $X(t)$, mais on pourra définir les caractéristiques d'ordre N, c'est à dire celles des variables aléatoires $X(t_1), X(t_2), \ldots\ldots\ldots\ldots, X(t_N)$, et en général on se limite aux caractéristiques d'ordre 1 et 2.

3-3- ETUDE D'UN PROCESSUS ALEATOIRE [26]

3-3-1- *Caractéristiques d'ordre 1*

Si la variable t est fixée, la valeur prise par une fonction aléatoire est une variable aléatoire *v.a.*, $X(t)$ pour laquelle on peut définir :-

a) La fonction de répartition d'ordre 1 du processus $X(t)$

La fonction de répartition d'ordre 1 du processus aléatoire $X(t)$ est donnée par :

$$F_1(X,t)=P\{X(t)<X\}$$

De même, si $F_1(X,t)$ est dérivable pour toutes les valeurs de t, on définit :

b) *La densité de probabilité d'ordre 1*

Qui est donnée par :

$$P_1(X,t) = \frac{\partial F_1(X,t)}{\partial X}$$

et qui permet ainsi d'écrire

$$P_1(X,t)dX = F[X < X(t) < X + dX]$$

c) *Moments d'ordre* k

Si les moments d'ordre k existent, on aura alors l'écriture suivante :

$m(k) = E[X(t)^k] = \int_{-\infty}^{+\infty} dX.X^k.P_i(x,t)$, $E[\ ]$ représente l'espérance d'une v.a .

Un processus est dit du second ordre si son moment d'ordre 2 existe.

3-3-2- *Caractéristiques d'ordre 2*

Il s'agit alors de définir les relations qui liaient les deux variables aléatoires *v.a.* $X_1(t)$ et $X_2(t)$ aux instants t_1 et t_2, et on définit de la même manière : -

a) *La fonction de répartition d'ordre 2*

Pour un processus d'ordre 2, on définit la fonction de répartition d'ordre 2, en fonction des deux variables aléatoires $X_1(t)$ et $X_2(t)$, donnée par :

$$F_1(X_1,t_1;X_2,t_2) = P[X(t_1) < X_1, X(t_2) < X_2]$$

De même, si $F_1(X_1,t_1;X_2,t_2)$ est dérivable pour toutes les valeurs de t, on définit :

b) La densité de probabilité d'ordre 2

Si elle existe, elle est définit par :

$$P_2(X_1,t_1;X_2,t_2)=\frac{\partial^2 F_1(X_1,t_1;X_2,t_2)}{\partial X_1 \partial X_2}$$

qui permet d'écrire aussi :

$$P_2(X_1,t_1;X_2,t_2)dX_1dX_2=F\left[X_1\le X(t_1)<X_1+dX_1, X_2\le X(t_2)<X_2+dX_2\right]$$

On peut même étendre l'étude à la probabilité conditionnelle de $X(t_2)$ par rapport à $X(t_1)$, et on écrit alors :

$$P\left\{X_2,t_2 \mid X_1,t_1\right\}=\frac{P_2(X_1,t_1;X_2,t_2)}{P_1(X_1,t_1)}$$

c) La fonction de corrélation

Et on peut, ainsi définir les moments composés des variables aléatoires $X(t_1)$ et $X(t_2)$, par :

$$M_{ij}(t_1,t_2)=E\left[X(t_1)^i X(t_2)^j\right]=\int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} X_1^i.X_2^j.dF_2^2(X_1,t_1;X_2,t_2)$$

$$=\int_{-\infty}^{+\infty} dX_1 \int_{-\infty}^{+\infty} dX_2.X_1^i X_2^j.P(X_1,t_1;X_2,t_2)$$

Et pour $i=j=1$, on obtient la fonction d'autocorrélation, pour un processus stochastique complexe :

$$\zeta(t_1,t_2) = M_{11}(t_1,t_2) = E[X(t_1)^* X(t_2)]$$

Une condition nécessaire et suffisante d'existence de la fonction d'autocorrélation, est que le processus soit du second ordre, et qu'il ait les propriétés suivantes :

- $|\zeta(t_1,t_2)|^2 \leq \zeta(t_1,t_1)\zeta(t_2,t_2)$.
- $\zeta(t_1,t_2) = \overline{\zeta(t_2,t_1)}$.
- si $t_1 = t_2 = t$, $\zeta(t,t)$ est une fonction réelle non négative.
- C'est une fonction définie non négative.

$$\sum_{j=1}^{N}\sum_{k=1}^{M}\zeta(t_j,t_k)a_j a_k \geq 0 \qquad \forall\ j,k,N,\ a_i$$

Une condition nécessaire et suffisante de continuité dans $\Re^2$ est la continuité sur la diagonale $t_2 = t_1 = t$.

Remarque

De même que le moment du second ordre caractérise la corrélation existant entre deux variables aléatoires, cette fonction de t_1 et de t_2 caractérise la dépendance stochastique entre les valeurs prises par une même fonction aléatoire aux instants t_1 et t_2.

La notion de dépendance est homologue de celle de ressemblance; en effet, choisissons comme critère de ressemblance ce qui suit :

$$E[\varepsilon^2] = E\left[|X(t_1) - X(t_2)|^2\right]$$

on trouve alors, en utilisant la définition :

$$E\left[\left(\overline{X(t_1)-X(t_2)}\right)\left(X(t_1)-X(t_2)\right)\right]=E\left[\overline{X(t_1)}.X(t_1)\right]+E\left[\overline{X(t_2)}.X(t_2)\right] - E\left[\overline{X(t_1)}.X(t_2)\right]-E\left[\overline{X(t_2)}.X(t_1)\right]$$

$$E\left[\varepsilon^2\right]=\delta_{X_1}^2+\delta_{X_2}^2-2\zeta_X(t_1,t_2)$$

Ce qui montre que plus ζ_X est grand, plus $E\left[\varepsilon^2\right]$ est petit, et plus les variables se ressemblent.

3-3-3- *Etude de la stationnarité*

Une fonction aléatoire est stationnaire au sens strict si, toutes ses propriétés statistiques sont indépendantes de l'origine des temps [26].

- ***Stationnarité de la fonction de corrélation***

$X(t)$ a une fonction d'autocorrélation stationnaire si $\zeta(t_1,t_2)$ est indépendant de l'origine du temps, et ne dépend que de la différence $\tau=t_1-t_2$

$$\zeta(t_1,t_2)=E\left[\overline{X(t_1)}X(t_2)\right]=E\left[\overline{X(t)}X(t+\tau)\right]=R_{XX}(\tau)$$

$R_{XX}(\tau)$ est la fonction d'autocorrélation du processus aléatoire $X(t)$

Donc la densité spectrale de puissance $S(f)$ est la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation $R_{XX}(\tau)$, donnée par :

$$S(f)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}d\tau.R_{XX}(\tau).e^{-j2\pi f\tau} \quad \text{ou bien} \quad R_{XX}(\tau)\xrightarrow{TF(\ )}S(f)$$

3-4- ESTIMATION TEMPORELLE PULSE-PAIR

Dans le présent paragraphe, nous allons présenter l'estimation des moments spectraux basés sur la fonction d'autocorrélation [1], [3] et [4].

3-4-1- *Développement de l'algorithme pulse-pair*

Passarelli et Byron M. Keel [3] ont démontré que la fonction d'autocorrélation pour un processus aléatoire complexe et stationnaire au sens large (série temporelle, en phase I et en quadrature de phase Q), peut être développé en séries de McLauren, où les coefficients de ces séries peuvent êtres exprimés en termes de moments centraux fonction de la puissance moyenne spectrale.

Byron M. Keel [3] défini la fonction d'autocorrélation complexe sous la forme :

$$R(\tau) = h(\tau).exp(j.g(\tau)) \qquad \textbf{(3-1)}$$

où $h(\tau)$ est une fonction de d'amplitude du signal radar complexe reçu et $g(\tau)$ est une fonction de phase. Le développement de ces deux fonctions en séries de McLauren est donné comme suit [3]:

$$h(\tau) = \frac{h(0)}{0!} + \frac{h'(0).\tau}{1!} + \frac{h''(0)\tau^2}{2!} + ... \qquad \textbf{(3-2)}$$

et

$$g(\tau) = \frac{g(0)}{0!} + \frac{g'(0).\tau}{1!} + \frac{g''(0)\tau^2}{2!} + ... \qquad \textbf{(3-3)}$$

Pour le cas discret [3], le développement de la fonction d'autocorrélation peut s'écrire comme suit:

$$h(k) = P_0\left\{1 - \frac{M_2 k^2}{2!} + \frac{M_4 k^4}{4!} - \frac{(M_6 - 10M_3^2).k^6}{6!} + ...\right\} \qquad \textbf{(3-4)}$$

et

$$g(k) = k\mu - \frac{M_3 k^3}{3!} + \frac{(M_5 - 10M_2M_3).k^5}{6!} + \ldots \qquad \textbf{(3-5)}$$

avec :

$$P_0 = \int_{-\pi}^{\pi} P(w)dw \qquad \textbf{(3-6)}$$

qui est la puissance totale contenue dans le spectre, $P(w)$,

$$\mu = \frac{1}{P_0}\int_{-\pi}^{\pi} w.P(w).dw \qquad \textbf{(3-7)}$$

est la puissance spectrale moyenne et

$$M_n = \frac{1}{P_0}\int_{-\pi}^{\pi} (w-\mu)^n P(w).dw \qquad \textbf{(3-8)}$$

est le n^{eme} moment central du spectre de puissance

Byron M. Keel [3], a prévu pour le cas de présence d'un bruit blanc additif, la modification de la fonction d'amplitude $h(k)$ (eq. **(3-4)**) en incluant la fonction d'autocorrélation du bruit. Ceci dit l'équation **(3-4)** devient :

$$h(k) = N_0\delta(k) + P_0\left\{1 - \frac{M_2k^2}{2!} + \frac{M_4k^4}{4!} - \frac{(M_6 - 10M_3^2).k^6}{6!} + \ldots\right\} \qquad \textbf{(3-9)}$$

où N_0 est la puissance totale du bruit blanc et $\delta(k)$ représente l'impulsion de Dirac

Le développement en séries de McLauren permet la troncature des termes, après un nombre suffisant de termes nécessaires à la résolution de la fonction d'autocorrection complexe pour les moments centraux d'intérêt.

La résolution de ces équations, en utilisant les deux premiers termes de la fonction d'autocorrélation (ordre 0 et 1), et en assumant deux termes pour la série fonction d'amplitude $h(\tau)$ ainsi qu'un terme pour la série de phase $g(\tau)$, produit l'ensemble des équations suivantes :

$$h(0) = P_0 + N_0 \tag{3-10}$$

$$h(1) = P_0 \cdot \left(1 - \frac{M_2}{2!}\right) \tag{3-11}$$

$$g(1) = \mu \tag{3-12}$$

En résolvant ces équations, pour la moyenne μ, et la variance, M_2, on obtient:

$$P_0 = h(0) - N_0 \tag{3-13}$$

$$\mu = g(1) \tag{3-14}$$

$$M_2 = 2.\left[1 - \frac{h(1)}{P_0}\right] \tag{3-15}$$

Notons, que le choix de l'ordre des termes des séries développées dépend essentiellement du nombre des inconnues recherchées (exemple : puissance, vitesse et variance). Donc pour avoir par exemple le paramètre appelé étendue du spectre de la vitesse (skewness), il faut pour cela prendre trois termes pour la série d'amplitude et deux termes pour la série de phase [3], [4].

Les équations **(3-13), (3-14) et (3-15)** sont aussi familièrement connues, sous le nom d'**algorithme pulse-pair** [9],[10], développé pour la première fois par (Rummler en 1968)[1].

L'algorithme pulse-pair est un estimateur de la vitesse moyenne de la puissance du spectre Doppler du vent et de sa variance. Cette technique est basée sur l'estimation de l'autocovariance des signaux I et Q retournés de l'impulsion Doppler reçue [1], [6], [8], [9].

Si les paires d'impulsions sont statistiquement indépendantes. Il est démontré [1], [8], [9] que le maximum de vraisemblance de l'autocorrélation complexe $R_{ZZ}(T_S)$ est donné par:

$$R_{ZZ}(T_s) = \frac{1}{M}\sum_{k=0}^{M-1} Z^*(kT_S).Z(|k+1|T_S) \qquad \textbf{(3-16)}$$

avec :

$$Z(kT_S) = I(kT_S) + jQ(kT_S) \qquad \textbf{(3-17)}$$

où:

M : *Nombre d'impulsions.*

T_S : *Temps entre impulsions*

$Z(kT_S)$: *Signal complexe échantillonné à* T_S.

L'estimation du moment d'ordre zéro, appelé aussi puissance de l'écho radar [6], [9] est donné par la relation suivante :

$$\hat{P} = \frac{1}{M}\sum_{n=1}^{M}|Z(kT_S)|^2 - N \qquad \textbf{(3-18)}$$

L'estimation de la vitesse moyenne du vent, appelée aussi moment d'ordre un de la fonction d'autocorrélation [1], [6], [9] est donné par:

$$\hat{v}_{PP} = \frac{\lambda}{4\pi T_S}.arg[R_{ZZ}(T_S)] \qquad \textbf{(3-19)}$$

avec $arg[R_{ZZ}(T_S)]$, dénote l'argument de la fonction d'autocorrélation complexe $R_{ZZ}(T_S)$.

Le moment du second ordre, appelé aussi variance spectrale de la vitesse est donnée par [1], [9], [6] :

$$\sigma_v^2 = \frac{\lambda^2}{8\pi^2 T_S^2}\left[1 - \frac{R_{ZZ}(T_S)}{R_{ZZ}(0) - N}\right] \qquad \textbf{(3-20)}$$

Et la largeur spectrale de la vitesse est donnée par :

$$\hat{w}_{PP} = \sqrt{\sigma_v^2} = \frac{\sqrt{2}\lambda}{4\pi T_S}\sqrt{\left|1 - \frac{R_{ZZ}(T_S)}{R_{ZZ}(0) - N}\right|} \qquad \textbf{(3-21)}$$

Avec N : puissance d'un bruit blanc qui caractérise le clutter, et le bruit thermique [6].

Les équations **(3-18)**, **(3-19)**, **(3-20)** et **(3-21)** décrivent une méthode d'estimation de la vitesse moyenne et sa variance pour le cisaillement du vent. Ceci est réalisé dans le domaine temporel en se basant sur les impulsions reçues sous la forme de séries complexes (I et Q) [1][9].

Une estimation équivalente peut être obtenue pour le spectre du signal en notant que :

$$R_{ZZ}(T_S) = \sum_{k=0}^{M-1} S_Z(k)\exp\left(\frac{2\pi k T_S}{M-1}\right) \qquad \textbf{(3-22)}$$

où : $S_Z(k)$ *: est la densité spectrale de puissance*

En calculant le spectre de puissance par l'utilisation de la transformée de Fourier discrète DFT [1][7], l'argument de la fonction d'autocorrélation complexe $R_{ZZ}(T_S)$ peut être formulé [1]comme suit :

$$arg\left[R_{ZZ}(T_S)\right] = arctg\left(\frac{Im(R_{zz}(T_S))}{Re(R_{zz}(T_S))}\right) = arctg\left\{\frac{\sum_{k=0}^{M-1} S_Z(k)\sin\left(\frac{2\pi k T_S}{M-1}\right)}{\sum_{k=0}^{M-1} S_Z(k)\cos\left(\frac{2\pi k T_S}{M-1}\right)}\right\} \qquad \textbf{(3-23)}$$

Et ainsi l'estimation de la puissance moyenne de l'écho radar et de la vitesse moyenne $\hat{v}_{pp}$, la variance σ_v^2, et la largeur du spectre $\hat{w}_{pp}$ Doppler reçu peuvent être établit comme dans les équations **(3-18)**, **(3-19)**, **(3-20)** et **(3-21)**[1].

3-4-2- *L'interprétation géométrique de la méthode pulse-pair* [8]

La fonction complexe d'autocorrélation est la base de l'estimation des moments spectraux dans le domaine temporel, elle est souvent mentionnée en tant que parties réelles et parties imaginaires, mais une autre alternative de représentation tridimensionnelle conduit à une meilleure compréhension de la covariance ou de l'algorithme pulse-pair, [8]. La fonction d'autocorrélation complexe $R(m)$ pourrait être considérée comme étant une spirale tridimensionnelle qui est large au centre et effilée vers le rayon zéro aux extrémités et ayant une enveloppe de forme Gaussienne [8].

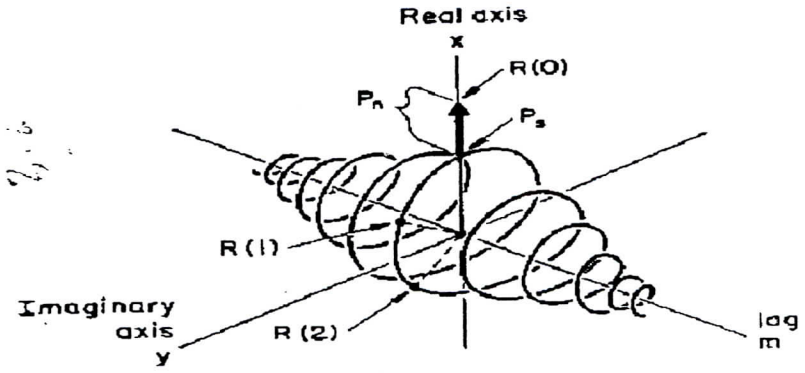


Figure 3-1 : Représentation tridimensionnelle de la fonction d'autocorrélation complexe sous forme d'hélice [8].

La figure 3-1 montre un schéma de cette spirale représentant la fonction d'autocorrélation continue. Une spirale d'autocorrélation échantillonnée se compose de points espacés de la durée PRT (T_S). Notons que le terme $R(0)$ est au centre de la spirale et n'a aucune composante imaginaire. Le rayon pour le terme d'ordre zéro "0" représente la puissance du signal et la fonction delta δ réelle du même terme représente la puissance du signal bruit. La largeur de l'enveloppe gaussienne de la spirale représente l'inverse de la largeur spectrale de la vitesse ou bien la dispersion. Le taux de rotation (lancement) de la spirale définit la vitesse moyenne du signal et par conséquent celle de la microrafale du vent [8]. Pour des échantillons espacés de la fonction d'autocorrélation la rotation angulaire entre une paire d'échantillons est une mesure de vitesse moyenne. Ainsi, l'angle de l'estimation de l'autocorrélation complexe $R(1)$ donne la vitesse moyenne du signal reçu exprimée comme une fraction

de l'intervalle de Nyquist. Cette méthode est connue universellement comme étant l'estimateur pulse-pair utilisé pour l'estimation de la vitesse moyenne et de la variance d'une rafale de vent détectée par les radars ou les lidars, [8], [9].

Une interprétation géométrique utile du rapport entre les moments spectraux classiques et la fonction d'autocorrélation peut être obtenue en consultants les travaux de Passarelli et Siggia (1983), [8]. Cette interprétation illustre plusieurs propriétés de l'estimateur pulse-pair, [8], [9].

3-5- ESTIMATION SPECTRALE VIA LA METHODE DE FOURIER

Une autre alternative d'estimation de la vitesse moyenne $\hat{v}_{pp}$, de la variance σ_v^2, et de la largeur du spectre $\hat{w}_{pp}$ Doppler reçu peut être formulée par l'estimation de la densité spectrale de puissance via la transformée de Fourier discrète [1], [7] comme :

$$\hat{V}_{FT} = \frac{\lambda}{2\hat{P}T_S} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} S_Z(k).\left(\frac{k}{M-1}\right) \qquad \textbf{(3-24)}$$

et

$$\hat{W}_{FT}^2 = \frac{\lambda^2}{4\hat{P}T_S^2} \sum_{k=-\frac{M}{2}}^{\frac{M}{2}-1} S_Z(k).\left(\frac{k}{M-1} + 2\frac{\hat{V}_{FT}T_S}{\lambda}\right)^2 \qquad \textbf{(3-25)}$$

où l'estimation spectrale est normalisée par la puissance totale moyenne $\hat{P}$, et traitée comme probabilité par dessus toute la largeur de bande de travail [1].

Ces valeurs estimées, sont les vitesses et variance du spectre et elles sont indexées (FT) pour en référer à la méthode de Fourier.

Le domaine d'implémentation temporel pour l'estimation pulse-pair a un avantage de devenir beaucoup plus significatif, que les méthodes qui requirent l'utilisation de la DFT de point de vue nombre d'opérations, [1][9]. Mais encore, il est démontré que l'estimation pulse-pair a une plus petite variance que celle de l'estimateur de Fourier pour un rapport signal sur bruit (SNR) bas [1].

Le spectre météorologique réfléchi sur le radar ne va probablement pas violer ces hypothèses, mais la présence du mode clutter renversée (changement de direction) peut biaiser l'estimation spectrale moyenne [1].

La DFT peut être calculée en utilisant un algorithme FFT. Toutefois la DFT possède deux inconvénients inhérents à son approche. Le premier est que la résolution en fréquence est limitée par l'inverse de la largeur des échantillons enregistrés. Cela gène beaucoup l'habilité de la DFT à résoudre deux signaux qui sont peu espacés en fréquences [1],[8].

Le second inconvénient implique l'utilisation d'échantillons limités en longueur pour la représentation de signaux d'étendues infinies. En assumant que les séquences seront nulles en dehors de l'intervalle fini, cela sous-entend un fenêtrage des données (signaux) qui sera imposé. Il est équivalent à la multiplication des données par une fenêtre rectangulaire d'amplitude unité. Dans le domaine fréquentiel le résultat est similaire à une convolution d'un spectre avec une fonction sinc [1][2].

Ce phénomène est connu sous le nom de pertes spectrales parce que l'énergie du signal ne sera pas représentée dans tout le domaine des fréquences [1][2].

Ces limitations de la DFT seront spécialement problématiques pour des séquences de courte durée, qui sont utilisées dans les radars à effet Doppler aéroportés [1]. Ce qui n'est pas le cas de notre étude, car pour nos besoins de simulation on va adopter un radar pulse Doppler fixe terrestre.

3-6- ESTIMATION SPECTRALE AUTOREGRESSIVE (MODELE AR)

Une autre alternative pour l'estimation spectrale, est l'estimation Autoregressive (AR) qui a été déjà appliquée dans le domaine radar [1].

L'approche générale de cette méthode, consiste à adjoindre un modèle autoregressif AR, pour les séries temporelles radar (signaux I et Q), et puis de générer par la suite le spectre en calculons les coefficients du modèle [1]. La qualité de l'estimation spectrale dépend souvent de l'ordre du modèle AR pour un processus sous-jacent [1],[7].

Un modèle autoregressif est un modèle tous pôles représenté par l'expression suivante [1], [2] :

$$H(f) = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^{p} a_k \exp(-j2\pi fkT)} \qquad \textbf{(3-26)}$$

Avec :

a_k : *Coefficients du model AR*

P : *Ordre du model AR.*

T : *Intervalle d'échantillonnage.*

Une fois que les coefficients sont déterminés, la densité spectrale de puissance peut être déterminée comme suit :

$$P_{AR}(f) = \frac{T\sigma_p^2}{\left|1 + \sum_{k=1}^{p} a_k \exp(-j2\pi fkT)\right|^2} \qquad \textbf{(3-27)}$$

où : σ_p^2 : *Puissance du bruit blanc*

Ainsi, a_k *et* σ_p^2 sont des paramètres à estimer. Plusieurs méthodes de calculs de ces paramètres ont été développées. Les unes utilisent la fonction d'autocorrélation, et d'autres utilisent la méthode de prédiction des moindres carrées linéaires [1].

Pour le calcul de la densité spectrale de puissance $P_{AR}(f)$, la FFT est souvent utilisée pour l'évaluation de l'exponentielle complexe du dénominateur de l'équation **(3-27)**.

L'estimation spectrale autoregressive AR donne l'habilité d'estimer le spectre à n'importe quelle fréquence à l'intérieur de la largeur de bande de travail, au lieu des fréquences prédéterminées par la longueur des données enregistrées (Data records) [1]. Le problème des pertes est éliminé parce que le modèle AR ne force pas la séquence à devenir nulle en dehors de l'étendue de la bande passante des données.

L'inconvénient de l'estimation autoregressive AR, est qu'elle nécessite un nombre d'opérations $N_P + 6P^2$ et $10(P+2)\log_2(N)$ si la FFT est utilisée pour l'évaluation de la somme des exponentielles complexes pour les mêmes fréquences [1].

Le modèle AR peut ne pas bien convenir au problème de l'estimation spectrale des caractéristiques du vent (puissance, vitesse, variance, et largeur spectrale), cela est dû à l'ordre du modèle AR P, qui est grand pour représenter le processus[1]. Cependant l'expérience montre qu'un ordre de modèle AR petit ($P \leq 5$) est tout à fait efficace pour identifier les modes météorologiques [1][9].

3-7- CONCLUSION

Nous avons essayé dans ce chapitre, de présenter le plus clairement possible les méthodes de traitement du signal radar, permettant l'estimation des grandeurs physiques caractérisant une perturbation atmosphérique de cisaillement de vent (microrafale), à savoir la vitesse moyenne radiale, sa variance et son étendue spectrale. Avant tout ces méthodes supposent que les échos radars météorologiques (Signaux I et Q) de la perturbation du cisaillement de vent et les bruits d'interférences sont connus et modélisés en processus aléatoires, stationnaires au sens large, [1], [3].

Ces méthodes sont basées dans deux domaines de calcul différents ; Une dans le domaine temporel (algorithme pulse-pair) qui utilise les fonctions d'autocorrélation des signaux radar I et Q et les deux autres dans le domaine fréquentiel (FFT et Modèle AR), qui elles utilisent les densités spectrales de puissance des signaux. Nous avons ainsi pu dresser une étude des avantages et inconvénients de chacune d'elles. Ce qui nous permettra par la suite de comparer objectivement les résultats fournis par chacune de ces méthodes. Nous proposons une troisième méthode fréquentielle appelée méthode de prédiction à deux pas (modèle ARMA(n,1)) dans le quatrième chapitre en vue d'améliorer les résultats obtenus.

En fin ces méthodes d'estimations renseignent l'utilisateur radar sur le contenu du spectre Doppler des perturbations de cisaillement de vent, et par conséquent elles lui permettent de prendre par la suite des mesures d'évitement pour les avions susceptibles de rencontrer ces perturbations [1][9].

CHAPITRE 4 : DEVELOPPEMENT DE LA METHODE ARMA A DEUX PAS DE PREDICTION

4-1- INTRODUCTION

L'estimation des moments spectraux d'ordres, zéro, un et deux (puissance, vitesse, variance), du spectre doppler de l'écho météorologique, via des méthodes spectrales, est basé essentiellement sur la bonne estimation de la densité spectrale de puissance (PSD) du signal reçu par le radar [8], [7].

Parmi les méthodes utilisées est celle basée sur le modèle autoregressif (AR) développée dans le troisième chapitre [1], [8]. Son utilisation pour le calcul de la densité spectrale de puissance (PSD) est directement liée à l'ordre des pôles par lesquels on a approximé le spectre doppler[1].

Dans ce chapitre on proposera une méthode de prédiction à deux pas qui conduit à l'approximation et à l'évaluation de la densité spectrale de puissance (PSD) du spectre doppler par un modèle autoregressif à moyenne variable ARMA(n,1) [7].

Cette méthode est basée en la recherche d'une solution particulière qui maximise la fonction d'entropie dans un modèle stable tout-pôles d'ordre n.

S. Unnikrishna Pillai, Theodore I. Shim, et M Hafed Benteftifa, [7] ont généralisé cette méthode en montrant que le spectre résultant correspond à celui d'un processus stable ARMA(n, k-1).

4-2- PROBLEMATIQUE

Un problème intéressant dans l'étude des formes d'autocorrelations et de leurs densités spectrales de puissance (PSD) associées est celui d'estimer le spectre à partir des échantillons finis en fonction de leurs fonctions d'autocorrelation. Connu sous le nom de problème de moments trigonométriques dans le cas discret, ce problème a été sujet d'études étendues pendant une longue période [7], [18], [25].

En raison de l'intérêt mathématique considérable aussi bien que la signification pratique du problème des moments dans la théorie d'interpolation, d'identification des systèmes, la théorie d'approximation du gain, et l'évaluation des spectres, il est approprié de passer en revue le problème brièvement dans son contexte [7].

Soit, $X(nT)$ un processus stochastique de temps discret, de moyenne nulle, et stationnaire au sens large, sa fonction d'autocorrelation est donnée par :

$$r_K = E[X(nT).X^*((n+K)T)] = r_{-k}^* \qquad K = 0,1,2,.....\infty \qquad \textbf{(4-1)}$$

La densité spectrale de puissance $S(\theta)$ de ce processus stationnaire est donnée par la transformée de Fourier en temps discret, et en fonction de l'autocorrelation des séquences $X(nT)$ [2], [7].

$$S(\theta) = \sum_{K=-\infty}^{+\infty} r_k.e^{jK\theta} \qquad , k = 0,1,2,.....\infty \qquad \textbf{(4-2)}$$

et $S(\theta) \geq 0$

$$\text{de plus } r_K = \frac{1}{2.\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S(\theta)e^{-jK\theta}d\theta, \quad |k| \geq 0 \qquad \textbf{(4-3)}$$

Clairement, pour un processus avec une puissance finie [7], on a :

$$\frac{1}{2\pi}\int S(\theta)d\theta = r_0 = E\left[|X(nT)|^2\right] \text{ est finie} \qquad \textbf{(4-4)}$$

Ce qui signifie que, $S(\theta)$ est intégrable sur l'intervalle L_1, avec $-\pi \leq \theta \leq \pi$.

La propriété de non-négativité de la densité spectrale de puissance peut être caractérisée en termes d'une matrice appelée Toeplitz T_n produite en terme des autocorrelations r_k, [25]. Soit :

$$T_n = \begin{vmatrix} r_0 & r_1 & r_2 & \cdots & r_n \\ r_1^* & r_0 & r_1 & \cdots & r_{n-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ r_n^* & r_{n-1}^* & \cdots & r_1 & r_0 \end{vmatrix} \qquad \textbf{(4-5)}$$

Dénote la matrice Hermitienne Toeplitz produite de $r_0, r_2, \ldots, r_n, n = 0 \to \infty$ et le déterminant de cette matrice est donné par :

$\Delta_n = det T_n$, puis de [7], [25] on a :

$$S(\theta) \geq 0 \Leftrightarrow \Delta_n \geq 0, \quad n = 0,1,2,\ldots\ldots\ldots\infty \qquad \textbf{(4-6)}$$

Ce qui signifie que la propriété de non-négativité de la fonction de densité spectrale de puissance est équivalente à la non-négativité de tous les termes de la matrice T_n. De plus, il faut supposer que le processus satisfait également le critère de causalité "d'entropie " (de Paley-Wiener), [7].

$$H = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} \ln S(\theta) d\theta > -\infty \qquad \textbf{(4-7)}$$

L'équation donnée ci-dessus représente la fonction d'entropie H du processus fini $X(nT)$, [7].

La condition d'integrabilité de l'équation (4-4) ainsi que le critère d'entropie de Paley-Wiener de l'équation (4-7) permet la factorisation de la densité spectrale en termes de fonctions spécifiques avec certaines propriétés intéressantes. Plus précisément, il existe dans ce cas là une fonction unique [7].

$$B(z) = \sum_{k=0}^{\infty} b_k z^k, \qquad b_0 > 0 \qquad \textbf{(4-8)}$$

Ce terme ainsi que son inverse sont analytiques à l'intérieur du cercle de rayon unité $|z| < 1$ et satisfait la condition suivante :

$$\sum_{k=0}^{\infty} |b_k|^2 < \infty \qquad \textbf{(4-9)}$$

En outre

$$S(\theta) = \left|B(e^{j\theta})\right|^2, \qquad \textbf{(4-10)}$$

Ce facteur causal $B(z)$, qui possède des zéros dans $|z| < 1$, et des pôles dans $|z| \leq 1$ est connu sous le nom de **facteur de Wiener** du processus donné.

Il n'est pas difficile de saisir sa signification physique. Si l'en fait passer une source de bruit blanc stationnaire appropriée de densité spectrale unité, à travers un filtre d'équation caractéristique $B(z)$, ce filtre régénérera le processus stochastique donné $X(nT)$ (voir la figure.4-1.).

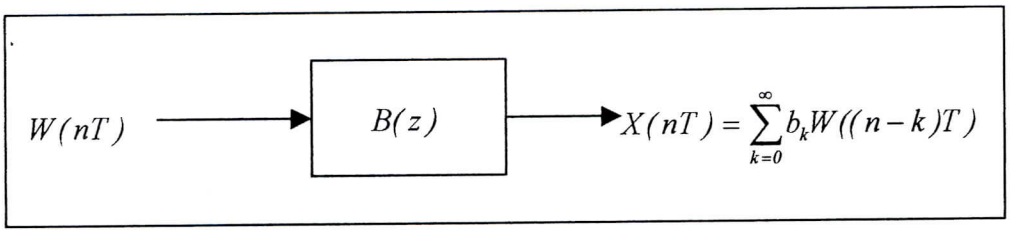


Figure 4-1 : Filtre de Wiener pour un processus stationnaire

Pour rechercher l'extension du spectre, c'est à dire la solution $S(\theta)$ admissible [7], qui satisfait les équations (4-4) et (4-7), et qui devrait satisfaire aussi les équations :

$$S(\theta) \geq 0 \qquad \textbf{(4-11)}$$

et

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} S(\theta)e^{-jk\theta}d\theta = r_k, \qquad k = 0,1,2,.....n \tag{4-12}$$

En plus de satisfaire (4-4) et (4-7).

Il est bien connu qu'une condition nécessaire et suffisante pour l'existence d'une telle solution, est la propriété de non-négativité de la matrice Toeplitz T_n [7].

D'ailleurs, quand T_n est définie positive comme c'est le cas ici (de l'équation (4-7)), le problème ci-dessus de l'extension du spectre a un nombre infini de solutions (quand $\Delta_n = 0$ le problème ci-dessus de l'extension a une solution unique) [25], [7].

Les solutions au problème de l'extension du spectre sont également décrites dans [7], Youla [7] a paramétré la classe entière des solutions pour le problème de l'extension spectrale en utilisant des **fonctions limites réelles** (bounded-real b.r.).

Une fonction $\rho(z)$ serait limite réelle (b.r.) si i) $\rho(z)$ est analytique dans $|z| < 1$ et, ii) $|\rho(z)| \le 1$ dans $|z| < 1$ et est réelle pour z réel [7]. Et en utilisant les inégalités de Cauchy, si $\rho(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \rho_k z^k$ avec $|\rho_k| < 1$ pour tous k, et de plus, si $|\rho_0| = 1$, puis par le théorème du maximum du module, $\rho(z) \equiv 1$) [7]. Ces solutions proviennent également de la théorie de Schur sur les fonctions limites réelles b.r. [7].

Avant d'examiner ces solutions, il est nécessaire de passer par les concepts de la maximisation de l'entropie, des erreurs de prédiction, et du facteur de Wiener.

4-3- LE CONCEPT DE MAXIMISATION DE LA FONCTION D'ENTROPIE

Etant donné un ensemble fini d'autocorrelations $r_0, r_2, \ldots, r_n, n = 0 \to \infty$ du processus stochastique de temps discret stationnaire $X(nT)$.

Il peut être démontré [7], que dans une telle extension, à chaque nouvelle étape $k \ge n$ l'autocorrélation inconnue r_{k+1} doit se trouver à l'intérieur d'un cercle avec le rayon R_k et centrer à ξ_k donné par :

$$R_k = \Delta_k / \Delta_{k-1} > 0 \qquad \textbf{(4-13)}$$

et

$$\xi_k = f_k^T T_{k-1}^{-1} b_k$$

Ici $f_k = [r_1, r_2, \ldots\ldots\ldots\ldots, r_k]^T$ et $b_k = [r_k, r_{k-1}, \ldots\ldots\ldots\ldots, r_1]^T$ représentent les vecteurs antérieurs et postérieurs des corrélations des k points, respectivement.

Puisque de telles extensions peuvent être accomplies dans un nombre infini de manières, les solutions à l'extension du spectre dépendront de la règle spécifique employée pour sélectionner les r_{k+1} à l'intérieur des cercles respectifs, pour $k = n \to \infty$.

Dans ce contexte, il peut être montrer que [7], parmi toutes les solutions admissibles, la solution particulière possède la valeur possible maximum pour la limite constante b_0 du facteur de Wiener.

Ainsi étant donné $r_0, r_1, r_2, \ldots\ldots, r_n$, la limite constante b_0 du facteur de Wiener dans l'équation (4-8) liée à n'importe quelle extension admissible aura sa valeur possible maximum si et seulement si $r_{k+1} = \xi_k, k = n \to \infty$ [7].

Notons que, en utilisant la théorie de moindres carrée [7], le meilleur prédicteur linéaire à un pas est donné par :

$$\hat{X}(T) = \sum_{k=0}^{n-1} W_k X(-kT)$$

Celui-ci utilise n échantillons passés du processus stochastique $\hat{X}(nT)$ pour la prédiction de ses valeurs actuelles, et a comme erreur quadratique moyenne :

$$\delta_n = \Delta_n / \Delta_{n-1} > 0 \qquad \textbf{(4-14)}$$

et puis

$$\Delta_{k+1} = \frac{1}{\Delta_{k-1}}\left(|\Delta_k|^2 - |\Delta^{(1)}{}_{k+1}|^2\right) \qquad \textbf{(4-15)}$$

où $\Delta^{(1)}{}_{k+1}$ représente le déterminant de la matrice réduite obtenue en supprimant sa première colonne et sa dernière ligne, nous avons

$$\delta_{k+1} = \frac{\Delta_{k+1}}{\Delta_k} = \frac{\Delta_k}{\Delta_{k-1}}\left(1 - \left|\frac{\Delta_{k+1}}{\Delta_k}\right|^2\right) \leq \delta_k \qquad \textbf{(4-16)}$$

L'erreur quadratique moyenne associée au meilleur prédicteur linéaire qui utilise les échantillons antérieurs est donné par [7]

$$\lim_{k \to \infty} \delta_k = \lim_{k \to \infty} \frac{\Delta_k}{\Delta_{k-1}} = b_0^2 > 0 \qquad \textbf{(4-17)}$$

De [7], il s'ensuit que b_0^2 représente également "le rayon final" $lim_{k\to\infty} R_k$ dans n'importe quelle extension.

Des équations (4-14), (4-16), et (4-17), b_0^2 représente l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE) liée au un prédicteur à un pas [7], et en résolvant cette équation on aura la solution admissible.

Cette solution coïncide également avec l'extension d'entropie maximum à l'origine formulée par Burg [7]. Pour voir que l'extension ci-dessus traite également la valeur maximum pour la fonction d'entropie parmi toutes les extensions possibles, il est suffisant de relier la fonction d'entropie H du processus et l'erreur quadratique minimum de prédiction b_0^2.

Pour atteindre ce but, étant donné d_k $|k| = 0,1,2,.....,\infty$ qui représente les coefficients de Fourier du terme $lnS(\theta)$. Puisque le critère de Paley-Wiener (4-7) garanti que $lnS(\theta)$ est bien défini presque partout et intégrable, et de [7] nous avons :

Ce rapport linéaire entre la fonction d'entropie H et l'erreur minimum quadratique moyenne d'une prédiction à un pas permet de conclure que la méthode ci-dessus d'extension qui maximise b_0^2 est également l'extension du maximum d'entropie. La solution maximum d'entropie joue un rôle de base dans la formulation paramétrique de toutes les autres extensions admissibles. Ce qui a été mentionné dans [7].

4-3-1- La formulation paramétrique De Youla [7]

Avant d'entamer cette formulation, notons qu'une fonction $Z(z)$ serait positive réelle p.r. si

i) $Z(z)$ est analytique dans $|z| < 1$

ii) $ReZ(z) \geq 0$ pour $|z| < 1$ et $Z(z)$ est réelle pour z réel.

De telles fonctions sont exemptes de pôles et de zéros à l'intérieur du cercle unité, d'ailleurs, leurs pôles et zéros sur la frontière du cercle d'unité doivent être simples avec des résidus positifs pour les pôles [7]. De plus, le lemme de Schur dans [7], stipule que de telles fonctions peuvent être écrites sous formes de séries entières comme suit :

$$Z(z) = c_0 + 2\sum_{k=1}^{\infty} c_k z^k, \qquad |z| < 1$$

qui représente une fonction p.r. Et si chaque matrice hermitienne Toeplitz $T_n, n = 0 \rightarrow \infty$ comme dans l'équation (4-5) (avec r_k remplacé par $c_k, k = 0,1,2,.....)$ est définie non négative [7]. Il peut être démontrer que [17], pour de telles fonctions la limite radiale intérieure est donnée par :

$$Z(e^{j\theta}) = \lim_{r \rightarrow 1-0} Z(re^{j\theta})$$

existe presque partout et par conséquent sa partie réelle est non négative sur le cercle d'unité, c.-à-d.,

$$S(\theta) = ReZ(e^{j\theta}) \geq 0, \qquad 0 \leq \theta \leq 2\pi \qquad \textbf{(4-23)}$$

Puisque $S(\theta)$ est également uniformément liée pour presque tous θ elle est intégrable et ceci établit au moins une correspondance à sens unique entre une fonction p.r. et un spectre de puissance avec une puissance finie[7].

Pour de vrais processus, avec les autocorrelations donnés $r_0, r_1, r_2, \ldots\ldots\ldots, r_n$ avec $T_n > 0$, chaque solution admissible $S(\theta)$ peut être caractérisée en termes d'impédance d'entrée $Z(z)$ d'une cascade donnée, de lignes $(n+1)$ de moindres pertes de transmission, qui est terminée avec une charge passive arbitraire d'impédance $W(z)$ (voir la figure.4-2).

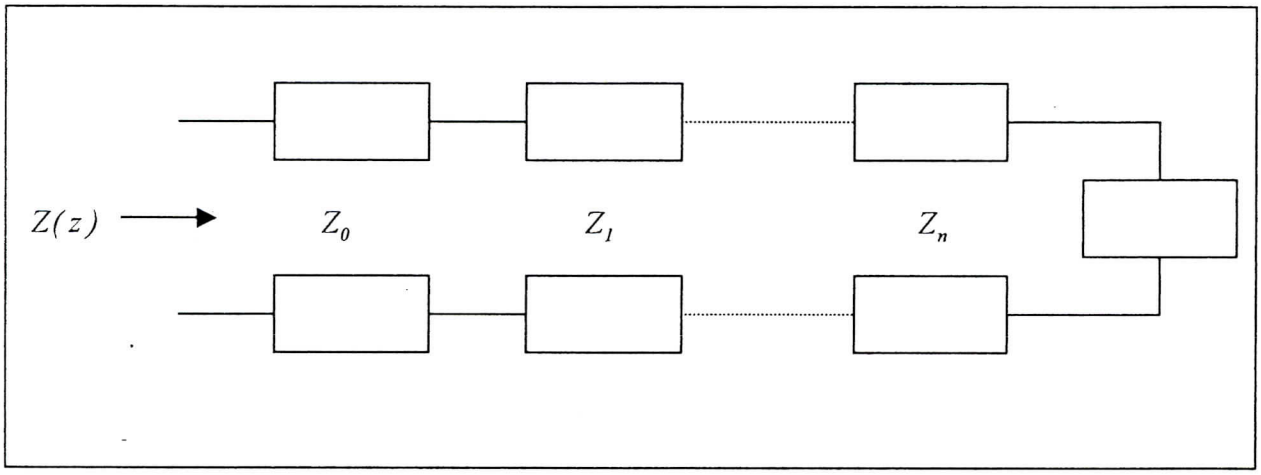


Figure 4-2 : Représentation en cascade [7]

et l'impédance $Z(z)$ peut s'écrire comme :

$$Z(z) = r_0 + 2\sum_{k=1}^{n} r_k z^k + O(z^{n+1}), \quad |z| < 1$$

Clairement, en utilisant (4-23), chaque $Z(z)$ ainsi obtenue est le produit d'un spectre $S(\theta)$ qui satisfait (4-11) et (4-12). La transmission à travers, les impédances

caractéristiques positives $Z_0, Z_1, \ldots\ldots, Z_n$ sur la figure 4-2. Sont produites tels que, les coefficients de réflexion de jonction donnés par :

$$s_k = \frac{Z_k - Z_{k-1}}{Z_k + Z_{k-1}}, \qquad k = 1,2,\ldots\ldots\ldots\ldots, n$$

et dans [7] par :

$$s_k = (-1)^{k-1} \frac{\Delta^{(1)}{}_k}{\Delta_{k-1}}, \qquad k \geq 1 \qquad \textbf{(4-24)}$$

avec $\Delta_k^{(1)}$ comme défini dans les équations (4-15), (4-16) et $Z_0 = R_0 = r_0$, et de l'équation (4-16), nous prenons $|\delta_{k+1}| \leq 1$ pour tous k et par conséquent.

$\Delta_k > 0, k \leq n \Leftrightarrow |\delta_k| < 1$ pour tous $k \leq n$

Plus généralement, quand la densité spectrale de puissance satisfait (4-7), nous prenons $|S_k| < 1$ pour chaque $k \geq 1$. Dans cette représentation, $\rho(z)$ dénotent les coefficients de réflexion de la charge $W(z)$ à l'extrémité lointaine normalisée à l'impédance caractéristique Z_n de la dernière ligne, c.-à-d.,

$$\rho(z) = \frac{W(z) - Z_n}{W(z) + Z_n} \qquad \textbf{(4-25)}$$

D'une manière équivalente, la fonction $\rho(z)$ limite-réelle paramètre la classe entière de toutes les extensions, et en utilisant l'équation (4-23), il peut être démontrer [7], que chaque extension peut être représentée comme :

$$S(\theta) = ReZ(e^{j\theta}) = \left|B_\rho(e^{j\theta})\right|^2 \qquad \textbf{(4-26)}$$

Là où le facteur associé de Wiener $B_\rho(z)$ est donné par :

$$B_\rho(z) = \frac{\Gamma(z)}{P_n(z) - z\rho(z)\overline{P}_n(z)} = \frac{\Gamma(z)}{D_n(z)} \qquad \textbf{(4-27)}$$

Ici, $\Gamma(z)$ est une fonction limite-réelle, analytique ainsi que son inverse dans $|z| < 1$ (le facteur de Wiener), qui est associé à la factorisation spectrale

$$1 - |\rho(e^{j\theta})|^2 = |\Gamma(e^{j\theta})|^2 \qquad \textbf{(4-28)}$$

et $\rho(z)$ est sujette à une fonction arbitraire limite-réelle, avec

$$\int_{-\pi}^{\pi} ln(1 - |\rho(e^{j\theta})|^2) d\theta > -\infty \qquad \textbf{(4-29)}$$

(pour satisfaire (4-7)) qui paramètre toutes les extensions admissibles. Par exemple, la fonction $\rho_1(z) = e^{(z-1)}$ est b.r., puisque dans le cercle fermé d'unité $z = re^{j\theta}$, $r \le 1$ nous avons $|\rho_1(z)| = e^{-(1-r\cos\theta)} \le 1$. De plus, puisque $\rho_1(z)$ satisfait également (4-29), elle provoquera une extension admissible non rationnel. Il peut être remarquer que ni le caractère b.r. de $\rho(z)$ ni la condition de causalité en (4-29) n'excluent des singularités logarithmiques ou essentielles dans $|z| = 1$. Par exemple, $\rho_2(z) = (1/2)(z+1)ln(z+1)$ a une singularité logarithmique à $z = -1$ et $\rho_3(z) = (1/2)(z-1)e^{1/(z-1)}$ a une singularité exponentielle à $z = 1$. Clairement, $\rho_2(z)$ est analytique dans $|z| < 1$ et depuis $1/(z-1)$ a une vraie partie négative dans $|z| < 1$ D'ailleurs, les deux fonctions sont liées par l'unité dans $|z| < 1$ continu dans $|z| = 1$ et satisfont (4-29).

Par conséquent toutes les deux provoquent des extensions admissibles non rationnelles dans (4-26), et (4-27).

Dans le cas des fonctions réelles, la factorisation ci-dessus en (4-28), peut être en plus écrite de manière compacte comme suit : [7]

$$1 - \rho(z)\rho_*(z) = \Gamma(z)\Gamma_*(z) \qquad \textbf{(4-30)}$$

là où par définition

$$\rho_*(z) = \rho(1/z)$$

De plus, dans l'équation (4-27),

$$D_n(z) = P_n(z) - z\rho(z)\overline{P}_n(z) \qquad \textbf{(4-31)}$$

et où

$$\overline{P}_n(z) = z^n P_n(1/z)$$

représente le polynôme réciproque à $P_n(z)$ et $P_n(z)$ est le polynôme unique de degré n de Levinson produit des autocorrelations donnés $r_0, r_1, r_2, \ldots\ldots, r_n$ c.-à-d. [7],

$$P_n(Z) = \frac{1}{\sqrt{\Delta_n \Delta_{n-1}}} \begin{vmatrix} r_0 & r_1 & \cdots & r_{n-1} & r_n \\ r_1 & r_0 & \cdots & r_{n-2} & r_{n-1} \\ \cdot & \cdot & & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdots & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot & \cdot \\ r_{n-1} & r_{n-2} & \cdots & r_0 & r_1 \\ z^n & z^{n-1} & \cdots & z & 1 \end{vmatrix} = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \ldots\ldots + a_n z^n \qquad \textbf{(4-32)}$$

de [7], $P_n(z)$ satisfait la récursion de Levinson, donnée par :

$$\sqrt{1 - s_k^2}\, P_k(z) = P_{k-1}(z) - s_k z^k P_{k-1}(1/z), \quad k = 1 \to \infty \qquad \textbf{(4-33)}$$

avec : $s_k, k = 1 \to \infty, (|s_k| < 1)$

et les coefficients d'initialisation de l'équation (4-24), sont données par :

$$P_0(z) = \frac{1}{\sqrt{r_0}} \quad et \quad s_1 = \frac{r_1}{r_0}$$

dans [7], on a démontré que $P_n(z)$ est un polynôme de Hurwitz.

Ainsi, à ce sujet dans l'équation (4-29), $\rho(z)$ qui est une fonction limite réelle b.r. implique que $B_\rho(z)$ est analytique ainsi que son inverse dans $|z| < 1$ avec des coefficients sommables carrés de Fourier.

Clairement, $\rho(z)$ paramètre $S(\theta)$ et, d'ailleurs, toutes ces extensions satisfont la propriété assortie d'autocorrelation décrite dans l'équation (4-12) en impliquant les premiers $(n+1)$ coefficients.

En particulier, il est facile de montrer que $B_\rho(z)$ est réelle si $\rho(z)$ est réelle. Dans ce cas, $\Gamma(z)$ donné par les équations (4-28), et (4-30) est également réel et peut être choisi de sorte qu'il soit exempt de zéros dans $|z| < 1$. Donc dans l'équation (4-27) $B_\rho(z)$ est représentée par des polynômes de Hurwitz, et ils peuvent probablement avoir des facteurs communs dans $|z| \geq 1$.

Cependant, dans l'équation (4-27) $\Gamma(z)$ et $D_n(z)$ sont des polynômes de Hurwitz [7]. Et de l'équation (4-31), on a $D_n(z_0) = 0$ ou

$$\frac{P_n(z_0)}{\overline{P}_n(z_0)} = z_0 \rho(z_0) \qquad \textbf{(4-34)}$$

En outre à partir (4-30), nous obtenons $\rho(z_0)\rho(1/z_0) = 1$ et en utilisant ceci, l'équation (4-34) se réduit à :

$$\rho(1/z_0)\frac{P_n(z_0)}{\overline{P}_n(z_0)} = z_0 \qquad \textbf{(4-35)}$$

D'abord en considérons le cas $|z_0| > 1$, la propriété b.r. de $\rho(z)$ donne $|\rho(1/z_0)| \leq 1$. De plus, puisque le rapport $P_n(z)/\overline{P}_n(z)$ est analytique dans $|z| > 1$ et a une amplitude unité dans $|z| = 1$, et en utilisant le théorème du module maximum [7], ceci mène à une contradiction depuis le côté à gauche

$$\left|\rho(1/z_0)\frac{P_n(z_0)}{\overline{P}_n(z_0)}\right| \leq 1$$

et le côté droit $|z_0| > 1$. Ceci prouve le primeness relatif dans $|z| > 1$ du numérateur et du dénominateur dans l'équation (4-27) pour chaque $\rho(z)$ rationnel. En revenant au cas restant des zéros communs sur le cercle d'unité ($z_0 = e^{j\theta_0}$, de (4-31), nous avons

$$D_n(z) = P_n(z)\left[1 - z\rho(z)\frac{\overline{P}_n(z)}{P_n(z)}\right]$$

Si $\overline{P}_n(z)/P_n(z)$ est limite réelle b.r., $z\rho(z)\overline{P}_n(z)/P_n(z)$ est également b.r., et par conséquent, $(1 - z\rho(z)\overline{P}_n/P_n(z))$ est positif réel p.r. [7]. Mais les zéros et les pôles d'une fonction positive réelle p.r. dans $z = 1$ sont simples [7], et chaque zéro de $(1 - z\rho(z)\overline{P}_n/P_n(z))$, donc de $D_n(z)$ dans $|z| = 1$ sont ainsi simple.

Dans ce cas de l'équation (4-34), $|\rho(e^{j\theta_0})| = 1$ et en employant les équations (4-28), (4-30), nous obtenons $z = e^{j\theta_0}$, est également un zéro de $\Gamma(z)$ au moins d'ordre1.

Par conséquent dans le cas rationnel, le rapport $B_\rho(z)$ est toujours analytique dans $|z| \leq 1$ et excepté probablement par des zéros (simples) communs sur le cercle d'unité, il n'y a aucune réduction de degré entre le numérateur et les polynômes du dénominateur dans (4-27).

Pour récapituler cette discussion, considérons la fonction limite réelle b.r. $\rho(z) = 1/(z-2)^2$. Alors $D_n = 0$ pour n'importe quels $P_n(z)$. De la discussion ci-

dessus, de tels zéros de $D_n(z)$ sur le cercle d'unité seront simples et d'ailleurs, ils seront également des zéros de $\Gamma(z)$. En faite, ici, $\Gamma(z) = 2(z-1)(a-bz)/(z-2)^2$ où $a = (\sqrt{5}+1)/2$ et $b = (\sqrt{5}-1)/2$. Ainsi, le facteur de Wiener $B(z)$ est exempt de pôles dans $|z| \leq 1$ et la réduction de degré entre le numérateur et les pôles du dénominateur en (4-27) peut se produire seulement en raison des zéros simples possibles sur le cercle de rayon unité.

4-3-2- La solution Maximum de la fonction d'Entropie [7]

Pour obtenir la solution maximum de la fonction d'entropie explicitement, nous procédons par l'évaluation de la fonction d'entropie H associée à la solution générale de l'équation (4-26) et la maximiser par le paramètre libre $\rho(z)$. Puisque, en général on a,

$$H_\rho = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} \ln S(\theta) d\theta = \ln b_0^2$$

et des équations (4-8) et (4-27) on a:

$$b_0^2 = B_\rho^2(0) = \frac{\Gamma^2(0)}{D_n^2(0)} = \frac{\Gamma^2(0)}{P_n^2(0)} = \Gamma^2(0)\frac{\Delta_n}{\Delta_{n-1}} \qquad \textbf{(4-36)}$$

et en utilisant l'équation (4-22), ceci donne [7] :

$$H_\rho = \ln b_0^2 = \ln\frac{\Delta_n}{\Delta_{n-1}} - \ln\left[\frac{1}{\Gamma^2(0)}\right] \cong H_{ME} - \ln\left[\frac{1}{\Gamma^2(0)}\right] \qquad \textbf{(4-37)}$$

Clairement l'extension (solution) qui maximise la fonction d'entropie est celle pour laquelle $\Gamma(0) = 1$. Cependant, $\Gamma(z)$ est également limite réelle b.r., et par conséquent $\Gamma^2(0) < 1$ à moins que $\Gamma(z) \equiv 1$.

En conséquence, $\Gamma(0) = 1$ implique $\rho(z) \equiv 0$. Dans la représentation de Youla formulée dans [7], ceci est équivalent à terminer la dernière ligne par son impédance caractéristique Z_n (voir l'équation (4-25)). Ainsi de l'équation (4-26) et (4-31), l'extension spectrale d'entropie maximum a la forme :

$$S_{ME}(\theta) = \frac{1}{\left|P_n(e^{j\theta})\right|^2} \qquad \textbf{(4-38)}$$

et le facteur associé de Wiener est donné par :

$$B_{ME}(z) = \frac{1}{P_n(z)} = \frac{1}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \ldots\ldots\ldots + a_n z^n} \qquad \textbf{(4-39)}$$

$B_{ME}(z)$ représente une forme autoregressive stable d'ordre n (c.-à-d., AR(n)).

Alternativement, Van den Bos a démontré cela [7], si les autocorrelations $(n+1)$ donnés correspondent à un processus AR(n), la méthode maximum d'entropie dans ce cas coïncidera avec un modèle AR. Dans ce cas, puisque b_0^2 est maximisé, de l'équation (4-16) et (4-17), ceci est possible si seulement si $\Delta_{k+1}^{(1)} = 0$ pour tous $k \geq n$ et en se servant de l'équation (4-24), nous obtenons également :

$$s_n \neq 0 \text{ et } s_{k+1} = 0, \qquad k \geq n \qquad \textbf{(4-40)}$$

Ce qui est vrai pour des processus AR(n). Par ailleurs, pour n'importe quel processus AR(n), de la récursion de Levinson (4-33) nous prenons également $P_k(z) = P_n(z)$ pour tous $k \geq n$.

La méthode linéaire standard de prédiction mène également au même ensemble d'équations de Yule-Walker que la méthode maximum d'entropie et par conséquent l'équation (4-39) représente également le meilleur filtre linéaire de prédiction [7].

Des équations (4-26), (4-27), et (4-31), le polynôme $P_n(z)$ qui caractérise la solution maximum de la fonction d'entropie joue un rôle principal dans toutes autres extensions, et, en particulier, celui qui maximise l'erreur minimum quadratique moyenne à deux pas de prédiction aussi bien [7].

4-4- LE FACTEUR DE WIENER MAXIMISANT L'ERREUR QUADRATIQUE MOYENNE DE PREDICTION A DEUX PAS

Dans ce qui suit, nous traitons d'abord le cas de prédiction à deux pas (2 step prediction). On montre ici [7], que la maximisation de l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE) à deux pas de prédiction a comme conséquence un processus ARMA(n, 1). Par un procédé constructif, l'existence d'un facteur de Wiener pour le processus ARMA(n, 1) est démontrée pour ce cas [7].

En utilisant les équations (4-20) et (4-21), l'erreur minimum quadratique moyenne de prédiction à deux pas P_2 est donnée par [7] :

$$P_2 = \left|b_0^2\right| + \left|b_1^2\right| = \left[1 + |\alpha|^2\right] exp\left[\frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} lnS(\theta)d\theta\right] \qquad \textbf{(4-41)}$$

Naturellement, la maximisation de P_2 est en ce qui concerne les autocorrelations inconnus $r_{n+1}, r_{n+2}, r_{n+3}, \ldots\ldots\ldots$ et en utilisant la relation $\alpha_1 = d_1 = (1/2\pi)\int_{-\pi}^{\pi} lnS(\theta)e^{j\theta}d\theta$, ceci mène à :

$$\begin{aligned}\frac{\partial P_2}{\partial r_k} &= \frac{b_0^2}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\frac{1}{S(\theta)}(1 + |\alpha_1|^2 + \alpha_1 e^{j\theta} + \alpha_1^* e^{-j\theta})e^{jk\theta}d\theta \\ &= \frac{b_0^2}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\left(\frac{1}{S(\theta)}\left|1 + \alpha_1 e^{j\theta}\right|^2\right)e^{jk\theta}d\theta = 0, \quad |k| > n\end{aligned} \qquad \textbf{(4-42)}$$

Clairement, l'équation (4-42) implique que le développement en série de Fourier pour la fonction réelle, périodique, non négative $\left|1 + \alpha_1 e^{j\theta}\right|^2 / S(\theta)$, et après troncation du n^{ème} terme, et par conséquent elle doit avoir la forme

$$\frac{\left|1+\alpha_1 e^{j\theta}\right|^2}{S(\theta)} = \sum_{k=-n}^{n} c_k e^{jk\theta} = \left|\sum_{k=0}^{n} g_k e^{jk\theta}\right|^2 = \left|G(e^{j\theta})\right|^2 \qquad \textbf{(4-43)}$$

où

$$G(z) = \sum_{k=0}^{n} g_k z^k \qquad \textbf{(4-44)}$$

représente le polynôme de Hurwitz associé à la factorisation donnée dans l'équation (4-43). puis,

$$S(\theta) = \frac{\left|1+\alpha_1 e^{j\theta}\right|^2}{\left|\sum_{k=0}^{n} g_k e^{jk\theta}\right|^2} = \left|B_2(e^{j\theta})\right|^2 \qquad \textbf{(4-45)}$$

Là où

$$B_2(z) = \frac{A(z)}{G(z)} \qquad \textbf{(4-46)}$$

et $A(z)$ représente le polynôme de Hurwitz de degré 1 lié à la factorisation $\left|1+\alpha_1 e^{j\theta}\right|^2 = \left|A(e^{j\theta})\right|^2$. Et selon la valeur de α ceci provoque deux choix, c.-à-d.,

$$A(z) = (1+\alpha_1 z) \text{ ou } (\alpha_1 + z) \qquad \textbf{(4-47)}$$

Ainsi, le facteur de Wiener $B_2(z)$ dans l'équation (4-46) qui maximise l'erreur minimum quadratique moyenne de prédiction à deux pas, s'il existe, est du type ARMA(n, 1).

Pour compléter l'argumentation, nous devons démontrer [7], l'existence d'un tel facteur qui est analytique ainsi que son inverse dans $|z| < 1$.

Pour atteindre ce but, notons que dans le cas d'autocorrelations réelles, cette solution spécifique, si admissible, devrait découler de l'équation (4-26) pour un certain choix de fonctions limites réelles $\rho(z)$ et du fait, dans ce cas, en comparant les équations (4-46) et (4-27), et de [7], $\rho(z)$ doit avoir la forme :

$$\rho(z) = \frac{1}{a + bz} \qquad \textbf{(4-48)}$$

Dans l'équation ci-dessus (4-48), pour avoir $\rho(z)$ comme étant une fonction limite réelle, il est nécessaire que les pôles n'existe pas à l'intérieur de $|z| \leq 1$, ce qui conduit à :

$$\left|\frac{a}{b}\right| > 1 \qquad \textbf{(4-49)}$$

et

$$\left|\frac{1}{a + be^{j\theta}}\right| \leq 1 \Leftrightarrow (a \pm b)^2 \geq 1 \qquad \textbf{(4-50)}$$

En plus, de [7], a et b doivent êtres des réels..

Dans la situation actuelle, l'existence d'une fonction limite réelle b.r. telle qu'en équation (4-48) peut être vérifié en résolvant les équations (4-30) et (4-31) pour a, et b et en examinant s'ils satisfont les conditions nécessaires et suffisantes des équations (4-49) et (4-50). De ce fait, par un calcul direct, la condition de n degrés pour $G(z)$, implique :

$$b = \frac{a_0}{a_n} = -\frac{1}{s_n} \qquad \textbf{(4-51)}$$

et en utilisant l'équation (4-30) on aura :

$$\Gamma(z) = \frac{\alpha + \beta z}{a + bz} \qquad \textbf{(4-52)}$$

là où α, β satisfont :

$$\alpha^2 + \beta^2 = a^2 + b^2 - 1 \qquad \textbf{(4-53)}$$

$$\alpha\beta = ab \qquad \textbf{(4-54)}$$

Notons que le numérateur et le dénominateur de $\Gamma(z)$ dans l'équation (4-52) doivent toujours être relativement principaux par rapport aux autres. Sinon, la fonction limite réelle b.r. $\Gamma(z) = \mu$, une constante strictement inférieure à l'unité et en employant l'équation (4-30), ceci impliquera que $\rho(z)$ est une fonction passe-tout.

Ceci contredit l'équation (4-48), qui est la seule forme acceptable pour $\rho(z)$. De plus, des équations (4-27), (4-31) et (4-46), on a :

$$D_n(z) = \frac{\left(\sum_{k=0}^{n} g_k z^k\right)}{a + bz} \qquad \textbf{(4-55)}$$

avec

$$g_k = a_{k-1}b + a_k a - a_{n-k+1}, \qquad k = 0,1,2,.....,n. \qquad \textbf{(4-56)}$$

Ici $a_k, k = 0,1,2,.....,n$ sont les coefficients de $P_n(z)$ (voir l'équation (4-32)).

D'ailleurs, le facteur de Wiener $B_2(z)$, peut s'écrire sous la forme d'une série entière (dans $|z| < 1$), comme suit:

$$B_2 = \frac{\Gamma(z)}{D_n(z)} = \frac{\alpha + \beta z}{\sum_{k=0}^{n} g_k z^k} = \frac{\alpha}{g_0} + \left(\frac{\beta}{g_0} - \frac{\alpha g_1}{g_0^2}\right) z + ... = b_0 + b_1 z + b_2 z^2 + ... \qquad \textbf{(4-57)}$$

et par conséquent, des équations (4-20), et (4-21), on a :

$$\alpha_1 = \frac{b_1}{b_0} = \left(\frac{\beta}{\alpha} - \frac{g_1}{g_0}\right) \qquad \textbf{(4-58)}$$

Et d'autre part, en comparant les termes des numérateurs des équations (4-46), (4-47) et (4-57), nous obtenons :

$$\alpha_1 = \frac{\beta}{\alpha} \text{ ou } \frac{\alpha}{\beta} \qquad \textbf{(4-59)}$$

Il est facile de prouver que le premier choix $\alpha_1 = \beta/\alpha$ ne mène pas toujours à une solution limite réelle pour $\rho(z)$. En effet, en laissant $\alpha_1 = \beta/\alpha$ et en égalisant ceci à l'équation (4-58), nous obtenons $g_1/g_0 = 0$, qui implique alternativement $g_1 = 0$ (puisque $g_0 = a_0$ a est un nombre fini non nul) et par conséquent de (4-51) et (4-56), nous avons :

$$\frac{a}{b} = \frac{a_n^2 - a_0^2}{a_0 a_1}$$

De l'équation (4-49), pour $\rho(z)$ limite réelle b.r., $|a/b| > 1$. Cependant, en prenant comme polynôme de Hurwitz $P_2(z) = (z+2)(2z+3) = 2z^2 + 7z + 6$, ceci conduit à :

$$\left|\frac{a}{b}\right| = \frac{6^2 - 2^2}{6 \times 7} = \frac{32}{42} < 1$$

جامعة البليدة
المكتبة المركزية

et par conséquent, de l'équation (4-49), $\alpha_1 = \beta/\alpha$ n'est pas toujours un choix approprié. On peut remarquer [7], que parfois le choix ci-dessus peut mener aux solutions admissibles.

Par exemple, dans le cas d'un processus AR(2) caractérisé par le polynôme de Hurwitz $P_2(z) = 5 - 2z + z^2$, le choix ci-dessus mène à $a = 12$ et $b = 5$ qui a comme conséquence une fonction limite réelle b.r. $\rho(z)$ dans l'équation (4-48) et par conséquent un facteur admissible de Wiener. Puisque le choix ci-dessus ne mène pas toujours à une solution admissible, et en prenant de nouveau l'équation (4-59), ceci mène à la seule autre possibilité, à savoir

$$\alpha_1 = \frac{\alpha}{\beta} \qquad \textbf{(4-60)}$$

En égalisant les équations (4-58) et (4-60), nous obtenons :

$$\frac{\beta^2 - \alpha^2}{\alpha\beta} = \frac{g_1}{g_2} \qquad \textbf{(4-61)}$$

Et en employant les équations (4-53), (4-54), et (4-56) et après quelques transformations algébriques, l'équation (4-61), se réduira à une 'équation cubique avec des coefficients réels :

$$x^3 + px + q = 0 \qquad \textbf{(4-62)}$$

où

$$x = \frac{a}{b} \qquad \textbf{(4-63)}$$

$$p = -2\left(1 + \frac{1}{b^2} + \frac{a_1^2}{2a_0^2}\right) < 0 \qquad \textbf{(4-64)}$$

et

$$q = -\frac{2a_1}{a_0}\left(1 - \frac{1}{b^2}\right) \qquad \textbf{(4-65)}$$

Clairement, le facteur de Wiener $B_2(z)$ dans l'équation (4-57) qui maximise l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE) de prédiction à deux pas représente une solution admissible, si l'équation cubique (4-62) a au moins une solution réelle avec une amplitude supérieure à l'unité et satisfait les équations (4-51) et (4-50). Pour examiner ceci, notons que si le discriminant

$$D = \left(\frac{q}{2}\right)^2 + \left(\frac{p}{3}\right)^3 \qquad \textbf{(4-66)}$$

est négatif, l'équation (4-62) a trois racines réelles, et si $D > 0$, elle aura une racine réelle et deux racines complexes d'une paire conjuguée [7]. Cependant, comme montré dans l'annexe C [7], le discriminant ci-dessus est toujours négatif et les trois racines réelles correspondantes peuvent être obtenues explicitement en se servant de la formule de Cardano dans [7]. Dans ce cas, on aura :

$$R = sng(q)\left(-\frac{p}{3}\right)^{1/2} = -sng\left(\frac{a_1}{a_0}\right)\sqrt{\frac{2}{3}\left(1 + \frac{1}{b^2} + \frac{a_1^2}{2a_0^2}\right)} \qquad \textbf{(4-67)}$$

Puis, les trois racines sont données par [7]

$$\begin{aligned} x_1 &= -2R\cos(\varphi/3) \\ x_2 &= -2R\cos(\varphi/3 + 2\pi/3) \end{aligned} \qquad \textbf{(4-68)}$$

et

$$x_3 = -2R\cos(\varphi/3 + 4\pi/3)$$

où

$$\cos\varphi = \frac{q}{2R^3} = \frac{\left|\frac{a_1}{a_0}\right|\left(1-\frac{1}{b^2}\right)}{\left[\frac{2}{3}\left(1+\frac{1}{b^2}+\frac{a_1^2}{2a_0^2}\right)\right]^{3/2}} \qquad \textbf{(4-69)}$$

Il est facile de prouver que deux de ces racines ont toujours un module supérieur à l'unité.

Ceci découle de la condition suffisante de Cohn, dans [7];

pour un polynôme $f(z) = a_0 + a_1 z + ... + a_p z^p + ... + a_n z^n$, $a_p \neq 0$,

si $|a_p| > |a_0| + |a_1| + ... + |a_{p-1}| + |a_{p+1}| + ... + |a_n|$, alors $f(z)$ a exactement p zéros à l'intérieur du cercle de rayon unité [7].), ce que dans l'équation (4-62) se réduit à $|p| > |q| + 1$ pour deux de ses racines pour avoir le module supérieur à l'unité. Pour vérifier cette condition, notons cela

$$|p| - |q| - 1 = \left(1 - \left|\frac{a_1}{a_0}\right|\right)^2 + \frac{2}{b^2}\left(1 + \left|\frac{a_1}{a_0}\right|\right) > 0 \qquad \textbf{(4-70)}$$

et par conséquent l'équation (4-62) a deux racines avec module supérieur à l'unité et une autre racine de module inférieur à l'unité. D'ailleurs, puisque a_0 / a_n représente le produit des n racines du polynôme de Hurwitz $P_n(z)$, et de l'équation (4-51), nous avons $|b| > 1$ et par conséquent sans exception, $\cos\varphi \geq 0$ qui implique :

$|\varphi| < \pi / 2$ ou

$$\cos\left(\frac{\varphi}{3}\right) > \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2} \qquad \textbf{(4-71)}$$

et

$$\frac{1}{2} < -\cos\left(\frac{\varphi}{3} + \frac{2\pi}{3}\right) < \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad -\cos\left(\frac{\varphi}{3} + \frac{4\pi}{3}\right) < \frac{1}{2} \qquad \textbf{(4-72)}$$

Ainsi, x_2 et x_3 ont le même signe, et qui est opposé au signe de x_1. Clairement, le signe de x_2 et x_3 est identique à celui de q. La structure de ces racines est récapitulée en fig.(3). De plus, en utilisant (4-71) et (4-72), nous avons également $2|R| > |x_1| > \sqrt{3}|R|$, $\sqrt{3}|R| > |x_2| > |R|$ et $|x_3| < |R|$ qui donne

$$|x_1| > |x_2| > |x_3| \tag{4-73}$$

Ainsi, en employant le critère de Cohn donné ci-dessus, seulement x_1 et x_2 ont un module supérieur à l'unité, c.-à-d., $\rho(z)$ obtenue en employant n'importe quelles de ces deux racines est toujours analytique dans $|z| \le 1$. Pour la propriété limite réelle, il reste à montrer cela a, b ainsi obtenu à partir de ces deux racines satisfont également :

$$(a \pm b)^2 \ge 1 \tag{4-74}$$

Dans ce qui suit, nous démontrons (4-74) pour la plus grande racine x_1. L'existence d'une deuxième solution due à x_2 et prouvée dans l'annexe D [7]. Dans ce cas de la plus grande racine, en utilisant (4-63), (4-67), (4-68), et (4-71), x_1 provoque

$$|a| = |x_1||b| \ge \sqrt{3}|R||b| = \sqrt{2\left(1 + b^2 + \frac{a_1^2}{2a_n^2}\right)} > 2$$

Encore, sans perte de généralité, nous pouvons supposer que a et b sont de même signe positif (c.-à-d., $x_1 > 0,\ b > 1$) et par conséquent,

$$(a+b)^2 > 9 > 1 \tag{4-75}$$

Pour vérifier la deuxième partie, notons que :

$$(a-b)^2 \ge \left(\sqrt{2\left(1 + b^2 + \frac{a_1^2}{2a_n^2}\right)} - b\right)^2 = \Delta^2 \tag{4-76}$$

Pour trouver son minimum, il faut dériver Δ par rapport à b et puis l'égaliser à zéro, soit $\partial\Delta / \partial b = 0$

$$\breve{b}_0^2 = 1 + \frac{a_1^2}{2a_n^2} \qquad (4\text{-}77)$$

Mais, la deuxième dérivée

$$\frac{\partial^2 \Delta}{\partial b^2} = \frac{\sqrt{2}\breve{b}_0^2}{(b^2 + \breve{b}_0^2)^{3/2}}$$

est toujours positive par conséquent, et en particulier, à $\breve{b}_0^2$, la quantité Δ dans l'équation (4-76) atteint sa valeur minimale donnée par :

$$\Delta_{min} = \sqrt{2(2\breve{b}_0^2)} - \breve{b}_0 = \breve{b}_0$$

or des équations (4-76) et (4-77), on a :

$$(a-b)^2 = (a-\breve{b}_0)^2 \geq \Delta_{min}^2 = \breve{b}_0^2 > 1$$

Ceci accomplit la preuve.

4-5- RECAPITULATIF

Pour récapituler, par un procédé constructif nous avons démontré l'existence de deux facteurs de Wiener qui maximisent l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE) associée à un prédicteur à deux pas qui sont compatibles avec les autocorrelations donnés $r_0, r_1, r_2, \ldots\ldots\ldots\ldots, r_n$ et ayant $T_n > 0$.

Ces facteurs de Wiener s'avèrent être des filtres stables ARMA(n, 1), donnés par :

$$B_2(z) = \frac{\alpha + \beta z}{\sum_{k=0}^{n} g_k z^k} \qquad \textbf{(4-78)}$$

où

$$\alpha = \pm\frac{1}{2}\left[\sqrt{(a+b)^2 - 1} + \sqrt{(a-b)^2 - 1}\right]$$

$$\beta = \pm\frac{1}{2}\left[\sqrt{(a+b)^2 - 1} - \sqrt{(a-b)^2 - 1}\right]$$

avec

$$a = -2bR\cos\left(\frac{\varphi}{3}\right) \text{ ou } -2bR\cos\left(\frac{\varphi}{3} + \frac{2\pi}{3}\right) \qquad \textbf{(4-79)}$$

et

$$b = \frac{a_0}{a_n}$$

Ici, $g_k, = 0 \rightarrow n$, est donné dans l'équation (4-56) et a_0, a_n sont donnés dans l'équation (4-32). Les signes de α et de β devraient être choisis de manière à satisfaire l'équation (4-54).

De plus, R et φ sont donnés dans les équations (4-67) et (4-69), respectivement. Comme remarqué plutôt, les deux choix pour le paramètre a dans l'équation (4-82) provoquent deux fonctions limites réelles et deux facteurs admissibles de Wiener. Les spectres correspondants satisfont les équations (4-4), (4-7), et la propriété d'interpolation de l'équation (4-12).

CHAPITRE 5 : RESULTATS ET COMPARAISONS DES PROPRIETES SPECTRALES DOPPLER

5-1- INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'application des trois méthodes (pulse-pair, DFT "Transformée de Fourier Discrète", et AR "Modèle Autoregressif") décrites précédemment dans le troisième chapitre ainsi qu'à l'application de la méthode ARMA(n,1) à deux pas de prédiction (2-step prediction ARMA) développée dans le quatrième chapitre, pour l'estimation des caractéristiques spectrales des échos radar d'une perturbation de cisaillement du vent à basse altitude, à savoir sa vitesse moyenne radiale, sa variance et sa largeur spectrale.

Pour cela, dans un premier temps on développera un programme pour simuler des signaux d'un radar à effet Doppler météorologique (voies **I et Q**) avec des caractéristiques des échos de temps obéissant à une distribution statistique assignée. Ces données seront employées dans toutes les simulations. Une technique simple de simulation a été développée par **Zrnic** en 1975, [19], et reprise dans les projets de recherche de Traitement des signaux radar du laboratoire **d'électrotechnique de l'Université de Nebraska-Lincoln (au USA)** par le professeur [Pr. B. Palmer], [19].

Une étude comparative sera faite entre les résultats fournis par ces quatre méthodes en montrant les différents paramètres estimés, à savoir la vitesse radiale moyenne $\hat{v}_{pp}$ du cisaillement du vent, sa variance σ_v^2, et sa largeur spectrale $\hat{w}_{pp}$. Concernant la validation de nos résultats on a pu avoir trois sources de validation :-

- La première source est la comparaison des résultats des quatre méthodes sur des données de simulation (données radar I et Q, générées par simulation).
- La deuxième source de validation est l'application de ces quatre méthodes sur des données réelles prélevées par un radar pulse Doppler météorologique

de bande S détectant une averse de pluie lourde (stratiform rain) sur le site de l'état de Memphis NCAR-USA (S.Ellis, R.J. Keeler).

- La troisième source de validation est celle des résultats obtenus par d'autres chercheurs dans le domaine de l'estimation spectrale radar,[20], [21].

5-2- ETUDE ET SIMULATION DE L'ACQUISITION DES SIGNAUX RADAR $Z(kT_S)$

Le schéma du principe de fonctionnement d'un radar pulse Doppler météorologique est donné ci-dessous, dans la figure 5-1[1].

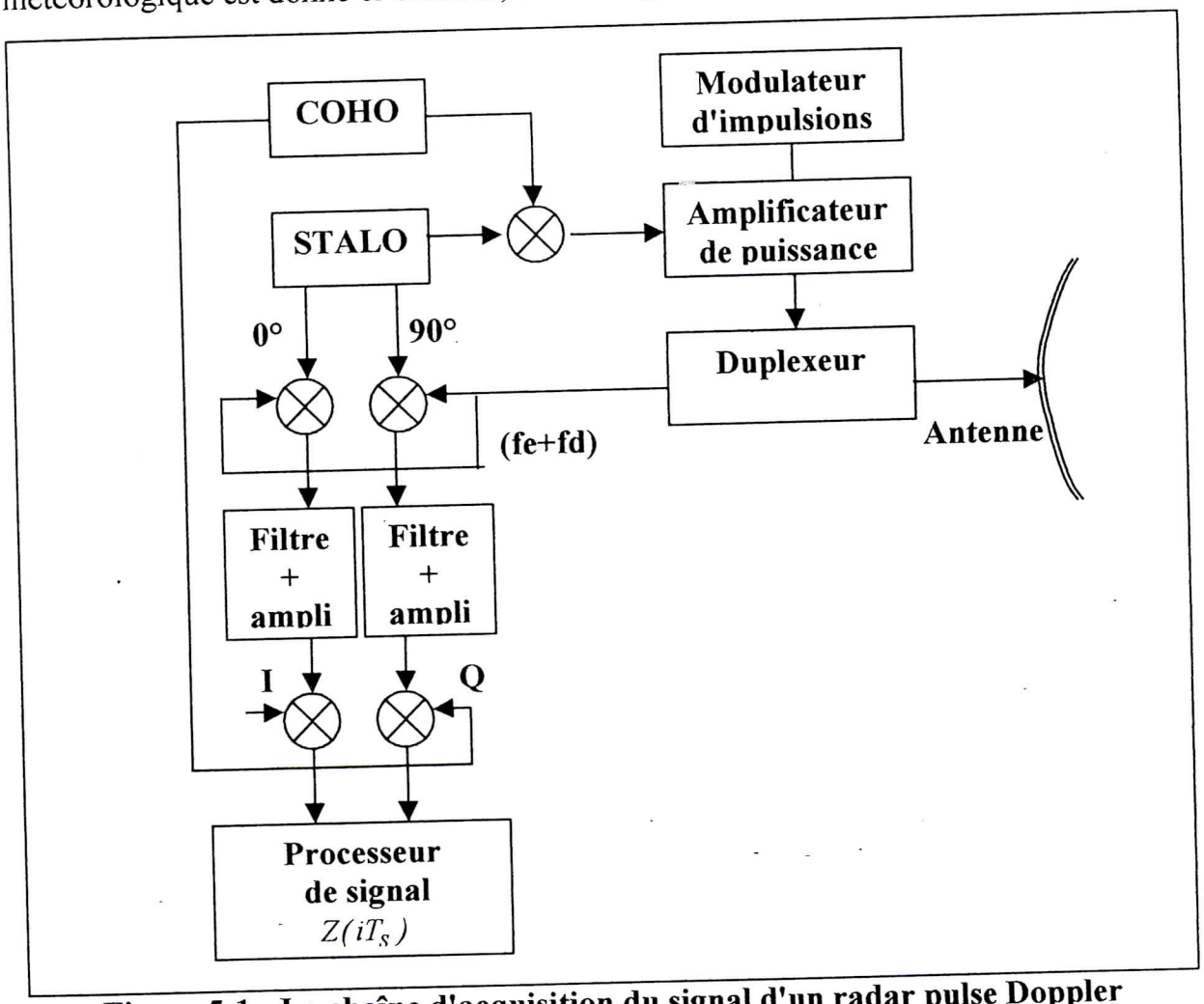


Figure 5-1 : La chaîne d'acquisition du signal d'un radar pulse Doppler météorologique terrestre de type TDWR [1].

Pour les besoins de simulation on a générer un train d'impulsions qui a pour propriétés celles énumérées dans le tableau 5-1. Ce signal sera ensuite réfléchi par la cible, c'est à dire la masse d'air qui constitue un cisaillement de vent et qui présente un

changement de vitesse radiale moyenne V_r allant de 5 à 50 m/s, [5], [30]. Notons que la portée effective de ce type de radar est de $R_{MAX} = C/2.PRF \approx 75$ Km.

Tableau 5-1 : Les caractéristiques du radar TDWR (Données de simulation)

Fréquence du signal radar (Bande C)	5.6 à 5.65 GHz
Durée de l'impulsion (τ nominale)	1.1 µs
Pic de puissance	250 KW
Fréquence de répétition des impulsions	PRF=2000 Hz
Gain d'antenne	50dB
Ouverture du lobe d'antenne	0.55°
Angle de balayage (en azimut)	360°
Angle de balayage (en site)	-1° à +60°
Vitesse de balayage (en azimut)	-30°/sec
Angle d'incrément en azimut	1°
Codage des données	12-bit I et Q
Echantillonnage	1 M échantillons/s
Elimination du clutter	filtre elliptique IIR à 4 pôles

Le signal réfléchi sera de même nature que le signal émis sauf qu'il aura un changement de fréquence appelée fréquence Doppler $f_d = -\frac{2.V_r}{\lambda}$ correspondante à la fréquence engendrée par le déplacement de la perturbation du vent. En plus du signal utile ($f_e + f_d$) on a supposé un bruit de fond blanc *gaussien* pour simuler les échos fixes (clutter sol).

Après réception du signal retourné par la masse d'air au niveau du duplexeur, ce dernier sera ensuite modulé sans porteuse, c'est à dire qu'il est multiplié une fois par le signal d'origine (émis (f_e)) déphasé de 90° et une deuxième fois par le signal lui-même sans déphasage 0°, voir les figures 5-1 et 5-2, et en utilisant deux filtres qui ont des fréquences de coupures respectivement de f_d et $2.f_e + f_d$. Les deux voies I et Q sont ainsi générées comme l'illustre la figure 5-1, et le prélèvement des valeurs de ces

deux voies pour les besoins de simulation s'effectuera entre deux émissions successives séparées d'une fréquence de répétition PRF=2000 Hz [1], [8], [19].

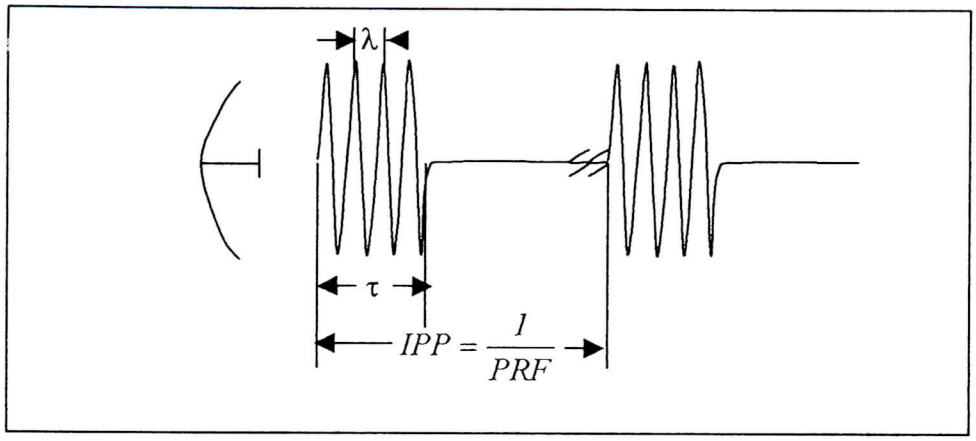


Figure 5-2 : Le signal émis par le radar pulse Doppler météorologique

Dans cette partie on a élaboré un programme de génération des signaux I (en phase) et Q (Quadrature de phase) avec la supposition d'une certaine distribution statistique *Gaussienne* modélisant le spectre de puissance des échos météorologiques reçus du cisaillement de vent [6], [19], (voir la section 5-2-1 et plus loin le programme RADARIQ).

Par la suite on va essayer de générer ces mêmes signaux et leur spectre de puissance en adoptant un modèle de classes de distributions statistiques plus larges. A savoir le modèle α-stable filter (distribution de Lévy).

5-2-1- La modélisation des échos radar $Z(k.T_S)$ d'une microrafale de vent

La simulation sur ordinateur est en grande partie employée pour la génération et l'analyse des signaux radars météorologiques pour deux raisons simples, la première est celle du coût faible offert par la simulation et la seconde est liée à la maîtrise et le contrôle presque parfait de tous les paramètres de fonctionnement du radar et même ceux de son environnement extérieur, [19], [37].

Ce paragraphe traite de la modélisation des échos de précipitation météorologique d'une microrafale de vent humide détectée par un radar pulse Doppler. Deux approches seront abordées pour simuler les signaux radar I et Q (en phase et en

quadrature de phase), représentant les échos de cette perturbation de cisaillement du vent, [1], [8], [34]. Les deux approches de simulation sont basées sur deux *modèles macroscopiques*, c'est à dire des *processus aléatoires* avec des spectres de puissances assignés (distribution statistique), [19], [37].

Nous présentons en premier lieu le modèle Gaussien le plus utilisé pour la modélisation des échos en moyennes altitudes, [8], [19], [37], puis nous proposons un autre modèle plus global, avec un spectre de puissance ayant une gamme de distributions statistiques comprises entre celle de Cauchy et de Gauss appelé modèle α-stable filter (loi de Lévy), pour mieux modéliser les échos des microrafales à proximité du sol (Clutter sol). Cette gamme de distributions, va nous permettre entre autre de mieux modéliser les réflexions radar qui sont entachées des échos du sol, engendrés par les réflexions sol lors d'un balayage du faisceau d'antenne à basse altitude, [8], [34].

5-2-1-1- La modélisation Gaussienne

Les signaux radars météorologiques reçus sont un composé des échos d'un très grand nombre de différentes particules d'air (hydrometeors), ou d'irrégularités de l'indice de réfraction de l'air, [5], [6], [37]. De ce fait ces échos sont supposés être modélisés comme étant un *processus aléatoire* dont la densité spectrale de puissance obéira à la distribution statistique Normale (*Loi Gaussienne*). Cette supposition est justifiée par le théorème limite central, [5],[6],[37].

Le radar pulse Doppler conventionnel de simple polarisation emploie les mesures de la réflectivité radar Z et de la puissance des signaux reçus P_r pour le calcul des distances R aux quelles se trouvent ces perturbations. La vitesse radiale V_r, et la structure des orages quant à eux sont estimées par le biais de l'effet Doppler et de l'utilisation d'algorithmes d'estimation et de traitement du signal, [5], [6]. L'un de ces algorithmes est basé dans le domaine temporel (pulse-pair) et les autres dans le domaine fréquentiel (FFT, AR, et ARMA(n,1)), leurs résultats seront présentés dans les sections (5-3 et 5-4).

Les échos météorologiques produisent au niveau du récepteur radar une tension complexe $Z = I + j.Q$ caractérisée par une puissance qu'on appelle spectre Doppler (puissance des échos radar en fonction des vitesses moyennes). Un programme de simulation de ces échos de vent fournira deux canaux, un pour les composantes en phase I, et un autre pour les composantes en quadrature de phase Q pour une polarisation donnée (horizontale (I_H, Q_H), ou verticale (I_V, Q_V)) et une puissance moyenne du signal émis P_e donnée, [1], [19], [37].

Si l'on assume que l'écho d'une microrafale de vent humide ($dBz > 25$) est un processus *Gaussien* stationnaire, il s'ensuit que ce processus sera complètement caractérisé par sa fonction de covariance et il est ainsi suffisant de calculer l'autocorrélation complexe des signaux I & Q, pour pouvoir ensuite estimer ses caractéristiques dimensionnelles comme celle de la vitesse radiale moyenne V_r, de sa variance estimée σ_v^2 et son changement de direction (positive ou négative).

Les paramètres impliqués dans la génération des échos I et Q et de leur spectre, sont respectivement le nombre de particules N_P présente dans un volume de contrôle radar, la réflectivité Z du radar et la réflectivité logarithmique Z_{DR}, et la forme du coefficient d'autocorrélation $\rho(k), k > 1$ au temps k. Dans cette section du projet on présente la méthode, appelée **FCG** (générateur rapide de convolution), [19], [Zrnic 1975], [37], où on utilisera une convolution rapide dans le domaine des fréquences.

L'écho radar de la microrafale du vent, supposé comme étant un processus stationnaire est caractérisé par la densité spectrale de puissance PSD *gaussienne* donnée par l'équation suivante, [6], [19], [37] : -

$$S_f(f) = \frac{1}{\sqrt{2.\pi.\sigma_f^2}} exp\left[-\frac{(f - f_D)^2}{2.\sigma_f^2} \right] \qquad \textbf{(5-1)}$$

où :

- $S_f(f)$: est la densité spectrale de puissance de l'écho radar de la microrafale du vent en fonction de la fréquence du radar f (Hz).

- f_D(Hz) : est la fréquence Doppler caractérisant la perturbation du vent.
- σ_f(m/s) est la largeur spectrale du spectre de puissance de l'écho radar.

La fonction d'autocorrélation du processus stationnaire Gaussien est donnée ci-dessous comme suit [1], [5], [37] :-

$$R(n) = E[y^*(k).y(k+1)], \qquad n,k : entiers \tag{5-2}$$

où $y(k)$ représente un échantillon de la tension complexe $Z = I + jQ$ pris au temps k, et n représente la cellule de distance d'où les échos sont réfléchis.

Le rapport entre l'étendue du spectre doppler σ_f et l'étendue de la vitesse radiale moyenne des particules présentes dans l'air est donnée par l'équation ci-dessous, [5], [37] :-

$$\sigma_f = \frac{2\sigma_V}{\lambda} \tag{5-3}$$

où λ est la longueur d'onde du signal radar utilisé.

Le but du générateur est de produire un signal (tension) aléatoire complexe ayant les propriétés mentionnées dans les équations (5-1) et (5-3). Le schéma ci-dessous illustre bien le générateur rapide de convolution FCG des signaux I et Q.

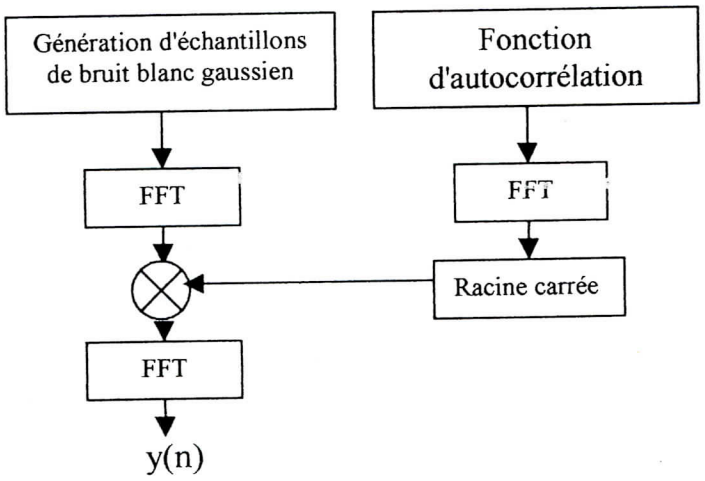


Figure 5-3 : Le générateur FCG des séquences aléatoires I & Q gaussienne [19]

Pour réaliser ce type de générateurs FCG en pratique, on peut utiliser un filtre FIR (Filtre à réponse impulsionnelle), [37]. Le principe de base de cette réalisation repose sur la "coloration" d'un spectre de bruit blanc par un filtrage linéaire. Le Bruit blanc *gaussien* complexe de densité de puissance $S_x(f)=1$, est coloré par un filtre FIR et la série temporelle représentant la tension complexe $Z(I,Q)$ obtenue par ce filtre dans le domaine fréquentiel est donnée ci-dessus par l'équation suivante :-

$$Y(f)=H(f).X(f) \qquad \textbf{(5-4)}$$

où $Y(f)$ et $X(f)$ représentent respectivement les transformées de Fourier des séquences $y(n)$, $x(n)$ et $H(f)$ est la fonction de transfert du filtre FIR utilisé. Le spectre de puissance de la séquence $y(n)$ est représenté par l'équation suivante :-

$$S_y(f)=|H(f)|^2. \qquad \textbf{(5-5)}$$

Le programme de simulation du spectre Doppler des échos radar de la perturbation météorologique du cisaillement de vent ainsi que ces signaux I et Q correspondant, sont mentionnés dans la section (5-2-2-2) et ceci est valable pour le cas des moyennes altitudes.

5-2-1-2- La modélisation α – stable filter (Lois de Lévy)

Le but de l'introduction de cette gamme de distributions statistiques appelée loi α-stable filter, [34], [39], pour la modélisation et la représentation du spectre Doppler et des signaux I et Q des échos d'une perturbation météorologique de cisaillement du vent, est celui de bien représenter le spectre entaché des échos fixes en présence de l'effet du clutter sol, pour les phases d'approches ou au voisinage du sol, [6],[8],[37].

La gamme des distributions α-stable est définie comme étant une généralisation directe de la loi *Gaussienne*, elle inclut en fait la distribution de densité

Gaussienne en tant que cas particulier ($\alpha = 2$). La caractéristique principale d'une fonction stable *non-Gaussienne* de fonction de densité de probabilité (pdf), est que ses spectres sont plus larges que ceux de la densité *Normale*. C'est l'une des raisons principales pour laquelle la loi α-stable (lois de Lévy) est considérée comme appropriée pour modéliser des signaux utiles et de bruit de natures impulsives. Cette loi définie par sa fonction caractéristique (pdf), est donnée ci-dessous, [34], [39]:

$$F(w) = exp(\delta.j.w - \gamma.|w|^{\alpha}) \qquad \textbf{(5-6)}$$

Les paramètres α, γ et δ décrivent complètement une distribution stable. L'exposant caractéristique α agit directement sur la largeur de la fonction de densité de probabilité (pdf) et de l'impulsivité du processus α-stable. En outre α peut prendre des valeurs dans l'intervalle [0,2], une plus petite valeur implique des étendues plus larges, alors que pour $\alpha = 2$ (cas Gaussien) la largeur spectrale est étroite. Le paramètre de dispersion $\gamma(\gamma > 0)$ joue un rôle analogue à la variance et se rapporte à la l'étendue de la distribution. Quand $\alpha = 2$ (cas Gaussien) la variance est égale à 2γ. En conclusion, le paramètre de dispersion δ est comparable à la moyenne de la distribution. En fait ils sont identiques pour $1 < \alpha \leq 2$, où δ peut prendre des valeurs dans l'intervalle $]-\infty, +\infty[$, [34], [39].

La justification théorique de l'utilisation de la distribution α-stable comme outil de modélisation statistique de base vient du théorème de la limite centrale généralisé. Ce théorème stipule que la somme de variables aléatoires indépendantes identiquement distribuées (i.i.d) avec ou sans variance convergent vers une distribution stable, [34], [39].

Si un signal ou un bruit observé peut être considéré comme somme ou résultat d'un grand nombre de variables indépendantes identiquement distribuées, alors le théorème de la limite centrale généralisé suggère qu'un modèle stable puisse être approprié pour le modéliser, [39].

Malheureusement, une expression de forme compacte n'existe pas pour la fonction de densité de probabilité stable, excepté pour les distributions Gaussiennes

($\alpha = 2$) et de Cauchy ($\alpha = 1$). De ce fait pour la modélisation du spectre de puissance de l'écho météorologique de la microrafale du vent, nous pouvons utiliser une interpolation linéaire entre la distribution gaussienne et celle de Cauchy pour α compris entre 1 et 2, et il est démontré, [34], que la densité de probabilité (pdf) de cette gamme de distributions est donnée par l'équation ci-dessous:-

$$\hat{f}_\alpha(x) = (1-p).f_1(x) + p.f_2(x) \qquad \textbf{(5-7)}$$

où le paramètre p est compris entre 0 et 1 ($0 \le p \le 1$) pour α compris entre 1et 2 ($1 \le \alpha \le 2$). $f_2(x)$, $f_1(x)$ sont respectivement les fonctions des densités de probabilité des distributions Gaussienne et de Cauchy.

De la référence [34], on peut utiliser l'approximation $P = g(\alpha)$:

$$g(\alpha) = 0.3484\alpha^2 - 0.0355\alpha - 0.3147 \qquad \textbf{(5-8-a)}$$

ou bien

$$p = (\alpha - 1)^{1.25} \qquad \textbf{(5-8-b)}$$

Donc pour notre cas d'étude, c'est à dire la modélisation de l'écho radar météorologique caractérisant une microrafale de vent, la fonction de densité de puissance du spectre Doppler météorologique est donnée comme suit :-

$$\hat{f}_\alpha(x) = (1-p).f_1(x) + p.f_2(x) \qquad \textbf{(5-9)}$$

avec :

- $f_1(x) = \left(\frac{1}{\pi}.\frac{1}{\left[1+(x-\theta)^2\right]}\right)$, loi de distribution de Cauchy (x,θ), centrée à θ.
- $f_2(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} exp\left(\frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right)$, loi de distribution normale de variables caractéristiques (μ,σ), de variance μ et de moyenne σ^2.

L'équation (5-8) représente l'interpolation numérique de la distribution α-stable filter (lois de Lévy), pour l'exposant α compris entre 1 et 2.

Donc en remplaçant l'exposant $\alpha = 1$ dans l'équation (5-8-b), on obtient ($p = 0$) et ceci va induire une distribution de Cauchy sur l'équation (5-9), bien sur après

élimination du deuxième terme par sa multiplication par le terme ($p=0$). De la même manière en remplaçant $\alpha=2$, dans l'équation (5-8-b) on obtient ($p=1$), ce qui impliquera l'élimination du premier terme (celui de Cauchy) et ainsi on aura une distribution *Gaussienne* dans l'équation (5-9). Pour les valeurs α comprises entre 1 et 2 ($1<\alpha<2$), on aura des spectres doppler de distributions intermédiaires.

Nous présentons dans la figure 5-4, les spectres Doppler non bruités simulés représentant une microrafale de vent de vitesse moyenne radiale de 5 m/s et ce pour différentes valeurs du paramètre α, ($1 \le \alpha \le 2$). Nous confirmons que les distributions caractérisées par des exposants α faibles ($\alpha=1$) ont des spectres plus larges que celles ayant des exposants α élevés ($\alpha>1$).

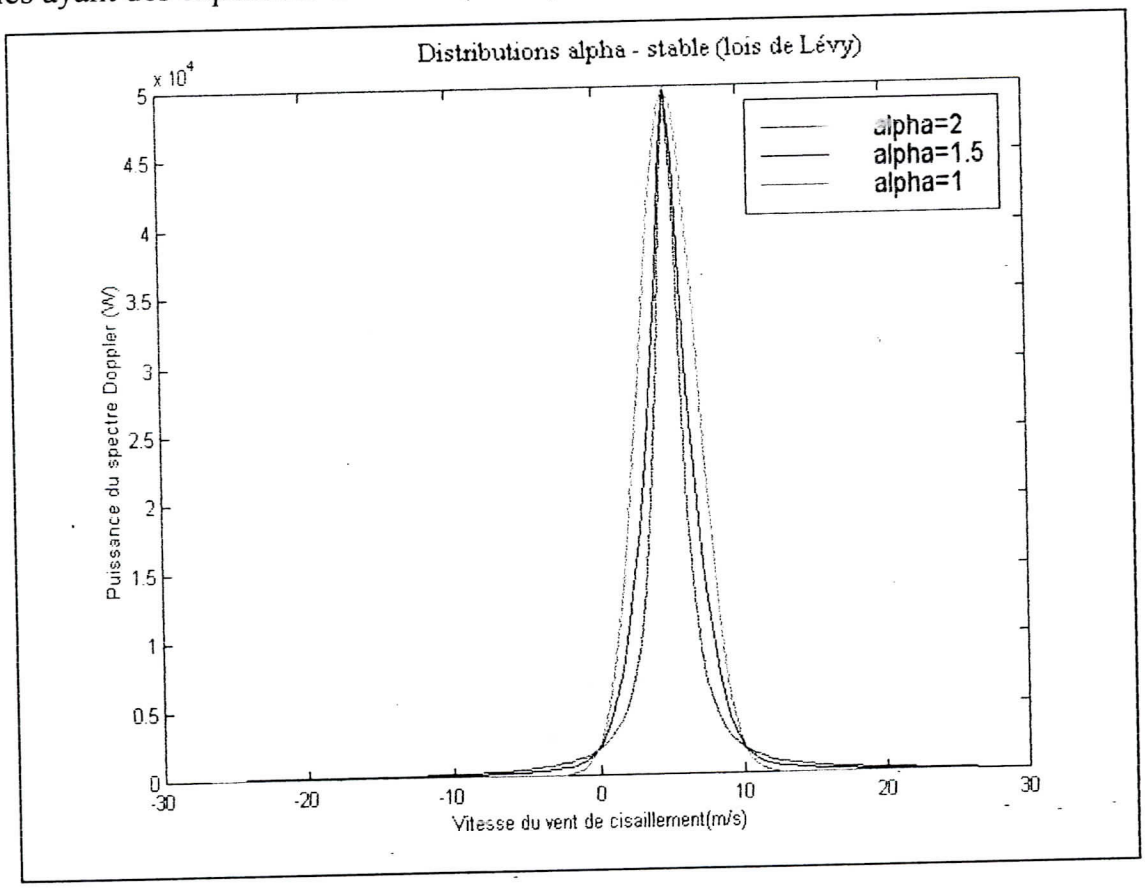


Figure 5-4 : Spectre Doppler non bruité, Représentation des différentes distributions ($\alpha=1$, Cauchy), ($\alpha=1.5$), ($\alpha=2$, Gaussienne).

La modélisation du spectre doppler des signaux radar I et Q représentants les échos radar d'une microrafale de vent à basse altitude, par la loi de Lévy pour différentes valeurs de l'exposant α, est illustrée par les figures (5-5), (5-6) et (5-7).

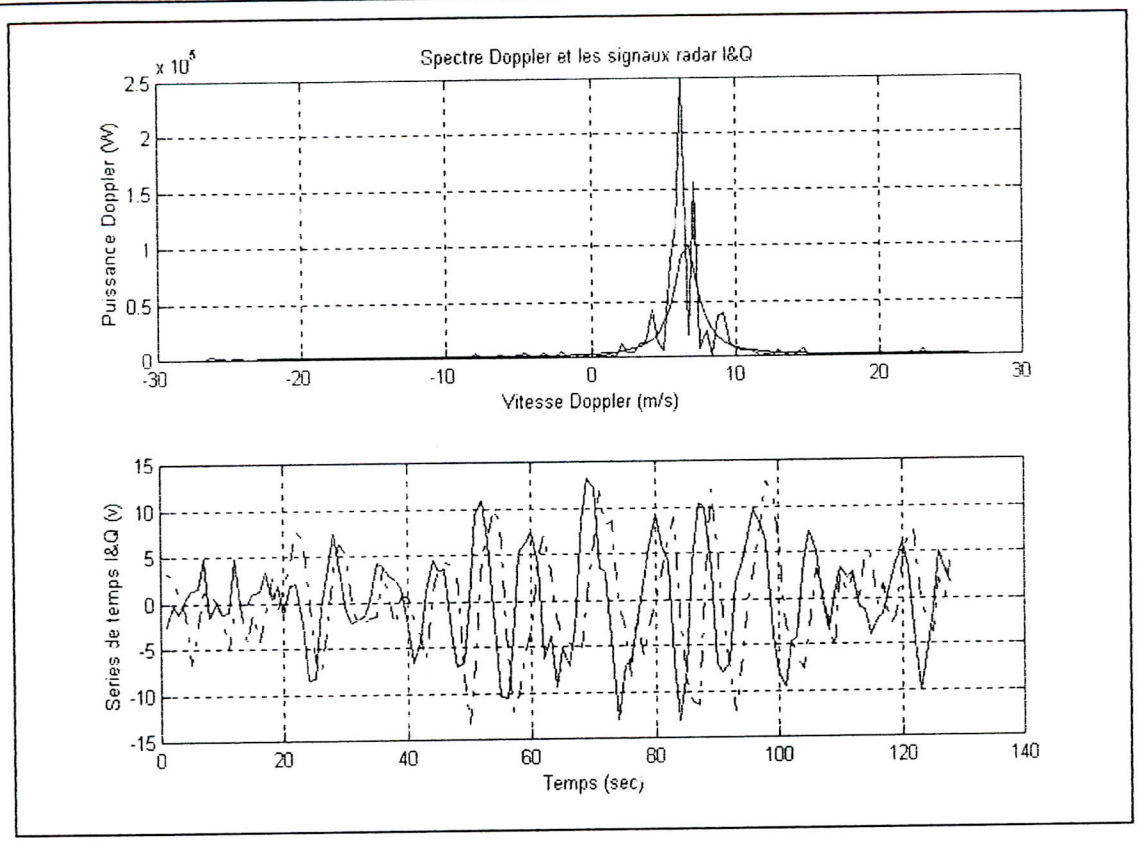


Figure 5-5 : Spectre Doppler de puissance de l'écho du vent et les signaux I & Q pour $\alpha = 1$

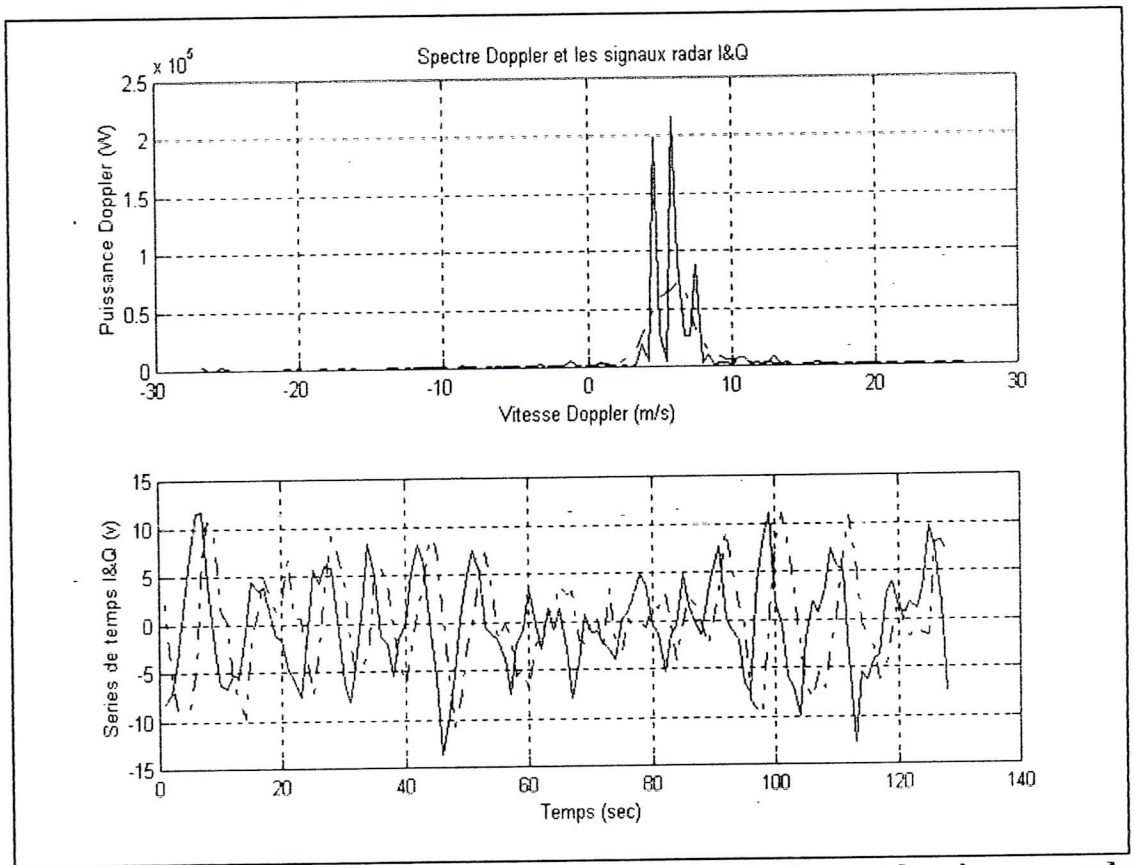


Figure 5-6 : Spectre de puissance de l'écho météorologique et les signaux radar I & Q pour $\alpha = 1.5$

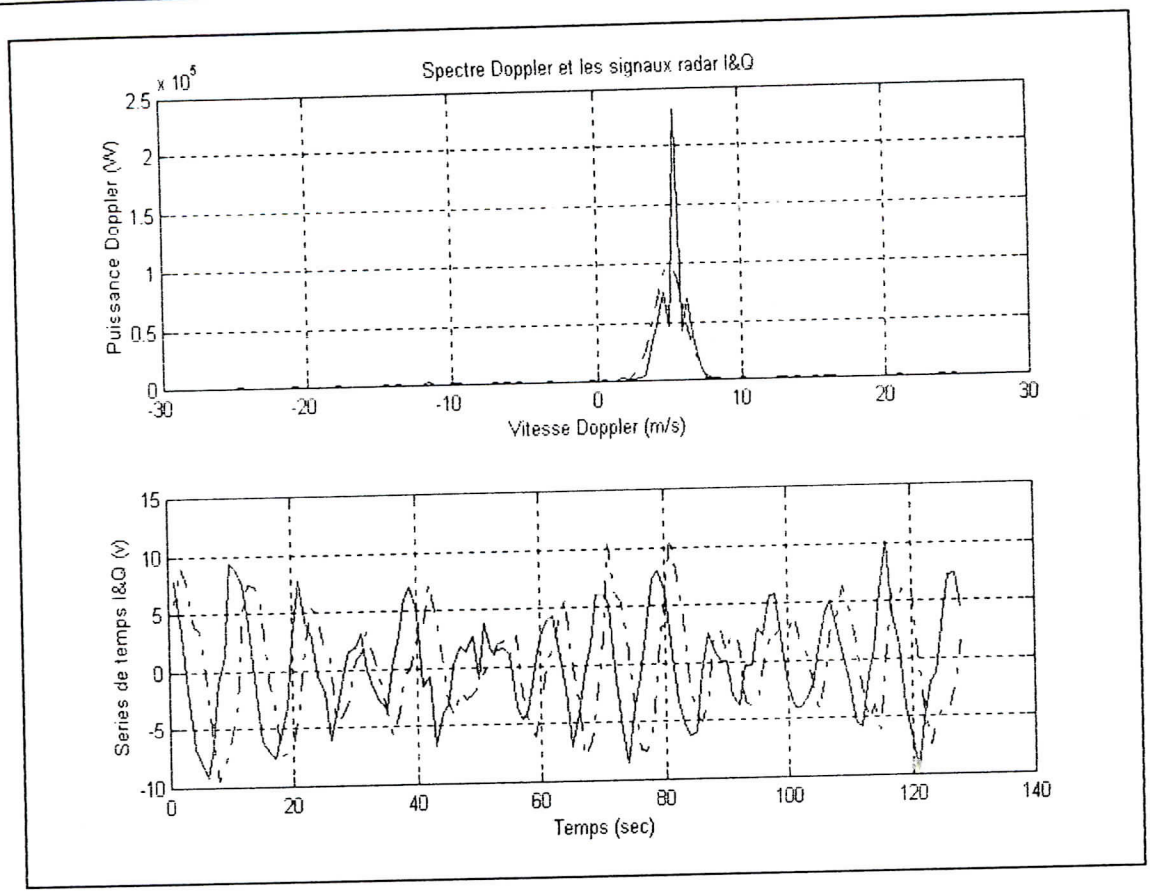


Figure 5-7 : Le spectre de puissance de l'écho météorologique et les signaux radar I & Q pour $\alpha = 2$

On constate effectivement qu'il y a un effet visible du bruit sur le spectre doppler de puissance de la perturbation du cisaillement de vent. Ce bruit est matérialisé par des pics de puissance secondaires (spikes). Ces pics secondaires de natures impulsives, sont d'autant plus nombreux pour des valeurs faibles de l'exposant α ($\alpha < 2$), ce qui convient bien à la modélisation des échos radar noyés dans un bruit de fond et particulièrement en basse altitude.

Notons que le taux du bruit de fond est beaucoup plus important en basse altitude, et notamment quand l'antenne balaye à proximité du sol, il peut provenir des réflexions du sol, ou des véhicules circulant dans l'agglomération couverte par le radar pulse doppler météorologique,[1],[8].

En pratique ces pics de puissance secondaires (spikes) caractérisés par des vitesses presque nulles peuvent nuire à la qualité des estimations faites sur le spectre doppler, ce qui rend nécessaire l'utilisation de filtres adaptatifs afin de les éliminer du contenu spectral des échos radar, [1],[8].

5-2-2- GENERATION DES DONNEES DE SIMULATION

5-2-2-1- HYPOTHESES DE TRAVAIL [2] [9]

Il est démontré [6],[8],[9],[20] que le signal reçu des cibles météorologiques est bien représenté par un processus aléatoire de distributions statiques comprises entre les lois Gaussienne (à bande étroite) et de Cauchy selon la prédominance du bruit, voir la figure (5-8).

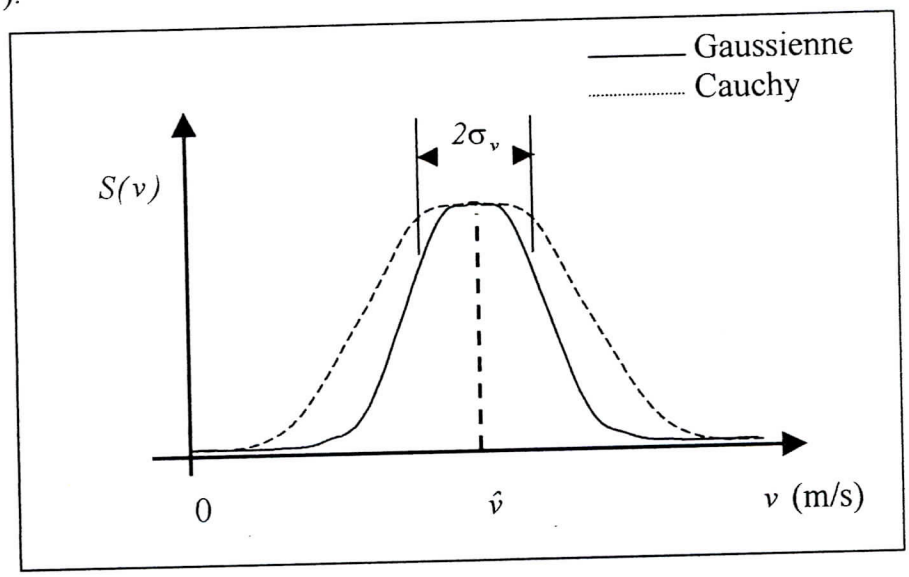


Figure 5-8 : Le spectre Doppler météorologique, Puissance reçue fonction de la vitesse moyenne Doppler [6].

C'est une conséquence directe du fait que ;

1) Le nombre de réflexions dans le volume illuminé par l'impulsion radar émise est grand ($>10^6$);
2) Le volume illuminé d'impulsion est grand comparé à la longueur d'onde transmise;
3) Le volume d'impulsion est rempli de réflexions, causant toutes des phases aléatoires comprises entre 0 et 2π ;
4) Les particules sont en mouvement les unes par rapport aux autres. Ce mouvement est dû à la turbulence crée par le cisaillement du vent, et à leurs vitesses qui sont aussi variables.

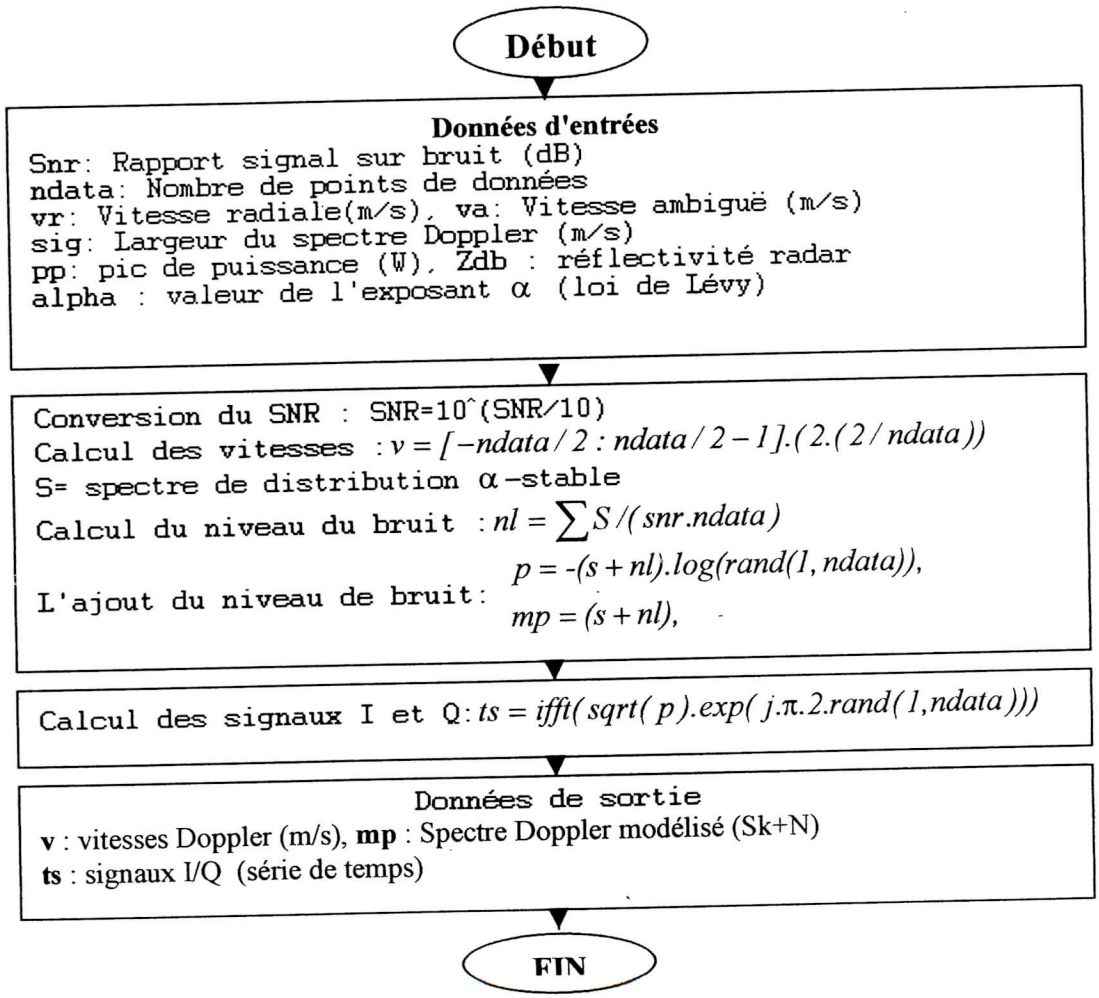
La superposition des champs électriques dispersés d'un tels grand nombre de particules (chacune à phase aléatoire) donne lieu, par le théorème de limite centrale, un signal avec des statistiques gaussiennes [6], [9].

Puisque les particules sont en mouvement les unes par rapport aux autres, il y a également une diffusion de Doppler, souvent désignée sous le nom du désaccord du spectre Doppler ou également de fréquence Doppler.

5-2-2-2- ROUTINE DE GENERATION DES DONNEES RADAR [20]

Nous employons des spectres avec **la forme gaussienne** avec des moments d'ordre zéro, un et deux pour $\alpha = 2$. Nous devrions produire le spectre Doppler et ce en employant l'algorithme de **Zrnic,**[9], [20] pour produire les signaux radar I et Q.

Les variables d'entrée pour notre routine devraient inclure le rapport signal sur bruit (SNR), la vitesse radiale v_r, *ndata* nombre des points de données, la vitesse ambiguë v_a, la largeur spectrale σ_v, et la puissance du signal émis *PP* ainsi que la réflectivité radar dBz. Les données en sortie doivent être, les vitesses Doppler, le spectre Doppler et les signaux I et Q (séries temporelles).



5-2-3- ETUDE DE L'EFFET DE CHAQUE PARAMETRE D'ENTREE SUR L'ECHO METEOROLOGIQUE

Dans cette phase on va essayer de mettre en évidence les résultats de simulation sous forme de graphes. Dans un premier temps on va discuter de l'effet de chaque paramètres d'entrée sur le spectre Doppler des vitesses et sur les signaux I et Q. Les graphes représenterons à la fois le spectre Doppler bruité et non bruité. et les séries temporelles I et Q, [1], [20].

Puis dans un second temps on va essayer de commenter les résultats de l'incidence de chaque paramètre d'entrée sur les spectres Doppler et les signaux I et Q.

- **L'effet du rapport signal sur bruit SNR sur le spectre Doppler et les signaux I et Q :**

SNR=1dB

On constate qu'il y a trop d'ondulations sur le spectre Doppler (pic à 3.10^5 w), et les deux signaux I et Q se chevauchent , c'est à dire qu'on ne peut pas les distinguer à vue d'œil.

Ceci est évident, car le signal utile se confond avec le signal bruit (SNR=1), d'où la mauvaise distinction entre les deux signaux, voir figure (5-9). En pratique ceci peut se produire lorsque les signaux utiles radar et les signaux parasites sont de même niveau,[5],[9].

SNR=10dB

Un niveau de bruit de 10dB, cela signifie que le signal a un niveau supérieur au bruit de dix fois.

On constate qu'il y a moins d'ondulations que le cas précédent, et on distingue un pic de puissance bien apparent sur le spectre Doppler bruité des vitesses à une magnitude de $2{,}8.10^5$ w. Et les signaux I et Q ne se chevauchent pas, voir figure (5-10).

- **L'effet du nombre de points de données** *ndata* **sur le spectre Doppler et les signaux I et Q :**

On peut dire qu'à partir de 256 points on aura les mêmes propriétés si on augmente encore ce nombre (i.e. symétrie/ répétition), comme on peut le voir sur les figures (5-11) et (5-12) . Ce nombre est donné en puissance de 2 (ndata=2^n).

Le nombre de point a une relation directe avec le temps et la cellule de distance sur laquelle on a effectuer les prélèvements. Donc pour avoir une bonne simulation du phénomène physique et de bonnes résolutions des signaux radar I et Q et des spectres Doppler correspondants autant prendre un temps significatif, c'est à dire, $256.T_S = 256.(1/2000) = 01280$., [20], [21].

Donc, le nombre de points de données ndata pour une cellule de distance (échantillons), n'affecte en aucune manière les propriétés du spectre Doppler, sauf si le phénomène du cisaillement de vent s'étale sur plusieurs secondes. Dans ce cas la, il faut augmenter encore le nombre de points (en puissance de 2), [20].

- **L'effet du pic de puissance du signal émis sur le spectre Doppler et les signaux I/Q :**

Le pic de puissance du signal émis a une influence directe sur le l'amplitude du spectre des vitesses Doppler reçues. Donc si le pic de puissance augmente, l'amplitude du spectre augmente et l'inverse est vrai, comme on peut le vérifier sur les figures (5-13) et (5-14).

Ceci s'explique aussi, par un dilemme qui existe entre une puissance élevée ou faible des signaux radar à émettre; Car pour pouvoir émettre un signal de puissance élevée, celui-ci nécessitera un matériel coûteux et encombrant, et avoir un signal de puissance faible peut nuire à la qualité de détection des précipitations en raison des atténuations provoquées par les obstacles fixes (échos fixes),[20],[8].

La présence d'un pic de puissance sur le spectre Doppler reçu, signifie la présence d'une perturbation de cisaillement du vent (microrafale de vent), et ce même pic lui correspond sa vitesse qu'on peut lire directement sur l'axe des abscisses (axe des vitesses du spectre Doppler).

Si l'on prend la figure (5-13), on voit bien l'existence d'un pic de puissance Doppler, qui représente une microrafale de vent à une vitesse de 5.44 m/s.

- **L'effet de la largeur spectrale σ_v (m/s) (sigma) sur le spectre Doppler et les signaux I et Q :**

Sigma=0.25 m/s

Les vitesses Doppler sont comprises entre (4.5 et 5.0 m/s), voir figure (5-15).

Sigma=1 m/s

Les vitesses Doppler sont comprises entre (4 et 6 m/s), voir figure (5-16).

Sigma=10 m/s

Les vitesses Doppler sont comprises entre (15 et 25 m/s), voir figure (5-17).

En effet, sigma a une influence directe sur la largeur du spectre Doppler,[6],[19]. Donc si on veut avoir un spectre plus large on augmentera sigma et ceci signifiera qu'on va tenir compte d'un nombre plus grand de phénomènes de précipitations météorologiques autre que ceux du cisaillement de vent. Et si l'on veut réduire la largeur du spectre météorologique, c'est à dire sélectionner la gamme des perturbations à détecter, on inversera l'opération, c'est à dire on réduit sigma σ_v. Ce paramètre σ_v (m/s) joue un rôle très important pour la modélisation des spectres doppler caractérisant les perturbations du vent, il signifie un écart moyen des variations des vitesses Doppler, [1], [8], [9].

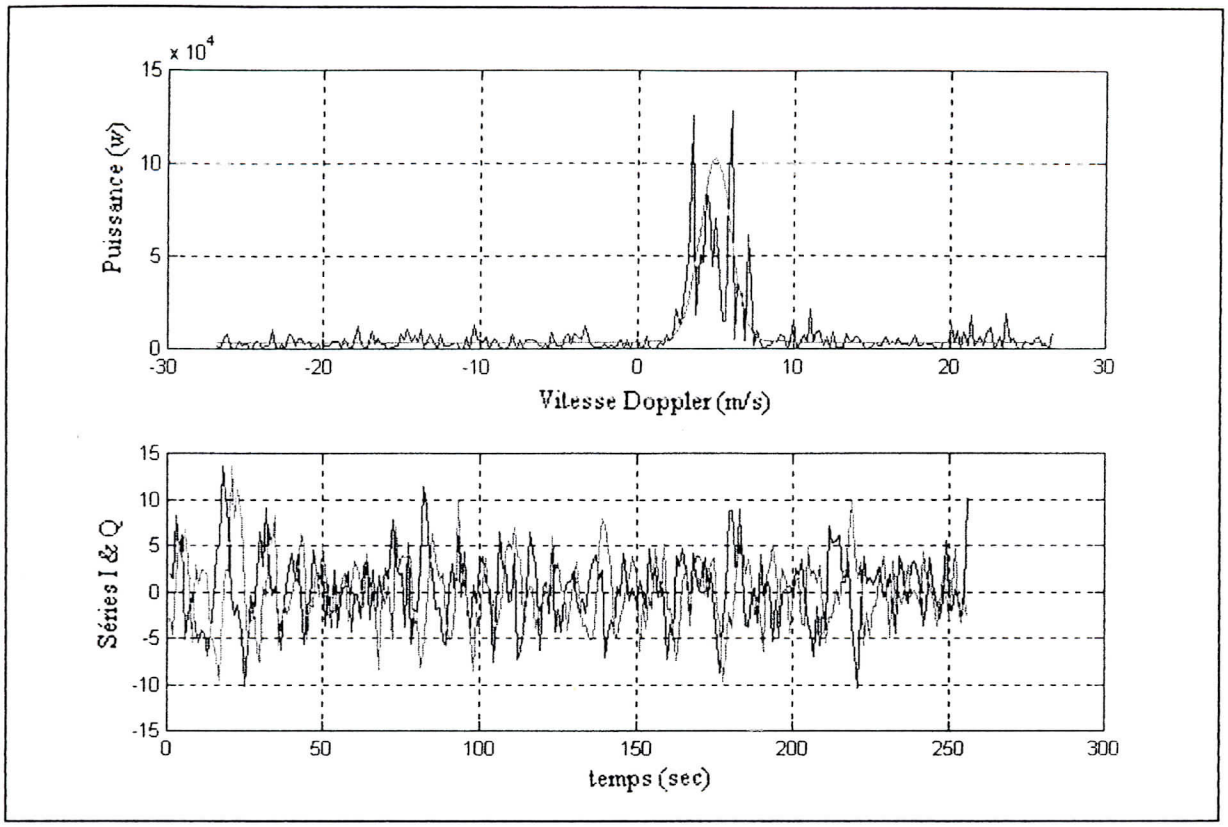


Figure 5-9 : L'effet du SNR sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (SNR=1)

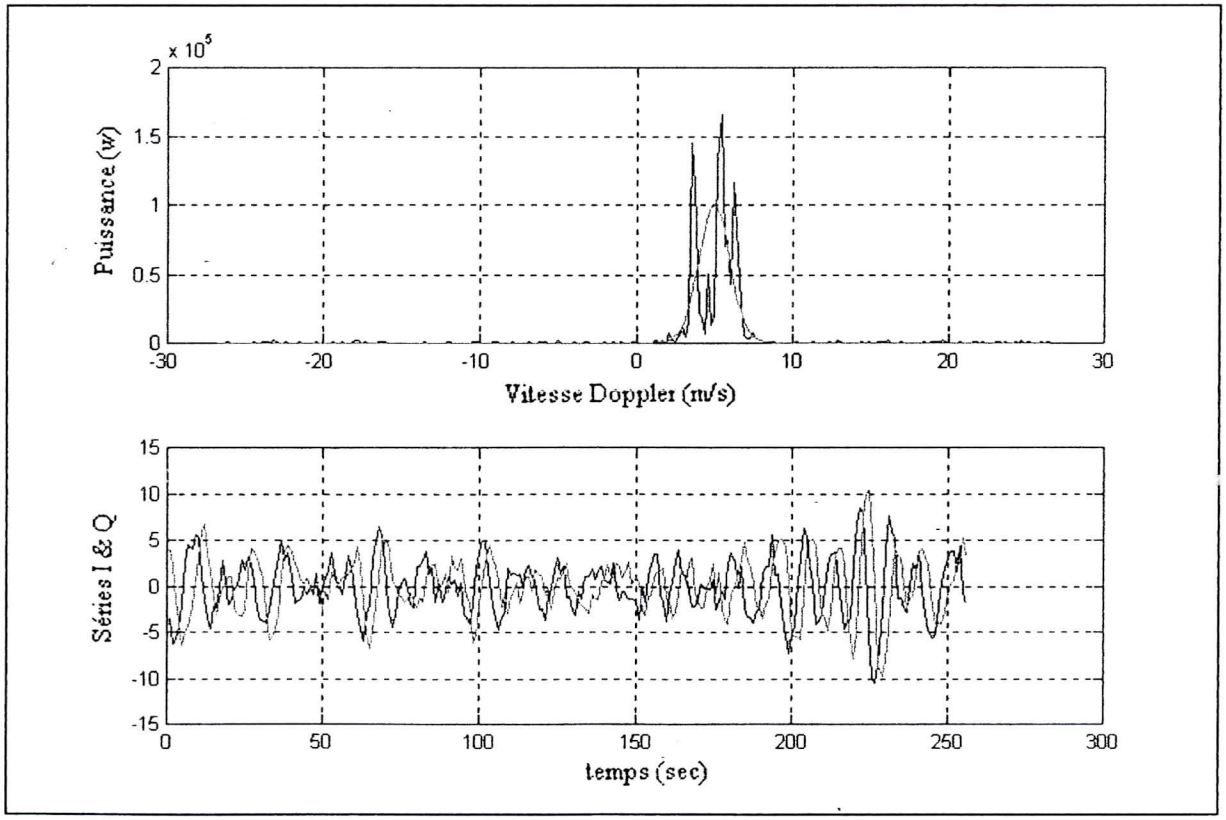


Figure 5-10 : L'effet du SNR sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (SNR=10)

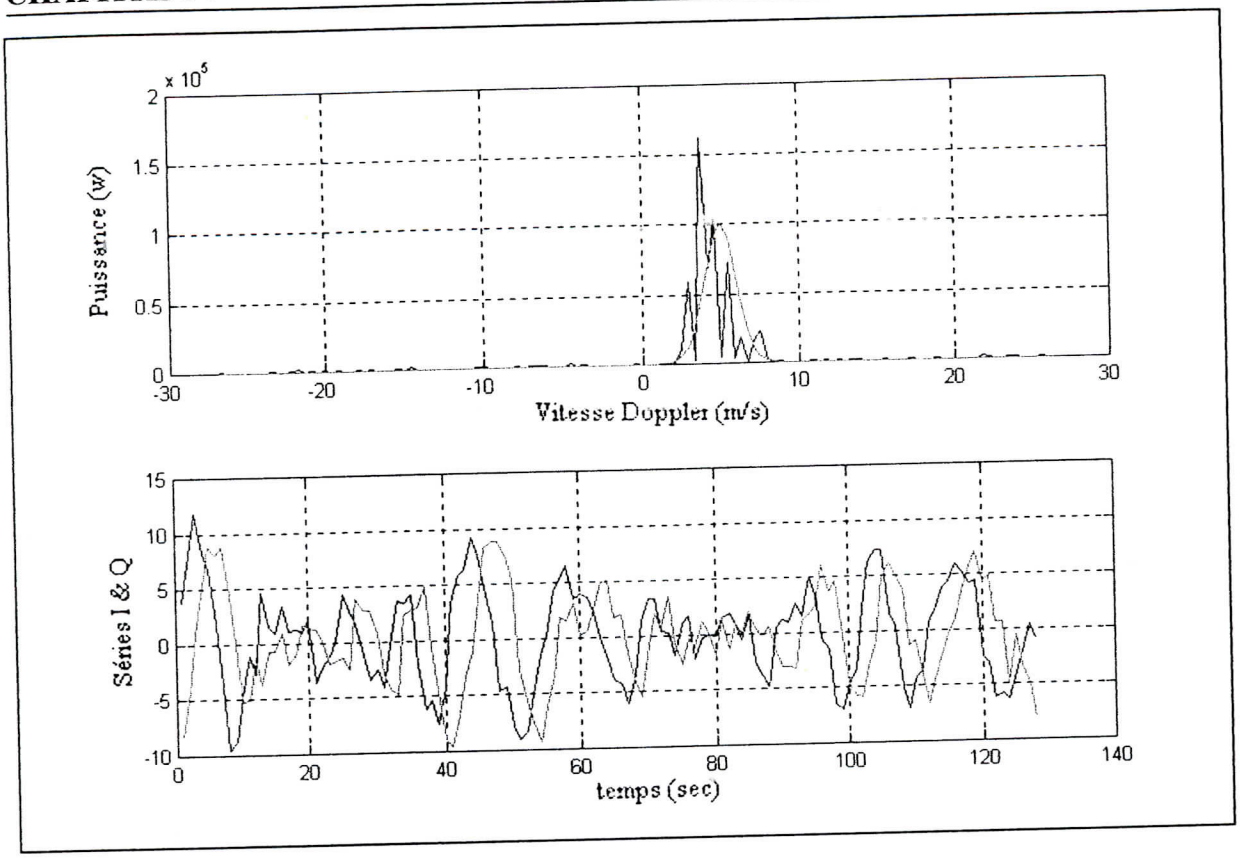


Figure 5-11 : L'effet du nombre de données ndata sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (ndata=128)

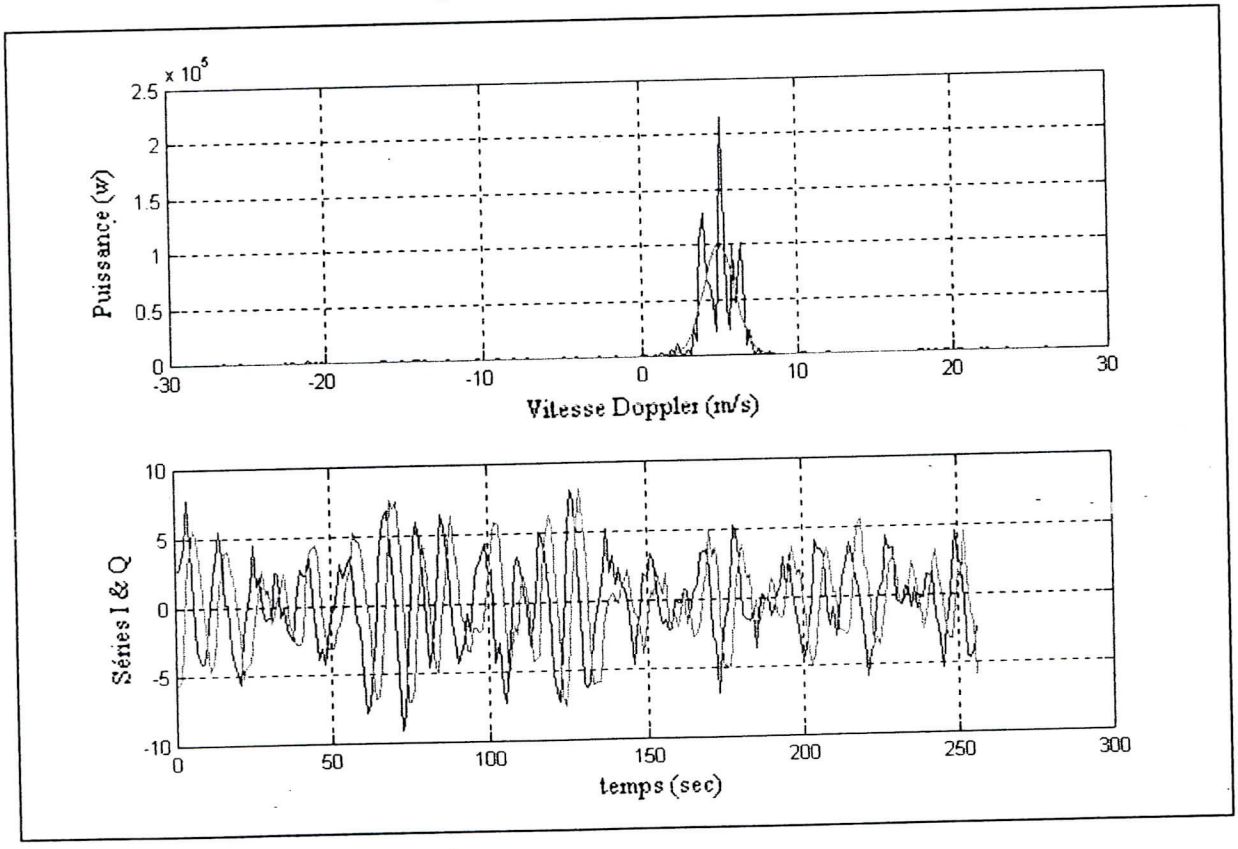


Figure 5-12 : L'effet du nombre de données ndata sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (ndata=256)

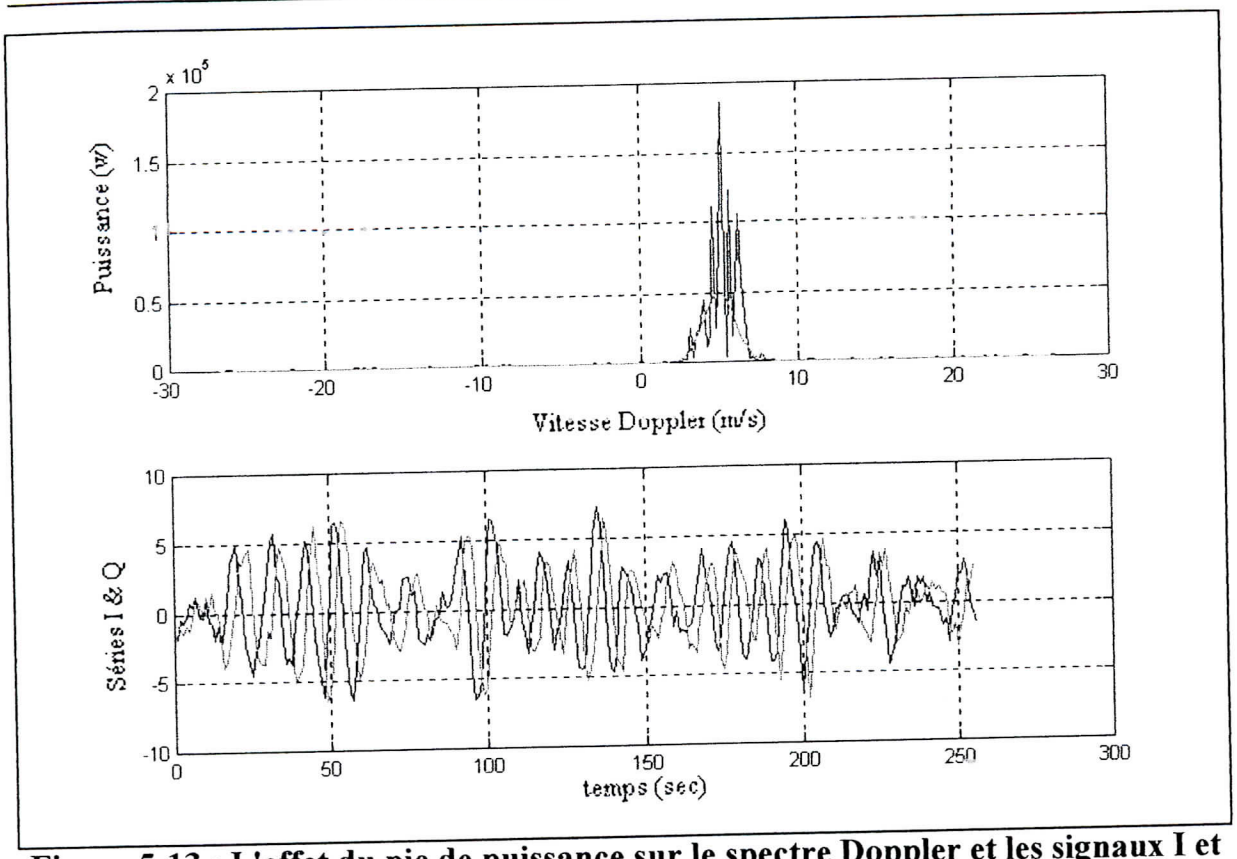


Figure 5-13 : L'effet du pic de puissance sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (pp=125.10^3 w)

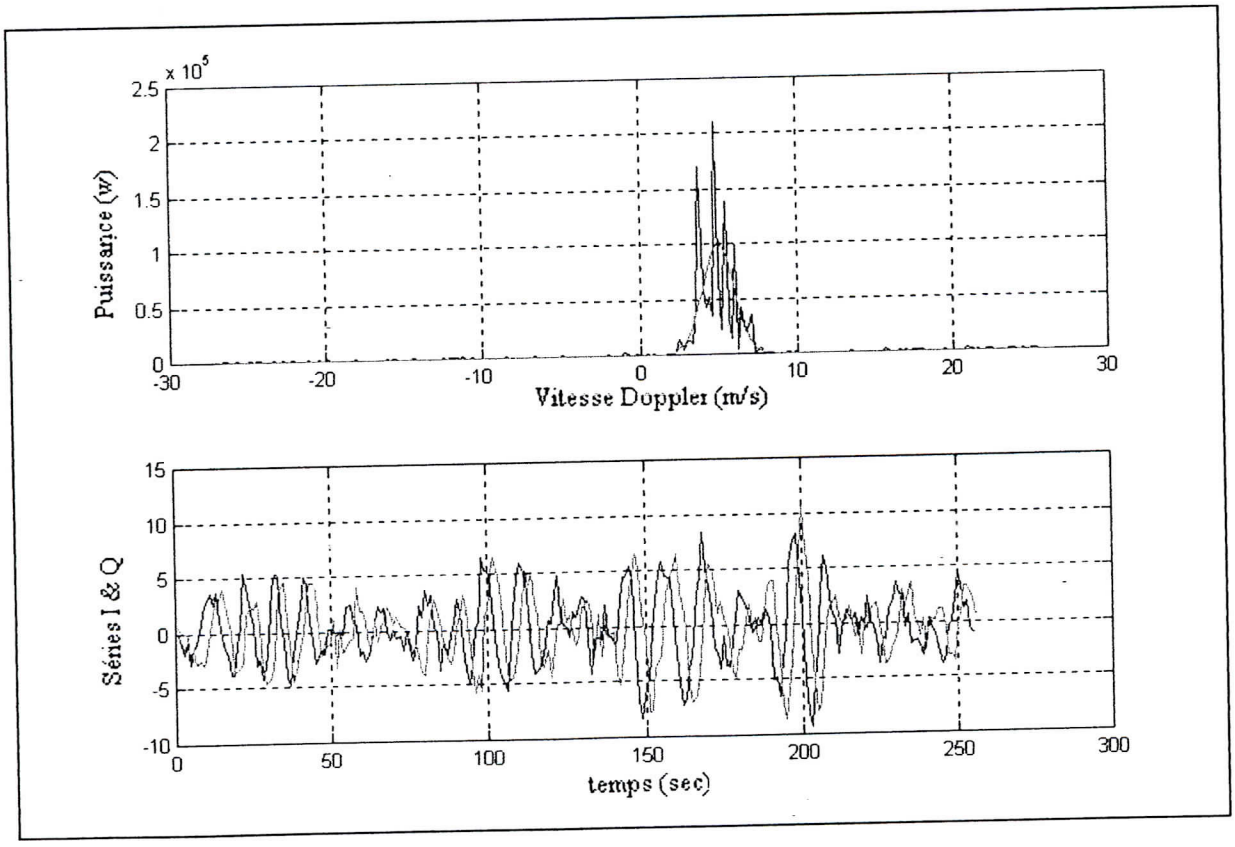


Figure 5-14 : L'effet du pic de puissance (pp) sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (pp=250.10^3 w)

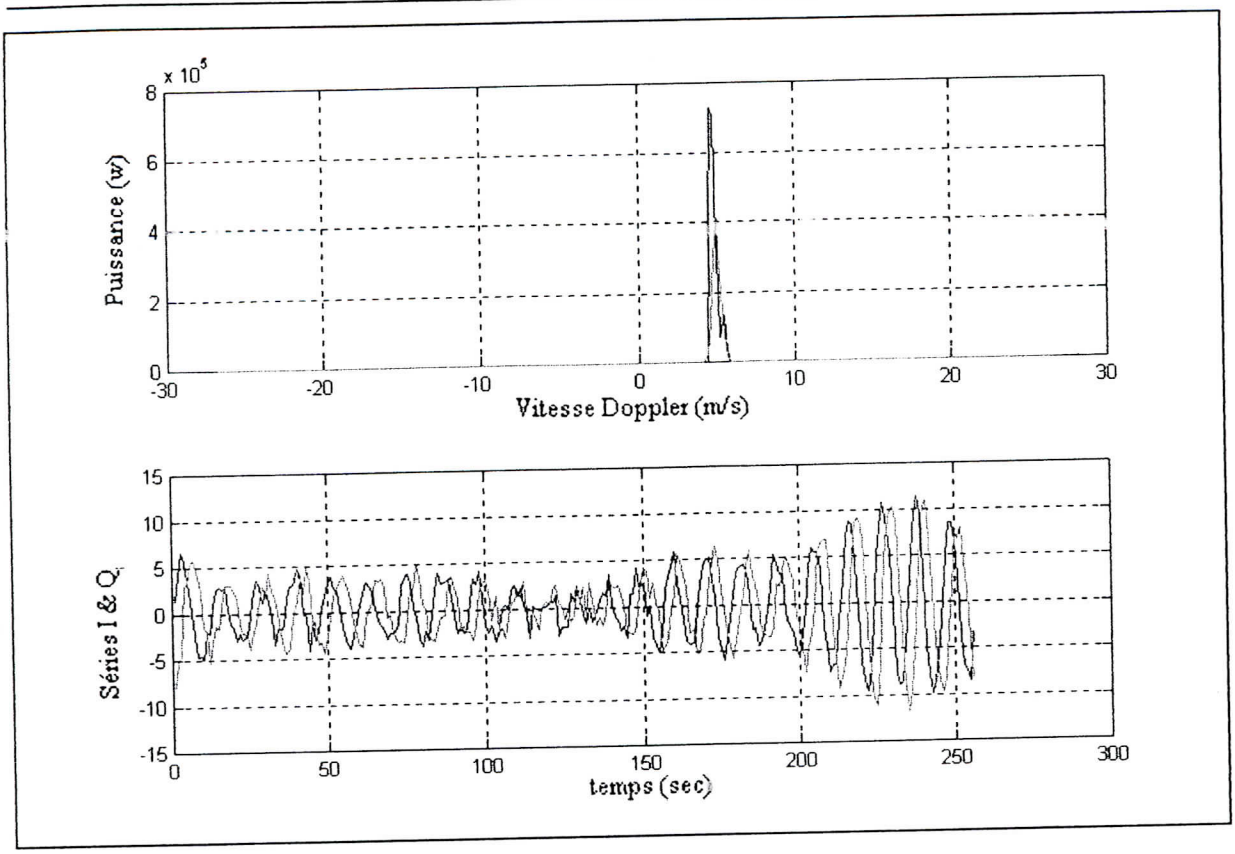


Figure 5-15 : L'effet de la largeur spectrale sigma sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (sig=0.25 m/s)

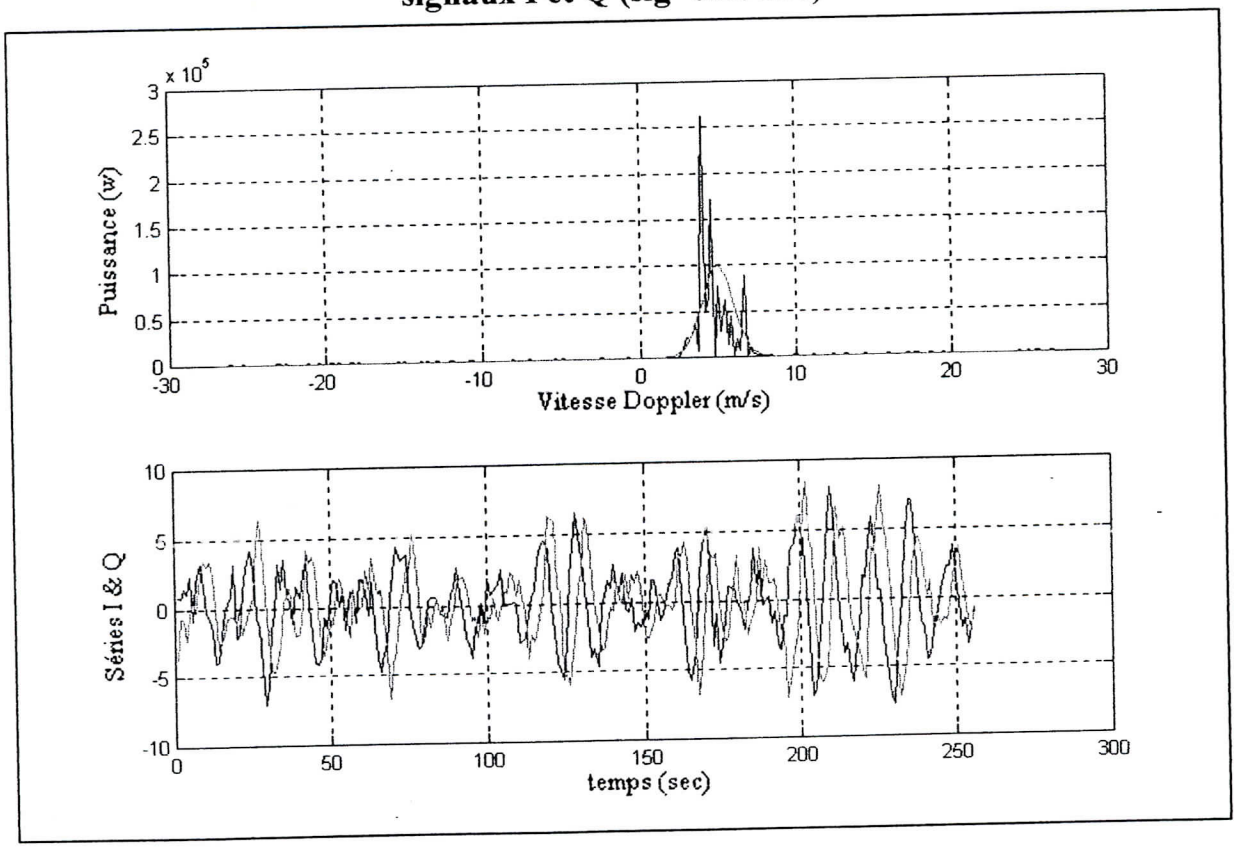


Figure 5-16 : L'effet de la largeur spectrale sigma sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (sig=1 m/s)

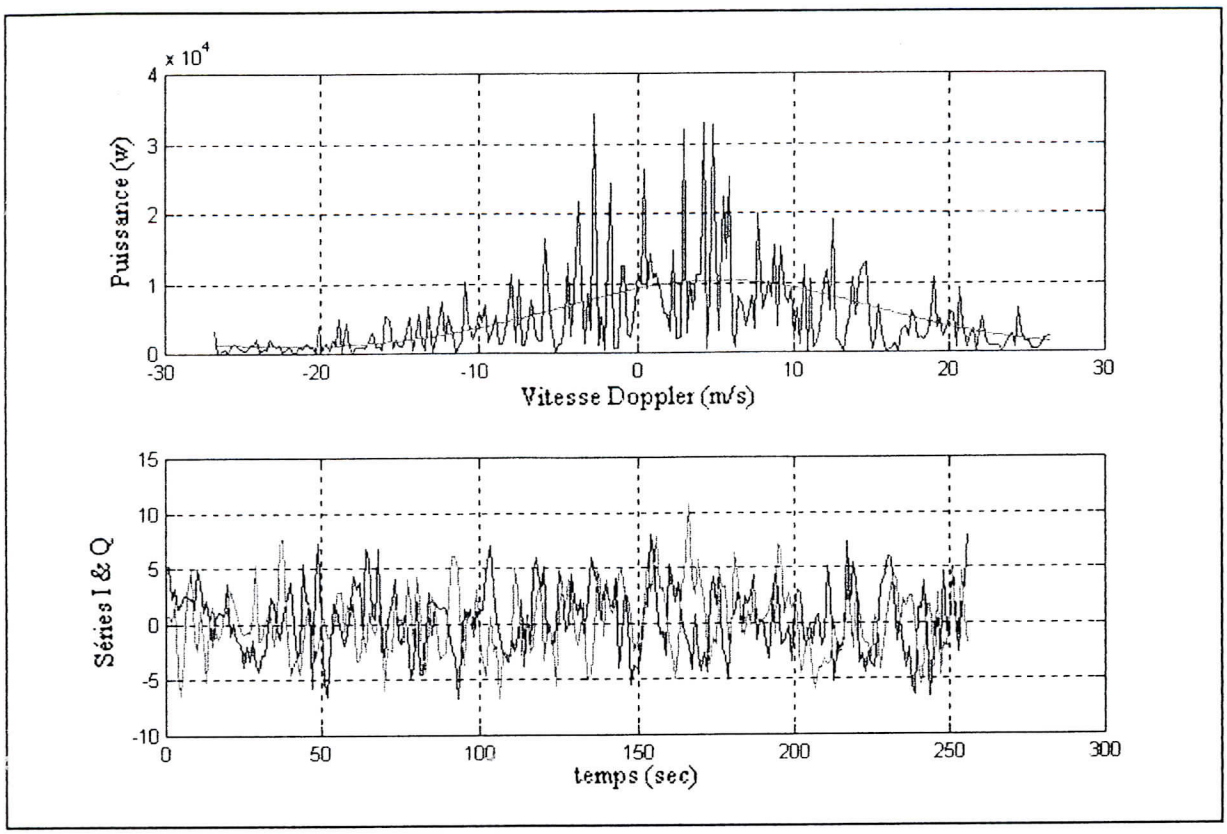


Figure 5-17 : L'effet de la largeur spectrale sigma sur le spectre Doppler et les signaux I et Q (sig=10 m/s)

5-3- LES PROGRAMMES DE SIMULATION

Dans cette partie on va présenter l'ensemble des programmes et sous-programmes qui nous permettront, de mener par la suite une étude comparative de l'ensemble des modèles d'approximations utilisés pour l'estimation de la vitesse moyenne du cisaillement du vent v_{PP}, sa variance σ_v^2 et de sa largeur spectrale σ_v.

Les programmes de simulations sont nommés comme suit :

1- Routine de génération des signaux radar I et Q RADARIQ (voir la section précédente 5-2-2-2).

2- Sous programme de calcul pulse-pair PULSEPAIR.

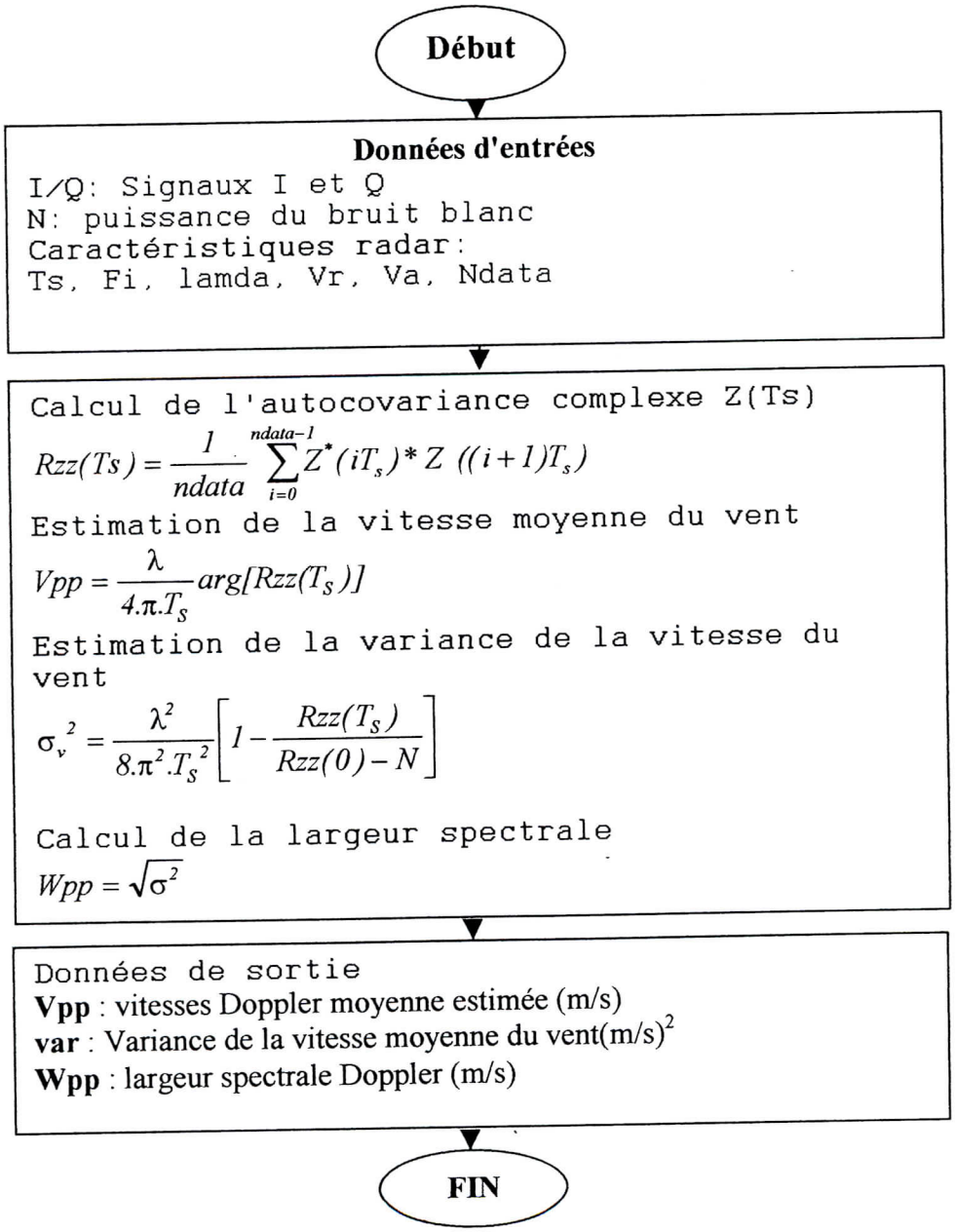
3- Sous programme de calcul de Fourier (méthode d'estimation DFT) FRPROG.

4- Sous programme de calcul AR (modèle autoregressif AR(n)) ARPROG.

5- Sous programme de calcul du modèle ARMA(n,1) à deux pas de prédiction 2STEP.

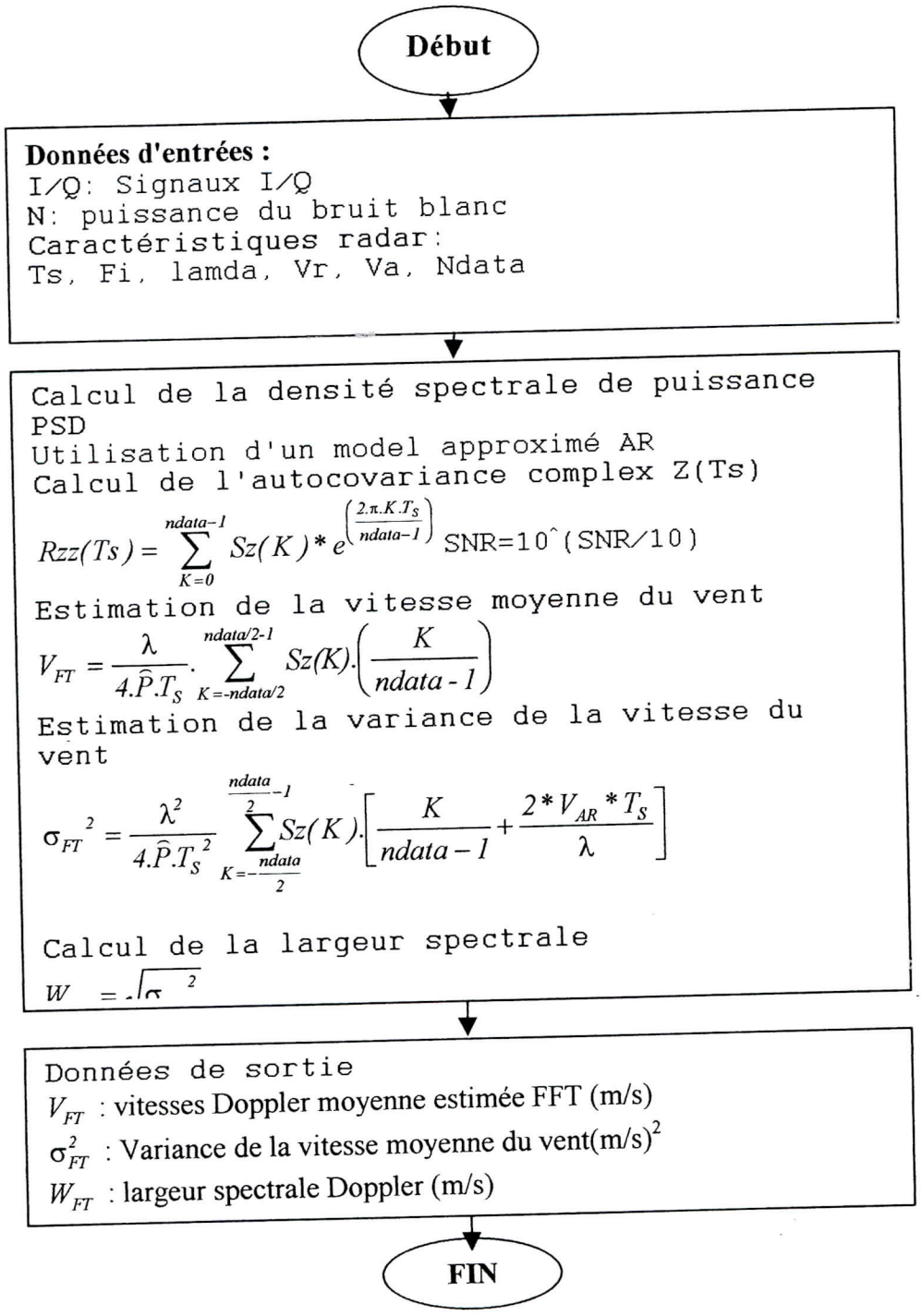
5-3-1- Sous programme de calcul pulse pair PULSEPAIR (domaine temporel).

L'algorithme d'estimation des moments d'ordre zéro, un et deux (algorithme pulse-pair); Soit l'estimation de la puissance, la vitesse radiale moyenne, la variance et largeur du spectre Doppler dans le domaine temporel, est élaboré à partir des références, [8],[6],[20] et [21], **PULSEPAIR**.



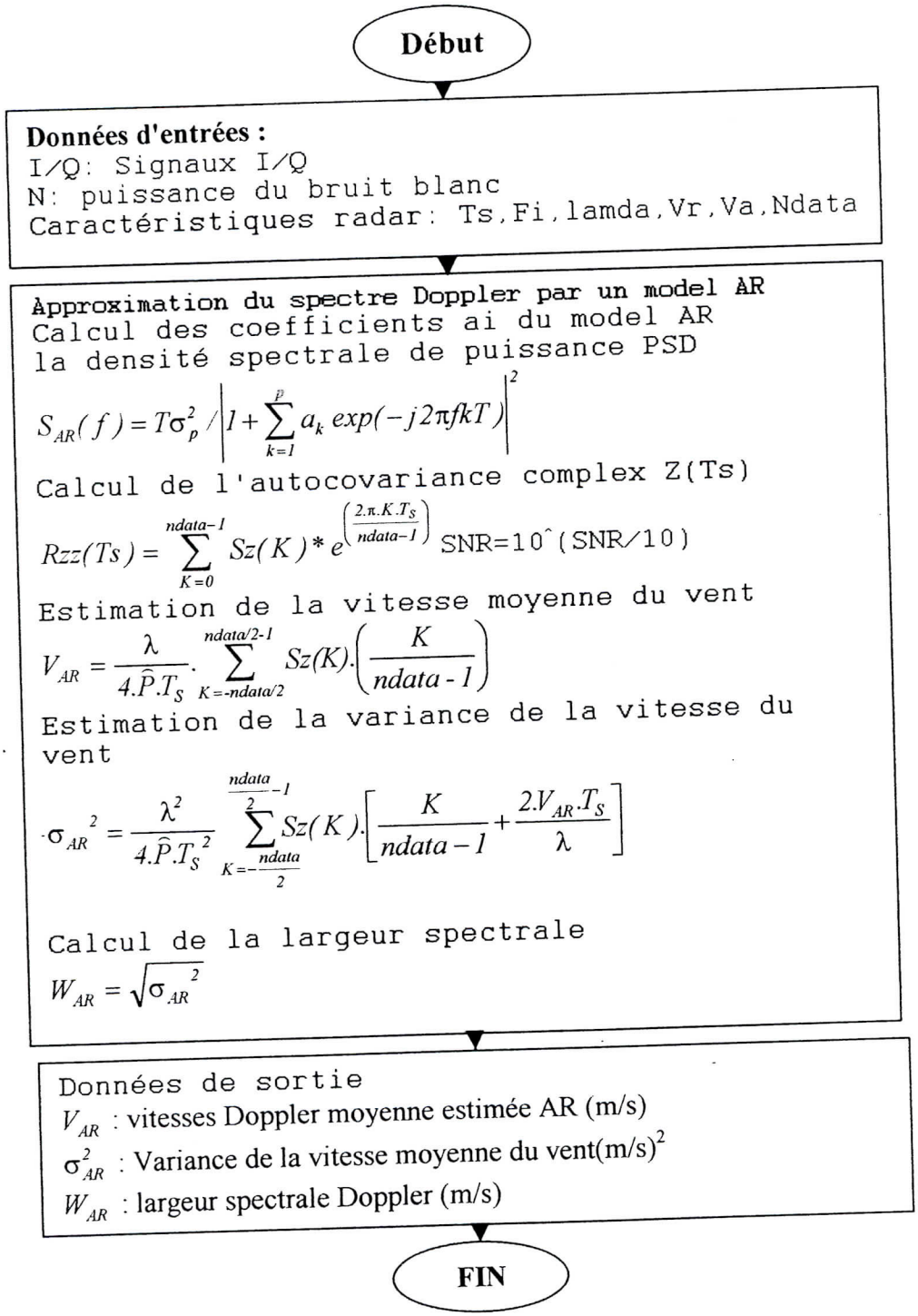
5-3-2- Sous programme de calcul de Fourier FRPROG

L'algorithme d'estimation des moments d'ordre un et deux (algorithme de Fourier DFT), pour l'estimation de la vitesse radiale moyenne de la microrafale de vent, de sa variance et de la largeur du spectre Doppler dans le domaine fréquentiel, est donné ci-dessous par l'organigramme **FRPROG**. [1],[8]



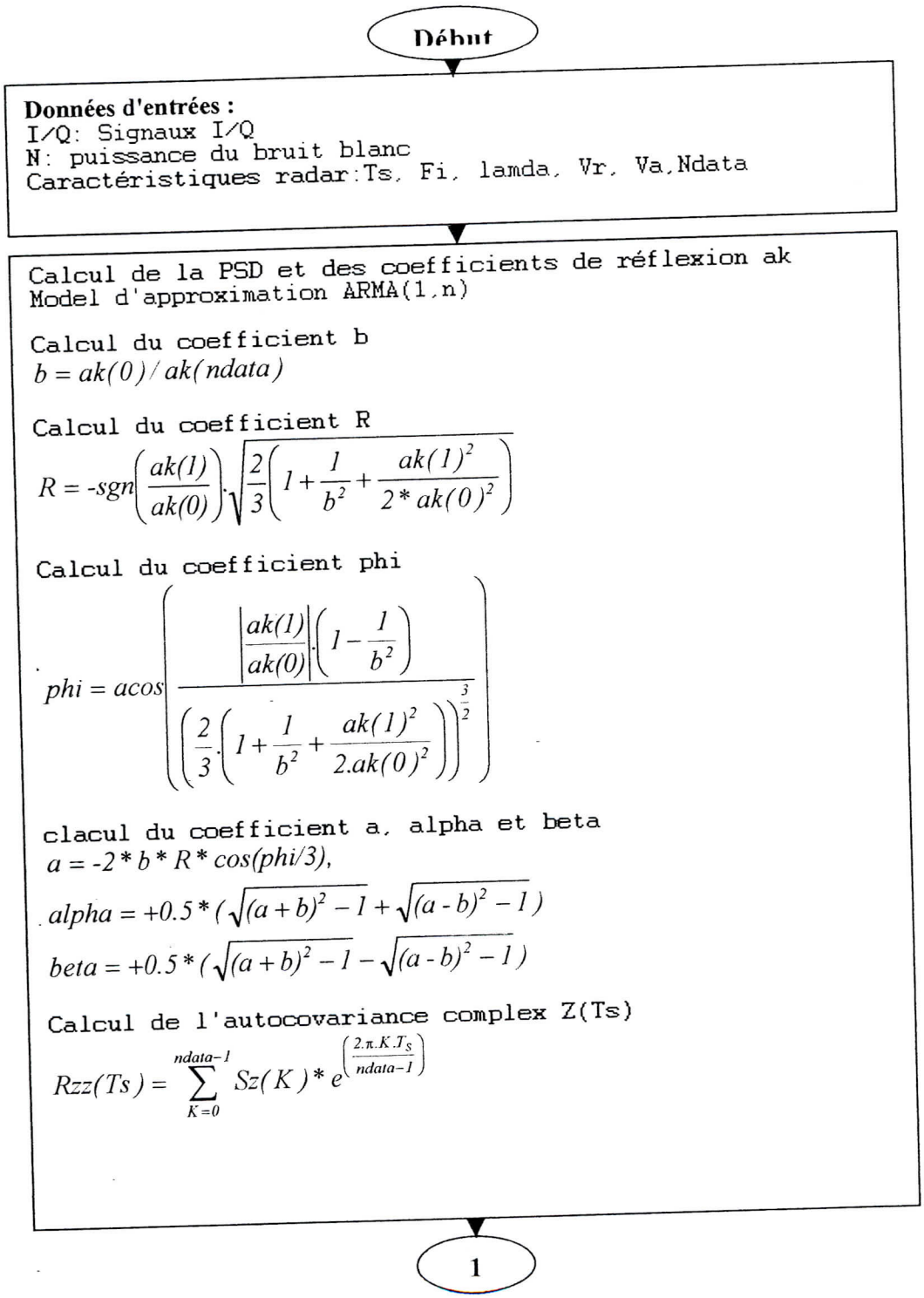
5-3-3- Sous programme de calcul AR ARPROG

L'algorithme d'estimation des moments d'ordre un et deux par le modèle autoregressif d'ordre n AR(n), pour l'estimation de la vitesse radiale moyenne du cisaillement du vent, de sa variance et de la largeur du spectre Doppler dans le domaine fréquentiel, est donné ci-dessous par l'organigramme, **ARPROG,** [1], [8].

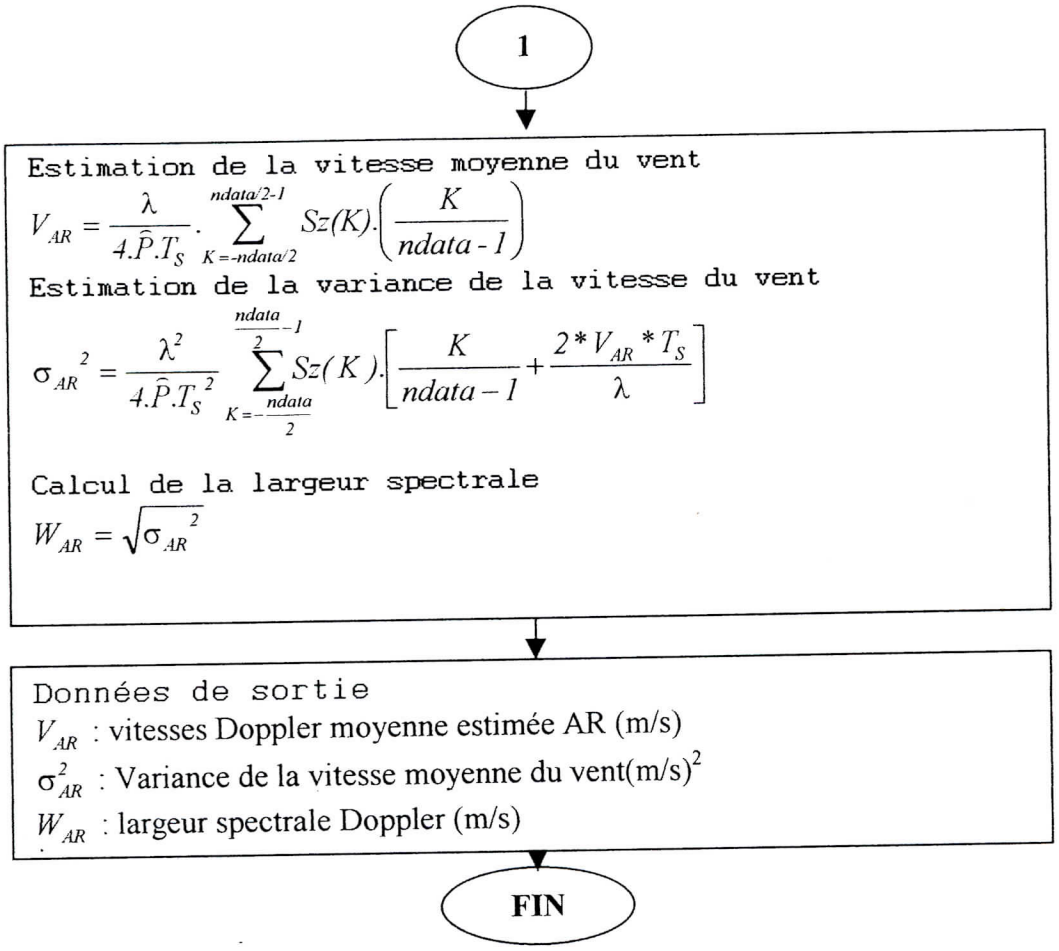


5-3-4- La routine de la méthode ARMA(n,1) à deux pas de prédiction 2STEP

L'algorithme d'estimation des moments d'ordre un et deux par la méthode ARMA(n,1) à deux pas de prédiction, pour l'estimation de la vitesse moyenne, la variance et largeur du spectre Doppler dans le domaine fréquentiel est donné ci-dessous par l'organigramme, **2STEP** , [7].



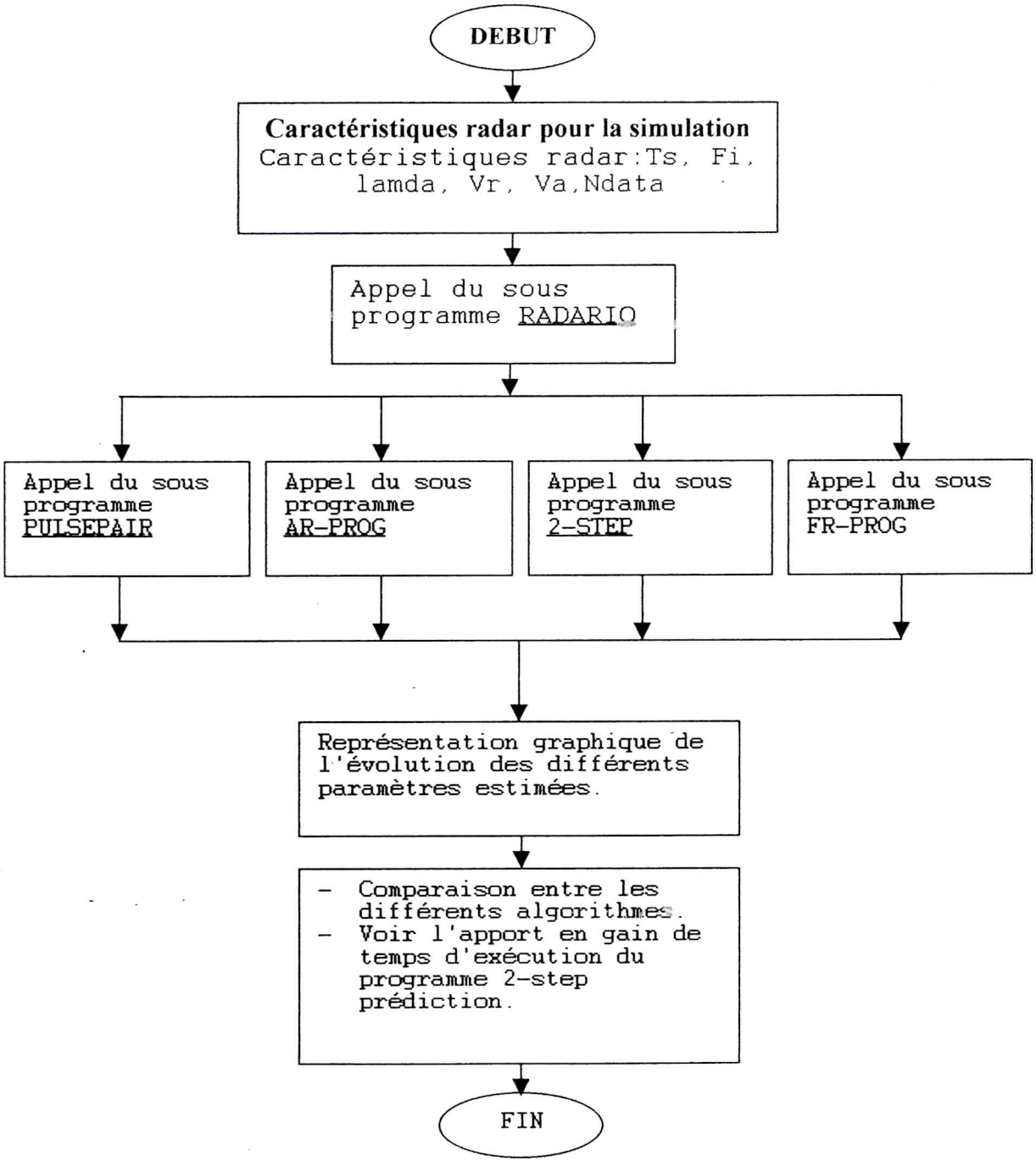
La suite du sous programme **2STEP**.



5-3-5- Programme général de simulation radar dénommé SIMUL1.

La structure du programme de simulation est constituée de l'ensemble des programmes déjà présentés.

La programmation de ces algorithmes à été faite sous le logiciel Matlab, qui est un logiciel interactif et convivial de calculs numérique et de visualisation graphique. Il possède un langage à la fois puissant et simple d'utilisation, [2],[22].


DEBUT
Caractéristiques radar pour la simulation
Caractéristiques radar:Ts, Fi, lamda, Vr, Va,Ndata
Appel du sous programme RADARIQ
Appel du sous programme PULSEPAIR
Appel du sous programme AR-PROG
Appel du sous programme 2-STEP
Appel du sous programme FR-PROG
Représentation graphique de l'évolution des différents paramètres estimées.
- Comparaison entre les différents algorithmes.
- Voir l'apport en gain de temps d'exécution du programme 2-step prédiction.
FIN

5-4- RESULTATS DES SIMULATIONS

Dans cette partie, on va s'atteler dans un premier temps sur les résultats obtenus lors des simulations de chaque méthode, et on donnera les constatations nécessaires. Puis on abordera l'étude comparative entre ces quatre méthodes.

On donne également les caractéristiques radar utilisées pour la simulation, puis on va porter graphiquement les différents paramètres obtenus.

Ces caractéristiques ont été utilisées par le professeur Robert D. Palmer dans ces travaux de recherche en laboratoire, [19].

$fi = 5.6.10^9$ Hz	: *Fréquence du signal émis.*
$\lambda = 3.10^8 / fi$ m,	: *Longueur d'onde signal émis.*
$Ts = 1/2000$ sec	: *Période d'échantionnage PRF.*
$snr = 10$ dB	: *Rapport signal sur bruit*
$ndata = 256$	: *Nombre de points (échantillons).*
$vr = 5$ m/s	: *Vitesse radiale du vent de cisaillement.*
$va = \lambda / 4.Ts = 26.78$ m/s	: *Vitesse ambigue.*
$sig = 1 m/s$	: *Largeur du spectre doppler.*
$pp = 250.10^3$ w	: *Puissance du signal émis.*

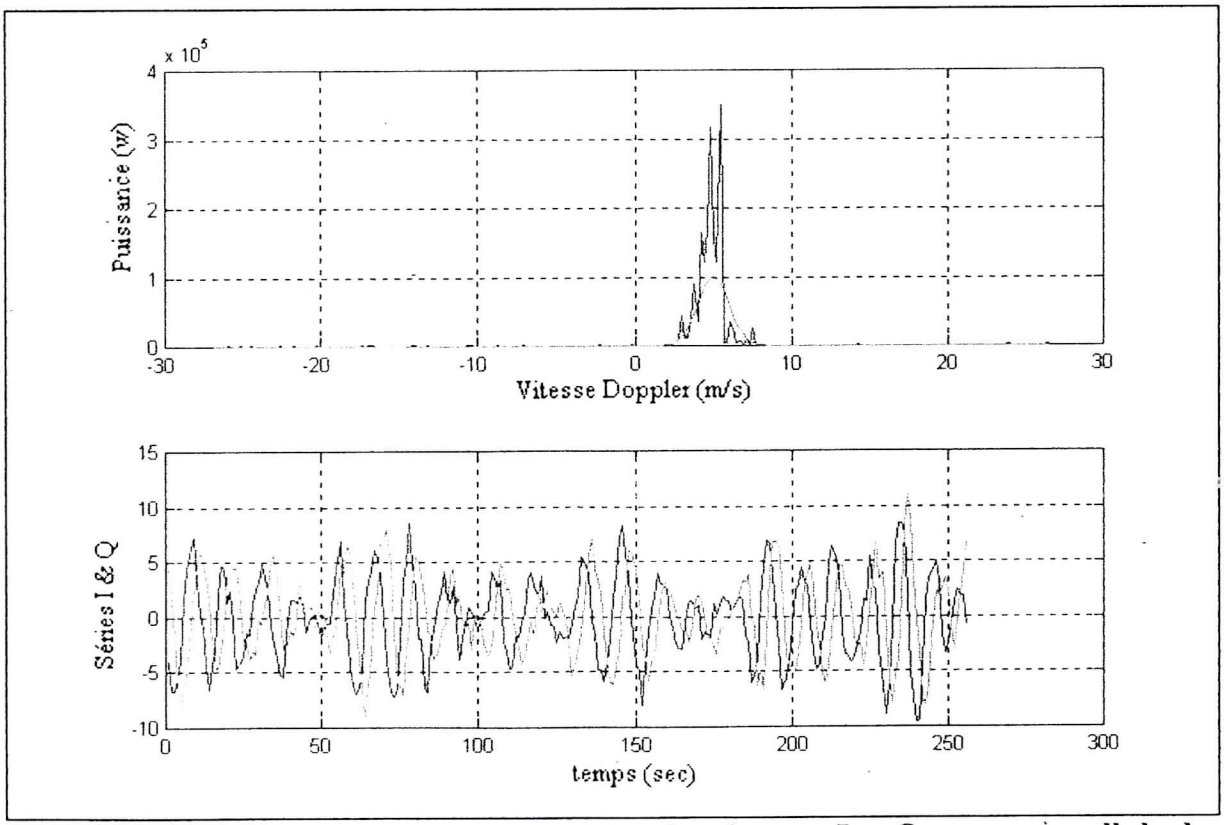


Figure 5-18: Spectre des vitesses Doppler et les signaux I et Q pour une cellule de distance

5-4-1- METHODE PULSE-PAIR

L'algorithme utilisé pour la simulation de cette méthode d'estimation temporelle des moments d'ordre un et deux du spectre Doppler, est basée sur l'évaluation de la fonction d'autocorrélation complexe des signaux (I et Q), reçu au niveau de l'étage amplification du récepteur radar Doppler [1],[20], et générés par simulation comme l'illustre la figure 5-18.

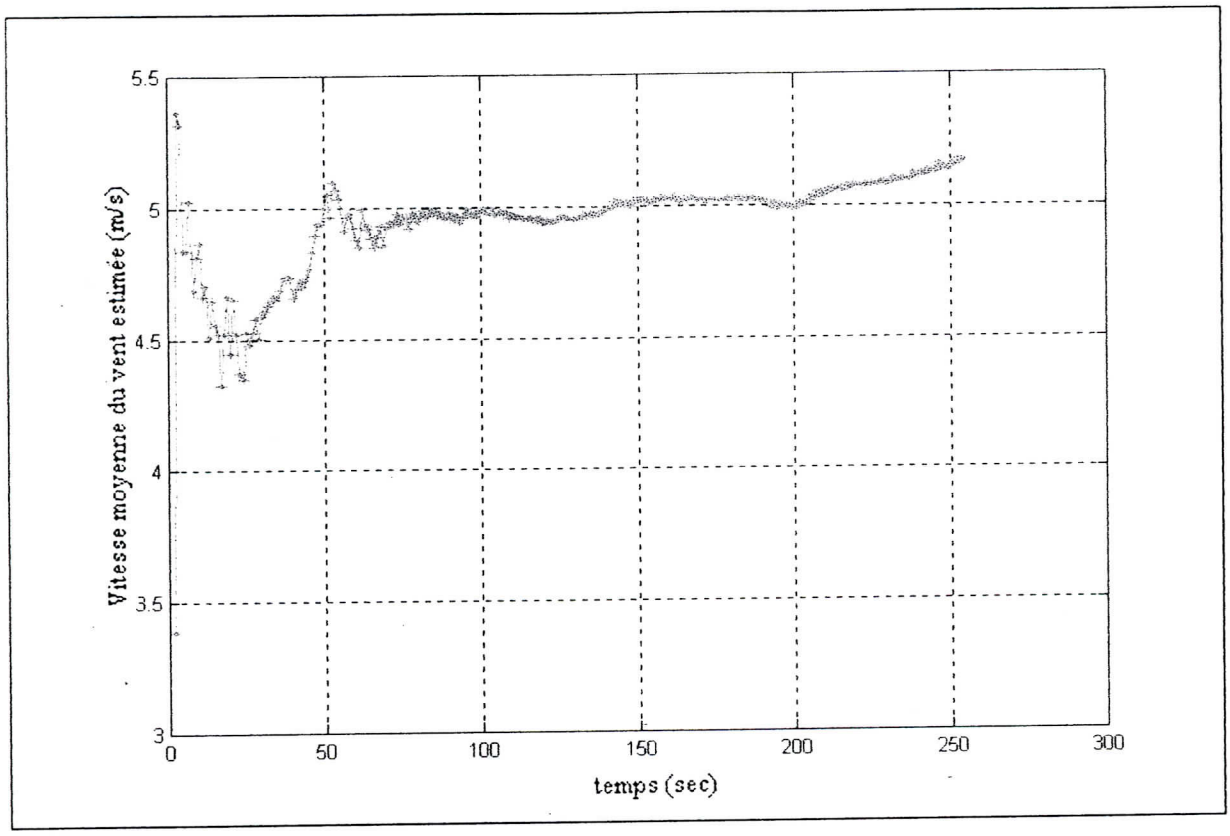


Figure 5-19 : Estimation de la vitesse radiale moyenne du cisaillement du vent par la méthode pulse-pair (pour l'ensemble de la portée radar).

L'application de la méthode pulse-pair pour l'estimation de la vitesse moyenne, la variance, et la largeur spectrale du spectre Doppler a donné les résultats représentés dans les figures (5-19), (5-20) et (5-21).

La première remarque qu'on peut soulevé au sujet de cette méthode est qu'elle est très rapide pour le calcul de l'ensemble des paramètres à estimer, ce temps est évalué à 2.36 sec pour l'ensemble des opérations. La vitesse de convergence de cette

méthode est également rapide, car l'ensemble des estimations convergent dés la 4ème itération.

En ce qui concerne l'estimation de la vitesse moyenne radiale du vent présenté dans la figure (5-19), on constate que l'estimation varie entre 4.13 m/s et 5.31 m/s, ce qui est n'est pas loin de la vitesse réelle du cisaillement du vent, qui est de 5 m/s.

En comparant nos résultats avec ceux trouvés par B.M. Keel [20], on constate que ces dernières sont assez proches.

On constate aussi que la variance et la largeur spectrale du spectre de la vitesse radiale moyenne du vent, varient peu au cours du temps, voir les figures (5-20) et (5-21) avec un rapport signal sur bruit constant SNR=10 dB, ce qui a été déjà mentionné dans le troisième chapitre, [1].

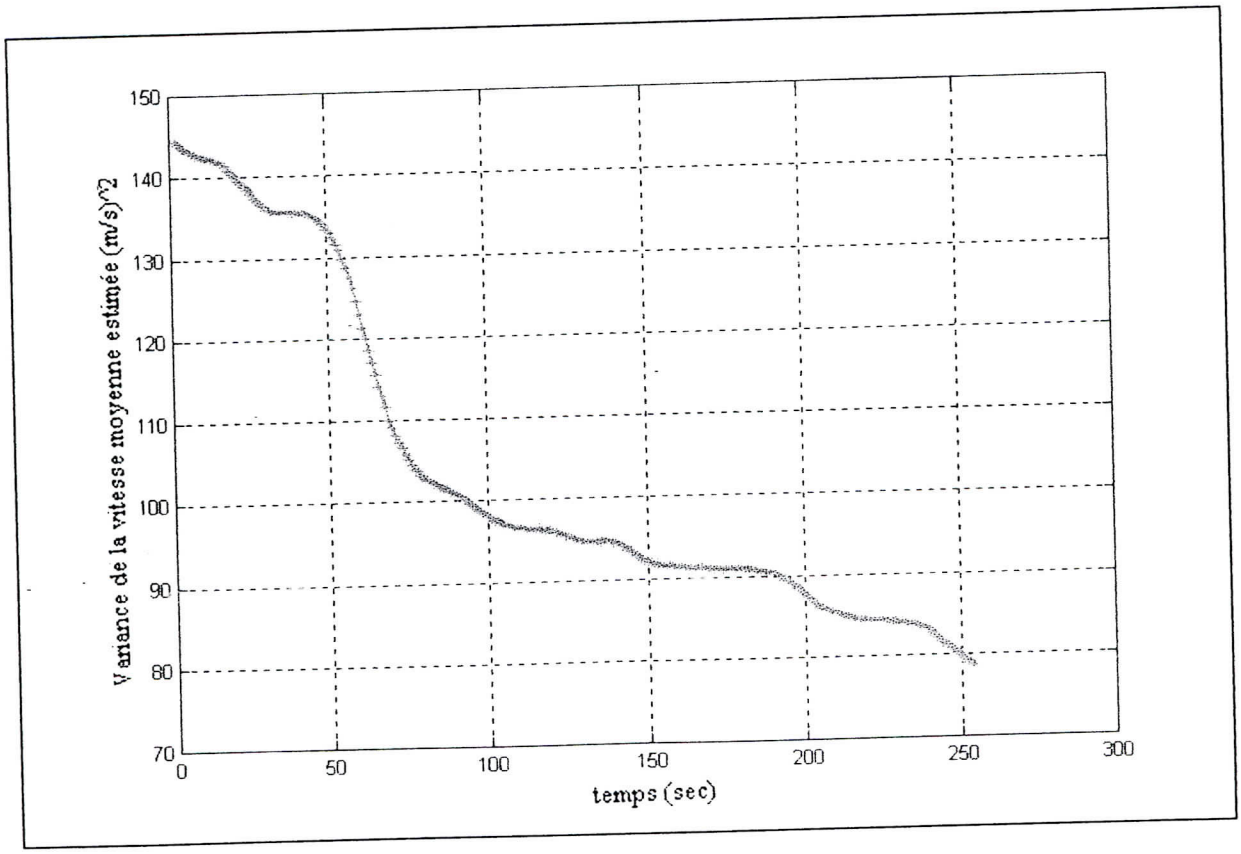


Figure 5-20 : Estimation de la variance de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, méthode pulse-pair.

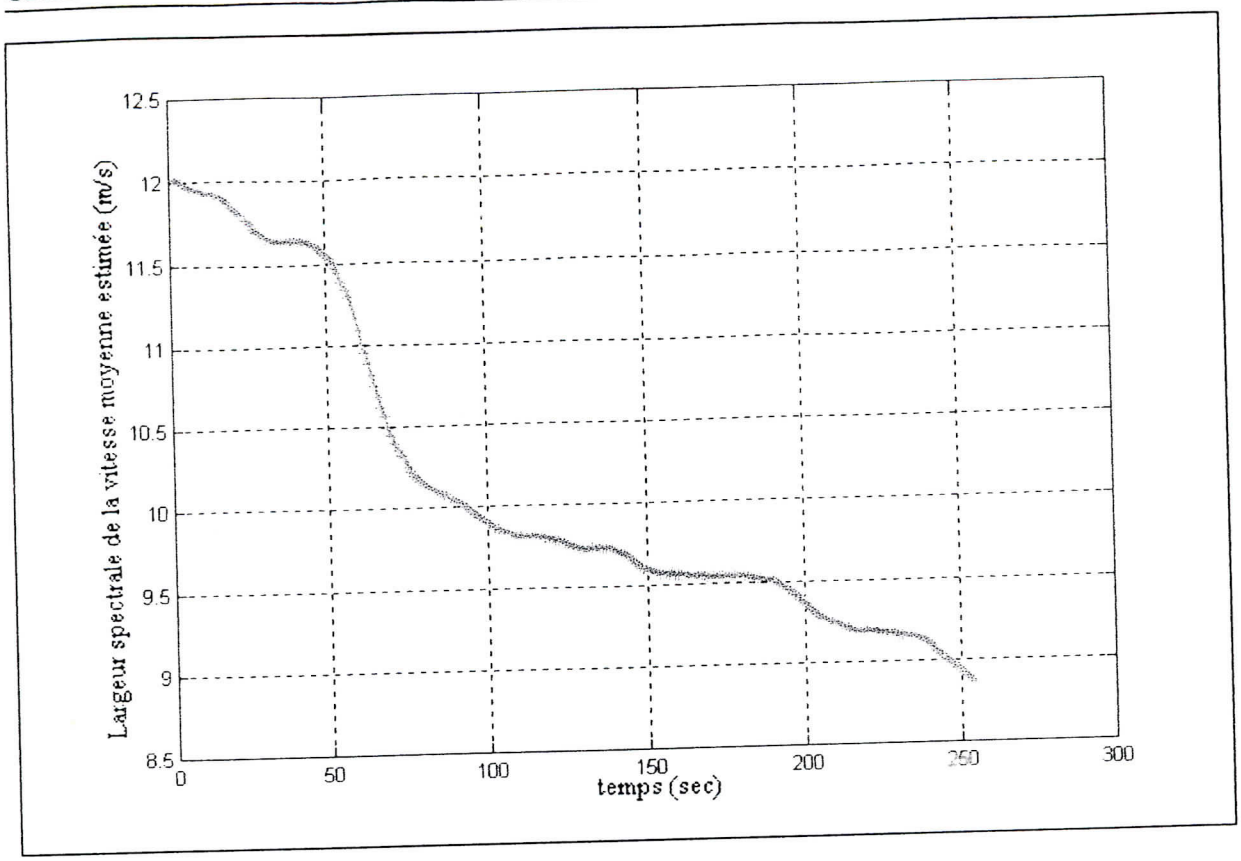


Figure 5-21 : Estimation de la largeur spectrale de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, méthode pulse-pair.

5-4-2- METHODE DE FOURIER

L'algorithme utilisé pour la simulation de cette méthode d'estimation fréquentielle des moments d'ordre un et deux du spectre Doppler, est basée sur l'évaluation de la fonction de densité spectrale de puissance (PSD) des signaux radar reçu, [1], [8].

L'estimation des paramètres spectraux du spectre Doppler est donnée par les figures (5-22), (5-23) et (5-24).

Le temps de calcul de cette méthode qui est évalué à 4.06 sec pour l'ensemble des opérations, et qui est supérieur par rapport au temps utilisé par la méthode pulse-pair. La vitesse de convergence de cette méthode est également lente, car l'ensemble des estimations convergent dés la $10^{ème}$ itération.

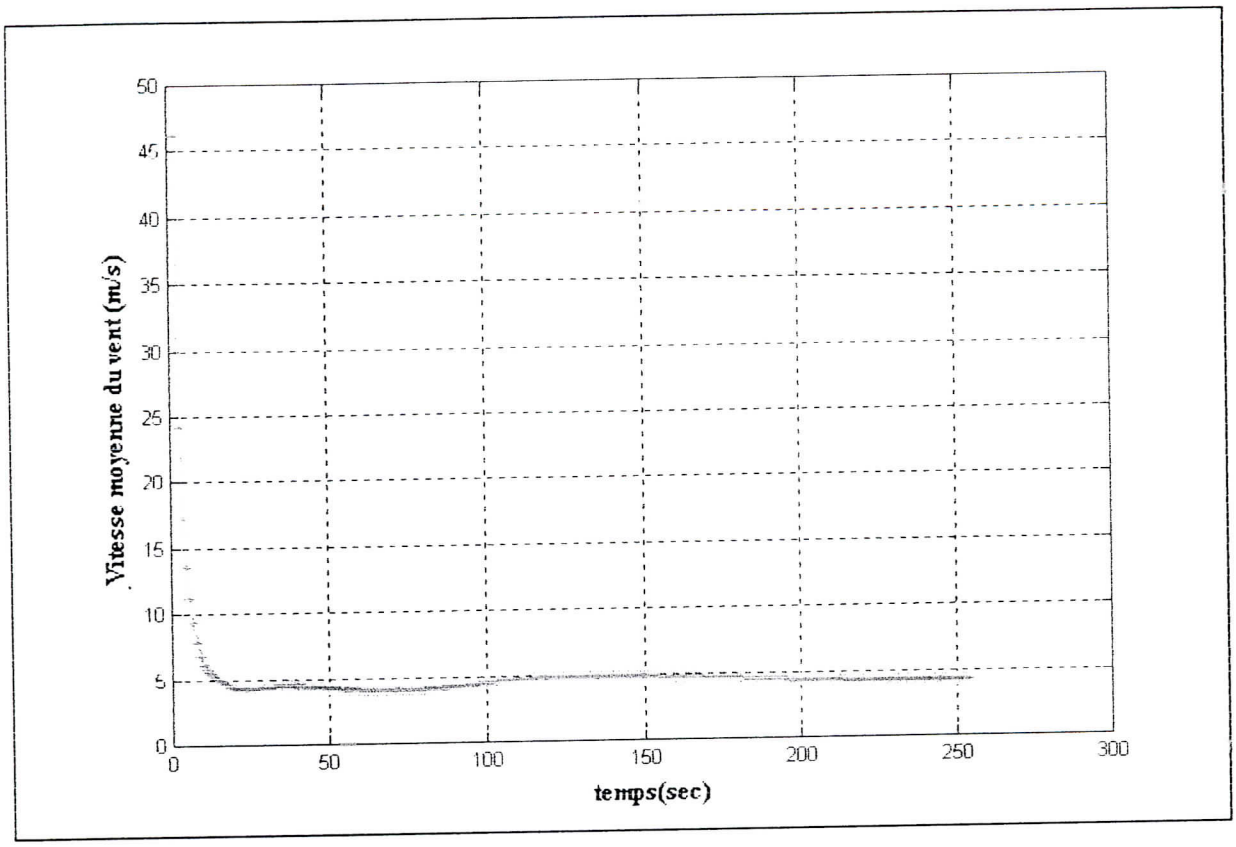


Figure 5-22 : Estimation de la vitesse radiale moyenne du cisaillement du vent par la méthode de Fourier.

En ce qui concerne l'estimation de la vitesse moyenne figure (5-22), on constate que l'estimation faite varie entre 3.8 m/s et 4.2 m/s, ce qui est au-dessous de la vitesse réelle du cisaillement du vent, qui est de 5 m/s (estimation biaisée).

Nous constatons aussi que la variance et la largeur spectrale du spectre de la vitesse radiale moyenne du vent, sont beaucoup plus importantes que celles trouvées par la méthode pulse-pair, voir les figures (5-23) et (5-24) avec un rapport signal sur bruit constant SNR=10 dB.

Ce que l'on a constaté sur l'estimation faite par cette méthode, pour l'ensemble des paramètres, est qu'il n y a pas de fluctuations apparentes sur les graphes. Cette absence de fluctuation est mentionnée dans les travaux de B.M. Keel [20].

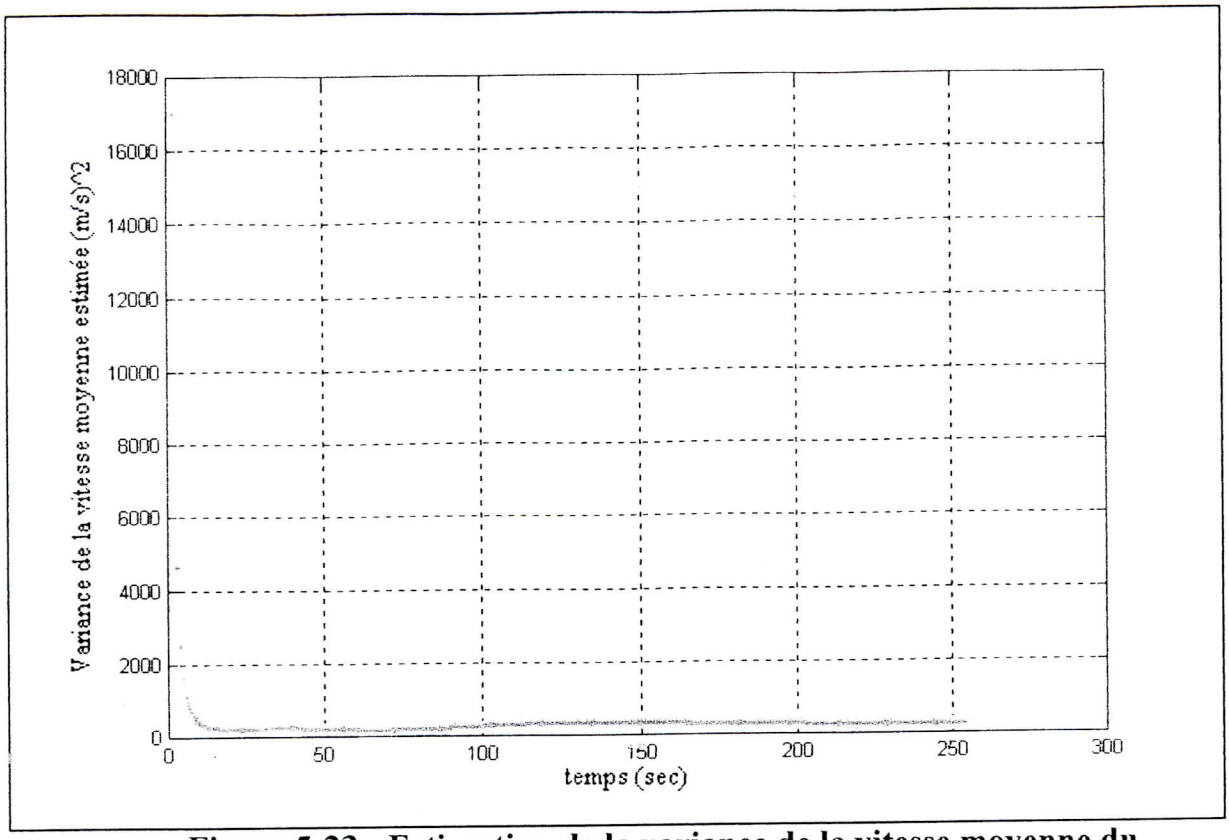


Figure 5-23 : Estimation de la variance de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, méthode de Fourier.

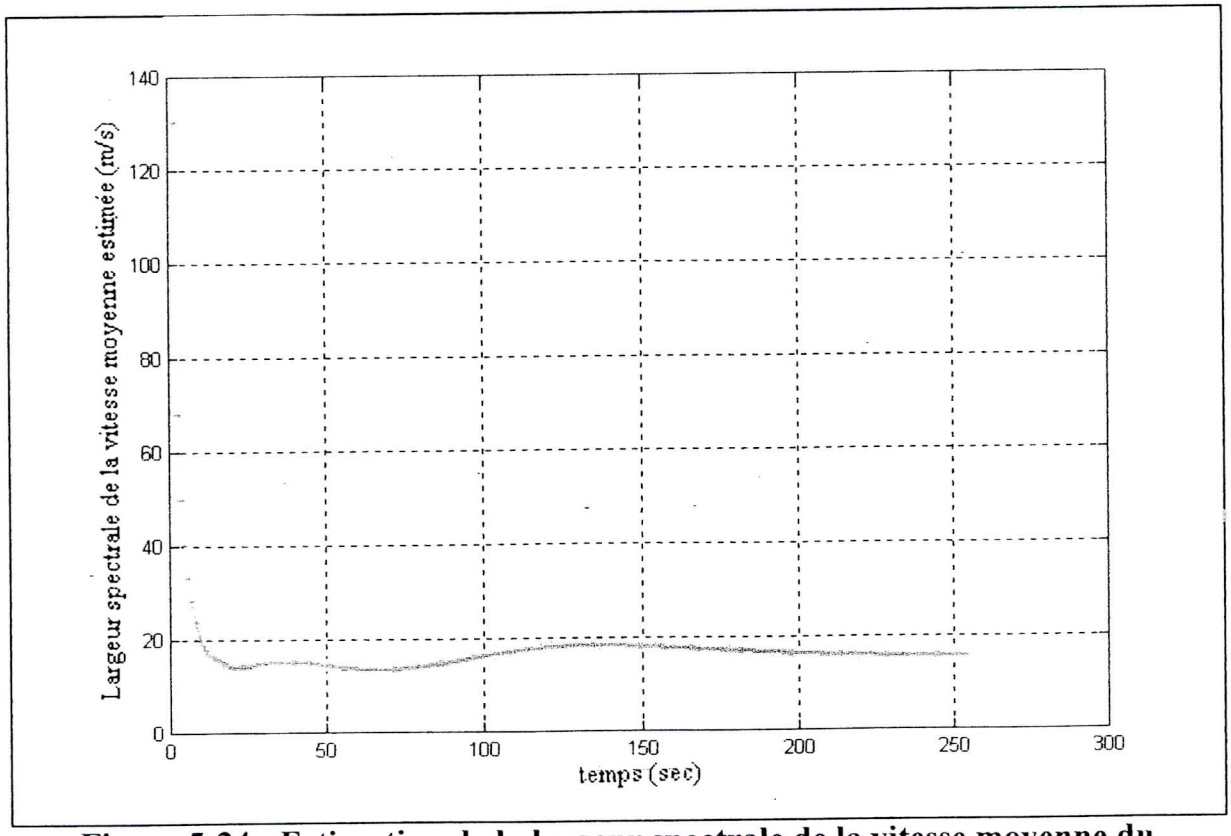


Figure 5-24 : Estimation de la largeur spectrale de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, méthode de Fourier.

5-4-3- METHODE AUTOREGRESSIVE (MODELE AR D'ORDRE n)

Cette méthode est également une méthode d'estimation fréquentielle des moments d'ordre un et deux du spectre Doppler, car elle est basée sur l'évaluation de la fonction de densité spectrale de puissance (PSD) du signal reçu [1], [8].

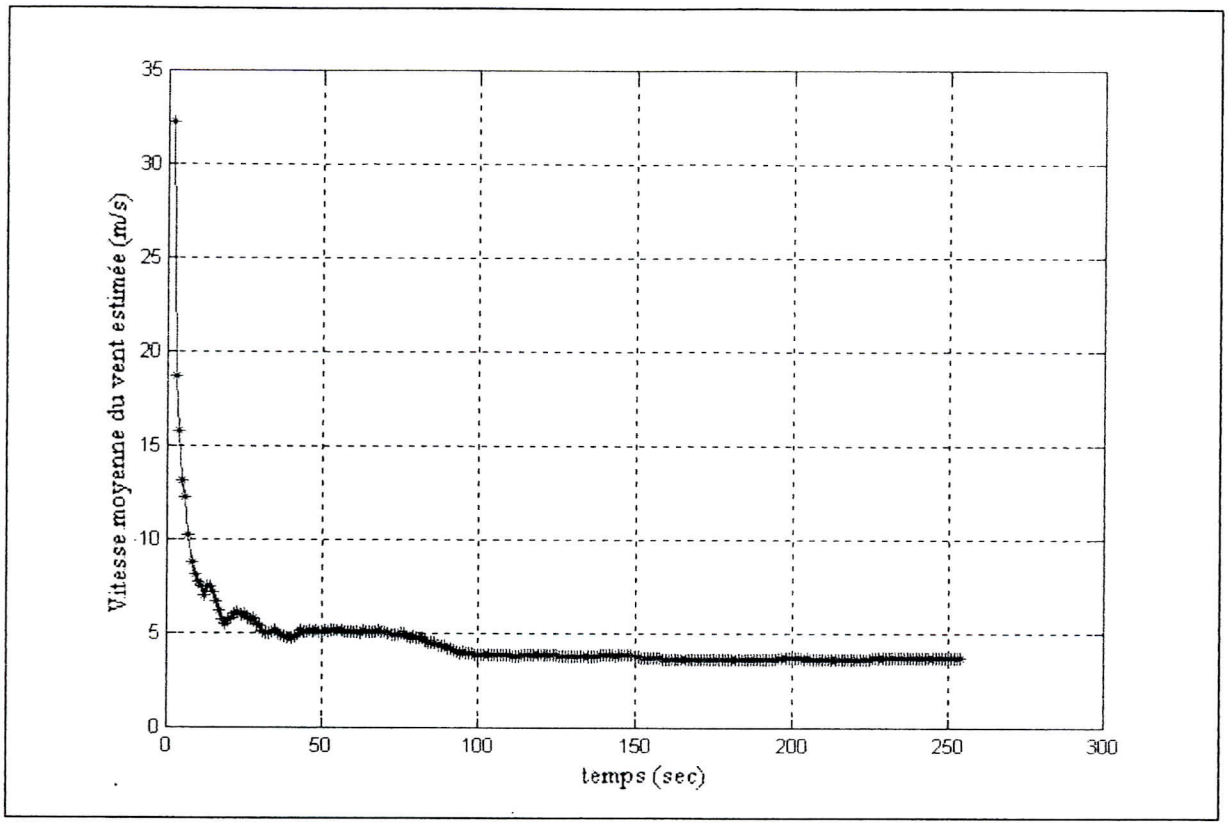


Figure 5-25 : Estimation de la vitesse radiale moyenne du cisaillement du vent par la méthode AR(3).

L'estimation des paramètres spectraux du spectre Doppler est donnée par les figures (5-25), (5-26) et (5-27).

Le temps de calcul de cette méthode qui est évalué à 8.68 sec pour l'ensemble des opérations, ce qui est à peut prés le double du temps mis par la méthode de Fourier.

La vitesse de convergence de cette méthode est également lente, car les estimations faites convergent à la $26^{ème}$ itération.

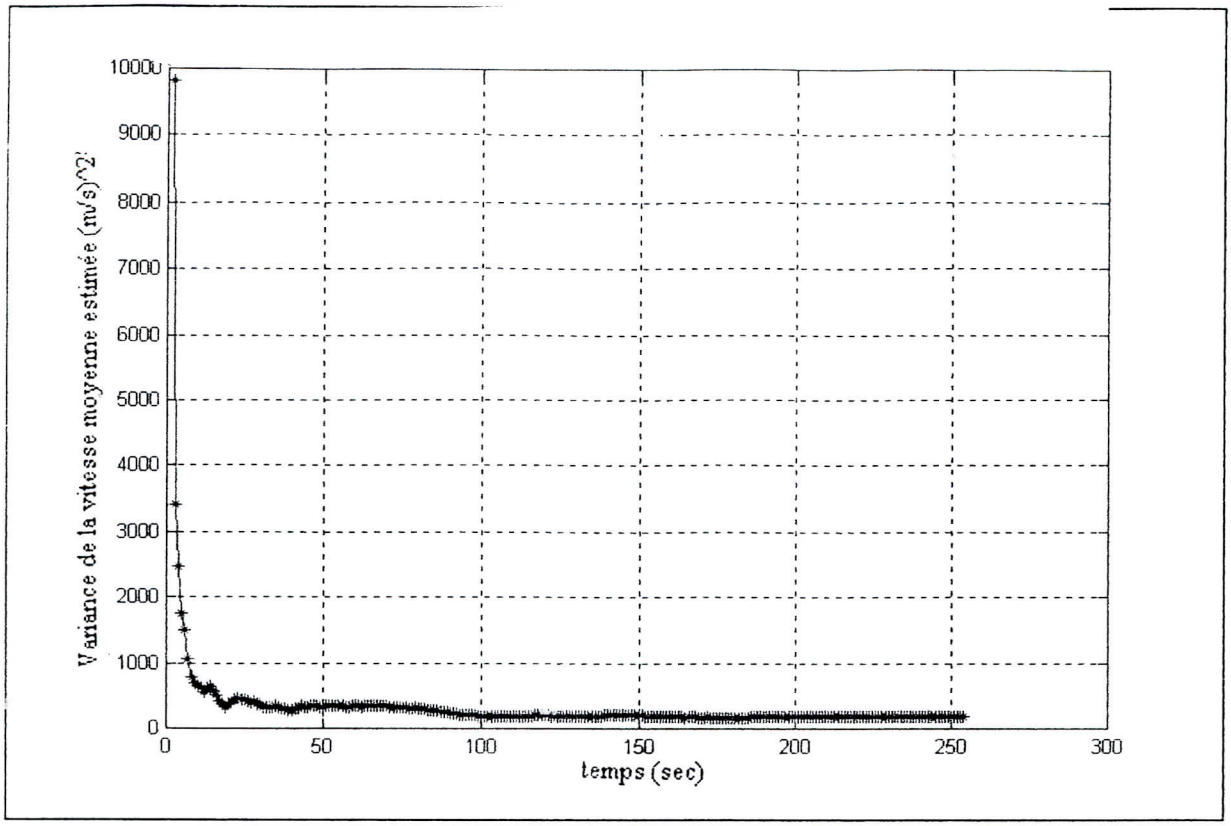


Figure 5-26 : Estimation de la variance de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, méthode AR(3).

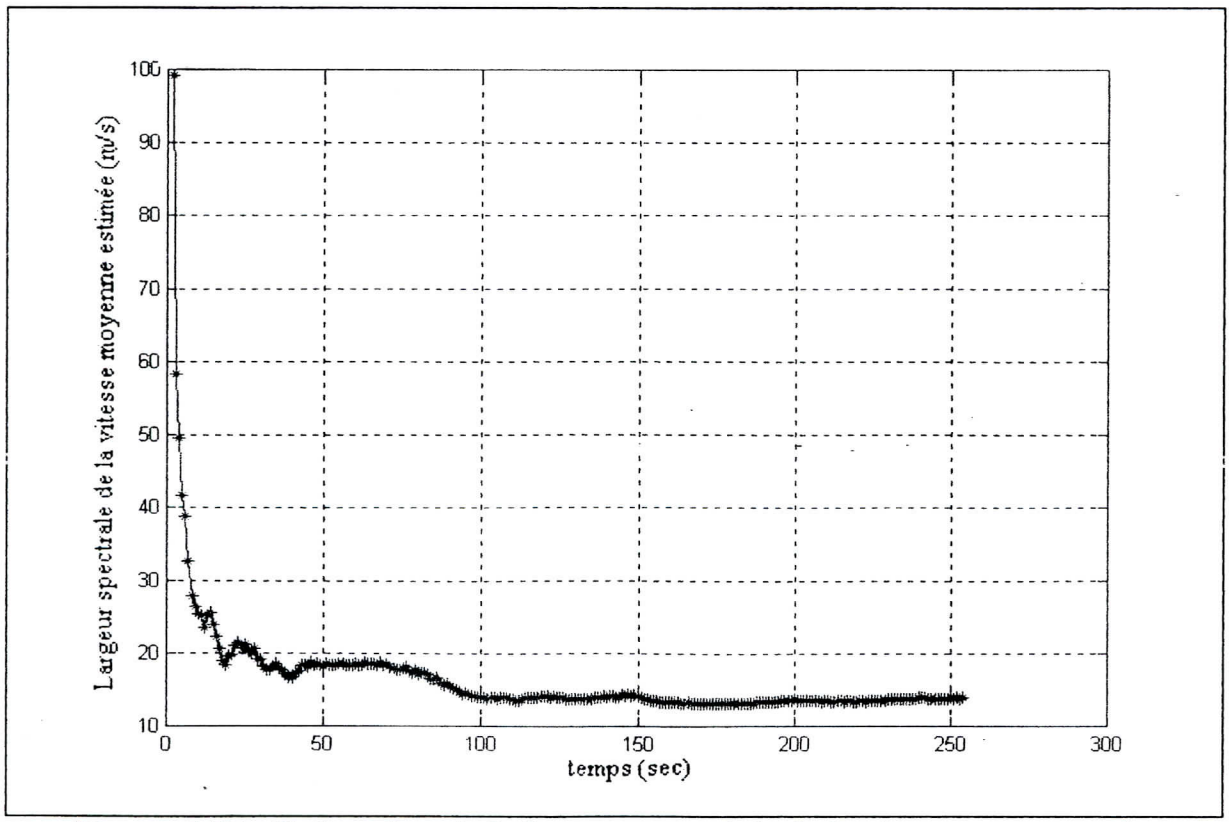


Figure 5-27 : Estimation de la largeur spectrale de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, méthode AR(3).

Les résultats fournis par l'approximation d'un modèle autoregressif AR, sont presque identiques à ceux de la méthode de Fourier.

En ce qui concerne l'estimation la vitesse moyenne figure (5-25), on constate que l'estimation faite varie entre 3.3 m/s et 4.8 m/s, ce qui est toujours au-dessous de la vitesse réelle du cisaillement du vent, qui est de 5 m/s.

On constate aussi que la variance et la largeur spectrale du spectre de la vitesse radiale moyenne du vent, sont beaucoup plus importantes que celles trouvées par la méthode de Fourier, voir les figures (5-26) et (5-27) avec un rapport signal sur bruit constant SNR=10 dB.

5-4-4- LA METHODE ARMA (n,1) A DEUX PAS DE PREDICTION

Cette méthode fait également partie de la famille des méthodes d'estimation fréquentielles des moments d'ordre un et deux du spectre Doppler, car elle est aussi basée sur l'évaluation de la fonction de densité spectrale de puissance (PSD) des signaux radar I et Q reçus, [7].

L'application de la méthode ARMA (n,1) à deux pas de prédiction, pour l'estimation de la vitesse moyenne, la variance, et la largeur spectrale du spectre Doppler a donné les résultats représentés dans les figures (5-28), (5-29) et (5-30).

Comme première constatation faite sur l'ensemble des figures déjà précitées, est que les résultats sont presque semblables à ceux estimés par la méthode pulse-pair.

Cette méthode est très lente en la comparant aux trois méthodes pulse-pair, FFT, et AR, pour le calcul de l'ensemble des paramètres à estimer, ce temps est évalué à 14.65 sec pour l'ensemble des opérations. Par contre la vitesse de convergence de cette méthode est également rapide, car l'ensemble des estimations convergent dés la $10^{ème}$ itération.

En ce qui concerne l'estimation de la vitesse moyenne figure (5-28), on constate que l'estimation faite varie entre 3.13 m/s et 6.51 m/s, ce qui est n'est pas loin de la vitesse réelle du cisaillement du vent, qui est de 5 m/s. Ce qui veut dire la vitesse radiale moyenne estimée oscille autour de la valeur réelle.

La différence notable entre les résultats de la méthode de prédiction à deux pas et ceux de la méthode pulse-pair, est celui de la variance de la vitesse estimée qui est de 100 à 300 $(m/s)^2$ pour la première et de 99 à 144 $(m/s)^2$ pour la seconde (pulse-pair), avec un rapport signal sur bruit bas SNR=10dB, voir les figures (5-29) et (5-30).

On constate aussi que la largeur spectrale du spectre de la vitesse radiale moyenne du vent, varie peu au cours du temps, voir la figure (5-28) avec un rapport signal sur bruit constant SNR=10 dB, ce qui a été déjà mentionné dans le troisième chapitre [1].

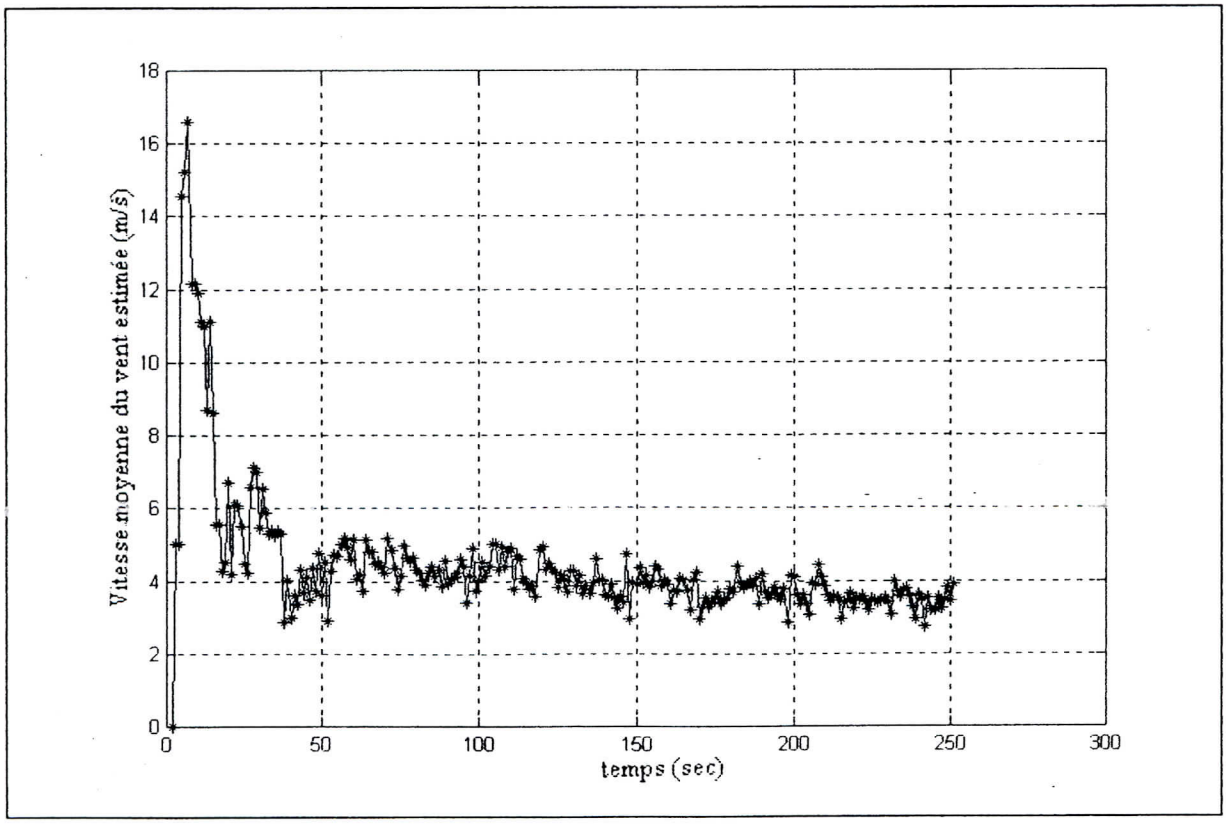


Figure 5-28 : Estimation de la vitesse radiale moyenne du cisaillement du vent par la méthode 2step prediction.

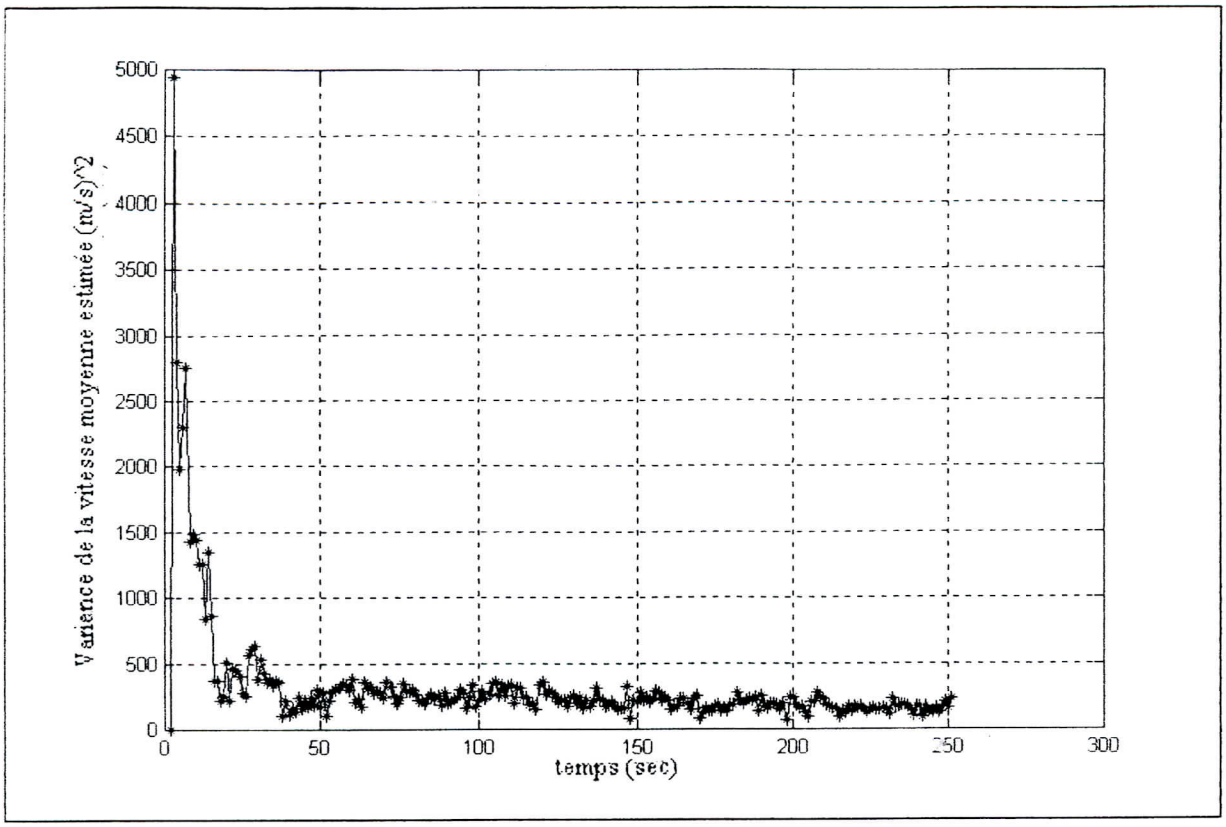


Figure 5-29 : Estimation de la variance de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, méthode 2 step prediction

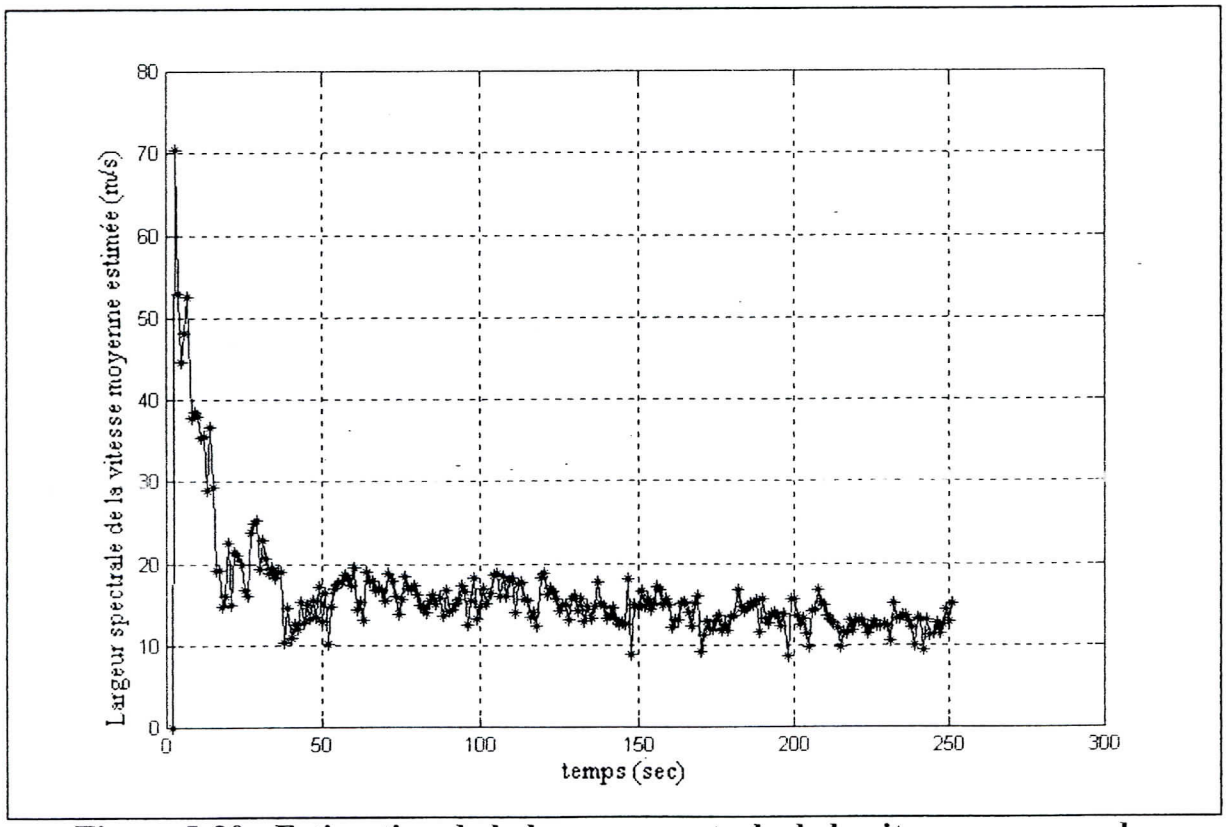


Figure 5-30 : Estimation de la largeur spectrale de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, méthode 2 step prediction

5-5- L'APPLICATION DES ALGORITHMES SUR DES DONNEES REELLES

Les données utilisées ici sont des donnees réelles des séries de temps I et Q du radar de bande S WSR-88D, collectées au niveau de l'office National de météorologie NCAR (USA), à l'aide d'une unité d'acquisition radar (A1DA) (Keeler, 1998). L'A1DA a été déployé dans l'état de Memphis en juillet 1997 dans un but de développement et d'essai d'un nouvel algorithme de réduction d'images de fond AP (Anoumalous Propagation).

Ces données représentent les échos radar d'une perturbation météorologique d'averse de pluie lourde (stratiform rain) accompagnée par des rafales de vents surgissant prés de l'aérodrome de l'état de Memphis (USA).

Ce radar à effet doppler possède une fréquence PRF de répétition des impulsions émises de 1011.9 Hz, et une portée de 250 km pour une couverture angulaire de 60° (de -30° à +30°).

Nous avons utiliser ces données pour tester les différents estimateurs déjà développés dans les deux domaines, temporel (algorithme pulse-pair (pp)), et fréquentiel AR(3), Fourier et ARMA(3,1)).

Les résultats des estimations de la vitesse moyenne radiale et de sa largeur spectrale pour cette perturbation de vent accompagnée de pluie sont représentées ci-après sur les figures (5-31), (5-32), (5-33) et (5-34). Ces figures donnent les estimations fournis par chaque algorithme sous forme d'écran Radar PPI (Plan Position Indicator) avec indexation de couleur en fonction des intensités des vitesses moyennes et des largeurs spectrales estimées.

L'application de la méthode pulse-pair pour l'estimation de la vitesse moyenne radiale et de la largeur spectrale du spectre Doppler de cette perturbation de vent a donné les résultats représentés dans la figure (5-31).

En ce qui concerne l'estimation de la vitesse moyenne radiale du vent présenté dans la figure (5-31), on constate qu'il y a en effet une perturbation de vent et de pluie située à 110 km du centre radar et qui s'étale sur une couverture angulaire de -30° à +30°. L'estimation de sa vitesse moyenne varie entre 20.13 m/s et 25 m/s, ce qui est loin de la vitesse ambiguë du Radar estimée à 26.78 m/s.

On constate aussi que la largeur spectrale du spectre de la vitesse radiale moyenne du vent, varient peu au cours du temps, voir la figure (5-31) avec un rapport signal sur bruit constant SNR=10 dB, ce qui a été déjà mentionné dans le troisième chapitre, [1].

S'agissant des autres estimations fournies par les trois estimateurs spectraux AR(3), de Fourier et de la méthode ARMA(4,1) à deux pas de prédiction on constate qu'il y a aussi une perturbation de même taille, c'est à dire une perturbation de vent accompagnée d'averse de pluie à 110 km du centre radar et étalée sur un azimut de -30° à +30°.

Les vitesses moyennes estimées sont comprises entre 20 m/s et 25 m/s, elles sont positives de couleurs rouges comme on peut le voir sur les représentations PPI des figures (5-32), (5-33) et (5-34), la couleur rouge signifie que la perturbation du vent est entrain de s'éloigner du centre Radar.

On a pu également vérifier que les estimations des largeurs spectrales $\sigma_v(m/s)$ des vitesses moyennes du vent faites par les estimateurs fréquentiels tels que le modèle autoregressif d'ordre 4 AR(4) et du modèle ARMA(4,1) à deux pas de prédiction, sont beaucoup plus importantes que celles estimées par l'algorithme pulse-pair (pp), comme illustré sur les figures (5-31), (5-32) et (5-33).

En fin à travers l'utilisation de ces données réelles lors des différentes simulations, on a pu vérifier les suppositions de travail, c'est à dire que les échos radar (signaux I et Q) représentant les perturbations de cisaillement du vent sont des processus aléatoires possédants des spectres Doppler avec les distributions statistiques assignées.

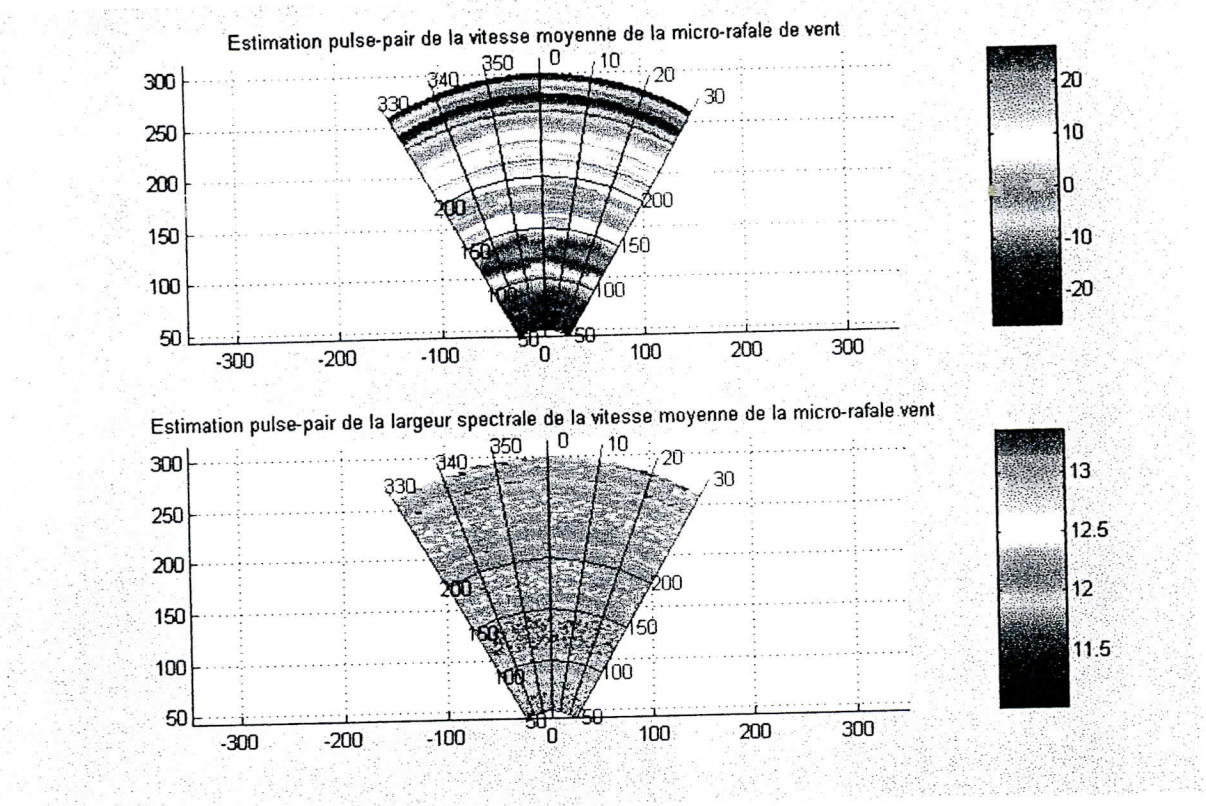


Figure 5-31 : Représentation PPI des estimations pulse-pair de la vitesse moyenne radiale et de la largeur spectrale, pour une perturbation d'averse de pluie.

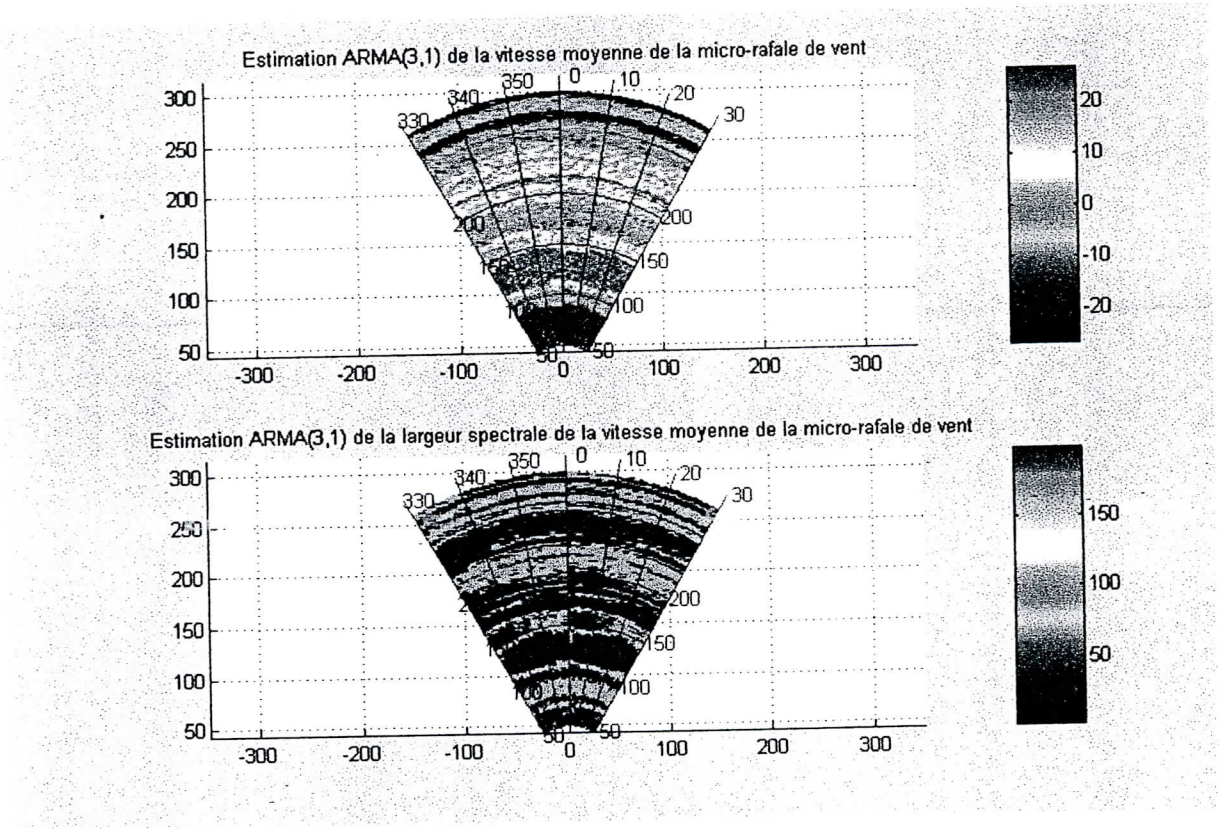


Figure 5-32 : Représentation PPI des estimations ARMA(3,1) de la vitesse moyenne et de la largeur spectrale, pour une perturbation d'averse de pluie.

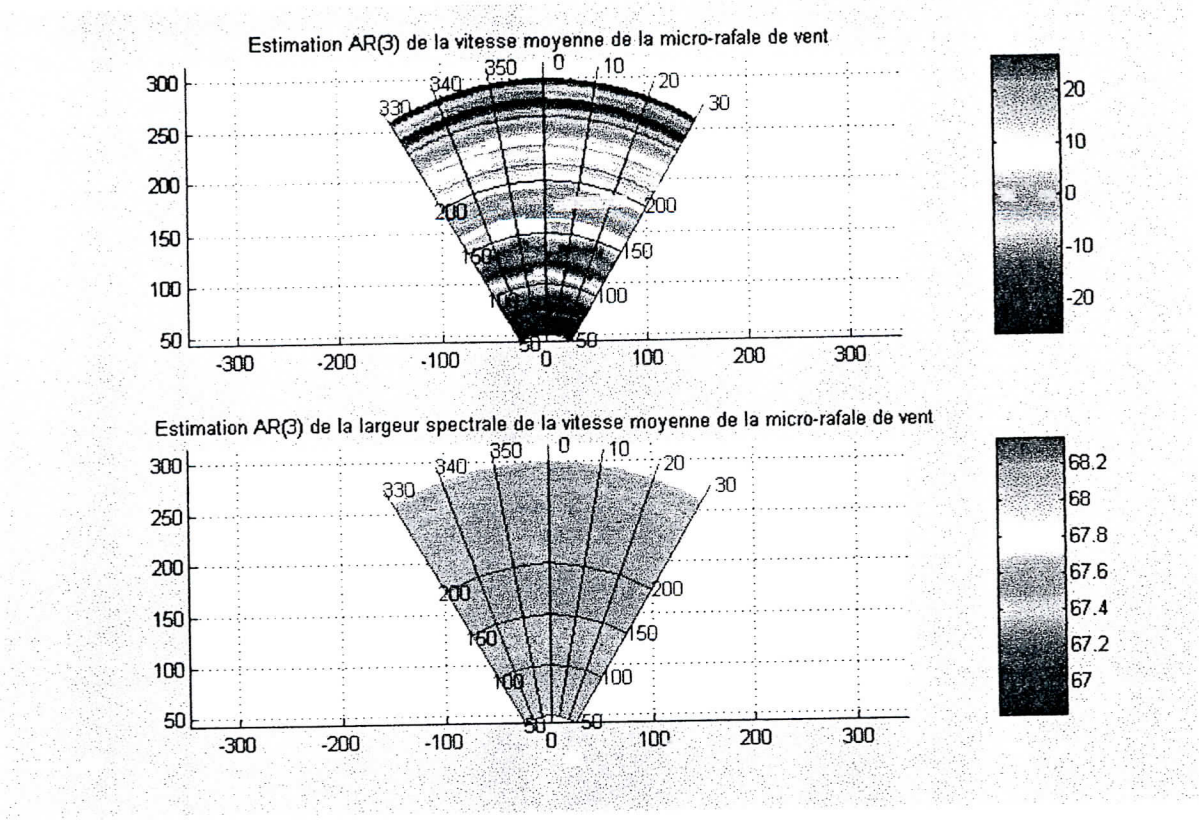


Figure 5-33 : Représentation PPI des estimations AR(3) de la vitesse moyenne radiale et de la largeur spectrale, pour une perturbation d'averse de pluie.

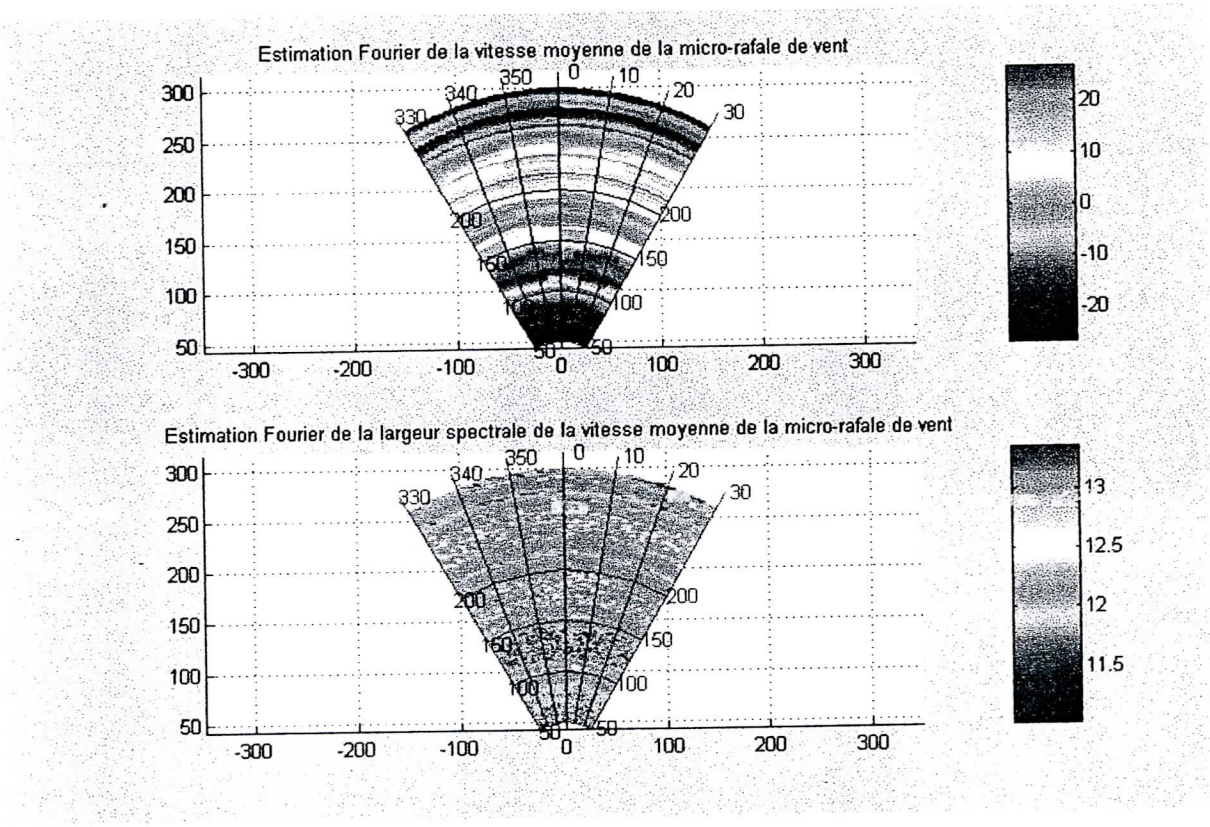


Figure 5-34 : Représentation PPI des estimations de Fourier de la vitesse moyenne et de la largeur spectrale, pour une perturbation d'averse de pluie.

جامعة البليدة
المكتبة المركزية

5-6- ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES QUATRE METHODES

L'application des quatre méthodes pour l'estimation des caractéristiques spectrales de l'écho météorologique du cisaillement du vent, à savoir la vitesse radiale moyenne du cisaillement de vent v_{pp}, sa variance σ_v^2 et sa largeur spectrale σ_v, a donné les résultats représentés dans les figures (5-35), (5-36)et (5-37).

Pour avoir une comparaison objective entres ces quatre méthodes, on a dressé le tableau (5-2) comparatif qui comprend les estimations fournies par ces méthodes.

Tableau (5-2) : Performances numériques des quatre méthodes

	Vitesse radiale $V_r(m/s)$	Variance $\sigma_V^2(m/s)^2$	Largeur $W(m/s)$	Vitesse de convergence *itération*	Temps d'exécution *sec*
PULSE-PAIR	4.13 - 5.31	099 - 144	9.95 - 12.00	4	2.36
FOURIER	3.80 - 4.20	163 - 280	12.80 - 16.80	15	4.06
MODELE AR(4)	3.30 - 4.80	163 - 366	13.50 - 19.10	26	8.68
ARMA (4,1)	3.00 - 6.50	100 - 300	10.00 - 20.00	10	14.65

La méthode d'estimation temporelle pulse-pair [8], [9] est une méthode simple à programmer vue qu'elle ne fait appel qu'au calcul de la fonction d'autocorrélation des signaux complexes $Z(kT_S)$ de l'écho radar Doppler reçu. C'est une méthode très rapide, car le temps d'exécution de l'ensemble de ces instructions pour toute la portée radar nécessite un temps de 2.36 secs voir le tableau (5-2).

Sa vitesse de convergence est aussi très remarquable. L'estimation faite par cette méthode pour la vitesse radiale moyenne du cisaillement du vent du spectre Doppler (entre 4.13 - 5.31 m/s), est très proche de la vitesse réelle qui est de 5m/s, voir tableau (5-2).

L'estimation de la variance $\sigma_V^2(m/s)^2$ et de la largeur spectrale $W(m/s)$, sont nettement plus faibles en les comparant par rapport à ceux des trois méthodes spectrales AR(4), FFT, et ARMA(4,1) à deux pas de prédiction. Son seul inconvénient est que les résultats liés à la fonction d'autocorrélation sont difficiles à interpréter, contrairement à ceux des méthodes spectrales qui utilisent des densités de puissances, faciles à lire et à interpréter, [1], [8].

Les deux méthodes d'estimations spectrales de Fourier (FFT) et du modèle AR(4), sont moins précise que la méthode pulse-pair, car elles estiment les vitesses radiales moyennes du cisaillement du vent au-dessous de la valeur réelle, entre 3.80 et 4.20 m/s pour la méthode FFT, et entre 3.30 à 4.80 m/s pour la méthode AR(4).

Leurs temps d'exécution est nettement plus supérieurs à celui de la méthode pulse-pair. Ceci est évident du fait qu'elles utilisent le calcul des densités spectrales de puissances (PSD) pour l'estimation des moments spectraux d'ordre un et deux [1], [8].

La remarque qu'on peut donner par rapport à ces deux méthodes spectrales DFT et AR(4), est que l'estimation de la variance et la largeur spectrale de la vitesse moyenne sont trop importantes avec un rapport signal sur bruit bas (SNR=10 dB), en les comparant avec celles estimées par la méthode temporelle pulse-pair.

Le seul paramètre influant sur l'estimation des moments spectraux par la méthode AR, est l'ordre du model P. Les simulations qu'on a faites ont montré qu'un ordre ($P \leq 5$) est suffisant pour modéliser l'écho et les modes de précipitations météorologiques [1], [8], [20].

Par ailleurs on voit bien que les estimations fournies par l'algorithme ARMA(n,1) à deux pas de prédictions sont semblables à celles estimées par la méthode pulse-pair et non divergente puisque les valeurs des vitesses moyennes estimées oscillent autour de la vitesse radiale réelle 5 m/s (entre 3 et 6.5 m/s). Le seul inconvénient de cette méthode réside dans le temps d'exécution qui est de 14.65 secs, cela peut se justifier par le nombre de données stockées puis traitées par la suite.

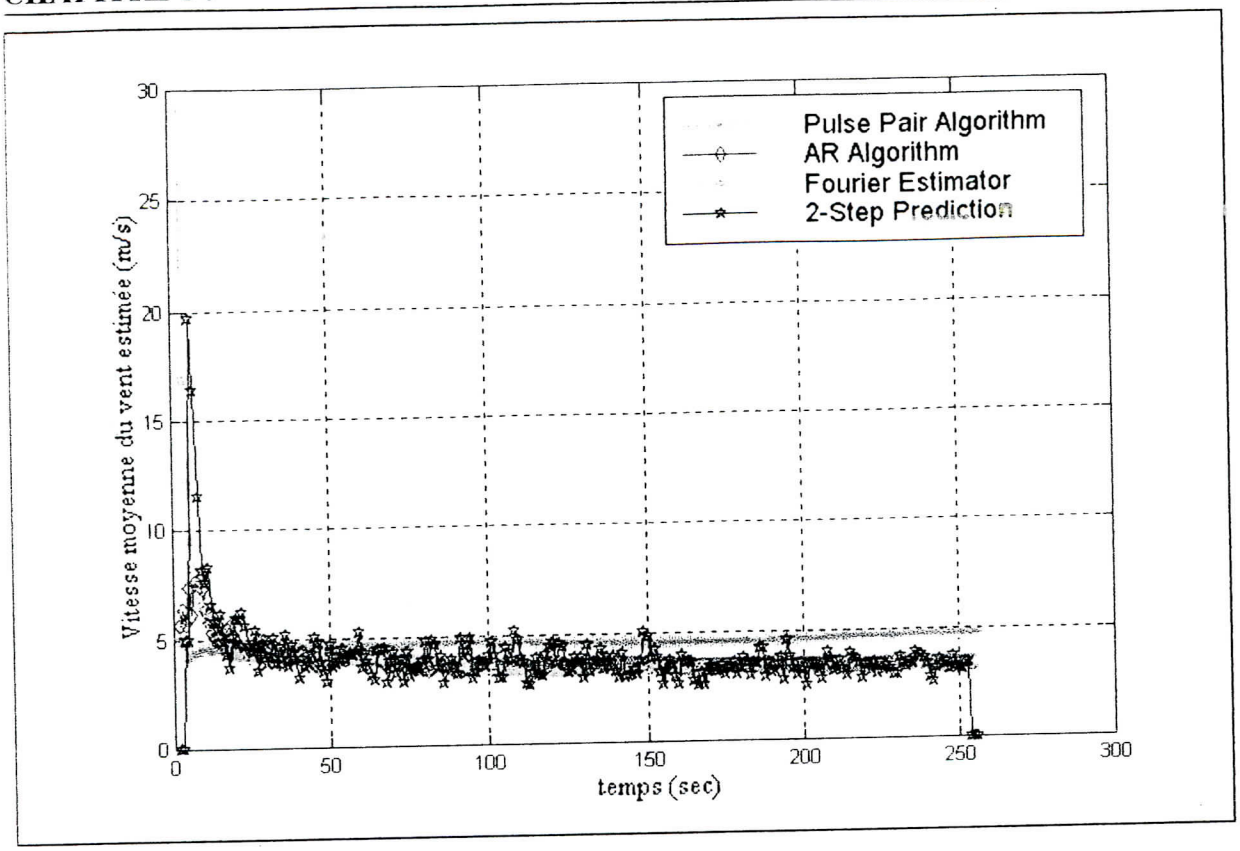


Figure 5-35 : Evolution de la vitesse moyenne du vent estimée par les différents estimateurs

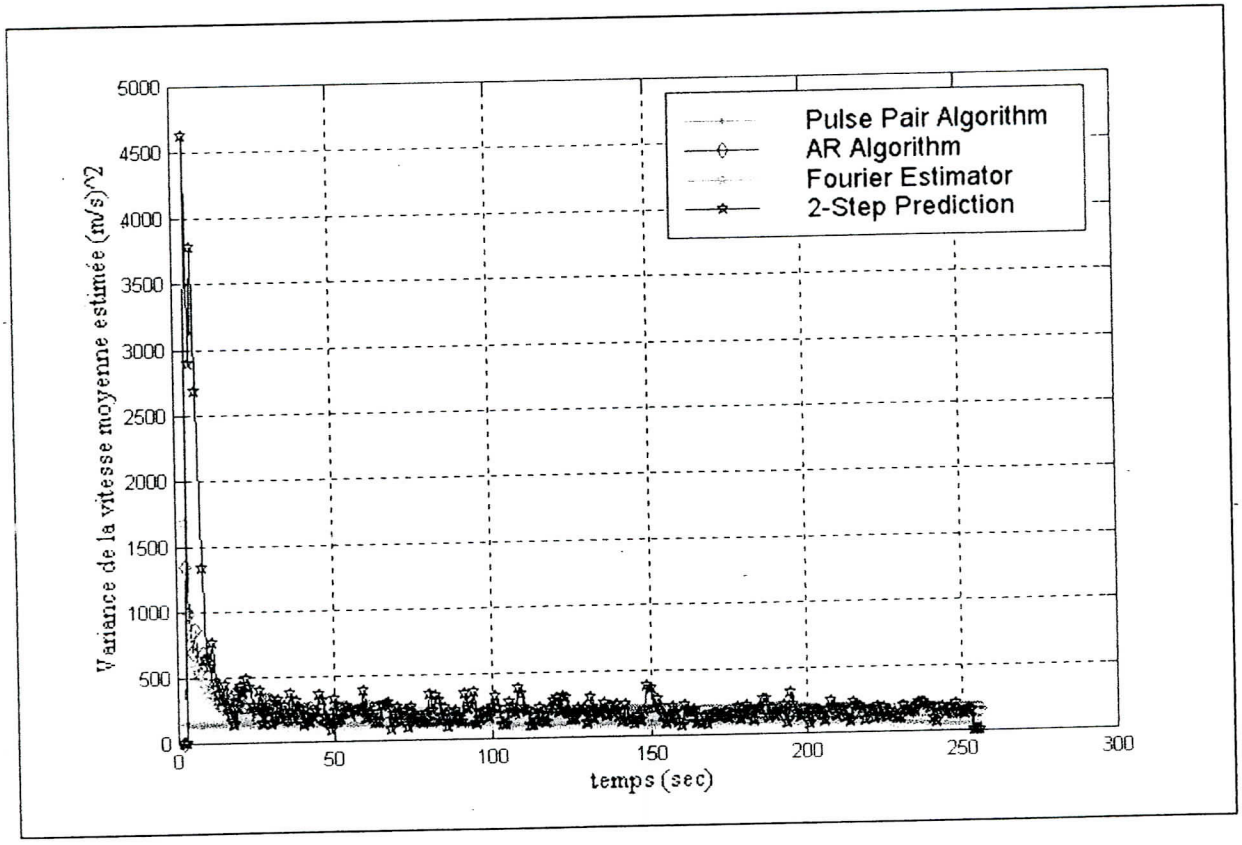


Figure 5-36 : Evolution de la variance de la vitesse moyenne du vent estimée par les différents estimateurs

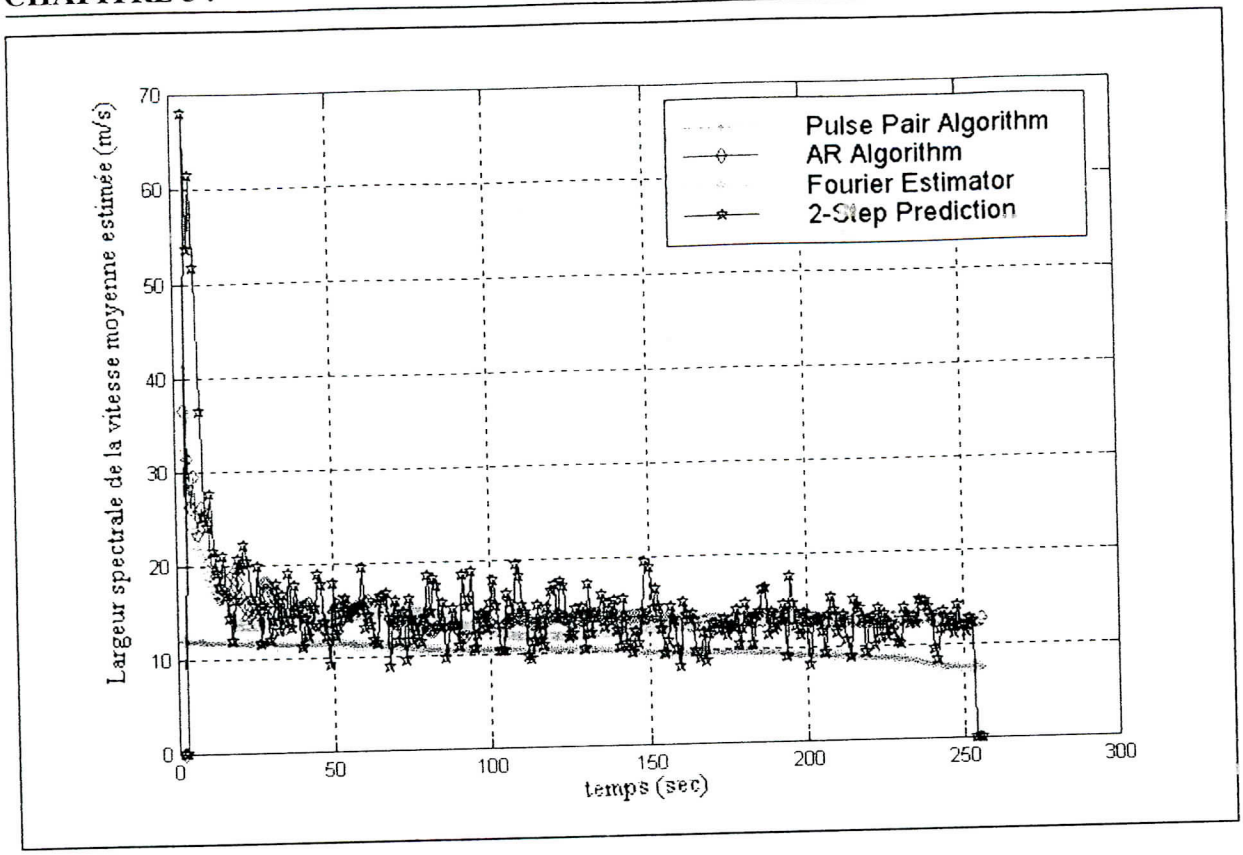


Figure 5-37 : Evolution de la largeur spectrale de la vitesse moyenne du vent estimée par les différents estimateurs

Pour ce qui est de l'effet du nombre d'impulsions sur les calculs (les différents estimateurs). On ne pourra rien avancer, si ce n'est de suggérer lors des simulations des durées (nombre d'échantillons) plus significatifs, c'est à dire des temps supérieurs à ceux de la durée d'un cisaillement de vent, qui généralement avoisine une dizaine de minutes (durée de vie d'une microrafale de vent), [30], [35], [36].

5-7- CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté les simulations ayant conduit à l'estimation de la vitesse radiale moyenne d'une perturbation atmosphérique de cisaillement du vent et de sa variance. Dans un premier temps on a généré les signaux radar reçus représentés par des séries temporelles représentant les échos météorologiques radar d'une microrafale de vent humide caractérisée par une réflectivité Z élevée (Z>>25 dBZ), et ceci est réaliser par le choix de deux modèles macroscopiques modélisant le processus aléatoire de la perturbation du cisaillement de vent sur différentes altitudes.

Dans le cas du premier modèle, cette perturbation de vent est supposée être un processus aléatoire avec une densité puissance de distribution *gaussienne* pour des altitudes moyennes [1], [8], quant au second modèle, on a supposé que le processus est modélisé par une gamme de distributions α stable filter (distribution de Lévy) pour des altitudes faibles, pour mieux modéliser l'effet des échos fixes (sol) sur l'allure du spectre Doppler reçu (spikes), [5], [8], [34].

L'estimation de la vitesse radiale moyenne $\bar{v}_{pp}$ de la perturbation du cisaillement du vent et de sa variance σ_v^2, par l'ensemble des estimateurs temporels (pulse-pair) et fréquentiels (FFT, AR(4) et ARMA(4,1)) fournissent des estimations convergeant à des valeurs assez proches. Mais néanmoins on a constater une différence importante sur l'estimation de la variance entre ces deux domaines d'estimations, car les estimateurs fréquentiels estiment des valeurs très élevées de la variance comparativement à l'estimateur pulse pair, ce qui est déjà mentionné par E. Baxa, [1].

L'estimateur temporel pulse-pair est le plus rapide comparativement aux autres estimateurs car il utilise les autocorrélations des signaux I et Q pour le calcul de la vitesse moyenne du vent et de sa variance, contrairement aux estimateurs fréquentiels qui eux emploient les transformées de Fourier pour le calcul de la densité spectrale de puissance PSD du spectre Doppler reçu, qui est nécessaire pour les estimations.

Le temps de calcul déjà mentionné lors des simulations est un temps relatif à la machine, car ce temps peut être revu à la baisse et ceci en y apportant des améliorations sur l'accès aux données traitées lors des calculs.

Le choix de l'estimateur a utiliser pour une éventuelle implémentation et application réelle sur un circuit électronique est un compromis entre un temps de calcul réduit (traitement en temps réel) et des erreurs d'estimation minimales, par conséquent et d'après les résultats des différentes simulations, l'estimateur pulse-pair est considéré comme étant le meilleur estimateur dans le domaine temporel. Dans le domaine fréquentiel l'estimateur autoregressif à moyenne mobile à deux pas de prédiction ARMA (n,1) développé dans le quatrième chapitre, est l'estimateur le mieux adapté dans sa catégorie pour l'estimation du spectre Doppler du cisaillement de vent car non seulement il englobe deux estimateurs à la fois, à savoir l'estimateur AR et MA, de plus il fournit les estimations désirées avec des erreurs de biais minimales.

CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS

1- CONCLUSIONS

Dans le cadre du projet de magister, nous avons présenté dans ce mémoire l'estimation de la moyenne et de la variance de la vitesse d'un cisaillement de vent à basse altitude, via des méthodes spectrales.

Le cisaillement du vent est l'un des phénomènes météorologiques, qui revêt une très grande importance dans le domaine de l'aviation civile, et cela s'explique par ses effets sur les performances des aéronefs et avec les conséquences graves que cela peut avoir sur la sécurité des vols.

La présente étude montre que le problème de l'estimation spectrale des moments spectraux d'un écho météorologique Doppler reste toujours d'actualité, ces moments peuvent être estimés par de nombreux estimateurs spectraux, mais il faut tenir compte du temps d'exécution de ces derniers pour atteindre l'objectif du traitement en temps réel des données radar utilisées.

Dans cette étude on s'est intéressé à l'estimation des propriétés spectrales du spectre Doppler reçu par un radar terrestre météorologique (TDWR de bande C) de moyenne portée . L'intérêt de ces estimations est celui de donner une marge de temps pour avertir les aéronefs d'une éventuelle perturbation pouvant engendrer des catastrophes aériennes.

Quatre méthodes ont été utilisées à cet effet, et qui sont :

- La méthode pulse-pair (domaine temporel).
- La méthode de Fourier (domaine fréquentiel).
- La méthode autoregressive AR (domaine fréquentiel).
- La méthode de prédiction à deux pas ARMA(n,1) (domaine fréquentiel).

Ces méthodes ont été appliquées sur des données de signaux de radar pulse Doppler (I et Q) avec des caractéristiques des échos de temps, générées par simulation des signaux d'un radar TDWR déjà précités dans le cinquième chapitre, et mentionnées dans [1].

Ces données ont été générées par l'algorithme de simulation développé par **Zrnic** en 1975, [37], repris dans les projets de recherche de Traitement des signaux radar du laboratoire **d'électrotechnique de l'Université de Nebraska-Lincoln (au USA)** par le professeur B. Palmer [19].

Après le développement de chaque méthode, un programme de calcul à été élaboré pour chacune d'elles. Les résultats obtenus par chaque méthode ont été comparés entre eux et ainsi qu'avec les résultats d'autres auteurs [20], [21].

La méthode pulse-pair développée par Rummler en 1968, est une méthode classique utilisée pendant plusieurs années. Elle est basée sur le calcul de l'autocorrélation des signaux radar complexes, (Signaux I et Q). Elle donne les caractéristiques spectrales du spectre Doppler en termes de moments spectraux d'ordre zéro (puissance de l'écho météorologique), d'ordre un (la vitesse radiale moyenne du cisaillement du vent), et du moment d'ordre deux (la variance de la vitesse). Elle peut fournir aussi la largeur spectrale de la vitesse (étendue du spectre).

C'est une méthode d'estimation dans le domaine temporel. L'exécution de l'estimateur pulse-pair (pp) a l'avantage d'être sensiblement plus rapide que les méthodes exigeant la DFT (Transformée de Fourier Discrète). Il a été aussi, montré que la méthode pulse-pair a une plus petite variance que l'estimateur de Fourier pour des niveaux de signal sur bruit bas (SNR). Les échos fixes (clutter) ne sont pas susceptibles de violer ces assomptions, mais la présence d'un mode clutter de fond décalé loin du pic de puissance Doppler de la perturbation, peut biaiser les évaluations spectrales moyennes.

Donc son inconvénient majeur réside dans l'estimation de la puissance moyenne du signal bruit qui représente les échos fixes.

La méthode de Fourier est l'une des méthodes spectrales les plus utilisées, elle utilise également le calcul de la fonction d'autocorrélation des signaux, mais de façon indirecte, car dans cette méthode on doit d'abord passer par le calcul de la densité spectrale de puissance (PSD). Son inconvénient majeur réside dans le fait qu'elle a un temps d'exécution plus important, et une vitesse de convergence vers les résultats plus lente, que ceux de la méthode pulse-pair. Ceci est évident car elle emploie beaucoup plus d'opérations en utilisant, la transformée de Fourier pour le calcul de la fonction d'autocorrélation.

La troisième méthode employée, est celle appelée méthode autoregressive AR. Elle fait partie de la famille des méthodes qui effectuent les estimations désirées dans le domaine fréquentiel (c.à.d. Spectral). Elle est basée sur le calcul de la densité spectrale de puissance, qui utilise un modèle autoregressif AR pour l'approximation du spectre Doppler reçu des échos d'une microrafale de vent. Elle a également un temps d'exécution et une vitesse de convergence plus longue que ceux des méthodes pulse-pair et Fourier. Cette lenteur peut s'expliquer par le fait que, pour de tels estimateurs AR, il faut d'abord passer par l'estimation des coefficients de réflexions a_k du modèle AR. Et ajouter à cela l'utilisation de la transformée de Fourier pour l'estimation des exponentielles complexes du dénominateur de la fonction caractéristique $H(f)$ du modèle AR d'approximation.

Les performances de cette méthode sont très influencées par l'ordre des pôles P du modèle AR, car il faut choisir un ordre de pôles $P < 5$,[1], [8], [9]. D'ailleurs au-delà de cette valeur, on ne constatera aucun changement sur les valeurs estimées.

Pour donner une autre alternative, pour l'estimation de la vitesse moyenne du cisaillement du vent, de sa variance, ainsi que de sa largeur spectrale, on a proposé une autre méthode d'estimation dans le domaine fréquentiel. C'est la méthode de prédiction à deux pas [7]. Elle est basée sur le calcul de densité spectrale de puissance (PSD) du signal radar reçu, et en tenant compte de la minimisation de l'erreur minimum quadratique moyenne (MMSE). Cette méthode approxime le spectre Doppler par un modèle autoregressif de moyenne variable ARMA(n,1).

Les résultats fournis par cette méthode sont assez proches de ceux de la méthode pulse-pair. Elle est d'un intérêt très notable dans le cas d'absence d'un échantillon de données, car elle peut prédire et estimer sans encombre la valeur de l'échantillon manquant. Son inconvénient à elle, est le temps de calcul qui est important, mais ceci peut être résolu en procédant à des approximations et des simplifications pour le calcul des différents paramètres, nécessaires à l'estimation de la densité spectrale de puissance, comme α et β.

On comparant les résultats obtenus par la méthode de prédiction à deux pas avec un ordre des pôles $P = 3$ ARMA(3,1), avec les résultats fournis par la méthode autoregressive AR avec un ordre des pôles identique, on peut dire qu'ils sont nettement plus meilleurs. Cette méthode reste quand même une méthode qui peut être très utile pour les différentes estimations dans des domaines limités en temps et en distance, c'est à dire pour une certaine couverture radar.

Le temps d'exécution de ces quatre estimateurs est un temps dépendant de la machine et de l'environnement des logiciels de simulations utilisés (ici les simulations on étés développés sous Matlab). Ce temps peut être revu à la baisse, dans le cadre d'une réalisation sur un processeur de signaux et circuit électronique où il n y aura pas de stockage de données ou bien encore tout simplement par un développement de ces mêmes méthodes sous d'autres logiciels (comme le C++, ADA...).

Notons que les estimateurs fréquentiels, sont simples d'interprétation, car on peut lire directement sur les périodogrammes les caractéristiques des échos météorologiques reçus. Contrairement à la méthode temporelle pulse-pair (PP) qui n'utilise que des fonctions d'autocorrélations, qui sont difficiles à interpréter physiquement.

Les résultats obtenus par ces quatre méthodes sont assez proches entre eux pour un rapport signal sur bruit bas donné (SNR=10 dB), ils convergeant à peu prés vers les mêmes valeurs, et sauf pour la variance de la vitesse moyenne estimée qui est très importante pour les estimateurs fréquentiels, ce qui est a été d'ailleurs mentionné par E.G Baxa [1].

L'influence de certains paramètres sur l'écho météorologique reçu comme le rapport signal sur bruit (SNR), le nombre de points de données traitées *ndata*, la puissance du signal émis PP, ainsi que la largeur du spectre Doppler σ_v ont été étudié.

Comme déduction, on peut dire que le rapport signal sur bruit SNR influe directement sur la qualité du spectre Doppler, car pour un rapport signal sur bruit petit $SNR < 10$, le signal utile reçu va se confondre avec le signal bruit, et cela peut biaiser les résultats des quatre estimateurs utilisés.

Le nombre d'échantillons ou points *ndata* pour une cellule de distance (nombres de données utilisées $ndata = 2^n$), n'affecte pas la qualité des estimations faites, mais pour avoir des renseignements plus riches sur les précipitations, il faut un nombre significatif supérieur à 64 échantillons (une résolution plus grande).

Concernant, la puissance crête du signal émis, elle joue un rôle très important dans la détection des différentes précipitations météorologiques. Cette importance apparaît au moment de l'élaboration d'un bilan énergétique du radar utilisé (radar pulse Doppler météorologique), car pour des puissances faibles la qualité du bilan sera médiocre, ce qui va même altérer la qualité de la détection.

Quant à la largeur spectrale σ_v du signal émis, elle peut influencer la qualité des estimateurs, car pour des valeurs élevées de σ_v on aura la présence d'autres phénomènes de précipitations météorologiques autre que celui du cisaillement du vent, dans le spectre Doppler du signal reçu. Ce qui provoquera des fluctuations non désirées sur l'estimation de la vitesse moyenne, de sa variance, ainsi que sur sa largeur spectrale.

L'application des quatre estimateurs sur des données réelles d'une précipitation d'averse de pluie lourde (stratiform rain) prélevée sur un radar pulse Doppler météorologique de bande-S (memphis NCAR-USA), nous a permis de valider nos résultats et par conséquent les hypothèses de travail, à savoir que les spectres Doppler de puissance des échos radar météorologiques obéissent aux distributions assignées.

Le développement d'un générateur de signaux radar (I et Q) et du spectre de puissance Doppler des échos d'une microrafale de vent par l'utilisation du modèle α – stable filter nous a permis une modélisation plus consistante du problème des réflexions du sol, car avec des distributions avec un paramètre $\alpha < 2$ ($\alpha = 2$, distribution Gaussienne) on a su simuler les crêtes de puissance (spikes) engendrées par l'effet du clutter sol.

Enfin l'intérêt du choix d'un tel modèle de distributions statistiques pour la modélisation du spectre Doppler de la perturbation du cisaillement du vent, est celui d'avoir un modèle plus global c'est à dire un modèle compatible pour les perturbations de vent en basses et moyennes altitudes.

2- RECOMMANDATIONS

L'étude actuelle bien qu'elle est assez complète dans son principe, puisqu'elle traite les deux approches, temporelle (algorithme pulse-pair) et fréquentielle (algorithmes de Fourier DFT, AR et ARMA(n,1)), pour l'estimation des caractéristiques du spectre Doppler des échos radar d'une perturbation atmosphérique de cisaillement du vent. Elle pourra éventuellement recevoir d'intéressants développements.

Nous en recommandons particulièrement l'utilisation des techniques récentes du traitement des signaux Radar comme la double polarisation (Dual-polarization), [8], [37], afin d'améliorer d'avantage les estimations de la vitesse moyenne du cisaillement du vent et de sa variance, ou bien encore l'utilisation de la technique Multi-Radar, c'est à dire l'utilisation de plusieurs sources d'informations (données de plusieurs capteurs radars) [5].

ANNEXE A

Dans ce qui suit, on présente les fenêtres de l'interface graphique liée l'application développée pour l'estimation de la vitesse moyenne radiale d'une microrafale de vent à basse altitude. Cette application (Logiciel) à été développée sous l'environnement MATLAB qui est un outil interactif et convivial de calculs numérique et de visualisation graphique. Il possède un langage à la fois puissant et simple d'utilisation.

Par ailleurs notons que les temps d'exécutions mentionnés lors de la comparaison entre les résultats fournis par les différents estimateurs, pulse-pair, AR(4), DFT, et ARMA(4,1), sont des temps dépendants de la machine et de l'environnement de programmation (Matlab). Ces temps peuvent êtres revus à la baisse et ce on optant pour un autre environnement de développement professionnel comme JAVA ou bien ADA, ou LISP.

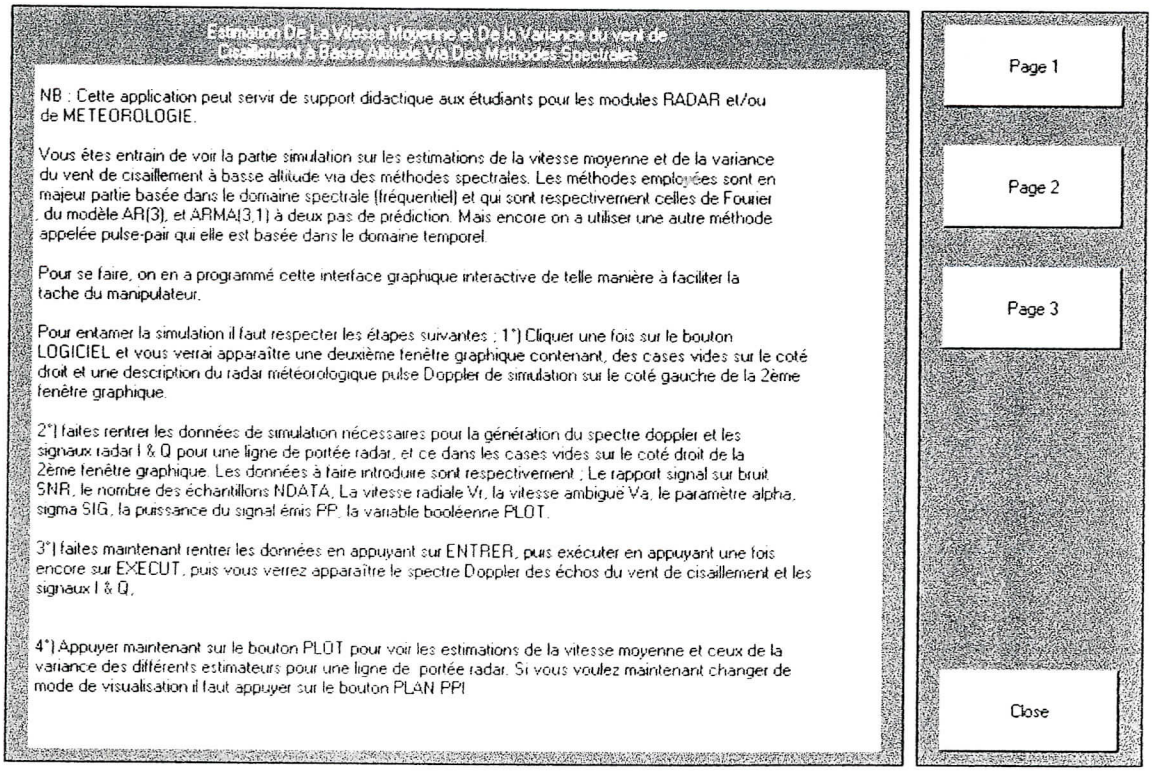
Cette application peut servir de support didactique aux étudiants ingénieurs pour les modules RADAR et/ou de METEOROLOGIE, pour une meilleure compréhension du phénomène météorologique du cisaillement de cisaillement, et du traitement du signal radar.

La présentation des résultats des simulations se fait sous deux formes, la première est une visualisation sous la forme de graphes pour une ligne d'azimut où sont mentionnées les vitesses moyennes estimées et les variances des vitesses d'une microrafale de vent détectée par un radar pulse Doppler, et la seconde forme se fait sous la forme d'écran PPI [E. Scott, M. Creg, RAP program NCAR], représentant les intensités des vitesses et des variances en couleur.

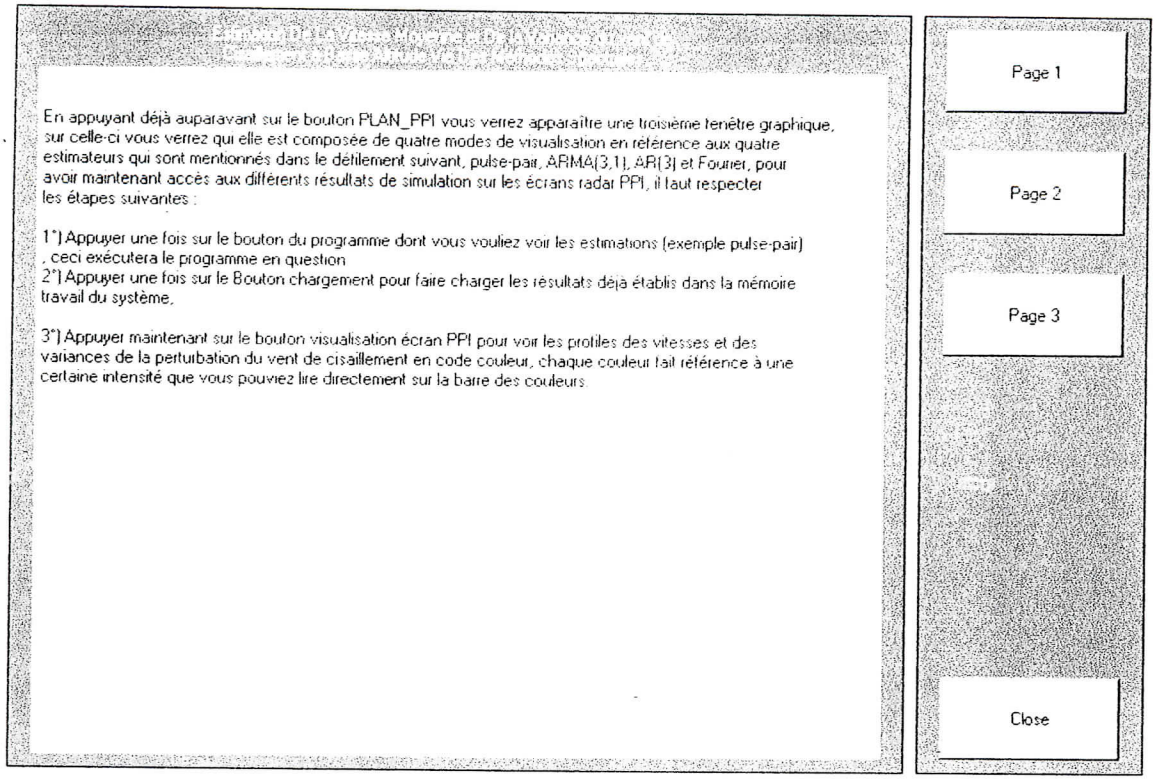
ANNEXE B

Dans l'annexe B on présente quelques données radar I et Q réelles d'une perturbation d'averse de pluie lourde (stratiform rain), prélevées par un radar pulse Doppler de Bande - S dans l'état de Memphis (U.S.A.) juillet 1997 - S.Ellis [NCAR].

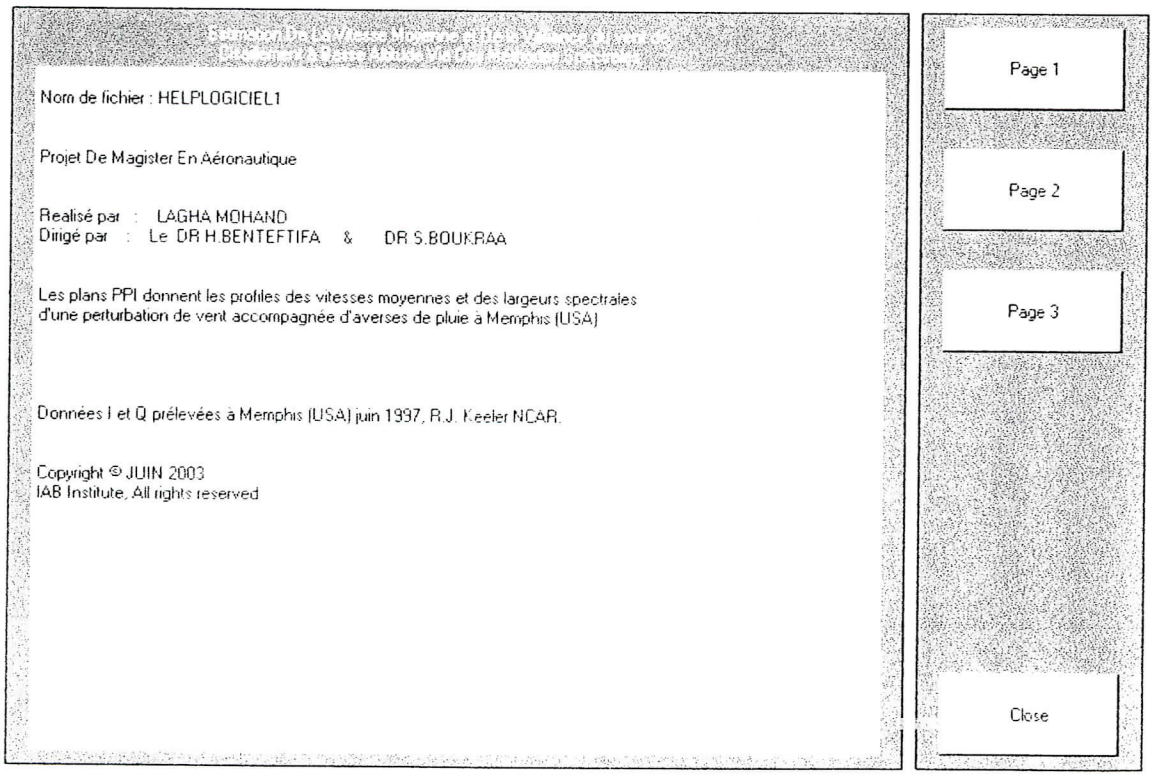
- L'interface graphique principale de l'application -



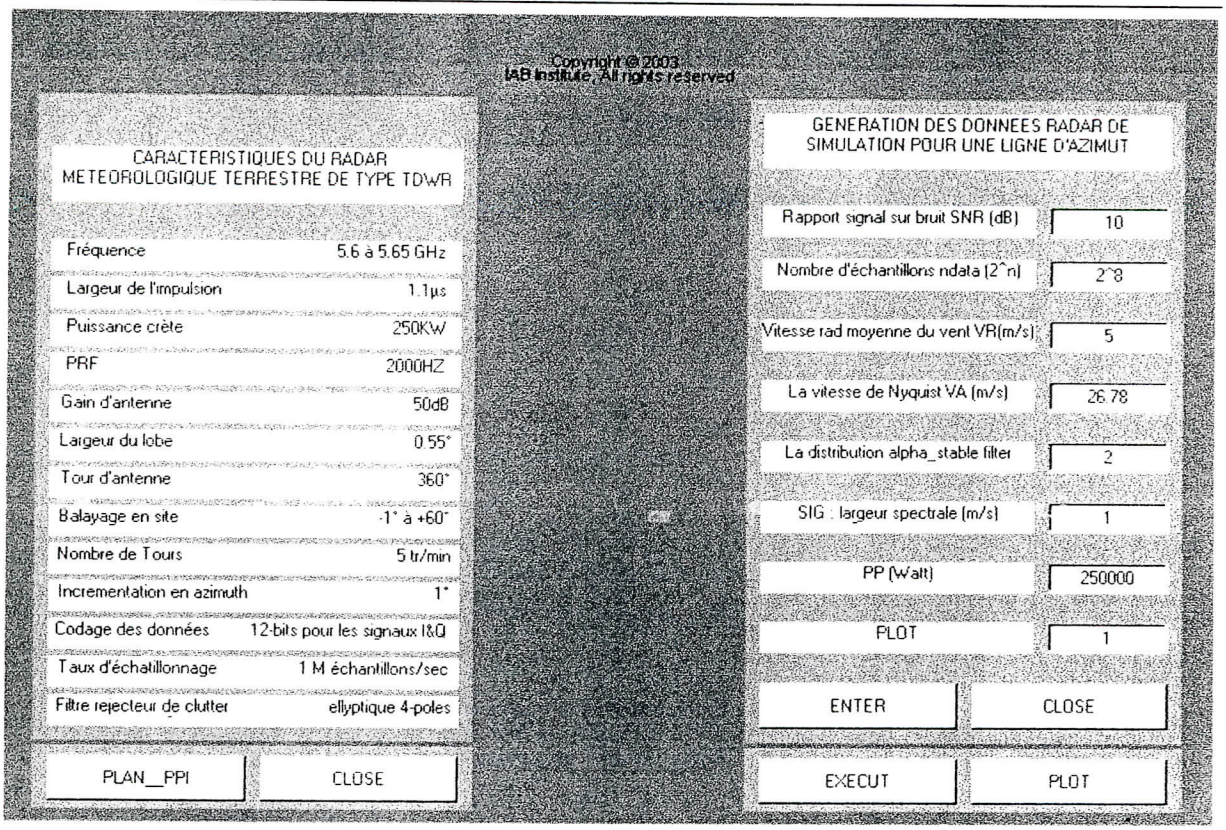
- La fenêtre n° 1 d'aide à la simulation pour l'utilisateur -



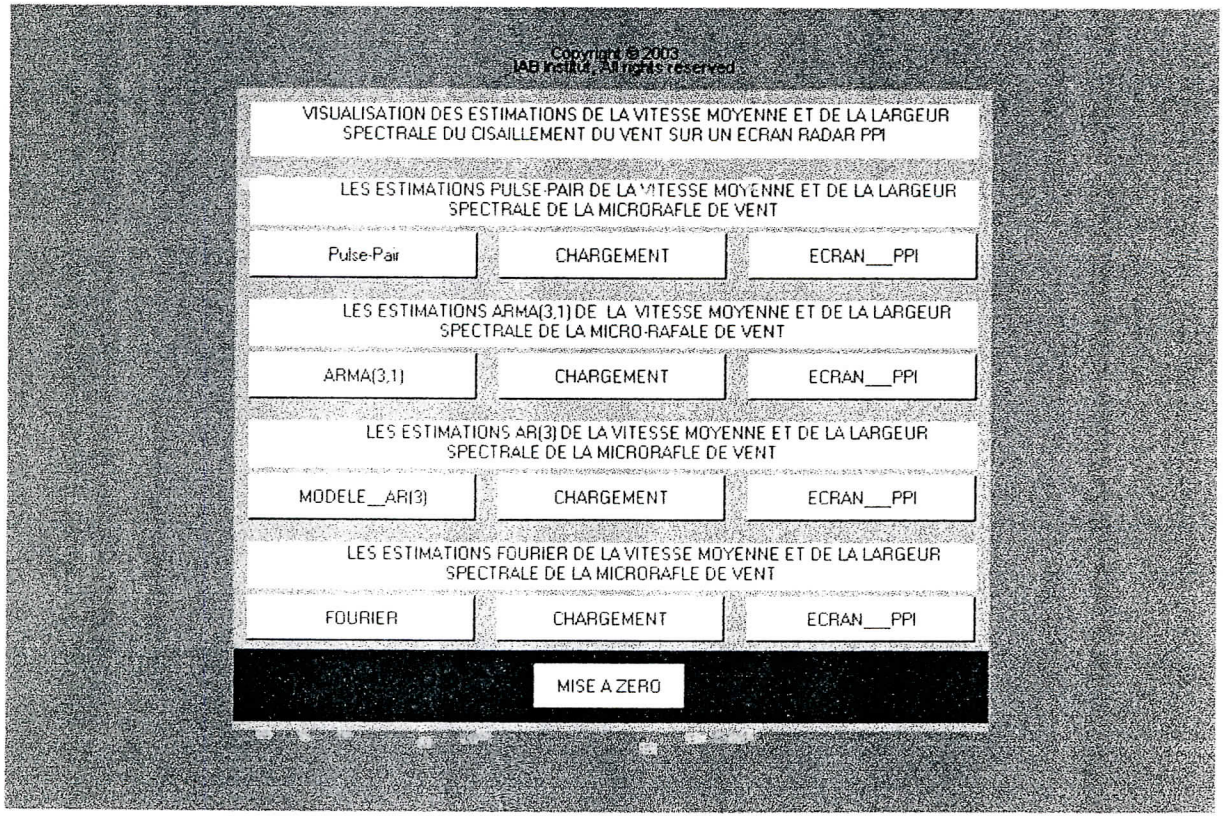
- La fenêtre n° 2 d'aide à la simulation pour l'utilisateur -



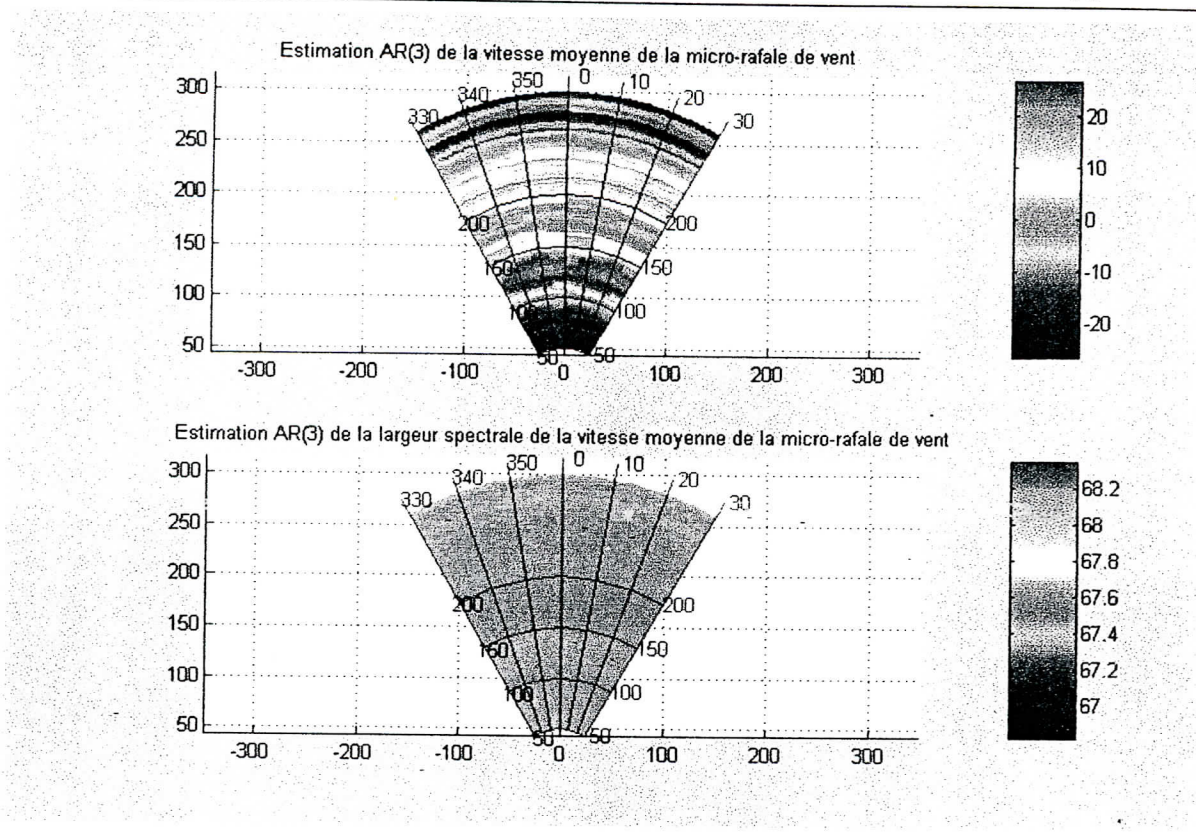
- La fenêtre n° 3 d'aide à la simulation pour l'utilisateur -



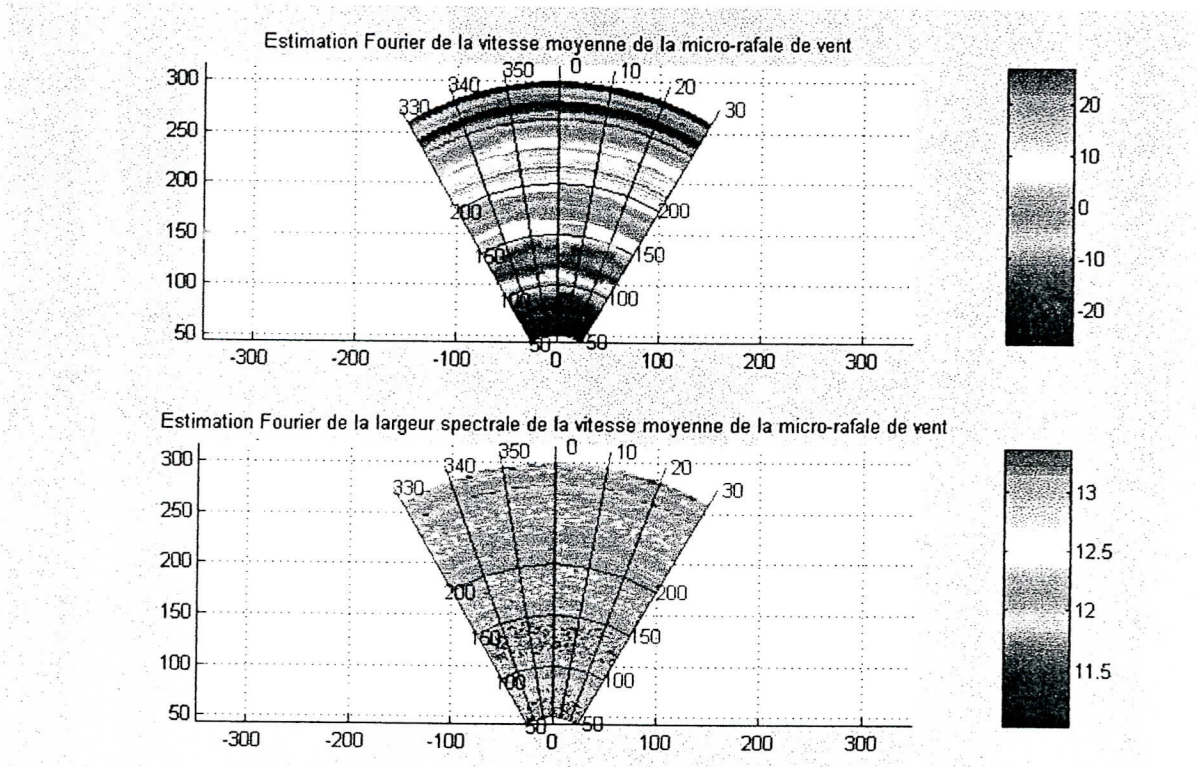
- Interface de simulation des différents estimateurs pour une ligne d'azimut -



- Interface de simulation pour une visualisation PPI (Plan Position Indicator) -



Représentation PPI des estimations AR(3) de la vitesse moyenne radiale et de la largeur spectrale, pour une perturbation d'averse de pluie.



Représentation PPI des estimations de Fourier de la vitesse moyenne et de la largeur spectrale, pour une perturbation d'averse de pluie.

Annexe B : Quelques données radar I et Q réelles

I	Q	Azimuth(deg)	Elevation	PRT	Time	Sample number
-0.00292969	0.00024414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	0.00537109	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00097656	0.00170898	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00146484	0.00317383	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	-0.00048828	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00048828	-0.00195312	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00585938	-0.00390625	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00097656	-0.00366211	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00244141	0.00390625	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	-0.00244141	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00341797	-0.00122070	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00195312	0.00024414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00244141	0.00317383	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00195312	-0.00683594	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00097656	-0.00708008	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00146484	-0.00317383	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00341797	0.00024414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01025391	-0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00341797	-0.00854492	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00439453	-0.00268555	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00097656	-0.00659180	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00292969	-0.00122070	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00195312	0.00000000	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00097656	-0.00366211	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00146484	-0.00195312	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00195312	-0.00097656	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00000000	0.00000000	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	-0.00390625	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00244141	-0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00488281	-0.00244141	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	0.00292969	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00585938	0.00024414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	0.00878906	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	0.01025391	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00537109	0.00341797	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01123047	0.00097656	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01806641	0.00317383	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00927734	0.00341797	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03320312	0.00708008	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00585938	0.00708008	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00390625	0.01440430	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00976562	0.02490234	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01074219	0.00048828	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00292969	0.00537109	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00683594	-0.00781250	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00683594	0.00805664	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	0.00073242	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00878906	0.01074219	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01123047	-0.01782227	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01611328	0.01660156	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00732422	0.01000977	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00195312	0.00024414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00781250	0.01782227	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	-0.02026367	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00146484	-0.01049805	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00683594	-0.00488281	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00146484	-0.00805664	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00683594	0.00219727	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01171875	0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00244141	0.01123047	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00439453	0.01147461	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00830078	0.01684570	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00195312	-0.02783203	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00195312	-0.00366211	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00781250	0.02221680	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01904297	0.01000977	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00634766	0.00708008	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00976562	-0.00952148	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01318359	-0.03710938	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0

0.00537109	-0.01513672	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01855469	-0.00537109	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00927734	0.01489258	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00537109	0.00610352	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00781250	0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02490234	0.01074219	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01708984	-0.02172852	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00878906	0.02026367	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01123047	0.01123047	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	0.02685547	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00585938	0.02905273	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00097656	-0.05908203	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04687500	-0.03417969	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.09033203	-0.02319336	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04833984	0.05688477	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.16699219	0.11840820	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02636719	0.01708984	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.03906250	-0.00854492	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00195312	-0.09399414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03613281	-0.11938477	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04248047	-0.03686523	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.05322266	0.01269531	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.13378906	0.08032227	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.03710938	-0.01196289	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02978516	0.02905273	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02539062	0.06176758	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04150391	-0.02661133	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00146484	-0.00805664	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.03710938	-0.03100586	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01855469	0.07641602	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00683594	0.04687500	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02880859	0.04150391	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02441406	-0.04882812	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01416016	-0.03369141	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.04687500	0.03588867	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00537109	0.03540039	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04248047	0.06347656	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.06152344	0.06372070	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04052734	0.00537109	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02636719	0.05737305	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01269531	0.01757812	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02099609	0.05712891	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03466797	-0.02246094	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.05517578	0.04516602	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01367188	0.03247070	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.05175781	-0.00268555	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04931641	0.03222656	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01171875	0.02954102	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02880859	0.01953125	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01806641	-0.01367188	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03857422	0.01757812	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.05273438	0.01123047	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.06396484	-0.00561523	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.04492188	-0.00976562	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01660156	-0.05834961	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02294922	-0.02099609	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02929688	-0.00903320	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.08447266	-0.06176758	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.03222656	-0.01171875	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02294922	-0.02124023	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02001953	0.04443359	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00976562	-0.00122070	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00341797	0.03320312	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	0.00878906	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00390625	0.01538086	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01953125	-0.01318359	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00878906	0.00024414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01611328	0.00024414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01318359	0.00292969	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01074219	-0.00903320	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02246094	-0.01220703	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01660156	-0.01562500	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0

Annexe B : Quelques données radar I et Q réelles

0.00585938	-0.00292969	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00732422	0.04296875	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01953125	0.01293945	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01074219	0.01269531	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01855469	0.03149414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00781250	0.03442383	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.04638672	0.01586914	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00439453	-0.00122070	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.03466797	-0.00537109	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02587891	-0.05224609	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.07568359	0.05151367	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.06738281	0.00708008	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02978516	-0.03735352	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03417969	0.04541016	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03271484	-0.03271484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02978516	-0.00268555	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.03027344	0.04980469	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02685547	0.00488281	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02587891	-0.01489258	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02880859	-0.00366211	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.02099609	-0.01367188	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00146484	0.00537109	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.07519531	0.02514648	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	-0.06665039	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02929688	-0.04223633	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.05371094	0.01171875	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00830078	-0.00024414	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.03466797	0.02807617	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01464844	-0.03686523	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00976562	-0.01318359	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00537109	0.02368164	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01123047	-0.03222656	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04003906	-0.02954102	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03271484	0.02905273	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	-0.03808594	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00439453	-0.05639648	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.05957031	0.05468750	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00146484	0.00366211	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04248047	0.03540039	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00292969	0.01977539	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00537109	-0.01757812	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01953125	0.00756836	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00439453	-0.00439453	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00634766	-0.00781250	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01074219	0.02929688	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00781250	0.06005859	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03271484	0.03466797	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03027344	0.02124023	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02978516	0.00439453	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00585938	-0.00732422	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00781250	-0.00268555	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01904297	-0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01367188	0.00878906	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00195312	-0.00585938	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00878906	0.00073242	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00048828	0.00341797	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01123047	-0.00390625	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01904297	-0.00292969	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00146484	0.00341797	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00097656	0.00000000	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00244141	0.00146484	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00000000	-0.00219727	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00488281	0.00048828	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01416016	-0.00292969	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00634766	0.00122070	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00146484	0.00585938	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00292969	-0.00366211	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00000000	-0.00073242	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00195312	-0.00097656	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00390625	0.00244141	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.00634766	0.00268555	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0

-0.02539062	0.00048828	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01025391	0.01245117	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.04248047	-0.02416992	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.00830078	-0.03466797	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.01660156	-0.02124023	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03076172	-0.01269531	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.06494141	0.05786133	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03515625	0.12670898	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.05078125	-0.07080078	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.05175781	0.07128906	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.06103516	-0.00195312	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03808594	-0.08520508	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02929688	-0.03979492	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.01123047	-0.02612305	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.02343750	-0.06176758	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.05957031	0.01831055	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03417969	0.05615234	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03222656	-0.05004883	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.12060547	-0.03491211	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.07177734	0.02270508	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.07861328	0.13720703	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.11279297	0.19433594	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.03906250	0.09277344	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
0.19384766	0.08154297	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0
-0.03710938	-0.07885742	221.9237670898	1.5380854607	988.0	729579.9127276943	338018.0

NB : Ces mêmes données ont été utilisées pour valider les différentes estimations effectuées par les différents estimateurs développées précédemment (pulse-pair, DFT, AR(3) et ARMA(3,1)), et cela à été réalisé pour un plan d'azimut de -30° à + 30°, comme on peut le voir sur les écrans PPI.

[11] : H. Uyenda and D. S. Zrnic',
"Automatic Detection of Gust Fronts ", Journal Of Atmospheric And Oceanic Technology, Vol.3, No1, pp.36-50, March 1986.

[12] : K. A. Brewster and D. S. Zrnic',
"Comparison of Eddy Dissipation Rates from Spatial Spectra of Doppler Velocities and Doppler Spectrum Widths", Journal Of Atmospheric And Oceanic Technology, Vol.3, pp.440-452, No3, March 1986.

[13] : Robert Jeffrey Keeler,
"Adaptive Frequency Estimation And New Convergence Properties For The Least Mean Square Algorithm", NOAA Technical Memorandum ERL WPL-49 Wave Propagation Laboratory, Boulder, Colorado - February 1980.

[14] : R. Jeffrey Keeler, Brian W. Lewis, Robert K Bowie and Joseph R. Vinson,
" NCAR' S C-Band Doppler Radars", Preprint Volume of the 25th International Conference on Radar Meteorology, pp.859-862, June 24-28, 1991.

[15] : R. Jeffrey Keeler, Brian W Lewis and Grant R. Gray,
" Description of NCAR/FOF CP-2 meteorological Doppler Radar ", Preprint Volume of the 24th International Conference on Radar Meteorology, pp.589-592, March 27-31, 1989.

[16] : J.F. Pratte, J.H. Van Aadel, D.G. Ferraro, R.W. Gagnon, S.M. Maher and G.L. Blair, " NCAR' S Mile High Meteorological Radar ".

[17] : P. Hilderbrand, C. A Walther, C. L Frush, J. Testud and F. Baudin,
"The ELDORA/ASTRAIA Airborne Doppler Weather Radar: Goals, Design, and First Tests". Proceedings of The IEEE, Vol. 82, No 12, pp.1873-1890, December 1994.

[18] : S. Haykin, B. W. Currie and Stalisnav B. Kesler,
"Maximum-Entropy Spectral Analysis of Radar Clutter",
Proceedings of the IEEE, Vol.70, No9, pp. 953-962, September 1982.

[19] : Robert D. Palmer,
Signal Processing Project, Department of Electrical Engineering University of Nebraska-Lincoln, ELEC 484/884 - Spring 2002.

[20] : B.M. Keel and E.G. Baxa,
"Adaptive Least Square Complex Latice Clutter Rejection Filters Applied To The Radar Detection of Low Altitude Windshear", IEEE, Vol. 90, pp.1469-1472, February 1990.

[21] : S. Ellis, F. Pratte and C. Frush,
" Compensating Reflectivity for Clutter Filter Bias in the WSR-88D ".
Preprints of the 29th Conference on Radar Meteorology, AMS Montreal, CA,
12-16 July 1999.

[22] : Mohand Mokhtari et Abdelhalim Mesbah,
" Apprendre et maîtriser MATLAB ", Edition Paris springer 1993.

[23] : CD-ROM : Ressources didactiques de télédétection Radar,
Programme GlobeSAR 2,
Centre Canadien de télédétection - 2001.

[24] : J.P. Hardange, P. Lacomme et J-C. Marchais,
" Radars aéroportés et spatiaux ",
Collection scientifique et technique Thomson C.S.F., Edition MASSON - 1995.

[25] : S.Unnikrishna Pillai,
" Array Signal Processing ",
1989 - Springer-Verlag New York.

[26] : M. Labarère, J.P. Kreif et B. Gimonet,
" Le filtrage et ses applications ", SUPAERO,
Troisième Edition CEPADUES - 1993.

[27] : P. Duvaut,
" Analyse spectrale paramétrique (Algorithme de Burg) ",
Edition Hermès - 1994.

[28] : C. S. Barrus, J. H. Mc Clellan, A. V. Oppenheim, T. W. Parks, R. W. Schafer and H. W. Schuessler, " Computed-Based Exercices for signal processing Using Matlab ", Edition PRENTICE-HALL International, Inc (1992)

[29] : S. Boukraa,
Cours de graduation en aéronautique (1999-2000),
" Processus stochastiques ".

[30] : Département Transport Aérien,
" Cisaillement du vent de basses couches ",
Subdivision météo - Ecole Nationale de l'Aviation Civile - 1991.

[31] : J. Besse, A. Fournie et M. Renaudin,
" Aérologie - Météorologie dynamique " - Tome 2,
Ecole Nationale de l'Aviation Civile - 3ème Edition, 1990.

[32] : J. Besse, A. Fournie et M. Renaudin,
" Météorologie - Météorologie générale "- Tome 1,
Ecole Nationale de l'Aviation Civile - 3ème Edition, 1989.

[33] : Département Du Transport Aérien,
" Météorologie ",
Service Formation - Air France.

[34] : A.T. Georgiadis, " Adaptive Equalisation in the presence of Non-Gaussian Noise ", Edinburgh university, PhD thesis 1997.

[35] : E.A. Murphy, Technical Officer Operations ICAO (Montreal),
" Wind-shear recovery : keep the thrust up and nose up! "
ICAO Bulletin, April 1987.

[36] : T. Fox, Technical Officer Meteorology section ICAO (Montreal),
" ICAO circular soon to be published on low level wind shear ",
ICAO Bulletin, April 1987.

[37] : Sutunay Choudhury and Nitin Bharadwaj,
" Computer simulation of weather radar signals ", Departement of Electrical & Computer Engineering, Colorado State University, pp. 1-6, May 2002.

[38] : J. Besse, A. Fournie et M. Renaudin,
" Météorologie - Météorologie aéronautique " - TOME 3,
Ecole Nationale de l'Aviation Civile - 3ème Edition, 1989.

[39] : Michael F. Shlesinger, George M. Zaslavsky and Uriel Frisch (Eds.)
" Lévy Fligths and related Topics in Physics ", Proceedings of the International Workshop - Held at Nice, France, Springer edition, June 1994.